А.М. Гуржій, А.М. Сільвестров, Н.І. Поворознюк

Електротехніка з основами промислової електроніки

Підручник для учнів
професійно-технічних навчальних закладів

Допущено
Міністерством освіти і науки України

Київ «Форум» 2002

1. ВСТУП

1.1. Електротехніка та її значення для підготовки висококваліфікованих робітників

Різноманітність електричних і електронних приладів та апаратів вимагає від спеціаліста-електрика глибоких знань. Недосвідченість, недостатня кваліфікація можуть призвести до тяжких наслідків для людей і обладнання.

Матеріал підручника викладено системно. На основі фізичних знань (розділи 2, 3, 4) побудовані розділи, де йдеться про розрахунки електричних і магнітних кіл (розділи 4, 5), електротехнічні та електронні пристрої: вимірювальні прилади — розділ 6, трансформатори — розділ 7, електричні машини — розділи 8, 9, електронні пристрої — розділи 8 — 16, апарати розподілу електроенергії — розділ 17 та системи автоматики — розділ 18. Сучасні вимоги до знань висококваліфікованого робітника сягають за рівнем майже інженерних. Щоб якісно виробляти, налагоджувати та експлуатувати сучасні електротехнічні пристрої, треба мати глибокі знання, набути вмінь і навичок. Професія електрика дуже цікава, і щоб засвоїти її, треба сумлінно вчитися. Тоді праця буде творчим процесом, а працівник — творцем, який отримує від праці не лише матеріальне, а й моральне задоволення.

1.2. Електротехніка — наука про технічне використання електричних явищ

Усі об'єкти матеріального світу побудовано з *молекул*, а молекули — з *атомів*, що складаються з *елементарних частинок*. Ці частинки характеризуються масою спокою, часом життя, електричним зарядом, магнітним моментом тощо. Частинки *пов'язані* з атомом речовини або можуть бути *вільні*.

Виходячи з корпускулярної теорії побудови речовини, вважається, що кожна *частинка зосереджена в обмеженій області простору речовини*, а між частинками — вакуум.

В електротехніці розглядають частинки, які мають електричний заряд і магнітний момент. Це *протони* та *електрони*. Протон має позитивний заряд, електрон — негативний. За модулем ці *елементарні* заряди однакові і дорівнюють $1{,}602 \cdot 10^{-19}$ кулона. Маси протона і електрона різні: відповідно $1{,}67 \cdot 10^{-27}$ кг та $9{,}1 \cdot 10^{-31}$ кг. Окрім сил всесвітнього тяжіння, на заряджені частинки діють набагато більші *електричні сили*. Взаємоді-

ють частинки через свої *поля*. Поля розташовуються у просторі безперервно і діють на великі відстані.

У кожному атомі будь-якої речовини кількість додатних і від'ємних зарядів однакова, тому тіло має загальний нейтральний заряд. Під дією зовнішніх сил тіло та його частинки, наприклад *вільні електрони*, можуть рухатись у просторі. Швидкість їх руху залежить від зовнішніх сил, які на них діють. Швидкість електричного чи електромагнітного поля залежить тільки від середовища. Так, у вакуумі вона дорівнює швидкості світла. Зміна стану частинок тіла спричинює зміну стану поля і навпаки. Тобто між частинками і полем є взаємозв'язок. Під впливом зовнішніх сил виникають різноманітні електричні явища.

Електротехніка — наука про практичне використання явищ, що зумовлені електричними зарядами та їх рухом у просторі. Електротехніка розглядає тіла з великою кількістю елементарних зарядів. З достатньою точністю можна розраховувати їхню спільну дію за інтегрованими показниками, не враховуючи їхньої природної дискретності.

1.3. Місце електротехніки у прискоренні науково-технічного прогресу

Важко навіть уявити собі сучасний і майбутній світ без електротехніки як галузі науки і техніки. В умовах сучасної науково-технічної революції електротехніка як наука дає можливість успішно розв'язувати складні проблеми високоефективного *перетворення* різних видів *первинної енергії* (механічної, теплової, ядерної, сонячної та ін.) в електричну, оптимального *використання* електроенергії в технологічних процесах щодо цілеспрямованого перетворення речовин. Без електротехніки не існували б сучасні ***інформаційні системи*** від цехових (автоматизовані системи керування технологічними процесами) до світової мережі Інтернет (Internet).

Усе це стало можливим завдяки відкриттям та винаходам багатьох вчених, винахідників, інженерів. Наведемо деякі з них:

1600 р. — англієць Гільберт ввів у науку термін «електричний», як сукупність явищ, пов'язаних з наявністю і дією електричних зарядів;

1753 р. — М. Ломоносов запропонував теорію атмосферної електрики;

1785 р. — француз Ш. Кулон встановив закон взаємодії електричних зарядів (ще раніше, у 70-х рр. 18 ст., цей закон відкрив англійський учений Г. Кавендіш, проте його праці було надруковано лише у 1879 р.).

1800 р. — італієць А. Вольт винайшов гальванічний елемент;

1802 р. — В. Петров сконструював електричну дугу та зазначив галузі її використання.

1820 р. — фізик з Данії Х. Ерстед пояснив дію електричного струму на магнітну стрілку, а француз А. Ампер — встановив закон взаємодії електричних струмів;

1827 р. — німецький фізик Г. Ом виявив співвідношення між струмом, напругою та опором електричного кола (закон Ома);

1831 р. — англійський фізик М. Фарадей відкрив явище електромагнітної індукції, Е. Ленц — найважливіші положення електромагнітної індукції та теплової дії струму;

1834 р. — Б. Якобі винайшов двигун постійного струму, **1838 р.** — гальванопластику, **1840 р.** — створив теорію електромашин, **1850 р.** — літеродрукуючий телеграф;

1847 р. — німецький фізик Г. Кірхгоф встановив закони розподілу електричних величин у розгалужених колах постійного струму;

1871 р. — О. Столєтов запропонував методику експериментального дослідження феромагнітних матеріалів;

1872 р. — О. Лодигін сконструював лампу розжарювання;

1873 р. — Д. Максвелл створив теорію електромагнітного поля;

1877 р. — В. Чиколєв винайшов дугову лампу з диференційним регулятором;

1879 р. — Т. Едісон сконструював лампу з вугільною ниткою;

1880 р. — Д. Лачинов довів можливість передачі електроенергії на великій відстані;

1881 р. — М. Бенардос запропонував дугове електрозварювання з вугільним електродом;

1882 р. — В. Чиколєв створив електропривід швейної машини;

1890 р. — М. Слав'янов запровадив зварювання з металевим електродом;

1891 р. — М. Доліво-Добровольський створив трифазну систему і вперше в світі передав електроенергію трифазним струмом на віддаль;

1893 р. — американський інженер Ч. Штейнметц запропонував для розрахунку електричних кіл метод комплексних величин.

1895 р. — О. Попов винайшов і створив перший в світі радіоприймач і радіотелеграф.

Значну увагу розвитку електроенергетики приділялося в Радянському Союзі. Згідно з планом «ГОЕЛРО» і подальшим його розвитком побудовано мережу гідро-, тепло- та атомних електростанцій. Істотний вклад у розвиток цієї галузі внесли вчені Г. Кржижановський, О. Вінтер, Р. Классон, В. Миткевич, М. Костенко, Л. Нейман, М. Шателен, Г. Петров, І. Глєбов, В. Попков та ін.

1.4. Основні напрями розвитку електроенергетики та електричної промисловості

На сучасному етапі розвитку промисловості виникли важливі питання раціонального використання та якості електроенергії, а також екологічні проблеми, пов'язані з енергетикою. Аналізуючи наслідки бурхливого зростання кількості виробленої електроенергії, вчені дійшли висновку про необ-

хідність раціональнішого використання електроенергії, підвищення коефіцієнта корисної дії (ККД) генераторів і споживачів. Розгорнулися дослідження з використання нетрадиційних джерел енергії. Розроблені і впроваджуються сонячні батареї для живлення автономних споживачів невеликої потужності. У місцевостях, де дмуть сильні вітри, використовуються вітроелектростанції. Споруджуються комплекси, що повністю забезпечують свої потреби в енергії нетрадиційними джерелами. Розробляються і впроваджуються високоефективні системи дистанційного керування, контролю і сигналізації. Електроенергією користуються важка і легка промисловість, транспорт, нафтопереробна промисловість, побутова техніка, наука і культура. У різних галузях народного господарства ми спостерігаємо використання електрики як сильнострумової, так і слабкострумової. Останню відносять до електроніки.

Електроніка більше ніж енергетика увійшла в життя: реалізуються найскладніші та найдосконаліші системи й апарати: від електронного годинника до всесвітньої інформаційної комп'ютерної мережі Internet; від простого електронного регулятора до штучного інтелекту; від найпростішого радіоприймача до найскладніших електронних систем спостереження за підводним, наземним, повітряним та космічним простором; від електронного мікрозонду в медицині для дослідження органів людини до міжпланетних ракетних зондів для дослідження інших планет.

Контрольні запитання

1. Що вивчає електротехніка?
2. Яких видатних учених-електротехніків ви знаєте?
3. За якими напрямами розвивається електротехніка?
4. З якою метою ви вивчаєте електротехніку?

2. ОСНОВИ ЕЛЕКТРОСТАТИКИ

2.1. Силові та еквіпотенціальні лінії електричного поля

Будь-яке тіло розглядатимемо як *середовище*, де відбуваються ті чи інші явища. Якщо його властивості однакові в усіх частинах тіла, — воно *однорідне*; в усіх напрямках, — *анізотропне*; якщо числові характеристики (параметри) не залежать від прикладених до середовища фізичних величин (електричних, магнітних, механічних), то відповідно до цих величин воно *лінійне*; у протилежному випадку — *нелінійне*.

Доки на тіло не діють зовнішні впливи, воно електрично нейтральне, оскільки у кожному його атомі кількість позитивних і негативних зарядів однакова (рис. 2.1). Внаслідок взаємодії з іншими тілами чи полями цей баланс може бути порушено, і тоді тіло стає зарядженим: негативно, якщо електронів більше, ніж протонів, позитивно — в протилежному випадку. Такий стан тіла називають *наелектризованим*. Кількісно наелектризованість тіла визначимо сумарним зарядом Q:

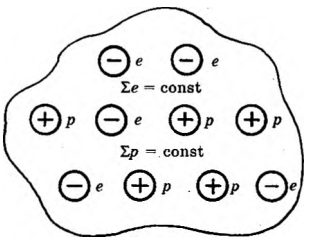


Рис. 2.1

$$Q = \sum e + \sum p, \tag{2.1}$$

де $\sum e$ — сума негативних, а $\sum p$ — позитивних зарядів. Залежно від знака Q тіло заряджене позитивно чи негативно. Як окремі заряди e та p, так і заряд тіла Q кількісно визначається за силовою взаємодією частинок чи тіл. В електротехніці здебільшого розглядають макровзаємодії, тобто взаємодію заряджених тіл. Заряди можуть переходити з одного тіла на інші, та сума їх в системі ізольованих тіл не змінюється. Електрично заряджене нерухоме тіло утворює в навколишньому середовищі *електростатичне поле*. Воно виявляється через механічну дію на інші заряджені тіла. Ця дія залежить від значення заряду. За одиницю заряду в системі СІ взято кулон, який містить у собі $6{,}2 \cdot 10^{18}$ елементарних зарядів. Для характеристики окремих досить малих ділянок середовища вводять питомі величини заряду в цих ділянках:

$$\rho = \Delta Q / \Delta V. \tag{2.2}$$

Для частин поверхні S — *поверхневу питому густину заряду* Q:

$$\sigma = \Delta Q / \Delta S. \tag{2.3}$$

Для частин лінії l — *лінійну питому густину* заряду Q:

$$\tau = \frac{\Delta Q}{\Delta l}, \tag{2.4}$$

де ΔQ — сумарний заряд на частині об'єму V, поверхні S, лінії l відповідно.

Для визначення силової дії електростатичного поля зарядженого тіла в кожній точці простору введемо питому силу $\bar{\varepsilon}_k$, що діє з боку електростатичного поля на тіло, яке має заряд Q, що дорівнює одному кулону. Але тіло з зарядом Q утворює своє поле. Тому, щоб виключити вплив заряду на поле, інтенсивність поля визначається як відношення сили ΔF до досить малого заряду ΔQ, щоб його впливом на поле можна було знехтувати:

$$\bar{\varepsilon}_k = \frac{\Delta \bar{F}}{\Delta Q}. \tag{2.5}$$

Напруженість електричного поля — це векторна силова характеристика електричного поля у відповідній точці. У кожній точці простору, де існує електричне поле, на заряд ΔQ діє сила $\bar{\varepsilon}_k$, яка має числове значення і напрямок у просторі, тобто є *вектором*. Таких векторів, як і точок простору, де діє поле, нескінченно багато. Тому графічно зображати електричне поле зручніше за допомогою *електричних силових ліній* або ліній вектора $\bar{\varepsilon}_k$, у кожній точці яких вектор $\bar{\varepsilon}_k$ буде спрямовано по дотичній. Частинку електричного поля у вигляді трубчастої поверхні, що створена сукупністю силових ліній, називають *трубкою поля*.

2.2. Прості електричні поля

Просте електричне поле утворюється точковим зарядом або зарядженою віссю (поперечний переріз) (рис. 2.2). Тут силові лінії — промені, що виходять з точки чи осі та прямують у нескінченність. Складніше виглядає поле двох точкових зарядів чи різнойменно заряджених паралельних тонких проводів (рис. 2.3). Тут силові лінії виходять з позитивно зарядженої точки (осі) і входять (замикаються) на негативно заряджений. Графічне зображення буде симетричним, якщо заряди за модулем однакові, а середовище однорідне. Наближення до зарядженої кульки чи осі другої спричинює деформацію силових ліній (див. рис. 2.3), які викривляються у бік сусідньої кульки чи осі. Позитивно заряджена кулька утворює поле, яке відштовхує позитивно заряджене тіло (див. рис. 2.2), але притягує негативно заряджене (див. рис. 2.3).

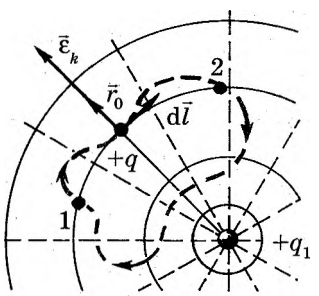


Рис. 2.2

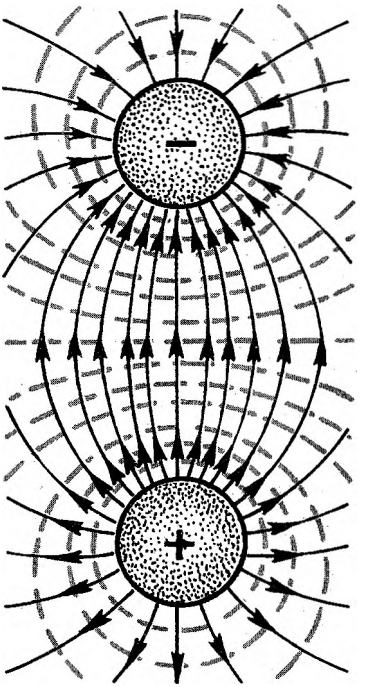


Рис. 2.3

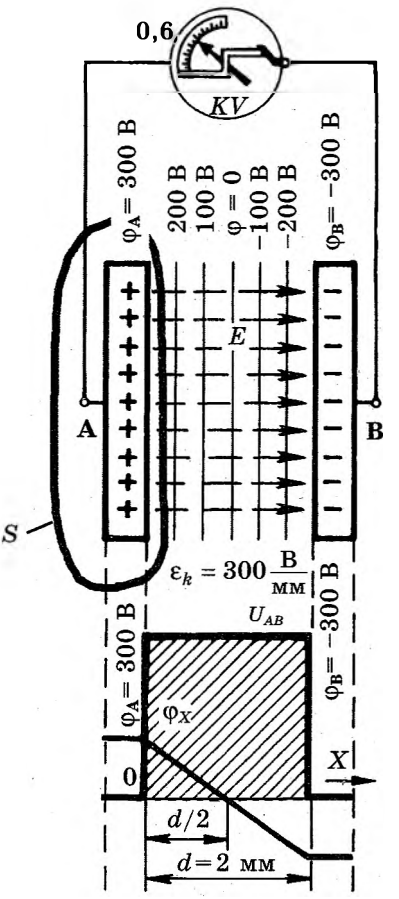


Рис. 2.4

Між двома різнойменно зарядженими пластинами в однорідному середовищі утворюється однорідне електричне поле. Силові лінії такого поля утворюють систему паралельних прямих. Це означає, що в кожній точці простору між пластинами на заряд діє однакова сила $\bar{\varepsilon}_k$. У системі СІ сила вимірюється в ньютонах, розмірність напруженості $\bar{\varepsilon}_k$ буде ньютон поділений на кулон або вольт поділений на метр: **(Н/Кл = В/м).**

За допомогою силових ліній електричного поля графічно відображають як напрямок, так і значення напруженості $\bar{\varepsilon}_k$ у заданій точці. Якщо ε_k визначати кількістю силових ліній, що проходять, наприклад, через 1 см^2 перпендикулярної до них поверхні, то за їх густиною можна розрахувати величину $\bar{\varepsilon}_k$ у відповідній точці простору чи площі (для двомірних випадків). Поле точкових зарядів (рис. 2.2, рис. 2.3) неоднорідне: напруженість $\bar{\varepsilon}_k$ зменшується зі збільшенням відстані пробного заряду ΔQ до кульок. Якщо поле між пластинами (рис. 2.4) однорідне, $\bar{\varepsilon}_k$ скрізь однакова.

2.3. Силова взаємодія заряджених тіл. Закон Кулона

Досліджуючи силову взаємодію заряджених тіл (рис. 2.5), Генрі Кавендіш у 1773 р. встановив закономірності, що складають зміст закону Кулона. Але на той час явище електростатичної індукції було невідоме і Кавендіш не міг пояснити, чому притягуються дві кульки, одну з яких не було заряджено. Кулон, винахідник крутильних терезів (рис. 2.6), унаслідок багаторазових експериментів у 1785 р. встановив закономірності, які становлять тепер *закон Кулона*:

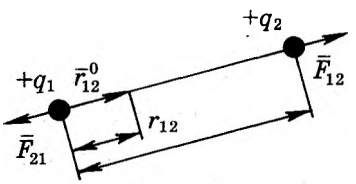
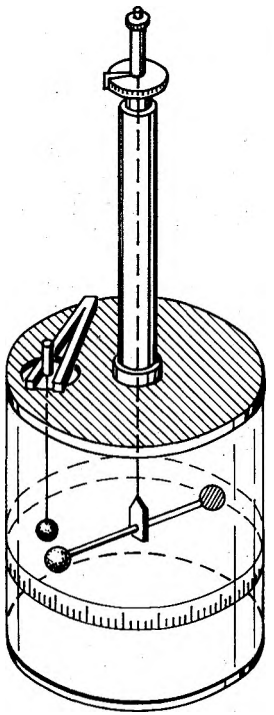


Рис. 2.5


Рис. 2.6

1) однойменні заряди відштовхуються, різнойменні притягуються;

2) сила взаємодії зарядів пропорційна їх добутку;

3) ця сила обернено пропорційна квадрату відстані між зарядами;

4) сила діє вздовж лінії, що з'єднує ці заряди;

5) сила взаємодії також залежить від властивостей середовища між зарядами.

Згідно з рис. 2.5, сила $\bar{F}_{12}$ за модулем дорівнює силі $-\bar{F}_{21}$ і визначається за формулою:

$$\bar{F}_{12} = -\bar{F}_{21} = k\frac{q_1 \cdot q_2}{r_{12}^2} \cdot \bar{r}_{12}^0, \qquad (2.6)$$

де q_1 і q_2 — заряди кульок, r_{12} — відстань між ними, $\bar{r}_{12}^0$ — одиничний вектор, що вказує на напрямок дії сили $\bar{F}_{12}$; k — коефіцієнт пропорційності. В системі СІ прийнято, що

$$k = \frac{1}{4\pi\varepsilon_a}, \qquad (2.7)$$

де ε_a називається *абсолютною діелектричною проникністю* середовища.

Найбільше числове значення має коефіцієнт для вакууму, що відповідає найменшому значенню ε_a. Цю ε_a вакууму позначено як ε_0 і названо *електричною сталою*:

$$\varepsilon_0 = 8{,}85 \cdot 10^{-12}\ (\Phi/м), \qquad (2.8)$$

де Ф — означає фараду (див. розділ 2.6).

Для визначення ε_a через ε_0 введено *відносну діелектричну* проникність ε_r:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_a/\varepsilon_0. \qquad (2.9)$$

Вона показує, у скільки разів сила Кулона у даному середовищі менша, ніж у вакуумі (рис. 2.7). Тоді, щоб визначити абсолютну діелектричну проникність середовища ε_a, необхідно відносну діелектричну проникність ε_r помножити на сталу ε_0. Наприклад, для слюди

$$\varepsilon_a = 7 \cdot 8{,}85 \cdot 10^{-12} = 6{,}195 \cdot 10^{-11}\ (\Phi/м),$$

для води

$$\varepsilon_a = 81 \cdot 8{,}85 \cdot 10^{-12} = 7{,}168 \cdot 10^{-10}\ (\Phi/м).$$

За допомогою формули (2.6) можна розраховувати не тільки взаємодію двох зарядів, а й питому силу, тобто напруженість $\bar{\varepsilon}_k$ електричного поля точкового заряду. Наприклад, якщо заряд q_1 утворює поле, а $q_2 = \Delta Q$ досить малий пробний заряд, тоді

$$\bar{F}_{12} = k\frac{q_1 \Delta Q}{r_{12}^2} \cdot \bar{r}_{12}^0,$$

$$\frac{\bar{F}_{12}}{\Delta Q} = \bar{\varepsilon}_k = \frac{q_1}{4\pi\varepsilon_a r_{12}^2} \cdot \bar{r}_{12}^0. \qquad (2.10)$$

Якщо у просторі знаходиться декілька зарядів, відстанню між якими та їх значеннями не можна знехтувати, тоді напруженість $\bar{\varepsilon}_k$ поля, згідно з *принципом накладання*, визначається як векторна сума напруженостей від кожного з n зарядів:

$$\bar{\varepsilon}_k = \bar{\varepsilon}_{k1} + \bar{\varepsilon}_{k2} + \ldots + \bar{\varepsilon}_{kn}, \qquad (2.11)$$

де $\bar{\varepsilon}_{ki} = \dfrac{q_1}{4\pi\varepsilon_a r_{12}^2} \cdot \bar{r}_{12}^0$, $i = 1, 2, \ldots, n$.



Рис. 2.7

Тобто *напруженість $\bar{\varepsilon}_k$ поля, що створюється n зарядами q_i ($i = 1, 2, \ldots, n$), дорівнює геометричній сумі напруженостей полів, що створюються кожним зарядом окремо.*

Сила $\bar{F}_k$, що діє на заряд q в точці поля напруженості $\bar{\varepsilon}_k$, згідно з (2.6) та (2.10), дорівнює добутку скаляра q на вектор питомої сили $\bar{\varepsilon}_k$:

$$\bar{F}_k = q\bar{\varepsilon}_k. \qquad (2.12)$$

У випадку, коли силу (2.12) прикладено до тіла з зарядом q, яке рухається по шляху l, ця сила виконає роботу.

2.4. Потенціал і робота електричного поля

Рухатися може як тіло з нерухомим зарядом q, так і заряд q в тілі. В обох випадках виконується робота кулонівських сил $\bar{F}_k$ (2.2) електростатичного поля напруженості $\bar{\varepsilon}_k$. Нехай заряд q рухається в однорідному полі між двома пластинами А і В (рис. 2.4). Робота на шляху l складається з *елементарних* робіт. *Елементарною* називають роботу ΔA на малому відрізку Δl шляху, де напруженість $\bar{\varepsilon}_k$ можна вважати незмінною. Ця робота дорівнює:

$$\Delta A = F_k \cdot \Delta l \cdot \cos\alpha, \tag{2.13}$$

де α — кут між векторами $\bar{F}_k$ і $\Delta\bar{l}$.

На шляху l *робота А дорівнює алгебраїчній сумі* $\sum_i$ *елементарних робіт* (2.13):

$$A = \Delta A_1 + \Delta A_2 + \ldots = \sum_i q \cdot \varepsilon_k(i) \cdot \Delta l_i \cos\alpha_i. \tag{2.14}$$

Робота вимірюється у джоулях: $[\text{Дж}] = [\text{Н} \cdot \text{м}] = [\text{кг} \cdot \text{м}^2 \cdot \text{с}^{-2}]$. В електротехніці доречно ввести роботу по переміщенню одиничного заряду:

$$\frac{A}{q} = \sum_i \varepsilon_k(i) \cdot \Delta l_i \cdot \cos\alpha_i. \tag{2.15}$$

Відношення A/q визначає інваріантну до заряду q характеристику поля кулонівських сил — *електричний потенціал* (φ). Потенціал φ є скаляром, що визначає *потенціальну енергію одиничного позитивного заряду у заданій точці поля* і має розмірність:

$$\left[\frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{К}}\right] = \left[\frac{\text{кг} \cdot \text{м}^2}{\text{А} \cdot \text{С}^3}\right] = [\text{В}].$$

Електростатичне поле називають *потенціальним*. Кожна точка його має певний потенціал. Робота по переміщенню одиничного заряду із заданої точки поля в точку, де напруженість $\bar{\varepsilon}_k$ дорівнює нулю (умовну нескінченно віддалену точку), є питомою потенціальною енергією або потенціалом цієї точки поля.

На рис. 2.4. наведено кілька еквіпотенціальних ліній (лінії, що мають однаковий потенціал) між пластинами А і В. Роботу по переміщенню одиничного позитивного заряду з точки 1 поля в точку 2 (рис. 2.2) називають *різницею потенціалів* між цими точками. Згідно з формулою (2.15) для роботи як скалярного добутку $\varepsilon_k(i)$ на Δl_i, визначимо роботу, користуючись установкою, зображеною на рисунку 2.4, у трьох випадках:

а) шлях l_1 від пластини А до В збігається з напрямком ε_k:

$$\varphi_A - \varphi_B = \varepsilon_k \cdot l_1 \cdot \cos 0^\circ = \varepsilon_k \cdot l = 300\ (\text{В/мм}) \cdot 2\ (\text{мм}) = 600\ \text{В};$$

б) шлях l_2 — це відрізок прямої, що з'єднує пластини А і В під кутом α до ε_k:

$$\varphi_A - \varphi_B = \varepsilon_k \cdot l_2 \cdot \cos\alpha = \varepsilon_k \cdot l_1 = 600\ \text{В};$$

в) шлях l_3 — це ламана лінія від пластини А до середини l_1, потім l_4 уздовж еквіпотенціальної лінії паралельно пластинам і знов у напрямку l_1 до пластини В. Тоді

$$\varphi_A - \varphi_B = \varepsilon_k \cdot \frac{l_1}{2} \cdot \cos 0° + \varepsilon_k \cdot l_4 \cdot \cos 90° + \varepsilon_k \cdot \frac{l_1}{2} \cdot \cos 0° = \varepsilon_k \cdot l_1 = 600 \text{ В}.$$

Узагальнюючи ці три випадки, можна зазначити, що *різниця потенціалів і потенціал не залежать від форми шляху, а визначаються його крайніми точками.* Того ж висновку доходимо в разі неоднорідного електричного поля точкового заряду (рис. 2.2). Лінії напруженості ε_k — це промені, що виходять з точкового заряду, еквіпотенціальні лінії — кола з центром (точковим зарядом). Тому, якщо рухатися ними з точки 1 у 2, то $\cos\alpha$ завжди дорівнюватиме нулю, і, як наслідок, різниця потенціалів також дорівнюватиме 0. Якщо ж рухатися вздовж довільної кривої l (враховуючи, що $\Delta l_i \cos\alpha_i = \Delta r_i$, де Δr_i — елементарна зміна радіуса) від заряду, що утворює поле, до одиночного заряду, що рухається, то повна робота (або різниця потенціалів між початковою (А) і кінцевою (В) точками довільного шляху l) дорівнює різниці потенціальних енергій еквіпотенціальних кіл радіусами r_A і r_B:

$$\varphi_A - \varphi_B = \frac{q_1}{4\pi\varepsilon_0\varepsilon_r r_A^2} \cdot r_A - \frac{q_1}{4\pi\varepsilon_0\varepsilon_r r_B^2} \cdot r_B = \frac{q_1}{4\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}\left(\frac{1}{r_A} - \frac{1}{r_B}\right). \qquad (2.16)$$

Отже, випливають такі висновки:

1. Робота кулонівських сил електростатичного поля будь-якої системи зарядів не залежить від форми шляху, а визначається його крайніми точками.

2. Якщо крайні точки електростатичного поля збігаються (*шлях замкнений*), то робота кулонівських сил завжди дорівнює нулю, тобто *циркуляція вектора* $\vec{\varepsilon}_k$ *напруженості електростатичного поля* дорівнює нулю; силові лінії електричного поля не можуть бути замкненими, бо тоді робота вздовж замкненого шляху не дорівнюватиме нулю, що суперечить попередньому висновку.

3. Якщо одиничний позитивний заряд рухатиметься у напрямку напруженості $\vec{\varepsilon}_k$ електростатичного поля або під гострим кутом до неї, то для досить малої відстані між точками А і В матимемо:

$$\varphi_A - \varphi_B = \Delta\varphi = \varepsilon_k (l_1 - l_2) \cdot \cos\alpha \le 0, \quad \text{оскільки} \quad l_1 < l_2, \text{ або } \varepsilon_k = \frac{\Delta\varphi}{\Delta l}, \quad (2.17)$$

де ε_k — проекція вектора $\vec{\varepsilon}_k$ на напрямок Δl. Знак мінус вказує на те, що *вектор* $\vec{\varepsilon}_k$ *напруженості поля завжди спрямовано у бік зменшення потенціалу* φ. Рухаючись назустріч вектору $\vec{\varepsilon}_k$, збільшуємо потенціальну енергію електричного поля, а рухаючись за напрямком $\vec{\varepsilon}_k$, — зменшуємо.

Фізичний зміст одиниці питомої роботи в один вольт: 1 В — це одиниця потенціалу, різниці потенціалів (або напруги), тобто роботи в 1 Джоуль по переміщенню заряду в один кулон із заданої точки в нескінченість або з однієї в другу. Тисяча вольт — один кіловольт (1 кВ), одна тисячна вольта — один мілівольт (1 мВ).

2.5. Провідники і діелектрики в електричному полі

Залежно від кількості вільних електронів, речовини поділяються на *провідники та діелектрики* (ізолятори). Наявність вільних електронів зумовлено атомарною структурою речовини.

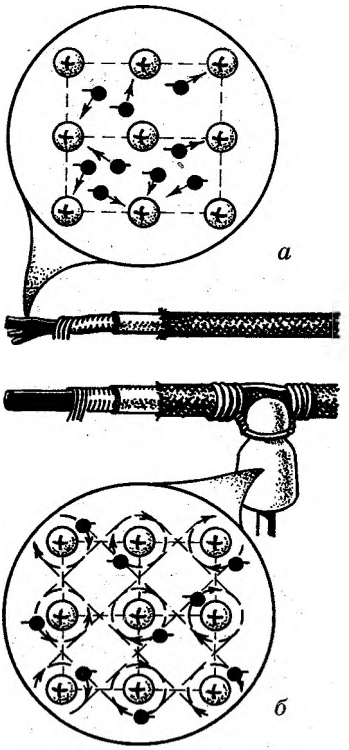


Рис. 2.8

У провіднику електрони мають змогу переходити у валентну зону, яка перекривається зоною провідності. В останній існують незайняті рівні, куди переходять електрони і де вони стають вільними. Ці електрони під дією зовнішнього електричного поля починають рухатись у напрямку більшого потенціалу, утворюючи *струм провідності* (рис. 2.8, *а*). Виникає електричний струм — напрямлений рух електричних зарядів.

У діелектриках між валентною зоною та зоною провідності існує значний енергетичний поріг, який (за звичайних умов) електрони не долають. Тому і струм в них практично не проходить (рис. 2.8, *б*).

На рис. 2.9 наведено приклади провідників та струмів в них. Так, під дією електричного поля позитивно та негативно заряджені частинки (іони) водяного розчину мідного купоросу рухаються до пластин з протилежним зарядом (рис. 2.9, *а*). Щоб цей процес не припинився, необхідно дозаряджати пластини зовні. Тоді на позитивно зарядженій пластині відкладатимуться іони міді (явище електролізу). У твердому провіднику (рис. 2.9, *б*) вільні електрони рухаються у між'ядерному просторі під дією сил електричного поля зі швидкістю близько 1 мм/с, тоді як швидкість теплового руху їх набагато більша. Чим більш нагрітий провідник, тим швидше хаотичний тепловий рух і тим складніше рухатись електронам у напрямку поля.

У вакуумній лампі (рис. 2.9, *в*) з підігрітого катоду під дією теплового руху вириваються вільні електрони. Вони підхоплюються силами електричного поля між катодом і анодом і переносяться до аноду, утворюючи рух (*струм перенесення* зарядів).

Якщо в зовнішнє електростатичне поле, наприклад поле між пластинами А і В (див. рис. 2.4), помістити пластину з провідника, то частина вільних електронів у ній під дією електростатичного поля притягнеться до лівої поверхні, утворивши негативний заряд, а на правій (за відсутністю електронів) утвориться надлишковий позитивний заряд. Коли поле всередині пластини від цих надлишкових зарядів зрівняється (за модулем) із зовніш-

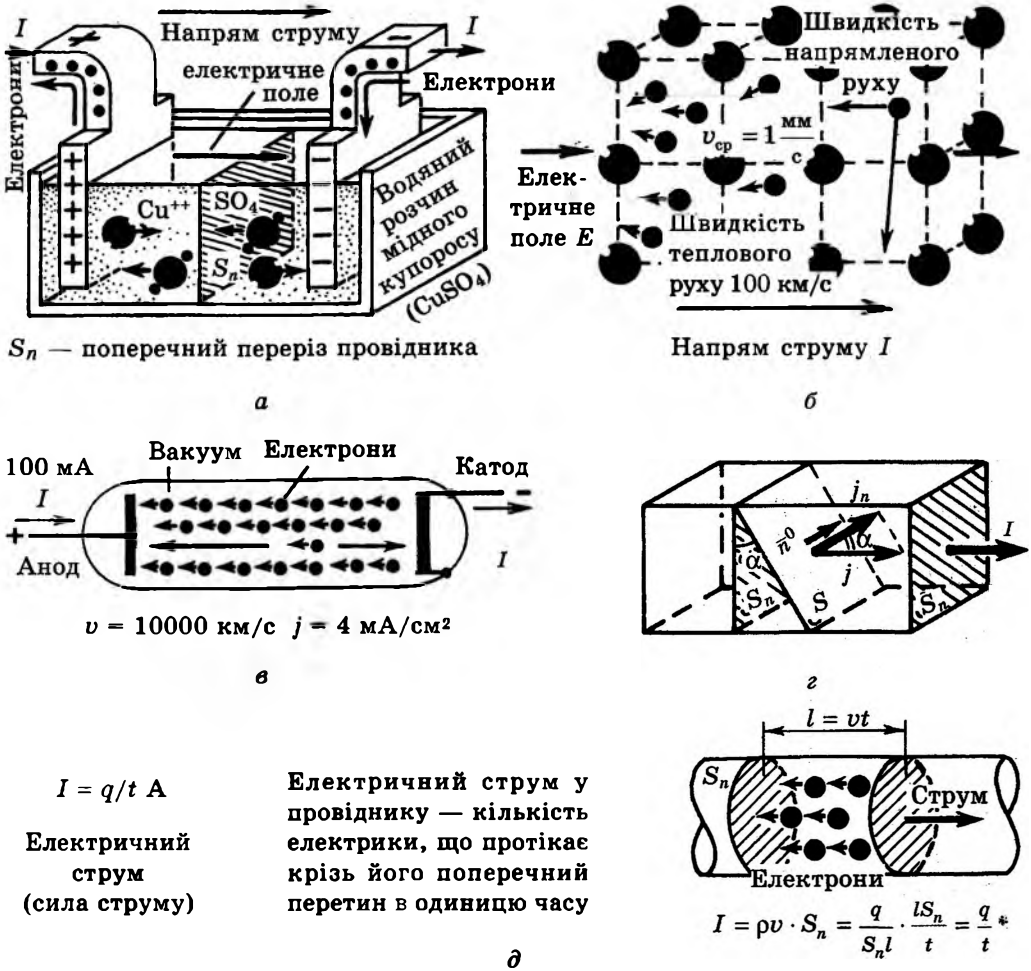


Рис. 2.9. Електричний струм: *а* — упорядкований рух іонів в електроліті; *б* — упорядкований рух вільних електронів у твердому провіднику з середньою швидкістю $v_{ср}$; *в* — струм перенесення; *г* — потік вектора густини; *д* — струм провідності.

нім, сила дії на електрони дорівнюватиме нулю і напрямлений рух електронів припиниться.

Отже, напруженість *електростатичного* поля всередині провідника нульова. Заряди під дією зовнішнього поля розташувалися нерухомо тільки на його поверхні. Це явище називають *електростатичною індукцією*. Коли пластину вилучити, то негативні і позитивні заряди повернуться на свої місця, і тіло втратить наелектризований стан. Тепер замість пластини матимемо провідник із замкненим всередині простором, в якому напруженість дорівнюватиме нулю. Це витікає з того, що всередині провідника напруженість електричного поля відсутня. Якщо прилад покрити замкненою металевою поверхнею, то ніякі зовнішні електричні поля на нього не впливатимуть. Це може бути, наприклад, «заземлена» мідна сітка.

Помістимо тепер у простір між пластинами А і В (рис. 2.4) одну з пластин діелектрика (рис. 2.7). Валентні електрони його міцно зв'язані за умови дії полів обмеженої напруженості ε_k і не відриваються від ядер своїх атомів. Якщо прикласти різницю потенціалів $\varphi_A - \varphi_B$, то напруженість ε_k збільшиться і дорівнюватиме

$$\varepsilon_k = \frac{(\varphi_A - \varphi_B)}{d}. \qquad (2.18)$$

Коли напруженості достатньо, щоб відірвати валентні електрони від ядер своїх атомів, діелектрик стає струмопровідним. Це явище називають *пробоєм* діелектрика. Причиною переходу діелектрика в провідник може стати також підвищення температури. Отже, важливо забезпечити нормальний електричний і тепловий режим. Діелектрик, як і провідник, електризується через вплив зовнішнього електричного поля. Але електрони не відриваються від атомів. Вони тільки змінюють свої орбіти. Кругові орбіти неполярних діелектриків видовжуються і стають еліптичними, тоді як у *полярних* еліптичні орбіти розгортаються у напрямку поля. Внаслідок цього на поверхні діелектрика, що ближче до пластини А з позитивним потенціалом φ_A, виникнуть негативні заряди, а на правій, що ближче до пластини В, — позитивні. *Ці заряди зв'язані з атомами діелектрика.* Заповнення вакуумного чи повітряного простору між пластинами діелектриком дає змогу зменшити результуючу напруженість між ними. Результуюча напруженість ε_Σ складається з різниці напруженості ε_k (2.18), спричиненої різницею потенціалів $\varphi_A - \varphi_B$ у вакуумі, і напруженості внутрішньої ε_i — вектора *електростатичної індукції* або *вектора електричного зміщення*, що виникає завдяки деформації орбіт електронів у діелектрику. Чим краще поляризується діелектрик, тим більша ε_i і менша ε_Σ:

$$\varepsilon_\Sigma = \varepsilon_k - \varepsilon_i. \qquad (2.19)$$

Слід зауважити, що ε_k як причина завжди більша за ε_i, бо ε_i є її наслідком. Отже, при тій же відстані d між пластинами можна збільшити різницю потенціалів $\varphi_A - \varphi_B$, не спричиняючи пробою ізоляції. Цю властивість діелектриків широко використовують для ізоляції електрично заряджених тіл одне від одного і від навколишнього середовища.

2.6. Теорема Гаусса. Електрична ємність. Конденсатори

Важливою характеристикою електричного поля є скалярна величина — *потік* ψ_ε *вектора напруженості* $\bar{\varepsilon}_k$ через поверхню S. Для досить малої поверхні ΔS, яку можна вважати плоскою і в межах якої напруженість $\bar{\varepsilon}_k$ незмінна, елементарний потік $\Delta\psi_\varepsilon$ дорівнює скалярному добутку $\bar{\varepsilon}_k$ на $\Delta\bar{S}$, де $\Delta\bar{S}$ — вектор, перпендикулярний площині ΔS, модуль якого дорівнює ΔS:

$$\Delta\psi_\varepsilon = \varepsilon_k \cdot \Delta S \cdot \cos\alpha, \qquad (2.20)$$

тут α — кут між ε_k і перпендикуляром до ΔS.

Нехай поле утворюється точковим зарядом q_1 (рис. 2.2), а поверхня S — куля, радіус якої r. Тоді кут α дорівнює нулю, $\cos\alpha = 1$,

$$\varepsilon_k = \frac{q_1}{4\pi\varepsilon_a \cdot r^2}, \text{ площа кулі } S = 4\pi r^2 = \sum \Delta S.$$

Потік ψ_ε через замкнену площу S — це сума елементарних потоків $\Delta\psi_\varepsilon$, або, оскільки ε_k скрізь на кулі однакова,

$$\psi_\varepsilon = \varepsilon_k \cdot \sum \Delta S = \frac{q_1}{4\pi\varepsilon_a r^2} \cdot 4\pi r^2 = \frac{q_1}{\varepsilon_a}.$$

Таким чином,

$$\psi_\varepsilon = q_1/\varepsilon_a. \tag{2.21}$$

Потік ψ_ε вектора напруженості $\bar{\varepsilon}_k$ через сферу не залежить від радіуса r і дорівнює заряду q_1, розташованому всередині сфери, поділеному на ε_a. Німецький вчений К. Гаусс довів, що *для будь-якої системи заряджених тіл, охоплених будь-якою замкненою поверхнею в однорідному та ізотропному середовищі, потік вектора напруженості дорівнює відношенню сумарного заряду q до діелектричної проникності середовища:*

$$\psi_\varepsilon = q/\varepsilon_a. \tag{2.22}$$

За теоремою Гаусса (2.22) та формулою (2.16) визначимо деякі співвідношення між різницею потенціалів $\varphi_A - \varphi_B$, зарядами $\pm q$ на пластинах та напруженістю між ними у просторі з діелектричною проникністю ε_a для пристрою (рис. 2.4). Умовно охопимо одну з пластин, наприклад А, замкненою поверхнею S. Оскільки різнойменно заряджені пластини А і В мають лінійні розміри набагато більші за відстань d між ними, практично все електричне поле утворюється в просторі між пластинами. Тому потік ψ_ε становитиме:

$$\psi_\varepsilon = q_A/\varepsilon_a = \varepsilon_k \cdot S, \tag{2.23}$$

де S — площа пластини, ε_k — напруженість. Заряд q_A, що за модулем такий самий, як і q_B, визначають таким чином:

$$q = q_A = -q_B = \varepsilon_k \cdot S \cdot \varepsilon_a = \frac{\varphi_A - \varphi_B}{d} \cdot S \cdot \varepsilon_a. \tag{2.24}$$

Синонімом різниці потенціалів є *електрична напруга U*. З (2.24) випливає, що заряд q і напруга U на пластинах пропорційні:

$$q = CU, \tag{2.25}$$

де C — коефіцієнт пропорційності, що визначається через геометричні та фізичні параметри пристрою:

$$C = \varepsilon_a \cdot \frac{S}{d} = \frac{q}{U}. \tag{2.26}$$

За умови однакової напруги U більший заряд q буде на тому пристрої, у якого коефіцієнт C більший. Тому коефіцієнт C названо *електричною ємністю*. Ємність зростає при збільшенні площі S і зменшенні відстані d між пластинами. Вона також залежить від абсолютної діелектричної проникності ε_a ізолятора між пластинами.

Нехай, наприклад, пристрій (рис. 2.4) має $S = 1$ м, $d = 0{,}002$ м і простір між пластинами: а) повітряний; б) слюдяний.

Тоді для випадку «а»: $C = \frac{8{,}85 \cdot 10^{-12} \cdot 1{,}0006 \cdot 1}{0{,}002} \cong 4{,}4 \cdot 10^{-9}\,(\Phi)$,

у випадку «б»: $C = \frac{8{,}85 \cdot 10^{-12} \cdot 7 \cdot 1}{0{,}002} \cong 3{,}1 \cdot 10^{-8}\,(\Phi)$.

Слюдяне заповнення проміжку АВ збільшило електричну ємність у 7 разів. Збільшення електричної ємності досягається зменшенням відстані d та використанням діелектриків з більшими значеннями ε_r. Та все має свою межу, бо зі зменшенням d збільшується ε_k, що при тому ж значенні напруги U може призвести до пробою діелектрика. Розмірність фарада (Ф) — це відношення кулона до вольта:

$$[\Phi] = \left[\frac{\text{Кл}}{\text{В}}\right] = \left[\frac{\text{А} \cdot \text{с}}{\text{В}}\right].$$

Користуються також мікро- і пікофарадами:

$$1\ \text{мФ} = 10^{-6}\,\Phi;\quad 1\ \text{пФ} = 10^{-9}\,\Phi.$$

Так, ємність пристрою (рис. 2.4) для випадку «а» становить 4,4 пФ, для випадку «б» становить 31 пФ.

Пристрої для накопичування та зберігання електричних зарядів названо *конденсаторами*. Вони можуть бути з постійною (рис. 2.10 *а*, *в*) та змінною (*б*) ємністю. Конденсатор (рис. 2.10 *а*, *в*) побудовано з листів станіолю (провідник) перекладених парафіновим папером (діелектрик). Листи станіолю (через один) з'єднують докупи, утворюючи дві взаємно ізольованих обкладки. Часто для обкладок використовують свинцево-олов'яну або алюмінієву фольгу, а для ізолятора — листи слюди.

Діелектрики конденсаторів бувають твердими, газоподібними та рідинними. Тверді діелектрики – органічні (папір, картон, парафін, тканини), неорганічні (слюда, скло, радіокераміка) та проміжні (кремнійорганічні). Рідинні ізолятори поділяються на природні (мінеральні нафтові масла) та синтетичні (спеціально оброблені вуглеводневі сполуки).

Широке застосування отримали *електролітичні* рідинні та сухі *конденсатори*. Ізолятором в них виступає дуже тонка (десятки мікрон) плівка оксиду алюмінію. Сухі електролітичні конденсатори виготовляють шляхом згортання трьох плівок (з оксидованої та алюмінієвої фольги, між якими прокладають паперову стрічку, насичену електролітом). Ретельно згорнуті плівки вставляють в алюмінієвий корпус і заливають бітумом. Відносна діелектрична проникність ε_r оксиду алюмінію становить 9 одиниць. Тож, якщо між пластинами розмістити таку плівку і зменшити відстань d між ними до її товщини, то ємність такого конденсатора (при тій самій $S = 1\ \text{м}^2$) істотно збільшується:

$$C = \frac{8{,}85 \cdot 10^{-12}\ (\Phi/\text{м}) \cdot 9 \cdot 1\ \text{м}^2}{20 \cdot 10^{-6}} \cong 4\ \text{мФ}.$$

Для електролітичного конденсатора має значення полярність обкладок (плюсової та мінусової).

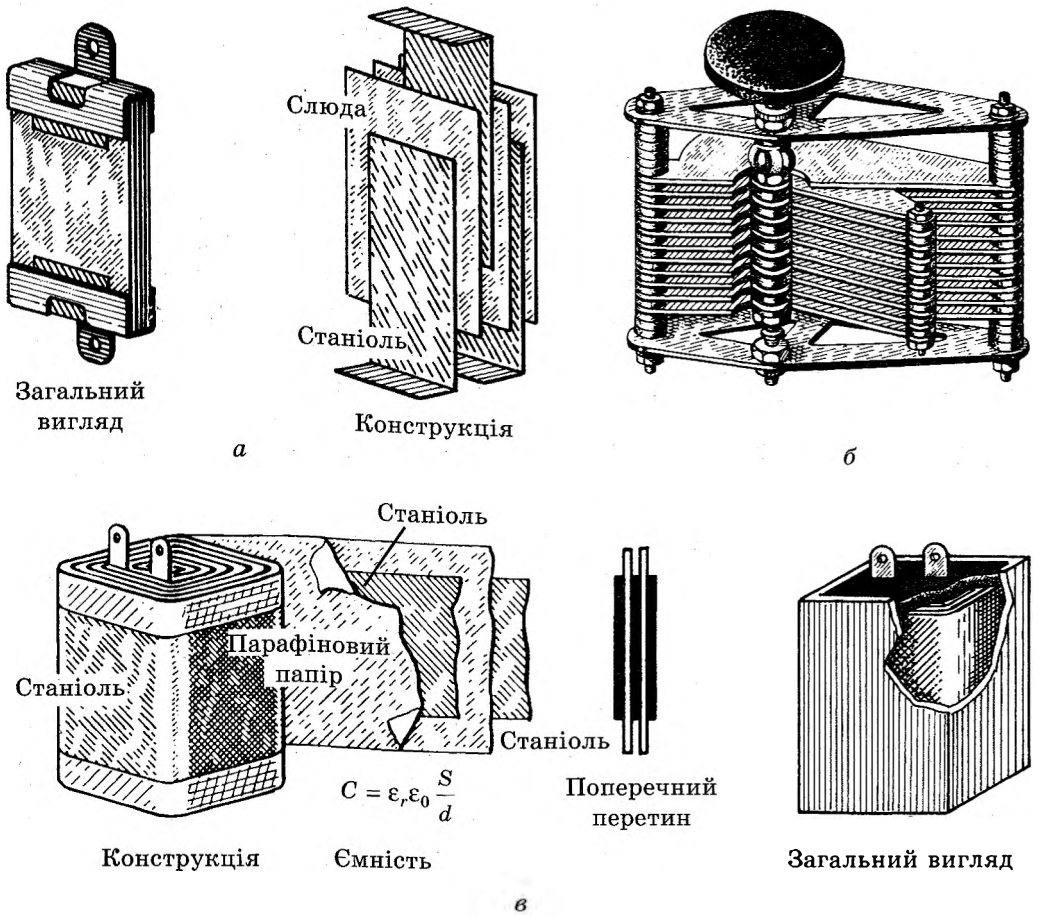


Рис. 2.10

У радіотехніці широко використовують *керамічні конденсатори* малої ємності. Це диск чи циліндр з кераміки, покритий з обох боків шаром срібла, захищеним шаром лаку. В телефонії широко впроваджені станіолеві конденсатори (рис. 2.10, *в*). Для налагодження радіоприймачів використовують повітряний конденсатор змінної ємності (рис. 2.10, *б*). Обертаючи рухому частину пластин, змінюють площу S конденсатора, внаслідок чого (згідно (2.26)) змінюється ємність. У спеціальних нелінійних конденсаторів з сегнетодіелектриком чи напівпровідником ємність залежить від напруги U.

Щоб створити потрібну ємність, конденсатори з'єднують між собою паралельно, послідовно, змішано.

При паралельному з'єднанні двох конденсаторів, ємності яких C_1 і C_2 (рис. 2.11), матимемо на обкладках однакову напругу U і різні q_1 і q_2. Заряд двох конденсаторів $q = q_1 + q_2 = CU$ або $q = C_1U + C_2U = (C_1 + C_2)U$, звідки

$$C = C_1 + C_2. \qquad (2.27)$$

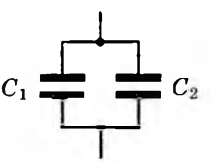


Рис. 2.11

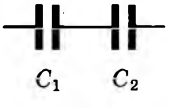


Рис. 2.12

При послідовному з'єднанні двох конденсаторів C_1 і C_2 (рис. 2.12) з'єднуються різнойменні обкладки, тому їх заряди компенсуються. Залишаються лише зовнішні обкладки. Заряди q_1 і q_2 мають бути однаковими, інакше не компенсуються заряди на з'єднаних обкладках. Тобто $q_1 = q_2 = q$. Тоді напруга $U_1 = q/C_1$, $U_2 = q/C_2$.

Спільна напруга $U = U_1 + U_2 = q/C$, або $q/C_1 = q/C_2 = q/C$, звідки

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{C} \quad \text{або} \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}. \tag{2.28}$$

З формули (2.28) випливає, що ємність послідовно з'єднаних конденсаторів завжди менша від ємності меншого з них.

Паралельно конденсатори з'єднують тоді, коли необхідно збільшити ємність, послідовно, — коли напруга U більше допустимої за умовами пробою ізоляції конденсатора. Конденсатори різноманітних конструкцій та номіналів широко використовують в енергетичних (сильнострумних) та в інформаційних (слабкострумних) системах і апаратах. Вони виконують функції *накопичувачів енергії* (апарати точкової зварки, помножувачі напруги); *реактивних елементів* (компенсатори реактивної потужності електродвигунів та індуктивних печей); *фільтрів*, що розділяють сталу і змінну складові електричного сигналу; аналогової пам'яті в схемах макро- і мікроелектроніки; *датчика мікропереміщень*, коли одна з пластин рухома і її переміщення змінює відстань d (рис. 2.4) і, як наслідок, ємність; *датчиків вологості* повітря чи матеріалу, що розташовується між пластинами. Вода має відносну діелектричну проникність $\varepsilon_r = 81$, що набагато більше повітря. Тому зміна вологості повітря чи іншої речовини (наприклад, дерева) істотно впливає на абсолютну діелектричну проникність ε_a і, як наслідок, на ємність.

Контрольні запитання

1. Яким чином визначається електростатичне поле?
2. Які види густини заряду ви знаєте?
3. За яким законом взаємодіють заряджені тіла?
4. Яку роботу електричного поля названо потенціалом?
5. Як поводять себе в електростатичному полі провідники та ізолятори?
6. Що є напруженістю електричного поля, а що напругою?
7. Як впливають на ємність конденсатора відстань між пластинами, їх площа та середовище між ними?
8. Чому ємність паралельно ввімкнених конденсаторів більша, ніж послідовно ввімкнених?
9. Як між собою пов'язані напруженість і напруга на конденсаторі (див. рис. 2.4)?
10. Чому при обертанні рухомих пластин конденсатора змінюється його ємність?

3. ПОСТІЙНИЙ СТРУМ. ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

3.1. Електричний струм і його густина, резистори та їх опір, залежність опору від температури

Якщо два різнойменно заряджених тіла з'єднати провідником, то надлишок електронів негативно зарядженого тіла переходитиме по провіднику на позитивно заряджене, де електронів не вистачає. Те саме явище спостерігаємо, якщо обкладки А і В конденсатора (рис. 2.4) приєднати до кіловольтметра. На рис. 2.9 маємо приклади руху електронів (у металі чи вакуумі) і іонів (у розчині). Конденсатор (рис. 2.10), якщо на його клеми подати змінну напругу, періодично перезаряджаючись, забезпечуватиме змінний у часі рух електронів у провідниках, що підходять до клем, а в ізоляторі між пластинами — періодичну зміну *дипольного моменту* молекул за модулем і знаком поляризації діелектрика.

Упорядкований рух електричних зарядів — електричний струм — утворюється зарядами різного знаку. *Умовно прийнято*, що *струм — це напрямлений рух позитивних зарядів*. Якщо рухаються негативні заряди, то вважають, що в протилежному напрямку рухаються позитивні. Так, електрони рухаються з пластини В на А (рис. 2.4), та *умовно* приймають, що з пластини А на В рухаються позитивні заряди і вони утворюють електричний струм. Вільні електрони в металі рухаються з досить малою швидкістю (рис. 2.9, *б*) і проходять відстань «вільного пробігу», потім вони зіштовхуються з іншими електронами атомами чи молекулами, передаючи їм свою енергію. Електричне поле прикладене до всього провідника, і цей рух безперервно відбувається на всій його довжині. Разом зі струмом у навколишньому середовищі виникає магнітне поле. Окрім того, провідник нагрівається. У випадку, коли провідник — розчин електроліту, то при проходженні струму електроліт розкладається на складові частини — іони (рис. 2.9, *а*).

Існують чотири види електричних струмів:

1) *провідності* — напрямлений рух вільних електронів у провідниках (рис. 2.9, *б*);

2) *перенесення* — напрямлений рух заряджених частинок або тіл у вакуумі, газах чи рідині (рис. 2.9, *а*, *в*);

3) *зміщення* — змінний у часі рух зарядів, жорстко зв'язаних з атомами речовини (створення електричних диполів з нейтральних молекул або їх орієнтація — у полярних діелектриків);

4) *молекулярний* — для намагніченого матеріалу — це зорієнтований обертовий рух електронів навколо ядер атомів і власної осі.

Кількісною характеристикою електричного струму (або просто електричним струмом) є фізична скалярна величина i. Вона дорівнює границі відношення кількості Δq зарядів, що проходять через переріз провідника, до часу Δt, що прямує до нуля:

$$i = \lim_{\Delta t \to 0} \frac{\Delta q}{\Delta t}. \tag{3.1}$$

Для постійного електричного струму його миттєве значення незмінне у часі. Воно визначається як заряд q, що проходить через переріз провідника S за час t, і називається силою струму:

$$I = q/t. \tag{3.2}$$

Одиницею сили струму є ампер (**А**). Один ампер — це така сила струму, коли за одну секунду через переріз провідника проходить один кулон електричного заряду. Використовують також кілоампери (10^3 А), міліампери (10^{-3}) та мікроампери (10^{-6} А). Розмірність одиниці електричного струму (сили струму) — ампер [А]:

$$[I] = [q]/[t] = 1\text{К}/1\text{с} = 1\text{А}.$$

Як для електричного поля, де існують векторні (напруженість $\bar{\varepsilon}_k$) і скалярні (потік ψ_ε напруженості) величини ((2.11), (2.20)), так і для середовища, де проходить струм, маємо скалярну величину струму I (3.2) і векторну $\bar{j}$ (його густину):

$$\bar{j} = \lim_{\Delta s \to 0} \frac{\Delta I}{\Delta S} \cdot \bar{n}^0, \tag{3.3}$$

де $\bar{n}^0$ — одиничний вектор нормалі до площі S (рис. 2.9, *г*), ΔI і ΔS — частина струму I, що проходить через досить малу частину ΔS площі S. Якщо густина $\bar{j}$ для всієї площі S однакова, а площа відносно поперечного перерізу S_n напрямлена під кутом α, то *струм I як потік густини $\bar{j}$* через поверхню S (рис. 2.9, *г*) буде:

$$I = \bar{j} \cdot \bar{S} = jS\cos\alpha = j_n \cdot S = j \cdot S_n. \tag{3.4}$$

Відносно поперечного перерізу

$$I = j \cdot S, \text{ або } j = I/S. \tag{3.5}$$

Густина електричного струму — це векторна фізична величина, що дорівнює відношенню струму ΔI, що проходить через елементарну площину ΔS_n, розташовану перпендикулярно до напрямку руху зарядів, до її площі ΔS_n. Максимальну густину струму має поперечний переріз S_n, мінімальну (нульову) — поздовжній.

Знайдемо залежність величин q, I, j від властивостей провідника (рис. 2.9, *д*). В об'ємі V відрізка провідника довжиною l і площею попе-

речного перерізу S_n, що має питому концентрацію n вільних електронів, міститься заряд q:

$$q = enV = enS_n l = enS_n \upsilon \cdot t, \qquad (3.6)$$

де e — заряд електрона, υ — середня швидкість руху вільних електронів під дією напруженості $\bar{\varepsilon}_k$ електричного поля у провіднику, t — час, за який електрони проходять шлях l зі швидкістю υ, що пропорційна напруженості $\bar{\varepsilon}_k$, тобто

$$\upsilon = \beta\varepsilon_k, \qquad (3.7)$$

де β — коефіцієнт рухливості, який залежить від матеріалу провідника і температури. Тоді заряд q дорівнює $enS_n\beta\varepsilon_k t$, струм $I = enS_n\beta\varepsilon_k$, густина струму

$$\bar{j} = (en\beta)\bar{\varepsilon}_k = \gamma\bar{\varepsilon}_k, \qquad (3.8)$$

де $\gamma = en\beta$ — *питома провідність* провідника, пропорційна кількості n вільних зарядів e в одиниці об'єму та коефіцієнту β їх рухливості.

Для металів n не залежить від температури, на відміну від електролітів та напівпровідників. Так, для міді $n \cong 8{,}5 \cdot 10^{28}$ м/с.

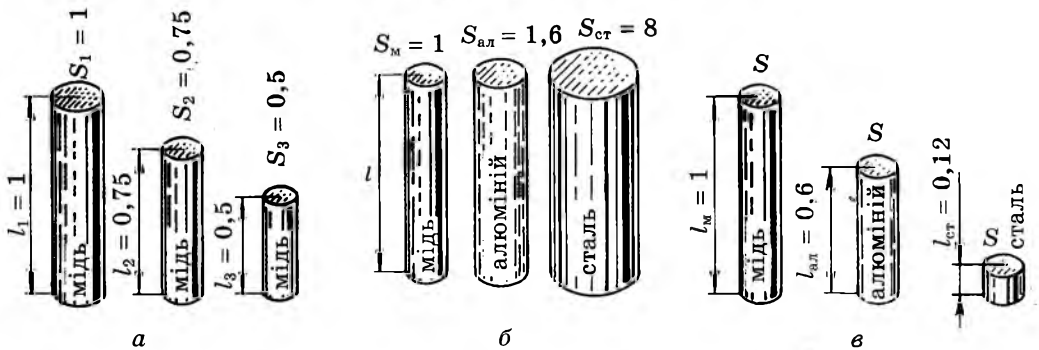
Вираз (3.8) називають законом Ома у диференційній формі: *густина струму пропорційна напруженості.*

Домножимо ліву і праву частини (3.8) на площу S_n і замінимо ε_k на відношення напруги U на провіднику до його довжини l:

$$I = j \cdot S_n = \gamma S_n \cdot \frac{U}{l} = \frac{\gamma S_n}{l} \cdot U = \frac{S_n}{\rho l} \cdot U, \text{ або } U = \frac{\rho l}{S_n} \cdot I = \frac{l}{\gamma S_n} \cdot I = R \cdot I, \qquad (3.9)$$

де ρ — питомий електричний опір — величина зворотна γ, R — електричний опір провідника довжиною l і перерізом S_n. Опір R пропорційний l та ρ і обернено пропорційний S_n та γ. За умови однакового опору R (для провідників з одного матеріалу, рис. 3.1, *а*)

$$R = \frac{l_1}{\gamma S_1} = \frac{l_2}{\gamma S_2} = \frac{l_3}{\gamma S_3}, \text{ звідки } \frac{l_1}{S_1} = \frac{l_2}{S_2} = \frac{l_3}{S_3}, \text{ або } l_1 : l_2 : l_3 = S_1 : S_2 : S_3. \qquad (3.10)$$



а — $\gamma = \text{const}$ — $S_1 : S_2 : S_3 = l_1 : l_2 : l_3$

б — $l = \text{const}$ — $S_м : S_{ал} : S_{ст} = \frac{1}{\gamma_м} : \frac{1}{\gamma_{ал}} : \frac{1}{\gamma_{ст}}$

в — $S = \text{const}$ — $l_м : l_{ал} : l_{ст} = \gamma_м : \gamma_{ал} : \gamma_{ст}$

Рис. 3.1

З тієї ж умови для провідників з міді, алюмінію та сталі (рис. 3.1, *б*) випливає така пропорція:

$$S_м : S_{ал} : S_{ст} = \rho_м : \rho_{ал} : \rho_{ст} \qquad (3.11)$$

або для однакової площі S:

$$l_м : l_{ал} : l_{ст} = \gamma_м : \gamma_{ал} : \gamma_{ст}. \qquad (3.12)$$

В інтервалі температур від нуля до 100°С електричні опори R_2 (при температурі ϑ_2) і R_1 (при температурі ϑ_1) пов'язані лінійно:

$$R_2 = R_1\left[1 + \alpha(\vartheta_2 - \vartheta_1)\right], \qquad (3.13)$$

де α — температурний коефіцієнт опору — відносна зміна значення опору при нагріванні провідника на один градус. У таблиці 3.1 наведені значення ρ, γ та α для металів при температурі 20°С.

Таблиця 3.1

Матеріал	r, мкОм·м	γ, МС/м	α, град$^{-1}$	Матеріал	r, мкОм·м	γ, МС/м	α, град$^{-1}$
Срібло	0,0165	60,6	0,004	Платина	0,117	8,5	0,0037
Мідь	0,0175	57,2	0,004	Свинець	0,21	4,8	0,004
Золото	0,023	43,5	0,004	Манганін	0,48	2,1	0,00001
Алюміній	0,029	34,5	0,004	Константан	0,5	2	0,00005
Вольфрам	0,055	18,2	0,005	Ніхром	1	1	0,00017
Залізо	0,1	10	0,0065				

Опір чистих металів сильніше залежить від температури, ніж опір спеціальних сплавів: *манганіну і константану* (мідь, нікель, марганець); *ніхрому* (нікель, хром, залізо, марганець).

Мідь та алюміній використовують для проводів. Із спецсплавів виготовляють спеціальні пристрої — дротові *резистори*, реостати (рис. 3.2), спіралі електроплиток.

Коефіцієнт α також залежить від температури середовища, тому для точніших розрахунків опору розігрітих мідних проводів користуються формулою:

$$R_2 = R_1 \frac{235 + \vartheta_2}{235 + \vartheta_1},$$

$$\text{звідки } \vartheta_2 = \frac{R_2 - R_1}{R_1}(235 + \vartheta_1) + \vartheta_1; \qquad (3.14)$$

для алюмінієвих проводів:

$$R_2 = R_1 \frac{245 + \vartheta_2}{245 + \vartheta_2}. \qquad (3.15)$$

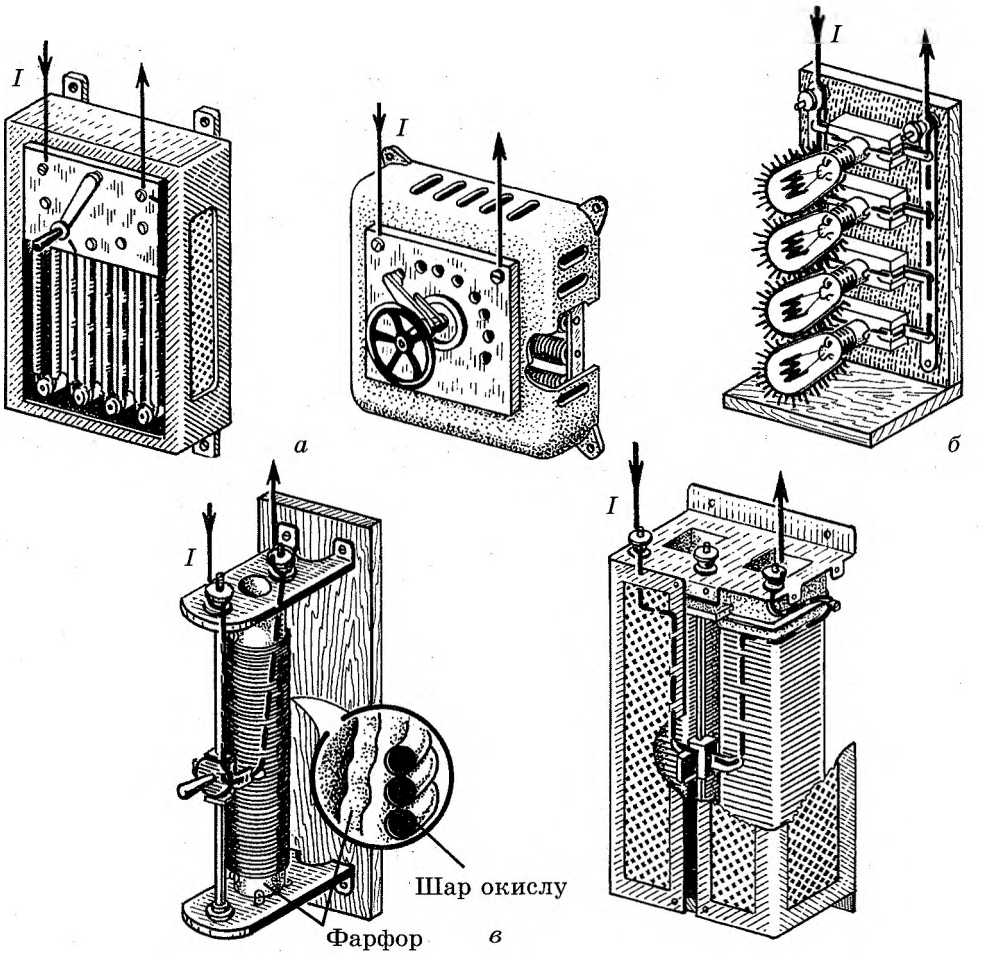


Рис. 3.2

Для ізольованого провідника температура обмежується допустимим нагріванням ізоляції. На невисокі температури розраховані органічні речовини та емалі. На більш високі — неорганічні з використанням кремнійорганічних сполук. У таблиці 3.2 наведено класи ізоляції та допустимі температури її нагріву.

Таблиця 3.2

Допустиме нагрівання ізоляції

Клас ізоляції за нагрівостійкістю	Допустима температура, °С
У	90
А	105
Е	120
В	130
F	155
Н	180
С	Більше за 180

3.2. Закон Ома

Закон Ома: *сила струму прямо пропорційна різниці потенціалів (напрузі) на кінцях ділянки електричного кола.*

Електричним колом названо *сукупність пристроїв, які утворюють шлях для електричного струму.* Коло має *елементи*:

- *вузол* — місце з'єднання більше двох провідників;
- *вітка* — нерозгалужена частина кола між двома вузлами;
- *контур* — будь-який замкнений шлях уздовж віток;
- *двополюсник* — частина кола з двома виводами (полюсами, клемами).

Коло складається з *провідників* (пристроїв, що передають електроенергію), джерел електроенергії (перетворювачів неелектричної енергії в електричну) та *споживачів* (перетворювачів електричної енергії в неелектричну). Графічно кола зображуються:

1. *Структурними* схемами — спрощене креслення, що має основні функціональні групи та зв'язки між ними, наприклад джерело — споживач — лінія електропередачі.

2. *Монтажними* схемами, на яких елементи розміщено територіально (рис. 3.3, *а*).

3. *Принциповими* електричними схемами, де наведено всі елементи і зв'язки (без зазначення їх територіального розміщення) за допомогою умовних позначень (рис. 3.3, *б*).

4. *Схемами заміщення* або *розрахунковими схемами* (рис. 3.3, *в*), де реальні пристрої замінено ідеальними елементами.

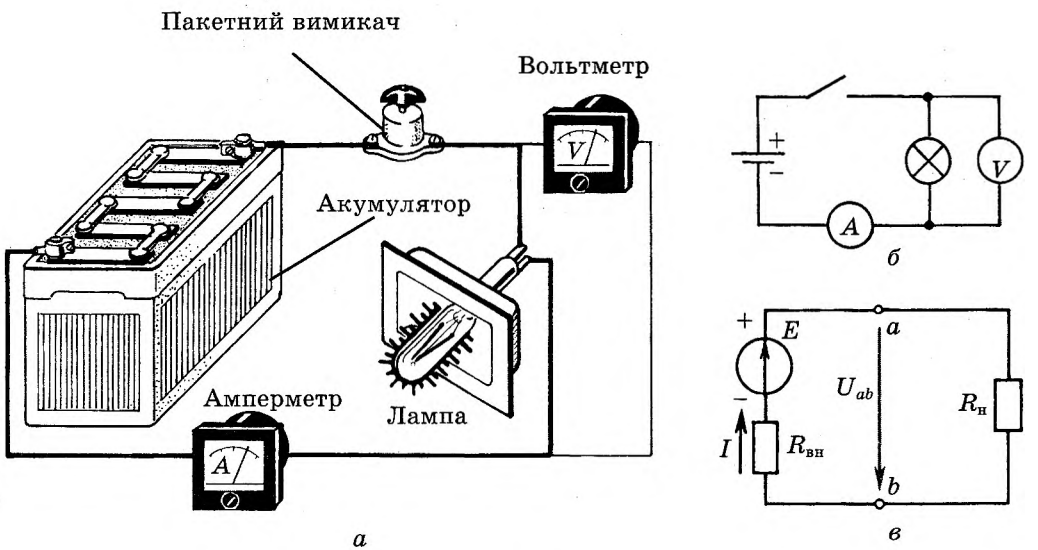


Рис. 3.3

Електричне коло (рис. 3.3) має основні (акумулятор, лампа) і *допоміжні* (вимикач, амперметр, вольтметр) елементи. Основні елементи електричного кола є на всіх видах схем. Допоміжні елементи, як правило, на схемі заміщення відсутні. Так, на схемі (рис. 3.3, *в*) замість акумулятора маємо схему заміщення на *реальне джерело напруги* U_{ab}, яке складається з *ідеального* джерела E і внутрішнього опору $R_{вн}$, а замість лампи — електричний опір $R_н$ навантаження. Струм в нерозгалуженому колі — однаковий. Обходячи від плюса джерела до мінуса, маємо $U_{ab} + I \cdot R_{вн}$, що дорівнює E:

$$E = U_{ab} + I \cdot R_{вн} = I \cdot R_н + IR_{вн} = I\left(R_н + R_{вн}\right).$$

Звідси

$$I = \frac{E}{R_н + R_{вн}}. \qquad (3.16)$$

Вираз (3.16) називають законом Ома для замкненого кола: *сила струму I, що проходить у замкненому колі, дорівнює відношенню ЕРС кола до його повного опору $R = R_н + R_{вн}$*; коли $R_н$ прямує до нескінченності, струм прямує до нуля, напруга U_{ab} до E (режим холостого ходу джерела); коли $R_н$ прямує до нуля, струм I — до відношення E до $R_{вн}$ (струм короткого замикання).

Струм є наслідком *різниці потенціалів* або *падіння напруги* чи просто *напруги* на опорі $R_н$:

$$\varphi_a - \varphi_b = U_{ab} = I \cdot R_н. \qquad (3.17)$$

3.3. Теплова дія постійного струму

Кожне тіло має зовнішню і внутрішню енергію. Остання складається з кінетичної енергії теплового хаотичного руху частинок, що утворюють тіло (молекули, атоми); потенціальної енергії цих частинок, зумовленої силами міжмолекулярної взаємодії; енергії електронів, що рухаються по електронних орбітах атомів; ядерної енергії. Внутрішня енергія дорівнює нулю при температурі абсолютного нуля ($t_0 = -273$ °С). Тоді в тілі хаотичний рух частинок речовини відсутній. Якщо це тіло помістити в електричне поле, то вільні заряджені частинки (електрони, іони) під дією сили Кулона (2.12) почнуть упорядковано рухатися, не зустрічаючи перешкоди на шляху свого руху. Це явище — низькотемпературна *надпровідність*. За звичайної температури вони (через теплообмін) віддають свою енергію тілу, збільшуючи його температуру. Тіло набуває внутрішньої енергії у вигляді хаотичного теплового руху його частинок. Якщо тепер помістити тіло (рис. 2.9, *б*) в електричне поле, то

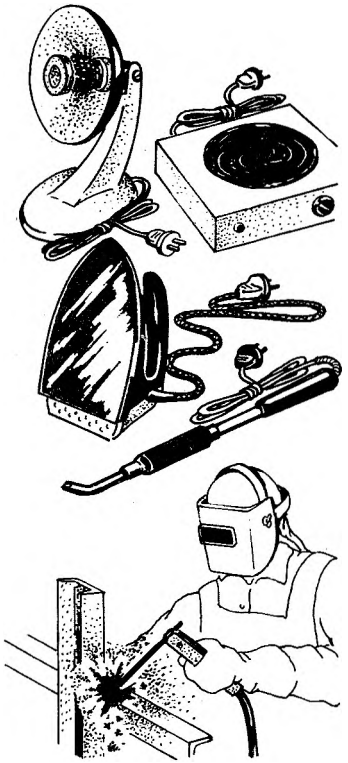


Рис. 3.4

напрямленому рухові заряджених частинок на перешкоді стане хаотичний рух. Зіштовхуючись між собою, напрямлені і хаотичні частинки зменшуватимуть свою швидкість, перетворюючи кінетичну енергію руху в теплову (рис. 3.4). *Кількість теплоти,* як і роботу, визначають у джоулях:

$$1\ \text{Дж} = 1\ \text{Н} \cdot 1\ \text{м} = 1\frac{\text{кг} \cdot \text{м}}{\text{с}^2} \cdot 1\ \text{м}.$$

Позасистемна одиниця кількості теплоти — *калорія: кількість теплоти, необхідна для нагрівання 1 г води на 1 °С.* Одна калорія становить 4,19 Дж. Тоді

$$1\ \text{Дж} = \frac{1\ \text{кал}}{4{,}19} = 0{,}24\ \text{кал}.$$

Е. Х. Ленц і незалежно від нього Д. Джоуль експериментально довели, що *кількість теплоти W_T, що виділяється у провіднику довжиною l і опором R, залежить від струму I в ньому і часу t:*

$$W_T = I^2 \cdot R \cdot t = I \cdot (IR) \cdot t =$$

$$= I \cdot U \cdot t = \left(\frac{U}{R}\right) \cdot U \cdot t = \frac{U^2}{R} \cdot t = \frac{q}{t} \cdot U \cdot t = qU = q \cdot \varepsilon_k \cdot l = F_k \cdot l\,(\text{Дж}). \quad (3.18)$$

Згідно з перетвореннями в (3.18), теплова енергія дорівнює I^2Rt або UIt, або qU, де q — заряд, що проходить за час t через переріз провідника, або $(U^2/R) \cdot t$, або добуток сили Кулона на шлях l, що відповідає механічному еквіваленту роботи.

Кількість теплоти в калоріях

$$W_T\,(\text{кал}) = 0{,}24 W_T\,(\text{Дж}).$$

Швидкість перетворення електричної енергії в теплову, тобто питому в часі енергію чи роботу, називають електричною потужністю P.

З (3.18) отримаємо, що

$$P = I^2R = UI = \frac{U^2}{R} = F_k \cdot \frac{l}{t} = F_k \cdot \upsilon, \quad (3.19)$$

де υ — середня швидкість напрямленого руху зарядів (3.7).

Формула (3.18) відображає закон *Джоуля — Ленца*, закон перетворення кінетичної енергії чи роботи $F_k \cdot l$ в теплову W_T. Ця енергія приводить до збільшення температури ϑ_2 (3.15) провідника зі струмом, зміни (3.13) його

електричного опору R. Чим більше діаметр d провідника і чим більша товщина ізоляції (табл. 3.2) його, тим гірші умови для охолодження. Динамічна рівновага між теплотою $I^2 \cdot R$, що виділяється при проходженні струму I, і теплотою $K_0 S_0 \theta$, що віддається навколишньому середовищу з температурою ϑ_1, встановлюється через деякий час при температурі ϑ_2 провідника:

$$I^2 R = K_0 S_0 \theta, \qquad (3.20)$$

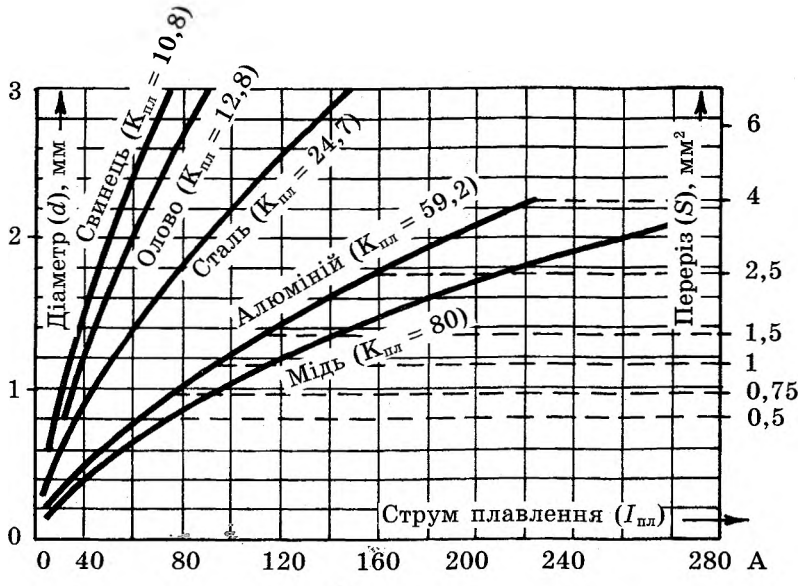
де K_0 — коефіцієнт тепловіддачі, S_0 — поверхня охолодження провідника, θ — різниця температур: $\theta = \vartheta_2 - \vartheta_1$. Найбільшу допустиму густину струму для мідних проводів залежно від площі перерізу та умов охолодження (ізольовані/відкриті) наведено в таблиці 3.3 та на рис. 3.5.

Таблиця 3.3

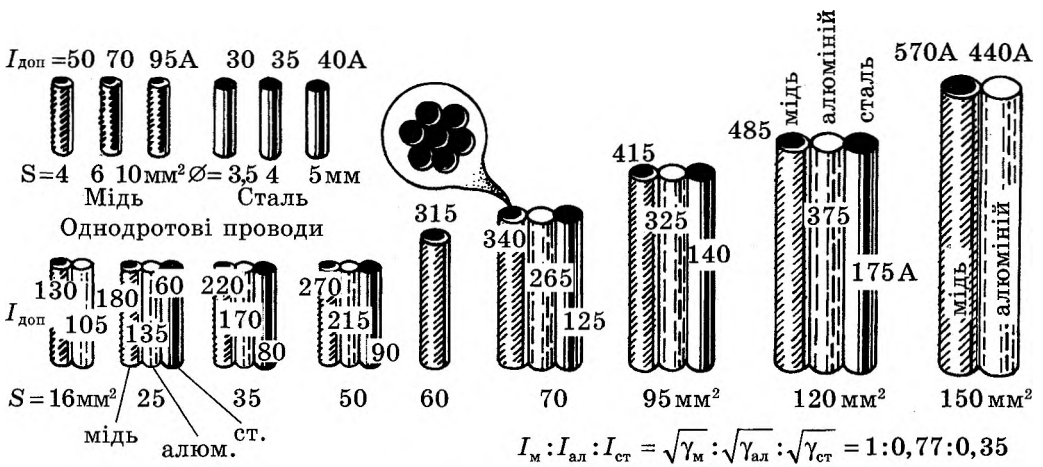
Граничні значення сили струму для мідних проводів (ізольованих/голих) на відкритому повітрі

Переріз, мм^2	Струм, А	Густина струму, А/мм^2
4	36/58	9/14,5
6	46/76	7,7/12,6
10	68/108	6,8/10,8
16	92/150	5,7/9,4
25	123/205	4,9/8,2
35	152/270	4,3/7,7
50	192/335	3,8/6,7
70	242/425	3,5/6,1
95	292/510	3,1/5,4

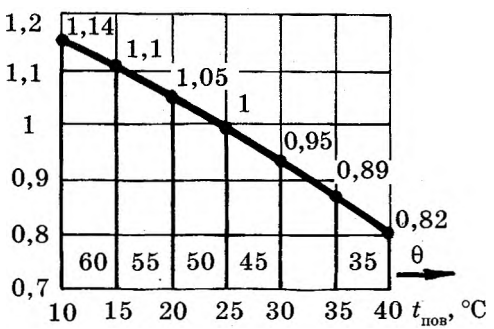
Алюмінієві проводи для того ж струму слід брати перерізом у півтора раза більшим, оскільки, згідно з таблицею 3.1, питомий опір ρ алюмінію в 1,5 раза більший, ніж для міді. Якщо цього не врахувати, то при тому ж струмі I та перерізі S, згідно із законом Джоуля — Ленца, в алюмінієвому проводі виділиться теплоти в 1,5 раза більше, ніж у мідному. Відповідно зросте температура, що неприпустимо. Допустиме лише короткочасне перевантаження, коли теплова інерція проводів не дасть змоги їм істотно перегрітися. На рис 3.5 наведено значення допустимого тривалого навантаження ізольованих (*а*) та голих (*б*) одно- та багатодротових мідних проводів залежно від їх діаметра. Там же подано графіки поправочного коефіцієнта залежно від температури навколишнього середовища при допустимій температурі ізольованого проводу 55 °С, голого — при 70 °С. Щоб запобігти можливого (за аварійних режимів, при пікових навантаженнях) перегрівання проводів, що може призвести до руйнування ізоляції, пожежі, обриву проводу, використовують *плавкі запобіжники*. На рис. 3.5, *а* в дужках та на графіках наведено значення струму плавлення запобіжників залежно від того, в яких мережах вони використовуються (освітлювальних чи силових).



а



Багатодротові проводи



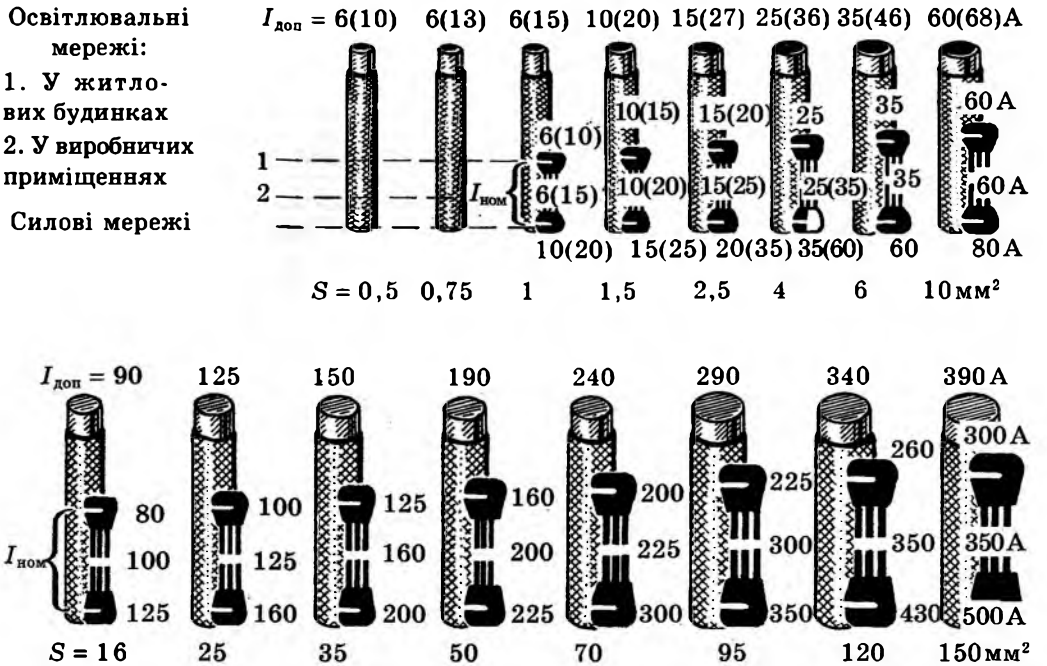
Тривале допустиме навантаження в амперах голих мідних, алюмінієвих, сталь-них проводів на відкритому повітрі при температурі проводу 70 °С ($t_{пров}$) і температурі повітря ($t_{пов}$) 25 °С.

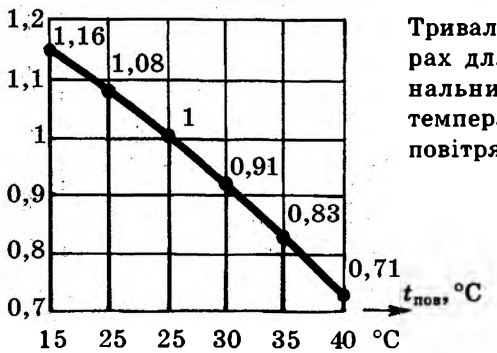
Поправочний коефіцієнт на температуру навколишнього середовища ($t_{пров}$ = 70 °С).

$$I_{10} : I_{25} : I_{40} = \sqrt{60} : \sqrt{45} : \sqrt{30} = 1{,}14 : 1 : 0{,}82$$

б

Рис. 3.5





Тривале допустиме навантаження ($I_{доп}$) в амперах для ізольованих мідних проводів і номінальний струм ($I_{ном}$) запобіжників. Гранична температура проводу ($t_{пров}$) 55 °С. Температура повітря ($t_{пов}$) 25 °С.

Поправочний коефіцієнт на температуру навколишнього середовища ($t_{пров}$ = 55 °С).

Рис. 3.5, *в*

Теплова дія струму в плавких запобіжниках є бажаною. Вона доцільна і в інших приладах. Так, у 1873 році О. М. Лодигін винайшов лампу розжарювання (рис. 3.3, *б*). Вугільна нитка розігрівалася у вакуумі до ϑ_2 = 1700 °С і давала слабке жовте світло. Сучасні лампи розжарювання мають вольфрамову нитку, яка міститься в балоні з нейтральним газом, розігрівається до температури 2800 °С і світить яскраво.

У 1802 році В. В. Петров відкрив електричну дугу між вугільними електродами, яку використав П. М. Яблочков як свічку з температурою дуги 3400 °С. Подальше використання вона отримала завдяки М. Г. Слав'янову та М. М. Бенардосу в електрозварюванні. Широко використовується закон Джоуля — Ленца в нагрівальних приладах. (Рис. 3.4).

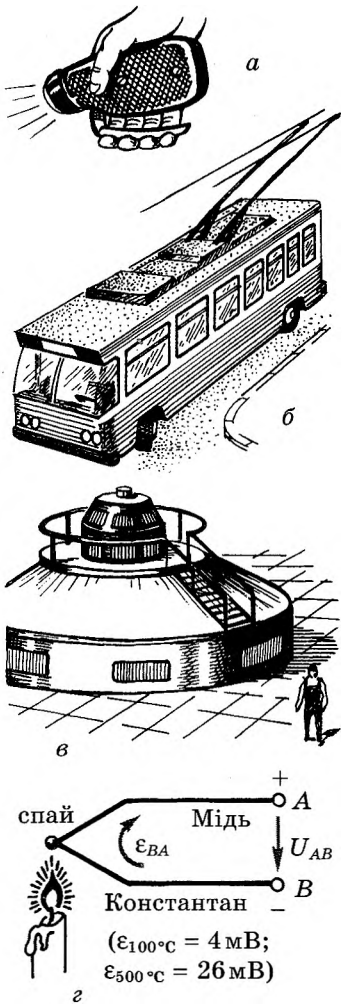


Рис. 3.6

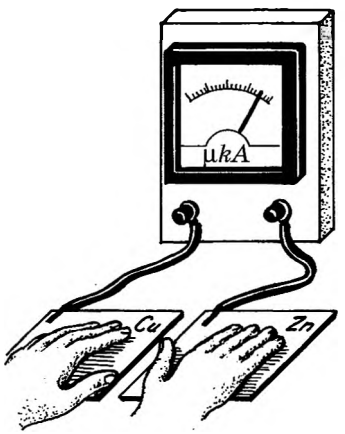


Рис. 3.7

3.4. Джерела постійного струму

В електричному колі (рис. 3.3) виділимо дві функціональні групи елементів *двополюсників*: джерело і споживач. *Джерело* — це *активний* двополюсник. Він містить перетворювач неелектричної енергії в електричну; *споживач* — може бути як активним, так і пасивним двополюсником, залежно від того є в ньому джерело, чи немає.

Джерело електроенергії — це елемент електричного кола, в якому внаслідок перетворення неелектричної (механічної (рис. 3.6, *а-в*), хімічної (рис. 3.3), променевої, теплової (рис 3.6, *г*) та ін.) *енергії в електричну постійно утворюється різниця потенціалів* між його полюсами. Ліхтарик, двигун тролейбуса, що їде з гори, гідрогенератор, термопара (рис. 3.6, *г*), акумулятор і навіть людина, якщо вологі долоні прикласти до мідної та цинкової пластини (рис. 3.7), здатні виробляти електроенергію.

Розглянемо коло (рис. 2.4), що містить заряджений конденсатор та кіловольтметр. Кіловольтметр має великий опір R, конденсатор напругу $\varphi_A - \varphi_B = U_{AB}$.

Сторонні (неелектричні сили) в контурі відсутні. Діє тільки поле кулонівських сил, унаслідок чого через кіловольтметр та проводи проходить струм розряду конденсатора:

$$I = U_C/R \qquad (3.21)$$

або $U_C = IR = \frac{\Delta q}{\Delta t} \cdot R = \frac{\Delta (CU_C)}{\Delta t} R = CR \frac{\Delta U_C}{\Delta t}$, тобто напруга U_C пропорційна швидкості $\frac{\Delta U_C}{\Delta t}$ її зменшення з часом t, яка пов'язана зі зменшенням заряду q на конденсаторі (заряд перетікає з пластини A через R на пластину B). Відповідно і струм (3.21) зменшуватиметься.

Щоб підтримувати струм постійним, потрібні сторонні (неелектричні) сили. Механічна сила по переміщенню провідника (рис. 3.8, *б*) в полі магніту створює умови, за яких в останньому виникає напруженість $\varepsilon_{ст}$ електричного поля від сто-

ронніх сил. Під її дією заряди розподіляються, утворюючи різницю потенціалів U_{AB} на краях провідника. Замкнемо цей провідник на опір $R_н$. Доки всі параметри сталі (швидкість руху, поле магніту), струм буде постійним. Те саме явище протягом обмеженого інтервалу часу спостерігаємо в електричному колі (рис. 3.8, *в*) з акумулятором. Акумулятор після попереднього його кількагодинного заряджання деякий час (завдяки дії сил хімічних перетворень) підтримуватиме постійну напругу і, як наслідок, струм у колі. Діапазон потужності джерел становить від мікроват термопари (рис. 3.7) до мегават потужних генераторів (рис. 3.6, *в*). Джерела живлення поділяють на *первинні* (перетворювачі неелектричної енергії в електричну) і *вторинні*, що перетворюють електроенергію одного виду в інший або накопичують її, а потім віддають (конденсатори, акумулятори).

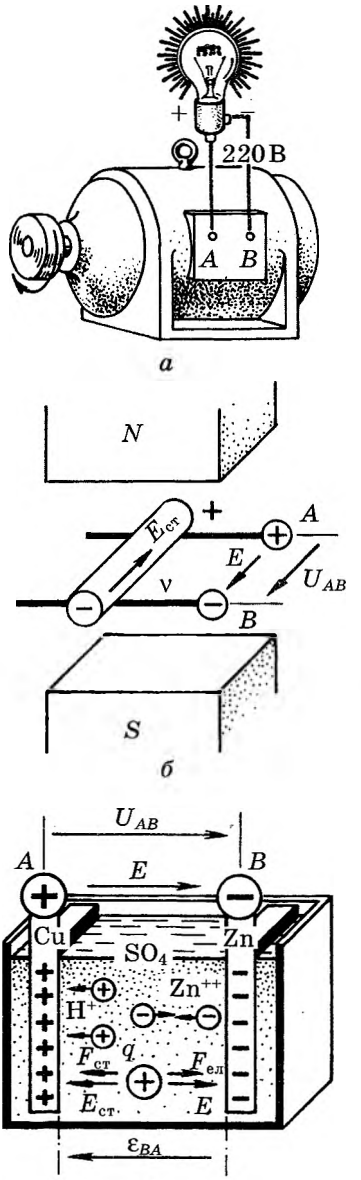


Рис. 3.8

Скористаємося законом збереження енергії для ізольованого електричного кола (рис. 3.3, *в*): робота, яку виконує джерело E, далі повністю витрачається на рух зарядів у вітці: плюс джерела — точка a, опір $R_н$ — точка b, опір $R_{вн}$ — мінус джерела. Робота сил джерела, його енергія:

$$W_{дж} = \bar{F}_{ст} \cdot \bar{l}_{дж} = q \cdot \bar{\mathcal{E}}_{ст} \cdot \bar{l}_{дж} = q \cdot E_{дж}, \quad (3.22)$$

де $\bar{\mathcal{E}}_{ст}$ — напруженість електричного поля джерела, яку створюють сторонні (неелектричні) сили, $l_{дж}$ — довжина шляху для заряду q всередині джерела, $E = \bar{\mathcal{E}}_{ст} \cdot l_{дж}$ — *напруга джерела, тобто робота сил* $\bar{\mathcal{E}}_{ст}$ *на шляху* $l_{дж}$ *по переміщенню одиничного позитивного заряду.*

Завдяки роботі сил джерела (3.22) на клемах «плюс — мінус» ідеальної частини джерела утворилася різниця потенціалів. Цю роботу названо *електрорушійною силою* (ЕРС) джерела (хоч це не сила, а питома робота). ЕРС (E) прикладено до двох опорів ($R_н + R_{вн}$). Під її дією, за законом Ома, проходитиме струм I (3.16), тобто напрямлений рух зарядів у полі кулонівських сил $\bar{\mathcal{E}}_k$,

$$W_н = \bar{F}_k \cdot l_н = q \cdot \bar{\mathcal{E}}_k \cdot l_н = q \cdot \big(I(R_н + R_{вн})\big) = qE \ (\text{Дж}), \quad (3.23)$$

оскільки $I \cdot R_н + IR_{вн} = E$.

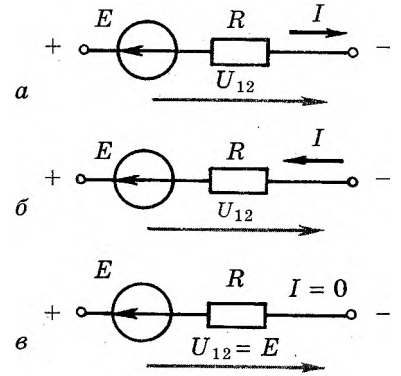


Рис. 3.9

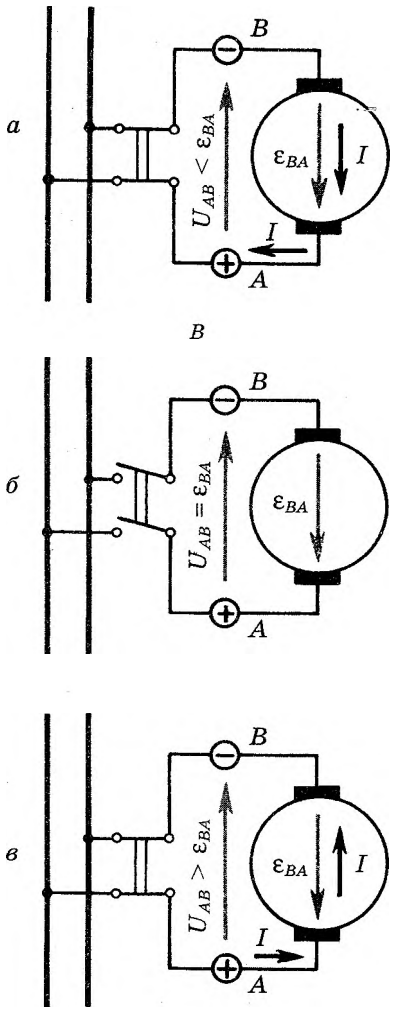


Рис. 3.10

Тут $l_н$ — довжина еквівалентного шляху зовні джерела, шляху з рівномірно розподіленим уздовж нього опором $R_н + R_{сп}$; $\varepsilon_k \cdot \bar{l}_н$ — падіння напруги на споживачах $R_н + R_{вн}$. Слід розрізняти поняття: *ЕРС, напруга, різниця потенціалів, падіння напруги.*

Електрорушійна сила — фізична скалярна величина, що характеризує з енергетичного боку здатність поля сторонніх сил спричиняти електричний струм. ЕРС дорівнює роботі сторонніх сил по переміщенню одиничного позитивного заряду від клеми «мінус» до клеми «плюс» всередині джерела, проти сил кулонівського поля, яке утворилося вже розщепленими зарядами джерела, або роботі від клеми «+» до «–» по зовнішньому відносно джерела колу. ЕРС E дорівнює напрузі на ідеальній частині схеми заміщення джерела (рис. 3.9) або напрузі U_{12} на всій схемі (рис. 3.9, *в*), коли струм відсутній (режим холостого ходу).

Різниця потенціалів між двома точками — фізична скалярна величина, що характеризує енергетичну здатність поля кулонівських сил спричиняти електричний струм. Різниця потенціалів $\varphi_1 - \varphi_2$ дорівнює роботі кулонівських сил по переміщенню одиничного позитивного заряду довільною траєкторією між точками 1 і 2.

Електрична напруга між двома точками (клеми «+» і «–» джерела, рис. 3.9); клеми «А» і «В» (рис. 3.6, *г*; 3.8; 3.10) — фізична скалярна величина, що характеризує здатність спільного поля кулонівських і сторонніх сил спричиняти електричний струм. Напруга U між двома точками дорівнює роботі сторонніх і кулонівських сил по переміщенню одиничного позитивного заряду на шляху, що з'єднує ці точки. Так, для схеми (рис. 3.3, *в*)

$$U_{ab} = E - I \cdot R_{вн}, \qquad (3.24)$$

або $U_{ab} = E + (\varphi_- - \varphi_b) = E - (\varphi_b - \varphi_-)$, де φ_- — потенціал клеми «–» джерела. Тож, як бачимо, напруга може містити в собі і ЕРС і різницю потенціалів.

Падіння напруги (добуток струму I на опір R) використовують, коли треба зауважити, що йдеться про споживача.

Джерело можна подати у вигляді *активного двополюсника*, що споживає чи віддає електроенергію (рис. 3.9, *а*). У випадку, коли різниця потенціалів U_{12} перевищує E, струм напрямлений проти ЕРС. Наприклад, при заряджанні акумулятора (рис. 3.11, *в*) від механічного електрогенератора чи при роботі двигуна (рис. 3.10, *а*)

$$U_{AB} = E + I \cdot R. \qquad (3.24)$$

Якщо U_{AB} менша за E, то активний двополюсник (рис. 3.9, *б*) віддає енергію, поновлюючи її за рахунок роботи сторонніх сил. Тоді, як і в (3.24),

$$U_{AB} = E - I \cdot R. \qquad (3.25)$$

Коли U_{AB} і E зрівноважені, струм відсутній (рис. 3.10, *в*) — це відповідає холостому ходу джерела:

$$U_{12} = E. \qquad (3.26)$$

Якщо закоротити клеми джерела, то $U_{AB} = 0$, струм дорівнюватиме

$$I = I_{к.з} = E/R, \qquad (3.27)$$

де $I_{к.з}$ — струм короткого замикання джерела. Чим менший внутрішній опір R, тим більший $I_{к.з}$.

Режими роботи та внутрішні параметри ($R_{вн}$) джерела графічно (рис. 3.12) визначаються *вольт-амперною характеристикою* (ВАХ).

ВАХ має характерні точки та відрізки між ними: E — холостий хід; $I_{к.з}$ — струм короткого замикання; ($U_{ном}$, $I_{ном}$) — характеристики номінального режиму; відрізок $[EI_{к.з}]$ — джерело, від точки E вліво — споживач; заштрихована площа — потужність джерела у номінальному режимі; горизонтальний промінь

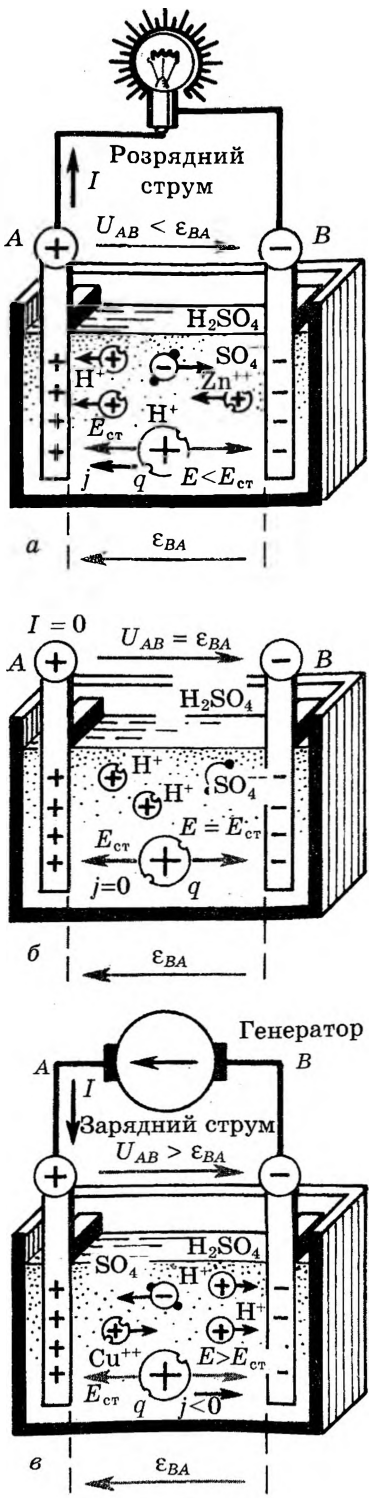


Рис. 3.11

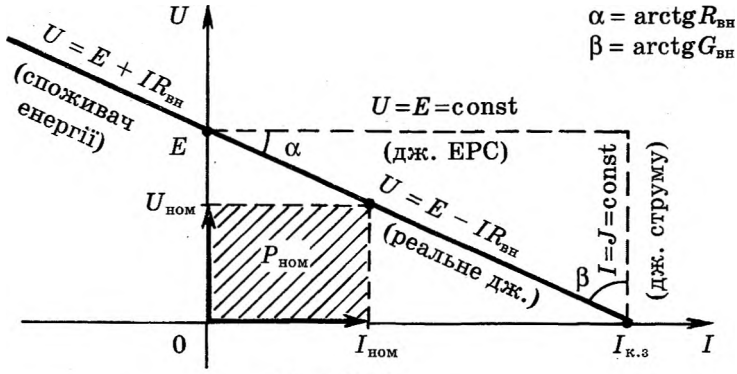


Рис. 3.12

з точки E вправо — ВАХ ідеального джерела напруги ($R_{вн} = 0$); вертикальний промінь з точки $I_к$ вгору — ВАХ ідеального джерела струму.

ВАХ реального джерела завжди знаходиться між ВАХ ідеальних:

$$\frac{\pi}{2} > \alpha > 0, \qquad \frac{\pi}{2} > \beta > 0, \tag{3.28}$$

де $\alpha = \operatorname{arctg} R_{вн}$, $\beta = \operatorname{arctg} G_{вн}$.

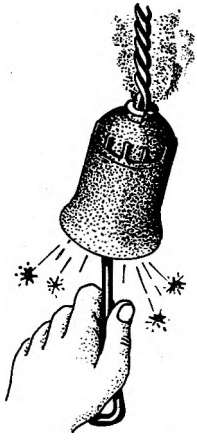
Величина $G_{вн}$ — це *провідність*. Вона є *зворотною величиною до опору* $R_{вн}$:

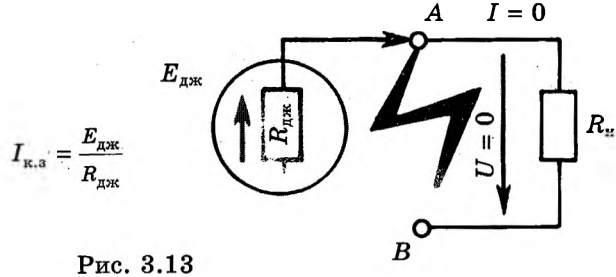
$$G_{вн} = \frac{1}{R_{вн}}.$$

Одиниця вимірювання провідності — сіменс (**См**). 1 См = 1/Ом.

Для джерел напруги режим короткого замикання аварійний: закорочування $R_н$ призводить до різкого зростання струму. Отже, якщо в колі джерела відсутні запобіжники, це може призвести до розплавлення та запалювання проводів, пожежі та враження людини електричним струмом (рис. 3.13). Для джерел струму аварійним може бути режим холостого ходу: чим ближче джерело струму до ідеального, тим менше його провідність $G_{вн}$ і тим більша напруга холостого ходу при обриві $R_н$:

$$U_{х.х} = I_0/G_{вн} = J/G_{вн} >> U. \tag{3.29}$$





$$I_{к.з} = \frac{E_{дж}}{R_{дж}}$$

Рис. 3.13

Реальні джерела напруги (рис. 3.14, *а*) і струму (*б*) відносно їх вольт-амперних характеристик $U(I)$ можуть бути еквівалентними. Встановимо, за яких умов вони еквівалентні. Для першої схеми маємо:

$$U = E - I \cdot R_{вн}$$

або

$$I = \frac{E}{R_{вн}} - \frac{U}{R_{вн}}. \qquad (3.30)$$

Для другої схеми:

$$I = J - I_0 = J - G_{вн} \cdot U. \qquad (3.31)$$

Ліві частини рівнянь однакові. Тоді із тотожності правих випливає умова еквівалентності:

$$J = \frac{E}{R_{вн}}, \quad G_{вн} = \frac{1}{R_{вн}}. \qquad (3.32)$$

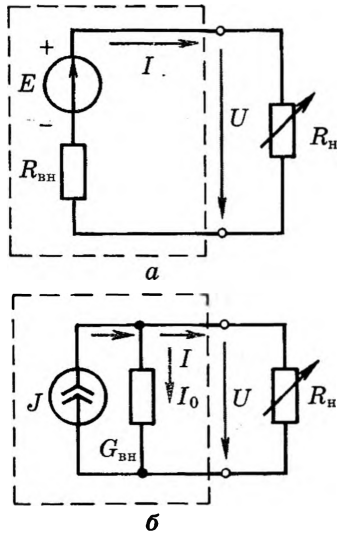


Рис. 3.14

Окрім механічних генераторів постійного струму, широкого впровадження набули хімічні джерела енергії — гальванічні елементи та акумулятори.

Найпростіший гальванічний поляризаційний елемент (рис. 3.15, *а*) має мідну та цинкову пластини, вміщені в розчині сірчаної кислоти (H_2SO_4).

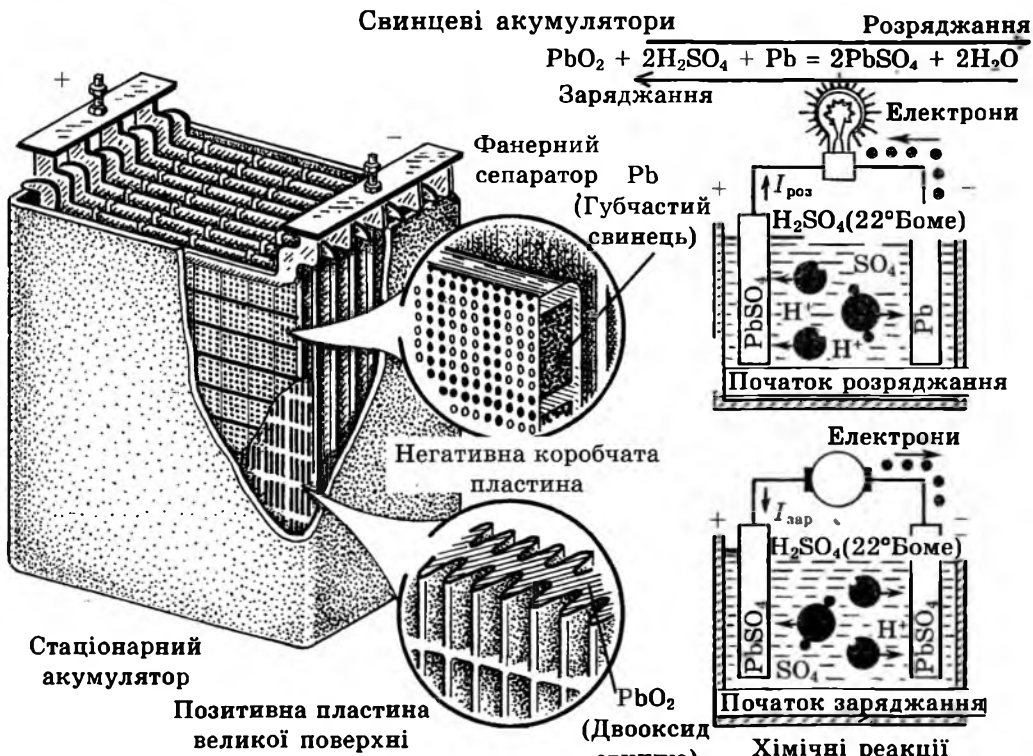


Рис. 3.15, *а*

Мідь і цинк взаємодіють з кислотою. Кислота розкладається на позитивні іони водню H^+ та негативні іони SO_4^-. Цинк, внаслідок взаємодії з SO_4^-, набуває негативного, а мідь (з H^+) — позитивного заряду. Якщо клеми елемента з'єднати через опір R, то виникне струм (3.15, *а*): в опорі від клеми Cu до клеми Zn, в розчині, навпаки, від Zn до Cu. Через деякий час процес припиниться, і мідну пластину покриють бульбашки водню. Це називається поляризацією елемента. Таке саме явище спостерігається у вугільно-цинковому елементі з розчином нашатирю. Щоб запобігти цьому явищу, в елементі вводяться деполяризатори (рис. 3.15, *а*, справа). Наприклад, у вугільно-цинковому елементі вугільний електрод поміщають у пористий полотняний мішечок з оксидом марганцю. Тоді іони водню, прямуючи до електроду, вступають у реакцію з перекисом, утворюючи воду. Поступово концентрація розчину зменшується і, відповідно, зменшується напруга.

Досить часто вугільно-цинковий елемент виконують у напівсухому вигляді. Так, елемент живлення кишенькового ліхтарика або радіоапаратури має балончик з цинку з центральним вугільним електродом, деполяризатором і пастою замість розчину. Напруга з балончика 1,4÷1,6 В, $R_{вн}$ = 0,1÷0,5 Ом, ємність (кількість заряду) 30÷150 ампер-годин.

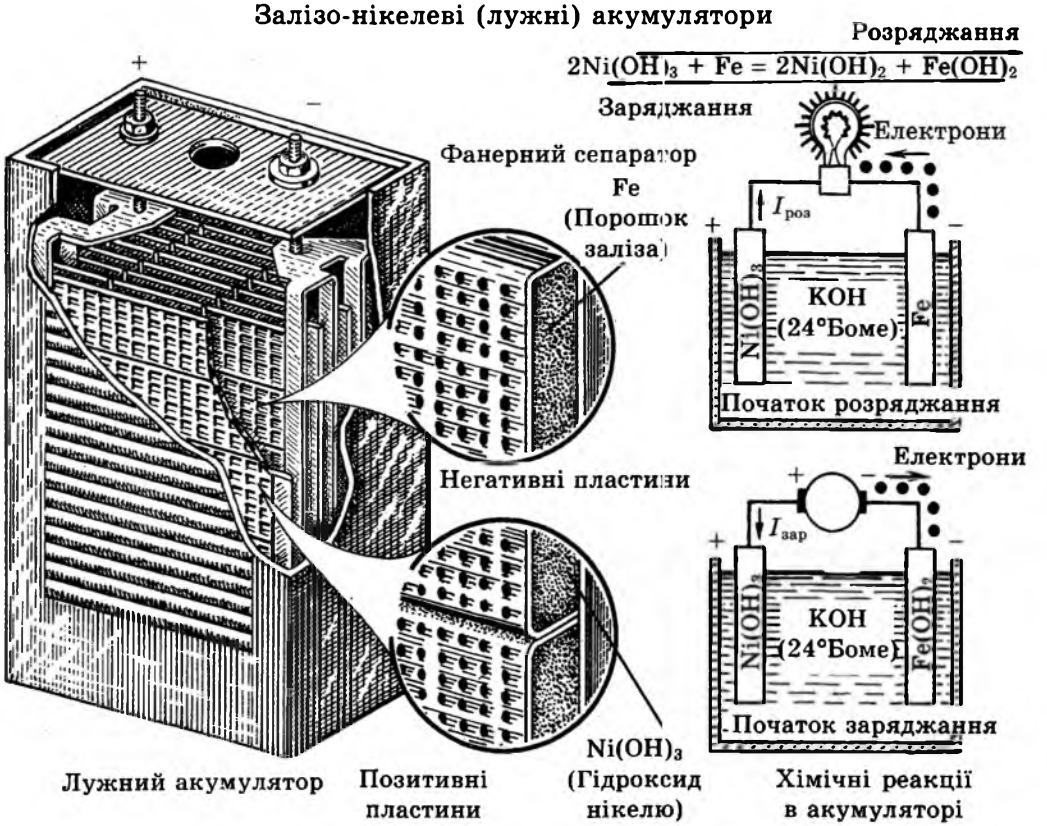


Рис. 3.15, *б*

Електричні акумулятори — це прилади багаторазового використання з періодичністю циклів заряд — розряд.

Для заряджання акумулятор приєднується до джерела з більшою ніж у нього напругою через реостат (для регулювання струму заряджання). Під дією струму заряджання розчин кислоти у свинцевих акумуляторів (рис. 3.15, *а*) чи лугу у залізо-нікелевих (рис 3.15, *б*) взаємодіє своїми іонами та катіонами з електродами, перетворюючи у кислотних $PbSO_4$ на PbO_2 (на аноді) та Pb (на катоді), у лужних $Ni(OH)_2$ на $Ni(OH)_3$ (на аноді) та $Fe(OH)_2$ на Fe (на катоді). Якщо до акумулятора приєднати споживач (лампа розжарювання на рис. 3.15, *б*), то струм проходитиме в протилежному напрямку. При розряді концентрація електроліту зменшується (утворюється вода), при заряджанні — збільшується.

3.5. Розрахунок електричних кіл постійного струму

Електричні кола як *сукупності елементів, що утворюють шлях для струму, умовно поділяють на прості і складні.* Найпростіше коло — «джерело — пасивний споживач» (рис. 3.3, *а*) — має один замкнений контур (рис. 3.3, *в*).

Коло, яке складається з джерела й активного споживача, та його гідравлічний еквівалент наведено на рис. 3.16. Аналогії між електричним і гідравлічним колами у такому: генератор — гідронасос, електродвигун — гідротурбіна, напруга U — напір рідини h, струм $I = q/t$ — витрати рідини G/t, амперметр — водомір, вольтметр — манометр; потужності: електрична $P = UI$, гідравлічна $P = h(G/t)$; вимикач — засувка. Дещо складнішим є коло, що має джерело та кілька активних (наприклад, електродвигун) і пасивних (лампи та електроплити) споживачів (рис. 3.17). Вимірювальні прилади приєднують таким чином, щоб виміряти загальну напругу ($U = 220$ В), струм ($I = 110$ А) та струми паралельних віток ($I_3 = 30$ А, $I_1 = I_2 = 40$ А). Як бачимо, загальний струм I дорівнює сумі струмів паралельних віток. Електрична потужність генератора $P_{ген} = 24{,}2$ КВт дорівнює сумі потужностей споживачів. Коефіцієнт η корисної дії (ККД) електромережі $\eta = P_{сп}/P_{ген} = 1$, (опір провідників

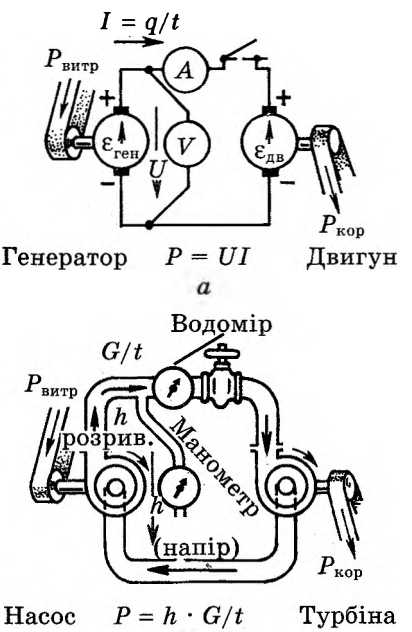


Рис. 3.16

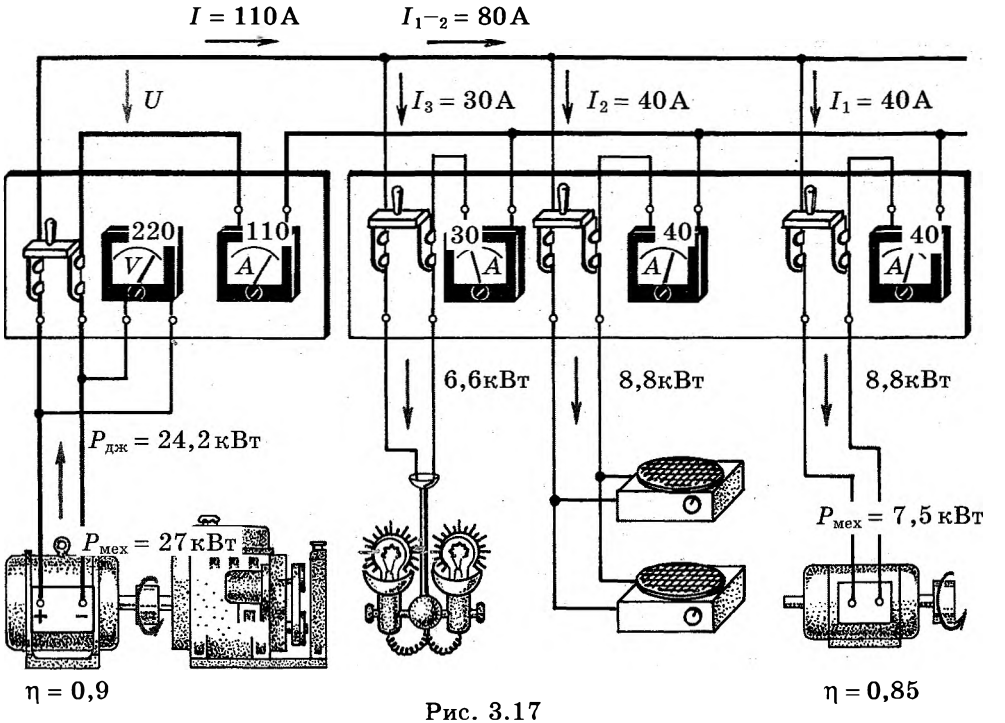


Рис. 3.17

прийнято нульовим). ККД джерела $\eta_{дж} = P_{дж}/P_{мех} = 24{,}2/27 = 0{,}9$; ККД двигуна $\eta_{дв} = P_{мех}/P_{ел} = 7{,}5/8{,}8 = 0{,}85$.

Основні елементи: джерело, споживачі; допоміжні елементи: вимикачі та вимірювальні прилади. Елементи між собою з'єднуються *послідовно* (кінець одного з початком другого і т. п.), *паралельно* (кінці всіх елементів з'єднано в один, а початки в другий вузли) і *змішано*: частина опорів паралельно, частина — послідовно.

Послідовне з'єднання опорів

Установці (рис. 3.18) відповідає схема заміщення (рис. 3.20, *а*). Пересуватимемо рухомий контакт другого реостата (рис. 3.18) з верхнього положення до нижнього. Це відповідатиме зміні R_2 від нуля до максимального значення, напруги U_2 від нуля до напруги джерела, напруги U_1 — навпаки (рис. 3.20, *б*). Та для R_2 будь-якого значення $U = U_1 + U_2$, або, за законом Ома, $U = IR_1 + IR_2 = I(R_1 + R_2) = I \cdot R_e$, де R_e — еквівалентний опір.

У загальному випадку для n послідовно ввімкнених опорів (рис. 3.21) матимемо

$$R_e = \sum_{k=1}^{n} R_k, \qquad (3.33)$$

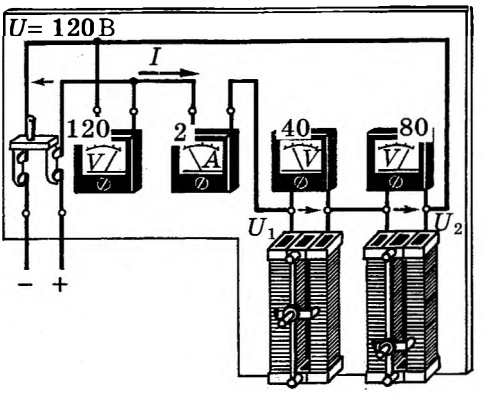


Рис. 3.18

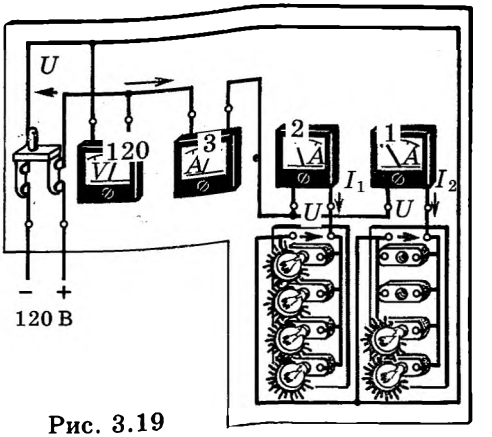
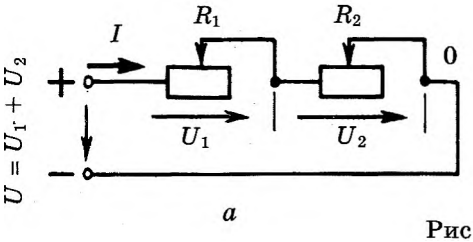


Рис. 3.19



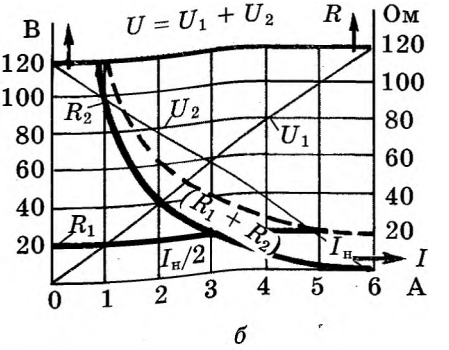
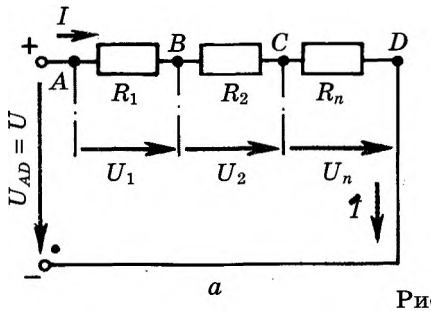


Рис. 3.20



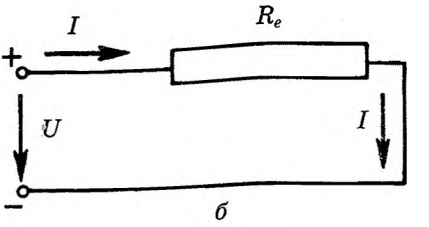


Рис. 3.21

загальна напруга становитиме

$$U = I \cdot \sum_{k=1}^{n} R_k, \qquad (3.34)$$

напруги на опорах співвідносяться як опори:

$$U_1 : U_2 : \ldots : U_n = R_1 : R_2 : \ldots : R_n. \qquad (3.35)$$

Щоб визначити струм I та напругу U_k ($k = 1,2, \ldots, n$) в колі з послідовно ввімкненими опорами, необхідно:

1) замінити, згідно з (3.28), n опорів R_k одним еквівалентним R_e;

2) за законом Ома визначити струм I та напругу $U_k = I \cdot R_k$.

Таким чином, при *послідовному з'єднанні еквівалентний опір дорівнює сумі опорів, загальна напруга — сумі напруг на опорах, струм в усіх опорах проходитиме однаковий.*

Паралельне з'єднання опорів

Установці (рис. 3.19) відповідає схема заміщення (рис. 3.22, *а*). Якщо вимкнути всі лампи другого реостата, то його опір нескінченно зросте. Вмикаючи лампи, опір R_2 зменшуємо. Тоді, як бачимо з рис. 3.22, *б*, чим менший R_2, тим більший струм I_2. Напруга U і струм I_1 незмінні. Загальний струм дорівнюватиме:

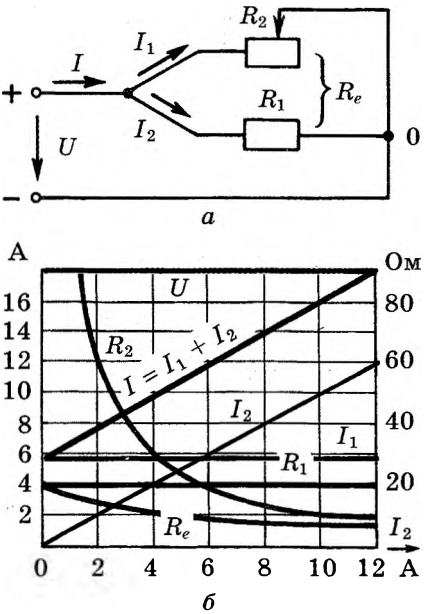


Рис. 3.22

$$I = I_1 + I_2 = \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} = \frac{U}{R_e}.$$

Тоді

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{R_e} \quad \text{або} \quad R_e = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \qquad (3.36)$$

У випадку n паралельно ввімкнених опорів маємо аналогічну залежність

$$\frac{I}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \ldots + \frac{1}{R_n} = \sum_{k=1}^{1} \frac{I}{R_k} = \frac{1}{R_e}, \qquad (3.37)$$

$$I_1 + I_2 + \ldots + I_n = \sum_{k=1}^{n} I_k = I. \qquad (3.38)$$

Струми співвідносяться, як зворотні опорам величини, тобто як окремі провідності G_k:

$$I_1 : I_2 : \ldots : I_n = G_1 : G_2 : \ldots : G_n. \qquad (3.39)$$

Еквівалентна провідність G_e — сума окремих провідностей:

$$G_e = \sum_{k=1}^{n} G_k, \qquad (3.40)$$

це випливає з того, що $U \cdot G_e = I = \sum_{k=1}^{n} I_k = U \cdot \sum_{k=1}^{n} G_k$.

Дійсно, згідно з показами приладів схеми (рис. 3.19),

$$\frac{I}{U} = \frac{3}{120} = G_e = \frac{I_1}{U} + \frac{I_2}{U} = \frac{2}{120} + \frac{1}{120} = G_1 + G_2.$$

При *паралельному з'єднанні опорів еквівалентна провідність дорівнює сумі провідностей паралельних віток, загальний струм — сумі струмів у цих вітках, напруга на всіх опорах однакова.*

Для визначення загального струму I та струмів I_k k-х віток кола (рис. 3.23) з паралельно ввімкненими опорами необхідно:

1) замінити, згідно (3.40), n окремих провідностей G_k однією еквівалентною G_e;

2) за законом Ома (3.9) визначити струм I і струми у вітках:

$$I = U/R_e = U \cdot G_e;$$

$$I_k = U/R_k = U \cdot G_k, \quad k = 1, 2, \ldots, n.$$

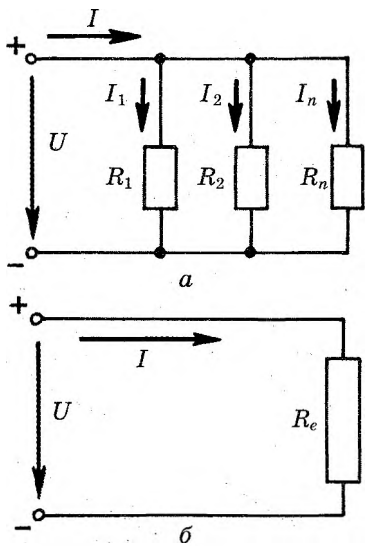


Рис. 3.23

Приклад з установкою, де є три паралельні вітки (рис. 3.17), ще раз підтверджує рівняння (3.33) ÷ (3.35):

$$110\,\text{A} = 30\,\text{A} + 40\,\text{A} + 40\,\text{A},$$

$$30\,\text{A} : 40\,\text{A} : 40\,\text{A} = \frac{30\,\text{A}}{220\,\text{B}} : \frac{40\,\text{A}}{220\,\text{B}} : \frac{40\,\text{A}}{220\,\text{B}},$$

$$\frac{110\,\text{A}}{220\,\text{B}} = \frac{30}{220} + \frac{40}{220} + \frac{40}{220}.$$

Змішане з'єднання опорів

Розглянемо *три базові різновидності змішаного з'єднання опорів*, наведені на рис. 3.24. Розрахунок електричних кіл виконують на основі еквівалентних перетворень двох попередніх схем.

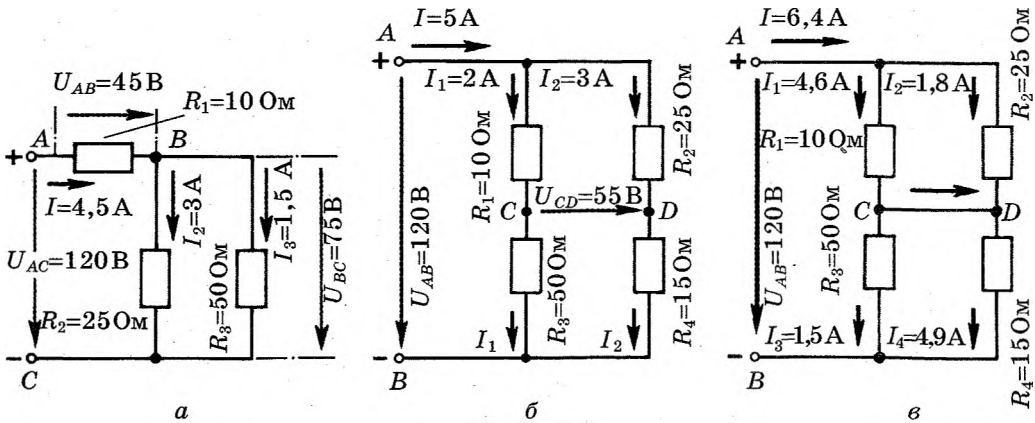


Рис. 3.24

1. Схема *змішаного з'єднання трьох опорів.*

Еквівалентний опір:

$$R_e = R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3};$$

загальний струм $I = U/R_e$; напруга $U_{AB} = I \cdot R_1$, $U_{BC} = I \dfrac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$, струми: $I_2 = U_{BC}/R_2$, $I_3 = U_{BC}/R_3$, тоді

$$I_2 = I \frac{R_2 R_3}{R_2 R_3} \Big/ R_2 = I \frac{R_3}{R_2 + R_3},$$

відповідно

$$I_3 = I \frac{R_2}{R_2 + R_3}.$$

Струм однієї з двох паралельних віток дорівнює загальному струму, поділеному на суму опорів паралельних віток і помноженому на опір другої вітки; напруга $U_{AC} = U_{AB} + U_{BC}$.

2. Схема *паралельного з'єднання двох віток, в кожній з яких по два опори* (ненавантажений міст). Еквівалентний опір:

$$R_e = \frac{(R_1 + R_3)(R_2 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4};$$

струм: $I = U/R_e$; напруга U_{CD} в діагоналі моста:

$$U_{CD} = \varphi_C - \varphi_D = (\varphi_A - I_1 R_1) - (\varphi_A - I_2 R_2) = I_2 R_2 - I_1 R_1$$

або

$$U_{CD} = (\varphi_B + I_1 R_3) - (\varphi_B + I_2 R_4) = I_1 R_3 - I_2 R_4,$$

де, за законом Ома, $I_1 = U_{AB}/(R_1 + R_3)$, $I_2 = U_{AB}/(R_2 + R_4)$.

Напруга діагоналі ненавантаженого мосту:

$$U_{CD} = U_{AB}\left[\frac{R_3}{R_1 + R_3} - \frac{R_4}{R_2 + R_4}\right] = U_{AB}\left[\frac{R_2}{R_2 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_3}\right] =$$

$$= U_{AB} \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}.$$

Цю залежність використовують в мостових схемах вимірювання.

3. Схема *послідовного з'єднання двох розгалужених віток (коротко-замкнений міст).* Якщо в ненавантаженому мосту (рис. 3.24, *б*) закоротити діагональ *CD*, то отримаємо схему (рис. 3.24, *в*).

Еквівалентний опір:

$$R_e = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4};$$

загальний струм: $I = U/R_e$;

напруги відповідно: $U_{CD} = 0$, $U_{AC} = U_{AB} = I \cdot \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, $U_{CB} = U_{BD} = I \cdot \dfrac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}$;

струми відповідно: $I_1 = \dfrac{U_{AC}}{R_1} = I \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$; $I_2 = \dfrac{U_{AB}}{R_2} = I \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$;

$$I_3 = \frac{U_{CB}}{R_3} = I \frac{R_4}{R_3 + R_4}; \qquad I_4 = \frac{U_{BD}}{R_4} = I \frac{R_3}{R_3 + R_4}.$$

Оскільки струм на вході і виході кола однаковий, то в діагоналі CD матимемо різницю I_5 струмів I_1 і I_4 або струмів I_4 і I_2, бо у вузлі струм I_1 розгалужується на I_3 і I_5, а у вузлі D збігаються два струми I_2 і I_5 в один I_4.

Потенціальні діаграми

Під час проектування та експлуатації електричних установок важливо знати різницю потенціалів між відповідними точками схеми. Тоді елементи та вузли, що мають велику різницю потенціалів, розташовують територіально на більшій відстані, щоб запобігти пробою ізоляції між ними. Це особливо важливе, коли маємо обмеження жорсткими вимогами до габаритів. Для визначення цих різниць потенціалів будують в координатах «опори віток — потенціали» *потенціальні діаграми*. Приймемо потенціал мінусового полюса джерела (див. рис. 3.24) за нульовий.

Тоді $\varphi_A = 120$ В. Коли рух спрямовано від точки A до точки B, потенціал зменшуватиметься на значення падіння напруги на опорі ділянки. Наприклад, для схеми (рис. 3.24, *а*) $\varphi_C = \varphi_A - I_1 R_1$, $\varphi_D = \varphi_A - I_2 R_2$. Якщо на горизонтальній осі відкладати послідовно опір ділянок, обходячи контур за годинниковою стрілкою, а на вертикальній — потенціали точок, то для першої, другої та третьої схем з'єднання (рис. 3.24 *а*, *б*, *в*) отримуємо кусково-лінійні залежності (рис. 3.25 *а*, *б*, *в*). Тангенси кутів нахилу графіка, з урахуванням масштабних коефіцієнтів осей опорів (m_R) та потенціалів (m_U), пропорційні струмам віток.

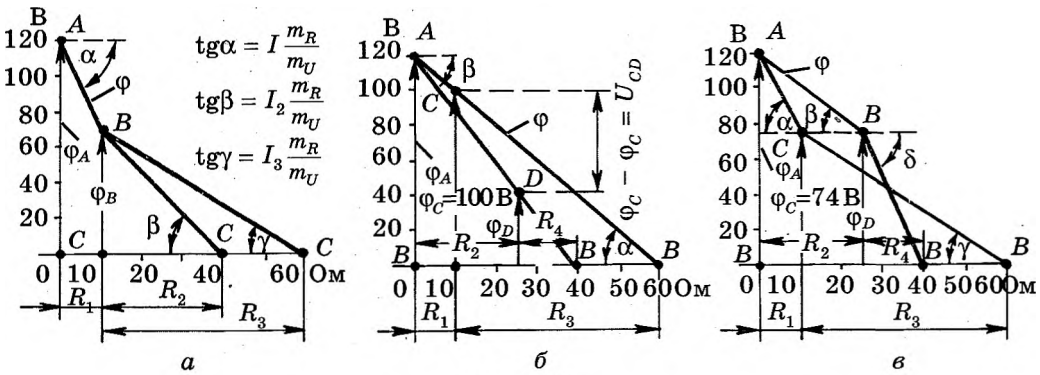


Рис. 3.25

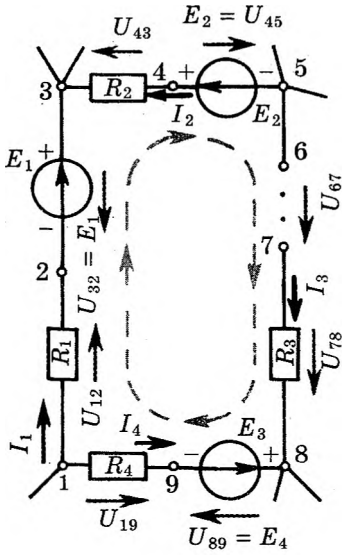


Рис. 3.26

Для довільного контура (рис. 3.26), знаючи струми, опори, ЕРС віток, на основі закону Ома для активної ділянки електричного кола обчислюють потенціали проміжних точок. Потім будують потенціальну діаграму. Згідно із законом Ома, $U_{12} = \varphi_1 - \varphi_2 - I_1R_1$. Задамо умовне нульове значення потенціалу φ_1 точки 1 (заземлено вузол 1). Тоді $\varphi_2 = -I_1R_1 < 0$. Рухаючись далі по контуру від вузла 2 у вузол 3, проходимо ідеальну ЕРС E_1. Напруга $U_{32} = \varphi_3 - \varphi_2 - E_1$, звідки $\varphi_3 = \varphi_2 + E_1 = E_1 - I_1R_1$. Для вітки 3 — 4 — 5 напрям обходу контура протилежний струму I, тому $\varphi_4 > \varphi_3$, або $U_{43} = \varphi_4 - \varphi_3 = I_2R_2 > 0$. Завдяки цьому $\varphi_4 = \varphi_3 + I_2R_2 = (E_1 - I_1R_1) + I_2R_2$. Напруга $U_{54} = \varphi_5 - \varphi_4 = -E_2$, звідки $\varphi_5 = \varphi_4 - E_2$. Вітка 5 — 6 — 7 — 8 розірвана, струм I_3 в ній відсутній і $U_{75} = U_{76} = U_{85} = \varphi_8 - \varphi_5$, де φ_5 вже визначене, а U_{76} відоме. Тоді $\varphi_8 = U_{76} + \varphi_5$. Для вітки 8 — 9 — 1: $\varphi_9 - \varphi_8 = -E_3$, або $\varphi_9 = \varphi_8 - E_3$ і $\varphi_1 - \varphi_9 = +I_4R_4$, звідки знаходимо $\varphi_1 = \varphi_9 + I_4R_4$, що відповідно початковій умові має дорівнювати нулю (умова перевірки).

Графік розподілу потенціалу вздовж контура (рис. 3.27) дає наочне уявлення про різницю потенціалів між будь-якими двома точками контура. Наприклад, $U_{49} = \varphi_4 - \varphi_9$ максимальна, що враховується при конструктивному втіленні схеми в конкретній установці. Необхідно забезпечити надійну електроізоляцію цих точок або рознести їх у просторі, щоб не було пробою діелектрика. Чим більша відстань l між цими точками, тим менша напруженість електричного поля $\varepsilon = U_{49}/l$.

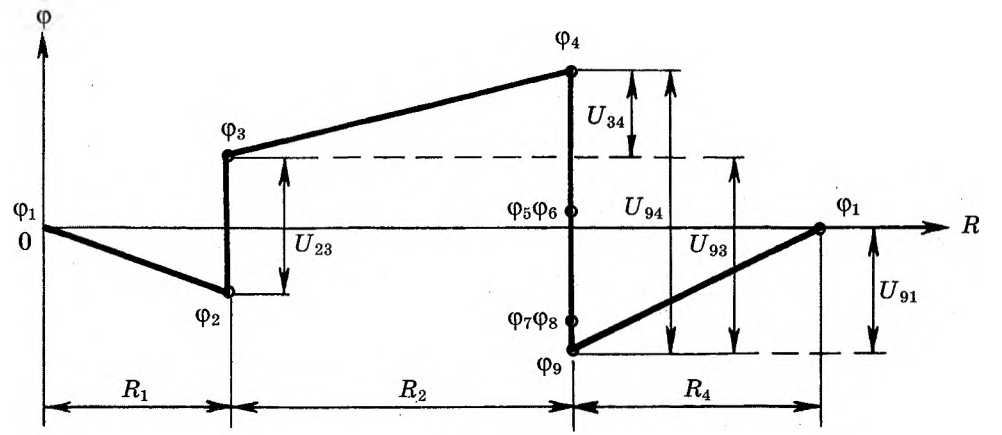


Рис. 3.27

Закон Ома для повного кола

Потенціальну діаграму можна будувати, користуючись схемою замі-щення з уже розрахованими струмами і напругами. Задаються напрям-ком обходу, точкою початку обходу (умовно її потенціал вважають за нульовий). За умови руху у напрямку струму I через опір R потенціал зменшується на $I \cdot R$, у протилежному напрямку — збільшується. При переході через ідеальну частину джерела за внутрішьою стрілочкою — збільшується, проти — зменшується на значення ЕРС. Це відповідає за-кону Ома для ділянки кола. Наприклад, для вітки 1 — 2 — 3 (рис. 3.26) з джерелом E_1 $\varphi_1 - \varphi_3 = I_1 \cdot R_1 - E_1$, звідки

$$I_1 = \frac{(\varphi_1 - \varphi_3) + E_1}{R_1}.$$

Якби струм I_1 мав протилежний ЕРС E_1 напрямок, вітка 3 — 2 — 1 розглядалася б як активний двополюсник в режимі споживача.

Тоді б $\varphi_3 - \varphi_1 = I_1 \cdot R_1 + E_1$, звідки

$$I_1 = \frac{(\varphi_3 - \varphi_1) - E_1}{R_1}.$$

У загальному випадку формула *закону Ома* набуває вигляду:

$$I = \frac{(\varphi_1 - \varphi_2) \pm E}{R}, \qquad (3.41)$$

де знак «плюс» відповідає випадку ділянки з джерелом, «мінус» — ділян-ки з активним споживачем.

3.6. Закони Кірхгофа. Розрахунок складних електричних кіл постійного струму

Перший закон Кірхгофа

Для того щоб у будь-якому електричному колі виник струм, воно має бути замкненим (лінії струму завжди замкнені). Густина струму може змінюватися, та струм в нерозгалуженому колі (наприклад, рис. 3.16, *а*) завжди один і той самий (як один і той же потік води в гідравлічному колі, рис. 3.16, *б*). Якби на якійсь ділянці трубопроводу потік води змінився, різниця потоків мала б десь накопичуватися. Та будь-яка ємність має кін-цеве значення. Після її заповнення потік знову був би однаковим уздовж трубопроводу і за часом. Те саме маємо і в електричному колі. У більш складних (розгалужених) колах електричний струм протікає в провідни-ках, що сходяться у вузлі (рис. 3.28, *а*). То ж, виходячи з того самого прин-

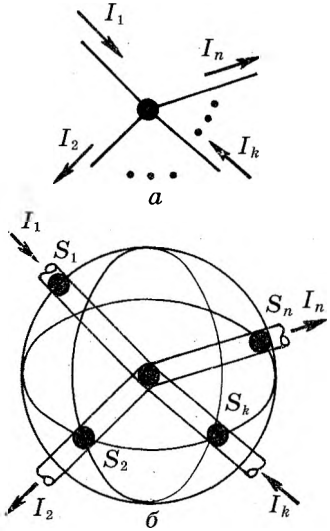


Рис. 3.28

ципу неперервності струму та відсутності ємності у вузлі, ми повинні зробити висновок, що для будь-якого (постійного чи змінного) струму, згідно з *першим законом Кірхгофа для вузла електричного кола, алгебраїчна сума струмів, що сходяться до вузла, дорівнює нулю, або сума струмів, що підходять до вузла, дорівнює сумі струмів, що виходять з нього:*

$$\sum_{k=1}^{n} I_k = 0. \qquad (3.42)$$

Це правило можна застосувати до будь-якої поверхні (рис. 3.28, *б*), що ділить автономне (ізольоване) коло на дві частини: сума струмів, що проходять з одного боку поверхні на інший, обов'язково дорівнює сумі струмів, що проходять у зворотному напрямку. Це випливає як із закону сталості заряду ізольованого тіла, так і з принципу неперервності струму. Користуючись формулою (3.42), можна перевірити правильність показів амперметрів (рис. 3.17): покази амперметра на виході генератора (I = 110 А) дорівнюють сумі показів амперметрів споживачів (I_1 = 40 А; I_2 = 40 А; I_3 = 30 А).

Другий закон Кірхгофа

«Обійдемо» будь-який контур у будь-якій схемі, наприклад контур *ACDBA* у схемі (рис. 3.24, *б*):

$$I_1 \cdot R_1 + U_{CD} + I_2 R_4 - U_{AB} = 2 \cdot 10 + 55 + 3 \cdot 15 - 120 \equiv 0;$$

у тій самій схемі контур *ADCBA*:

$$I_2 \cdot R_2 - U_{CD} + I_1 R_3 - U_{AB} = 3 \cdot 25 - 55 + 2 \cdot 50 - 120 \equiv 0.$$

У загальному випадку (рис. 3.29) для контура в розгалуженому колі визначимо різниці потенціалів між окремими точками кола:

$$\varphi_1 - \varphi_3 = I_1 R_1 + E_1, \quad \varphi_3 - \varphi_4 = I_2 R_2,$$
$$\varphi_4 - \varphi_5 = -I_3 R_3, \quad \varphi_5 - \varphi_1 = -I_4 \cdot R_4 - E_2.$$

Додавши ці рівняння, дістанемо, що

$$0 = I_1 R_1 + I_2 R_2 - I_3 R_3 - I_4 R_4 + E_1 - E_2$$

або

$$E_2 - E_1 = I_1 R_1 + I_2 R_2 - I_3 R_3 - I_4 R_4.$$

У цьому рівнянні зі знаком «плюс» беруться ті ЕРС, де напрямок дії сторонніх сил (внутрішня стрілочка) збігається з напрямком обходу контура, і зі знаком «мінус» — у протилежному випадку; падіння напруги $I \cdot R$ має додатне значення, якщо напрямок струму і обходу збігаються, і з «мінусом», коли струм напрямлений назустріч.

Якщо враховувати, що ЕРС на ідеальній частині джерела дорівнює відповідній напрузі ($E_1 = U_{23}$, $E_2 = U_{65}$), то, згідно з попереднім, маємо, що

$$0 = I_1R_1 + I_2R_2 - I_3R_3 - I_4R_4 + U_{23} - U_{65},$$

тобто алгебраїчна сума всіх напруг в контурі дорівнює нулю. Узагальнюючи це, отримаємо *другий закон Кірхгофа*:

$$\sum_e E_e = \sum_k U_k \tag{3.43}$$

або

$$\sum_m U_m = 0. \tag{3.44}$$

Отже, *алгебраїчні суми ЕРС усіх віток контура і падіння напруг на опорах віток однакові, або алгебраїчна сума напруг у контурі дорівнює нулю.*

Нагадаємо, що під контуром розуміють *замкнений* шлях обходу вздовж віток кола (рис. 3.26). Не слід це плутати з замкненим колом, як замкненим шляхом для проходження струму (рис. 3.29). Рівняння справедливі як для кола (рис. 3.26), де вітку 5 ÷ 8 розірвано для струму, так і для кола (рис. 3.29), де всі вітки замкнені.

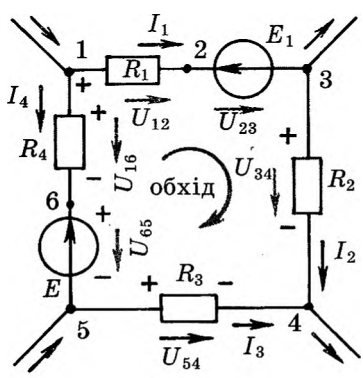


Рис. 3.29

Другий закон Кірхгофа, як і перший, справедливий для постійних і змінних у часі величин E, U, I, R; для лінійних і нелінійних кіл; для миттєвих значень у часі E, U, I та інших їх зображень, однозначно пов'язаних з ними (наприклад, при векторному відображенні синусоїдних величин (розділ 5)).

З'єднання опорів у трипроменеву зірку, трикутник та їх взаємоеквівалентні перетворення

Розіб'ємо електричне коло (рис. 3.30) на дві частини: незмінну частину 1 і частину 2, що підлягає еквівалентному перетворенню. Стан частини 1 не зміниться, якщо частину 2 змінити так, щоб струми I_a, I_b, I_c, потенціали φ_a, φ_b, φ_c, а отже, і напруги U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} на межі цих двох частин

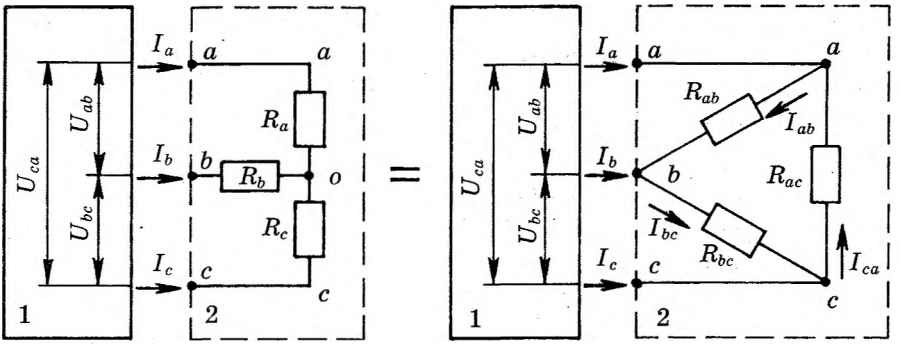


Рис. 3.30

залишилися такими самими. Такі *перетворення необхідні для спрощення розрахунку кіл.* У разі перетворення зірки у трикутник зменшується кількість вузлів (зникає вузол 0). Під час зворотного перетворення зменшується кількість контурів (зникає контур *abc*).

Перетворення трикутника опорів в еквівалентну зірку

За другим законом Кірхгофа для контура трикутника

$$R_{ab}I_{ab} + R_{bc}I_{bc} + R_{ca}I_{ca} = 0. \tag{3.45}$$

За першим законом Кірхгофа для вузлів *a* і *b* трикутника

$$I_{ca} = I_{ab} - I_a; \quad I_{bc} = I_{ab} + I_b. \tag{3.46}$$

Підставивши вираз (3.46) в (3.45), матимемо:

$$R_{ab}I_{ab} + R_{bc}I_{ab} + R_{bc}I_b + R_{ca}I_{ab} - R_{ca}I_a = 0,$$

звідки

$$\begin{cases} I_{ab} = \dfrac{R_{ca}I_a - R_{bc}I_b}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}; \\ U_{ab} = R_{ab}I_{ab} = \dfrac{R_{ab}R_{ca}I_a - R_{ab}R_{bc}I_b}{R_{ba} + R_{bc} + R_{ca}}. \end{cases} \tag{3.47}$$

Для зірки

$$U_{ab} = R_aI_a - R_bI_b. \tag{3.48}$$

Порівнявши формулу (1.42) з формулою (1.43), отримаємо:

$$R_a = \frac{R_{ab}R_{ca}}{R_{ab} + R_{ba} + R_{ca}}, \quad R_b = \frac{R_{bc}R_{ab}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}. \tag{3.49}$$

За аналогією з (3.49) можна записати, що

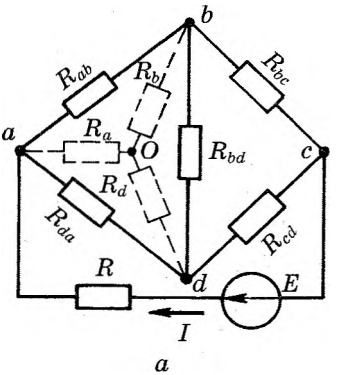
$$R_c = \frac{R_{ca}R_{bc}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}. \tag{3.50}$$

Формули (3.49), (3.50) дають можливість перетворити трикутник опорів в еквівалентну зірку. Формули зворотного перетворення (зірки опорів у трикутник) можна отримати, якщо замінити всі опори провідностями, визначивши їх за формулами (3.49) — (3.50):

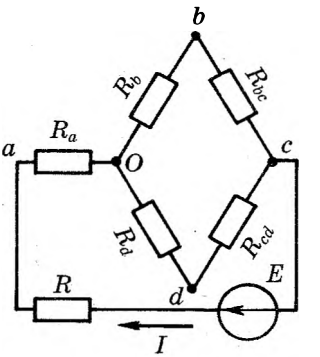
$$G_{ab} = \frac{G_a G_b}{G_a + G_b + G_c},$$
$$G_{bc} = \frac{G_b G_c}{G_a + G_b + G_c}, \qquad (3.51)$$
$$G_{ca} = \frac{G_c G_a}{G_a + G_b + G_c},$$

або

$$R_{ab} = R_a + R_b + \frac{R_a R_b}{R_c},$$
$$R_{bc} = R_b + R_c + \frac{R_b R_c}{R_a}, \qquad (3.52)$$
$$R_{ca} = R_c + R_a + \frac{R_c R_a}{R_b}.$$



а



б

Рис. 3.31

Наприклад, для мостової схеми (рис. 3.31, *а*), де опір і ЕРС відомі, потрібно знайти струм I. Якщо замінити трикутник R_{ab}, R_{bd}, R_{da} еквівалентною зіркою R_a, R_b, R_d (штрихова лінія), дістанемо простішу схему (рис. 3.31, *б*) змішаного з'єднання опорів. Еквівалентний опір цієї схеми становитиме:

$$R_1 = R + R_a = \frac{(R_b + R_{bc})(R_d + R_{cd})}{R_b + R_{bc} + R_d + R_{dc}}.$$

Шуканий струм $I = E/R_e$.

Послідовне з'єднання активних двополюсників

Зберемо одноконтурне електричне коло з двох зустрічно увімкнених батарей акумуляторів і лампи розжарювання (рис. 3.32). При вимкнених рубильниках (у режимі холостого ходу) напруга на полюсах AC першої батареї дорівнюватиме ЕРС, що становитиме 6 В, на полюсах BC другої батареї матимемо 3,6 В, внутрішній опір першого джерела $R_{вн1} = 0{,}05$ Ом, другого $R_{вн2} = 0{,}03$ Ом, опір лампи $R_2 = 0{,}48$ Ом. При замиканні кола струм

у ньому буде 5 А. Потенціали φ_A, φ_B, φ_C розподіляться за графіком (рис. 3.32). Струм I та ЕРС E_1 однаково спрямовані. Струм I та ЕРС E_2 — зустрічно. Перша батарея послідовно ввімкнених акумуляторів розряджається на другу та лампу розжарювання і віддає електроенергію, працюючи в режимі джерела. Друга батарея, підзаряджаючись, працює в режимі активного навантаження.

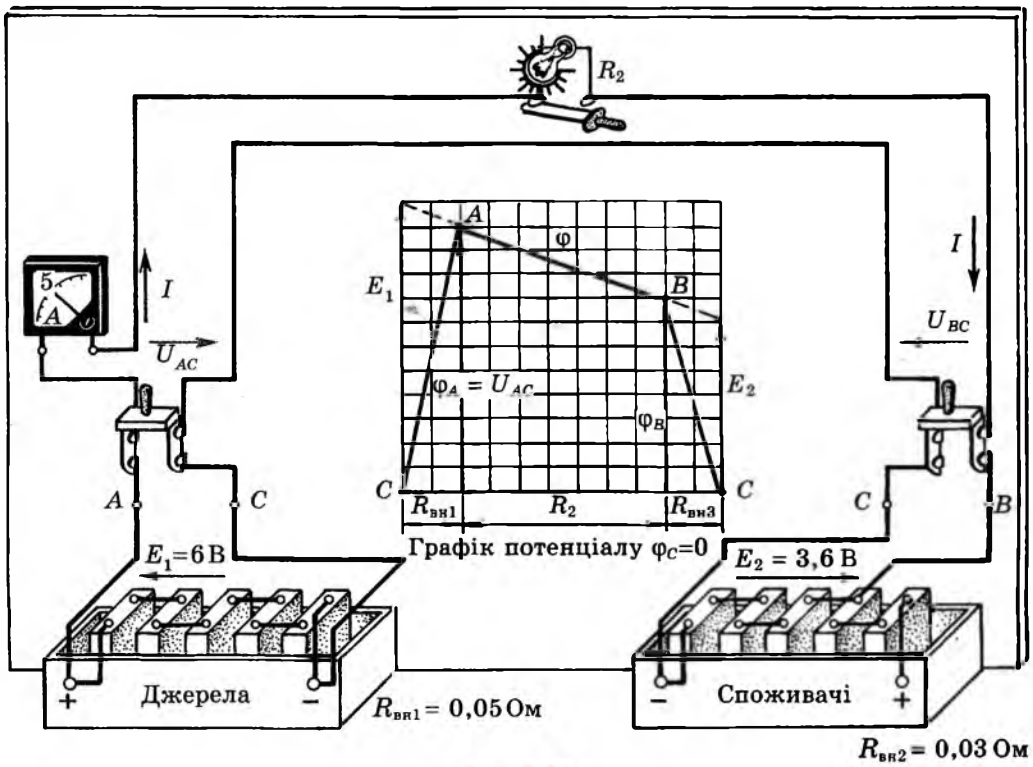


Рис. 3.32

Розглянемо схему заміщення установки (рис. 3.33). Згідно з узагальненим законом Ома або другим законом Кірхгофа, напруга U_{AB} становитиме.

$$
\begin{aligned}
U_{AB} &= \varphi_A - \varphi_B = (\varphi_A - \varphi_C) - (\varphi_B - \varphi_C) = \\
&= \left(\sum_{k=1}^{5} E_k - \sum_{k=1}^{5} IR_{\text{вн}k}\right) - \left(\sum_{k=6}^{8} E_k + \sum_{k=6}^{8} IR_{\text{вн}k}\right) = \\
&= \left(\sum_{k=1}^{5} E_k - \sum_{k=5}^{8} E_k\right) - I\sum_{k=1}^{8} R_{\text{вн}k} = E_e - IR_e,
\end{aligned}
\tag{3.53}
$$

де E_e — еквівалентне ЕРС спрощеної схеми (рис. 3.33, *б*). Вона дорівнює різниці сум ЕРС, які працюють у режимі джерела, і ЕРС, які працюють *у режимі споживача* електроенергії (для джерела $EI > 0$, для споживача

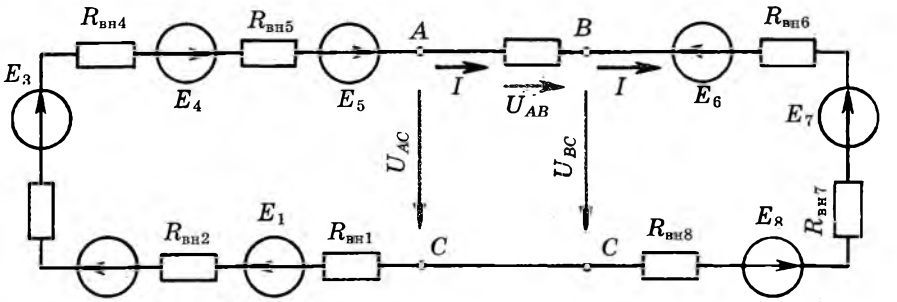


Рис. 3.33, *а*

$EI < 0$); R_e — внутрішній опір еквівалентного активного двополюсника, який дорівнює сумі внутрішніх опорів усіх активних елементів.

Замкнемо накоротко вимикачем лампу з опором R_2 (пасивний двополюсник 2 (рис. 3.33, *б*)). Це відповідатиме режиму короткого замикання активного двополюсника 1. Струм короткого замикання $I = I_{к.з} = E_e/R_e$.

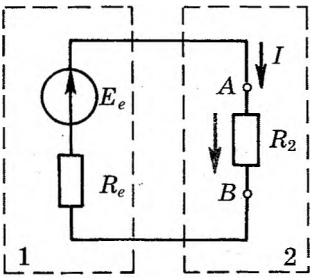


Рис. 3.33, *б*

Розірвавши електричне коло, для холостого ходу маємо $U_{AB} = U_{х.х} = E_e$. Отже, для експериментального визначення параметрів E_e і R_e схеми заміщення активного двополюсника необхідно заміряти U_{AB} та I у двох режимах. Чим більше джерело ввімкнене послідовно, тим більша E_e, але тим більший і R_e. Зі зростанням кількості послідовно ввімкнених реальних джерел ЕРС еквівалентне значення джерел наближається до ідеального джерела струму.

Паралельне з'єднання активних двополюсників

Складемо установку (рис. 3.34) із двох паралельно ввімкнених активних двополюсників (акумулятори в режимах джерела і споживача) та одного пасивного (ламповий реостат). Проведемо дослідження холостого ходу джерела (реостат вимкнено) і під навантаженням. Схеми заміщення проведених досліджень подано на рис. 3.35.

Для схеми (*а*) за законом Ома струм врівноваження джерел становитиме:

$$I = \frac{E_1 - E_2}{R_1 + R_2}; \quad U_{AB} = U_{х.х} = E_1 - IR = E_2 + IR_{вн2}.$$

Для схеми (*б*) за першим законом Кірхгофа, згідно з прийнятими напрямками струмів I_1, I_2, I, запишемо: $I = I_1 + I_2$. За другим законом Кірхгофа

$$U_{AB} = E_1 - I_1R_{вн1} = E_2 - I_2R_{вн2},$$

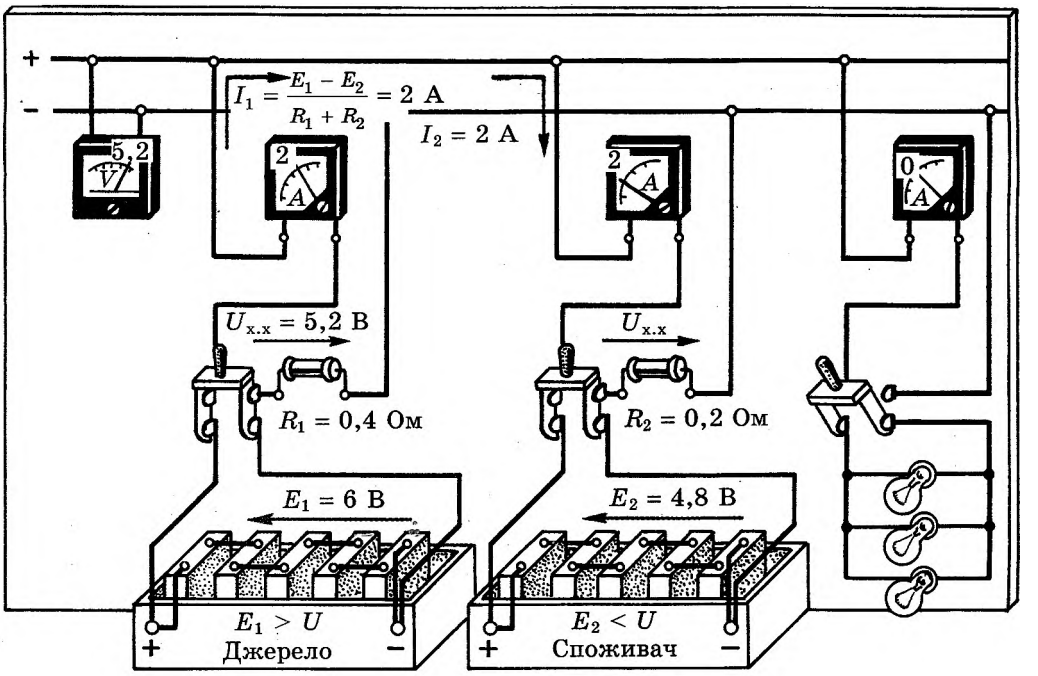


Рис. 3.34

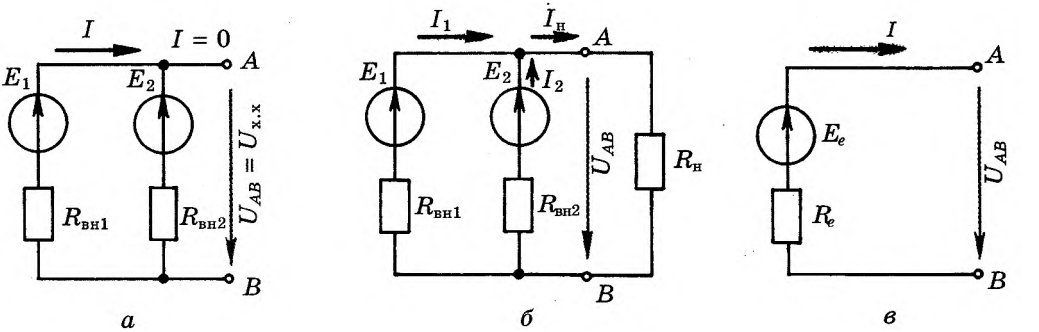


Рис. 3.35

звідси

$$I = \frac{E_1 - U_{AB}}{R_{вн1}} + \frac{E_2 - U_{AB}}{R_{вн2}} = G_{вн1}E_1 - G_{вн1}U_{AB} + G_{вн2}E_2 - G_{вн2}U_{AB} =$$

$$= \sum_{k=1}^{2} G_{внk}E_k - U_{AB}\sum_{k=1}^{2} G_{внk}.$$

Для еквівалентної схеми (*в*) $U_{AB} = E_e - IR_e$. Звідси

$$I = \frac{E_e - U_{AB}}{R_e} = G_eE_e - U_{AB}G_e.$$

Якщо зіставити два вирази для струму I, отримаємо співвідношення між параметрами схем (*а*) і (*б*)

$$G_e = \sum_k G_{\text{вн}k}; \qquad E_e = \frac{\sum_k G_{\text{вн}k} E_k}{G_e} = \frac{\sum_k G_{\text{вн}k} E_k}{\sum_k G_{\text{вн}k}}. \tag{3.54}$$

Аналіз математичних виразів режимів холостого ходу і під навантаженням показує, що на холостому ході другий акумулятор заряджається (працює як споживач) — струм I напрямлений назустріч ЕРС E_2. Зі зменшенням опору $R_н$ збільшується струм I, зменшується напруга і при деякому I, якщо $U_{AB} < E_2$, другий акумулятор переходить у режим розряджання, при цьому збільшується потужність еквівалентного джерела.

Якщо узагальнити результат для паралельного з'єднання довільної кількості активних віток (рис. 3.36), то загальний струм I (за вказаних позитивних напрямів) дорівнює сумі струмів у вітках: $I = I_1 + I_2 + ... + I_n$. Струми у вітках за загальним законом Ома:

$$I_1 = (U_{BA} + E_1)G_1;$$
$$I_2 = (U_{BA} - E_2)G_2; \quad ..., \quad I_n = (U_{BA} + E_n)G_n.$$

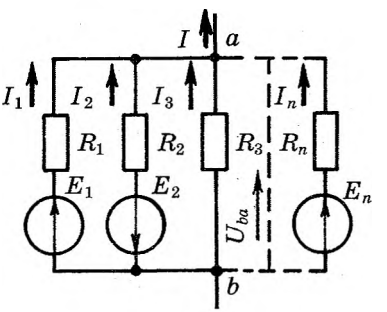


Рис. 3.36

Підставивши значення струмів у перше рівняння, матимемо:

$$I = G_1E_1 + G_1U_{BA} - G_2E_2 + G_2U_{BA} + ... + G_nE_n + G_nU_{BA} =$$
$$= G_1E_1 - G_2E_2 + ... + G_nE_n + (G_1 + G_2 + ... + G_n)U_{BA} =$$
$$= \sum_{k=1}^{m} G_kE_k + \sum_{k=1}^{n} G_kU_{BA}.$$

Для еквівалентної схеми (рис. 3.35, *в*)

$$I = G_e(U_{BA} + E) = G_eE_e + G_eU_{BA}.$$

Якщо порівняти вирази I у початковій та еквівалентній схемах, то отримаємо вираз (3.54). Отже, *еквівалентна ЕРС при паралельному з'єднанні віток дорівнює алгебраїчній сумі добутків провідностей вітки на ЕРС вітки, поділеній на суму провідностей віток*, або, що є те саме, *загальному струму короткого замикання джерел (споживачів), помноженому на їх еквівалентний опір.* Струм I розподіляється між окремими споживачами пропорційно їх провідностям. Струм кожного джерела складається зі струму навантаження $I_н$ і струму зрівноваження I при холостому ході.

Змішане (послідовно-паралельне) з'єднання активних двополюсників

Для довільно взятої конфігурації змішаного з'єднання активних двополюсників еквівалентну схему дістають, поступово згортаючи паралельні та послідовно ввімкнені двополюсники (у тому числі й пасивні) в еквівалентні, які аналогічно перетворюються далі у схему (3.35, *в*).

Приклад. Для визначення струму I_6 двополюсника 2 розгалужене електричне коло з трьох двополюсників (рис. 3.37, *а*) послідовно перетворимо в просте коло (*в*). Перетворення схеми «*а*» в схему «*б*»:

$$G_{1e} = G_1 + G_5; \quad G_{2e} = G_2 + G_4 + G_3;$$

$$E_{1e} = \frac{E_1 G_1}{G_1 + G_5}; \quad E_{2e} = \frac{E_2 G_2 + E_3 G_3}{G_2 + G_3 + G_4}.$$

Перетворення схеми «*б*» у схему «*в*»:

$$E_e = E_{1e} - E_{2e}; \quad R_e = G_{1e}^{-1} + G_{2e}^{-1}.$$

Звідси

$$I_6 = \frac{E_e}{R_e + R_6}.$$

Розрахунок електричних кіл методом накладання (суперпозиції)

Струм у будь-якій вітці складного електричного кола дорівнює алгебраїчній сумі окремих струмів від кожного джерела електроенергії. Цей принцип випливає із властивості лінійності рівнянь електричного кола щодо струмів і ЕРС. Метод накладання полягає: у заміні однієї схеми з n джерелами ЕРС і (або) струму n такими самими схемами, з одним джерелом кожна; розрахунку окремих струмів у вітках кола з одним джерелом та алгебраїчному їх додаванні для знаходження струмів заданого кола з n джерелами.

Наприклад, замість схеми (рис. 3.38, *а*) розраховуються три схеми (рис. 3.38 *б*, *в*, *г*), а результати алгебраїчно додаються:

$$I_1 = I_1' + I_1'' + I_1''', \ \ldots, \quad I_4 = I_4' + I_4'' + I_4''';$$

$$U_1 = I_1 R_1, \ \ldots, \ U_4 = I_4 R_4.$$

При вимкненні джерела ЕРС електричне коло закорочується, оскільки його $R_{вн} = 0$, *а джерела струму — обривається, оскільки його* $R_{вн} \to \infty$.

Метод активного двополюсника (еквівалентного генератора)

В електричному колі (рис. 3.39, *а*), зображеному у вигляді активного двополюсника A з виділеною ділянкою, яка має опір R, необхідно знайти струм I. Увімкнемо послідовно з R два джерела ЕРС: E' і E'' (рис. 3.39, *б*), значення яких однакові і дорівнюють напрузі між виводами a і b актив-

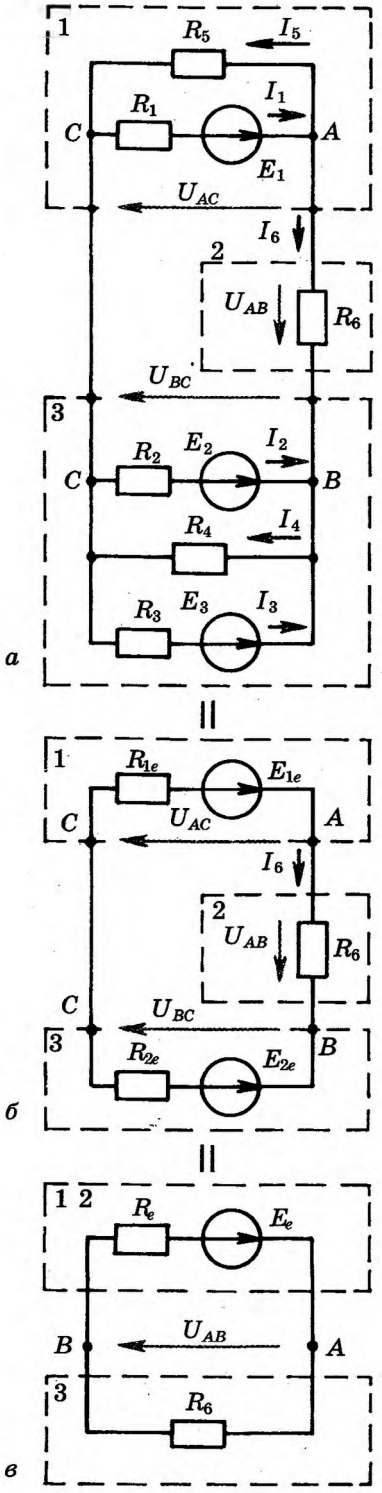


Рис. 3.37

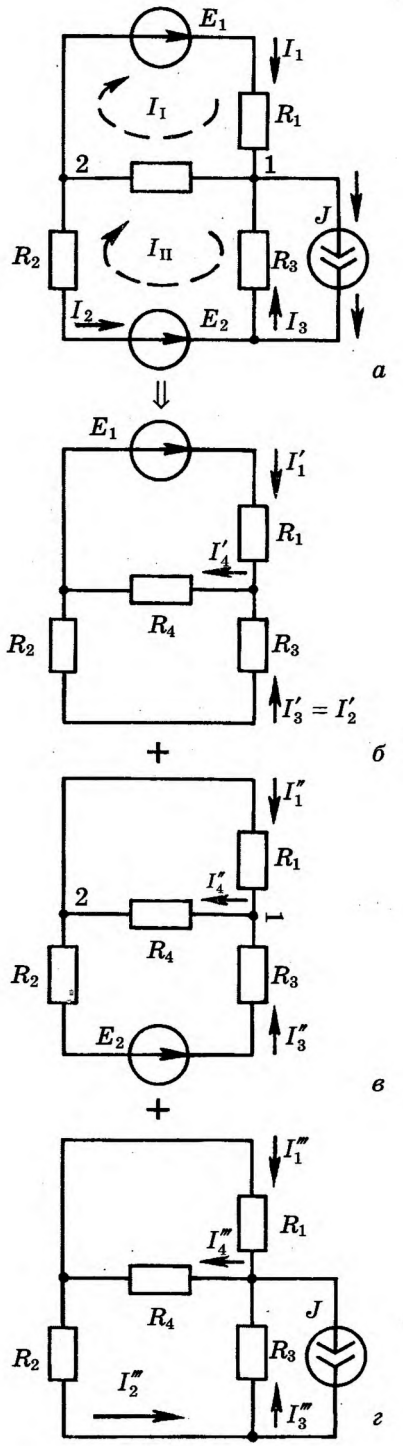


Рис. 3.38

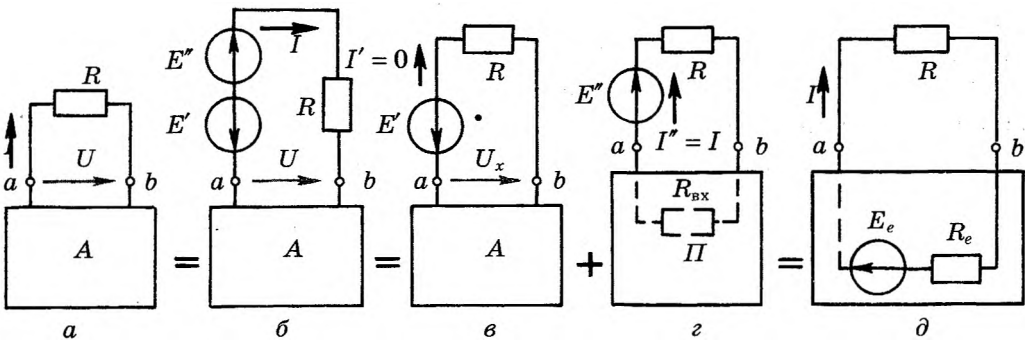


Рис. 3.39

ного двополюсника при вимкненому опорі R, тобто в режимі холостого ходу: $-E' = E'' = U_{x.x}$. Щоб струм I не змінився, E' і E'' спрямовані назустріч одна одній.

За принципом накладання схему (рис. 3.39, *б*) подано у вигляді двох схем, в одній з яких діє джерело ЕРС E' і всі джерела всередині активного двополюсника (рис. 3.39, *в*), а у другій — (3.39, *г*) — тільки джерело ЕРС E''. За тим самим принципом струм I дорівнює сумі струмів $I = I' + I''$. Оскільки $E' = E'' = U_{x.x}$, то в допоміжній схемі (рис. 3.39, *в*) частковий струм I' за законом Ома дорівнює нулю: $I' = (U_{x.x} - E')/R = 0$. Отже, струм I'' (рис. 3.39, *г*) дорівнює шуканому струмові I:

$$I = \frac{E''}{R_{вх} + R} = \frac{U_{x.x}}{R_{вх} + R}, \qquad (3.55)$$

де $R_{вх}$ — вхідний або внутрішній опір пасивного двополюсника відносно виводів a і b (рис. 3.39, *г*). Такий самий струм буде і в еквівалентній схемі (рис. 3.39, *д*), якщо $E_e = U_{x.x}$ і $R_e = R_{вх}$. Струм I для опору заданої схеми (рис. 3.39, *а*) і в схемі (рис. 3.39, *д*) однаковий, отже, активний двополюсник можна замінити еквівалентним генератором.

Метод еквівалентного генератора доцільно застосовувати, якщо треба знайти струм в одній вітці складного електричного кола, без розрахунку інших струмів.

Для розрахунку струму в опорі R спочатку вимикають цей опір і визначають напругу $U_{x.x}$ на його виводах. Далі потрібно вилучити всі ЕРС у тій частині схеми, що залишилась (внутрішні опори джерел залишаються),

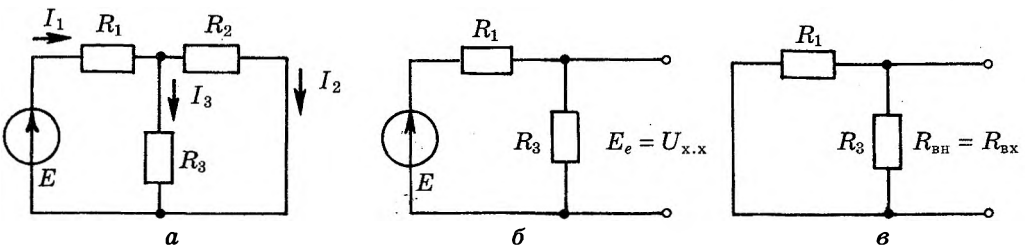


Рис. 3.40

і знайти опір відносно виводів вилученого опору. Потім, за формулою (3.55), визначають струм.

Приклад. Схема (рис. 3.40) відносно опору R_2 може бути зображена еквівалентним генератором з параметрами $R_{вн} = R_{вх} = R_1R_3/(R_1 + R_3)$ і ЕРС $E_e = U_{х.х} = ER_3/(R_1 + R_2)$, які визначаються в режимі холостого ходу. Тоді

$$I_2 = I\frac{U_{х.х}}{R_{вн} + R_2} = \frac{\dfrac{ER_3}{(R_1+R_3)}}{\dfrac{R_1R_3}{(R_1+R_3)+R_2}} = E\frac{R_3}{R_2R_3 + R_1R_2 + R_2R_3}.$$

Розрахунок електричних кіл із застосуванням законів Кірхгофа і Ома

Закони Кірхгофа найбільш загальні. Вони є окремим випадком універсальних рівнянь електричного поля стосовно довільних електричних кіл із зосередженими параметрами. Закон Ома використовується для розрахунку лише лінійних кіл.

Алгоритм розрахунку:

1. Накреслити за принциповою схемою *схему заміщення*; спростити схему, перетворивши послідовно і паралельно з'єднані резистори в еквівалентні, *пронумерувати ЕРС відповідних віток, вузли; довільно вибрати і зазначити позитивні напрями струмів у вітках.*

2. Записати $n - 1$ *рівнянь за першим і* $m - (n - 1)$ *рівнянь за другим законом Кірхгофа,* де n — кількість вузлів, m — кількість віток у колі. Якщо б ми записували n рівнянь за першим законом Кірхгофа, то одне з них — це лінійна комбінація решти, що призвело б до лінійної залежності рівнянь.

Джерело струму J входить тільки в рівняння першого закону Кірхгофа (баланс струму у вузлах) і переноситься як відоме у праву частину рівняння.

Для *схеми* (рис. 3.38, *а*) $n = 3$, $m = 4$. *Вітка з ідеальним джерелом струму не враховується, оскільки її опір нескінченний.*

Рівняння за першим законом Кірхгофа при $n - 1 = 2$ для вузла 1: $-I_1 - I_3 + I_4 + J = 0$; для вузла 2: $I_1 + I_2 - I_4 = 0$.

Рівняння за другим законом Кірхгофа при $m - (n - 1) = 4 - 2 = 2$ для контура 1 (напрям обходу вказано пунктиром):

$$I_1R_1 + I_2R_1 = E_1;$$

для контура 2 (напрям обходу такий самий, але можна було взяти і зворотний):

$$-I_2R_2 - I_3R_3 - I_4R_4 = -E_2.$$

3. *Розв'язати систему рівнянь відносно вектора струму I:*

Якщо серед компонент вектора I є негативні, то це означає, що їхній напрям протилежний позитивному напряму, наведеному у схемі (рис. 3.38, *а*).

4. *За законом Ома знайти напруги на елементах.*

Складність користування цим методом пов'язана із занадто великою розмірністю системи рівнянь. Наступні два методи ґрунтуються на попередньому спрощенні системи рівнянь Кірхгофа.

Розрахунок електричних кіл методом контурних струмів

Контурні струми — це умовно незалежні, однакові для всіх віток кожного контура струми (на рис. 3.38, *а* вказані пунктиром I_{I}, I_{II}), які збігаються за модулем з відповідними струмами зовнішніх віток (наприклад, $I_{\text{I}} = I_1$, $I_{\text{II}} = I_2$), струми суміжних віток дорівнюють їх сумі (якщо напрями контурних струмів у вітці збігаються) або різниці (якщо напрями протилежні). (Наприклад, $I_4 = I_{\text{I}} - I_{\text{II}}$). Введення контурних струмів дає змогу вилучити із системи за I та II законами Кірхгофа рівняння першого закону Кірхгофа, знизивши розмірність системи до $m - (n - 1)$. Для схеми (рис. 3.38, *а*) вилучимо I_3 і I_4 із двох перших рівнянь системи (див. с. 59):

$$-1 \cdot I_3 + 1 \cdot I_4 = -J + I_1,$$
$$0 \cdot I_3 - 1 \cdot I_4 = -I_1 - I_2.$$

З другого рівняння знайдемо I_4, з першого — I_3:

$$I_4 = I_1 + I_2; \quad I_3 = J + I_2. \tag{3.56}$$

Підставимо формулу (3.56) у два останні рівняння системи Кірхгофа (див. с. 59):

$$R_1 I_1 + 0 \cdot I_2 + 0 \cdot (J + I_2) + R_4 (I_1 + I_2) = E_1,$$
$$0 \cdot I_1 + R_2 I_2 + R_3 (J + I_2) + R_4 (I_1 + I_2) = E_2,$$

або відносно невідомих I_1 та I_2:

$$\begin{cases} (R_1 + R_4) I_1 + R_4 \cdot I_2 = E_1, \\ R_4 \cdot I_1 + (R_2 + R_1 + R_4) \cdot I_2 = E_2 - R_3 \cdot J. \end{cases} \tag{3.57}$$

Після введення позначень

$$R_1 + R_4 = R_{11}, R_4 = |R_{12}| = |R_{21}|,$$
$$R_2 + R_1 + R_4 = R_{22}$$

(друге рівняння помножили на -1, щоб I_{II} мав додатне значення) отримаємо систему рівнянь для контурних струмів I_{I} та I_{II}:

$$R_{11} I_I + R_{12} I_{II} = E_1,$$
$$R_{21} I_I + R_{22} I_{II} = -E_2 + R_3 J, \tag{3.58}$$

де $R_{12} = R_{21} = R_4$ *(взаємний* R_{ij} *матиме від'ємне значення, якщо* I_{I} *та* I_{II} *спрямовані назустріч один одному)*; E_2 також від'ємна, оскільки напрям E_2, протилежний за напрямом до струму I_{II}, має бути в лівій частині рівняння зі знаком «−», але після переходу вправо одержав знак «+».

Узагальнимо систему (3.58) на довільну кількість контурів:

$$R_{11} I_I + R_{12} I_{II} + \ldots + R_{1r} I_{Ir} = E_1,$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$
$$R_{r1} I_I + R_{r2} I_{II} + \ldots + R_{rr} I_r = E_r. \tag{3.59}$$

Елементи R_{ij}, E_i ($i, j = \overline{1, r}$) формуються згідно з *алгоритмом методу контурних струмів*:

1. *Виділити* $m - (n - 1)$ *незалежних контурів* (кожен новий контур необхідно вибрати так, щоб у нього входив хоча б один елемент електричного кола, який не входить в інші контури: наприклад, для рис. 3.31, *а*, якщо вибрано контури *abd* і *bcd*, то не можна брати третім контур *abcd*).

2. *Вказати довільно напрями обходу контурів.* Якщо на схемі вже зазначено напрями струмів у вітках, то зручно напрям контурних струмів узгодити із струмами зовнішніх віток.

3. *Обчислити* R_{ij} *для* (3.59): R_{ii} дорівнює сумі опорів усіх елементів, що входять в i-й контур; R_{ij} дорівнює за модулем сумі опорів віток, які одночасно належать i-му та j-му контурам; R_{ij} більший за нуль, якщо контурні струми i-го контуру збігаються за напрямом, і менший — при протилежних напрямах.

4. *Обчислити праві частини системи* (3.59): E_i дорівнює алгебраїчній сумі ЕРС i-го контура; зі знаком «+» беруться ЕРС, внутрішня стрілочка яких збігається за напрямом з контурним струмом i-го контура, «−» — що не збігається. Якщо у схемі є джерело струму J, то для його врахування потрібно заздалегідь розподілити струм J по вітках будь-якого незамкненого контура, який доповнює вітку із джерелом струму до замкненого контура (у нашому випадку — через R_3, проте можна було б і через R_2 та R_4). Отриманий таким чином добуток J на відповідний опір слід перенести вправо, при цьому треба змінити знак.

5. *Розв'язати систему рівнянь (3.59) відносно I. За контурними струмами знайти струми у вітках.* У зовнішніх вітках вони за модулем збігаються, у внутрішніх узгоджені додаються, зустрічні — віднімаються. (У нашому прикладі $I_1 = I_2$; $I_{II} = -I_2$; $I_1 - I_{II} = I_4$; струм I_3 знайдемо за першим законом Кірхгофа для вузла 3: $I_{II} - J + I_3 = 0$, звідки $I_3 = J - I_{II}$).

Розрахунок електричних кіл методом вузлових потенціалів

З m рівнянь системи *можна отримати* $n - 1$ *рівнянь вузлових потенціалів*, якщо скористатися рівняннями першого закону Кірхгофа і поняттям провідності.

Як незалежні змінні вважаються потенціали вузлів схеми. Один з них приймається за нуль. Метод доцільно застосовувати, коли $(n - 1) < (m - (n - 1))$. Кількість вузлів можна зменшити (рис. 3.41), якщо замінити джерело струму (рис. 3.41, *а*) і паралельну йому вітку еквівалентним реальним джерелом напруги (3.41, *б*).

Розглянемо рівняння методу, використовуючи неспрощену схему (рис. 3.41, *а*).

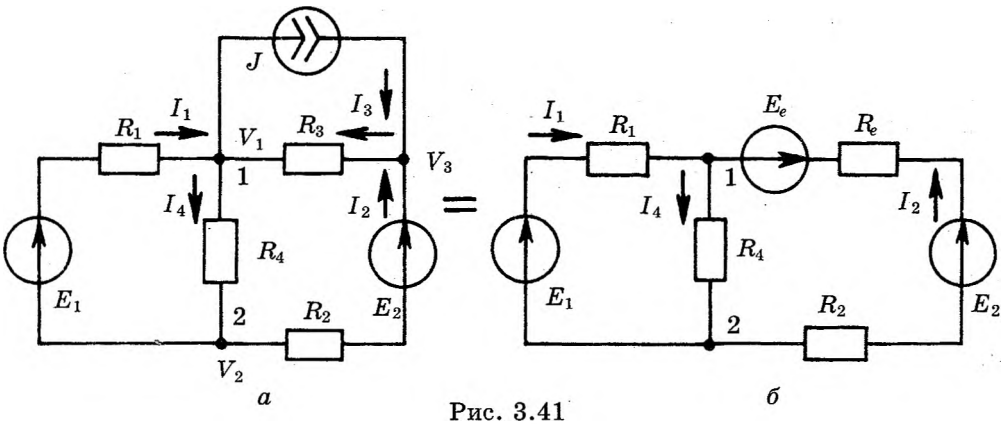


Рис. 3.41

Нехай $\varphi_3 = 0$; струми $I_1 = (\varphi_2 - \varphi_1 + E_1)G_1$ (приймаємо напрям струму від більшого потенціалу до меншого, тому $\varphi_2 - \varphi_1$, а не $\varphi_1 - \varphi_2$);

$$I_2 = (\varphi_2 + E_2)G_2; \quad I_3 = (0 - \varphi_1)G_3 = -\varphi_1 G_3; \quad I_4 = (\varphi_1 - \varphi_2)G_4,$$

де $G_i = 1/R_i$, $i = 1, \ldots, 4$.

Підставивши ці вирази у два перших рівняння Кірхгофа (с. 59), матимемо:

$$\begin{cases} -(\varphi_2 - \varphi_1 + E_1)G_1 + \varphi_1 G_3 + (\varphi_1 - \varphi_2)G_4 = J; \\ (\varphi_2 - \varphi_1 + E_1)G_1 + (\varphi_2 + E_2)G_2 - (\varphi_1 - \varphi_2)G = 0 \end{cases}$$

або відносно φ_1 та φ_2:

$$\begin{cases} (G_1 + G_3 + G_4)\varphi_1 - (G_1 + G_4)\varphi_4 = -J + E_1 G_1; \\ -(G_1 + G_4)\varphi_1 + (G_1 + G_2 + G_4)\varphi_2 = -E_1 G_1 - E_2 G_2. \end{cases}$$

Рівняння в загальному (стандартному для методу) вигляді запишемо таким чином:

$$\begin{cases} G_{11} \cdot \varphi_1 - G_{12} \cdot \varphi_2 - \ldots - G_{i,n-1} \cdot \varphi_{n-1} = \sum_1 I; \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ -G_{i1} \cdot \varphi_1 - G_{i2} \cdot \varphi_2 - \ldots + G_{i,i} \cdot \varphi_i - \ldots - G_{i,n-1} \cdot \varphi_{n-1} = \sum_i I; \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ -G_{n-1,1} \cdot \varphi_1 - \ldots - G_{n-1,n-2} \cdot \varphi_{n-2} + G_{n-1,n-1} \cdot \varphi_{n-1} = \sum_{n-1} I. \end{cases} \qquad (3.60)$$

G_{ii} дорівнює сумі провідностей віток, які приєднані до i-го вузла; G_{ij} дорівнює сумі провідностей віток, які з'єднують i-й та j-й вузли; $i, j = 1, \ldots, n-1$.

Праві частини дорівнюють алгебраїчній сумі ЕРС, помноженій на провідності віток, які приєднано до вузла; ЕРС входять до рівняння зі знаком «+», якщо спрямовані до вузла, зі знаком «−», якщо напрямлені від вузла; струм J джерела струму переходить з лівої у праву частину рівняння з оберненим знаком (у нашому випадку від вузла J — зі знаком «−»); якщо i-й та j-й вузли не зв'язані, то $G_{ij} = 0$; якщо в i-му вузлі немає віток з ЕРС або джерелами струму, то $\sum_i I = 0$.

Алгоритм методу вузлових потенціалів:

1. *Пронумерувати вузли схеми, прийнявши* $\varphi_n = 0$ *для n-го вузла.*

2. *Задатися напрямами струмів.*

3. *Записати і розв'язати відносно* φ *систему рівнянь (3.60).*

4. *На основі закону Ома,* за знайденими потенціалами і заданими провідностями, *знайти струм у вітках.*

Для схеми (рис. 3.41, *б*) після попереднього перетворення, прийнявши $\varphi_2 = 0$, замість двох отримаємо одне рівняння:

$$G_{11}\varphi_1 = E_1G_1 = E_2'G_{2e}, \quad \text{де} \quad E_2' = E_2 - E_e; \; G_{2e} = \frac{1}{(R_e + R_2)}.$$

Звідси

$$\varphi_1 = \varphi_1 - \varphi_2 = U_{12} = \frac{E_1G_1 + E_2'G_{2e}}{G_{11}} = \frac{E_1G_1 + E_1'G_{2e} + 0 \cdot G_4}{G_1 + G_{2e} + G_4}.$$

Цей вираз в узагальненій формі відомий *як формула двох вузлів*:

$$U_{12} = \sum_{i=1}^{n} E_iG_i \Big/ \sum_{i=1}^{n} G_i. \qquad (3.61)$$

Вона використовується для обчислення напруги U_{12} на виході n паралельно ввімкнених джерел ЕРС.

Формули (3.54) і (3.61) однакові, але останню, завдяки методу вузлових потенціалів, отримано значно простіше.

3.7. Втрати напруги у провідниках ліній електропередач

На рис. 3.42 джерело електроенергії і споживач рознесені на відстань l і з'єднані двопровідною лінією. Переріз проводу має площу S. Питома провідність металевого провідника γ, або питомий опір ρ. Тоді опір лінії електропередачі $R_л$ становитиме:

$$R_л = \rho\frac{2l}{S} = \frac{2l}{\gamma S}. \qquad (3.62)$$

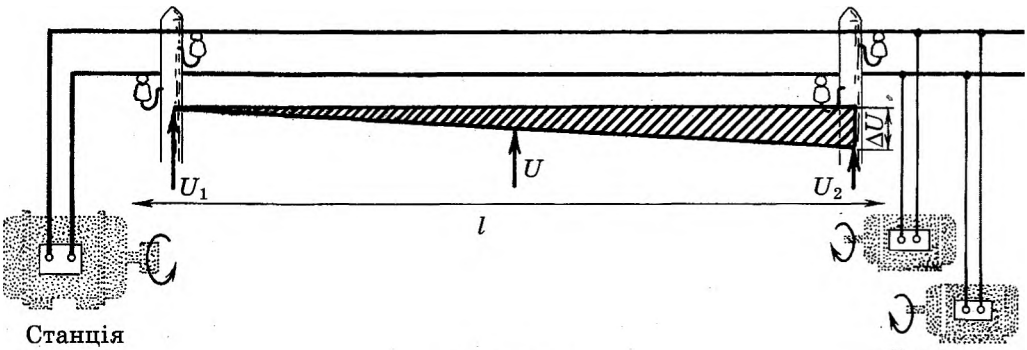


Рис. 3.42

Сумарне падіння напруги ΔU і потужності ΔP у прямому та зворотному провіднику:

$$\Delta U = U_1 - U_2 = IR_л = I\frac{2l}{\gamma S}, \quad \Delta P = I^2 R_л = I^2\frac{2l}{\gamma S} \tag{3.63}$$

або у відсотках щодо U_1 чи P_1 дорівнюватиме:

$$\Delta U\ \% = \frac{U_1 - U_2}{U_1}100\ \% = \frac{P}{U_1^2}\frac{200l}{\gamma S}\ \%, \quad \Delta P\ \% = \frac{I^2 R_л}{U_1 I}100\ \% = \Delta U\ \%.$$

Щоб забезпечити споживачеві номінальний режим роботи, джерело роблять із запасом ΔU та ΔP на втрати в лінії. Площу поперечного перерізу S провідника лінії електропередач добирають, згідно з (3.63), відповідно до заданого ΔU:

$$S = \frac{2Il}{\gamma\Delta U}$$

або з такої формули:

$$S = \frac{200P_1 l}{\gamma U_1^2 \Delta U\ \%} = \frac{200P_1\rho l}{U_1^2\Delta U\ \%}. \tag{3.64}$$

Чим більша провідність γ, *тим менший необхідний переріз* S *при тому самому* ΔU.

3.8. Нелінійні електричні кола постійного струму та їх розрахунок

На рис. 3.43 наведено зовнішній вигляд і вольт-амперні характеристики нелінійних опорів: електричної дуги (*а*), лампи з вольфрамовою ниткою розжарення (*б*), напівпровідникового діода (*в*), тиристора, що керується струмом $I_к$ (*г*).

Нелінійний опір як двополюсник характеризується вольт-амперною характеристикою (ВАХ) $U(I)$ або $I(U)$; статичним опором $R_{ст}$ чи провідністю $G_{ст}$, що як і для лінійних кіл є відношенням U/I чи I/U відповідно; диференційним опором $R_{диф}$, провідністю $G_{диф}$, що дорівнюють відношенням $\frac{\Delta U}{\Delta I}$ чи $\frac{\Delta I}{\Delta U}$, де ΔU, ΔI досить мала різниця між базовими і поточними значеннями U чи I. Зрозуміло, що при нелінійному характері ВАХ статичний і диференційний опори (провідності) будуть функціями U чи I. При графічному зображенні ВАХ, наприклад тунельного діода (рис. 3.44), статичний і диференційний опори (провідності) у робочій точці A визначаються за графіком з урахуванням масштабів m_U і m_I на осях U і I:

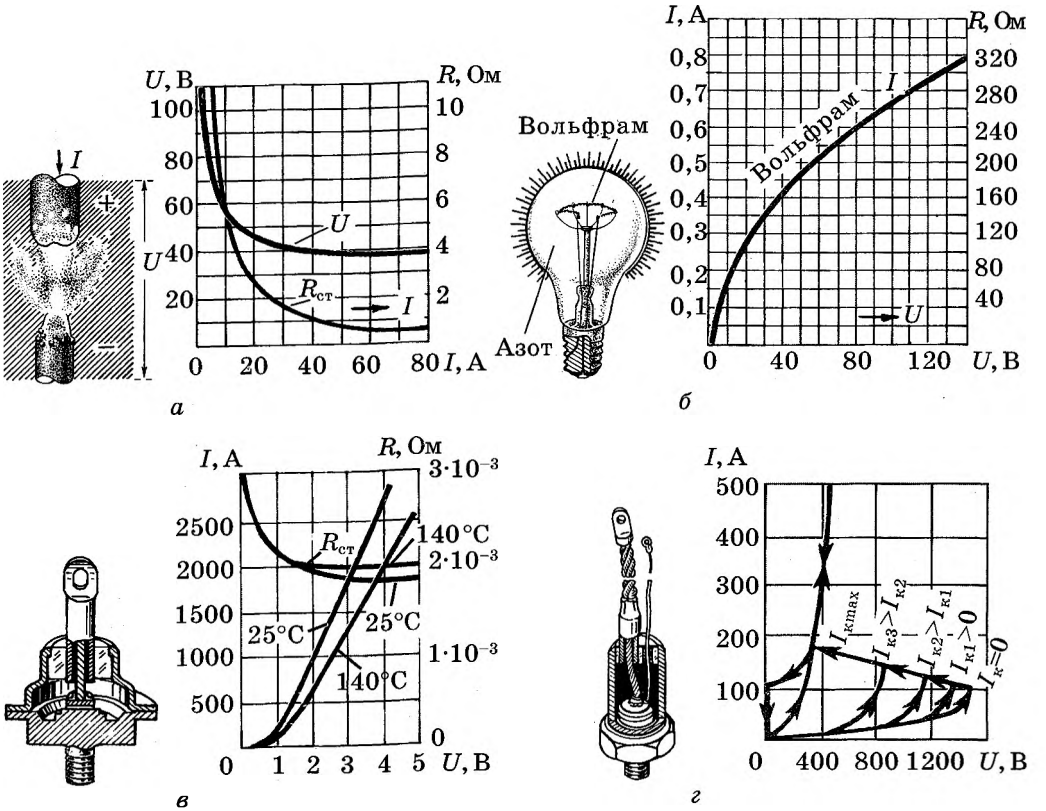


Рис. 3.43

$$R_{ст} = \frac{m_U}{m_I}\,\mathrm{tg}\alpha; \quad G_{ст} = \frac{m_I}{m_U}\,\mathrm{ctg}\alpha;$$
$$R_{диф} = \frac{m_U}{m_I}\,\mathrm{tg}\beta; \quad G_{диф} = \frac{m_I}{m_U}\,\mathrm{ctg}\beta. \qquad (3.65)$$

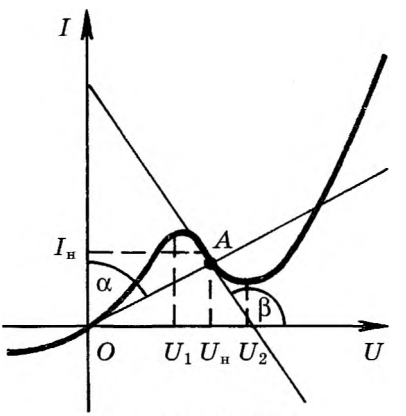


Рис. 3.44

Як бачимо, $R_{диф}$ може мати і від'ємне значення, тобто для малих відхилень ΔU від робочої точки A, що задається напругою $U_н$, відхилення струму ΔI, помноженому на $R_{диф}$ і на ΔU, дадуть негативну потужність $P = \Delta U \cdot \Delta I \cdot R_{диф}$. Таким чином, пасивний двополюсник у локальній області поблизу точки A стає активним (тобто джерелом енергії). Взагалі ж потужність, що споживається двополюсником, $P = UI = (U_н + \Delta U)(I_н + \Delta I)$ буде позитивною, тобто в цілому двополюсник працює як споживач. Локальні негативні опори використовуються для створення незатухаючих коливань в електронних генераторах.

Залежно від властивостей ВАХ нелінійні двополюсники поділяються на *однозначні і неоднозначні, симетричні і несиметричні, керовані і некеровані.*

Нелінійні кола постійного струму, як і лінійні, *описуються* системою алгебраїчних рівнянь на основі *першого та другого законів Кірхгофа*. Правила складання рівнянь однакові. Але стан нелінійного електричного кола описується системою нелінійних алгебраїчних рівнянь. У загальному випадку розв'язок визначається числовими методами за допомогою обчислювальних машин. При розрахунку найпростіших нелінійних електричних кіл постійного струму застосовуються наступні графоаналітичні методи.

Метод еквівалентних перетворень

Метод ґрунтується на заміні кількох елементів електричного кола одним еквівалентним.

Наприклад, електричне коло (рис. 3.45, *а*) складається з *послідовно* ввімкнених нелінійного R_1 і лінійного R_2 опорів. ВАХ $U_1(I)$ і $U_2(I)$ наведено на рис. 3.45, *б*. Необхідно визначити значення струму в колі. Задача може бути розв'язана, якщо два елементи цього кола замінити одним еквівалентним («згорнути» схему), перетворивши її до вигляду (рис. 3.45, *в*). Вольт-амперну характеристику еквівалентного елемента дістанемо графічним додаванням ординат ВАХ елементів R_1 і R_2 відповідно до другого закону Кірхгофа:

$$U(I) = U_1(I) + U_2(I).$$

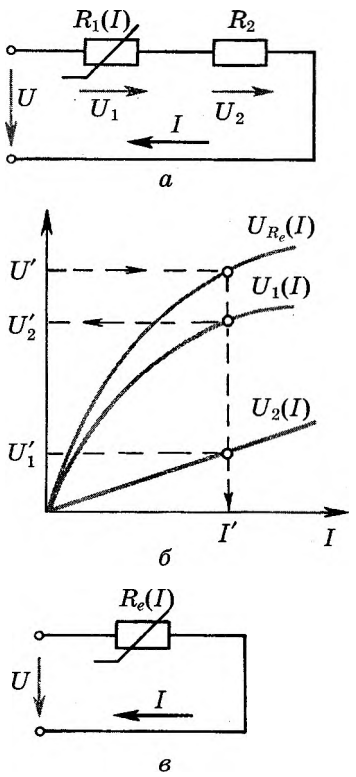


Рис. 3.45

Графічну інтерпретацію цієї дії наведено на рис. 3.45, *б*.

Характеристика $U(I)$ дає можливість визначити струм I' для будь-якого значення напруги U', після чого можна визначити відповідні цьому значенню напруги U_1' і U_2'.

Метод узагальнюється на випадок довільної кількості послідовно ввімкнених лінійних і нелінійних елементів.

Приклад *паралельного* з'єднання лінійного і нелінійного елементів показано на рис. 3.46, де *а* — схема з'єднання; *б* — ВАХ; *в* — еквівалентна схема. Для з'єднання двох елементів характеристику еквівалентного елемента визначають додаванням ординат ВАХ елементів G_1 і G_2 для всіх значень напруги, згідно з першим законом Кірхгофа:

$$I(U) = I_1(U) + I_2(U).$$

Графічну інтерпретацію цього рівняння наведено на рис. 3.46, *б*.

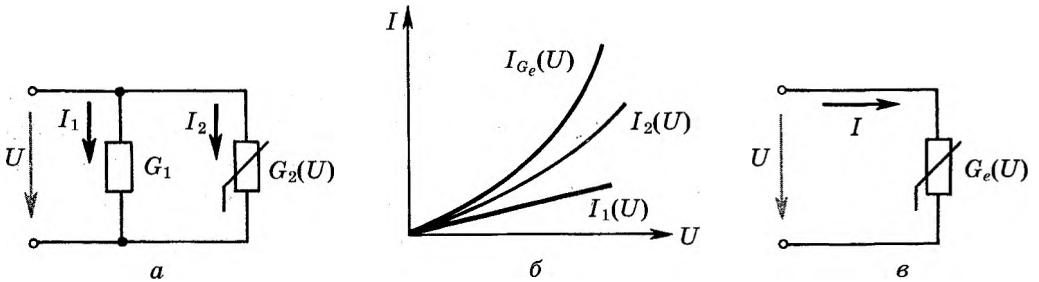


Рис. 3.46

Для змішаного з'єднання характеристика еквівалентного елемента будується послідовним виконанням уже розглянутих побудов.

Метод перетину характеристик

За цим методом графічно розв'язується нелінійне рівняння, яке описує стан нелінійного електричного кола (рис. 3.47) на основі другого закону Кірхгофа:

$$U_2(I) = E - R_1 I.$$

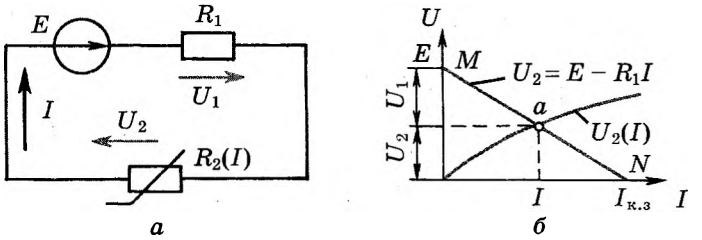


Рис. 3.47

Пряма NM, що відповідає рівнянню $U_2(I) = E - R \cdot I$, є зовнішньою характеристикою лінійного двополюсника. Її побудовано за двома точками, які відповідають режиму холостого ходу і короткого замикання двополюсника (координати точки M: $I = 0$, $U_2 = E$; координати точки N: $U_2 = 0$, $I = I_к = E/R_1$). Нелінійна залежність $U_2(I)$ є ВАХ нелінійного елемента. Розв'язок рівняння визначається точкою «a» — перетином прямої NM з ВАХ нелінійного елемента, напруга на якому $U_2(I)$ задовольняє рівняння $U_2(I) = E - R_1 I$. Координати точки a визначають значення напруг на елементах нелінійного електричного кола і струм у колі I.

Метод лінеаризації

За цим методом можна виконати заміщення нелінійного елемента еквівалентною лінійною схемою, яка дійсна для обмеженого діапазону зміни струму і напруги.

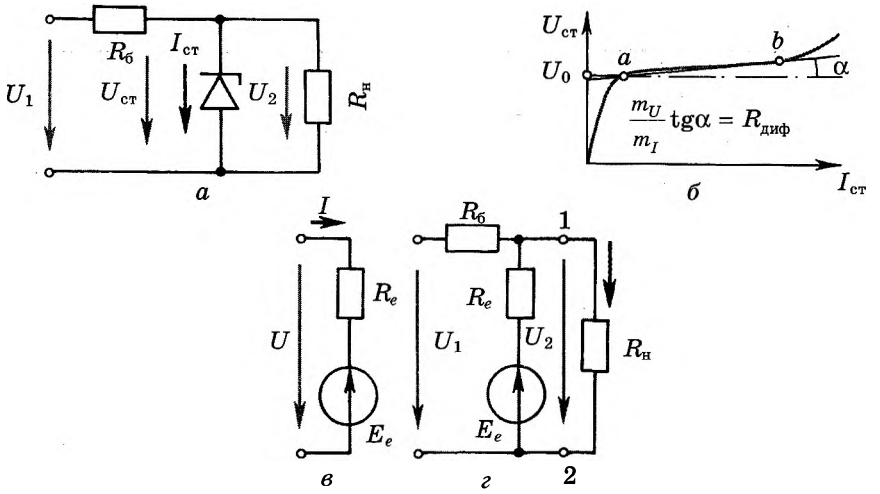


Рис. 3.48

Проаналізуємо роботу схеми параметричного стабілізатора напруги (рис. 3.48, *а*), ВАХ (*б*), схем еквівалентного активного лінійного двополюсника (*в*) та еквівалентну лінійну схему заміщення (*г*). Напівпровідниковий стабілітрон використовують як нелінійний елемент. Вольтамперну характеристику його наведено на рис. 3.48, *б*. Параметри елементів стабілізатора підібрані таким чином, що в заданому інтервалі зміни ΔU_1 вхідної напруги $U_1 \pm \Delta U_1$ робоча точка ВАХ стабілітрона переміщується в межах ділянки стабілізації *ab*, при цьому напруга на резисторі навантаження майже незмінна.

Якщо замінити нелінійний елемент, що працює в межах ділянки *ab*, еквівалентною лінійною схемою, то можна записати, що

$$U = U_0 + R_{диф} I, \tag{3.68}$$

де U_0 — напруга, яка визначається точкою перетину прямої *ab* з віссю ординат; $R_{диф}$ — диференціальний опір стабілітрону на ділянці стабілізації.

Тепер стабілітрон можна замінити еквівалентним активним лінійним двополюсником (рис. 3.48, *в*), для якого

$$U = E_e + R_e I. \tag{3.69}$$

Порівнюючи формули, бачимо, що

$$E_e = U_0; \qquad R_e = R_{диф}. \tag{3.70}$$

Отже, двополюсник (рис. 3.48, *в*) при виконанні умов (3.70) є еквівалентною лінійною схемою заміщення стабілітрона для ділянки стабілізації. Тоді роботу нелінійного електричного кола можна проаналізувати за допомогою еквівалентної лінійної схеми заміщення. Скористаємося методом еквіва-

лентного генератора і методом вузлових потенціалів відносно клем 1 — 2 (рис. 3.48, *г*). Визначимо еквівалентні ЕРС E_{2e} і опір R_{2e}:

$$E_{2e} = \frac{U_1 R_\delta^{-1} + U_0 \cdot R_{\text{диф}}^{-1}}{R_\delta^{-1} + R_{\text{диф}}^{-1}};$$

$$R_{2e} = \frac{R_\delta \cdot R_{\text{диф}}}{R_\delta + R_{\text{диф}}}.$$

Напруга U_2 у споживача $R_н$ за законом Ома:

$$U_2 = E_{2e} - I_2 R_{2e}.$$

Приріст ΔU_2 напруги U_2 на виході стабілізатора від приросту ΔU_1 напруги U_1 на вході становитиме:

$$\Delta U_2 = U_2(U_1 + \Delta U_1) - U_2(U_1) =$$

$$= \frac{(U_1 + \Delta U_1) R_\delta^{-1} + U_0 R_{\text{диф}}^{-1} + 0 \cdot R_н^{-1}}{R_\delta^{-1} + R_{\text{диф}}^{-1} + R_н^{-1}} - \frac{U_1 R_\delta^{-1} + U_0 R_{\text{диф}}^{-1} + 0 \cdot R_н^{-1}}{R_\delta^{-1} + R_{\text{диф}}^{-1} + R_н^{-1}} =$$

$$= \frac{\Delta U_1 \cdot R_\delta^{-1}}{R_\delta^{-1} + R_{\text{диф}}^{-1} + R_н^{-1}} = \frac{\Delta U_1}{1 + \frac{R_\delta}{R_{\text{диф}}} + \frac{R_\delta}{R_н}}.$$

Він буде тим менший, чим менший $R_{\text{диф}}$, тобто чим ближче еквівалентний генератор (E_e, R_e) до ідеального джерела. Користуючись лінійною моделлю, можна обчислити *коефіцієнт стабілізації*:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_1 / U_2}{\Delta U_2 / U_2} \qquad (3.71)$$

та інші характеристики нелінійного електричного кола. Потрібно зазначити, що ці моделі справедливі тільки для лінійної ділянки (*a* — *b*) ВАХ стабілізатора.

Контрольні запитання

1. Як саме залежить електричний опір провідника від температури, а температура – від сили струму? Чому?
2. Що являє собою струм, а що є його густиною?
3. Як записується рівняння закону Ома для пасивного двополюсника і для замкненого кола?

4. Як визначається звичайний і питомий електричний опір, провідність? Як з ними пов'язані струм і напруга, густина струму і напруженість?

5. Що спільного і що різного в поняттях ЕРС, напруги, різниці потенціалів, падіння напруги?

6. Чому при послідовному з'єднанні опорів напруги на них пропорційні опорам, а при паралельному з'єднанні — обернено пропорційні?

7. Чому в схемі короткозамкненого мосту (рис. 3.24) при нульовій різниці потенціалів вітки між точками і струм в ній ненульовий?

8. З якою метою і як саме будують потенціальні діаграми?

9. Чому суми струмів у вузлі та напруг в контурі електричного кола дорівнюють нулю?

10. У чому полягає умова еквівалентності перетворень «зірки» в «трикутник» чи навпаки?

11. Для якого з'єднання великої кількості джерел живлення їх еквівалент наближатиметься до ідеального джерела струму, а для якого — до напруги?

12. За якої умови визначається еквівалентність з'єднань «трикутником» і «зіркою»?

13. Які досліди слід виконати зі схемою (рис. 3.40), щоб визначити параметри еквівалентного їй активного двополюсника?

14. Які методи розрахунку дійсні для лінійних, а які для нелінійних електричних кіл?

15. Електричне коло (рис. 3.31, *а*) має 6 віток і 4 вузли. Скільки рівнянь слід написати: за методом контурних струмів; за методом вузлових потенціалів; за рівняннями Кірхгофа? Те саме зробіть для кола (рис. 3.35, *б*; 3.37; 3.38, *а*).

16. Як залежать втрати напруги у провідниках (при постійній потужності споживача) від напруги, довжини, площі поперечного перерізу та матеріалу провідників? Чому бажано передавати на відстань енергію у високовольтних лініях?

17. Як замінити декілька нелінійних елементів одним еквівалентним? Розрахуйте струм в електричному колі (рис. 3.47, *а*) за методом еквівалентних перетворень і порівняйте рішення з методом перетину (рис. 3.47, *б*).

18. Напишіть залежність U_2 від U_1 для лінеаризованої схеми (рис. 3.48, *г*).

4. ЕЛЕКТРОМАГНЕТИЗМ

4.1. Магнітне поле

Раніше було розглянуто електростатичне поле у вакуумі та в діелектрику, і його дію на заряджені нерухомі частинки (розділ 2), а також — електричне поле в провідниках, в яких під його дією виникає постійний струм (розділ 3).

Тепер розглянемо властивість електричного струму — збуджувати у навколишньому середовищі магнітне поле. Як і електричне, магнітне поле визначається силовим впливом. Електричне поле, яке виникло завдяки електричним зарядам q, має силовий вплив на інші заряди q_k, де $k = 1,2, ..., n$. Тобто взаємодіють подібні субстанції (заряд із зарядом). Магнітне поле виникає завдяки руху електричних зарядів, а саме — струму I. Тоді, згідно з постулатом, що *подібне взаємодіє з подібним*, можна очікувати на механічну взаємодію об'єктів зі струмами. Розглянемо установку (рис. 4.1), що містить котушку з проводом, гнучкий провідник зі струмом I провідності та вакуумну лампу зі струмом I перенесення електронів з катода на анод. Доки струм I_b відсутній, то гнучкий провідник і потік електронів, що перетинаються світловим екраном, утворюють у просторі прямі лінії. Якщо струм I_b є, то завдяки взаємодії його магнітного поля і струмів I він механічно впливає як на гнучкий провідник, так і на прямолінійний потік електронів у вакуумі: провідник і потік викривляються, притягуючись до соленоїда. Змінимо напрямок струму I_b на зворотний: вони відштовхуватимуться. Розімкнемо коло струму I чи I_b, тоді залишиться лише кулонівська взаємодія, яка буде на кілька порядків меншою за магнітну: потік електронів у лампі і гнучкий провідник практично будуть прямолінійні. Того ж результату досягнемо, коли вакуумну лампу розташуємо на осі соленоїда. Досліди переконують у тому, що силова дія магнітного поля має конкретний напрямок: на заряд q (рис. 4.1, *г*), що рухається вздовж соленоїда, магнітне поле котушки не впливає, а на заряд, що рухається під кутом β до осі котушки, — впливає.

Візьмемо прямолінійний провідник зі струмом (рис. 4.2, *а*) чи соленоїд (рис. 4.1, *а*, 4.2, *б*) та аркуш картону. Це практично не впливає на електричне та магнітне поле. Насиплемо залізних ошурок на цей лист. При проходженні струму I ошурки під дією магнітного поля зорієнтуються, утворюючи ланцюжки силових ліній магнітного поля. На відміну від електростатичного поля (рис. 2.2), всі лінії магнітного поля замкнені. Для прямолінійного провідника — це концентричні кола, для соленоїда — у внутрішній його частині прямі лінії, що замикаються у зовнішній. Тому

магнітне поле називають *вихровим*. У відповідних точках простору розташуємо компас. За відсутністю струму стрілку компаса напрямлено на північний полюс Землі. При проходженні струму вона поступово повертається в напрямку силових ліній, вказуючи на умовно прийнятий напрямок вектора магнітної індукції $\vec{B}$.

Для прямолінійного провідника, щоб визначити напрямок магнітного поля, скористаємося запропонованим Максвеллом правилом свердлика (рис. 4.2, *а*): *якщо свердлик з правою різьбою вгвинчувати у напрямку струму в провіднику, то напрямок обертання ручки свердлика збігається з напрямком силових ліній магнітного поля.*

Провідник, згорнутий у спіраль (рис. 4.2, *б*) або котушку (рис. 4.1), за наявності в ньому струму утворює сумарне від кожного витка магнітне поле, позитивний напрямок вектора $\vec{B}$ якого теж можна визначити за допомогою свердлика: *якщо напрямок струму збігається з напрямком обертан-*

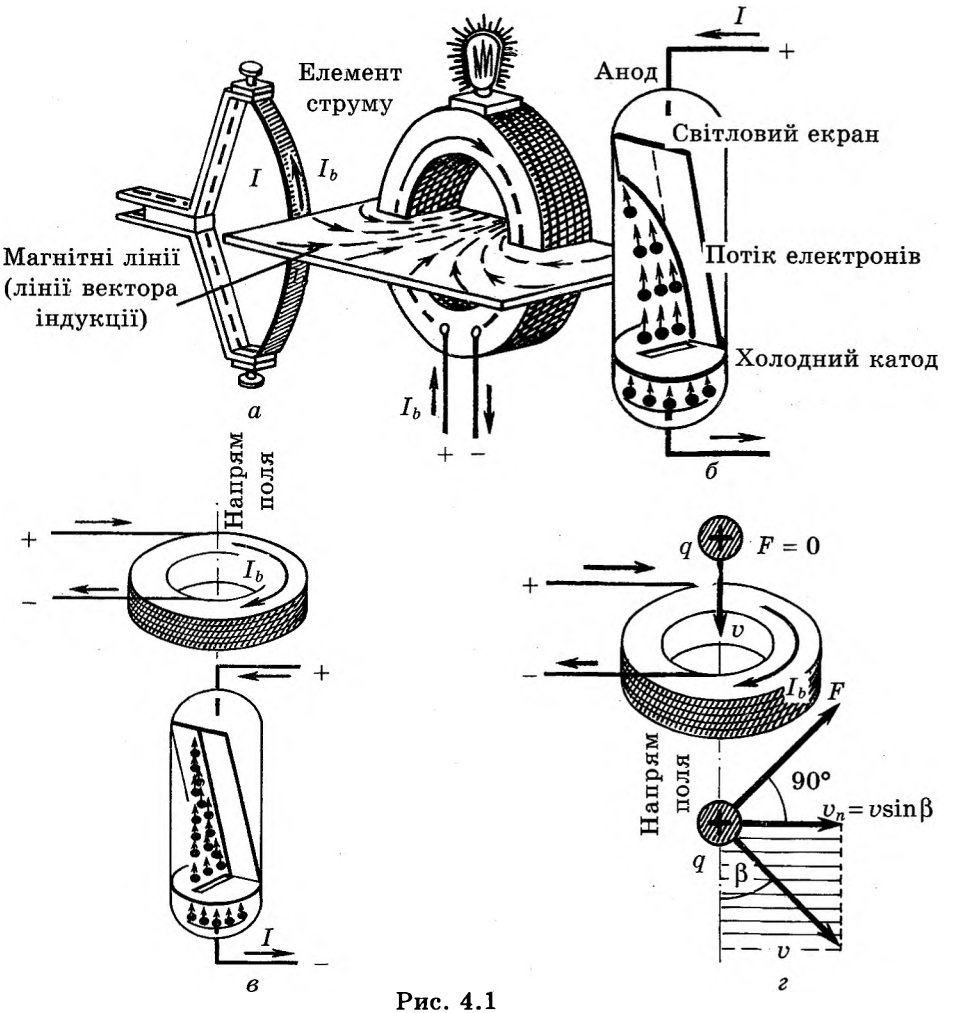


Рис. 4.1

ня ручки свердлика, то його прямолінійний рух зійдеться з напрямком магнітного поля всередині соленоїда чи котушки.

Досліди Ерстеда, Ейхенвальда однозначно довели наступне: *магнітне поле пов'язане з електричними зарядами, що рухаються, і впливає лише на рухомі заряди; на нерухомі заряди магнітне поле не впливає*. Виходячи з цього та постулату про взаємодію лише подібних фізичних величин, слід зробити логічний висновок: у магнітній стрілці компаса та в залізних ошурках, що знаходяться у магнітному полі, існують внутрішні молекулярні струми (рис. 4.3); вони утворюються зорієнтованим у просторі рухом електронів навколо ядер (*а*) та навколо власної осі (*б*). Обертаючись в одному напрямку, ці електрони утворюють кругові молекулярні струми (рис. 4.4). Всередині тіла ці струми взаємокомпенсуються. Поверхневий молекулярний струм $I_{мол}$ утворює своє магнітне поле, яке і взаємодіє із зовнішнім. Тож намагнічений стержень буде мати магнітне поле подібне до поля соленоїда (рис. 4.2, *б*), бо його поверхневий молекулярний струм подібний до струму соленоїда.

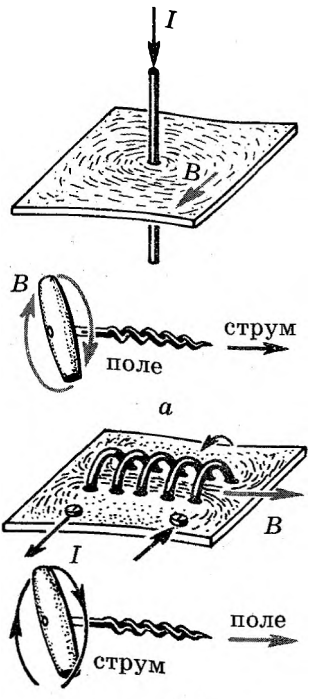


Рис. 4.2

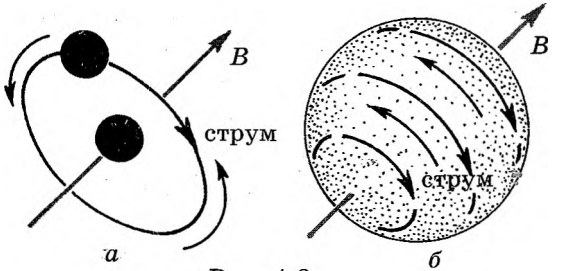


Рис. 4.3

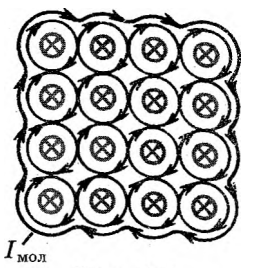


Рис. 4.4

Визначимо поняття магнітного поля. *Це особлива форма матерії, за допомогою якої здійснюється взаємодія між електрично зарядженими частинками, що рухаються.*

4.2. Основні характеристики магнітного поля

Магнітне поле є частиною загального електромагнітного поля.

Електромагнітне поле визначається двома векторними питомими силовими величинами: це напруженість $\vec{H}$ — сила, що діє на одиничний позитивний заряд, та магнітна індукція $\vec{B}$, — сила, що діє на той самий

заряд, що рухається з одиничною швидкістю (один метр за секунду). Механічна дія поля на рухомий заряд залежить від його розміру, полярності, напрямку та швидкості руху і від силових характеристик магнітного поля. Відхилення гнучкого провідника чи пучка електронів (рис. 4.1, *а*, *б*) свідчить про те, що напрямок сили $F_м$ завжди перпендикулярний до вектора швидкості руху заряду. Значення сили залежить від кута β між напрямками магнітного поля і руху заряду (чи струму як потоку зарядів). Сила максимальна (рис. 4.5), коли напрямки поля і руху взаємно перпендикулярні, і дорівнює нулю, якщо напрямки збігаються (рис. 4.1, *в*). У загальному випадку (рис. 4.1, *г*) максимальна сила

$$F_м = qvB\sin\beta = q \cdot v_n B, \qquad (4.1)$$

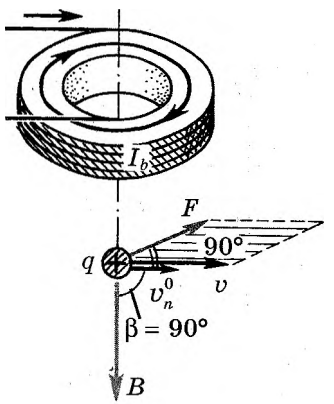


Рис. 4.5

де $v_n = v\sin\beta$ — перпендикулярна до поля складова швидкості v. Незалежною від заряду величиною, що характеризує інтенсивність магнітного поля, є магнітна індукція B: відношення сили $F_м$ до заряду q та нормальної перпендикулярної складової v_n швидкості заряду v:

$$\frac{F_м}{qv_n} = \text{const} = B. \qquad (4.2)$$

Магнітна індукція — це векторна фізична величина, яка характеризує інтенсивність магнітного поля у кожній його точці і дорівнює силі, що діє на одиничний пробний заряд $q = 1$ Кл, який рухається з одиничною швидкістю $v = 1$ м/с у напрямку, перпендикулярному до напрямку дії сили (рис. 4.5):

$$\bar{B} = \frac{\left[\bar{F}_м \cdot \bar{v}_n^0\right]}{qv_n} \left(\frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{м}^2} = \text{Тл (тесла)}\right), \qquad (4.3)$$

де в дужках означено векторний добуток сили $\bar{F}_м$ на одиничний вектор $\bar{v}_n^0$, напрямок якого збігається з нормальною складовою v_n швидкості v.

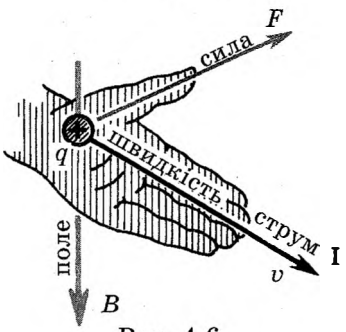


Рис. 4.6

Для визначення напрямку сили $F_м$ користуються *правилом лівої руки: якщо позитивно спрямований (від північного полюса до південного) вектор магнітної індукції $\bar{B}$ входить у долоню, чотири витягнутих пальці спрямовано вздовж струму I або швидкості v руху позитивного заряду +q, то силу F спрямовано вздовж великого пальця, відхиленого на 90° від інших пальців* (рис. 4.6). Електрична аналогія магнітної індукції — густина струму j, магнітна аналогія струму — магнітний потік Ф.

Магнітний потік Ф: скалярна величина, що характеризує деяку область магнітного поля. Магнітний потік крізь поверхню S (рис. 4.7):

$$\Phi = BS\cos\alpha = B_n \cdot S = B \cdot S_n, \qquad (4.4)$$

де α — кут між вектором $\bar{B}$ і перпендикуляром до площі S. Коли B перпендикулярна до S, то

$$\Phi = B \cdot S. \qquad (4.5)$$

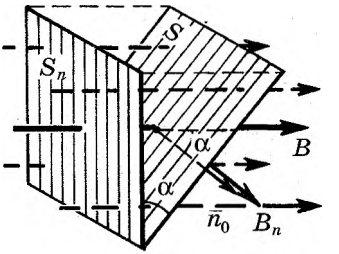


Рис. 4.7

Одиниця магнітного потоку — вебер (**Вб**). Магнітна індукція може трактуватися як міра густини магнітного потоку:

$$B = \frac{\Phi}{S_n}. \qquad (4.6)$$

Для графічного зображення магнітного потоку вводяться *одиничні магнітні трубки*, які мають такий розріз S, що, згідно з формулою (4.6), індукція B дорівнює одному тесла (**1 Тл**) або значенню, кратному 1 Тл. Кожній одиничній магнітній трубці відповідає силова магнітна лінія. Чим більший магнітний потік Ф, тим більше ліній магнітної індукції. На рис. 4.8, *а* — одиничні магнітні трубки в полі двопровідної лінії і відповідно кількість ліній індукції (рис. 4.8, *б*). З рисунка видно, що магнітна індукція в просторі між провідниками більша, ніж справа і зліва від лінії. Магнітний потік дорівнює кількості одиничних ліній і, внаслідок замкненості магнітних ліній, залишається однаковим для внутрішнього проміжку (1 — 2) і для зовнішньої частини $(-\infty, 1)$ $(2, +\infty)$.

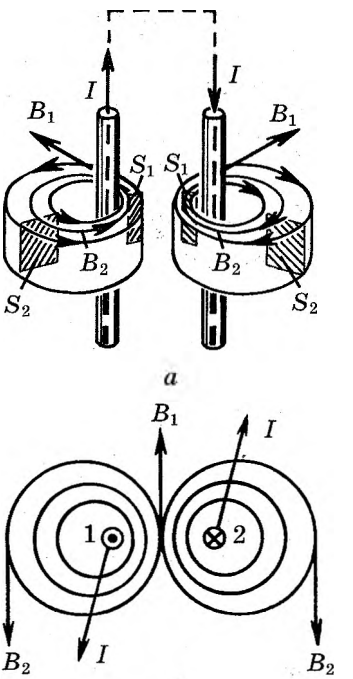


Рис. 4.8

Щоб описати взаємодію магнітного потоку і котушки індуктивності (соленоїда), введемо поняття потокозчеплення. *Потокозчеплення* — скалярна величина, що характеризує систему: котушка індуктивності та магнітний потік – як одне ціле. Потокозчеплення визначається як сума магнітних потоків Φ_k, $k = 1, 2, ..., n$, що проходять n витків котушки. Наприклад, для котушки (рис. 4.9, *а*) з тороїдним замкненим феромагнітним магнітопроводом і w витками

$$\psi = \sum_{k=1}^{w} \Phi_k = w\Phi, \qquad (4.7)$$

оскільки через кожний виток проходить той самий потік Ф. Якщо $\Phi = 4$ Вб, $w = 18$ витків, то $\psi = 18 \cdot 4 = 72$ Вебер-витки. У даному випадку потік Ф

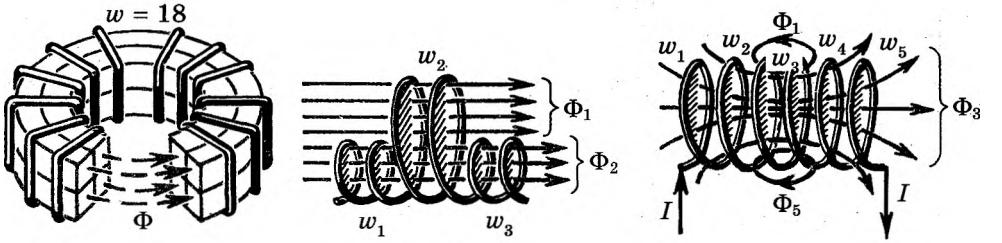


Рис. 4.9

створюється струмом котушки. На рис. 4.9, *б* зображена фасонна котушка з трьома частинами різного діаметра і відповідно кількістю витків, що знаходиться у рівномірному зовнішньому магнітному полі. Для неї потокозчеплення знайдемо за формулою:

$$\psi = \sum_{k=1}^{3} W_k \Phi_{\delta_2} = 2 \cdot 3 + 2 \cdot 7 + 2 \cdot 3 = 26.$$

У котушці без феромагнітного магнітопроводу магнітний потік, зумовлений струмом цієї котушки, не проходить крізь усі витки (рис. 4.9, *в*): потоки Φ_1, Φ_5 проходять через два витки: Φ_2, Φ_4 — через чотири витки і тільки Φ_3 — крізь усі сім витків. Тоді:

$$\psi = \sum_{k=1}^{5} W_k \Phi_k = 2 \cdot 1 + 4 \cdot 1 + 6 \cdot 3 + 4 \cdot 1 + 2 \cdot 1 = 30.$$

4.3. Намагнічування тіл

З двох котушок індуктивності, що мають однакові розміри, струми, однакову кількість витків, та котушка, яка має феромагнітне осердя, створюватиме магнітний потік і потокозчеплення набагато більше, ніж котушка, яка не має феромагнітного осердя. Отже, інтенсивність магнітного потоку залежить від типу середовища, в якому діє магнітний потік. Розрізняють чотири типи середовищ: *вакуум, діамагнетики, парамагнетики* та *феромагнетики.*

Вакуум характеризується *магнітною сталою* $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (Гн/м). На відміну від вакууму, у речовині кожен електрон із зарядом $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Кл, обертаючись по своїй орбіті з частотою $5 \cdot 10^{14}$ Гц, створює круговий струм 10^{-4} А (рис. 4.3, *а*). Крім того, обертаючись навколо своєї осі, електрон створює спіновий струм (4.3, *б*). Ці струми спричинюють своє магнітне поле. Якщо на речовину не діє зовнішнє магнітне поле, то за законом великих чисел середнє значення індукції від електронів скінченного об'єму речовини і часу, внаслідок хаотичного розміщення магнітних потоків окремих електронів, дорівнює нулю. Під дією зовнішнього магнітного поля для діа- і парамагнетиків траєкторії електронів частково повертаються своїми осями за полем (для парамагнетиків) чи проти зовнішнього поля (діамагнетики). Спільне

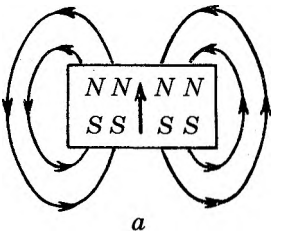
поле дещо зміниться. Інший процес відбувається у феромагнетиках. Весь об'єм феромагнетика спонтанно розбивається на області, які мають однаковий напрям магнітних полів електронів. Такі області називаються *доменами*, тобто елементарними магнітами. Природна оптимальність поділу феромагнетика на домени полягає в орієнтуванні їх за напрямом намагніченості за умови мінімуму втрат енергії на подолання меж між ними і повітряними ділянками замкнених силових ліній поля (рис. 4.10, *а, г*). Найбільш енергетично вигідною є конфігурація доменів (*г*), коли поле замикається всередині речовини і при цьому кількість меж між доменами мінімальна.

Якщо на нейтральний феромагнетик (*г*) вплинути зовнішнім магнітним полем (рис. 4.10, *д*), то у міру зростання $\bar{B}$ домени, які зорієнтовані за полем, поглинають домени, які не зорієнтовані у напрямку поля (крива 0*a* на рис. 4.11, рис. 4.13) і повертаються за напрямом $\bar{B}_0$. Тут відбувається пружне (зворотне) намагнічування (укрупнення доменів і зменшення несприятливо розміщених) (ділянка 0*a* на кривій намагнічування рис. 4.11). Далі під зростанням індукції зворотний процес зростання доменів доповнюється незворотним процесом розвороту несприятливо розміщених доменів (зміщення меж та обертання доменів) (ділянка *ab*). Подальше зростання $\bar{B}$ спричинює розворот за $\bar{B}_0$ всіх доменів (ділянка *bc*), після чого незначне пружне домагнічування (ділянка *cd*) здійснюється внаслідок парапроцесу.

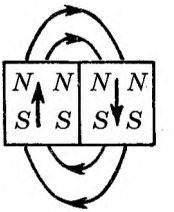
Таким чином, вектор $\bar{B}_0$ зовнішнього поля додається до вектора $\bar{B}^{-1}$ поля, створеного феромагнетиком, при цьому виникає сумарне поле індукції $\bar{B} = \bar{B}_0 + \bar{B}^{-1}$.

Розглянемо магнітне поле з індукцією $\bar{B}$ тороїдного феромагнітного магнітопроводу. На магнітопроводі намотано w витків проводу, через який пропускають струм I (рис. 4.12, *а*). Добуток сили струму в котушці на кількість витків котушки називається *магніторушійною силою* (**МРС**) (аналогічно ЕРС в електричних колах):

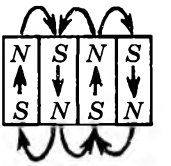
$$F = I \cdot w. \qquad (4.8)$$



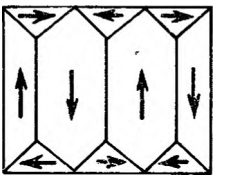
а

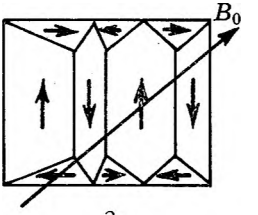


б



в


г



д

Рис. 4.10

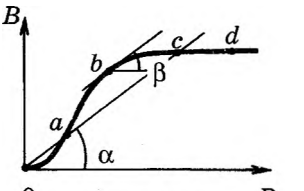


Рис. 4.11

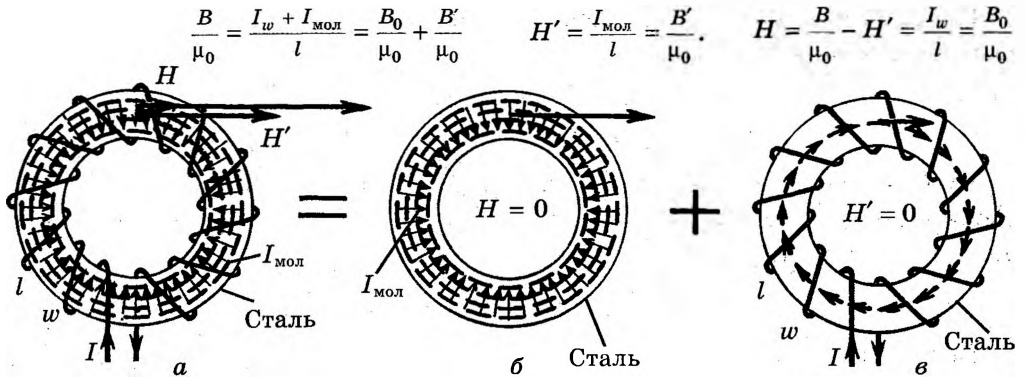


Рис. 4.12

МРС вимірюється в амперах (А) чи *ампервитках*, щоб звернути увагу на наявність w витків. За аналогією з напруженістю електричного поля вводиться поняття *напруженості* зовнішнього магнітного поля H_0, як МРС, поділеної на довжину магнітної лінії l. Для рівномірного поля осердя магнітопроводу (рис. 4.12, *в*)

$$\bar{H} = \frac{I \cdot w}{l} = \frac{\bar{B}}{\mu_0}. \qquad (4.9)$$

Молекулярні струми, зумовлені електронами, що обертаються в одному напрямку, всередині осердя взаємно компенсуються. Залишається поверхневий молекулярний струм $I_{мол}$ (рис. 4.4), який дорівнює МРС молекулярних струмів. Якщо поділити цю МРС на довжину магнітопровода l, отримаємо напруженість H' магнітного поля *від намагніченого* магнітопроводу (рис. 4.12, *б*):

$$\bar{H}' = \frac{I_{мол}}{l}. \qquad (4.10)$$



Рис. 4.13

Сумарна напруженість в осерді магнітопроводу (рис. 4.12, *а*) дорівнює сумі двох попередніх:

$$\frac{\bar{B}}{\mu_0} = \frac{I_w + I_{мол}}{l} = \frac{\bar{B}_0}{\mu_0} + \frac{\bar{B}}{\mu_0} = \bar{H} + \bar{H}'. \qquad (4.11)$$

Щоб встановити співвідношення $\bar{B}$ з $\bar{H}$ і $\bar{H}'$ таким чином, аби не обчислювати $I_{мол}$, вводяться поняття *відносної* (*r* — relative) і *абсолютної магнітних проникностей:*

$$B + \mu_0\left(\bar{H} + \bar{H}'\right) = \mu_0\mu_r\bar{H} = \mu_a\bar{H}.$$

Величини μ_r, μ_a, а також їх диференціальні форми $\mu_r^{диф}$, $\mu_a^{диф}$ визначаються за основною кривою намагнічування (рис. 4.11). *Відносна магнітна проникність μ_r показує, у скільки разів збільшується магнітна індукція при заміні вакууму відповідною речовиною.* На рис. 4.14, *а*, *б* наведено основні криві намагнічування електротехнічної сталі і пермалою, відносну магнітну проникність для сталі та пермалою. Як видно з графіка, відносна проникність сталі у тисячі, а пермалою в десятки тисяч разів збільшує магнітне поле.

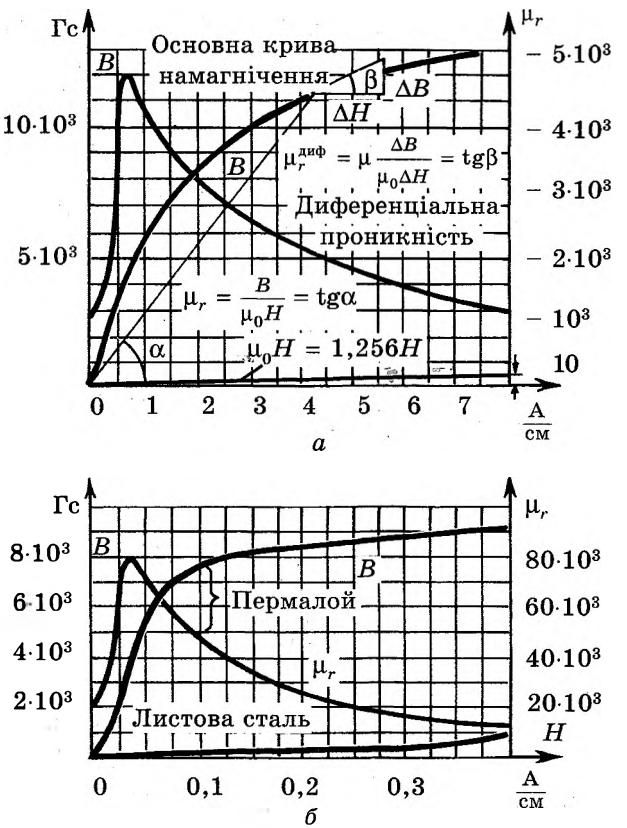


Рис. 4.14

Наявність нелінійної залежності між B і H магнітопроводу зумовлює *нелінійність* магнітних кіл. При змінній МРС ця нелінійна залежність має неоднозначний характер. Залежність індукції B від напруженості утворює на площині (B, H) *петлю гістерезису* (рис. 4.13). Розмір і форма петлі залежать від амплітуди напруженості магнітного поля H. Якщо амплітуду напруженості поступово збільшувати, то траєкторії $B(H)$ утворюють *часткові петлі гістерезису,* поки індукція не заходить в область насичення (парапроцесу). При подальшому збільшенні амплітуди H траєкторія $B(H)$ вже не залежить від амплітуди H і утворює так звану *граничну петлю*. Гранична петля має характерні точки: B_r — *залишкова індукція*, H_c — *коерцитивна сила*, B_∞ — індукція насичення. *Початкова і основна крива намагнічування* — це геометричне місце вершин часткових петель гістерезису.

Основна крива намагнічування використовується для розрахунку магнітних кіл. Параметри B_r і H_c і петлі гістерезису характеризують основні магнітні властивості речовини та області її ефективного застосування.

Магнітном'які матеріали мають відносно мале значення H_c і невелику площу циклів гістеризису. Це — чисте залізо, електротехнічні сталі, сплави заліза і нікелю, деякі хімічні з'єднання заліза. Їх застосовують для виготовлення магнітопроводів електричних машин, трансформаторів, електровимірювальних приладів та інших електротехнічних апаратів. Деякі магнітном'які матеріали за відповідної технології обробки дають можливість отримати «прямокутну» петлю гістеризису. Матеріали з прямокутною петлею характеризуються малим значенням H_c і великим значенням B_r, близьким до B_∞. Вони широко застосовуються в пристроях автоматики та обчислювальної техніки.

До *магнітнотвердих* матеріалів належать сплави заліза з алюмінієм, хромом та вольфрамом, які містять різні домішки. Магнітнотверді матеріали характеризуються відносно великими значеннями B_r і H_c і застосовуються для виготовлення постійних магнітів.

4.4. Закони магнітних кіл з постійною магніторушійною силою

За аналогією з електричними колами для рівнянь стану магнітних кіл також використовують закони Кірхгофа та Ома.

Перший закон Кірхгофа: **Алгебраїчна сума магнітних потоків у вузлі магнітного кола дорівнює нулю:**

$$\sum_{k=1}^{m} \Phi_k = 0, \qquad (4.12)$$

де m — кількість віток у вузлі; Φ_k — магнітний потік k-ї вітки. Потоки одного напрямку, наприклад до вузла, записуються зі знаком «плюс», іншого — «мінус». Закон випливає із замкненості магнітного потоку.

Другий закон Кірхгофа — **закон повного струму** для магнітного кола: **циркуляція вектора напруженості магнітного поля вздовж замкненого контура** (рис. 4.15) **дорівнює алгебраїчній сумі струмів, що охоплюється цим контуром:**

$$\sum_k \bar{H}_k \Delta\bar{l}_k = \sum_k H_k \cos\alpha_k \Delta l_k = \sum_{i=1}^{n} I_i, \quad (4.13)$$

де $\bar{H}$ — вектор напруженості магнітного поля на k-й ділянці довільного контура; $\Delta\bar{l}$ — вектор елемента довжини k-ї ділянки контура; $\sum_{i=1}^{n} I_i$ — алгебраїчна сума струмів, що охоплюються магнітним контуром.

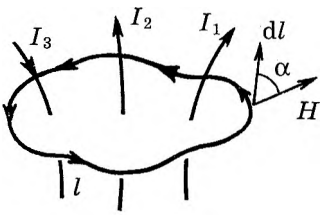


Рис. 4.15

Зі знаком «плюс» беруться струми, напрямок яких пов'язаний з напрямком обходу контура за правилом правого гвинта.

У розрахунках магнітних кіл за контур беруть середню лінію в магнітопроводі. Його розбивають на ділянки (рис. 4.16) з однаковими параметрами (розрізом, видом матеріалу). Для феромагнітного магнітопроводу вектори $\bar{H}$ і $\Delta\bar{l}$ збігаються за напрямком (кут $\alpha = 0$). Уздовж кожної ділянки $H = \text{const}$. Якщо котушка має w витків, то повний струм дорівнює $I \cdot w$. Якщо знехтувати потоками розсіювання (рис. 4.16), закон повного струму записується у такому вигляді:

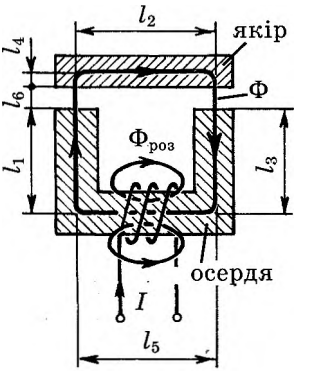


Рис. 4.16

$$\sum_{k=1}^{p} H_k l_k = \sum_{i=1}^{n} I_i \cdot w_i, \quad (4.14)$$

де p — кількість ділянок магнітопроводу; n — кількість котушок, що охоплюють магнітопровід.

Добуток напруженості магнітного поля H на довжину l називають *магнітною напругою*, або різницею магнітних потенціалів

$$Hl = U_м. \quad (4.15)$$

Для ділянки магнітного кола довжиною l і площею розрізу S

$$B = \mu_0\mu_r H = \mu_0\mu_r \frac{U_м}{l}$$

або

$$\Phi = B \cdot S = \mu_0\mu_r \frac{S}{l} U_м = \frac{U_м}{l/(\mu_0\mu_r S)}. \quad (4.16)$$

Тут магнітний потік Ф аналогічний струму в електричному колі, магнітна напруга $U_м$ — електричній, *магнітний опір*

$$R_м = l/\mu_0\mu_r S \tag{4.17}$$

аналогічний електричному. *Закон Ома для магнітного кола*:

$$\Phi = U_м/R_м . \tag{4.18}$$

Магнітний опір $R_м = l/\mu_0\mu_r S$ кола з феромагнітних матеріалів нелінійний, тому що μ_r залежить від H. Опір повітряних проміжків лінійний, для них $\mu_r = 1$, а $\mu_0 = \text{const}$.

Позитивний напрямок магнітного потоку Φ_k зазначається стрілками від північного (за аналогією з магнітним полем Землі) полюса до південного. Позитивні напрямки індукції B_k і напруженості H_k збігаються з напрямком магнітного потоку Φ_k. Якщо потік Φ_k створюється струмом I обмотки намагнічування w_k, то позитивний напрямок магнітного потоку Φ_k буде пов'язаний зі струмом I обмотки за правилом правоходового гвинта. Щоб записати другий закон Кірхгофа з «плюсом», беруться ті напруги, напрямок яких збігається з напрямком обходу контура.

Магніти

Властивість магнітного поля мінімізувати втрати визначається не тільки на рівні доменів (рис. 4.10, *а-г*), а й на макрорівні: якщо магнітопровід (рис. 4.16) має повітряний зазор, то незалежно від напрямку струму I виникає магнітна сила $F_м$, яка притягує рухому частину магнітопроводу (ярмо, якір).

Робота, що витрачається на переміщення ярма на досить малу частину Δl зазору $l_б$, приблизно дорівнює добутку сили $F_м$, що залежить від B і, як наслідок, від зазору $l_б$, на Δl:

$$\Delta W_м(l_б) = F_м(l_б) \cdot \Delta l. \tag{4.19}$$

З кожним k-м кроком Δl величина $l_б$ зменшується на Δl, доки на $n + i$-му кроці не стане нульовою. Робота по переміщенню ярма на весь зазор $l_б$ дорівнює сумі елементарних робіт $\Delta W_м(l_б)$, а саме:

$$W_м(l_б) = \sum_{k=1}^{n} \Delta W_м(k) = \Delta l \sum_{k=}^{n} F_м(k). \tag{4.20}$$

Згідно із законом збереження енергії, робота (4.20) дорівнюватиме електроенергії, яку електромагніт отримає від джерела. Нехай електричний опір провідника котушки (обмотки електромагніту, рис. 4.16) нульовий. Тоді струм I вільно проходить через неї без втрат електроенергії. Доки зазор $l_б$ сталий, магнітний опір (4.17) незмінний, і через осердя протікає постійний магнітний потік (4.18). При зміщенні на Δl зазору $l_б$ магнітний опір (4.17) змен-

шиться. Відповідно до закону електромагнітної індукції зміна ΔФ магнітного потоку спричинює наведення ЕРС індукції в обмотці електромагніту:

$$E = -w\frac{\Delta\Phi}{\Delta t}. \qquad (4.21)$$

Добуток цієї ЕРС на струм I та час Δt являє собою електроенергію, що споживає електромагніт, виконуючи механічну роботу (4.19):

$$E \cdot I \cdot \Delta t = F_{м} \cdot \Delta l. \qquad (4.22)$$

Звідси, враховуючи (4.21), (4.17), (4.18), визначимо силу $F_{м}$:

$$F_{м} = \frac{EI\Delta t}{\Delta l} \equiv \frac{-w \cdot \Delta\Phi \cdot \Delta t}{\Delta t \cdot \Delta l} \cdot I \equiv \frac{-w\Delta\Phi}{\Delta l} \cdot \frac{\Phi \cdot R_{м}}{w} = \frac{-\Delta\Phi}{\Delta l} \cdot \Phi \cdot R_{м}.$$

Приріст ΔФ, враховуючи незначність Δl відносно l:

$$\Delta\Phi = \frac{I \cdot w}{R_{м1}} - \frac{I \cdot w}{R_{м2}} = Iw\left(\frac{1}{R_{м1}} - \frac{1}{R_{м2}}\right) = Iw\left(\frac{\mu_0 S}{l} - \frac{\mu_0 S}{l - \Delta l}\right) =$$

$$= \frac{\mu_0 S(l - \Delta l) - \mu_0 Sl}{l \cdot (l - \Delta l)} \cdot Iw \approx -Iw\frac{\mu_0 S}{l^2} \cdot \Delta l.$$

Тоді

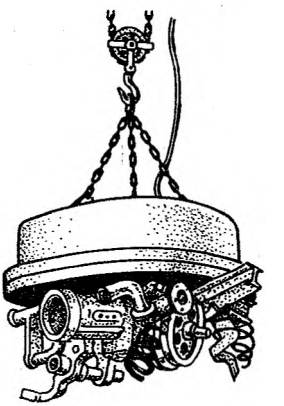
$$F_{м} = \frac{Iw \cdot \Delta l}{\left(l^2/\mu_0 S\right)\Delta l} \cdot \Phi \cdot R_{м} = \frac{\Phi^2}{l} \cdot \frac{l}{\mu_0 S} = \frac{\Phi}{S} \cdot \frac{\Phi}{\mu_0} = \frac{B\Phi}{\mu_0} = \frac{B^2 \cdot S}{\mu_0}.$$

Таким чином, сила магніту пропорційна квадрату магнітної індукції та площі S:

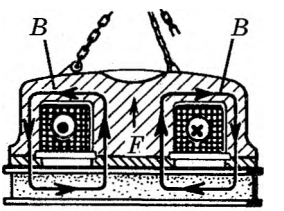
$$F_{м} = B^2 \cdot S / \mu_0, \qquad (4.23)$$

де магнітна індукція B або магнітний потік Ф у свою чергу залежить від зазору l_6 (4.16).

У вантажних (рис. 4.17, *а*) електромагнітах якорем є самі стальні конструкції, які необхідно піднімати, наприклад, металолом на ливарних виробництвах. Тут магнітний потік від циліндричної котушки намагнічування, замикаючись через вантаж, притягує його, намагаючись зменшити повітряні зазори (рис. 4.17, *б*).



а



б

Рис. 4.17

Постійні магніти

Для виготовлення постійних магнітів широко застосовуються:
хромиста сталь (3 % Cr, 0,4 % Mn, 1 % C, 95 % Fe);
кобальтова сталь (30 % Co, 5 % Cr, 6 % W, 59 % Fe);
«альні» (13 % Al, 26 % Ni, 61 % Fe);

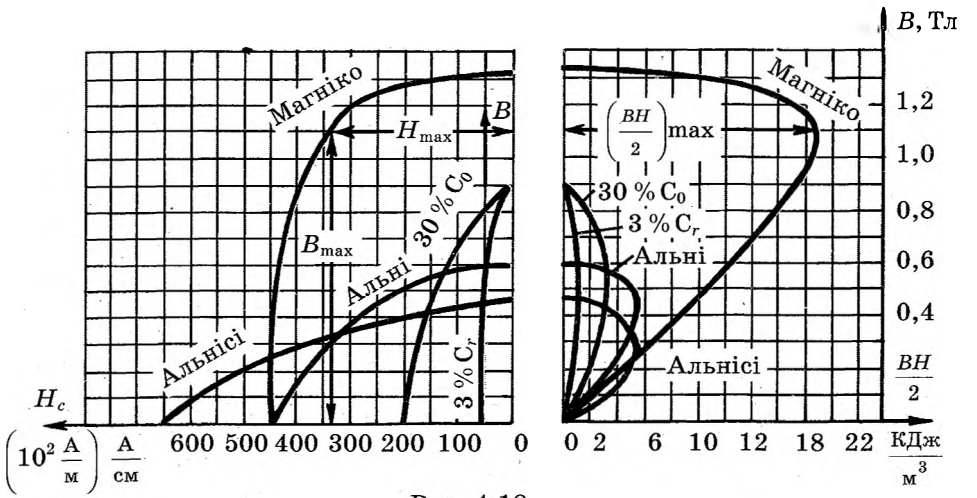


Рис. 4.18

«альнісі» (13 % Al, 33 % Ni, 1 % Si, 53 % Fe);
«магніко» (8 % Al, 13 % Ni, 24 % Co, 3 % Cu, 52 % Fe).

Після намагнічування зразка до магнітного насичення (B_∞) (рис. 4.13) і зняття зовнішнього поля ($H = 0$) у ньому постійно існує залишкова магнітна індукція B_r. Подаючи зовнішнє поле з протилежним знаком ($H < 0$), постійні магніти розмагнічуються у частині кривої $B = f(H)$ (рис. 4.13), яка називається «спинкою» петлі гістерезису. Найбільшу залишкову індукцію має «альнісі». На графіку (рис. 4.18) побудовано криві питомої енергії $BH/2$ як функції магнітної індукції $B < B_r$. Найбільшу енергію має «магніко». Для кожного матеріалу існує оптимальне співвідношення між B і H, за яким енергія максимальна. Замкнене намагнічене стальне кільце після зняття поля намагнічення має $H = 0$ (рис. 4.19, *а*). Магнітний потік $\Phi_r = B_r S$ повністю замикається всередині кільця.

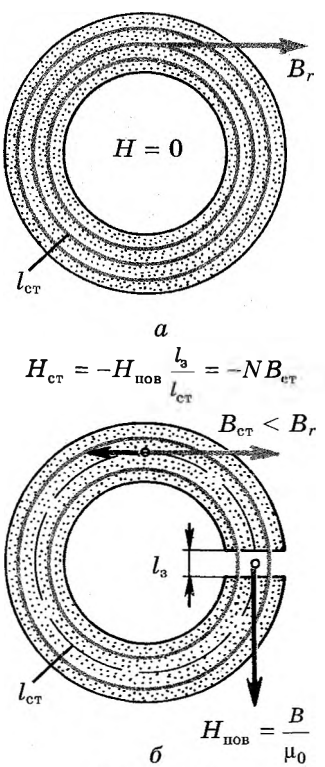


Рис. 4.19

Якщо в кільці прорізати повітряний зазор (рис. 4.19, *б*), то, згідно з другим законом Кірхгофа (4.13),

$$H_{ст} \cdot l_{ст} + H_з \cdot l_з = 0$$

або

$$H_{ст} = -H_з \cdot \frac{l_з}{l_{ст}} < 0. \qquad (4.24)$$

Отже, відбувається часткове *розмагнічування* магніту. Оскільки поперечний переріз S однаковий, то однакова і магнітна індукція в сталі і в зазорі. Тоді

$$H_з = \frac{B_{ст}}{\mu_0}$$

або

$$H_{ст} = \frac{B_{ст}}{\mu_0}\frac{l_з}{l_{ст}}. \qquad (4.25)$$

Необхідно вибрати співвідношення $l_з/l_{ст}$, щоб $H_{ст}$ і $B_{ст}$ відповідали умові максимальної енергії в зазорі, тобто $BH/2 \to \max$. Наприклад, для «магніко» за заданими повітряним зазором $l_з$ = 0,25 см і магнітним потоком $\Phi = 1{,}4\cdot10^{-4}$ Вб необхідно визначити оптимальні розміри $l_{ст}$ та S магніту.

На кривій (рис. 4.18) знаходимо B_{max} = 1,1 Тл; на кривій розмагнічування $B(H)$ для B_{max} знаходимо H_{max} = 34500 А/м; з виразу (4.25) обчислюємо $l_{ст}$:

$$l_{ст} = \frac{B_{max}}{H_{max}}\frac{l_з}{\mu_0} = \frac{1{,}1}{34500}\cdot\frac{0{,}25\cdot10^{-2}}{4\pi\cdot10^{-7}} = 0{,}064 \text{ м} = 6{,}4 \text{ см};$$

поперечний розріз S визначається за заданим магнітним потоком Ф і оптимальною індукцією B_{max}:

$$S = \Phi/B_{max}.$$

При визначенні магнітної індукції (або потоку) за заданими розмірами постійного магніту і характеристиками матеріалу рівняння стану магнітного кола (рис. 4.19, *б*) записується за другим законом Кірхгофа:

$$U_{м\cdot ст} + U_{мз} = 0 \quad \text{або} \quad U_{м\cdot ст} = -U_{мз}.$$

Для визначення B чи Ф слід скористатися графічним методом перетину (параграф 3.8) нелінійних вебер-амперних характеристик феромагнітної і повітряної частини магніту (рис. 4.20):

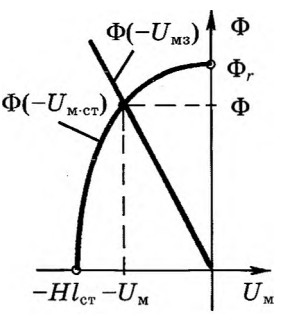


Рис. 4.20

за *«спинкою»* кривої $B(H)$ феромагнітного матеріалу, помноживши B на S, а H на l, побудувати вебер-амперну характеристику магніту $\Phi(-U_{м\cdot ст})$;

$$-U_{мз} = \Phi\cdot R_{мз} = \Phi\frac{l_з}{\mu_0 S}, \text{ звідси } \Phi = \frac{\mu_0 S}{l_з}(-U_{мз}).$$

Шуканий магнітний потік Ф визначається ординатою точки перетину залежностей $\Phi(-U_{м\cdot ст})$ та $\Phi(-U_{мз})$ (рис. 4.20).

Електромагніти

Для *виготовлення електромагнітів застосовуються магнітном'які сталі*. Такі сталі легко намагнічуються зовнішнім магнітним полем. Поле створюється магніторушійною силою обмотки намагнічування, якщо пропускати крізь неї струм. Магнітном'які матеріали мають незначні залишкові індукції B_r. Тому після зняття зовнішнього магнітного поля вони майже повністю розмагнічуються. Ввімкнемо обмотки до джерела енергії. Струм в обмотці поступово збільшується, збільшується МРС, магнітний потік та індукція. При деякому значенні струму сила $F_м$ перевищує силу тяжіння чи опір пружини. Тоді якір (рис. 4.16) починає притягуватися до осердя. Чим менший зазор $l_б$, тим більші індукція і сила $F_м$. Електромагніт спрацьовує і притягує якір. Вимкнемо джерело струму, струм і магніторушійна сила зменшується до нуля, індукція B — до залишкової B_r. Оскільки залишкова індукція незначна, то сила електромагніту недостатня, щоб утримати вантаж або опір пружини, і якір відходить від осердя. На цьому принципі побудовано магнітні кола (рис. 4.21) електромагнітів (*а*, *б*) і реле (*в*, *г*).

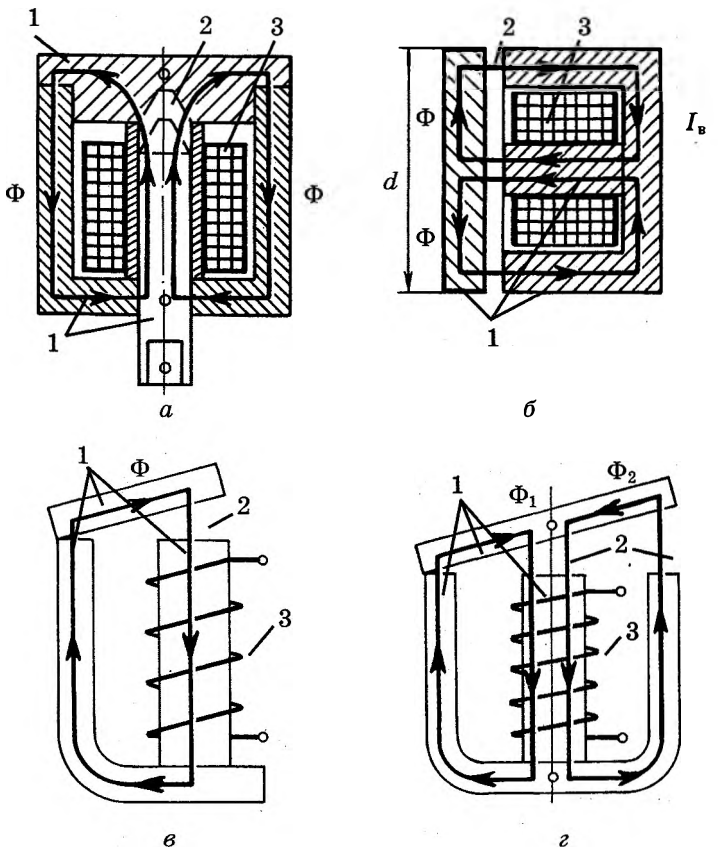


Рис. 4.21

Під час розрахунку подібних пристроїв виникають дві задачі:

1) *проектування (синтезу) електромагніту за заданими зусиллями* $F_м$ *чи* Ф;

2) *визначення магнітного потоку за заданими конструктивними параметрами електромагніту.*

Алгоритм розв'язання обох задач розглянемо на прикладі електромагніту (рис. 4.16).

Перша задача

1. Задати параметри $l_1 \div l_5$; l_6; $S_1 \div S_5$; S_6.

2. Знайти на кожній k-й ділянці магнітну індукцію за заданим магнітним потоком $\Phi = B_n S_n$, нехтуючи потоком розсіювання $\Phi_{роз}$:

$$B_k = \Phi / S_k.$$

3. Знайти напруженість $H_k(B_k)$ магнітного поля на кожній ділянці магніту, користуючись основною кривою намагнічування (рис. 4.14) $B_k(H_k)$. Для зазорів

$$H_з = \mu_0^{-1} \cdot B_з = 0{,}8 \cdot 10^{-6} B_з. \qquad (4.26)$$

4. Знайти магніторушійну силу $F = \sum_k H_k \cdot l_k$ і збільшити її на 10...20 % (врахувати розсіювання магнітного потоку поза магнітопроводом).

5. Розрахувати кількість витків w. Задано: напругу U, розріз обмотки у вікні магнітопроводу S_0 (рис. 4.22), коефіцієнт K заповнення розрізу проводом (K = 0,7...0,85), залежно від ізоляції проводу та типу його укладки (рис. 4.23); середню довжину $l_{ср}$ одного витка котушки; питомий опір проводу ρ.

Тоді з очевидних співвідношень $I = U/R$;

$$F = (1{,}1 \div 1{,}2) \sum_k H_k l_k = Iw = \frac{U}{R} w = \frac{U \cdot S}{\rho l_{ср} \cdot w} \cdot w,$$

замінюючи $wS = kS_0$, звідси $S = kS_0/w$, знаходимо через конструктивні параметри електромагніту кількість витків:

$$w = \frac{U \cdot k \cdot S_0}{F \cdot \rho \cdot l_{ср}}.$$

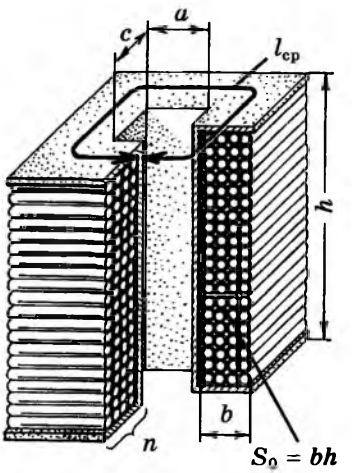
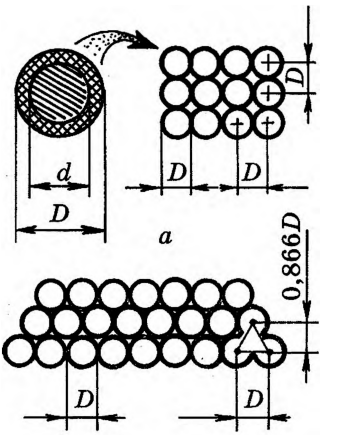


Рис. 4.22



б

Рис. 4.23

6. Визначити діаметр проводу d. За формулою

$$F = w\frac{U}{R} = w\frac{U \cdot S}{\rho l_{ср} w},$$

де $S = \frac{\pi d^2}{4}$, одержимо, що $d = 2\sqrt{\rho \cdot l_{ср} F/(\pi U)}$.

7. Знайти активну потужність

$$P = I^2 R = \frac{F^2}{w^2}\frac{\rho l_{ср} w}{S} = \frac{F^2}{w^2}\frac{\rho l_{ср} w}{\frac{k_0 \cdot S_0}{w}} = F^2 \frac{\rho l_{ср}}{k_0 \cdot S_0}.$$

Далі за формулою (3.20) $\theta = \frac{P}{K_0 \cdot S_0}$ знаходимо температуру θ нагрівання обмотки відносно навколишнього середовища, де K_0 — коефіцієнт тепловіддачі (для електромагнітів становить 15 Вт/м^2 · град); S_0 — сумарна зовнішня поверхня обмотки і частини магнітопроводу, що охолоджується.

8. Порівняти температуру ϑ з допустимою $\vartheta_{доп}$. Якщо ϑ набагато менше $\vartheta_{доп}$, то слід зменшити розміри магнітопроводу і повторити розрахунок; якщо більше, то збільшити розміри магнітопроводу або вибрати проводи з більшим $\vartheta_{доп}$ чи більшим k (проводи, які мають прямокутний розріз) і ще раз зробити розрахунок. Отже, *задача розв'язується методом послідовних наближень.*

Друга задача

1. *Перше наближення:*

1.1. Знайти магнітний опір повітряних зазорів і вважати його магнітним опором усього магнітопроводу в цілому, нехтуючи магнітним опором феромагнітних ділянок кола (рис. 4.16)

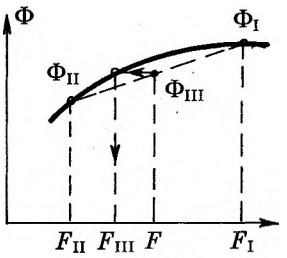


Рис. 4.24

$$R_{kI} = \frac{Iw}{R_{мз}}, \quad B_{kI} = \frac{\Phi_I}{S_{kI}}.$$

1.2. Магнітний потік та індукція в магнітопроводі на k-й ділянці:

$$\Phi_I = \frac{Iw}{R_{мз}}, \quad B_{kI} = \frac{\Phi_I}{S_{kI}}.$$

1.3. Знайти напруженість $H_{kI}\,(B_{kI})$ магнітного поля на кожній ділянці магнітопроводу, користуючись кривими на рис. 4.14. У зазорі напруженість обчислюється за формулою (4.26).

1.4. Знайти МРС за другим законом Кірхгофа:

$$F_I = \sum_k H_{kI} \cdot l_k,$$

де F_I більше дійсної МРС, оскільки Φ_I завищений. На площині (Φ, F) відкласти точку (Φ_I, F_I) (рис. 4.24).

2. *Друге наближення.*

Повторити п.п. 1.2 — 1.4, задаючись $\Phi_{II} = 0{,}8...0{,}9\ \Phi_I$, знайти $F_{II} = \sum_k H_{kII} \cdot l_k$, де F_{II} менше дійсної, оскільки Φ_{II} занижений. Відкласти на площині (Φ, F) точку (Φ_{II}, F_{II}).

3. *Третє наближення.*

3.1. F_{III} обчислюється за формулою лінійної інтерполяції двох перших (рис. 4.24):

$$\frac{F_I - F_{II}}{\Phi_I - \Phi_{II}} = \frac{F - F_{II}}{\Phi_{III} - \Phi_{II}},$$

де F задано у початкових умовах задачі аналізу.

3.2. За Φ_{III}, використовуючи п.п. 1.2 — 1.4, знайти відповідне йому значення F_{III}.

3.3. Якщо $|F_{III} - F|$ менше допустимої похибки δ розрахунку, то задачу завершено, якщо ні, то використати п.п. 2,3 для більш вузької області поблизу Φ_{III}, і так, поки модуль різниці заданого і обчисленого знання МРС не стане менше δ.

Аналіз більш складних багатоконтурних магнітних кіл виконується також методом послідовних наближень розв'язків систем нелінійних рівнянь, складених згідно з першим і другим законами Кірхгофа.

Якщо розгалужені магнітні кола симетричні (рис. 4.25), то розрахунок виконується для однієї з паралельних віток за методом розрахунку одноконтурних магнітних кіл.

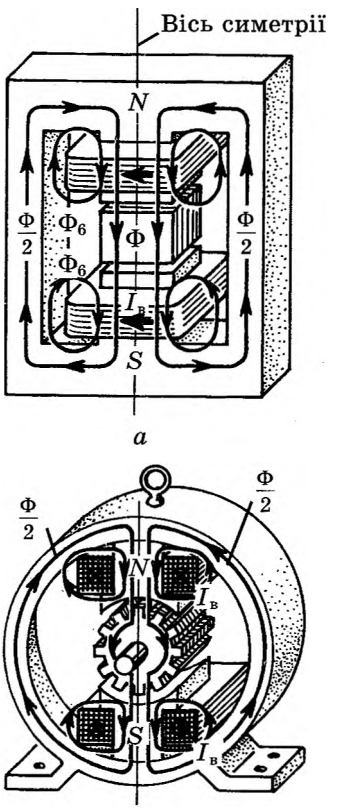


Рис. 4.25

4.5. Взаємодія магнітних полів провідників зі струмом. Сила Ампера

У дослідженнях електромагнітних явищ велике значення мають досліди Ампера. Він перейшов від дослідів Ерстеда (що відкрив взаємодію провідника зі струмом і магнітної стрілки та встановив за її допомогою вихровий характер магнітного поля) до власних дослідів з двома провідниками зі струмом. Не знаючи про існування магнітного поля, він отримав математичну залежність між силою $d\bar{F}_{12}$ взаємодії двох коротких відрізків провідників зі струмами I_1 і I_2, що розташовані на відстані r_{12} один від одного (рис. 4.26). Для досить простого геометричного розташування провідників, коли вони паралельні, його формула майже відповідала формулі Кулона (2.6):

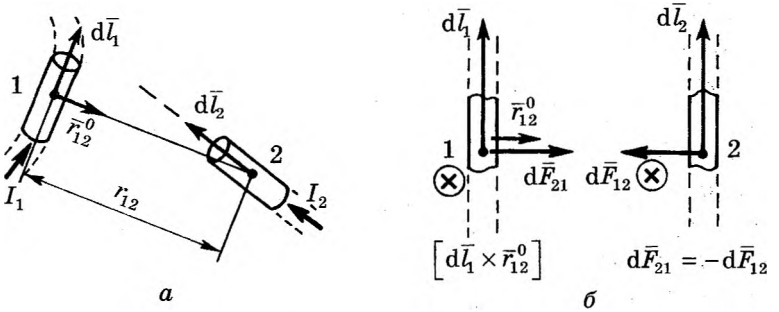


Рис. 4.26

$$d\bar{F}_{12} = k\frac{I_1 \cdot I_2}{r_{12}^2} \cdot \bar{r}_{12}^0. \qquad (4.27)$$

Як і для закону Кулона

$$\bar{F}_{12} = -\bar{F}_{21}. \qquad (4.28)$$

Але це не кулонівська, а набагато сильніша взаємодія — магнітна. Цю силу та силу дії будь-якого магнітного поля на провідник зі струмом було названо *силою Ампера.*

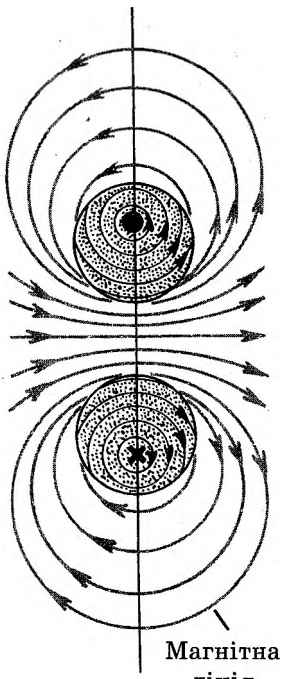


Рис. 4.27

Отримаємо формулу цієї сили. Якщо у формулі (4.1) замість $q \cdot v$ для прямолінійного відрізка l провідника записати $q \cdot (l/t)$ або $(q/t) \cdot l$, що дорівнює $I \cdot l$, то

$$F_м = B \cdot I \cdot l \cdot \sin\beta, \qquad (4.29)$$

де β — просторовий кут між напрямками векторів $\bar{B}$ та $\bar{l}$. Напрямок дії сили $F_м$ встановлюється за правилом лівої руки (рис. 4.6). Користуючись правилами свердлика (рис. 4.2) та лівої руки (рис. 4.6), визначають взаємодію двох паралельних провідників (рис. 4.8). Магнітне поле від лівого провідника перетинає правий у напрямку від читача; підставимо ліву долоню під цей потік, чотири пальці — за струмом правого провідника; великий — вказує на силу, що відштовхує правий провідник від лівого. Картина (рис. 4.27) результуючого магнітного поля двох провідників зі струмом є наслідком накладання одне на одного концентричних магнітних полів кожного зі струмів: магнітні силові лінії в просторі між провідниками додаються, зовні провідників — віднімаються, бо напрямлені назустріч. Тому густина ліній між провідниками більша, ніж зовні. Якби струми проходили в одному напрямку, то картина була б зворотною. Аналогічно визначається дія правого провід-

ника на лівий та вплив магнітного поля котушки індуктивності (рис. 4.1) з провідником на потік електронів.

Отже, маємо закон (4.29) Ампера: *сила, з якою магнітне поле діє на розташований в ньому відрізок провідника зі струмом, дорівнює добутку індукції цього поля, довжини відрізка провідника та синуса кута між напрямком провідника зі струмом та вектором магнітної індукції.* Так кількісно визначається взаємодія струму і магнітного поля. Магнітні трубки між провідниками (рис. 4.8) густіші, ніж зовні, що призводить до виникнення сили взаємного відштовхування, тоді як у випадку (рис. 4.26) — навпаки.

Широке використання закон Ампера знаходить у техніці перетворювачів електричної енергії в механічну (рис. 4.28). Це електродвигуни (*а*) та магнітоелектричні вимірювальні прилади (*б*). Магнітний потік від електромагнітів (*а*) чи постійного магніту (*б*) проходить через повітряний зазор і рухому феромагнітну частину. На рухомій частині (*а*) чи в зазорі (*б*) є стержні зі струмом, які своїм магнітним полем взаємодіють із зовнішнім, що приводить до появи обертального моменту (див. розділ 9.2).

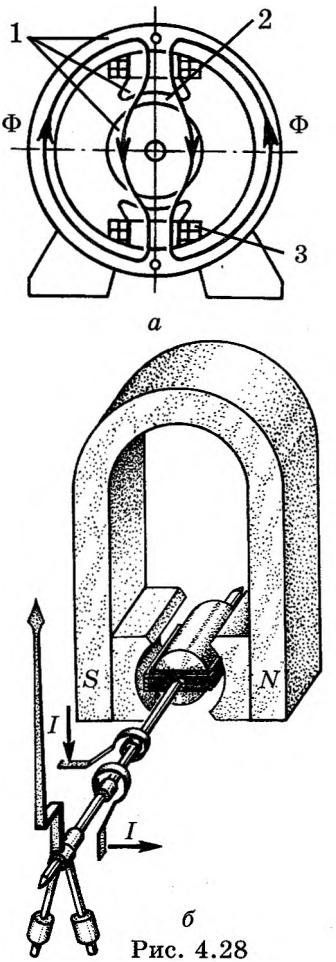


Рис. 4.28

4.6. Процеси в магнітних колах зі змінними магніторушійними силами

Електромагнітна індукція

Фарадей та Генрі намагалися виконати *зворотне перетворення магнітного поля в електричний струм.* Це вдалося, коли від сталого у часі магнітного поля перейшли до змінного: за будь-якої зміни потокозчеплення ψ (потоку, що проходить всередині контура L, рис. 4.29) у контурі виникає струм, який було названо *індукційним.* Залежно від того, збільшувалося у часі потокозчеплення (постійний магніт наближався до контура) чи зменшувалося (магніт віддалявся), струм змінював свій напрямок. Зрозуміло, що індукційний струм є наслідком дії ЕРС (4.21), яка наводиться в контурі внаслідок зміни потокозчеплення. *Напрямки потокозчеплення ψ та ЕРС індукції чи струму* мають бути такими самими, як у випадку, коли

струм в контурі (чи соленоїді, рис. 4.2, *б*) спричиняв магнітне поле. Тобто вони пов'язані між собою правилом свердлика (параграф 4.1). На рис. 4.29, *а* додатний напрямок потоку магнітної індукції згори — вниз, тоді додатний напрямок ЕРС і струму — за годинниковою стрілкою.

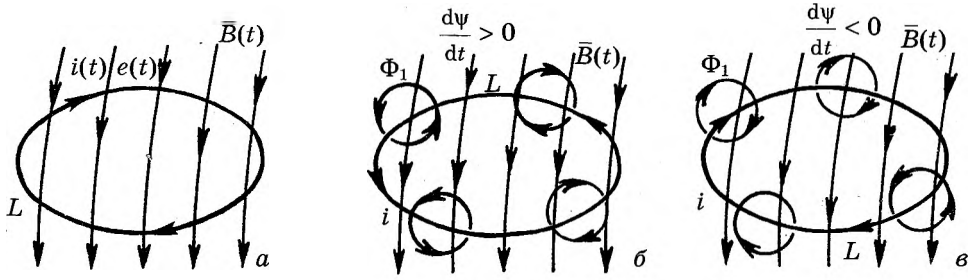


Рис. 4.29

Досліди Фарадея з магнітом показали, що при введенні магніту в котушку з короткозамкненим проводом виникає сила, що протидіє введенню, при виведенні з котушки — сила, що протидіє виведенню. При введенні магніту, коли $\Delta\Phi/\Delta t > 0$, струм індукції створює своє магнітне поле Φ_1, що відштовхує поле магніту. Так буде, коли полюси магніту і магнітного поля Φ_1 від струму індукції однакові (рис. 4.29, *б*).

При виведенні магніту, коли $\Delta\Phi/\Delta t < 0$, маємо зворотну картину (рис. 4.29, *в*). Щоб ці умови задовольнялися, необхідно дотримуватися таких співвідношень:

$$\begin{aligned} I &< 0, \quad \text{коли} \quad \Delta\Phi/\Delta t > 0, \\ I &> 0, \quad \text{коли} \quad \Delta\Phi/\Delta t < 0, \\ I &= 0, \quad \text{коли} \quad \Delta\Phi/\Delta t = 0. \end{aligned} \tag{4.30}$$

Ленц так визначив це співвідношення між $\Delta\Phi$ та I: *Індукційний струм завжди має такий напрямок, при якому виникає протидія причинам, що його спричинили.* Це характеризує інерційну властивість явища: воно намагається зменшити швидкість зміни потокозабезпечення, додаючи чи віднімаючи від зовнішнього потоку свій потік.

Пізніше Максвеллом було введене поняття *вихрового* електричного поля, що утворюється змінним магнітним. Це явище названо *електромагнітною індукцією* (за аналогією з електростатичною для кулонівських полів).

На відміну від електростатичного, вихрове поле непотенціальне. Воно характеризується *ЕРС індукції* e_L як питомою роботою вихрового електричного поля вздовж замкненого шляху. Ця ЕРС дорівнює

$$e_L = -\Delta\Phi/\Delta t, \tag{4.31}$$

де Δt та $\Delta\Phi$ мають досить малі значення. Якщо Δt прямує до нескінченно малого значення dt, то відповідно зменшується і $\Delta\Phi$ до $d\Phi$, а їх відношення дає миттєве значення ЕРС індукції:

$$e_L = -d\psi/dt. \tag{4.32}$$

Коли соленоїд має w витків і всі вони пронизуються одним і тим самим магнітним потоком Ф, то

$$e_L = -w\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\psi}{dt}, \qquad (4.33)$$

де ψ — потокозчеплення.

Закон електромагнітної індукції у формулюванні Максвелла: *ЕРС електромагнітної індукції в замкненому контурі дорівнює швидкості зміни магнітного потоку, що його пронизує, взятої з протилежним знаком.*

Явище електромагнітної індукції широко використовується у генераторах постійної та синусоїдної напруги (розділ 8).

Самоіндукція

Окремим випадком явища електромагнітної індукції є *самоіндукція*. Якщо котушку індуктивності (рис. 4.30), що має w витків, приєднаємо через перемикач (рис. 4.31) до постійної напруги U (рис. 4.32), то струм $i(t)$ в ній зростатиме, поступово наближаючись до свого усталеного значення I, яке за законом Ома дорівнюватиме:

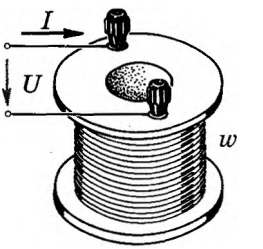
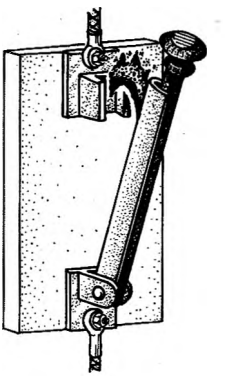


Рис. 4.30

$$I = U/R, \qquad (4.34)$$

де R — активний опір проводу, з якого намотано обмотку котушки.


Рис. 4.31

Поступовість зростання струму зумовлена появою ЕРС самоіндукції e_L, що наводиться в котушці індуктивності внаслідок змінного у часі магнітного потоку за вже відомим законом (4.33). Цей потік Ф створюється струмом $i(t)$ котушки. Струм $i(t)$ являє собою алгебраїчну суму I (4.34) та струму i_L самоіндукції:

$$i_L = \frac{e_L}{R}.$$

Згідно з правилом Ленца, вихрове електричне поле, а також, як наслідок, ЕРС і струм самоіндукції мають такий напрямок, при якому зменшується дія причини, що призвела до виникнення цього поля. Так, коли котушку вмикають до джерела U, струм $i(t)$ зростає. Відповідно зростає магніторушійна сила $i \cdot w$, зростає магнітний потік Ф,

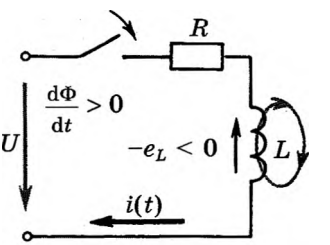


Рис. 4.32

$$\Phi = \frac{iw}{R_м}, \qquad (4.35)$$

де $R_м$ — магнітний опір. Зростання магнітного потоку Ф наводить ЕРС e_L зворотного до струму I напрямку. Тоді

$$i(t) = \frac{U - e_L}{R} = I - i_L. \tag{4.36}$$

Між потоком Ф і струмом i, згідно з (4.35), існує пропорційна залежність:

$$\Phi = \frac{w}{R_м} \cdot i. \tag{4.37}$$

ЕРС самоіндукції, з урахуванням закону (4.33) та залежності (4.37), дорівнюватиме:

$$e_L = -\frac{w^2}{R_м} \cdot \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = -L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}, \tag{4.38}$$

де L — коефіцієнт пропорційності, що залежить від числа витків котушки та магнітного опору $R_м$ (4.17). Для повітря $R_м = l/\mu_0 S$, для феромагнітного середовища $R_м = l/\mu_0\mu_r S$, де μ_r становить досить велике значення (рис. 4.14). Для котушки (рис. 4.30) без феромагнітного осердя довжиною l силові лінії магнітного поля (рис. 4.2, *б*) стиснуті всередині її і розходяться зовні. Тобто всередині котушки переріз $S_{вн}$ обмежений діаметром її витків, зовні $S_{зов}$ — необмежений. Магнітний опір $R_м$ такої котушки дорівнює сумі магнітних опорів всередині і зовні котушки:

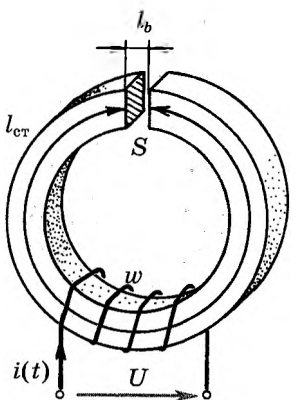


Рис. 4.33

$$R_м = \frac{l}{\mu_0 S_{вн}} + \frac{l_{зов}}{\mu_0 S_{зов}} \approx \frac{l}{\mu_0 S_{вн}}.$$

Оскільки $l/S_{вн} >> l_{зов}/S_{зов}$, індуктивність L котушки становитиме

$$L = \frac{w^2}{R_м} = \frac{w^2\mu_0 S_{вн}}{l} = \mu_0 w_H^2 S_{вн} \cdot l, \tag{4.39}$$

де $w_H = w/l$ — нормована за довжиною l кількість витків (витки на метр).

Для котушки (рис. 4.33) з феромагнітним осердям (дросель) та невеликим (l_b) повітряним зазором практично всі силові лінії магнітного поля, що утворюється струмом $i(t)$ в обмотці котушки, замикаються через осердя. Тоді

$$R_м = \frac{l_{ст}}{\mu_0\mu_r S} + \frac{l_b}{\mu_0 S} \tag{4.40}$$

і її індуктивність становить

$$L = \frac{w^2\mu_0 S}{l_{ст}/\mu_r + l_b}, \tag{4.41}$$

набагато більшу за індуктивність (4.39) такої самої котушки без осердя, бо тут $l_b << l$ і $l_{ст}/\mu_r << l$.

При ввімкненні котушки до електричного кола (рис. 4.32) іскра чи дуга не виникає, а при розімкненні електричного кола (рис. 4.32) маємо дугу (рис. 4.31) тим більшу, чим більша індуктивність L та струм I: за формулою (4.38) при розмиканні кола наводиться велика ЕРС самоіндукції (тут $\mathrm{d}i = I$, а $\mathrm{d}t$ прямує до нуля). Вона утворює в просторі між контактами електричне поле напруженості $\varepsilon_k = e_L/\mathrm{d}l$, де $\mathrm{d}l$ — досить мала відстань між контактами. Повітря під дією ε_k іонізується і стає струмопровідним, виникає іскра чи дуга, яка гасне зі збільшенням часу Δt та зазору Δl між контактами. У вимикачах силових мереж (параграф 17.4) застосовуються спеціальні пристрої для гасіння потужної дуги. Це явище використовується у стартерах газорозрядних ламп освітлювання та бензинових двигунах для запалювання повітряно-бензинової суміші. Енергія $W_м$ магнітного поля, що нагромаджується в магнітопроводі котушки,

$$W_м = \frac{LI^2}{2}. \qquad (4.42)$$

Взаємоіндукція

Установку (рис. 4.34) з двох послідовно з'єднаних котушок індуктивності і амперметра ввімкнено на синусоїдну напругу. Залежно від взаємного розташування котушок при одній і тій самій напрузі струм буде різним: (*а*) — найменший, коли котушки паралельні і струми в них мають

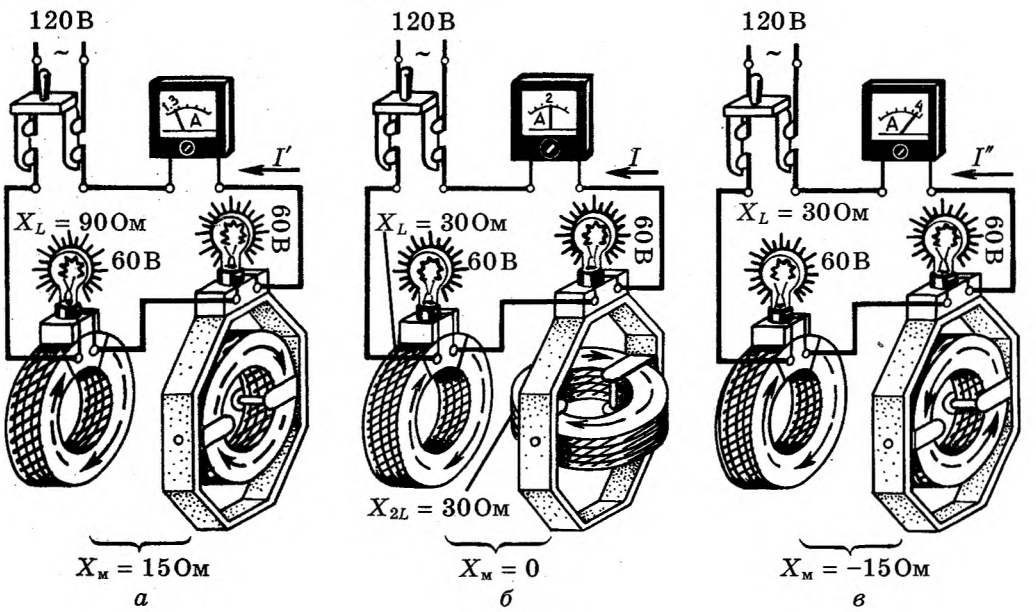


Рис. 4.34

однаковий напрямок; (*б*) — середній — котушки взаємоперпендикулярні; (*в*) — найбільший — котушки паралельні, але струм в них напрямлено в різних напрямках.

Якщо котушки рознести у просторі на відстань набагато більшу за їх діаметр, то (незалежно від їх взаєморозташування) струм буде таким, як у випадку (*б*). Це вказує на те, що змінне у часі магнітне поле кожної з котушок впливає, згідно з явищем електромагнітної індукції (4.33), на сусідню і явища самоіндукції (4.38) — само на себе. *Взаємоіндукція — це явище наведення ЕРС у контурі під дією змінного магнітного поля, збудженого струмом в іншому контурі.* ЕРС і струм, що виникають унаслідок цього процесу, називають ЕРС взаємоіндукції e_{12} чи e_{21} і струми i_{12} та i_{21}. Залежно від напрямку ці ЕРС збільшують чи зменшують власні ЕРС самоіндукції і, як наслідок, змінюють значення струму в колі. ЕРС першої котушки становить:

$$e_1 = -w_1 \frac{\mathrm{d}\Phi_1}{\mathrm{d}t} \mp k w_1 \frac{\mathrm{d}\Phi_2}{\mathrm{d}t}, \tag{4.46}$$

де коефіцієнт взаємозв'язку k, $k < 1$ вказує, яка частина магнітного потоку Φ_2, утвореного струмом другої котушки, пронизує (входить у зчеплення) w_1 витків першої. Знак «мінус» при k відповідає *узгодженому* з'єднанню чи розташуванню котушок, «плюс» — *зустрічному*. При узгодженому з'єднанні протидія ЕРС котушок більша і струм, згідно з (4.36), менший; при зустрічному — навпаки. Аналогічно для другої котушки

$$e_2 = -w_2 \frac{\mathrm{d}\Phi_2}{\mathrm{d}t} \mp k w_2 \frac{\mathrm{d}\Phi_1}{\mathrm{d}t}, \tag{4.47}$$

де коефіцієнт k той самий, що і для (4.46). Це пояснюється однаковістю замкнених шляхів магнітних потоків Φ_1 і Φ_2 і, як наслідок, однаковістю магнітних опорів цих шляхів. Якщо замість магнітних потоків, згідно з (4.35), ввести струми, тоді, за формулою (4.38), замість формули (4.46) отримаємо:

$$e_1 = -\frac{w_1^2}{R_м} \cdot \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} \mp k \frac{w_1 w_2}{R_м} \cdot \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}, \tag{4.48}$$

де $\dfrac{w_1^2}{R_м} = L_1$, $k \dfrac{w_1 w_2}{R_м} = M_{12}$.

Аналогічно для формули (4.47)

$$e_2 = -\frac{w_2^2}{R_м} \cdot \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} \mp k \frac{w_2 w_1}{R_м} \cdot \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}, \tag{4.49}$$

де $\dfrac{w_2^2}{R_м} = L_2$, $k \dfrac{w_2 w_2}{R_м} = M_{21}$.

Взаємоіндуктивність $M_{12} = M_{21} = M$. В установці (рис. 4.34) струми $i_1 = i_2 = i$. Тоді загальні ЕРС і індуктивність двох котушок становлять:

$$e = e_1 + e_2 = -L_1 \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \mp M \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} - L_2 \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \mp M \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} =$$
$$= -\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\left(L_1 + L_2 \pm 2M\right) = -L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t},$$

або

$$L = L_1 + L_2 \pm 2M. \qquad (4.50)$$

Ця властивість двох індуктивно пов'язаних котушок широко використовується в техніці радіозв'язку для налагодження частоти радіопередавача через зміну індуктивності (4.50) в пристрої, що називають варіатором.

Трансформатори

Явище взаємоіндукції використовується в *трансформаторах* (розділ 7). *Це апарати, які підвищують чи знижують змінні у часі напруги,* а відповідно і струми так, що з точністю до незначних витрат потужності добуток напруги U_1 на струм I_1 (тобто повна потужність) до перетворення дорівнює добутку напруги U_2 на струм I_2 після перетворення:

$$U_1 I_1 \cong U_2 I_2. \qquad (4.51)$$

Двообмотковий трансформатор має дві обмотки з числом витків w_1 і w_2, надітих на один замкнений феромагнітний магнітопровід. Нехтуючи незначними потоками розсіювання, тобто потоками, що не замикаються через спільний магнітопровід, можна вважати коефіцієнт k взаємозв'язку (4.46) рівним одиниці. Якщо на первинну обмотку подати змінну напругу U_1, то під її дією виникне в обмотці змінний струм I_1. Магніторушійна сила $I_1 \cdot w_1$ від струму I в первинній обмотці з w_1 витками наведе змінний у часі магнітний потік Φ_1. Останній пронизує як первинну, так і вторинну обмотки і наводить в них відповідно ЕРС самоіндукції і взаємоіндукції. Відповідно до другого закону Кірхгофа, якщо знехтувати активним опором R_1 первинної обмотки, то

$$U_1(t) + e_1(t) \approx 0, \quad \text{або} \quad U_1(t) = -e_1(t), \quad \text{де} \quad -e_1(t) = w_1 \frac{\mathrm{d}\Phi_1}{\mathrm{d}t} = U_1(t).$$

У вторинній обмотці з w_2 витками наводиться від магнітного потоку $\Phi_1(t)$ ЕРС взаємоіндукції e_2, що дорівнює:

$$e_2 = -w_2 \frac{\mathrm{d}\Phi_1}{\mathrm{d}t} = \frac{w_2}{w_1} e_1 = -\frac{w_2}{w_1} U_1.$$

Якщо також знехтувати внутрішнім опором вторинної обмотки, то наближено $e_2 \approx -U_2$. Тоді

$$U_2 \cong \frac{w_2}{w_1} U_1, \tag{4.52}$$

а з урахуванням (4.51)

$$I_2 \cong \frac{w_1}{w_2} I_1. \tag{4.53}$$

Вихрові струми

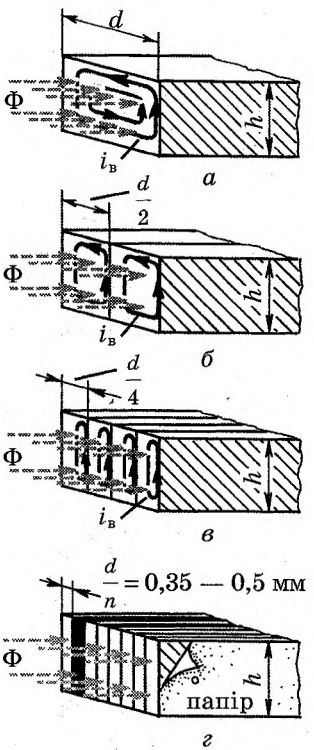


Рис. 4.35

Змінний магнітний потік ЕРС виникає не тільки в провідниках обмоток, а й у самому магнітопроводі. Наприклад, якщо у суцільному магнітопроводі дроселя (рис. 4.33) з розрізом $S = d \cdot h$ магнітний потік $\Phi(t)$ змінюється за синусоїдним законом, то в контурі $2(d + h)$, розміщеному по периметру перетину магнітопроводу (рис. 4.35, *а*), наводиться ЕРС пропорційна амплітуді Φ_m та частоті ω потоку $\Phi(t)$.

Амплітуда струму в магнітопроводі, який називають вихровим, або струмом Фуко, за законом Ома для замкненого кола (3.18) пропорційна амплітуді ЕРС E_m і обернено пропорційна ρ та $2(d + h)$. Вихровий струм наводить у магнітопроводі свій магнітний потік $\Phi_в(t)$, що частково розмагнічує магнітопровід.

Струм, що проходить через магнітопровід, за законом Джоуля-Ленца *нагріває магнітопровід*. Тому необхідно, не зменшуючи основного магнітного потоку Ф, зменшити вихрові струми. Це досягається заміною суцільного магнітопроводу (рис. 4.35, *а*) набором з n тонких листів (рис. 4.35, *г*), які ізольовано один від одного папером, лаком або оксидною плівкою. Якщо $n = 2$ (рис. 4.35, *б*), то $\Phi(t)$ для кожної частини зменшиться вдвоє, а периметр становитиме $2\left(\frac{d}{2} + h\right)$; для $n = 4$ (рис. 4.35, *в*) потік $\Phi(t)$ зменшиться в чотири рази, а периметр становитиме $2\left(\frac{d}{4} + h\right)$.

При заміні суцільного магнітопроводу n пластинами, які разом мають такий же розріз, струм у кожній пластині зменшиться за великих n і h майже в $n/2$ разів, бо потік для кожної пластини зменшився в n разів, а периметр і опір зменшилися лише в $2(d + h)/2(d/n + h)$ разів (приблизно в 2 рази).

Домішка кремнію у сталі до чотирьох відсотків (рис. 4.36) збільшує питомий опір матеріалу магнітопроводу приблизно в чотири рази. Для промислових частот 50, 400 Гц цього достатньо, аби зробити втрати енергії на вихрові струми малими. На високих частотах використовуються феритові осердя, які мають малий магнітний і великий електричний опори. *Втрати на вихрові струми пропорційні квадрату частоти змінного магнітного поля та квадрату магнітної індукції.* Вихрові струми в магнітопроводах електротехнічних пристроїв призводять до негативних наслідків, тому їх намагаються уникнути. З корисною метою вихрові струми використовуються в промислових установках плавлення і гартування металів, в побутових електропечах.

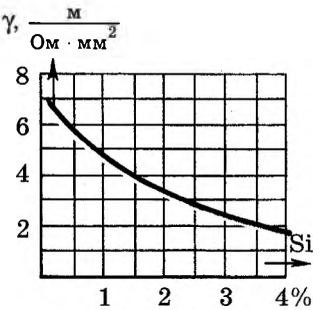


Рис. 4.36

Втрати на перемагнічування (гістерезис)

У випадку змінного струму в котушці внаслідок змінного магнітного потоку $\Phi(t)$ домени матеріалу магнітопроводу перемагнічуються, що спричинює його нагрівання. Частина енергії магнітного поля безповоротно переходить у теплову. Ця частина потужності, яку названо *втратами на гістерезис, дорівнює площі петлі гістерезису, помноженій на об'єм магнітопроводу.* Для зменшення втрат застосовують сталі з вузькою петлею гістерезису (малою коерцитивною силою H_S та великою індукцією насичення B_m). *Втрати потужності P_2 на гістерезис пропорційні частоті змінного магнітного поля та квадрату магнітної індукції B_m.*

Загальні втрати потужності складаються з втрат на гістерезис та втрат на вихрові струми:

$$P_м = P_2 + k_1 f \cdot B_m^2 + k_2 f^2 B_m^2, \qquad (4.54)$$

де $P_м$ — втрати у ватах на 1 кг маси магнітопроводу; k_1, k_2 — постійні коефіцієнти.

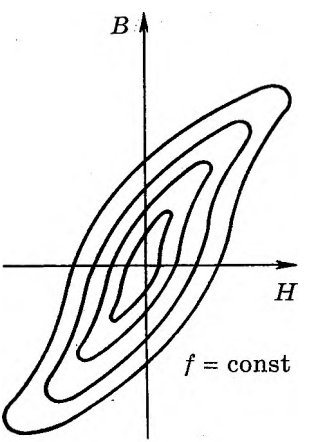


Рис. 4.37

Гістерезисна нелінійна залежність (рис. 4.37) призводить до нелінійних деформацій синусоїдних струмів чи напруг в електричному колі з дроселем та незворотних втрат потужності на перемагнічування осердя. Нелінійна залежність між змінним струмом і напругою дроселя широко використовується в спеціальних електромагнітних перетворювачах: стабілізаторах напруги, помножувачах частоти, пік-трансформаторах, елементах постійної пам'яті, блокінг-генераторах, мультивібраторах Роєра та багатьох інших приладах.

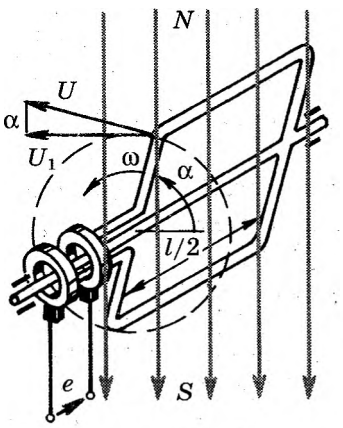
Контрольні запитання

1. Що називають магнітним полем?
2. Як взаємодіє магнітне поле з зарядом, що рухається?
3. Що таке магнітна індукція, магнітний потік, потокозчеплення?
4. Чому феромагнетик збільшує зовнішнє магнітне поле?
5. Як визначити напруженість магнітного поля осердя (рис. 4.12, *в*), якщо відомі w, l і струм I?
6. Які значення B_r і H_e мають магнітном'які і магнітнотверді матеріали?
7. Сформулюйте закон повного струму для електричного кола (рис. 4.16), перший закон Кірхгофа для магнітного кола (рис. 4.25), закон Ома магнітопровода якоря електромагніта (рис. 4.16).
8. Що створюється у сталому магніті під впливом магнітного поля?
9. Як розраховують електромагніт? Якою умовою обмежуються його розміри? Як для відомих розмірів та інших параметрів визначити магнітну силу електромагніта?
10. Що таке «сила Ампера»? Як вона використана у приладі (рис. 4.28, *б*)?
11. Як пов'язані між собою потокозчеплення та ЕРС індукції, струм та ЕРС самоіндукції, індуктивність котушки з магнітним опором її магнітопроводу?
12. Чому при замиканні перемикача, що з'єднує котушку із джерелом, дуга не виникає, а при розмиканні виникає? Де використовують це явище?
13. Чому в трансформаторі відношення U_1 до U_2 обернене до відношення I_1 до I_2?
14. Від чого залежать втрати на перемагнічування?

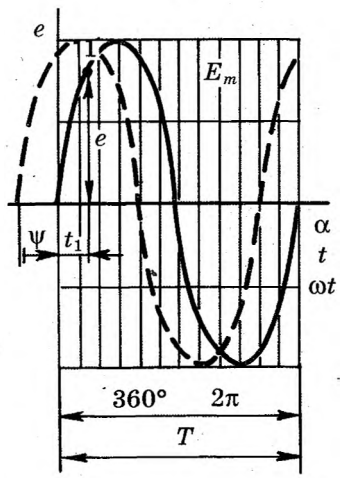
5. ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА СИНУСОЇДНОГО СТРУМУ

5.1. Синусоїдний струм та його генерування

Завдяки простоті генерування, передачі електроенергії на великі відстані способом підвищення напруги джерела і зниження її у споживача синусоїдні струми і напруги широко використовуються як в сильнострумних (енергетичних), так і в слабкострумних (електронних) *системах*. Енергосистема — це сукупність джерел, споживачів, ліній електропередачі та допоміжних елементів (керуючих, контролюючих, вимірюючих та ін.). Енергосистема має складну мережеву структуру ієрархічного типу: енергія від джерел через підвищуючі напругу трансформаторні підстанції подається в мережу високовольтних ліній електропередачі, розташованих на великій території; в базових пунктах вона трансформується в низьковольтну і споживається. Трансформація теж має ієрархічний характер: з високої — в нижчу, передача на менші відстані; далі з нижчої ще в нижчу і знову передача на ще менші відстані.



а



б

Рис. 5.1

Синусоїдний струм можна отримати за законом електромагнітної індукції (4.33), якщо рамку зі струмом (рис. 5.1, *а*) рівномірно обертати в постійному магнітному полі. Кінці рамки виведено на кільця, з яких за допомогою нерухомих щіток знімається ЕРС індукції. Така ЕРС залежатиме від швидкості $\Delta\Phi/\Delta t$ зміни потоку, що пронизує рамку. Коли рамка горизонтальна, то

$$\Phi = B \cdot \frac{l}{2} \cdot 2r = Blr,$$

де $l/2$ — довжина стержнів, r — радіус рамки. Якщо рамка, обертаючись зі швидкістю ω радіан за секунду, повернулася за час t на кут $\alpha = \omega t$, то проекція площі S рамки на горизонтальну площину, перпендикулярно потоку Ф, становити-

ме $l \cdot r \cdot \cos \omega t$. Тож магнітний потік Ф через рамку для будь-якого часу t дорівнює $\Phi_m \cdot \cos \omega t$, де $\Phi_m = B \cdot l \cdot r$.

Згідно із законом електромагнітної індукції (4.33), ЕРС індукції в рамці пропорційна зі знаком «мінус» миттєвій швидкості зміни магнітного потоку $\Phi_m \cdot \cos \omega t$:

$$e(t) = -\frac{\Delta\left(\Phi_m \cos \omega t\right)}{\Delta t} = -\frac{\Phi_m\left[\cos \omega(t + \Delta t) - \cos \omega t\right]}{\Delta t} =$$

$$-\Phi_m \frac{2 \sin \dfrac{\omega(t + \Delta t) + \omega t}{2} \cdot \sin \dfrac{\omega t - \omega(t + \Delta t)}{2}}{\Delta t}.$$

Коли Δt прямує до досить малих величин, таких що

$$\sin \frac{\omega t - \omega(t + \Delta t)}{2} = \sin\left(\frac{-\omega \Delta t}{2}\right) \approx -\frac{\omega \Delta t}{2},$$

$$\sin \frac{2\omega t + \omega \Delta t}{2} \approx \sin \omega t,$$

тоді ЕРС (рис. 5.1, *б*) становитиме:

$$e(t) = -\Phi_m \frac{2 \sin \omega t \cdot \left(-\omega \Delta t/2\right)}{\Delta t} = \omega \Phi_m \sin \omega t. \qquad (5.1)$$

Доведемо формулу (5.1) для пристрою (рис. 5.1, *а*) по-іншому. В горизонтальних стержнях рамки існують вільні електрони. Якщо вони (разом зі стержнями) рухаються у напрямку швидкості υ (рис. 4.5), то на них діє сила $F_м$ (4.1). Питома сила $F_м/q$, що діє на одиничний позитивний заряд, як відомо, є напруженістю (2.10) електричного поля індукції:

$$\varepsilon_{\text{інд}} = \frac{F_м}{q} = B \cdot \upsilon \cdot \sin \omega t = B \cdot \upsilon_1.$$

Добуток напруженості $\varepsilon_{\text{інд}}$ на довжину l двох горизонтальних стержнів рамки — це, як відомо, ЕРС індукції $e = \varepsilon_{\text{інд}} \cdot l$, а лінійна швидкість $\upsilon = \omega \cdot r$. Тоді

$$e = \varepsilon_{\text{інд}} \cdot l = Blr\omega \sin \omega t,$$

що збігається з формулою (5.1). Це є доведення тотожності формул (4.1), (4.27), (4.29) та (4.31), а саме:

$$e = B \cdot l \cdot \upsilon_1 = -\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}. \qquad (5.2)$$

Тотожність виразів (5.2) ще легше пояснити за допомогою установки (рис. 5.2). В обмеженому просторі магнітного поля B сталого магні-

ту зі швидкістю v ліворуч рухається стержень, активна довжина якого l (довжина, що розташована в полі). Інші частини рамки в поле не потрапляють; B, l і v взаємноперпендикулярні. Тому, згідно з (5.2) та за правилом правої руки (ЕРС напрямлено до нас),

$$e = Blv. \qquad (5.3)$$

Згідно із законом електромагнітної індукції (4.31), магнітний потік збільшується, так само як збільшується $S(t)$. Швидкість зміни магнітного потоку дорівнює:

$$B\frac{\Delta S}{\Delta t} = Bl\left(-\frac{\Delta x}{\Delta t}\right) = -Blv.$$

Тоді e за формулою (4.31) становитиме:

$$e = -\frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = Blv, \qquad (5.4)$$

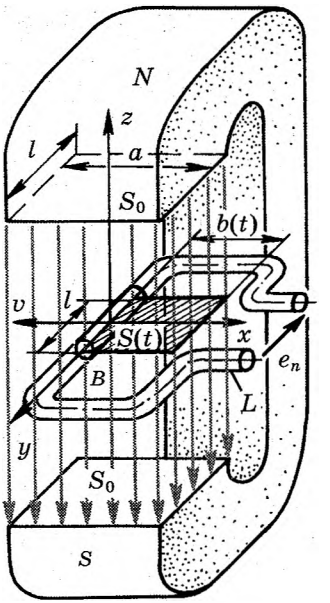


Рис. 5.2

що збігається з (5.3). Це ще раз підтверджує єдність електромагнітних явищ, на яку вказували Фарадей, Ампер, Ленц, Генрі, Максвелл. Так, коли зовні прикладається механічне зусилля, що спричиняє рух стержня в магнітному полі, то в стержні наводиться ЕРС і, якщо її замкнути через кільця на зовнішнє коло (рис. 5.1, *а*), в колі буде струм індукції. І навпаки, якщо зовні прикласти електричну енергію так, щоб в стержнях рамки був струм I, то виникає сила (4.27) Ампера і рамка рухається самостійно, перетворюючи (за допомогою магнітного поля) електричну енергію джерела струму в механічну. В цьому полягає принцип оберненості електричних машин, що працюють як генераторами, так і споживачами. Якщо сила Ампера (4.27) визначається за правилом лівої руки, то ЕРС (5.2) — *за правилом правої: магнітне поле входить у долоню, великий палець вказує напрямок швидкості, витягнуті чотири пальці — напрямок дії ЕРС.*

Синусоїдну ЕРС $e(t)$ як функцію часу (рис. 5.1, *б*) у загальному випадку подають у вигляді тригонометричної залежності:

$$e(t) = E_m \cdot \sin(\omega t + \psi), \qquad (5.5)$$

де $e(t)$ — *миттєве значення* ЕРС, E_m — *амплітудне значення*, $\omega t + \psi$ — *фаза*, ψ — *початкова фаза.*

Час одного циклу синусоїдної ЕРС називають *періодом* T, а кількість періодів за секунду — *частотою* f, $f = T^{-1}$. Одиниця вимірювання частоти — $с^{-1}$, або герц (**Гц**). Величину $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$ називають *кутовою частотою* (радіани/секунду).

5.2. Способи зображення синусоїдних електричних величин

Синусоїдні електричні величини можуть бути представлені різними способами.

1. *Аналітично* — як тригонометричні функції часу (5.5);

2. *Графічно* як проекція вектора (рис. 5.3) $\bar{E}_m$, що обертається з кутовою швидкістю ω (радіан за секунду), на вертикальну вісь. Змінюючи аргумент ωt від нуля до 2π, беремо проекцію $\bar{E}_m$ на вертикальну вісь і будуємо графік (рис. 5.3, *б*) функції $e(t)$ в координатах $(\omega t, e)$ або (t, e).

3. *Векторний* спосіб зображення полягає в заміщенні кількох синусоїдних функцій, наприклад $e'(t)$, $e''(t)$ та їх суми $e(t)$ (рис. 5.4) векторами E'_m, E''_m та E_m. Тоді, щоб визначити $e(t)$, достатньо векторно додати E'_m, E''_m за правилом паралелограма. Вектор E_m матиме відповідну довжину (модуль) і кут ψ нахилу до горизонтальної осі (початкову фазу). За параметрами E_m, ψ та ω відтворюється шукана залежність (5.5). Таким чином можна додавати будь-яку кількість синусоїд однієї частоти та різних початкових фаз і амплітуд. *Векторне додавання синусоїдних електричних величин неможливе, якщо їхні частоти різні.*

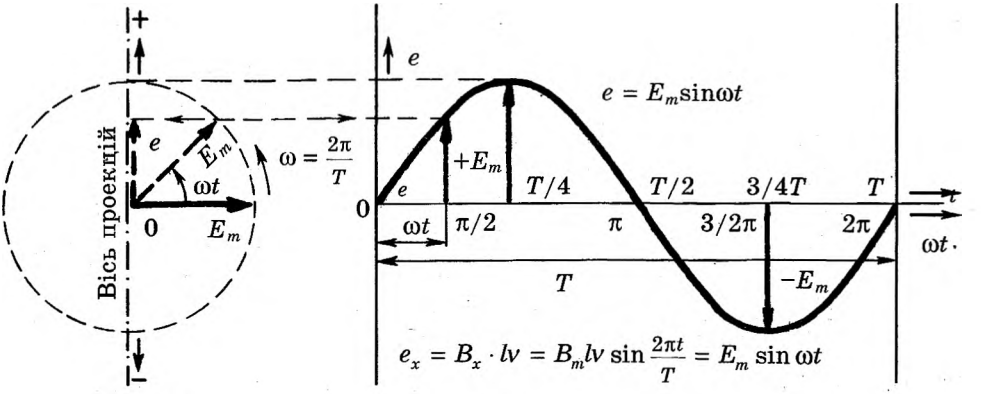


Рис. 5.3

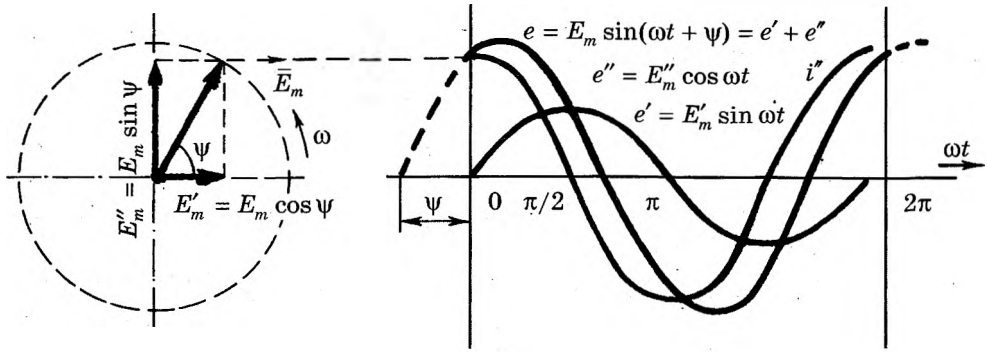


Рис. 5.4

5.3. Комплексний метод зображення синусоїдних електричних величин

На горизонтальній осі координат комплексної площини відкладають дійсні частини комплексних чисел, на вертикальній — уявні. Перша з них позначається знаком «плюс» або літерами *Re* (realitive — реальний, дійсний); друга — літерами *j* чи *Im* (imenginame — уявний). Комплексне число $\underline{c}$ на комплексній площині відображається точкою або вектором з двома координатами (a, jb):

$$\underline{c} = a \pm jb. \tag{5.6}$$

Рискою знизу позначаються комплексні числа, $j = \sqrt{-1}$. Так, синусоїду (5.5), яка зображена (рис. 5.4) вектором $\bar{E}_m$, що обертається зі швидкістю ω радіан за секунду і в момент часу $t = 0$ має *початкову фазу* ψ, подають комплексом $\underline{E}_m$, що має дві компоненти: дійсну $E_m \cos(\omega t + \psi)$ та уявну $jE_m \sin(\omega t + \psi)$:

$$\underline{E}_m(t) = E_m[\cos(\omega t + \psi) + j\sin(\omega t + \psi)]. \tag{5.7}$$

Цей запис не простіший за (5.5), та якщо скористатися формулами Ейлера, що пов'язують тригонометричні та показникові форми

$$\cos\alpha = \frac{e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}}{2}, \quad \sin\alpha = \frac{e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}}{2j}, \tag{5.8}$$

то отримаємо простіші вирази. Підставимо (5.8) в (5.7), коли $\alpha = \omega t + \psi$:

$$\underline{E}_m(t) = E_m\left[\frac{e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}}{2} + j\frac{e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}}{2j}\right] = \underline{E}_m \cdot e^{j\alpha} = \underline{E}_m \cdot e^{j(\omega t+\psi)} = \underline{E}_m \cdot e^{j\psi} \cdot e^{j\omega t} = \underline{E}_m \cdot \underline{n}.$$

Комплекс $\underline{E}_m$ (рис. 5.5, *а*) називають *символічною* формою зображення комплексу $\underline{E}_m(t) = \underline{E}_m \cdot \underline{n}$. Комплекс $\underline{n}$ — це одиничний радіус-вектор, що обертається зі швидкістю ω і має нульову початкову фазу (рис. 5.5, *б*):

$$\underline{E}_m = E_m e^{j\psi} = E_m(\cos\psi + j\sin\psi), \tag{5.9}$$

$$\underline{n} = e^{j\omega t} = \cos\omega t + j\sin\omega t. \tag{5.10}$$

Під час лінійних перетворень векторів вектор $\underline{n}$ буде присутній при всіх складових. Його можна винести за дужки і розрахунки проводити тільки для символічних складових $\underline{E}_m$ комплексів $\underline{E}_m(t)$. Наприклад, додамо дві синусоїди

$e_1(t) = E_{1m}\sin(\omega t + \psi_1)$ та $e_2(t) = E_{2m}\sin(\omega t + \psi_2)$,

користуючись комплексним методом:

$$\underline{E}_{1m}(t) = E_{1m} \cdot e^{j\psi_1} \cdot e^{j\omega t} = \underline{E}_{1m} \cdot \underline{n},$$

$$\underline{E}_{2m}(t) = E_{2m} \cdot e^{j\psi_2} \cdot e^{j\omega t} = \underline{E}_{2m} \cdot \underline{n},$$

$$\underline{E}_{1m}(t) + \underline{E}_{2m}(t) = (\underline{E}_{1m} + \underline{E}_{2m}) \cdot \underline{n} = \left(E_{1m} \cdot e^{j\psi_1} + E_{2m} \cdot e^{j\psi_2}\right) \cdot \underline{n}.$$

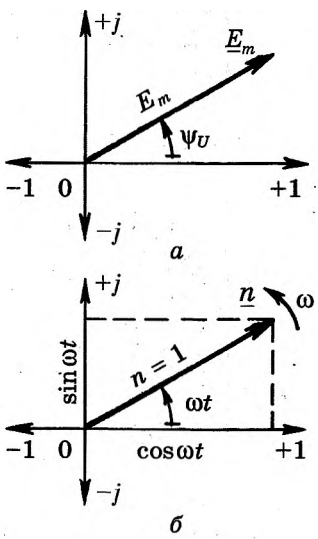


Рис. 5.5

Щоб додати два символічних комплекси, що в дужках, треба перевести їх з *показникової* форми $E_m \cdot e^{j\psi}$ в *алгебраїчну*. Між ними існує така залежність:

$$e^{j\alpha} = \cos\alpha + j\sin\alpha. \qquad (5.11)$$

Так,

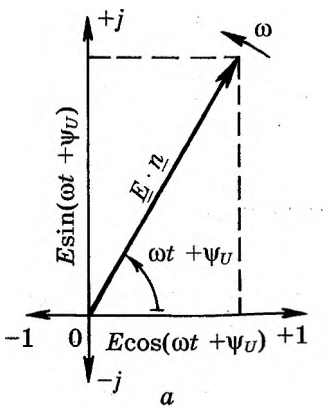
$$\begin{cases} e^{\pm j\frac{\pi}{2}} = \pm j \sin\frac{\pi}{2} = \pm j; \\ e^{\pm j\pi} = \pm j\cos\pi = -1. \end{cases}$$

Тоді

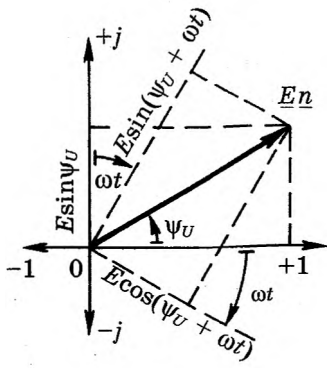
$$E_{1m} \cdot e^{j\psi_1} = E_{1m} \cdot \cos\psi_1 + jE_{1m}\sin\psi_1,$$
$$E_{2m} \cdot e^{j\psi_2} = E_{2m} \cdot \cos\psi_2 + jE_{2m}\sin\psi_2.$$

Щоб додати (відняти) два комплексних числа, треба окремо додати (відняти) їх дійсні та уявні складові:

$$\left(E_{1m}\cos\psi_1 + E_{2m}\cos\psi_2\right) + j\left(E_{1m}\sin\psi_1 + E_{2m}\sin\psi_2\right) = E_m\cos\psi + jE_m\sin\psi =$$
$$= E_m\left(\cos\psi + j\sin\psi\right) = E_m \cdot e^{j\psi}.$$



а



б

Рис. 5.6

Помноживши отримане значення символічного вектора $E_m e^{j\psi}$ на одиничний $\underline{n}$, дістанемо вираз для суми двох синусоїд, виражених комплексами $\underline{E}_{1m}(t)$ і $\underline{E}_{2m}(t)$. Миттєве значення $e(t)$ шуканої суми дорівнює уявній частині (Im) вектора $\underline{E}_{1m} \cdot \underline{n}$:

$$e(t) = Im\left\{\underline{E}_{1m} \cdot \underline{n}\right\} \qquad (5.12)$$

або

$$e(t) = Im\left\{E_m \cdot e^{j\psi} \cdot e^{j\omega t}\right\} = Im\left\{E_m e^{j(\omega t+\psi)}\right\} =$$
$$= Im\left\{E_m\cos(\omega t + \psi) + jE_m\sin(\omega t + \psi)\right\} =$$
$$= E_m\sin(\omega t + \psi).$$

Комплекси однієї частоти обертаються відносно нерухомої площини (рис. 5.6, *а*) з однаковими кутовими швидкостями ω. Їх взаємне положення залишається незмінним. Можна вважати, що ці вектори нерухомі, а площина обертається зі швидкістю ω (рис. 5.6, *б*). Тоді всі розрахунки виконують *символічним методом* із символічною (нерухомою) частиною $\underline{E}_m$ комплексів $\underline{E}_m \cdot \underline{n}$. Перехід до часових функцій виконують за формулою (5.12).

Енергетичною моделлю синусоїдного струму, напруги, ЕРС є *діючі значення*. Тобто такі значен-

ня постійного струму I, напруги U, ЕРС, які (згідно із законом Джоуля-Ленца) спричиняють виділення теплоти в опорі R так само, як і відповідні синусоїдні (струм $i(t)$, напруга $U(t)$, ЕРС $e(t)$).

Енергія, що споживається опором R за період T, для синусоїдного струму дорівнює площі під кривою (рис. 5.9, *в*):

$$i^2(t)R = I_m^2 \cdot R \cdot \sin^2 \omega t = \frac{I_m^2}{2} \cdot R \cdot (1 - \cos 2\omega t),$$

яку взято на періоді T. Оскільки $\cos 2\omega t$ функція симетрична, то її площі з «плюсом» і «мінусом» взаємно скорочуються. Тоді енергія за період, що виділиться на опорі R при синусоїдному струмі, становитиме $\left(I_m^2/2\right)R \cdot T$ і за умовою еквівалентності дорівнюватиме енергії $I^2 \cdot R \cdot T$ постійного струму. Звідси маємо співвідношення:

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}, \quad U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}, \quad E = \frac{E_m}{\sqrt{2}}.$$

Під час розрахунку, крім амплітудних, користуються скалярними I, U, E і *векторними* $\underline{I}$, $\underline{U}$, $\underline{E}$ *діючими значеннями*. Для аналізу пристроїв випрямлення важливі середні *за півперіодом значення* струму, ЕРС і напруги:

$$E_\perp = \frac{2E_m}{\pi} = 0{,}637E_m, \quad I_\perp = \frac{2I_m}{\pi}, \quad U_\perp = \frac{2U_m}{\pi}.$$

Відхилення форми періодичної електричної величини від синусоїди визначають *коефіцієнтами амплітуди* $K_а$ *і форми* $K_ф$:

$$K_а = \frac{E_m}{E}, \quad K_ф = \frac{E}{E_\perp}. \qquad (5.13)$$

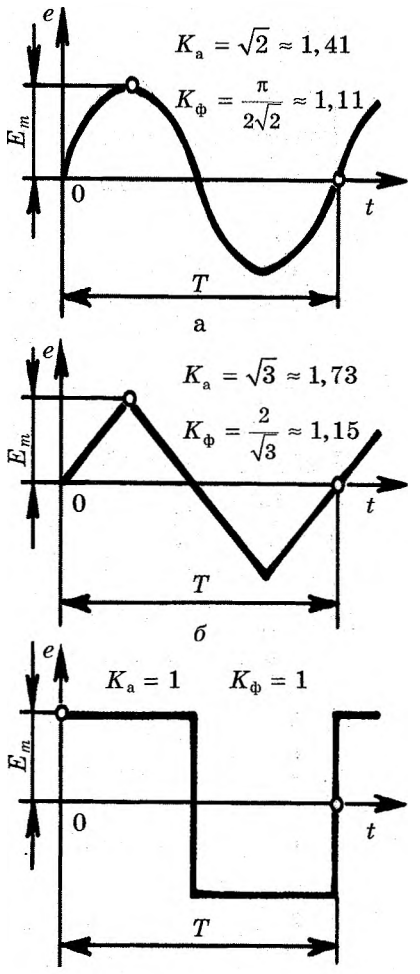


Рис. 5.7

Часові діаграми періодичних ЕРС наведено на рис. 5.7, *а* — синусоїдної; *б* — трикутної; *в* — прямокутної. Для синусоїди

$$K_а = \sqrt{2} = 1{,}41, \quad K_ф = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11.$$

Для електричних величин криві, що мають більш гостру форму, ніж синусоїда, коефіцієнти становлять $K_а > 1{,}41$ і $K_ф < 1{,}11$. Для кривих більш плоскої форми $K_а < 1{,}41$ і $K_ф < 1{,}11$ (рис. 5.7, *б* — *в*). Відхилення значень коефіцієнтів $K_а$ і $K_ф$ від 1,41 і 1,11 реєструється за показниками електровимірювальних приладів амплітудних, діючих та середніх значень (розділ 6).

5.4. Електричне коло синусоїдного струму з активним опором

Процес одностороннього перетворення електричної енергії в інші (механічну, теплову і т. п.) позначається на схемі заміщення *активним опором R* (рис. 5.9, *б*).

Струм в активному опорі

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i).$$

Напруга на ньому

$$U = Ri = RI_m \sin(\omega t + \psi i) = U_m \sin(\omega t + \psi i),$$

де $U_m = RI_m$.

Для спрощення позначень часто замість амплітудного вводиться комплекс діючого значення струму

$$\underline{I} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j\psi i} \qquad (5.14)$$

та напруги

$$\underline{U} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j\psi i} = RI = R\frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j\psi i}.$$

Прилади (рис. 5.9, *а*) показують: $U = 120$ В, $I = 4$ А.

Вектори I та U на комплексній площині утворюють *векторну діаграму* (рис. 5.8). Тут *струм і напруга* збігаються по фазі.

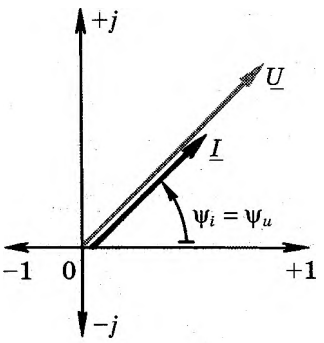


Рис. 5.8

Миттєве значення потужності завжди додатне (рис. 5.9, *в*):

$$p = ui = Ri^2 = RI_m^2 \frac{1 - \cos 2(\omega t + \psi i)}{2} \geq 0. \qquad (5.15)$$

Функція потужності є пульсуючою з подвійною, порівняно зі струмом та напругою, частотою. Середнє значення потужності за період T, як площа під графіком $p(t)$ (5.15), згідно з рис. 5.9, *в*, дорівнює:

$$P = \frac{1}{2} U_m I_m = UI = RI^2. \qquad (5.16)$$

Ватметр (рис. 5.9) показує $P = 480$ Вт. *Електрична енергія, яка споживається активним опором, описується* зростаючою у часі функцією $W_R(t)$ (рис. 5.9, *в*). Енергія W_R за ціле число K півперіодів:

$$W_R = P \cdot K \cdot \frac{T}{2}. \qquad (5.17)$$

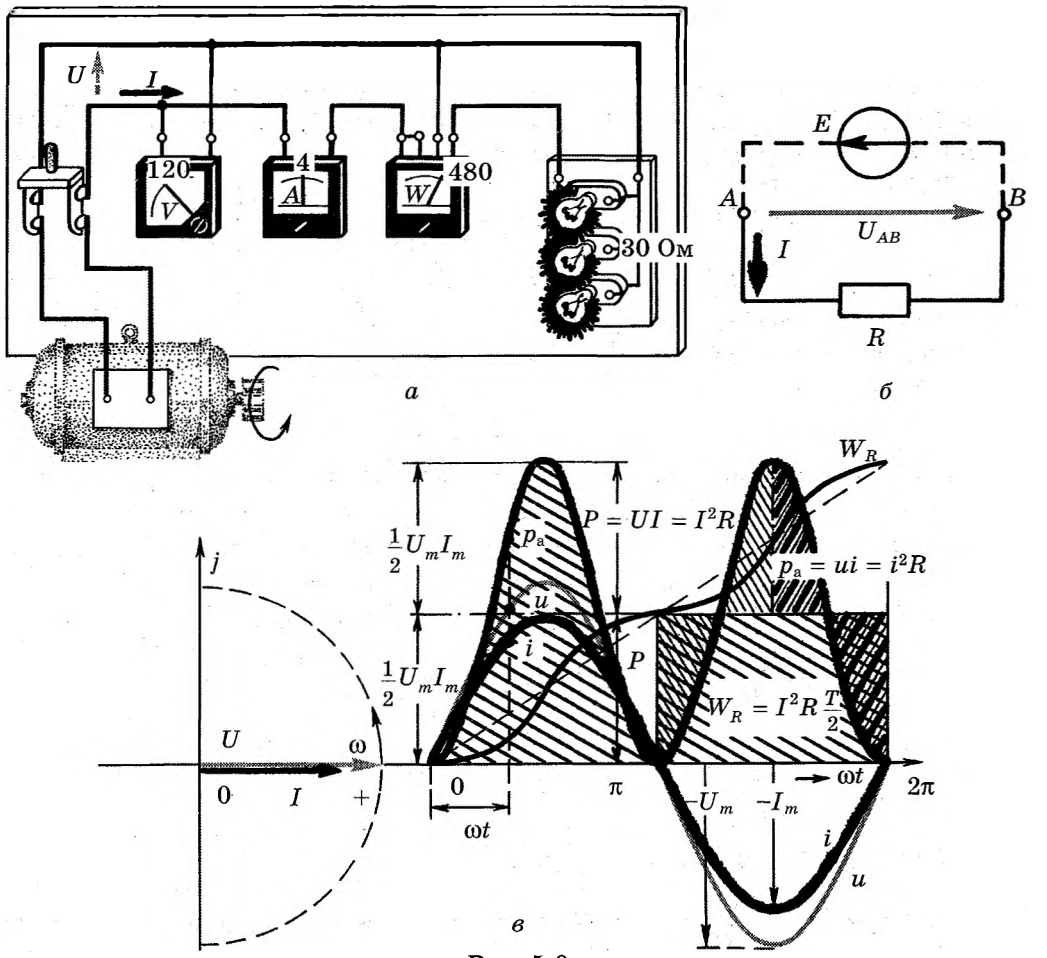


Рис. 5.9

5.5. Електричне коло синусоїдного струму з індуктивністю

Складемо установку (рис. 5.10, *а*). Нехай внутрішні активні опори джерела напруги (мережі промислової частоти 50 Гц з напругою, діюче значення якої 120 В) та котушки, що має індуктивність 95 мілігенрі, дорівнюють нулю. В схемі заміщення (рис. 5.10, *б*) маємо коло з ідеальних джерела напруги і індуктивності L. Цього разу, крім приладів, що було використано в установці з активним опором (рис. 5.9, *а*), ввімкнено додатково ватметр для вимірювання так званої *повної* (у цьому випадку *реактивної* Q_L) потужності, що має розмірність «вольт-ампер-реактивний» (**ВАР**). Увімкнемо перемикач. Прилади показують $U = 120$ В, $I = 4$ А, $P = 0$, $Q_L = 480$ ВАР. Якщо визначити опір котушки як відношення U до I і позначити його X_L, то $X_L = 30$ Ом. Оскільки активний опір котушки нульовий, то, очевидно, вона має ще якийсь інший опір, який названо індуктивним. Інакше б струм був нескінченно великим. Протидіє цьому ЕРС самоіндукції (4.38), що вини-

кає в котушці індуктивності за будь-якої зміни в ній струму $i(t)$ і за законом Ленца протидіє цій зміні. Якщо напрями $U(t)$ та $i(t)$ прийняти однаковими, то знаки при $e_L(t)$ та $\Delta i/\Delta t$ завжди будуть протилежними (4.38). За другим законом Кірхгофа для кола (рис. 5.10, *б*) напруга $U(t)$ джерела зрівноважується ЕРС самоіндукції $-e_L$:

$$U(t) = -e_L = L\frac{\Delta i}{\Delta t}. \tag{5.18}$$

Тут може виникнути запитання: якщо $U(t) + e_L(t) = 0$, то звідки тоді береться струм $i(t)$?

Для реальної котушки, що має внутрішній активний опір R,

$$\frac{U(t) + e_L(t)}{R} = i(t), \tag{5.19}$$

де $U(t)$ і $e_L(t)$ — завжди протилежні. Для ідеальної котушки чисельник і знаменник виразу (5.19) прямують до нескінченно малих значень, тому їх відношення, що дорівнює $i(t)$,— величина скінченна. Для побудови діаграм (рис. 5.10, *в*) покладемо початкову фазу $\psi_i = 0$, тобто $i(t) = I_m \sin \omega t$. Тоді напруга $U(t)$ та ЕРС $e_L(t)$, згідно з (5.18), становитимуть:

$$U(t) = U_L(t) = -e_L(t) = L\frac{\Delta i}{\Delta t} = L\frac{I_m \sin \omega(t + \Delta t) - I_m \sin \omega t}{\Delta t} =$$

$$= \frac{L \cdot I_m}{\Delta t}\left[2 \cdot \sin\frac{\omega(t + \Delta t) - \omega t}{2} \cdot \cos\frac{\omega(t + \Delta t) - \omega t}{2}\right].$$

Якщо Δt досить мале, то

$$U(t) = -e_L(t) = \frac{L \cdot I_m}{\Delta t}\left[2 \cdot \frac{\omega \Delta t}{2}\cos \omega t\right] = \omega L I_m \cos \omega t = U_m \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right).$$

Тобто

$$i(t) = I_m \sin \omega t, \quad U(t) = U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = U_m \cos \omega t,$$

$$e_L(t) = -U(t) = E_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = -E_m \cos \omega t,$$

де

$$U_m = E_m = \omega L I_m \tag{5.20}$$

або, для діючих значень,

$$U = E = \omega L I. \tag{5.21}$$

Оскільки U має розмірність вольт, а I — ампер, то їх відношення — це модуль індуктивного опору X_L:

$$X_L = \frac{U}{I} = \omega L. \tag{5.22}$$

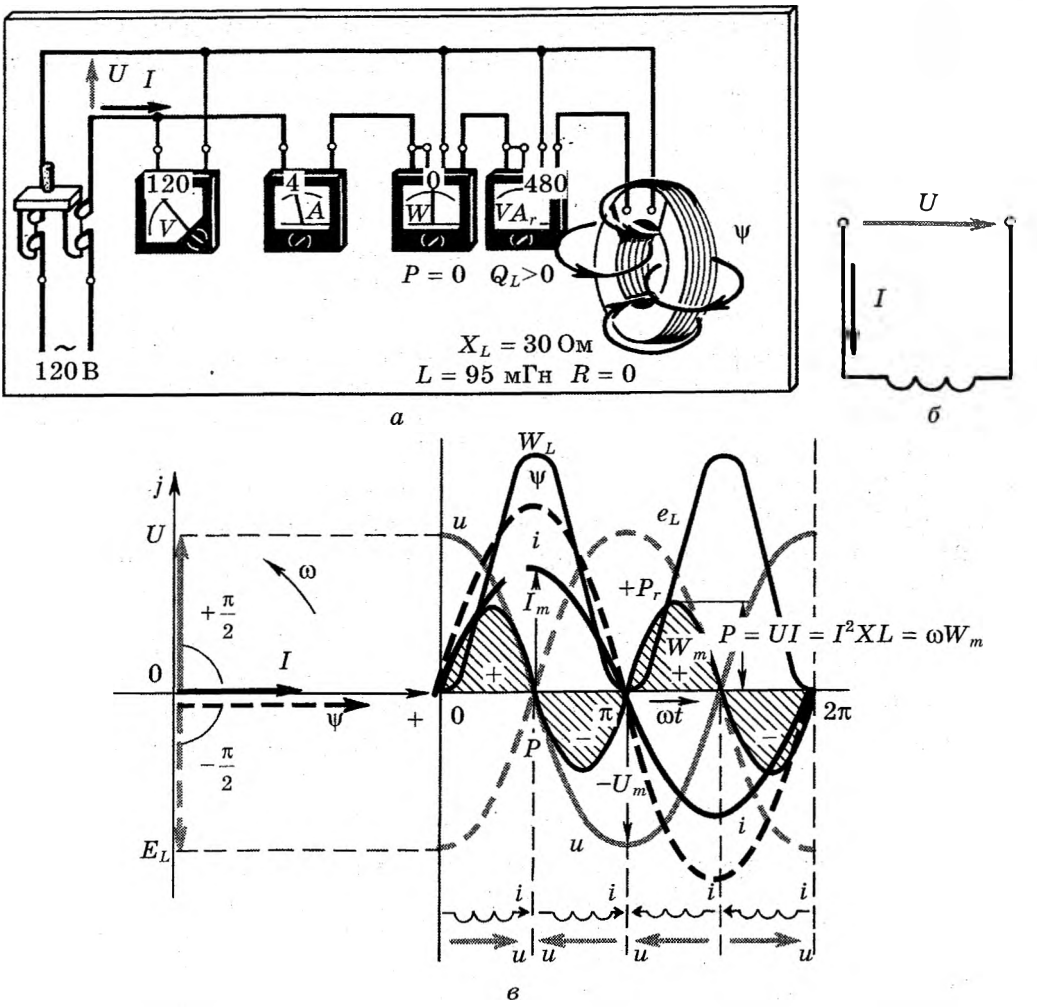


Рис. 5.10

Для установки (рис. 5.10, *а*) $X_L = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 50 \cdot 95 \cdot 10^{-3} = 30$ Ом.

Символічний метод опису синусоїдних функцій (5.20):

$$\underline{I} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j0} = I, \quad \underline{U} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j\frac{\pi}{2}} = U \cdot e^{j\frac{\pi}{2}} = jU,$$

$$\underline{E} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} e^{-j\frac{\pi}{2}} = E \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} = -jE = -jU. \tag{5.23}$$

На комплексній площині (рис. 5.10, *в*): вектор $\underline{I}$ збігається з дійсною віссю, вектор $\underline{U}$ випереджає, а вектор $\underline{E}$ відстає від вектора струму $\underline{I}$ на кут $\pi/2$. Відношення комплексів напруги до струму дає комплексний (індуктивний jX_L) опір

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = j\omega L = jX_L. \tag{5.24}$$

Індуктивний опір пропорційний частоті ω та індуктивності L.

У схемі є струм 4 А, опір 30 Ом, а ватметр активної потужності показує нуль. Чому так? *Активна потужність P* дорівнює середньому за період значенню миттєвої. *Миттєва потужність*:

$$p(t) = U(t) \cdot i(t) = U_m I_m \cos\omega t \cdot \sin\omega t = \frac{1}{2} U_m I_m \sin 2\omega t =$$

$$= UI \sin 2\omega t = \omega L \cdot I^2 \cdot \sin 2\omega t = Q_L \cdot \sin 2\omega t.$$

Активна потужність — середнє за період значення (заштрихованої на рис. 5.10, *в* синусоїди подвійної частоти) дорівнює нулю: в першу чверть періоду струм і напруга збігаються за напрямком, магнітне поле (потокозчеплення $\psi = Li$) збільшується, відбувається перетворення електричної енергії джерела в магнітну — споживача; в другу чверть — напруга і струм мають протилежний напрямок, енергія магнітного поля $Li^2/2$ зменшується, бо котушка віддає її джерелу; далі все повторюється. Енергія W_L магнітного поля котушки (рис. 5.10, *в*) має пульсуючий характер: то накопичується до максимуму, то спадає до нуля (на відміну від енергії W_R (рис. 5.9)). Амплітуду коливань миттєвої потужності називають *реактивною потужністю Q*, у даному випадку індуктивною Q_L. В установці (рис. 5.10, *а*) вона становить 480 ВАР, що збігається з добутком U на I.

Закон Ома для електричного кола синусоїдного струму з індуктивністю:

$$\underline{U} = \underline{Z} \cdot \underline{I} = jX_L \cdot \underline{I}, \qquad (5.26)$$

де комплекс $\underline{U}$ напруги пропорційний комплексу $\underline{I}$ струму. Коефіцієнт пропорційності — індуктивний опір.

5.6. Електричне коло синусоїдного струму з ємністю

У попередній установці (рис. 5.10, *а*) ввімкнемо замість котушки індуктивності набір конденсаторів (рис. 5.11, *а*). Як і раніше, вважаємо джерело ідеальним і конденсатор теж. Ємність становить 106 мкФ. Прилади дають ті самі покази, що і для індуктивності L = 95 мГн. Тільки змінився знак реактивної потужності. Якщо за аналогією з активним опором визначити опір ємностей X_C, то він теж 30 Ом. Для постійного струму він нескінченно великий. В колі з ємністю маємо два види струму: в проводах, що з'єднують конденсатор і джерело, — струм провідності, в діелектрику між пластинами конденсатора — такий же струм зміщення. Оскільки $q = CU$, а струм $i = \Delta q/\Delta t$, то чим більші C, U_m та швидкість зміни заряду q (яка залежить від частоти ω), тим більший за амплітудою буде змінний струм $i(t)$:

$$i(t) = \frac{\Delta q}{\Delta t} = C\frac{\Delta U(t)}{\Delta t}. \qquad (5.26)$$

Визначимо $i(t)$ через $U(t)$. Покладемо початкову фазу $\psi_u = 0$, тобто $U(t) = U_m \sin\omega t$. Тоді, згідно з (5.27),

$$i(t) = C\frac{\Delta U}{\Delta t} = C\frac{U_m \sin\omega(t+\Delta t) - U_m \sin\omega t}{\Delta t} =$$

$$= \frac{CU_m}{\Delta t}\left[2\sin\frac{\omega(t+\Delta t) - \omega t}{2}\cdot\cos\frac{\omega(t+\Delta t) + \omega t}{2}\right].$$

Коли $\Delta t \to 0$,

$$i(t) = \frac{CU_m}{\Delta t}\left[2\frac{\omega\Delta t}{2}\cdot\cos\omega t\right] = \omega CU_m\cos\omega t = I_m\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right).$$

Випишемо окремо отримані тригонометричні функції:

$$U(t) = U_m\sin\omega t, \quad i(t) = I_m\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = I_m\cos\omega t, \tag{5.27}$$

де

$$I_m = \omega CU_m, \tag{5.28}$$

або, для діючих значень,

$$I = \omega CU, \tag{5.29}$$

де множник ωC — *модуль ємнісної провідності* B_C (Ом$^{-1}$)

$$B_C = I/U = \omega C. \tag{5.30}$$

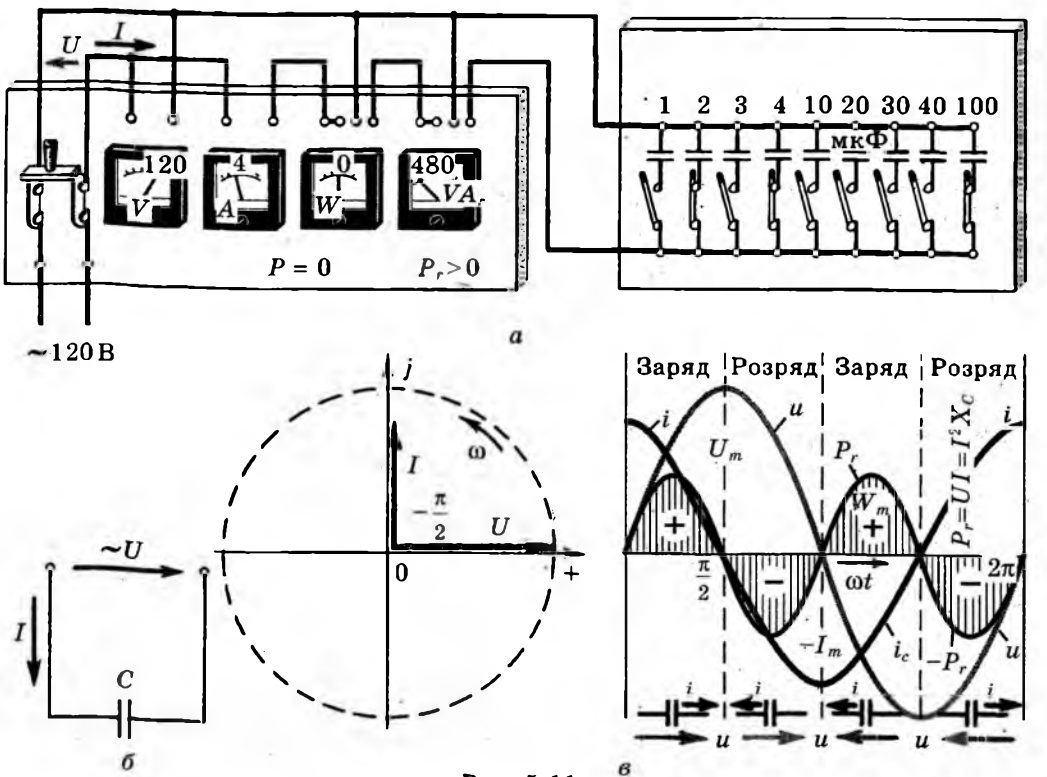


Рис. 5.11

Зворотна їй величина — модуль ємнісного опору X_C (Ом):

$$X_C = B_{C^{-1}} = \frac{1}{\omega C}, \tag{5.32}$$

що для установки (рис. 5.11, *а*) становив 120 В/40 А = 30 Ом. Ті ж 30 Ом дістанемо з формули (5.32), якщо підставимо $\omega = 314$ та $C = 106$ мкФ. Замінимо часові функції (5.28) символічними векторами:

$$\underline{U} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j0} = U, \quad \underline{I} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j\frac{\pi}{2}} = Ie^{j\frac{\pi}{2}} = jI. \tag{5.33}$$

Вектор $\underline{U}$ (рис. 5.11, *в*) збігається за напрямком з дійсною віссю, $\underline{I}$ випереджає напругу на кут $\pi/2$. Відношення $\underline{U}$ до $\underline{I}$ з (5.33) та (5.29) дає *комплексний* $\underline{Z}$ (у даному випадку *ємнісний* — jX_C) опір:

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{U}{jI} = \frac{1}{j\omega c} \cdot \left(\frac{j}{j}\right) = -j\frac{1}{\omega C} = -jX_C, \tag{5.33}$$

оскільки $j \cdot j = \sqrt{-1} \cdot \sqrt{-1} = -1$. *Ємнісний опір обернено пропорційний ємності C та частоті ω.* Миттєва потужність дорівнює

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

$$= UI \sin 2\omega t = \omega C U^2 \sin 2\omega t = Q_C \sin 2\omega t.$$

Активна потужність — нульове середнє значення заштрихованої на рис. 5.11, *в* синусоїди $p(t)$ подвійної частоти: в першу чверть періоду зарядний струм і напруга на ємності збігаються за напрямком, електричне поле збільшує свою енергію $CU^2/2$, забираючи її у джерела, ємність у режимі споживача; в другу чверть струм розряду ємності змінює свій напрям, енергія конденсатора зменшується, бо конденсатор розряджається на джерело, що перейшло в режим споживача; далі відбувається перезаряджання конденсатора напругою джерела протилежного знаку і, в останню чверть, — розряджання перезарядженого конденсатора. Прилад, що вимірює реактивну потужність Q, показує $Q_C = -480$ (ВАР). Справа в тому, що прилад виміряє не просто амплітуду UI коливань реактивної потужності, а значення $UI\sin\varphi$, де $\varphi = \psi_U - \psi_i$. У випадку з індуктивністю $\varphi = \frac{\pi}{2} - 0 = \frac{\pi}{2}$; з ємністю $\varphi = 0 - \frac{\pi}{2} = -\frac{\pi}{2}$. Тому прийнято вважати, що $Q_L > 0$, а $Q_C < 0$.

Закон Ома для електричного кола синусоїдного струму з ємністю:

$$\underline{U} = \underline{Z} \cdot \underline{I} = -jX_C \cdot \underline{I}, \tag{5.34}$$

де комплексний опір $\underline{Z}$ дорівнює уявній величині — jX_C, що є ємнісним опором. Порівняємо (5.26), де $\underline{U} = jX_L\underline{I}$, та (5.35), де $\underline{U} = -jX_L\underline{I}$, з їх векто-

рними діаграмами (рис. 5.10, *в*) та (рис. 5.11, *в*). Як бачимо, помножити на $\pm j$ все одно що обернути на кут $\pm\pi/2$. Це також випливає з формули (5.11).

Енергія W_C електричного поля конденсатора (рис. 5.11, *в*), як і котушки індуктивності, носить пульсуючий характер.

5.7. Аналіз електричних кіл синусоїдного струму з *RLC*-елементами

Електричне коло синусоїдного струму з реальною котушкою індуктивності

Якщо в котушці індуктивності врахувати активний опір R обмотки або приєднати реостат, то її схема заміщення відповідатиме рис. 5.12. За другим законом Кірхгофа маємо:

$$U(t) = R \cdot i(t) + L\frac{\Delta i}{\Delta t}. \qquad (5.35)$$

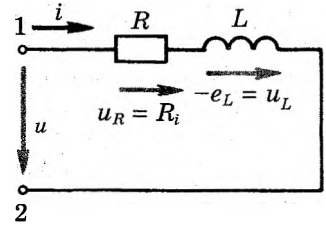


Рис. 5.12

Нехай $i(t) = I_m \sin\omega t$. Тоді, з урахуванням (5.20), (5.21), запишемо:

$$U(t) = RI_m \sin\omega t + \omega L I_m \cos\omega t, \qquad (5.36)$$

де $\omega L = X_L$.

Як бачимо, напруга на індуктивності зсунута на кут $\pi/2$ відносно напруги на активному опорі. Визначимо їх суму

$$U(t) = I_m (R\sin\omega t + X_L \cos\omega t) =$$

$$= I_m \sqrt{R^2 + X_L^2}\left(\frac{R}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}\sin\omega t + \frac{X_L^2}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}\cos\omega t\right) =$$

$$= I_m \cdot Z\left(\cos\varphi \cdot \sin\omega t + \sin\varphi \cdot \cos\omega t\right) =$$

$$= I_m \cdot Z \cdot \sin\left(\omega t + \varphi\right) = U_m \sin\left(\omega t + \varphi\right),$$

де

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \qquad (5.37)$$

— *модуль Z повного комплексного опору* $\underline{Z}$,

$$\varphi = \arccos\frac{R}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} = \arcsin\frac{X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} = \operatorname{arctg}\frac{X_L}{R}, \qquad (5.38)$$

— кут зсуву між напругою U і струмом i в RL-колі,

$$U_m = I_m \cdot Z \qquad (5.39)$$

— амплітуда напруги на RL-колі.

Значно простіше отримаємо шукані величини символічним методом:

$$\underline{U} = R\underline{I} + j\omega L\underline{I} = \underline{I}\left(R + jX_L\right), \tag{5.40}$$

де

$$R + jX_L = \underline{Z} \tag{5.41}$$

— комплексний опір, що може мати алгебраїчну (5.41) та показникову форми зображення:

$$\underline{Z} = Z \cdot e^{j\varphi}, \tag{5.42}$$

де кут φ визначено за формулою (5.39), а модуль Z за (5.38). Символічний комплекс напруги

$$\underline{U} = Z \cdot e^{j\varphi} \cdot I \cdot e^{j0} = Z \cdot I \cdot e^{j\varphi} = U \cdot e^{j\varphi}. \tag{5.44}$$

Вектор $\underline{U}$ має (5.41) дві складові: активну $U_\text{а} = R \cdot \underline{I}$ та реактивну $U_\text{р} = jX_L \cdot \underline{I}$. Активна за напрямком збігається зі струмом $\underline{I}$, реактивна — випереджає його на кут $\pi/2$. Разом ці напруги утворюють трикутник (рис. 5.13, *а*, *б*) напруг

$$\underline{U} = U_\text{а} + jU_\text{р}, \quad \text{або} \quad \underline{I} \cdot \underline{Z} = \underline{I} \cdot R + I(jX_L).$$

Трикутники подібні, якщо всі сторони помножити чи поділити на одне і те саме число. Поділивши останній вираз на $\underline{I}$, отримаємо формулу (5.42) і відповідно їй трикутник (рис. 5.13, *а*). Комплексний вектор, що обертається (рис. 5.6, *а*), дорівнює:

$$\underline{U}_m(t) = \underline{U}_m \cdot \underline{n} = \sqrt{2} \cdot U \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega t} = U_m e^{j(\omega t + \varphi)}. \tag{5.45}$$

Миттєве значення напруги, згідно з (5.12), становить:

$$u(t) = \operatorname{Im}\left\{U_m e^{j(\omega t + \varphi)}\right\} = \operatorname{Im}\left\{U_m\left[\cos(\omega t + \varphi) + j\sin(\omega t + \varphi)\right]\right\} =$$

$$= U_m \sin(\omega t + \varphi), \tag{5.46}$$

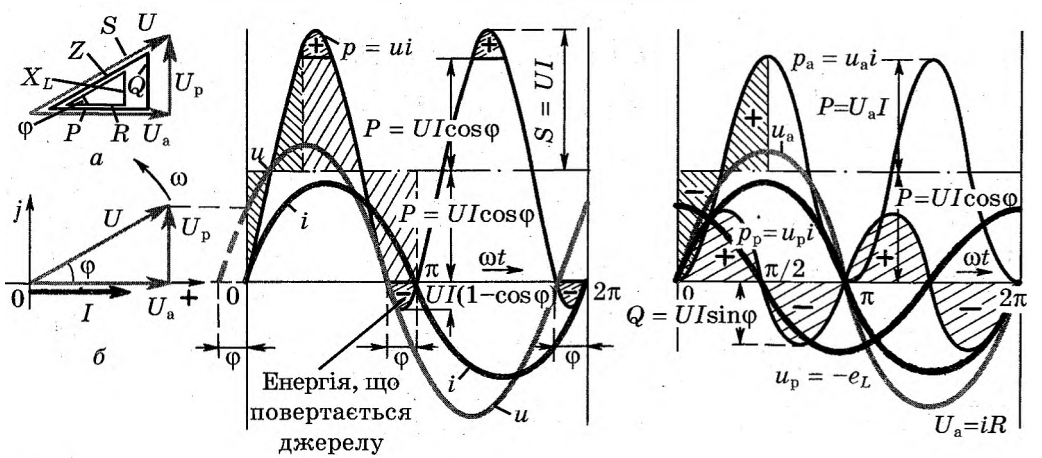


Рис. 5.13

де φ збігається з ψ_U, оскільки $\psi_i = 0$. На рисунку 5.13, *в* наведено графік $U(t)$ з початковою фазою $\varphi = 0$. *Початкова фаза обчислюється* як найменший відрізок осі ωt *від точки, де функція переходить з мінуса на плюс, до початку координат*. Графіки (рис. 5.13, *г*) активної $U_a(t)$ і реактивної $U_p(t)$ складових $U(t)$ відповідають рівнянням

$$U_a(t) = \operatorname{Im}\{\underline{I}_m \cdot R \cdot \underline{n}\} = \operatorname{Im}\{I_m R \cdot e^{j\omega t}\} = RI_m \sin \omega t,$$

$$U_p(t) = \operatorname{Im}\{\underline{I}_m \cdot jX_L \cdot \underline{n}\} = \operatorname{Im}\{I_m X_L e^{j(\omega t + \pi/2)}\} =$$

$$= X_L I_m \sin(\omega t + \pi/2) = X_L I_m \cos \omega t.$$

Миттєве значення потужності в *RL*-колі

$$p(t) = U(t) \cdot i(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi) \cdot I_m \sin \omega t =$$

$$= \frac{U_m I_m}{2}\left[\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)\right] \qquad (5.46)$$

має дві складових (рис. 5.13, *в*): сталу $\frac{U_m I_m}{2}\cos\varphi$, що дорівнює активній потужності P, та синусоїдну подвійної частоти і амплітуди $\frac{U_m I_m}{2}$. На ділянках, де $p(t)$ негативна, енергія повертається до джерела. Щоб краще виділити активну і реактивну складові пульсуючої потужності (5.46), розкладемо $\cos(2\omega t + \varphi)$:

$$\cos(2\omega t + \varphi) = \cos\varphi\cos 2\omega t - \sin\varphi\sin 2\omega t.$$

Позначимо $\frac{U_m I_m}{2} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} = UI = S$, де S — амплітуда пульсацій потужності. Тоді, згідно з (5.46), отримаємо:

$$p(t) = S\left[\cos\varphi - \cos\varphi\cos 2\omega t + \sin\varphi\sin 2\omega t\right] =$$

$$= S\cos\varphi(1 - \cos 2\omega t) + S\sin\varphi \cdot \sin 2\omega t = \qquad (5.47)$$

$$= P(1 - \cos 2\omega t) + Q\sin 2\omega t.$$

Графіки пульсацій активної $P(1 - \cos 2\omega t)$ та реактивної $Q\sin 2\omega t$ складових миттєвої потужності $p(t)$ подано на рисунку 5.13, *г*. Перша відповідає графіку (рис. 5.9, *в*) миттєвої потужності на активному опорі R, друга — графіку (рис. 5.10, *в*) миттєвої потужності на ідеальній котушці індуктивності. Активна та реактивна (індуктивна) потужність, відповідно,

$$P = S\cos\varphi, \qquad (5.48)$$

$$Q_L = S\sin\varphi. \qquad (5.49)$$

Повна потужність $S = UI$, в комплексній

$$\underline{S} = P + jQ_L \qquad (5.50)$$

або скалярній формі

$$S = \sqrt{P^2 + Q_L^2}. \qquad (5.51)$$

Якщо скористатися поняттям комплексно-сполученої до $\underline{c} = a + jb$ величини $\underline{c}^* = a - jb$ або $\underline{c}^* = ce^{-j\alpha}$, то комплекс $\underline{S}$ повної потужності визначається безпосередньо через символічні комплекси $\underline{U}$ і $\underline{I}$:

$$S = UI\cos\varphi = UI^* = U \cdot e^{j\psi_U} \cdot I \cdot e^{-j\psi_I} = UIe^{j(\psi_U - \psi_I)} =$$

$$= Se^{j\varphi} = S\cos\varphi + jS\sin\varphi = P + jQ. \qquad (5.52)$$

У деяких випадках, наприклад при обчисленні еквівалентних параметрів обмотки намагнічування трансформатора за експериментальними даними (розділ 7), замість схеми (рис. 5.12) застосовують еквівалентну їй паралельну (рис. 5.14) з такими параметрами R_e і L_e, що струми і напруга в обох схемах однакові.

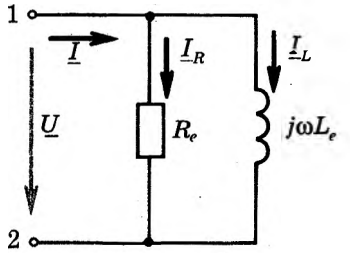


Рис. 5.14

Символічні комплекси діючих значень струмів:

$$\underline{I}_{R_e} = \frac{\underline{U}}{R_e} = \underline{U}G_R; \quad \underline{I}_L = \frac{\underline{U}}{j\omega L_e} = -\underline{U}jB_{L_e}, \qquad (5.53)$$

де $G_e = R_e^{-1}$ — активна провідність вітки з опором R_e; $B_e = 1/\omega L_e$ — індуктивна провідність вітки з індуктивністю.

Струм в нерозгалуженій частині кола

$$\underline{I} = \underline{I}_R = \underline{I}_L = \underline{U}\left(G_e - jB_{L_e}\right) = \underline{U}\sqrt{G_e^2 + B_{L_e}^2} \cdot e^{-j\varphi L} = \underline{U}Ye^{-j\varphi L} = \underline{U}Y_e, \qquad (5.54)$$

де

$$Y_e = Ye^{-j\varphi L} = \left(G_e - jB_{L_e}\right) \qquad (5.55)$$

— комплексна провідність двох паралельних віток;

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{B_{L_e}}{G_e}; \quad Y_e = \sqrt{G^2 + B_L^2}. \qquad (5.56)$$

На рисунку 5.15, *б* наведено векторну діаграму струмів, з якої видно, що струм $\underline{I}_a$ збігається по фазі з напругою U; струм $\underline{I}_p$ — відстає по фазі на кут $\pi/2$, а струм I відстає на кут φ.

На рисунку 5.15, *а* побудовано *трикутник* провідностей. Його можна отримати, якщо поділити кожну сторону трикутника струмів на напругу $\underline{U}$.

Встановимо *зв'язок* між параметрами R, L *послідовного з'єднання* елементів (рис. 5.12) і параметрами R_eL_e *паралельного* з'єднання (рис. 5.14):

$$\frac{\underline{U}}{\underline{I}} = R + j\omega L = \frac{R_e(j\omega L_e)}{R_e + j\omega L_e} = \frac{R_e(j\omega L_e)(R_e - j\omega L_e)}{(R_e + j\omega L_e)(R_e - j\omega L_e)} = \frac{R_e(\omega L_e)^2}{R_e^2 + j\omega L_e^2} + j\frac{(\omega L_e)\cdot R_e^2}{R_e^2 + \omega L_e^2},$$

тобто

$$R = R_e\frac{(\omega L_e)^2}{R_e^2 + (\omega L_e)^2}, \qquad L = L_e\frac{R_e^2}{R_e^2 + (\omega L_e)^2}. \qquad (5.57)$$

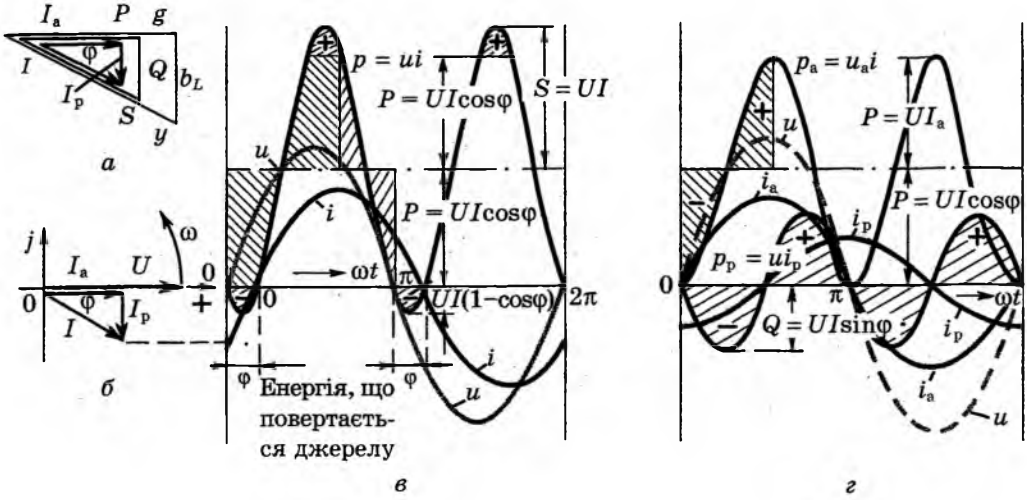


Рис. 5.15

Або, навпаки, з умови

$$\frac{\underline{I}}{\underline{U}} = G_e - jB_{L_e} = \frac{1}{R + j\omega L} = \frac{R - j\omega L}{(R + j\omega L)(R - j\omega L)} = \frac{R}{R^2 + (\omega L)^2} - \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2}$$

отримаємо

$$G_e = \frac{R}{R^2 + (\omega L)^2}, \quad B_{L_e} = \frac{1}{\omega L_e} = \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2}, \quad L_e = \frac{R^2 + (\omega L)^2}{\omega^2 L}. \qquad (5.59)$$

Відношення B_{L_e} / G_e або $\omega L/R$ називається *добротністю котушки індуктивності.*

Електричне коло синусоїдного струму з реальним конденсатором

Точнішою моделлю конденсатора є *двопараметрична модель*, що враховує перетворення електроенергії в теплову при проходженні струмів через неідеальний діелектрик конденсатора. Тому схема заміщення конденсатора складається з ємності і активного опору (рис. 5.16).

Комплексне діюче значення струму дорівнює

$$\underline{I} = \underline{Y} \cdot \underline{U}, \qquad (5.59)$$

де Y — комплексна провідність;

$$\underline{Y} = G + j\omega C = G + jB_C = -\operatorname{arctg}\frac{B_c}{G};$$

$$-\frac{\pi}{2} \le \varphi \le 0. \qquad (5.60)$$

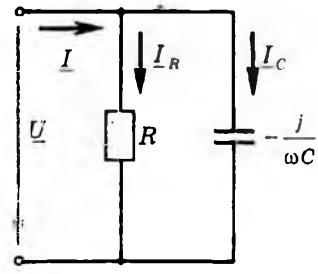


Рис. 5.16

Струм у вітці з активною провідністю $\underline{I}_a = \underline{U}G$ збігається по фазі з напругою, реактивний струм у вітці з ємністю $\underline{I}_p = \underline{U}jB_C$ випереджає напругу на $\pi/2$ (рис. 5.17, *б*)

$$I_a = UG = UY\cos\varphi = I\cos\varphi, \quad I_C = UB_C = UY\sin\varphi = I\sin\varphi. \qquad (5.61)$$

Графіки струму $i(t)$, напруги $U(t)$ і миттєвої потужності наведено на рисунку 5.17, *в*. На відміну від графіків для *RL*-кола, тут струм випереджає напругу на кут φ. Оскільки $\varphi = \psi_u - \psi_i$, то $\varphi < 0$,

$$\underline{S} = P - jQ = \underline{U}\underline{I}^* = Se^{-j\varphi}, \qquad (5.62)$$

де $P = RI^2 = UI\cos\varphi$ — активна потужність; $Q = X_C I^2 = UI\sin\varphi$ — реактивна потужність (вольт-ампери реактивні). Модуль повної потужності (у вольт-амперах) та фаза відповідно:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = UI = ZI^2, \quad \varphi = \arg\{\underline{S}\} = \operatorname{arctg}\left(-\frac{Q}{P}\right) = -\operatorname{arctg}\frac{B_C}{R}.$$

Відношення B_C/G називається *добротністю конденсатора*.

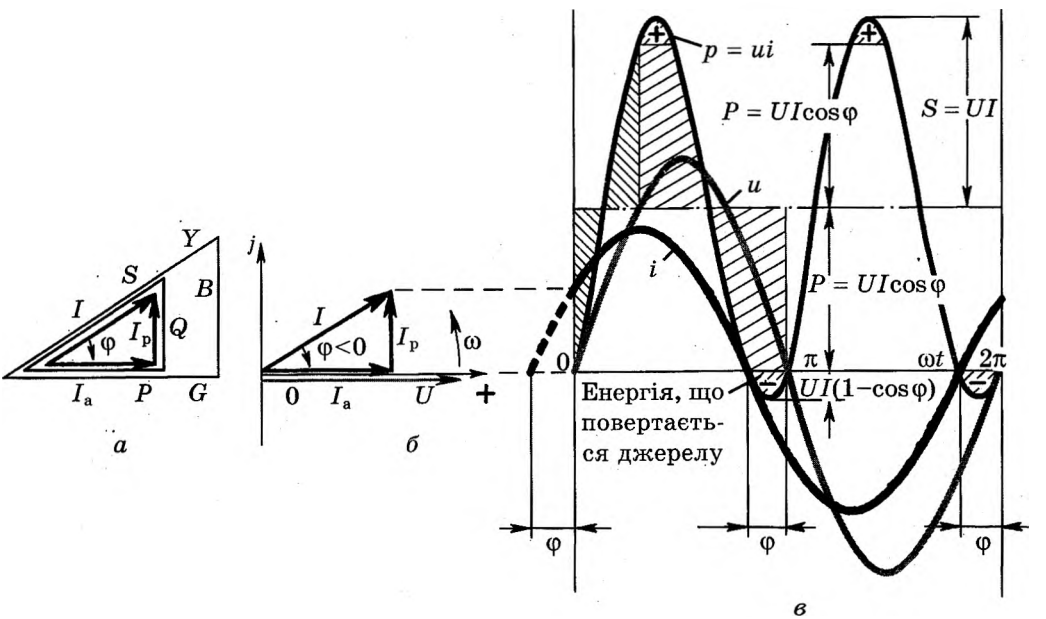


Рис. 5.17

Послідовне з'єднання *RLC*-елементів

Складемо установку (рис. 5.18) з трьох послідовно ввімкнених споживачів: реостат має активний опір R, котушка — індуктивний опір $j\omega L$, конденсатор — ємнісний опір $-j\dfrac{1}{\omega C}$. Прилади вимірюють діючі значення струму I та напруги на окремих елементах і джерелі. *RLC*-параметри можна

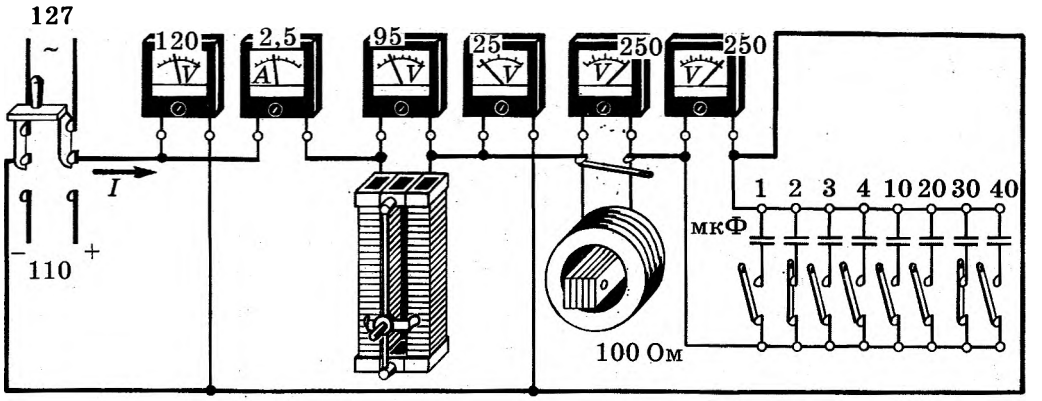


Рис.5.18

змінювати; джерело може бути синусоїдним (U = 127 В) або постійним (U = 110 В).

Якщо ввімкнути коло на постійну напругу, то струм спочатку поступово зростає, а потім спадає до нуля: відбувається заряд ємності струмом, що проходить також обмоткою котушки індуктивності, яка за законом електромагнітної індукції (самоіндукції) спочатку гальмує його зростання, а потім зменшення. Чим більші R, L і C, тим довше триватиме цей процес; чим менше R, тим більше визначається коливальний характер процесу. Коливання виникають внаслідок того, що раніше накопичена енергія магнітного поля котушки переходить в енергію електричного поля конденсатора і далі навпаки; коливання затухають завдяки тому, що частина енергії їх незворотно поглинається активним опором R. Чим більше R, тим менші за амплітудою коливання, але і тим довше відбувається процес заряджання ємності.

Увімкнемо коло на синусоїдну напругу U = 127 В (рис. 5.18). Якщо f = 50 Гц, C = 32 мкФ, $L \cong 0{,}32$ Гн, R = 38 Ом, в усталеному режимі вимушених коливань прилади покажуть: U = 127 В, U_{BC} = 25 В, I = 2,5 А. Як бачимо, для діючих значень напруг другий закон Кірхгофа не виконується ($U \neq U_R + U_L + U_C$, $U_{LC} \neq U_L + U_C$), бо ці напруги є вектори, що мають свої початкові фази. Закони Кірхгофа справедливі для комплексної форми представлення (рис. 5.19) напруг:

$$\underline{U} = R\underline{I} + j\omega LI + \frac{\underline{I}}{j\omega C}. \qquad (5.63)$$

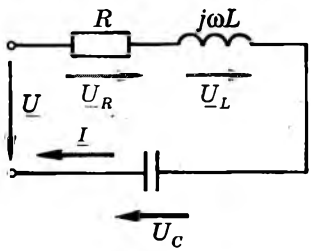


Рис. 5.19

Звідси

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}} = \frac{\underline{U}}{R + j(X_L - X_C)} = \frac{\underline{U}}{R + jX}, \qquad (5.64)$$

де $X = U_L + U_C$ — *реактивний опір електричного кола.*

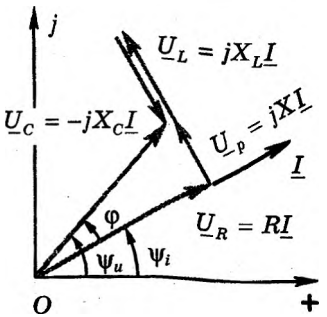
Повний опір $\underline{Z}$ в алгебраїчній, показниковій та тригонометричній формах:

$$\underline{Z} = R + j(X_L - X_C) = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}\, e^{j\varphi} =$$

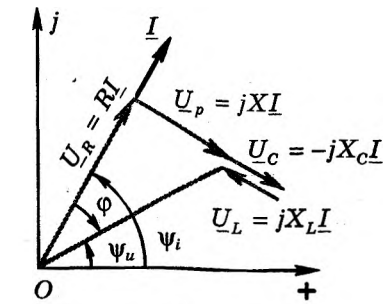
$$= Ze^{j\varphi} = Z\cos\varphi + jZ\sin\varphi, \qquad (5.65)$$

де $\varphi = \operatorname{arctg}\dfrac{\omega L - 1/\omega C}{R} = \operatorname{arctg}\dfrac{X_L - X_C}{R}$; $Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$.

Для $\underline{U} = Ue^{j\psi}$ та $\underline{I} = IE^{j\psi i}$ *комплексний опір* $\underline{Z}$ становитиме:



а



б

Рис. 5.20

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{U}{I}\, e^{j(\psi_u - \psi_i)} = Ze^{j\varphi}.$$

Звідси видно, що різниця початкових фазових кутів напруги та струму визначає аргумент комплексного повного опору $\underline{Z}$, тобто $\psi_u - \psi_i = \varphi$.

Векторні діаграми струмів та напруг будують на комплексній площині відповідно до рівняння Кірхгофа, зважаючи на зсув фаз між напругами $\underline{U}_R$, $\underline{U}_L$, $\underline{U}_C$ і струмом $\underline{I}$ (рис. 5.20). Першу діаграму (*а*) побудовано для кола, у якому переважає індуктивний опір. Струм $\underline{I}$ відстає від напруги $\underline{U}$, і зсув фаз додатний; діаграма (*б*) — для кола, де переважає ємнісний опір, струм $\underline{I}$ випереджає напругу $\underline{U}$, і зсув фаз φ від'ємний. Від трикутників напруг, розділивши кожну сторону трикутника на струм, переходимо до подібного йому трикутника опорів.

Миттєва потужність, залежно від знака φ, ідентична потужності *RL*-кола ($\varphi > 0$) чи *RC*-кола ($\varphi < 0$).

Активна потужність

$$P = UI\cos\varphi \qquad (5.66)$$

визначається добутком діючих значень напруги, струму та *коефіцієнта потужності*

$$\cos\varphi = \frac{P}{UI} = \frac{P}{S}, \qquad (5.67)$$

де $S = UI$ — *повна потужність.*

Величина $Q = UI\sin\varphi$ є *реактивною потужністю*. Вона додатна, коли $\varphi > 0$, і від'ємна, коли $\varphi < 0$. Абсолютне значення

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}. \qquad (5.68)$$

Комплекс потужності

$$\underline{S} = \underline{U}\underline{I}^* = UIe^{j(\psi_u - \psi_i)} = UIe^{j\varphi} = UI\cos\varphi + jUI\sin\varphi = P + jQ,$$

де $\underline{I}^* = Ie^{-j\varphi_i}$ — сполучений комплекс струму. Трикутник потужностей подібний до відповідного трикутника опорів (рис. 5.21).

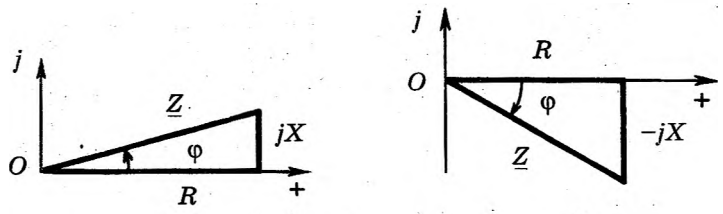


Рис. 5.21

Паралельне з'єднання *RLC*-елементів

Для паралельного з'єднання *RLC*-елементів (рис. 5.22) справедливе рівняння першого закону Кірхгофа. Для комплексних струмів:

$$\underline{I} = \underline{I}_R + \underline{I}_L + \underline{I}_C, \qquad (5.69)$$

де $\underline{I}_R = \dfrac{\underline{U}}{R} = G\underline{U}$; $\underline{I}_L = -j\dfrac{\underline{U}}{X_L} = -jB_L\underline{U}$; $\underline{I}_C = j\dfrac{\underline{U}}{X_C} = +jB_C\underline{U}$, G, B_L, B_C — відповідно активна, індуктивна та ємнісна провідності окремих віток кола. Тоді

$$\underline{I} = G\underline{U} - j(B_L - B_C);$$
$$\underline{U} = (G - jB)\underline{U}, \qquad (5.70)$$

де $B_L - B_C = B$ — результуюча реактивна провідність, а вираз в дужках

$$G - jB = \underline{Y} \qquad (5.71)$$

— *комплексна провідність.*

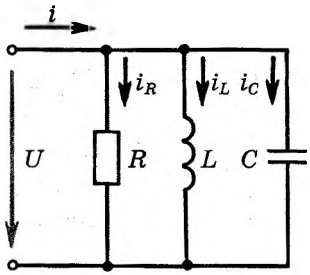


Рис. 5.22

Тут $Y = \sqrt{G^2 + B^2}$ — *модуль* комплексної провідності, а величина $\varphi = \operatorname{arctg}(B/G)$ — *аргумент.*

Струм у нерозгалуженій частині кола

$$\underline{I} = \underline{Y} \cdot \underline{U}. \qquad (5.72)$$

Побудуємо векторні діаграми відповідно до рівняння першого закону Кірхгофа (рис. 5.23, *а*, *б*). Діаграма (*а*) відповідає режиму, де реактивна провідність $B < 0$. У колі переважає індуктивна провідність, струм $\underline{I}$ відстає від напруги $\underline{U}$, зсув фаз додатний. Діаграма (*б*) для випадку, коли $B > 0$. В колі переважає ємнісна провідність, струм $\underline{I}$ випереджає напругу $\underline{U}$, зсув фаз від'ємний. З трикутника струмів (рис. 5.23, *а*, *б*) можна

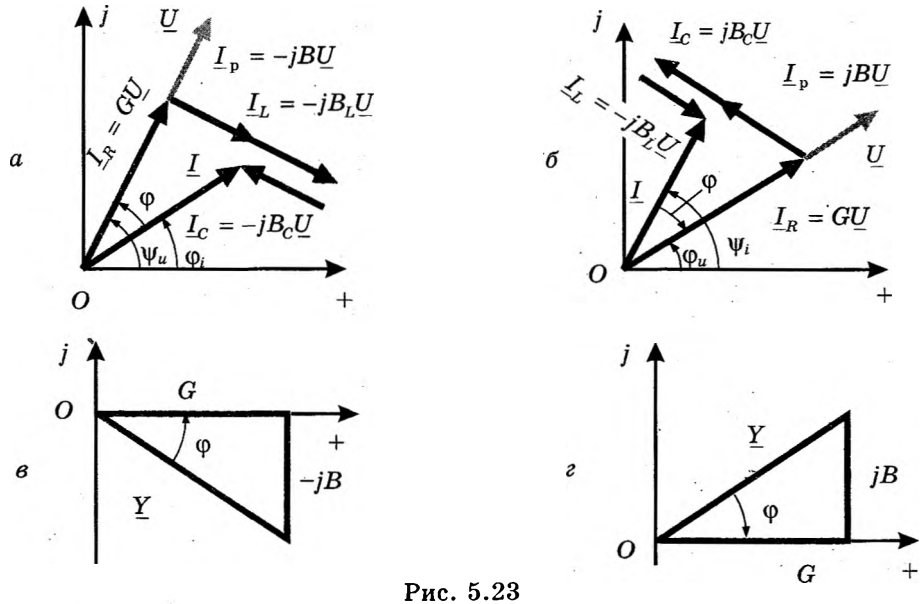


Рис. 5.23

отримати трикутник провідностей (рис. 5.25, *в*, *г*), якщо кожну сторону трикутника струмів поділити на напругу $\underline{U}$.

Резонансні явища в електричних *RLC*-колах

За наявності в колі ємності та індуктивності виникають коливальні процеси передачі *енергії* W_e *електричного поля конденсатора і магнітного поля* $W_м$ котушки індуктивності один одному і джерелу. Енергія ємності C та індуктивності L відповідно становить:

$$W_e = \frac{CU_C^2(t)}{2}; \qquad W_м = \frac{L \cdot i_L^2(t)}{2}. \tag{5.73}$$

Для синусоїдних струмів і напруг

$$\frac{CU_m^2}{2} = \frac{LI_m^2}{2} = W_м, \qquad |\psi_u - \psi_i| = \frac{\pi}{2}.$$

Сума W_e і $W_м$ є величина стала. Якщо $\psi_u = \pi/2$, $\psi_i = 0$, тоді

$$W_e(t) + W_м(t) = W_м(\cos^2\omega t + \sin^2\omega t) = W_м = \text{const}. \tag{5.74}$$

У цьому режимі немає періодичного обміну реактивною енергією від джерела до споживача і навпаки. Обмін енергіями відбувається в самому споживачі між його L- і C-елементами. Внаслідок цього коло має суто активний характер. Такий режим називають *резонансним*. Залежно від схеми ввімкнення LC-елементів та джерела енергії розрізняють резонанси напруг і струмів.

Резонанс напруг. Експериментальна установка (рис. 5.18) складається з послідовно з'єднаних реостата, котушки індуктивності і блока ємностей. Змінюємо ємність від мінімальної (1 мкФ) до максимальної (110 мкФ).

Струм залежно від ємності досягає максимуму при значенні $C = C_0$, коли модулі ємнісного $1/\omega C_0$ та індуктивного ωL опорів однакові ($C_0 = 32$ мкФ; $1/\omega C_0 = 100$ Ом, $\omega L = 314 \cdot L = 100$ Ом).

Такий стан нерозгалуженого кола відповідає резонансу напруг. *У цьому режимі вся енергія електричного поля періодично переходить в енергію магнітного поля і навпаки. Енергія від джерела живлення витрачається тільки на покриття втрат на активному опорі.*

Струм $I = \underline{U}/R$, тому що $\underline{U}_L = -\underline{U}_C$. На ділянках кола при малих R можливе значне підвищення напруги (рис. 5.18, напруги на L і C становлять 250 В, напруга джерела 127 В):

$$U_L = U_C = U\frac{Z_1}{R} = U\frac{Z_2}{R} = U\sqrt{1+\left(\frac{X_L}{R}\right)^2} = U\sqrt{1+\left(\frac{X_C}{R}\right)^2}. \qquad (5.75)$$

У силових електричних колах це може призвести до пошкодження ізоляції. У слабкострумових колах таке явище застосовується для підсилення коливань.

Резонансна частота коливань визначається за умови $\omega_0 L = 1/\omega_0 C$:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \qquad (5.76)$$

Індуктивний і ємнісний опори при резонансі

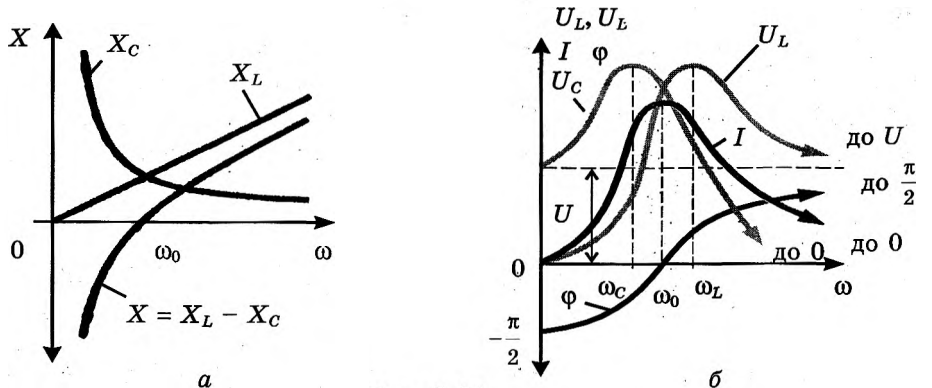
$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho, \qquad (5.77)$$

де ρ називається *хвильовим*, або *характеристичним опором* контуру. Відношення напруги на індуктивності чи ємності до напруги в колі при резонансі напруг називають *добротністю D контуру*:

$$D = \frac{U_L}{U} = \frac{U_C}{U} = \frac{\rho I}{RI} = \frac{\rho}{R}.$$

Сума енергій (5.74) *електричного та магнітного полів стала* у часі. Зменшення напруги на конденсаторі (енергії електричного поля) пов'язано зі збільшенням струму в колі (енергії магнітного поля) і навпаки.

Залежності опорів $X_L = \omega L$, $X_C = 1/\omega C$ та $X = X_L - X_C$ від частоти називають *частотними характеристиками кола* (рис. 5.24, *а*).



а *б*

Рис. 5.24

На рис. 5.24, *б* наведено резонансні характеристики залежності діючих значень струмів та напруг від частоти. При зміні частоти ω від 0 до ω_0 струм в електричному колі випереджає напругу на кут φ, що змінюється від $-\pi/2$ до 0; при зміні частоти від ω_0 до ∞ струм відстає від напруги на кут φ, що змінюється від 0 до $\pi/2$. При $\omega = \omega_0$ струм збігається по фазі з напругою (рис. 5.25).

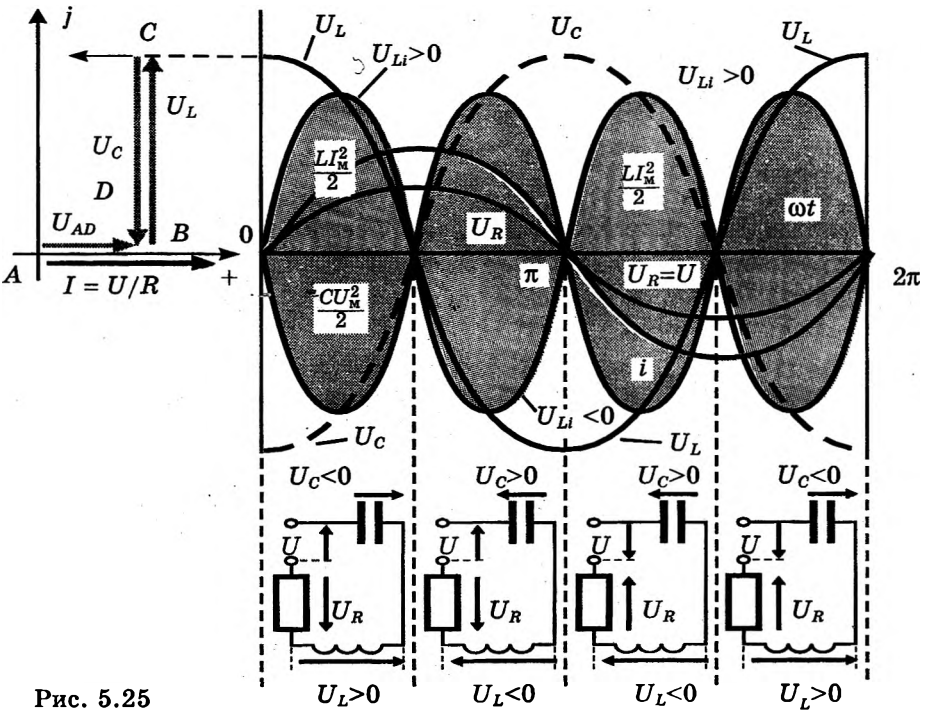
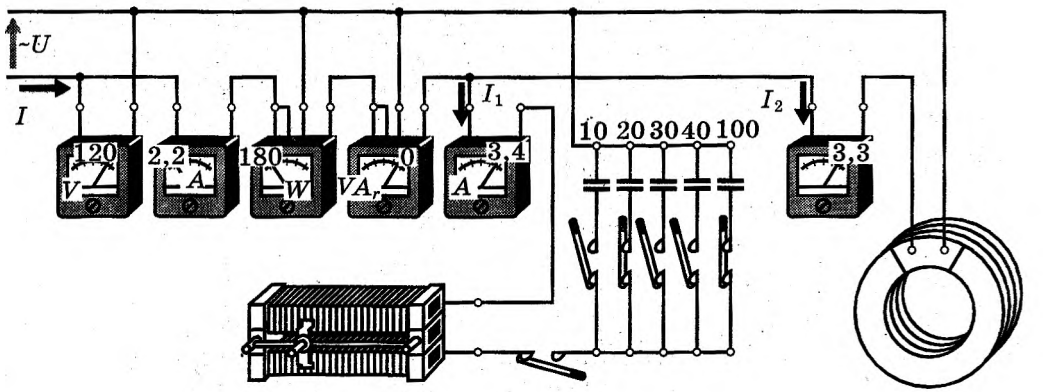


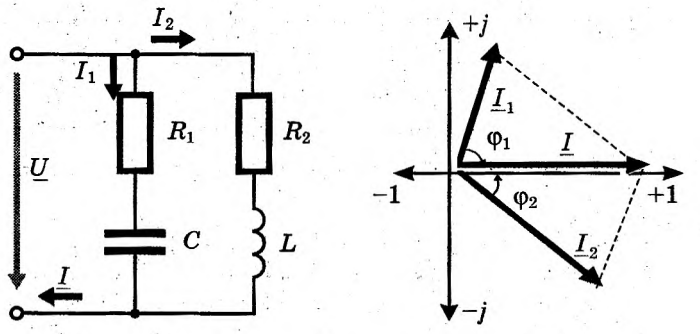
Рис. 5.25

Резонанс струмів. Для дослідження явища резонансу струмів складемо установку (рис. 5.26, *а*) з двох паралельно ввімкнених віток з R_1C- і R_2L-елементами, де R_1 — опір реостата, R_2 — активний опір котушки індуктивності. Зі зміною ємності батареї конденсаторів спостерігається екстремальна залежність сумарного струму I від ємності C_0. Але, на відміну від попереднього, *тут при резонансі має місце мінімум струму*. Такий режим називається *резонансом струмів*. Для визначення параметрів електричного кола (рис. 5.26, *б*), за яких струм збігається по фазі з напругою, прирівняємо до нуля сумарну реактивну провідність кола. Комплексні діючі значення струму у вітках, згідно із законом Ома, становлять:

$$\underline{I}_1 = \underline{U}\frac{1}{R_1 - jX_1} = \underline{U}\frac{R_1 + jX_1}{R_1^2 + X_1^2} = \underline{U}\left(\frac{R_1}{R_1^2 + X_1^2} + j\frac{X_1}{R_1^2 + X_1^2}\right) = \underline{U}(G_1 + jB_1);$$
$$\underline{I}_2 = U\frac{1}{R_2 + jX_2} = \underline{U}\frac{R_2 - jX_2}{R_2^2 + X_2^2} = \underline{U}\left(\frac{R_2}{R_2^2 + X_2^2} - j\frac{X_2}{R_2^2 + X_2^2}\right) = \underline{U}(G_2 - jB_2). \quad (5.78)$$



а



б *в*

Рис. 5.26

Струм у нерозгалуженій частині кола (рис. 5.26, *в*)

$$\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = \underline{U}\left[G_1 + G_2 - j(B_2 - B_1)\right] = \underline{I}_{\text{a}} + \underline{I}_{\text{p}}. \qquad (5.79)$$

Якщо $B_2 = B_1 = 0$, струм $\underline{I} = \underline{U}(G_1 + G_2)$ збігається по фазі з напругою. Якщо в рівнянні $B_1 = B_2$ замінити реактивні провідності, отримаємо:

$$\frac{L}{R_2^2 + (\omega L)^2} = \frac{C}{1 + R_1^2(\omega C)^2}, \qquad (5.80)$$

звідси визначимо *частоту резонансу*:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{\left(L/C - R_2^2\right)}{\left(L/C - R_1^2\right)}}. \qquad (5.81)$$

Ця формула вказує, що *для резонансу струмів необхідно одночасне виконання таких нерівностей*:

$$L/C < R_2^2;\ \ L/C < R_1^2 \quad \text{або} \quad L/C > R_2^2;\ \ L/C > R_1^2.$$

Інакше значення кругової частоти буде уявним, тобто не існує частот, за яких можливий резонанс струмів. Зокрема, для однакових активних опорів віток $R_1 = R_2 \neq \sqrt{LC}$ кругова частота буде такою самою, як

і при резонансі напруг у послідовному контурі, тобто $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. За умови $R_1 = R_2 = \sqrt{LC}$ резонансна кругова частота $\omega_0 = 0/0$ може мати довільне значення. У такому колі резонанс струмів спостерігається при будь-якій частоті джерела напруги. У такому випадку еквівалентний опір всієї схеми

$$\underline{Z} = \frac{\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = R$$

і не залежить від частоти.

В ідеальному контурі, якщо $R_1 = R_2 = 0$, струм у нерозгалуженій частині електричного кола дорівнює нулю.

5.8. Підвищення коефіцієнта потужності споживачів

Розглянемо таку ситуацію: генератор (рис. 5.27; 5.28) має номінальну повну потужність 1,1 кВА (кіловольтампер), що відповідає його напрузі 220 В і струмові 5 А. Коли навантаження суто активне (увімкнено лампочку та нагрівач), тоді $\cos\varphi = 1$ і потужності генератора достатньо для живлення споживача. Та якщо ввімкнути електродвигун як навантаження з $\cos\varphi = 0{,}5$, то при $S = 1{,}1$ кВА активна потужність двигуна P становитиме лише 0,55 кВт. Отже, потужність S генератора використовується лише наполовину, хоча втрати ΔP в генераторі та лінії електропередачі залишаються такі самі, як і при активному навантаженні в 1,1 кВт.

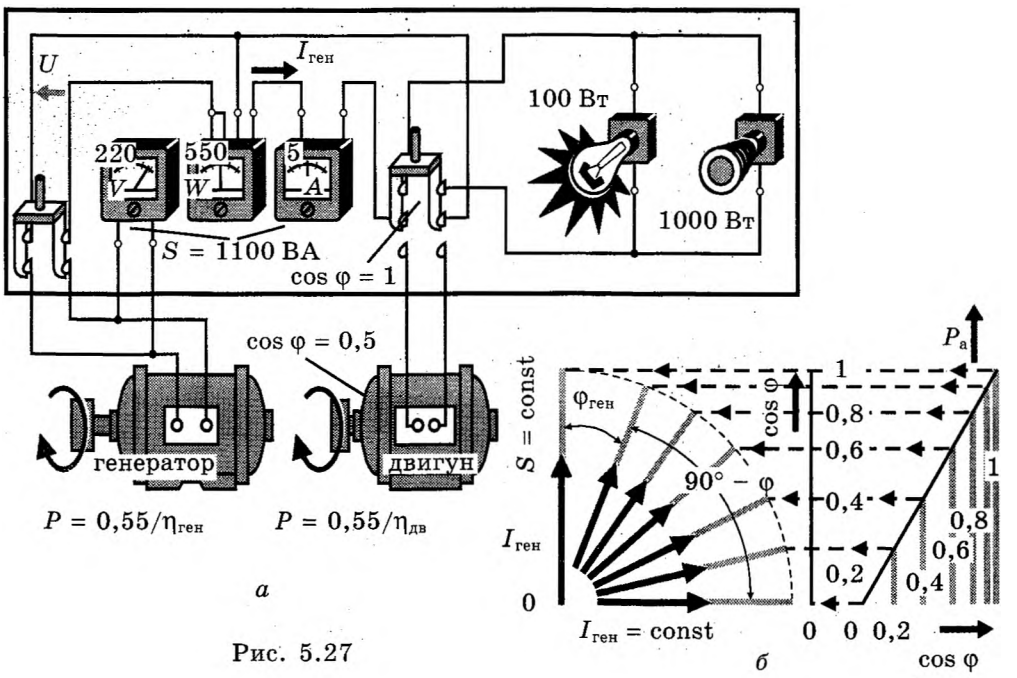
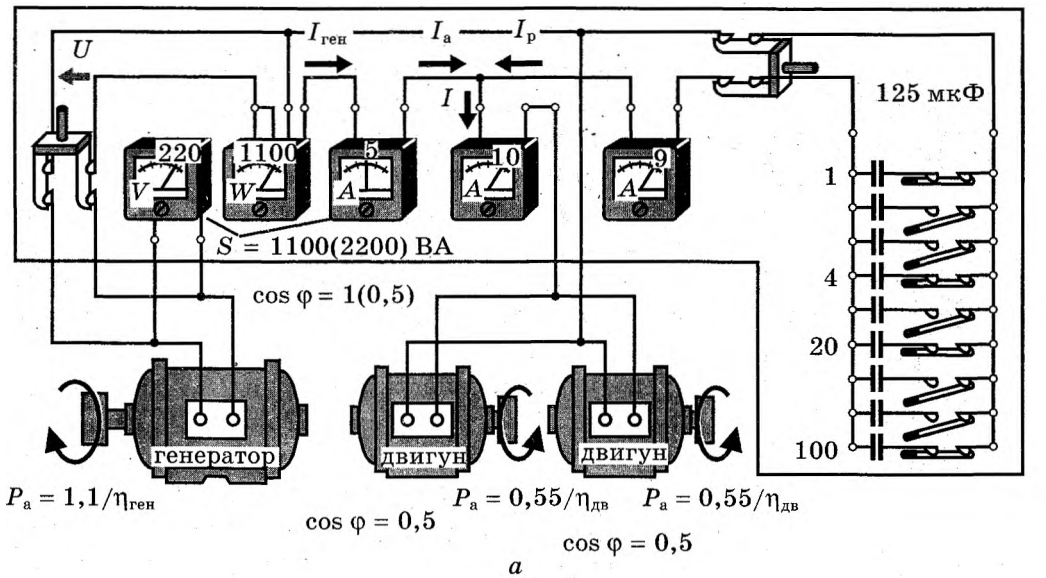
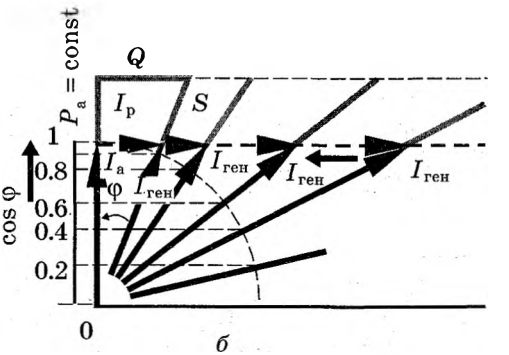


Рис. 5.27



а



б

Рис. 5.28

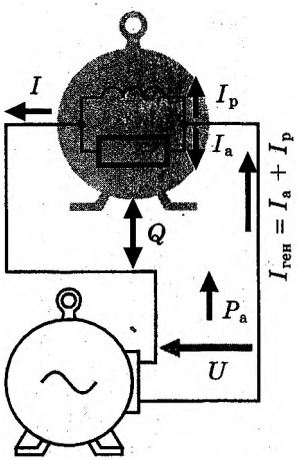
Щоб зменшити втрати

$$\Delta P = I^2(R_л + R_{ген})$$

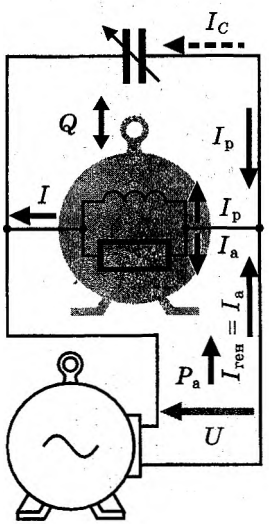
на активних опорах генератора і лінії електропередачі (збільшення ККД установки «генератор — лінія — споживач»), бажано збільшити cos φ навантаження (рис. 5.28, *а*), увімкнувши паралельно до навантаження батареї конденсаторів. Тоді, дібравши необхідну ємність, замість одного двигуна можна забезпечити живлення двох, по 0,55 кВт кожний (рис. 5.28, *а*). Тепер два двигуна як *RL*- навантаження та батарея конденсаторів як *C*-навантаження утворюють (за умови резонансу струмів) еквівалентне активне навантаження з cos φ = 1.

Діаграми (рис. 5.27, *б*; 5.28, *б*) ілюструють залежність активної потужності P від cosφ при S = const (I = const) та струму генератора I від cos φ при P = const. Перша діаграма відповідає залежності (5.49); друга — трикутнику (5.52): чим більша реактивна потужність навантаження (катет Q), тим більша гіпотенуза S (при сталому катеті P). Активна I_a і реактивна I_p складові струму I відповідно пропорційні P і Q.

З підвищенням cos φ = $P/(UI)$ зменшується повна потужність $S = UI$, яка є мірою електромагнітного завантаження генератора (втрат у магнітопроводі), зростає активна (корисна) потужність — міра механічного завантаження генератора і зменшується реактивна потужність $Q = UI\sin\varphi$ — міра енергії, що коливається в колі і створює додаткові втрати ($I_p^2 R_л$) у лінії електропередачі.



а



б

Рис. 5.29

Алгоритм розрахунку ємності, що компенсує індуктивну складову навантаження:

1. На основі паспортних даних чи експерименту представляємо споживач у вигляді еквівалентного двополюсника з паралельно ввімкненими активним $R_н$ та індуктивним $X_н$ опорами (рис. 5.29, *а*). Після компенсації ємністю фазового зсуву між струмом і напругою генератора обидві складові $I_а$ та $I_р$ струму навантаження повинні залишатися незмінними (рис. 5.29, *б*).

2. Побудуємо діаграму струмів $I = I_{ген}$, $I_а$ і напруги U (рис. 5.30, *а*) для схеми (рис. 5.29, *а*) без компенсації зсуву фаз. Тут кут зсуву фаз напруги U та струму $I_{ген}$ дорівнює куту φ_2 навантаження.

3. На побудованій діаграмі (*а*) під бажаним кутом φ_1 зсуву фаз між напругою та струмом проведемо вектор $I_{ген}$ (рис. 5.30, *б*) до перетину з лінією $I_р$. Тепер реактивний струм споживача $I_р$ утворюється як реактивний струм генератора мінус I_C, тобто

$$\underline{I}_р = \underline{I}_{р.ген} - I_C,$$

де $I_C + I_{р.ген} = I_а \cdot \operatorname{tg}\varphi_2$; $I_{р.ген} = I_а \cdot \operatorname{tg}\varphi_1$. Звідси

$$I_C = UB_C = U\omega C = I_а(\operatorname{tg}\varphi_2 - \operatorname{tg}\varphi_1). \quad (5.82)$$

Помножимо ліву і праву частини цієї формули на U, врахувавши те, що $I_а \cdot U = P_н$. Якщо виразити $P_н$ у кіловатах, а C у мікрофарадах, то дістанемо робочу формулу розрахунку оптимальної ємності:

$$C = \frac{10^9}{2\pi f} \cdot \frac{P_н}{U^2}\left(\operatorname{tg}\varphi_2 - \operatorname{tg}\varphi_1\right). \quad (5.83)$$

У випадку повної компенсації фазового зсуву $\varphi_1 = 0$. На практиці бажаний $\cos\varphi_1$ приймають у межах 0,92 — 0,95. Замість батареї ємностей застосовують також синхронні генератори, що працюють у режимі перезбудження (розділ 8).

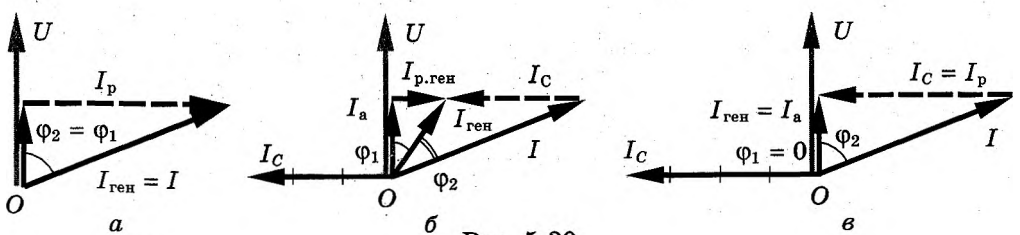


Рис. 5.30

Падіння і втрата напруги в лінії електропередачі та їх зменшення

За наявності змінного струму в лінії, крім активного опору, змінне електромагнітне поле створює додаткові ємнісний X_C та індуктивний X_L опори, причому $X_C << X_L$. Здебільшого споживач електроенергії має активно-індуктивний характер. Складемо схему заміщення лінії електропередачі і споживача (рис. 5.31, *а*). Побудуємо векторну діаграму для комплексних діючих значень струмів і напруг (рис. 5.31, *б*). Для цього з точки O відкладемо напругу U_2 і струм I споживача, зсунуті на кут

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{B_{Lн}}{G_н} = \operatorname{arctg} \frac{I_р}{I_а}.$$

Струм $\underline{I}$ розкладемо на активну $I_а$ і реактивну $I_р$ складові. Вектор $\underline{U}_2$ в геометричній сумі з падінням напруги $\underline{I}\,\underline{Z}_л$ на лінії електропередачі дає вектор $\underline{U}_1$ напруги джерела. Падіння $\underline{I}\underline{Z}_л$ розкладається на активну $\underline{I}R_л$ і реактивну $\underline{I}jX_л$ складові, які утворюють заштрихований трикутник падінь напруг в лінії електропередачі. Сумістимо вектори $\underline{U}_1$ з $\underline{U}_2$ і візьмемо їх різницю. Тоді дістанемо втрату ΔU *напруги в лінії як арифметичну різницю* U_1 і U_2:

$$\Delta U = U_1 - U_2 \cong I \cdot R_л \cos\varphi + IX_л \sin\varphi =$$

$$= I_а R_л + I_р \cdot X_L. \qquad (5.84)$$

На відміну від втрати *падіння* $\delta\underline{U}$ *напруги в лінії — це геометрична різниця:*

$$\delta\underline{U} = \underline{U}_1 - \underline{U}_2. \qquad (5.85)$$

Втрата ΔP потужності в лінії електропередачі

$$\Delta P = I^2 R_л = (I_а^2 + I_р^2)R_л = I_а^2 R_л(1 + \operatorname{tg}^2\varphi). \quad (5.86)$$

З цих формул випливає, що падіння $\delta\underline{U}$ напруги і втрати ΔP потужності в лінії зумовлені повним струмом споживача; втрата напруги складається з втрат в активному опорі лінії $R_л$ від активного струму $I_а$ споживача і втрат в реактивному опорі $X_л$ від реактивного струму $I_р$ споживача. Ввімкнення до споживача компенсуючої ємності C зменшує $I_р$ і кут φ, що знижує втрати в лінії. Наприклад, зменшивши φ з 45° до 0°, отримаємо, згідно з (5.86), зменшення втрат у 2 рази. Немає необхідності у повній компенсації φ. Вже коли φ близько 10°, $\operatorname{tg}^2 10° << 1$.

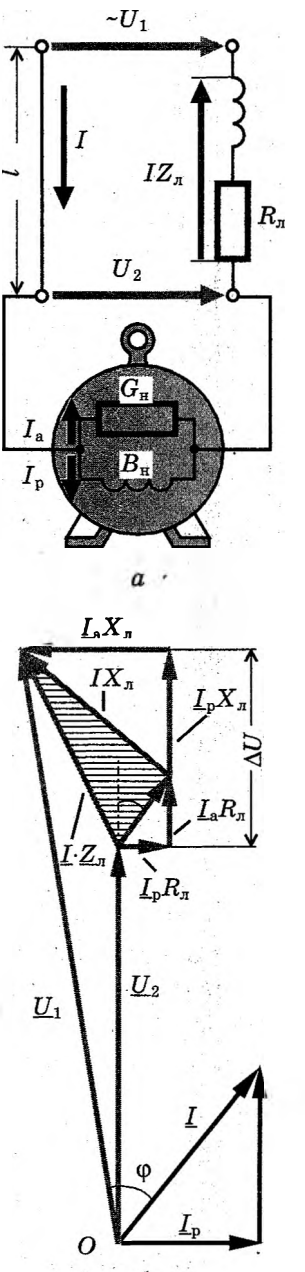


Рис. 5.31

Якщо $X_л << R_л$, що характерно для низьковольтних ліній електропередач промислової частоти, то

$$S = \frac{2\rho l}{\Delta U} \cdot I \cos\varphi = \frac{2\rho l \cdot 100\%}{\Delta U\,\%\, U^2} P_н = \frac{2\rho l \cdot 100\ \%}{\Delta P\,\%\, U^2 \cos^2\varphi} P_н. \qquad (5.87)$$

Допустимий (з умови заданих втрат ΔU чи ΔP) опір лінії $R_л$ або переріз проводу S визначається за формулою (5.87). Істотне зменшення втрат у лінії досягається використанням трансформаторів (розділ 7). Фізична модель (рис. 5.32) низьковольтної (*а*) та високовольтної (*б*) лінії електропередачі має: низьковольтне джерело синусоїдної напруги, діюче значення якої 120 В; навантаження — три лампи розжарювання загальною потужністю 750 Вт; реостат, що моделює опір лінії $R_л = 44$ Ом. За відсутності з боку джерела підвищувального, а з боку споживача знижувального трансформаторів, із 120 В напруги джерела 110 В падає на лінії, що становить 92 % (рис. 5.32, *а*). Тільки 8 %, тобто 10 В, дістається споживачеві. Замість номінальних 750 Вт він споживає лише 10 В · 2,5 А = 25 Вт. Лампи ледь тліють. ККД такої системи 8 %.

Тому при передачі електроенергії на віддаль, коли $R_л$ збігається за порядком з $R_н$, на передавальному боці ставиться підвищувальний (120/3000 В),

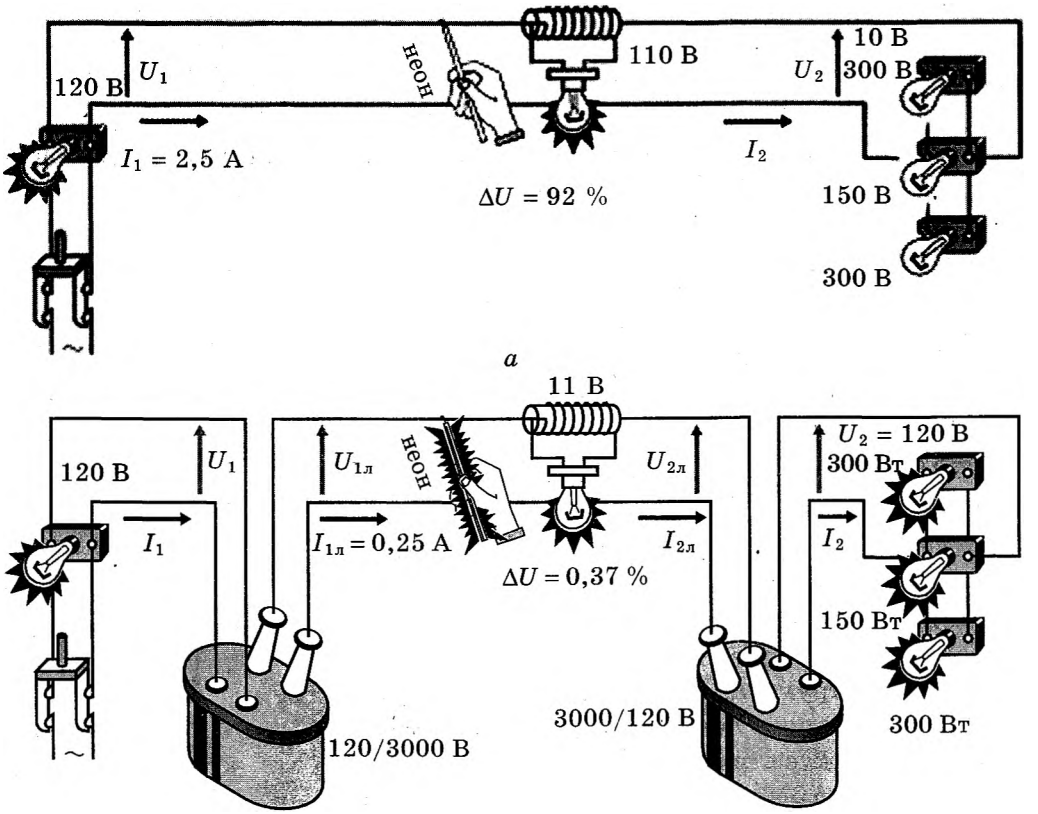


Рис. 5.32

а на приймальному — такий же знижувальний (3000/120 В) трансформатори (рис. 5.32, *б*). Тоді на вході лінії електропередачі $U = 3000$ В, $I = 0{,}25$ А, на виході $U_2 = U_1 - I_1 \cdot R_л = 3000 - 0{,}25 \cdot 44 = 2989$ В; на вході споживача $U_н = U_2 \cdot \frac{120}{3000} = 119{,}6$ В, тобто приблизно ті самі 120 В, що на виході генератора. Споживач працює в номінальному режимі: лампи горять яскраво; ККД системи 99,53 %.

5.9. Методи розрахунку лінійних електричних кіл синусоїдного струму

Залежно від форми опису синусоїдних струмів та напруг застосовують:

графічні методи розрахунку — побудовою векторно-топографічних (векторний аналог потенціальної діаграми) і лінійних, зокрема кругових (як функції змінних R, L чи C параметрів) діаграм;

алгебраїчні методи розрахунку, які полягають у заміні L- , C- і M-елементів електричного кола їхніми комплексними опорами, переходу від миттєвих значень до символічних (комплексних) значень струмів і напруг, далі застосовують уже відомі методи розрахунку одно- та багатоконтурних електричних кіл постійного струму, але вже з комплексними величинами, знаходять ці комплексні величини і, якщо це необхідно, повертаються від знайдених комплексів струму та напруги до їх миттєвих значень;

модульні методи, коли розраховуються модулі та аргументи невідомих змінних за заданими відомими або виміряними у процесі експерименту діючими значеннями струмів, напруг, модулями комплексних опорів, активних, реактивних та повних потужностей.

Закони електротехніки для електричних кіл синусоїдного струму

Для активного опору $u(t) = R \cdot i(t)$ або

$$\underline{U} = \underline{I} \cdot R; \tag{5.88}$$

для індуктивності чи взаємоіндуктивності

$$u(t) = L\frac{\Delta i(t)}{\Delta t}; \quad u(t) = M\frac{\Delta i(t)}{\Delta t};$$

для комплексів діючих значень змінних

$$\underline{U} = j\omega L\underline{I}; \quad \underline{U} = j\omega M\underline{I}; \tag{5.89}$$

для ємності

$$i(t) = C\frac{\Delta u(t)}{\Delta t}$$

або

$$\underline{U} = \frac{1}{j\omega C} \cdot \underline{I}; \quad \underline{I} = j\omega C\underline{U}. \tag{5.90}$$

Закони Кірхгофа в комплексній формі отримано із законів Кірхгофа для миттєвих значень струмів і напруг переходом від миттєвих значень до комплексних діючих значень $\underline{U}$, $\underline{I}$.

Перший закон Кірхгофа: *сума комплексних (або окремо дійсних і уявних складових) струмів у будь-якому вузлі кола дорівнює нулю:*

$$\sum \underline{I} = 0. \tag{5.91}$$

Другий закон Кірхгофа: *сума комплексів ЕРС при обході замкненого контуру дорівнює сумі добутків струмів на відповідні комплекси опорів та сумі комплексів напруг (або окремо дійсних і уявних складових).* Комплекси $\underline{I}$, $\underline{U}$, $\underline{E}$ беруться зі знаком «плюс», якщо вибрані напрямки збігаються з напрямом обходу, і «мінус», якщо не збігаються:

$$\sum \underline{I}\underline{Z} + \sum \underline{U} = \sum \underline{E}. \tag{5.92}$$

Баланс потужностей: в автономному електричному колі для довільного моменту часу сума миттєвих потужностей $p(t)$ дорівнює нулю. Електроенергія джерел автономного кола за будь-який малий проміжок часу повністю використовується споживачем:

$$\sum U \cdot i = \sum e \cdot i. \tag{5.93}$$

З цього рівняння для миттєвих потужностей випливають рівняння комплексів повних потужностей:

$$\sum S_{\text{спож}} = \sum S_{\text{ген}}, \tag{5.94}$$

їх дійсних частин (активної потужності)

$$\sum P_{\text{спож}} = \sum P_{\text{ген}} \tag{5.95}$$

та уявних частин (реактивної потужності)

$$\sum Q_{\text{спож}} = \sum Q_{\text{ген}}, \tag{5.96}$$

де активні потужності споживачів додають арифметично, реактивні — алгебраїчно, повні — геометрично (тобто $\sum \underline{S} \neq \sum S$).

Розрахунок багатоконтурних електричних кіл синусоїдного струму символічним методом

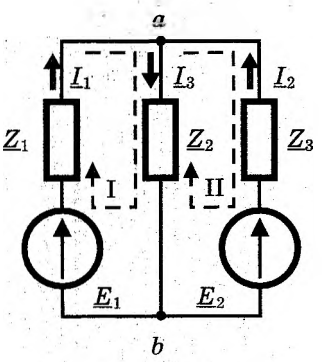


Рис. 5.33

Для розрахунку багатоконтурних кіл синусоїдного струму складають і розв'язують системи рівнянь Кірхгофа, контурних струмів, вузлових потенціалів та інші для комплексних струмів, напруг, опорів чи провідностей.

Розглянемо ці методи на конкретному прикладі (рис. 5.33), де $\underline{Z}_1 = 3 - j4$ Ом; $\underline{Z}_2 = 8 + j6$ Ом; $\underline{Z}_3 = j10$ Ом; $\underline{E}_1 = 100$ В; $\underline{E}_2 = j100$ В.

Визначенню підлягають комплекси струмів $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}_3$.

Методи розрахунку на основі законів Кірхгофа. Коло складається з трьох віток. Необхідно скласти систему з трьох рівнянь, вибрати позитивні напрямки струмів у вітках. За першим законом Кірхгофа:

$$-I_1 - I_2 + I_3 = 0.$$

За другим законом Кірхгофа:

$$\underline{Z}_1;\quad \underline{I}_1 + \underline{Z}_3\underline{I}_3 = \underline{E}_1,\quad \underline{Z}_2\underline{I}_2 + \underline{Z}_3\underline{I}_3 = \underline{E}_3,$$

або

$$\begin{cases} -\underline{I}_1 - \underline{I}_2 + \underline{I}_3 = 0, \\ (3 - j4)\cdot \underline{I}_1 + j10\underline{I}_3 = 100, \\ (8 + j6)\cdot \underline{I}_2 + j10\underline{I}_3 = j100. \end{cases}$$

Розв'язування системи:

$$\underline{I}_1 = 20,4 - j12,8 = 24,1e^{-j32^\circ}\ \text{А};$$
$$\underline{I}_2 = -8,4 + j3,8 = 9,2e^{j155^\circ40'}\ \text{А};$$
$$\underline{I}_3 = 12 - j9 = 15e^{-j36^\circ52'}\ \text{А}.$$

Метод контурних струмів. Система рівнянь відносно невідомих контурних струмів $\underline{I}_{11}$ та $\underline{I}_{22}$:

$$\begin{cases} (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_3)\underline{I}_{11} - \underline{Z}_3\underline{I}_{22} = \underline{E}_1; \\ (-\underline{Z}_3\underline{I}_{11} + (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3)\underline{I}_{22} = -\underline{E}_2, \end{cases}$$

або

$$\begin{cases} (3 - j4 + j10)\underline{I}_{11} - j10\underline{I}_{22} = 100; \\ (-j10\underline{I}_{11} + (8 + j6 + j10)\underline{I}_{22} = -j100. \end{cases}$$

Звідси визначимо контурні струми і струми у вітках:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{11} = 20,4 - j12,8\ \text{А};\qquad \underline{I}_2 = -\underline{I}_{22} = -8,4 + j3,8\ \text{А};$$
$$\underline{I}_3 = \underline{I}_{11} - \underline{I}_{22} = 12 - j9\ \text{А}.$$

Метод вузлових потенціалів. Напруга між вузлами a та b:

$$\underline{U}_{ab} = \frac{\underline{E}_1\underline{Y}_1 + \underline{E}_2\underline{Y}_2}{\underline{Y}_1 + \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3} = \frac{100\,/(3 - j4) + j100\,/(8 + j6)}{1\,/(3 - j4) + 1\,/(8 + j6) + 1\,/\,j10} = 90 + j120\ \text{В}.$$

За законом Ома струми у вітках:

$$\underline{I}_1 = \frac{-\underline{U}_{ab} + \underline{E}_1}{\underline{Z}_1} = \frac{-90 - j120 + 100}{3 - j4} = 20,4 - j12,8\ \text{А};$$

$$\underline{I}_2 = \frac{-\underline{U}_{ab} + \underline{E}_2}{\underline{Z}_2} = \frac{-90 - j120 + j100}{8 + j6} = 8,4 + j3,8\ \text{А};$$

$$\underline{I}_3 = \frac{-\underline{U}_{ab}}{\underline{Z}_3} = \frac{90 + j120}{j10} = 12 - j9\ \text{А} \cong 15e^{-j37}.$$

Для додавання чи віднімання комплекси представляють в алгебраїчній формі, для множення чи ділення — в показниковій. Щоб позбутися уявних чисел в знаменнику ($a \pm jb$), знаменник і чисельник домножають на величину комплексно сполучену до знаменника; тоді знаменник ($a \pm jb$) ($a \mp jb$) дорівнює $a^2 + b^2$. Якщо треба за символічним комплексом визначити миттєве значення величини, користуємося формулою (5.12). Наприклад, для струму I_3

$$i_3(t) = Im\left\{\sqrt{2}\underline{I}_3 \cdot \underline{n}\right\} = Im\left\{\sqrt{2} \cdot 15e^{-j37^\circ} \cdot e^{j\omega t}\right\} = 21,21\sin(\omega t - 37^\circ) =$$

$$= Im\left\{21,21\left[\cos(\omega t - 37^\circ)\right]\right\}.$$

5.10. Трифазні електричні кола синусоїдного струму

Генерування трифазної системи

У багатоконтурному електричному колі діють декілька джерел живлення, які мають однакову частоту, але зсунуті по фазі один відносно іншого. Джерела називають *симетричними*, якщо вони мають однакові амплітуди ЕРС (струмів) і кути зсуву фаз. Якщо симетричні також струми та напруги у споживачів, то система в цілому називається *симетричним багатофазним електричним колом*, системою чи мережею. Багатофазні симетричні шести- чи двадцятифазні системи, у яких ЕРС зсунуті між собою на 60° чи 30°, застосовуються у вторинних джерелах живлення. Двофазні системи, у яких дві синусоїдні ЕРС однієї частоти зсунуті по фазі на 90°, застосовуються в автоматизованому електроприводі для живлення виконавчих мікромашин.

Найбільш поширене застосування знайшла *трифазна симетрична система*. Така система відносно однофазної має ряд переваг: економія матеріалу проводів лінії електропередачі; ефективність, простота та економічність двигунів і генераторів; можливість споживача електроенергії, використовуючи трансформатори, мати дві різні напруги та ін.

Процес генерації трифазної системи ЕРС розглянемо на спрощеному макеті (рис. 5.34). Постійний магніт, що знаходиться на валу, має два полюси N і S. Вони закінчуються полюсними наконечниками, завдяки яким магнітна індукція магнітного поля між полюсами і циліндром статора має синусоїдне розподілення вздовж периметра статора:

$$B(\alpha) = B_m \sin\alpha, \quad 0 \le \alpha \le 2\pi.$$

Нехай $\alpha = 0$ зліва від вала на горизонталі. В циліндрі статора три пази, в яких розміщено по мідному стержню довжиною l. Початки a, b, c та кінці x, y, z стержнів замкнено на лампи розжарювання. Під час обертання магніту за годинниковою стрілкою з кутовою швидкістю ω (рад/с) магніт-

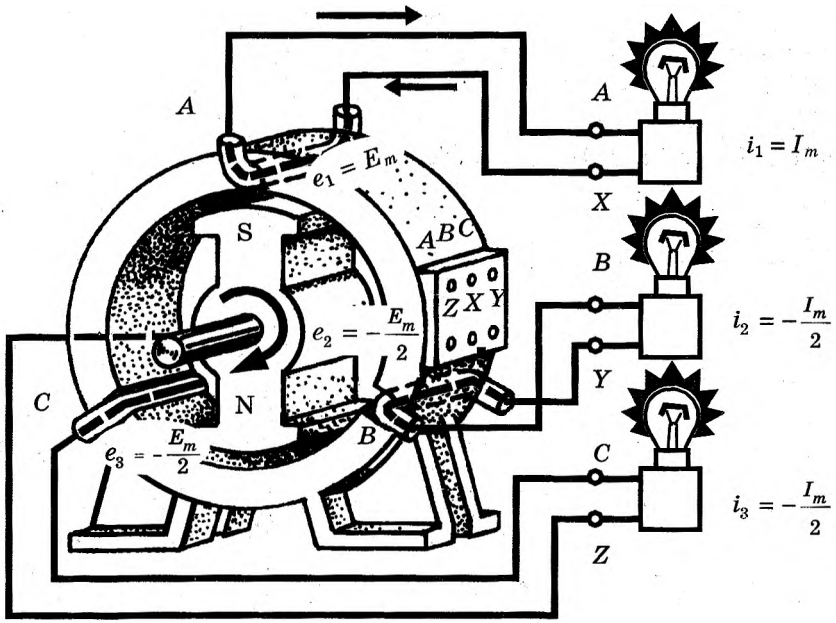


Рис. 5.34

ний потік рухатиметься відносно стержнів зі швидкістю $v = \omega r$, де r — радіус ротора.

Можна вважати, що потік нерухомий, а рухаються відносно нього проти годинникової стрілки стержні статора. Тоді за законом електромагнітної індукції (5.2) та правилом правої руки для моменту, що зображений на рис. 5.34, в стержні AX наводяться ЕРС e_A, що напрямлена від X до A, в BY і CZ — навпаки. Умовно підставимо долоню правої руки в повітряний зазор так, щоб лінії магнітної індукції B входили в долоню, великий палець вказував напрямок руху стержня, чотири останніх — напрямок ЕРС і струму в колі, що збігається з ЕРС, оскільки навантаження активне. Внаслідок взаємоперпендикулярності $e = Blv = Bl\omega r$. Якщо відлічувати час t з моменту, коли кут $\alpha = 0$, то $\alpha = \omega t$, відповідно $B = B_m \sin(\omega t)$. Максимальною ЕРС в кожній фазі буде, якщо полюс N проходить під стержнем. Для вибраних позитивних напрямків ЕРС, початкового моменту та напряму обертання, отримаємо:

$$e_A = E_m \sin(\omega t); \qquad e_B = E_m \sin(\omega t - 120°);$$
$$e_B = E_m \sin(\omega t - 240°) = E_m \sin(\omega t + 120°). \tag{5.97}$$

На рис. 5.35 наведено різні положення ротора при рівномірному русі і відповідно їм систему трьох ЕРС у вигляді графіка миттєвих значень та векторної діаграми комплексних діючих значень цих ЕРС:

$$\underline{E}_A = Ee^{j0} = E(1 + jo) = E; \qquad \underline{E}_B = Ee^{-j120°} = E\left(-0,5 - j0,5\sqrt{3}\right);$$
$$\underline{E}_B = Ee^{-j120°} = E\left(-0,5 + j0,5\sqrt{3}\right). \tag{5.98}$$

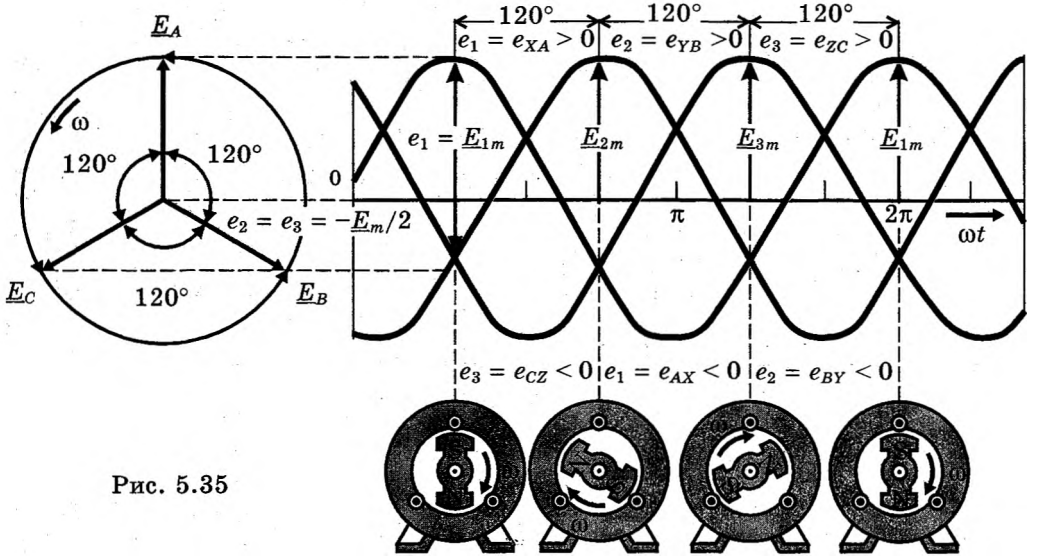


Рис. 5.35

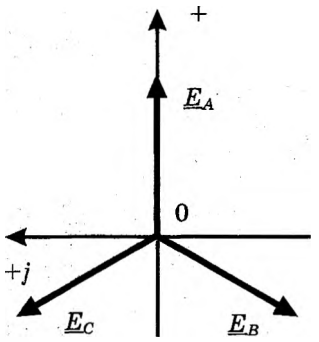


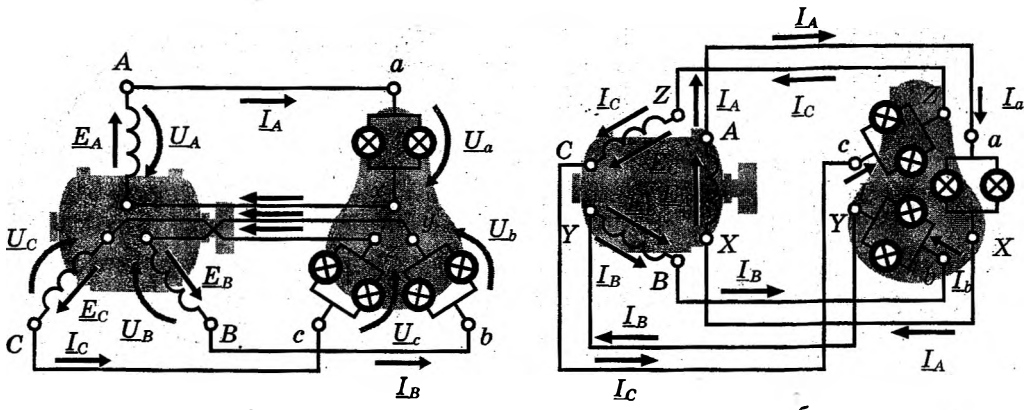
Рис. 5.36

Побудуємо векторні діаграми кіл на комплексній площині з вертикальною — дійсною і горизонтальною — уявною осями (рис. 5.36).

У реального генератора замість одного стержня укладається w витків провідника, які називають обмоткою. Ввімкнемо до кожної обмотки трифазного синхронного генератора окремий споживач (рис. 5.37). Матимемо незв'язану трифазну систему, що складається з трьох автономних однофазних кіл, так званих *фаз* трифазної системи. Терміном «*фаза*» також називають і автономну частину багатофазного розгалуженого кола. Виводи обмоток генератора A, B, C і споживача a, b, c називаються початками обмоток, а виводи X, Y, Z генератора і x, y, z споживача — кінцями. Напруги між початками і кінцями споживача U_a, U_b, U_c називають *фазними напругами* споживача і позначають буквою з одним індексом.

Якщо знехтувати опором з'єднувальних проводів, то фазні напруги генератора і споживача однакові $\underline{U}_A = \underline{U}_a$, $\underline{U}_B = \underline{U}_b$, $\underline{U}_C = \underline{U}_c$. Оскільки фази незалежні одна від одної, то *фазні* струми у кожній з них $\underline{I}_A$, $\underline{I}_B$, $\underline{I}_C$ теж не залежать один від одного. Стрілками показано додатні напрями ЕРС, напруг і струмів. Напруги генератора практично дорівнюють ЕРС: $\underline{U}_A = \underline{E}_A$, $\underline{U}_B = \underline{E}_B$, $\underline{U}_C = \underline{E}_C$, оскільки опорами обмоток статора, як правило, можна знехтувати. У незв'язаній трифазній системі генератор і споживач з'єднані шістьма проводами. Така система не має переваг перед однофазною.

Якщо кінці X, Y, Z обмоток генератора (рис. 5.37, *а*) з'єднати у вузол, то електричний стан не зміниться, оскільки струми у фазах залежать від різниці потенціалів $\underline{U}_A$, $\underline{U}_B$, $\underline{U}_C$, а не від абсолютного значення потенціалів



а *б*

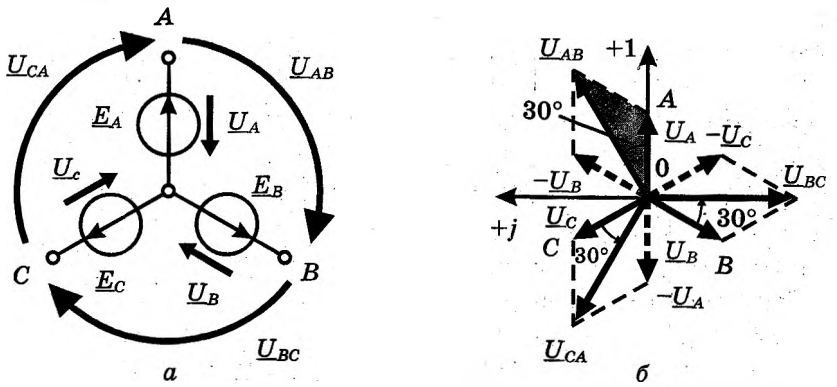
Рис. 5.37

точок X, Y, Z. Зробимо такі ж з'єднання у споживачі. Тоді замість шестипровідної матимемо чотирипровідну трифазну систему *«зірка — зірка»* («Y — Y»).

Якщо обмотки генератора з'єднати за схемою (рис. 5.37, *б*): початок A — кінець Z, початок B — кінець X, початок C — кінець Y, то таке з'єднання називають *«трикутник»* «Δ». Якщо аналогічно з'єднані фази споживача, то така система називається «трикутник — трикутник» («Δ — Δ»). У ній використовується всього три проводи. Можливі також змішані варіанти з'єднань («Y — Δ», «Δ — Y»).

З'єднання обмоток генератора

З'єднання «зіркою». При з'єднанні зіркою кінці X, Y, Z обмоток об'єднують у вузол — нейтральну точку генератора (рис. 5.38). Проводи, які йдуть до споживача, називають *лінійними*. Від нейтральної точки N генератора також може виводитися *провід — нейтральний*. *Потенціал φ_N нейтральної точки генератора приймають рівним нулю.* Фазні напруги генератора наведено на рисунку 5.38, *б*.



а *б*

Рис. 5.38

Напруги між початками двох фаз або між проводами лінії електропередач (лінійними проводами) $\underline{U}_{AB}$, $\underline{U}_{BC}$, $\underline{U}_{CA}$ називають *лінійними*. Напруга $\underline{U}_{AB}$ (рис. 5.38, *а*):

$$\underline{U}_{AB} = \underline{\varphi}_A - \underline{\varphi}_B = \underline{E}_A - \underline{E}_B = \underline{U}_A - \underline{U}_B. \qquad (5.99)$$

Відповідно до цієї формули будується вектор лінійної напруги $\underline{U}_{AB}$ як сума вектора $\underline{U}_A$ і вектора — $\underline{U}_B$; аналогічно $\underline{U}_{BC}$ і $\underline{U}_{CA}$ (рис. 5.38, *б*). Вектори лінійних напруг створюють симетричну трифазну систему. Їхні діючі значення $U_л$ однакові і зсунуті один відносно одного по фазі на кут 120°. У комплексній формі

$$\underline{U}_{AB} = U_л^{\,j30^\circ}, \quad \underline{U}_{BC} = U_л^{\,-j90^\circ}, \quad \underline{U}_{CA} = U_л^{\,j150^\circ}.$$

Щоб дістати співвідношення фазних і лінійних напруг, виділимо на векторній діаграмі заштрихований трикутник, який утворено векторами $\underline{U}_{AB}$, $\underline{U}_A$, $-\underline{U}_B$. З трикутника визначимо, що

$$U_л = 2U_ф \cos 30^\circ = \sqrt{3} \cdot U_ф, \qquad (5.100)$$

або *лінійна напруга* $U_л$ *при з'єднанні зіркою в* $\sqrt{3}$ *раз більша за фазну*. Співвідношення між лінійною і фазною напругами трифазних генераторів: 230/133, 400/230, 690/400 і т. ін.

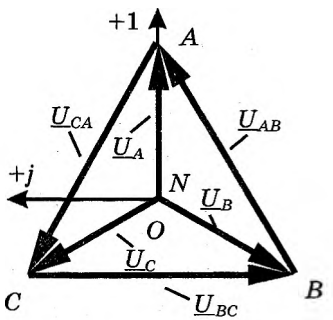


Рис. 5.39

Крім векторних, будують топографічні діаграми. Для цього перенесемо вектор лінійної напруги $\underline{U}_{AB}$ (рис. 5.38, *б*) паралельно самому собі так, щоб його початок перемістився в точку *B* комплексної площини, тоді кінець вектора попадає в точку *A* (рис. 5.39). Аналогічно перенесемо вектори $\underline{U}_{BC}$ і $\underline{U}_{CA}$. Ці вектори утворили трикутник лінійних напруг. Кожній точці на схемі відповідає потенціал на комплексній площині. Стрілка позитивного напряму напруги на схемі між двома точками, наприклад *A*, *B*, спрямована від точки *A*, а на комплексній площині вектор $\underline{U}_{AB}$ спрямований від точки *B* до *A*.

З'єднання «трикутником». При з'єднанні обмоток (рис. 5.37, *б*) генератора трикутником початок однієї фази з'єднується з кінцем наступної: *A* з *Z*, *B* з *X*, *C* з *Y*. Обмотки утворюють замкнений контур з трьома ЕРС. Із спільних точок (*A*, *Z*), (*B*, *X*), (*C*, *Y*) виводяться проводи до споживачів. На перший погляд, контур *ABCA* короткозамкнений. Але, оскільки ЕРС зсунуті одна відносно одної на кут 120°, то *в будь-який момент часу сума миттєвих значень трьох ЕРС дорівнює нулю* (рис. 5.35). Відповідно сума комплексних діючих значень $\underline{E}_A + \underline{E}_B + \underline{E}_C = 0$. Напруги між точками *A* і *B*, *B* і *C*, *C* і *A* є фазними напругами генератора і лінійними напругами трифазної системи. Топографічна діаграма напруг при з'єднанні обмоток трикутником

аналогічна діаграмі лінійних напруг (рис. 5.39). Обмотки трифазного генератора на практиці, як правило, з'єднують зіркою. Це дає можливість мати у споживача два значення напруги — лінійне і фазне.

Чотирипровідна трифазна система «зірка — зірка». Припустимо, що опорами лінійних проводів і нейтрального проводу можна знехтувати. У такій системі (рис. 5.40) нейтральну точку споживача *n* з'єднано з нейтральною точкою *N* генератора. Тоді потенціал нейтральної точки споживача, як і генератора, дорівнює нулю. Фазні і лінійні напруги споживача дорівнюють відповідним фазним напругам генератора. До споживача підводять дві напруги — лінійну та фазну. *Додатним напрямом струмів* у лінійних проводах *прийнято вважати* струм, який напрямлено *від джерела (генератора)* до споживача, а в нейтральному проводі — від споживача до генератора. Режим кожної фази системи не залежить від двох інших фаз. Струм визначають параметрами фази споживача за законом Ома:

$$\underline{I}_a = \frac{\underline{U}_a}{\underline{Z}_a}; \quad \underline{I}_b = \frac{\underline{U}_b}{\underline{Z}_b}; \quad \underline{I}_c = \frac{\underline{U}_c}{\underline{Z}_c}. \qquad (5.101)$$

Струм у нейтральному проводі за першим законом Кірхгофа дорівнює сумі струмів трьох фаз:

$$\underline{I}_N = \underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c. \qquad (5.102)$$

Якщо навантаження симетричне, то розрахунок струмів у системі зводиться до розрахунку струму однієї фази; струми у фазах мають однакові діючі значення: вони зсунуті по фазі відносно відповідних фазних напруг на один і той самий кут φ і утворюють симетричну трифазну систему векторів (рис. 5.41). Їх сума дорівнює нулю. *При симетричному навантаженні струм в нейтральному проводі відсутній і провід не потрібний.* Діаграми напруг споживача збігаються з діаграмами напруг генератора (рис. 5.41). Векторні діаграми струмів, при суміщенні їх з топографічними діаграмами напруг, будують з урахуванням кутів зсуву фаз відносно відповідних фазних напруг.

При *несиметричному навантаженні струм у нейтральному проводі* дорівнює геометричній сумі фазних струмів і буде тим більший, чим більша несиметрія опорів фаз споживача.

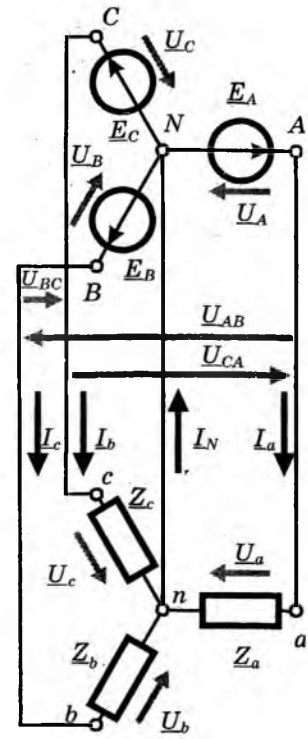


Рис. 5.40

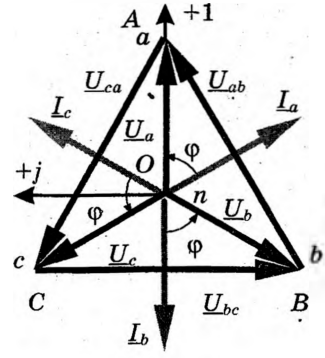


Рис. 5.41

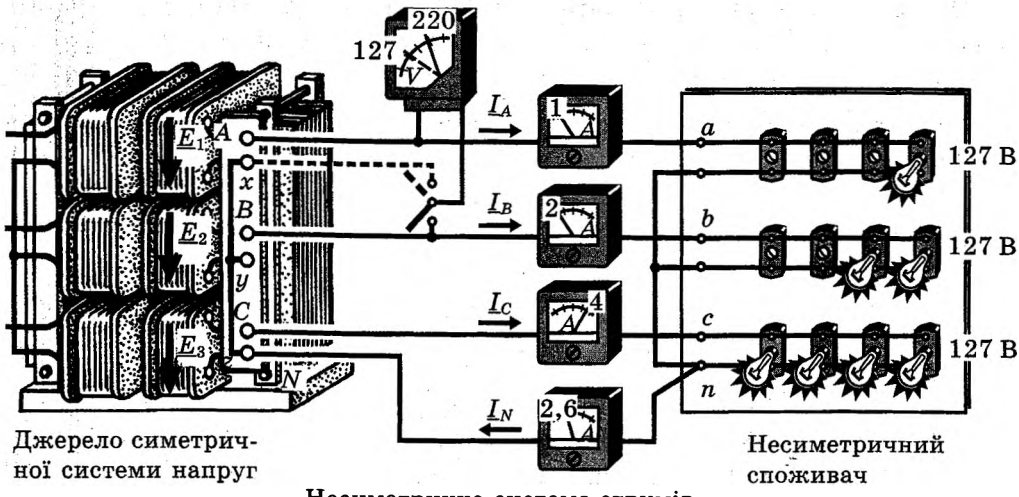


Рис. 5.42

На рис. 5.42 показано трансформатор, вихідні обмотки якого ввімкнено за схемою «зірка з нейтральним проводом». Споживачі електроенергії (лампи розжарювання) є для джерела несиметричним, активним (R = 127 Ом, кут $\varphi = 0$) навантаженням: у фазі A одна лампа, у B — дві, у C — чотири. Струм фаз:

$$\underline{I}_A = \frac{\underline{E}_A}{R_A} = \frac{127 \cdot e^{j0}}{127} = 1 \text{ А}; \qquad \underline{I}_B = \frac{\underline{E}_B}{R_B} = \frac{127 \cdot e^{-j120^\circ}}{0,5 \cdot 127} = \left(-1 - j\sqrt{3}\right) \text{ А};$$

$$\underline{I}_C = \frac{\underline{E}_C}{R_C} = \frac{127 \cdot e^{j120^\circ}}{0,25 \cdot 127} = \left(-2 + j2\sqrt{3}\right) \text{ А}.$$

Струм нейтралі (рис. 5.43, *а*, *б*):

$$\underline{I}_N = 1 + \left(-1 - j\sqrt{3}\right) + \left(-2 + j2\sqrt{3}\right) = \left(-2 + j\sqrt{3}\right) \text{ А}.$$

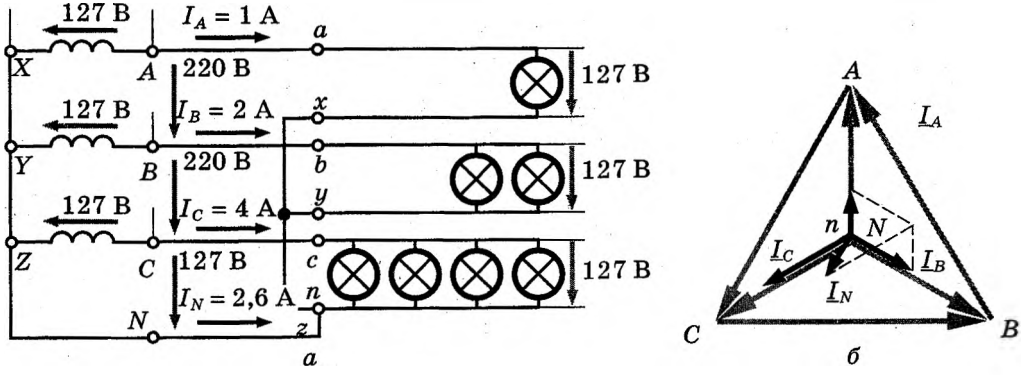
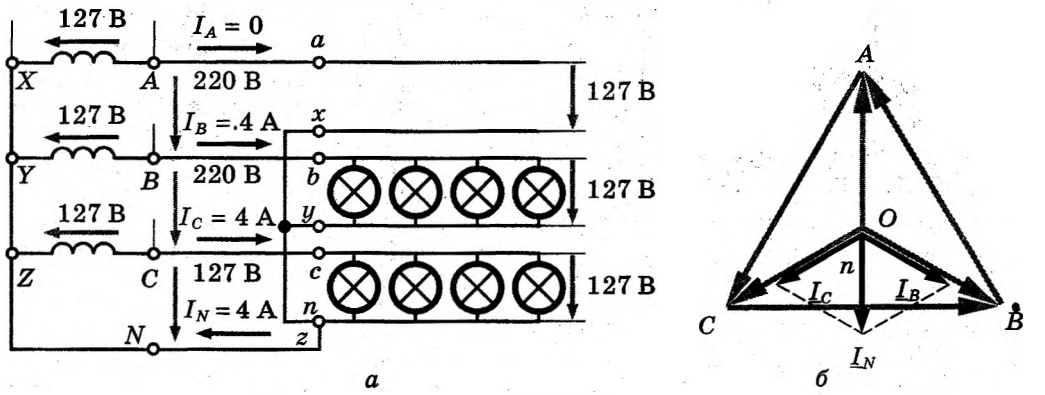


Рис. 5.43

Якщо у фазі A вимкнути лампочку $(R_A \to \infty)$, а у фазах B і C навантаження вирівняти, увімкнувши в кожну по чотири лампи (рис. 5.44), то струм $\underline{I}_A$ дорівнюватиме нулю, струм $\underline{I}_C$ залишиться без змін, струм $\underline{I}_B$ збільшиться в два рази. Струм нейтралі збільшиться:

$$\underline{I}_N = \underline{I}_b + \underline{I}_c = 2\left(-1 - j\sqrt{3}\right) + 2\left(-1 + j\sqrt{3}\right) = -4 \text{ А}.$$



а *б*

Рис. 5.44

Трипровідна трифазна система «зірка — зірка». Для симетричного навантаження немає потреби у нейтральному проводі. Система з чотирипровідної стає трипровідною (рис. 5.45). Симетрію мають двигуни, трансформатори та інші промислові установки. Струми трипровідної системи при симетричному навантаженні не відрізняються від струмів у чотирипровідній системі. Розрахунок зробимо для однієї фази.

Наприклад, для фази A напруга $U_a = U_\Phi e^{j0}$, де $U_\Phi = U_л/\sqrt{3}$, струм $\underline{I}_a = \underline{U}_a/\underline{Z}_\Phi = I_\Phi e^{-j\varphi}$. Діаграми напруг струмів аналогічні чотирипровідній системі (рис. 5.41). Якщо опори фаз різні, симетрія фазних напруг і струмів порушується. Лінійні напруги системи не змінюються, якщо джерело ЕРС ідеальне (генератор великої потужності), але потенціал нейтральної точки споживача вже не дорівнює нулю. Його можна визначити методом вузлових потенціалів для двох вузлів (n і N) у комплексній формі. Напруга $\underline{U}_{nN}$ *зміщення нейтралі* дорівнює $\underline{\varphi}_n - \underline{\varphi}_N$, або $\underline{\varphi}_n$ при $\underline{\varphi}_N = 0$:

$$\underline{U}_{nN} = \frac{\underline{E}_A\underline{Y}_a + \underline{E}_B\underline{Y}_b + \underline{E}_C\underline{Y}_c}{\underline{Y}_a + \underline{Y}_b + \underline{Y}_c}, \qquad (5.103)$$

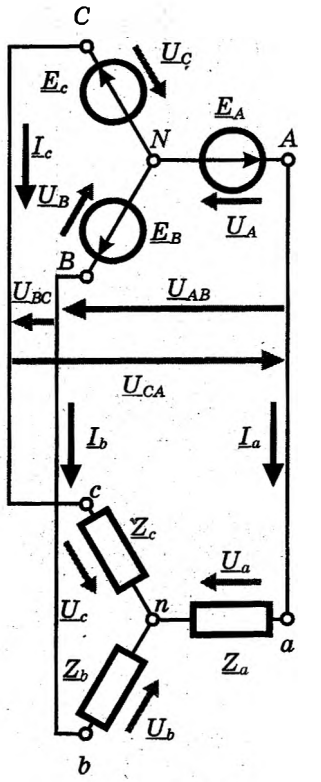


Рис. 5.45

де $\underline{Y}_a$, $\underline{Y}_b$, $\underline{Y}_c$ — комплексні провідності фаз споживача. Фазні напруги споживача також не дорівнюють фазним напругам генератора:

$$\underline{U}_a = \underline{U}_A - \underline{U}_{nN}; \quad \underline{U}_b = \underline{U}_B - \underline{U}_{nN}; \quad \underline{U}_c = \underline{U}_C - \underline{U}_{nN}. \tag{5.104}$$

Струми у фазах і в лінії визначають за законом Ома.

Топографічна і векторна діаграми напруг і струмів для споживача мають особливість. Оскільки $\underline{U}_{Nn} \neq 0$, то нейтральна точка споживача n не збігається з нейтральною точкою генератора. *Симетрія фазних напруг порушується.* При зміні навантаження в одній із фаз фазна напруга змінюється не тільки в цій, а й в інших фазах. Вектори струмів на векторній діаграмі будують з урахуванням опорів фаз споживача.

Несиметричний режим виникає, наприклад, в чотирипровідній системі (рис. 5.42) у випадку обриву нейтрального проводу (рис. 5.46). Щоб знайти напруги і струми несиметричного навантаження, розраховують спочатку напругу нейтралі. Згідно з формулою (5.103),

$$\underline{U}_{nN} = \frac{127e^{j0}\cdot\frac{1}{127} + 127e^{-j120°}\cdot\frac{2}{127} + 127e^{j120°}\cdot\frac{4}{127}}{\frac{1}{127}+\frac{2}{127}+\frac{4}{127}} =$$

$$= \frac{127\left[1 + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\cdot 2 + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\cdot 4\right]}{1+2+4} = 148e^{j150°} \tag{5.105}$$

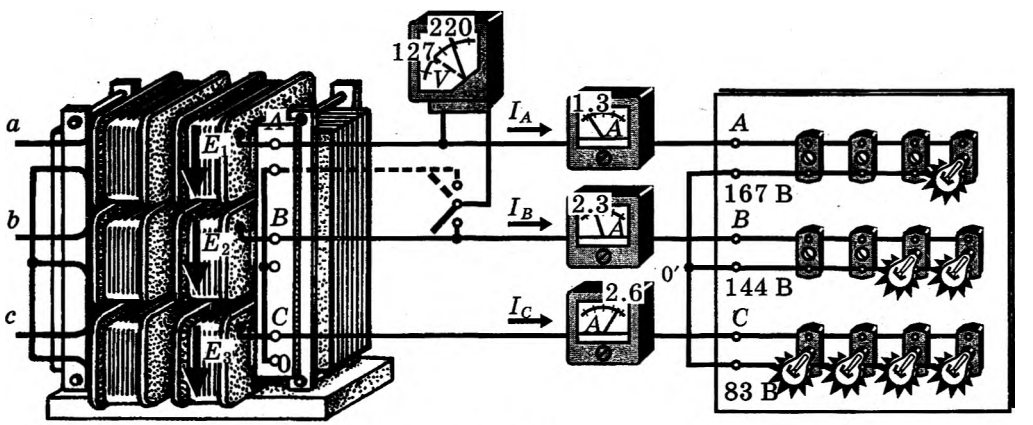


Рис. 5.46

Напруги визначають за другим законом Кірхгофа (5.104) або графічно, якщо побудувати векторно-топографічну діаграму (рис. 5.47). Струми визначають, розділивши напруги на комплексні опори відповідних фаз. Струм $\underline{I}_N$ дорівнює геометричній сумі струмів у фазах споживача.

У випадку *обриву проводу у фазі A* (рис. 5.47) і відсутності нейтрального проводу для симетричного навантаження у фазах B і C зміщення нейтралі, згідно з формулою (5.103), становитиме:

$$\underline{U}_{nN} = \frac{\underline{E}_A \cdot 0 + \underline{E}_B \underline{Y}_\Phi + \underline{E}_C \underline{Y}_\Phi}{2 \cdot \underline{Y}_\Phi} = \frac{\underline{E}_B + \underline{E}_C}{2}.$$

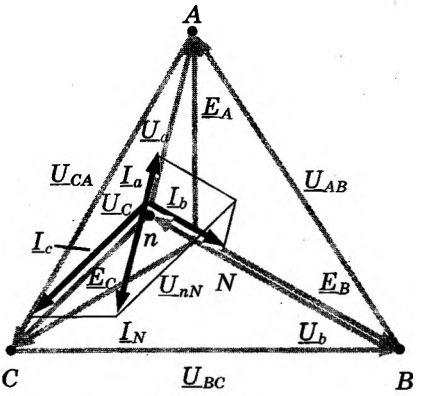


Рис. 5.47

Точка n лежить на середині вектора $\underline{U}_{BC}$ (рис. 5.48), напруги $\underline{U}_a = 1,5\underline{E}_A$, $\underline{U}_b = 0,5\underline{U}_{BC}$, $\underline{U}_c = -0,5\underline{U}_{BC}$, а струми $\underline{I}_b$ та $\underline{I}_c$ в $\sqrt{3}/4$ раз менші за номінальні.

У *випадку короткого замикання у фазі* $A\left(Y_a \to \infty\right)$ за відсутності нейтрального проводу $Y_N = 0$ і будь-якому навантаженні у фазах B і C зміщення нейтралі, згідно з формулою (5.103), дорівнює $\underline{E}_A$.

Потенціал точки n збігається з потенціалом точки A (рис. 5.49), а напруги дорівнюють: $\underline{U}_a = 0$, $\underline{U}_b = -\underline{U}_{AB}$, $\underline{U}_c = \underline{U}_{CA}$. Струми $\underline{I}_b$ та $\underline{I}_c$ в $\sqrt{3}$ раз перевищують номінальні, а струм $\underline{I}_a$ в 3 рази більший від номінального. На рисунку 5.49 наведено вектори струмів для активного навантаження фаз B і C.

Якщо у фази B і C увімкнути відповідно індуктивність і ємність, такі, що провідності $B_L = B_C = B$, а у фазу A змінний активний опір R (рис. 5.50), то при зміні опору R від 0 до нескінченності (активна провідність G змінюється при цьому від ∞ до 0) напруга зміщення нейтралі змінюється від $\underline{E}_A$ (як у випадку короткого замикання фази A) до $-\infty$, рухаючись уздовж дійсної осі (рис. 5.51):

$$\underline{U}_{nN} = \frac{\underline{E}_A \cdot G_a + \underline{E}_B\left(-jB_L\right) + \underline{E}_C\left(jB_C\right)}{G_a - j\left(B_L - B_C\right)} = \underline{E}_A - j\frac{B}{G_a}\left(\underline{E}_B - \underline{E}_C\right) = \underline{E}_A - U_{BC}\frac{B}{G_a}.$$

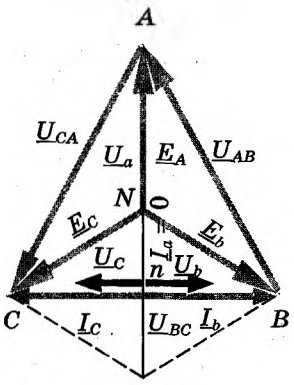


Рис. 5.48

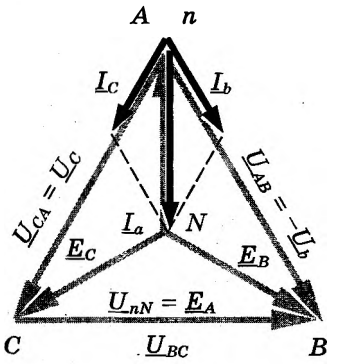


Рис. 5.49

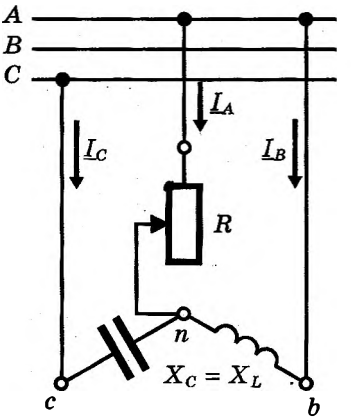


Рис. 5.50

Коли $G_a \to \infty$, $\underline{U}_{nN} \to \underline{E}_A$; коли $B/G_a = 1$, $\underline{U}_{nN} = \underline{E}_A - \underline{U}_{BC}$, точка n лежить на середині вектора $\underline{U}_{BC}$ аналогічно режиму обриву проводу у фазі A. При подальшому збільшенні відношення B/G_a (зменшенні G_a) зміщення $\underline{U}_{nN}$ продовжує зростати за модулем, збільшуються фазні напруги $\underline{U}_B$, $\underline{U}_C$ і струми $\underline{I}_B$, $\underline{I}_C$. При наближенні G_a до нуля струми і напруга фаз B і C збільшуються до нескінченності. Струм $\underline{I}_A$ при зміні G_a залишається незмінним:

$$\underline{I}_a = \underline{U}_a G_a = \left(\underline{E}_A - \underline{U}_{nN}\right) G_a = \left(\underline{E}_A - \left(\underline{E}_A - U_{BC}\frac{B}{G_a}\right)\right) G_a = U_{BC} \cdot B = \text{const}. \quad (5.106)$$

На рис. 5.51 наведено лінійні годографи зміни струмів і напруг у функції G_a. Таким чином, у трифазному *RLC*-навантаженні, увімкненому за схемою «зірка», при виконанні умови *резонансу* ($B_L = B_C$) опір R (провідність G_a) визначає добротність резонансного контуру.

Тут (на відміну від послідовно ввімкнених *RLC*-елементів, де добротність обернено пропорційна R) добротність прямо пропорційна R, як у колі з паралельно з'єднаними *RLC*-елементами.

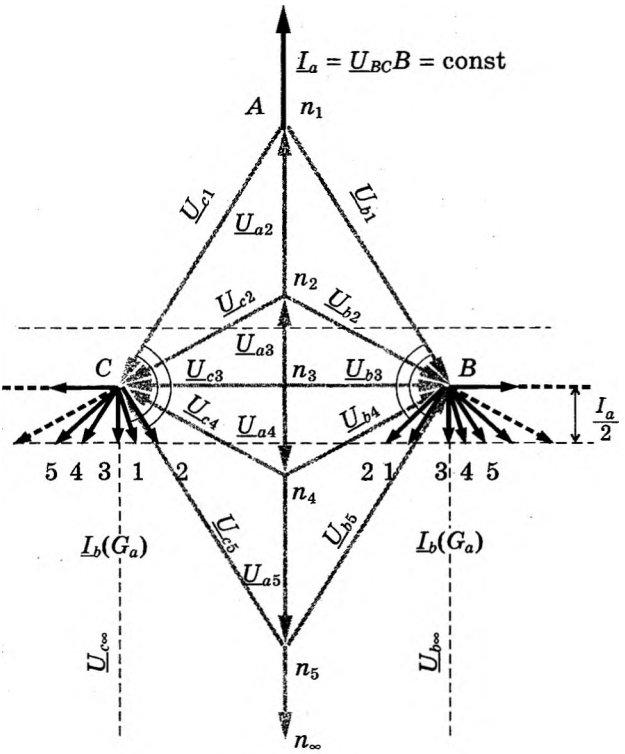


Рис. 5.51

Трифазна система «трикутник — трикутник». *При з'єднанні джерела енергії і споживача «трикутником»* (рис. 5.52) *його фазні напруги дорівнюють лінійним;* струми $\underline{I}_A$, $\underline{I}_B$, $\underline{I}_C$ у проводах лінії електропередачі називаються лінійними. Струми у фазах споживача також називаються

фазними. Їм, як і фазним опорам, надається подвійний індекс: $\underline{I}_{ab}$, $\underline{I}_{bc}$, $\underline{I}_{ca}$. Напрями фазних струмів узгоджені з фазними напругами (від a до b, від b до c, від c до a). Струм у фазах визначають за законом Ома.

Лінійні і фазні струми зв'язані законом Кірхгофа:

$$\begin{aligned} \underline{I}_A &= \underline{I}_{ab} - \underline{I}_{ca}; \\ \underline{I}_B &= \underline{I}_{bc} - \underline{I}_{ab}; \\ \underline{I}_C &= \underline{I}_{ca} - \underline{I}_{bc}. \end{aligned} \qquad (5.107)$$

Векторно-топографічна діаграма напруг є замкнений трикутник (рис. 5.53). Векторну діаграму струмів суміщають з топографічною діаграмою напруг і будують, починаючи з фазних струмів.

Для симетричного навантаження діючі значення струмів у фазах однакові, струми зсунуто по фазі відносно відповідних фазних напруг на один і той же кут, а відносно один одного на 120°. Лінійні струми утворюють симетричну систему векторів. З трикутника, який утворено векторами $\underline{I}_{ab}$, $-\underline{I}_{ca}$, $\underline{I}_A$, випливає, що $I_л = \sqrt{3} I_ф$.

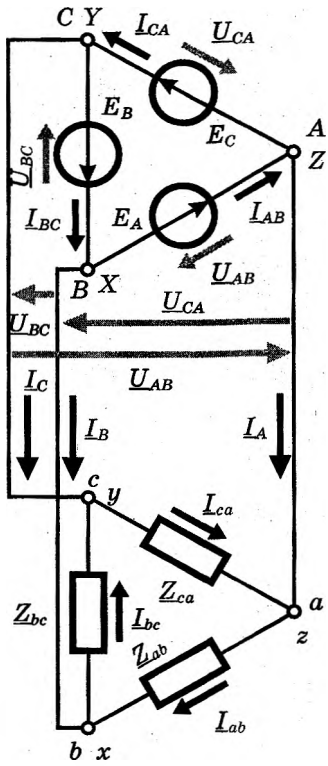


Рис. 5.52

Для несиметричного освітлювального навантаження (рис. 5.54), ідеальних джерела енергії і лінії електропередач трикутник напруг залишається симетричним (рис. 5.55, *б*). Струми у фазах *ab*, *bc* і *ca* визначаються за законом Ома і для активного навантаження (рис. 5.55) становлять відповідно 1, 2 і 4 А, збігаючись за напрямком з векторами напруг. Асиметрія фазних струмів, згідно з формулою (5.107), призводить до асиметрії лінійних струмів $\underline{I}_a$, $\underline{I}_b$, $\underline{I}_c$ (рис. 5.55, *б*), діючі значення яких 4,6; 2,7; 5,3 А (рис. 5.55, *а*).

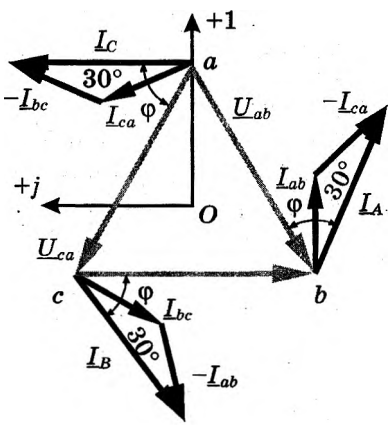


Рис. 5.53

При обриві фазного проводу споживача, увімкненого трикутником, у двох фазах режими роботи не зміняться, якщо лінія і джерело ідеальні.

Щоб у випадку короткого замикання однієї з фаз лінія електропередачі і джерело не вийшли з ладу, споживач до лінії вмикається через плавкі запобіжники або спеціальні автоматичні вимикачі.

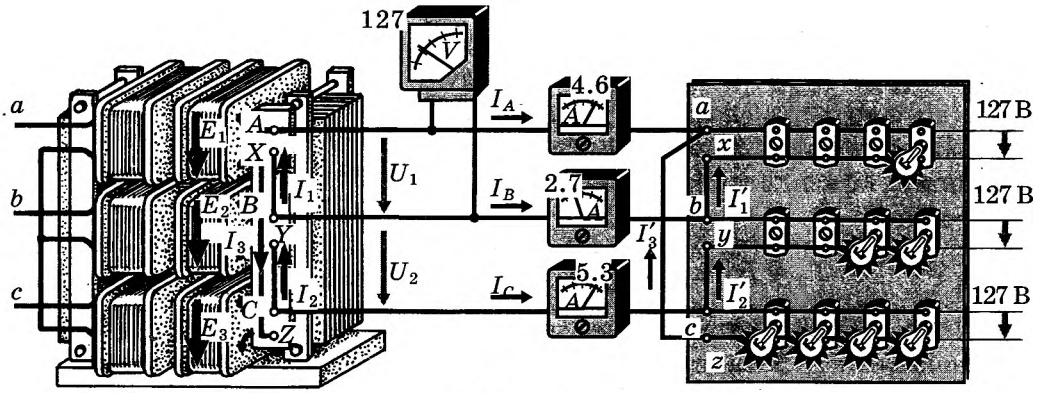


Рис. 5.54

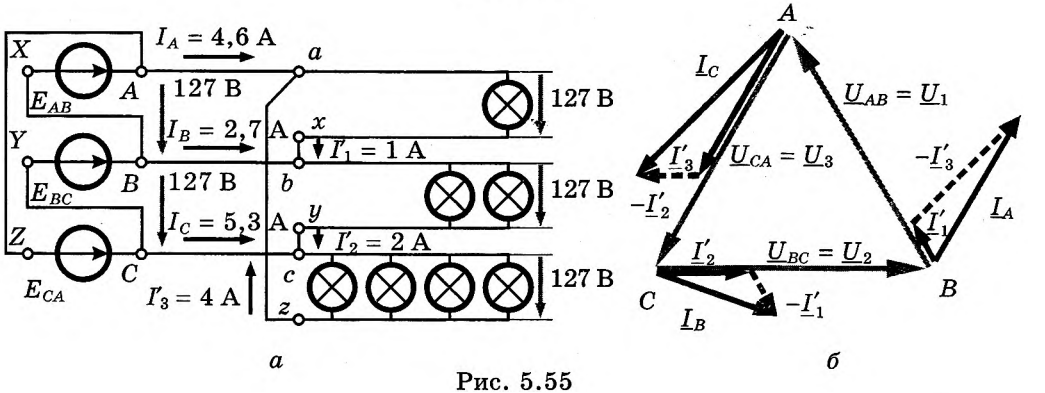


Рис. 5.55

Потужність трифазного електричного кола

Трифазне електричне коло є сукупністю трьох однофазних, тому *активна і реактивна потужності трифазного кола дорівнюють сумі відповідних потужностей окремих фаз.*

Для схеми з'єднання фаз споживача «зіркою» активна потужність трифазного електричного кола $P = P_a + P_b + P_c$; для схеми з'єднання «трикутником» $P = P_{ab} + P_{bc} + P_{ca}$. Активна потужність фази споживача

$$P_\Phi = U_\Phi I_\Phi \cos\varphi_\Phi = R_\Phi I_\Phi^2 = G_\Phi U_\Phi^2. \qquad (5.108)$$

Реактивна потужність для схеми «зірка»: $Q = Q_a + Q_b + Q_c$, для «трикутника»: $Q = Q_{ab} + Q_{bc} + Q_{ca}$.

Реактивна потужність фази

$$Q_\Phi = U_\Phi I_\Phi \sin\varphi_\Phi = X_\Phi I_\Phi^2 = B_\Phi U_\Phi^2. \qquad (5.109)$$

Повна потужність трифазного кола

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}. \qquad (5.110)$$

Комплексна форма потужностей схеми «зірка»

$$\underline{S} = P + jQ = \underline{S}_a + \underline{S}_b + \underline{S}_c = \underline{U}_a I_a^* + \underline{U}_b I_b^* + \underline{U}_c I_c^* = \left(P_a + P_b + P_c\right) + j\left(Q_a + Q_b + Q_c\right),$$

для схеми «трикутник»

$$\underline{S} = \left(P_{ab} + P_{bc} + P_{ca}\right) + j\left(Q_{ab} + Q_{bc} + Q_{ca}\right).$$

У симетричного споживача потужності всіх фаз однакові. Тоді

$$P = 3P_{\text{ф}} = 3U_{\text{ф}}I_{\text{ф}}\cos\varphi_{\text{ф}},\quad Q = 3Q_{\text{ф}} = 3U_{\text{ф}}I_{\text{ф}}\sin\varphi_{\text{ф}},\quad S = 3S_{\text{ф}} = 3U_{\text{ф}}I_{\text{ф}}. \quad (5.111)$$

Потужність симетричного споживача визначається також через лінійні напруги та струми. При з'єднанні «зірка» $U_{\text{ф}} = U_{\text{л}}/\sqrt{3}$, $I_{\text{ф}} = I_{\text{л}}$, тому

$$P = \frac{3U_{\text{л}}}{\sqrt{3}}I_{\text{л}}\cos\varphi_{\text{ф}} = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}}\cos\varphi_{\text{ф}};\quad Q = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}}\sin\varphi_{\text{ф}};\quad S = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}}. \quad (5.112)$$

При з'єднанні «трикутник» $U_{\text{ф}} = U_{\text{л}}$, $I_{\text{ф}} = I_{\text{л}}/\sqrt{3}$; потужності — збігаються з формулою (5.112).

Отже, для симетричного споживача формули потужності не залежать від схеми з'єднання споживача. *У трифазній симетричній системі сума миттєвих значень потужностей — величина стала і дорівнює активній потужності трифазного кола:*

$$p(t) = p_{1\text{ф}}(t) + p_{2\text{ф}}(t) + p_{3\text{ф}}(t) = U_{m\text{ф}}I_{m\text{ф}}\left[\sin(\omega t)\cdot\sin\left(\omega t - \varphi_{\text{ф}}\right) + \right.$$

$$\left. + \sin\left(\omega t - 120^\circ\right)\cdot\sin\left(\omega t - 120^\circ - \varphi_{\text{ф}}\right) + \sin\left(\omega t + 120^\circ\right)\cdot\sin\left(\omega t + 120^\circ - \varphi_{\text{ф}}\right)\right] =$$

$$= 3U_{\text{ф}}I_{\text{ф}}\cos\varphi_{\text{ф}} = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}}\cos\varphi_{\text{ф}} = P = \text{const}.$$

Потужність симетричної чи несиметричної трипровідної системи може вимірюватися всього двома ватметрами. Дійсно, оскільки $i_c = -\left(i_a + i_b\right)$, то

$$p(t) = u_a i_a + u_b i_b - u_c\left(i_a + i_b\right) = i_a\left(u_a - u_c\right) + i_b\left(u_b - u_c\right) = i_a u_{ac} + i_b u_{bc}.$$

Один ватметр вмикають під струм i_a і напругу u_{ac}, другий — під струм i_b і напругу u_{bc} (рис. 5.56). Для вимірювання активної потужності в чотирипровідній несиметричній системі необхідно три ватметри — по одному в кожній фазі.

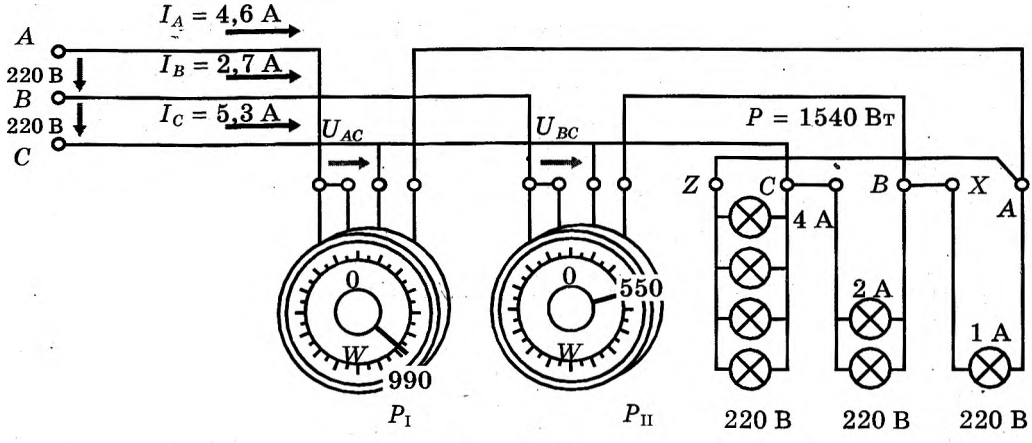
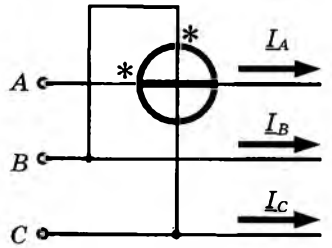
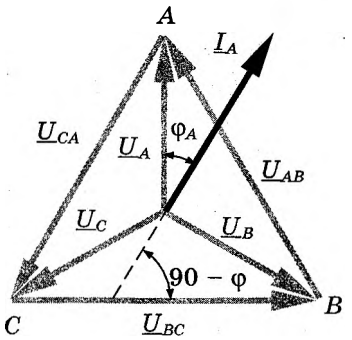


Рис. 5.56



а



б

Рис. 5.57

Реактивну потужність Q трифазного симетричного електричного кола вимірюють одним ватметром, призначеним для вимірювання активної потужності, якщо його ввімкнути так, як показано на рисунку 5.57, *а*. Дійсно, з векторної діаграми (рис. 5.57, *б*) і схеми ввімкнення (*а*) випливає, що ватметр показує:

$$P = U_{bc} I_A \cos(90° - \varphi) = U_{bc} I_A \sin\varphi = U_л I_л \sin\varphi.$$

Щоб знайти реактивну потужність усього симетричного кола, достатньо покази ватметра помножити на $\sqrt{3}$.

В автономній енергосистемі (рис. 5.58) механічна енергія приводу потужністю 30 кВт перетворюється в трифазному генераторі в електричну — потужністю 26,4 кВт (ККД генератора 0,88). Трипровідною лінією ця енергія надходить споживачеві для освітлення та на приводи трифазних електродвигунів. Щоб підвищити (до 0,9) коефіцієнт потужності ($\cos\varphi$) навантаження (двигуни мають $\cos\varphi$ 0,5 і 0,85), паралельно споживачеві ввімкнено батарею конденсаторів (по 160 мкФ в кожній фазі). Наявність двох рівнів напруг залежно від схем увімкнення споживача дає змогу вмикати без трансформатора споживачі з різними номінальними напругами: до трипровідної лінії напругою $U_л = 220$ В за схемою «зірка» ввімкнемо двигун з номінальною напругою (127/220) В і за схемою «трикутник» двигун з номінальними напругами (220/380) В. Освітлювальне навантаження рівномірно розподіляється між фазами A, B, C і ввімкнено за схемою «трикутник» на номінальну напругу 220 В. Три батареї конденсаторів увімкнено за схемою «трикутник», що дає можливість, порівняно зі схемою «зірка», при тій самій реактивній потужності конденсаторів Q_C у три рази зменшити ємність. З виразів

$$Q_C = U_ф I_л \sin\varphi_C = 3U_ф^2 B_{CY} \quad \text{та} \quad Q_C = U_л I_ф \sin\varphi_C = 3U_л^2 B_{C\Delta}$$

випливає, що $\dfrac{B_{CY}}{B_{C\Delta}} = \dfrac{U_л^2}{U_ф^2} = 3$ або $\dfrac{\omega C_Y}{\omega C_\Delta} = 3$, тобто $C_\Delta = \dfrac{1}{3} C_Y$.

Для визначення ємностей розраховується:

активна потужність $P = \sum\limits_k \left(\sqrt{3} U_k I_k \cos\varphi_k\right)$,

реактивна потужність $Q = \sum\limits_k \left(\sqrt{3} U_k I_k \sin\varphi_k\right)$

і повна потужність $S = \sqrt{3} UI$ усіх споживачів без батарей ємностей.

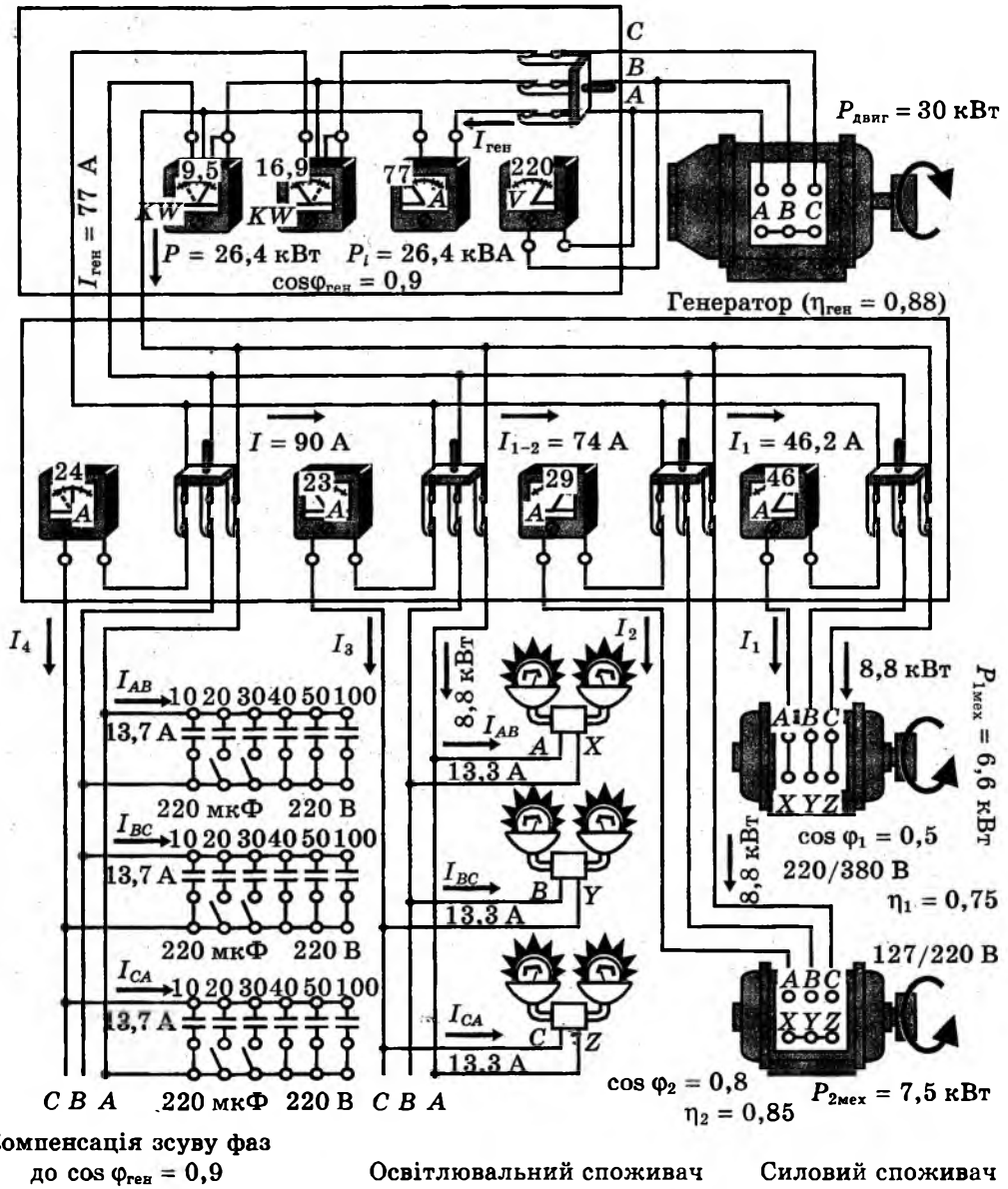


Рис. 5.58

Кут φ_1 до компенсації:

$$\varphi_1 = \arccos\left[P/\left(\sqrt{3}UI\right)\right].$$

Для бажаного кута φ_2 за формулою, аналогічною з (5.83), визначається ємність кожної батареї:

$$C = \frac{P\left(\operatorname{tg}\varphi_1 - \operatorname{tg}\varphi_2\right)}{3\omega U_л^2}. \qquad (5.113)$$

В автономній трифазній системі виконується *умова балансу трьох потужностей*: активної, реактивної і повної.

Для системи (рис. 5.58) $P_{дж}$ = 26,4 кВт дорівнює сумарній активній потужності споживача. Аналогічно збігаються реактивні і повні потужності, що визначаються за формулою (5.112).

Контрольні запитання

1. Як отримати синусоїдну ЕРС?
2. Доведіть тотожність ЕРС (5.3) і (5.4).
3. Якими параметрами визначається синусоїдна напруга?
4. Які ви знаєте способи зображення синусоїдних електричних величин?
5. Як між собою пов'язані миттєве значення напруги і комплекс її діючого значення?
6. Що таке показникова і алгебраїчна форма представлення комплексного числа?
7. Що таке діюче значення і як воно пов'язане з амплітудним?
8. Що означають коефіцієнти форми і амплітуди, як вони обчислюються і для чого використовуються?
9. Що називають ємнісним і індуктивним опорами, провідностями?
10. Покази приладів у схемах (рис. 5.10, *а*, рис. 5.11, *а*) однакові. Як за допомогою осцилограм (рис. 5.10, *в*, рис. 5.11, *в*) встановити, де котушка, а де — конденсатор, якщо вам невідомо, де ввімкнено котушку, а де — конденсатор?
11. Чим відрізняються реальні котушка і конденсатор від ідеальних?
12. В яких колах може виникати резонанс напруг, а в яких — струмів? Де використовують ці явища? За яких умов вони виникають?
13. Що називають коефіцієнтом потужності? Як його обчислюють? Яким чином і з якою метою його підвищують?
14. Поясніть, як за допомогою двох трансформаторів можна зменшити втрати в проводах лінії електропередачі?
15. Що таке трифазна система? Які її переваги перед однофазною?
16. Як генерується трифазна система ЕРС?
17. Коли використовують три-, а коли чотирипровідну трифазну систему?
18. Як співвідносяться фазні і лінійні напруги і струми в симетричному трифазному навантаженні, з'єднаному за схемою «зірка» або «трикутник»?
19. Доведіть, що незалежно від схеми з'єднання активна потужність визначається як $\sqrt{3}U_л I_л \cos\varphi_ф$.
20. Чому в чотирипровідній системі коротке замикання фази призводить до аварійного режиму, тоді як у трипровідній — лише до збільшення струмів у $\sqrt{3}$ і в 3 рази?
21. Яким чином вимірюється активна, реактивна і повна потужності в трифазній системі трипровідній і чотирипровідній?
22. Чому при під'єднанні батареї конденсаторів (рис. 5.58) зменшилося навантаження на генератор?
23. Чому в лінійні проводи ставлять запобіжники, а в нейтральні — ні?

6. ЕЛЕКТРИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ. ЕЛЕКТРОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ

6.1. Значення та роль електричних вимірювань

Сучасне виробництво характеризується бурхливим розвитком складних технологій, які супроводжуються збільшенням кількості і якості вимірювань.

Вимірювання мають велике значення в науці і техніці. Розвиток науки нерозривно пов'язаний з прогресом щодо вимірювань. Вимірювання — один із способів пізнання матеріального світу.

У сучасних умовах жорсткої конкуренції виробники товарів змушені все більше уваги приділяти якості товарів, а це неможливо досягти без розвитку вимірювань.

Останнім часом набирає актуальності проблема впровадження енергозберігаючих технологій, які потребують розвитку електровимірювальної техніки, зокрема в області вимірювання електричної енергії і потужності.

6.2. Основні поняття метрології

Вимірювання є предметом вивчення *метрології — науки про вимірювання.*

Кожна наука, і метрологія зокрема, ґрунтується на системі понять. *Поняття* — це одиниця думки. Поняття науки — це основа її мови.

Вихідним поняттям метрології є поняття про *фізичну величину.* Об'єктам матеріального світу притаманні різноманітні фізичні властивості. *Фізична величина* — це властивість, спільна в якісному відношенні для багатьох фізичних об'єктів і індивідуальна в кількісному відношенні для кожного з них. Отже, фізичні величини розрізняють за кількісним і якісним відношеннями. Якісний бік визначає рід фізичної величини, тобто, що саме дану фізичну величину відрізняє від іншої фізичної величини (наприклад, електричний струм від напруги), а кількісна характеристика визначає «*розмір*» (наприклад, фізичні об'єкти характеризуються електричним опором, який у кожного об'єкта свій).

Кількісний вміст властивості, що характеризується поняттям «фізична величина», у даному об'єкті називається *розміром фізичної величини.* Розмір фізичної величини визначається у процесі вимірювання.

Фізичні величини характеризують різні властивості фізичних об'єктів і тому не ізольовані одна від одної, а взаємно пов'язані. Взаємозв'язок між різними фізичними величинами є предметом вивчення фізики. Наприклад, закон Ома встановлює взаємозв'язок між такими фізичними величинами, як електричний струм, напруга і опір.

На підставі законів фізики можна виражати одні фізичні величини через інші. Отже, можна побудувати систему фізичних величин, у якій всі фізичні величини поділяються на основні та похідні.

Основними називаються фізичні величини, прийняті незалежними в даній системі від інших фізичних величин.

Похідні фізичні величини, що входять у систему, визначаються через основні фізичні величини.

Вперше систему фізичних величин запропонував К. Гаусс у 1832 р., яку названо його іменем.

У нашій країні, як і в багатьох інших країнах, діє міжнародна система фізичних величин (СІ).

Основні фізичні величини у системі СІ такі: *довжина*, *час*, *маса*, *електричний струм*, *термодинамічна температура*, *кількість речовини*, *сила світла*. Крім основних величин, у системі СІ прийнято дві додаткові: *плоский* і *тілесний кути*.

Взаємозв'язок основних та похідних величин характеризується таким поняттям, як *розмірність* фізичних величин і позначається dim (скорочено від dimension — розмірність).

Розмірність основної фізичної величини — це умовний символ фізичної величини у даній системі величин.

$\dim(l) = L$, l — довжина;

$\dim(t) = T$, t — час;

$\dim(m) = M$, m — маса;

$\dim(i) = I$, i — електричний струм;

$\dim(T) = \theta$, T — термодинамічна температура.

Розмірність похідної фізичної величини визначається через розмірності основних фізичних величин за формулою. Ця формула складається згідно з фізичним законом, який встановлює зв'язок даної величини з іншими фізичними величинами.

Наприклад:

$\dim(v) = L/T$ — розмірність швидкості;

$\dim(a) = L/T^2$ — розмірність прискорення;

$\dim(Q) = I \cdot T$ — розмірність електричного заряду.

Одиниця фізичної величини — це така фізична величина, розміру якої надається числове значення 1.

У системі СІ для основних фізичних величин прийнято такі одиниці: маси — кілограм (**кг**); довжини — метр (**м**); часу — секунда (**с**); електричного струму — ампер (**А**); термодинамічної температури — кельвін (**К**); сили світла — кандела (**кд**); кількості речовини — **моль**. Оди-

ниці додаткових фізичних величин: плоского кута — радіан (**рад**); тілесного кута — стерадіан (**ст**).

Одиниці найбільш уживаних похідних фізичних величин щодо електромагнетизму такі: напруги — вольт (**В**), потужності — ват (**Вт**), електричного опору — ом (**Ом**), магнітного потоку — вебер (**Вб**) та ін.

Інформацію про властивості фізичних об'єктів, тобто про фізичні величини, можна отримати тільки в результаті вимірювання.

Згідно з Державним стандартом України ДСТУ 2681-94, *вимірювання* — це знаходження значень фізичних величин дослідним шляхом за допомогою спеціальних технічних засобів. Спеціальні технічні засоби, за допомогою яких здійснюється вимірювання, називаються *засобами вимірювання.*

Результатом вимірювання називають значення фізичної величини, знайдене внаслідок її вимірювання. Результат вимірювання і значення фізичної величини завжди виражається іменованим числом, тобто добутком числового значення величини і одиниці фізичної величини, наприклад результат вимірювання струму — 5 А.

Результат вимірювання завжди відрізняється від *істинного значення* фізичної величини, тобто значення, яке ідеально відображає властивість фізичного об'єкта.

Виходячи з цього, ідеальне значення фізичної величини неможливо визначити експериментально, але можна наближатися до нього, підвищуючи якість вимірювання. Для характеристики вимірювання користуються поняттям дійсне значення фізичної величини.

Дійсне значення фізичної величини — значення, знайдене дослідним шляхом за допомогою зразкових засобів вимірювання і настільки близьке до істинного, що в даному конкретному вимірюванні його можна використати замість істинного.

Вимірювання — це експериментальний процес, і тому результат вимірювання завжди відрізняється від істинного значення фізичної величини.

Похибкою вимірювання називається відхилення результату вимірювання від істинного значення фізичної величини.

6.3. Операції, види та методи вимірювання

Складний багатоетапний процес, яким є вимірювання, можна поділити на окремі вимірювальні операції, що здійснюються над однією або кількома фізичними величинами.

Відтворення фізичної величини — вимірювальна операція, яка полягає у створенні фізичної величини заданого розміру із заданою точністю.

Порівняння фізичних величин — вимірювальна операція над двома однорідними фізичними величинами для виявлення співвідношення між розмірами цих фізичних величин, результатом якої є логічний висновок «більше», «менше» або «дорівнює».

Відтворення та порівняння фізичних величин є обов'язковими операціями для будь-якого вимірювання.

Оскільки фізичні величини взаємно пов'язані між собою, то можливо здійснити вимірювальну операцію з перетворення однієї фізичної величини (вхідної) в іншу фізичну величину (вихідну).

Залежно від наявності в процедурі вимірювання операції вимірювального перетворення роду фізичної величини, вимірювання поділяються на *прямі* і *непрямі*. В прямих вимірюваннях вимірювана фізична величина і відтворена мірою — однорідні, а в непрямих — різнорідні.

У свою чергу непрямі вимірювання поділяються на *опосередковані*, *сумісні* та *сукупні*.

В *опосередкованому* вимірюванні фізична величина визначається шляхом *вимірювального перетворення* (аналогового або цифрового) результатів вимірювання однієї або кількох фізичних величин — *аргументів* — відповідно до відомої залежності між ними. Наприклад, електричний опір елемента електричного кола визначають за результатами прямих вимірювань струму і напруги на цьому елементі згідно із законом Ома $R = U/I$.

Сукупні вимірювання здійснюють, якщо однорідні величини зв'язані системою рівнянь. Вимірювану величину визначають, розв'язуючи системи рівнянь, у які входять результати вимірювання інших однорідних величин.

У *сумісних вимірюваннях* системою рівнянь пов'язані не однорідні, а різнорідні фізичні величини.

Фізичні закономірності, покладені в основу вимірювання, становлять *принцип вимірювання*.

Методом вимірювання називають сукупність прийомів використання принципу і засобів вимірювання. Методи вимірювання поділяються на методи безпосередньої оцінки і методи порівняння з мірою.

У *методі безпосередньої оцінки* значення вимірюваної величини визначається безпосередньо за показами вимірювального приладу.

Методи порівняння з мірою в свою чергу поділяються на такі методи: нульовий, диференціальний, заміщення і збігу.

У *нульовому методі* різницю між вимірюваною величиною і відомою величиною зводять до нуля, що фіксується високочутливим приладом — нуль-індикатором.

У *диференціальному методі* вимірюється різниця між вимірюваною і відомою величинами.

У *методі заміщення* на вхід вимірювального приладу почергово подається вимірювана величина і відома величина.

У *методі збігу* вимірюють різницю між вимірюваною величиною і величиною, відтвореною мірою, за збігом відміток шкали або періодичних сигналів.

6.4. Похибки вимірювання та класи точності

Основним показником якості та досконалості вимірювання є *похибка* вимірювання. Прогрес в області вимірювання пов'язаний зі зменшенням похибок вимірювання.

Як уже зазначалося вище, похибка вимірювання — це відхилення результату вимірювання від істинного значення вимірюваної величини.

Похибки вимірювання залежно від способу вираження поділяються на абсолютні, відносні і зведені.

Абсолютною похибкою Δ вимірювання називається різниця між результатом вимірювання (значенням вимірюваної величини) X та *істинним* значенням вимірюваної величини $X_і$:

$$\Delta = X - X_і. \tag{6.1}$$

Оскільки істинне значення величини неможливо визначити, то замість істинного $X_і$ застосовують дійсне значення $X_д$:

$$\Delta = X - X_д. \tag{6.2}$$

Абсолютна похибка — це розмірна величина і має ту саму розмірність, що і вимірювана величина.

Відносною похибкою (δ) називається відношення абсолютної похибки Δ до вимірюваної величини X:

$$\delta = \frac{\Delta}{X} = \frac{X - X_д}{X} = 1 - \frac{X_д}{X}. \tag{6.3}$$

Здебільшого відносну похибку подають у відсотках, наприклад:

$$\delta(\%) = \frac{\Delta}{X} \cdot 100\ \%. \tag{6.4}$$

Зведеною похибкою (γ) називається відношення абсолютної похибки до номінального $X_{ном}$ значення вимірюваної величини:

$$\gamma = \frac{\Delta}{X_{ном}}. \tag{6.5}$$

Точність вимірювання (ε) визначається кількісно як число, обернене модулю відносної похибки:

$$\varepsilon = 1 / \delta. \tag{6.6}$$

Зведену похибку, як і відносну, часто виражають у відсотках:

$$\gamma = \frac{\Delta}{X_{ном}} \cdot 100\ \%. \tag{6.7}$$

За *номінальне* значення часто приймають найбільше значення, яке можна виміряти за допомогою даного засобу вимірювання.

За характером зміни похибки вимірювання поділяються на систематичні та випадкові.

Систематичні похибки при повторних вимірюваннях однієї і тієї самої величини залишаються сталими або змінюються за відомим законом, а *випадкові* похибки змінюються випадковим чином.

Залежно від причини виникнення похибки поділяються на інструментальні та методичні. Причиною виникнення *інструментальних* похибок є недосконаліть засобів вимірювання, а *методичні* похибки зумовлені методом вимірювання та вимірювального перетворення.

За залежністю від вимірюваної величини абсолютні похибки поділяються на *адитивні*, які не залежать від вимірюваної величини, і *мультиплікативні*, які лінійно збільшуються при збільшенні вимірюваної величини.

На похибки вимірювань впливають умови, у яких виконується вимірювання. Нормальні умови вимірювання визначаються тим, що чинники, які впливають на результат вимірювання, наприклад тиск, температура, вологість повітря та інші, знаходяться у певних межах (температура 20 ± 5 °С), що регламентується відповідними документами.

Основною похибкою називається похибка вимірювання, що проводиться за нормальних умов. Коли умови виходять за межі нормальних, внаслідок впливу негативних чинників на процес вимірювання з'являється *додаткова* похибка.

Точність вимірювання є однією з найважливіших метрологічних характеристик засобу вимірювання.

Клас точності — це узагальнена характеристика точності засобів вимірювання, яка визначає границі допустимих основної і додаткової похибки.

Державними стандартами встановлено такі види позначення класу точності засобів вимірювання:

1. Засоби вимірювання, у яких переважає адитивна складова похибки, характеризуються граничним допустимим значенням зведеної похибки, поданої у відсотках. У цьому випадку клас точності позначається у вигляді числа з десятковою комою, наприклад 1,5; 0,5; 0,06.

Таким чином, якщо клас точності деякого засобу вимірювання позначено, наприклад 0,5, то це означає, що допустиме значення зведеної похибки $\gamma_{гр.д.}$, виражене у відсотках, дорівнює 0,5, тобто

$$\gamma_{гр.д.} = \frac{\Delta_{гр.д.}}{X_{ном}} \cdot 100\ \% = 0,5, \qquad (6.8)$$

де $X_{ном}$ — номінальне значення вимірюваної величини.

Знаючи клас точності, можна визначати гранично допустимі значення абсолютних та відносних похибок вимірювання.

Наприклад, потрібно визначити абсолютну та відносну похибки результату вимірювання струму 68,6 мА за допомогою амперметра класу 0,2 з номінальним значенням 75 мА.

Оскільки клас точності вольтметра — це зведена похибка у відсотках, то абсолютне значення похибки визначається як

$$\Delta = \frac{\gamma}{100\ \%} \cdot U_{\text{ном}} = \frac{0,2}{100} \cdot 75 = \pm 0,15\ \text{мА}.$$

Відносна похибка вимірювання

$$\delta = \frac{\Delta}{U} \cdot 100\ \% = \frac{\pm 0,15\ \text{мА}}{68,6\ \text{мА}} \cdot 100\ \% = \pm 0,22\ \%.$$

Таким чином, абсолютна похибка результату вимірювання струму 68,6 мА не перевищує ±0,15 мА, а відносна похибка не перевищує ±0,22 %. Результат вимірювання можна записати у такому вигляді:

$$I = (68,60 \pm 0,15)\ \text{мА}.$$

2. Засоби вимірювання, в яких переважає мультиплікативна складова похибки, характеризуються граничним допустимим значенням відносної похибки, поданої у відсотках. Клас точності в цьому разі позначається цифрою з десятковою комою у кружечку, наприклад (0,02).

Визначимо для прикладу абсолютну та відносну похибки результату вимірювання напруги 0,786 В цифровим вольтметром класу (0,02).

Відносну похибку вимірювання легко визначити, оскільки клас точності 0,02 — це гранично допустиме значення відносної похибки у відсотках, тобто $\delta = 0,02\ \%$.

Абсолютна похибка вимірювання

$$\Delta = \frac{\delta}{100\ \%} \cdot U = \frac{0,02\ \%}{100\ \%} \cdot 0,786 = 0,00016\ \text{В}.$$

Результат вимірювання напруги цифровим вольтметром доцільно подати у вигляді $U = (0,78600 \pm 0,00016)$ В.

3. Клас точності засобів вимірювання, в яких адитивна та мультиплікативна складові похибки рівновеликі, позначається двома десятковими цифрами, розділеними косою рискою (c/d), наприклад, клас 0,5/0,2; $c = \delta + \gamma$ — сума гранично допустимих значень відносної мультиплікативної та зведеної адитивної похибки засобу вимірювання; $d = \gamma$ — гранично допустиме значення зведеної адитивної похибки засобу вимірювання.

Для прикладу визначимо абсолютну та відносну похибки результату вимірювання опору $R_x = 84,5$ кОм омметром, клас точності якого 0,5/0,2 і номінальне значення $R_{\text{ном}} = 100$ кОм.

Відносна похибка вимірювання для приладу з таким класом точності визначається за формулою

$$\delta = \pm[c + d(|R_{\text{ном}}/R_x| - 1)],\ \%. \qquad (6.9)$$

Визначимо відносну похибку вимірювання за наведеною вище формулою:

$$\delta = \pm\left[0,5 + 0,2 \cdot \left(\left|100 \text{ кОм}/84,5 \text{ кОм}\right| - 1\right)\right] = \pm 0,54 \text{ %}.$$

Абсолютна похибка вимірювання

$$\Delta = \frac{\delta}{100 \text{ %}} \cdot R_x = \frac{\pm 0,54 \text{ %}}{100 \text{ %}} \cdot 84,5 \text{ кОм} = \pm 0,46 \text{ кОм}.$$

Результат вимірювання опору омметром становить:

$$R_x = (84,50 \pm 0,46) \text{ кОм}.$$

6.5. Вимірювання струмів і напруг

Струми і напруги є найпоширенішими електричними величинами, які необхідно вимірювати в дуже широкому діапазоні значень.

Весь діапазон вимірюваних струмів і напруг можна умовно поділити на три піддіапазони:

малих струмів (до одиниць міліампер) і напруг (до одиниць мілівольт);

середніх струмів (від одиниць міліампер до десятків ампер) і напруг (від одиниць мілівольт до сотень вольт);

великих струмів (понад десятки ампер) і напруг (понад сотні вольт).

Вимірювальні перетворювачі струму і напруг

В електромеханічних вимірювальних перетворювачах і побудованих на їх основі приладах вимірювана величина (найчастіше напруга чи струм) перетворюється в кутове переміщення рухомої частини приладу. Електромеханічні прилади поділяються за принципом дії на такі групи:

- магнітоелектричні;
- електромагнітні;
- електродинамічні та феродинамічні;
- електростатичні.

Магнітоелектричні прилади. Прилади магнітоелектричної системи застосовують для вимірювання постійних струмів і напруг (амперметри та вольтметри). Принцип дії приладів магнітоелектричної системи ґрунтується на взаємодії магнітного поля постійного магніту з провідниками обмотки рухомої котушки.

Вимірювальні прилади магнітоелектричної системи мають лінійну шкалу, високу чутливість, вплив зовнішніх магнітних полів на них незначний, мало споживають енергії.

До недоліків цих приладів слід віднести малу здатність до перевантажень, а також те, що ***приладами цієї системи можна виконувати вимірювання тільки в електричних колах постійного струму.***

Електромагнітні прилади. Прилади електромагнітної системи застосовуються для вимірювання постійних і змінних струмів і напруг. Дія електромагнітного приладу ґрунтується на взаємодії магнітного поля котушки з рухомим феромагнітним осердям, в результаті чого осердя втягується в котушку і рухома вісь повертається на деякий кут під дією обертального моменту, який пропорційний квадрату струму.

До переваг електромагнітних приладів слід віднести їхню простоту, дешевизну, надійність, здатність витримувати короткочасні навантаження, а також придатність для вимірювання в колах змінного й постійного струмів.

Недоліками приладів електромагнітної системи є порівняно низька точність, нерівномірність шкали, досить велика споживана потужність, залежність показів від частоти та впливу зовнішніх магнітних полів.

Електродинамічні та феродинамічні прилади. Прилади електродинамічної системи застосовують для вимірювання потужності, струму, напруги в електричних колах постійного та змінного струмів. Принцип дії приладів електродинамічної системи ґрунтується на взаємодії провідників зі струмом у рухомій котушці з магнітним полем, створеним струмом у нерухомій котушці.

Феродинамічний прилад відрізняється від електродинамічного лише тим, що його нерухомі котушки мають магнітопровід з магнітном'якого матеріалу.

Електродинамічні прилади застосовують найчастіше як ватметри для вимірювання потужності у колах як постійного, так і змінного струмів. В електродинамічних та феродинамічних амперметрах нерухома і рухома котушки з'єднуються послідовно.

Електродинамічні прилади придатні для роботи як в електричних колах постійного, так і змінного струмів. У колах змінного струму електродинамічні прилади мають найвищу точність порівняно з іншими електромеханічними приладами. Але на покази електродинамічних приладів значно впливають зовнішні магнітні поля.

Електростатичні прилади. Прилади електростатичної системи застосовуються головним чином як вольтметри для вимірювання напруг у колах постійного та змінного струму.

Прилади електростатичної системи мають такі позитивні якості:

- здатність вимірювати великі напруги безпосередньо без додаткових пристроїв;
- придатність для вимірювання як постійних, так і змінних напруг;
- незначна потужність, яку споживають прилади;
- широкий частотний діапазон вимірювання.

До недоліків цих приладів слід віднести низьку точність та чутливість, а також значну залежність від впливів зовнішніх чинників (вологості, електричних полів).

Масштабні вимірювальні перетворювачі струму і напруги

Для підвищення точності, розширення діапазону вимірювання, збільшення чутливості вимірювальних пристроїв застосовуються вимірювальні перетворювачі струмів і напруг.

Ш у н т — це низькоомний високостабільний резистор (рис. 6.1), який застосовується для розширення діапазону вимірювання амперметрів до більших струмів і вмикається паралельно амперметру. Для зменшення похибки, зумовленої впливом температури, шунт виготовляється з манганіну, який має незначний температурний коефіцієнт опору.

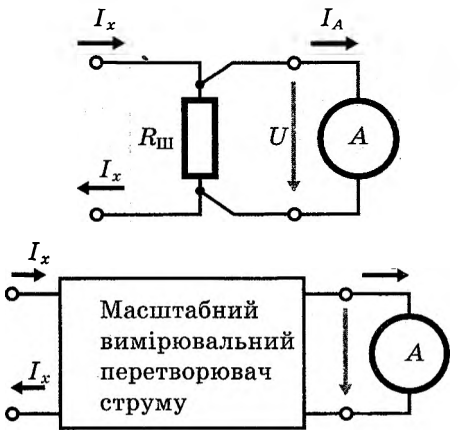


Рис. 6.1

Опір шунта $R_Ш$ розраховується за заданим коефіцієнтом масштабного перетворення струму $k_I = I/I_A$ і відомим опором амперметра R_A за формулою $R_Ш = R_A/(k_I - 1)$.

П о д і л ь н и к и н а п р у г и. Резистивний подільник напруги — це масштабний вимірювальний перетворювач вхідної напруги $U_{вх}$ у вихідну $U_{вих}$, яка у k_U разів менша вхідної $k_U = U_{вх}/U_{вих}$. Резистивні подільники можуть бути з одним значенням масштабного коефіцієнта (*однозначні*) і багатьма значеннями (*багатозначні*). Резистивний подільник напруги складається з високоомних і високостабільних резисторів. Резистори виготовляються з манганіну, який має малий температурний коефіцієнт опору, щоб зменшити температурну похибку вимірювання. Крім резистивних подільників, для змінних напруг застосовують також ємнісні та індуктивні подільники напруг.

Вимірювальні трансформатори струму та напруги. У колах змінного струму діапазон вимірювання амперметрів і вольтметрів розширюється за допомогою вимірювальних трансформаторів напруги і струму. Вимірювальні трансформатори струму і напруги — це масштабні перетворювачі з коефіцієнтами перетворення k_U і k_I, які залежать тільки від відношення кількості витків w_1 у первинній обмотці до кількості витків w_2 у вторинній обмотці:

$$k_U = \frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2}; \qquad k_I = \frac{I_1}{I_2} = \frac{w_1}{w_2}. \tag{6.10}$$

У вторинну обмотку вмикають вимірювальні прилади зі стандартним діапазоном вимірювання — 100 В для вольтметра і 5 А для амперметра.

Результат вимірювання струмів і напруг визначають, помноживши покази амперметрів і вольтметрів на номінальний коефіцієнт трансформації трансформатора струму або напруги.

Застосування вимірювальних трансформаторів для вимірювання струмів і напруг у високовольтних системах енергозабезпечення підвищує безпеку для персоналу, який обслуговує прилади, оскільки при цьому прилади ввімкнені в обмотку низької напруги і заземлені.

Вимірювальні підсилювачі. Для розширення діапазону вимірювання амперметрів і вольтметрів для малих значень струмів і напруг використовуються такі масштабні перетворювачі, як вимірювальні підсилювачі. Вимірювальні підсилювачі входять до складу електронних та цифрових амперметрів і вольтметрів і саме вони визначають метрологічні характеристики цих приладів. Слід зазначити, що останнім часом розширюються межі застосування вимірювальних підсилювачів, побудованих на основі операційних підсилювачів, які виготовляються у вигляді інтегральних мікросхем і мають високі метрологічні характеристики.

Вимірювальні перетворювачі параметрів змінних струмів та напруг

Змінні струми і напруги характеризуються такими параметрами, які підлягають вимірюванню:

- амплітудне, тобто найбільше значення;
- середнє випрямлене значення;
- середнє квадратичне (діюче) значення.

Перетворювачі амплітудних значень. Перетворювачі амплітудних значень можуть бути з відкритим (рис. 6.2) і закритим (рис. 6.3) входом.

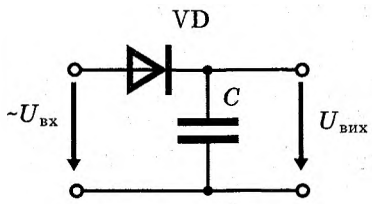


Рис. 6.2

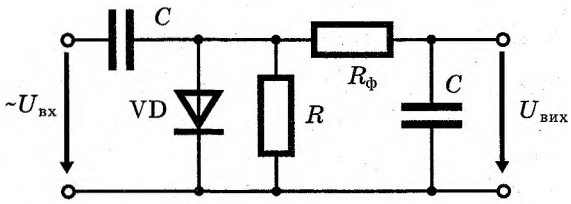


Рис. 6.3

Перетворювачі середніх значень. Перетворювачі середніх значень складаються з випрямляча (як правило, двопівперіодного) і фільтра нижніх частот (**ФНЧ**) для виділення з випрямленої напруги постійної складової.

Перетворювачі середніх квадратичних значень. Середнім квадратичним (діючим) значенням змінного струму (напруги), як відомо, називається середній за період квадрат миттєвого значення. Тому до складу таких перетворювачів входять квадратор і інтегратор. Перетворювачі середніх квадратичних значень будуються на основі *термоелектричного перетворювача*, який складається з нагрівача і термопари. Якщо через нагрівач пропустити вимірюваний змінний струм, то у нагрівачі виділиться деяка кількість теплоти, прямо пропорційна квадрату струму у нагрівачі.

Це спричинить підвищення температури, яка за допомогою термопари перетворюється у термо-ЕРС на виході термоперетворювача.

Вимірювальні перетворювачі струмів та напруг в частоту та часовий інтервал

Фізичними величинами, які вимірюються з найбільшою точністю, є частота електричних коливань і часовий інтервал, тому доцільно електричні струми і напруги перетворити за допомогою вимірювальних перетворювачів у частоту і часовий інтервал.

Вимірювальний перетворювач постійної напруги (струму) в часовий інтервал. Вимірювана напруга U_x порівнюється з лінійно-наростаючою напругою U_k і в момент рівності $U_x = U_k$ видається стоп-імпульс. Старт-імпульс видається в момент запуску лінійно-наростаючої напруги. Таким чином, вимірювана напруга U_x перетворюється в часовий інтервал T_x між старт- і стоп-імпульсами.

Інтегрувальний вимірювальний перетворювач постійної напруги (струму) в часовий інтервал (подвійне інтегрування). Вимірювана напруга U_x інтегрується впродовж певного часу T_0. Далі на вхід інтегратора подається напруга U_k з відомим значенням і протилежної U_x полярності. Інтервал T_x, упродовж якого напругою U_k нагромаджений заряд зменшується до нуля, є вихідною величиною перетворювача. На основі рівності заряду можна показати, що вихідна величина T_x прямо пропорційна вхідній напрузі U_x, тобто $T_x = (T_0/U_k)U_x$.

Аналого-цифрові перетворювачі

Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) призначені для перетворення вхідної електричної напруги в кількість одиниць даної величини. Аналого-цифрові перетворювачі електричної напруги поділяються на такі види:

- з попереднім перетворенням напруги в частоту або часовий інтервал;
- паралельної дії;
- зрівноважування за розрядами;
- рівномірного ступінчастого зрівноважування;
- слідкувального зрівноважування.

Безпосереднє вимірювання струмів та напруг амперметрами та вольтметрами

Постійні і змінні електричні струми і напруги безпосередньо вимірюються амперметрами і вольтметрами. Амперметри і вольтметри, залежно від виду струму і напруги, поділяються на:

- вольтметри і амперметри постійних струмів і напруг;
- вольтметри і амперметри змінних струмів і напруг;

• універсальні вольтметри і амперметри для вимірювання постійних і змінних струмів і напруг.

За принципом дії вольтметри і амперметри поділяються на:

• електромеханічні вольтметри і амперметри на основі електромеханічних перетворювачів;

• електронні вольтметри і амперметри, до складу яких входять високоомні подільники напруги, вимірювальні підсилювачі, вимірювальні перетворювачі параметрів змінних напруг і струмів та електро-механічні (здебільшого магнітоелектричні) вимірювальні перетворювачі;

• цифрові амперметри та вольтметри, які мають ті самі пристрої, що й електронні прилади і, крім того, у своєму складі мають аналого-цифрові перетворювачі.

Вимірювання струмів і напруг пристроями зрівноважування

Для проведення вимірювань з високими вимогами щодо точності і чутливості застосовують *компенсатори (потенціометри) постійного струму*, принцип дії яких ґрунтується на методі порівняння з мірою. Структура компенсатора постійного струму наведена на рис. 6.4. До складу компенсатора входять:

• нормальний елемент E_N, ЕРС якого стабільна і відома з високою точністю. Нормальний елемент є мірою ЕРС у складі даного засобу вимірювання;

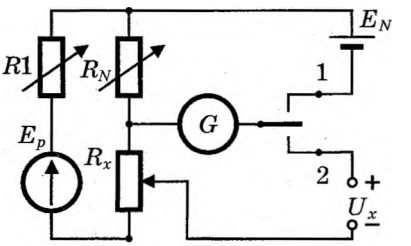


Рис. 6.4

• гальванометр з високою чутливістю, який служить компаратором;

• зразковий резистор R_N, значення якого вибирається залежно від робочого струму компенсатора і температури;

• резистор R_x, значення опору якого відомо з великою точністю і може змінюватися ступенями відповідно до десяткової системи числення;

• робоче джерело ЕРС E_p, призначене для створення робочого струму в резисторах R_x, R_N;

• резистор $R1$, за допомогою якого встановлюють необхідний робочий струм.

Вимірювання невідомої напруги U_x здійснюється за двома етапами. На першому етапі встановлюється значення робочого струму за допомогою резистора $R1$. Для цього перемикач необхідно поставити в позицію 1. Опір резистора $R1$ плавно змінюють доти, доки гальванометр не покаже нуль, тобто ЕРС E_N зрівноважується напругою $U_N = I \cdot R_N$. У такому разі виконується рівність $E_N = I \cdot R_N$, з якої випливає, що $I = E_N / R_N$.

На другому етапі вимірювання перемикач переводять у позицію 2 і вимірювану напругу U_x зрівноважують напругою на резисторі R_x, змінюючи ступенями опір резистора R_x. Зрівноважування здійснюється послідовно,

крок за кроком, починаючи від найстаршої декади і закінчуючи наймолодшою, коли гальванометр покаже нуль. Тоді

$$U_x = I \cdot R_x = E_N \cdot \frac{R_x}{R_N}. \qquad (6.12)$$

Таким чином, вимірювана електрична напруга визначається через ЕРС нормального елемента E_N і співвідношення опорів резисторів R_x і R_N, які також мають велику стабільність і відомі з великою точністю. Короткотермінова стабільність ЕРС робочого джерела і опору резистора $R1$ потрібна лише упродовж вимірювання.

6.6. Вимірювання потужності і енергії

Особливого значення вимірювання потужності і енергії набуло останнім часом у зв'язку із запровадженням енергозберігаючих технологій.

На практиці необхідно вимірювати потужність в діапазоні від 10^{-18} до 10^{10} Вт.

Вимірювання активної потужності у колах постійного та однофазного синусоїдного струму

Для вимірювання потужності в колах постійного та однофазного синусоїдного струмів застосовують вимірювальні *прилади безпосереднього оцінювання* — електродинамічні (або феродинамічні) ватметри. Нерухомі котушки ватметра *1* (рис. 6.5) вмикають в електричне коло послідовно зі споживачем $Z_н$, а рухому котушку *2* — *2* із додатковим резистором $R_{дод}$ — паралельно споживачу. Зміна напряму струму в котушках призводить до зміни напряму відхилення стрілки приладу. Тому для правильного ввімкнення один із затискачів і рухомої і нерухомої котушок позначається зірочкою («генераторні» затискачі). Вони мають бути увімкнені з боку джерела живлення.

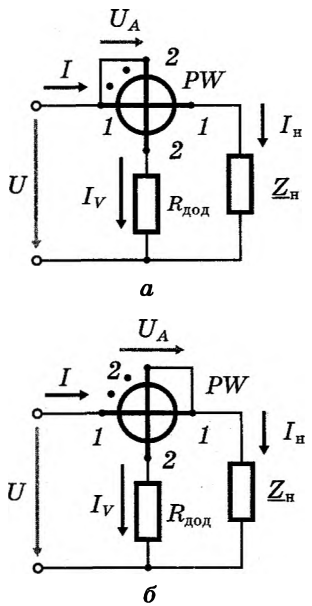


Рис. 6.5

Споживання енергії нерухомою і рухомою котушками ватметра спотворює режим роботи електричного кола, що і призводить до методичної похибки, або похибки взаємодії.

Для вимірювання потужності застосовують дві схеми ввімкнення ватметра (рис. 6.5).

Потужність можна вимірювати *опосередковано* — за допомогою амперметра і вольтметра в елек-

тричних колах постійного струму і амперметра, вольтметра і фазометра в колах однофазного синусоїдного струму. Результат опосередкованого вимірювання обчислюють за показами амперметра I та вольтметра U за формулою

$$P = I \cdot U.$$

На рис. 6.6 наведено дві схеми ввімкнення амперметра і вольтметра для опосередкованого вимірювання потужності споживача постійного струму.

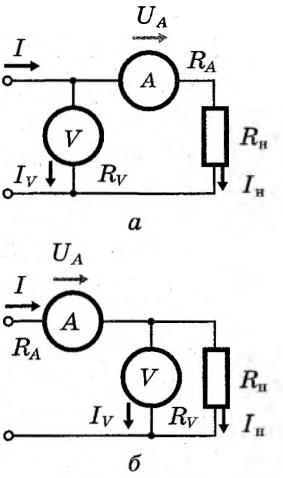


Рис. 6.6

Електромеханічні, зокрема електродинамічні ватметри, застосовуються, як правило, тільки для порівняно невеликих частот. Це пов'язано зі збільшенням реактивного опору котушок і впливом паразитних ємностей. Тому для вимірювання потужності і енергії в електричних колах високої частоти застосовуються електронні і цифрові ватметри та лічильники електричної енергії.

Вимірювання активної потужності та енергії в трифазних мережах. У трифазних мережах активну потужність вимірюють одним, двома або трьома вимірювальними приладами.

Вимірювання активної потужності і енергії *одним приладом* застосовується тільки для *симетричного* споживача (рис. 6.7), лінійні і фазні напруги та струми якого, а також кути зсуву фаз між струмами і напругами однакові.

Трифазні споживачі можуть бути з'єднані зіркою і трикутником, але незалежно від з'єднання активна потужність дорівнює:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 = 3U_ф I_ф \cos\varphi_ф = \sqrt{3} U_л I_л \cos\varphi_ф = 3P_W, \qquad (6.12)$$

де P_1, P_2, P_3 — потужність у фазах споживача; P_W — покази ватметра.

Вимірювання активної потужності та енергії *двома приладами* застосовується для несиметричного споживача за схемою, наведеною на рис. 6.8.

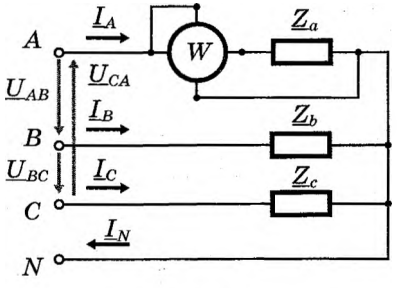


Рис. 6.7

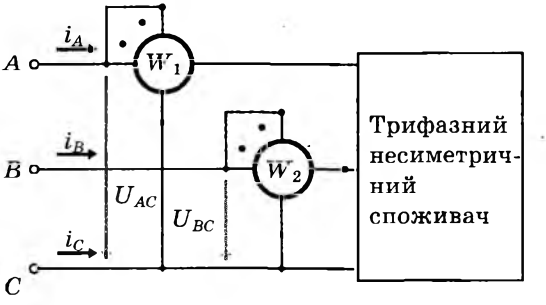


Рис.6.8

Миттєва потужність, яка вимірюється двома ватметрами, визначається за формулами $p_1 = u_{AC}i_A$, $p_2 = u_{BC}i_B$.

Враховуючи перший закон Кірхгофа $i_A + i_B + i_C = 0$, а також виразивши лінійні напруги через фазні $u_{AB} = u_A - u_B$, $u_{BC} = u_B - u_C$, $u_{CA} = u_C - u_A$, сумарну потужність двох ватметрів можна записати таким чином:

$$p = p_1 + p_2 = u_{AC}i_A + u_{BC}i_B = (u_A - u_C)i_A + \\ +(u_B - u_C)i_B = u_Ai_A + u_Bi_B + u_C(-i_A - i_B) = \\ = u_Ai_A + u_Bi_B + u_Ci_C = p_A + p_B + p_C. \qquad (6.13)$$

Переходячи від миттєвих значень до середніх за період, отримаємо вираз для сумарної активної потужності всіх трьох фаз споживача, вимірюваної обома ватметрами:

$$P = P_{W_1} + P_{W_2} = P_A + P_B + P_C. \qquad (6.14)$$

Отже, алгебраїчна сума показів двох ватметрів, увімкнених за схемою на рис. 6.8, дорівнює сумі потужностей всіх трьох фаз.

Вимірювання активної потужності і енергії *трьома приладами* застосовуються для трифазного споживача, з'єднаного зіркою з нейтральним проводом (рис. 6.9).

Потужність споживача визначається як сума показів усіх трьох ватметрів:

$$P = P_{W_1} + P_{W_2} + P_{W_3}. \qquad (6.15)$$

Вимірювання потужності одним, двома або трьома приладами застосовується в основному в лабораторних умовах. У промислових умовах застосовуються дво- і трифазні ватметри і лічильники, в яких в одному приладі об'єднано на одній осі два або три однофазні вимірювальні механізми.

Вимірювання реактивної потужності і енергії в трифазних колах. Реактивна потужність трифазного споживача дорівнює сумі реактивних потужностей усіх трьох фаз:

$$Q = Q_1 + Q_2 + Q_3. \qquad (6.16)$$

Реактивна потужність симетричного споживача дорівнює:

$$Q = 3U_\text{ф}I_\text{ф}\sin\varphi_\text{ф} = \sqrt{3}U_\text{л}I_\text{л}\sin\varphi_\text{ф} \qquad (6.17)$$

і може бути виміряна за допомогою одного ватметра, ввімкненого за схемою на рис. 6.10.

Покази ватметра дорівнюють:

$$P_W = U_{BC}I_A\cos(\psi_{U_{BC}} - \psi_{I_A}), \qquad (6.18)$$

де $\varphi = \psi_{U_{BC}} - \psi_{I_A}$ — різниця початкових фаз U та I.

Враховуючи відомі співвідношення $\psi_{U_{BC}} = \psi_{U_B} + \pi/6$, $\psi_{U_A} - \psi_{I_A} = \varphi_A = \varphi_\text{ф}$, $\psi_{U_B} - \psi_{U_A} = -(2\cdot\pi)/3$, $U_{BC} = U_\text{л} = \sqrt{3}U_\text{ф}$, $I_A = I_\text{ф}$, покази ватметра подамо у вигляді

$$P_W = U_{BC}I_A\cos(\psi_{U_{BC}} - \psi_{I_A}) = U_\text{л}I_\text{ф}\cos(\psi_{U_B} + \pi/6 - \psi_{U_A} + \varphi_A) = \\ = \sqrt{3}U_\text{ф}I_\text{ф}\cos(-\pi/2 + \varphi_A) = \sqrt{3}U_\text{ф}I_\text{ф}\sin\varphi_\text{ф} = \sqrt{3}Q_\text{ф}.$$

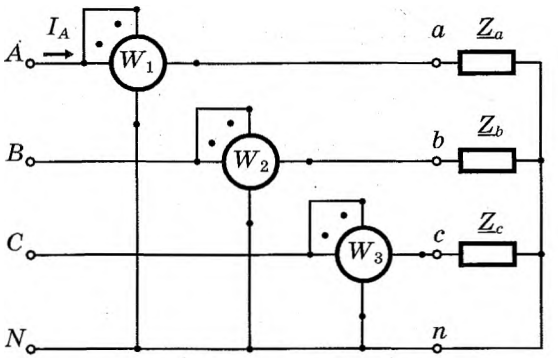


Рис. 6.9

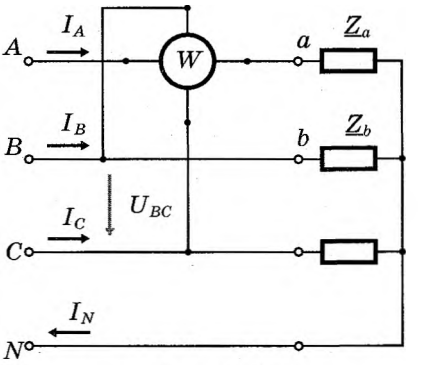


Рис. 6.10

Отже, якщо покази ватметра, ввімкненого за схемою на рис. 6.10, помножити на $\sqrt{3}$, то отримаємо реактивну потужність симетричного споживача:

$$Q = \sqrt{3}P_W = 3 \cdot Q_\Phi. \tag{6.19}$$

Вимірювання реактивної потужності трифазного споживача двома ватметрами показано на рис. 6.11.

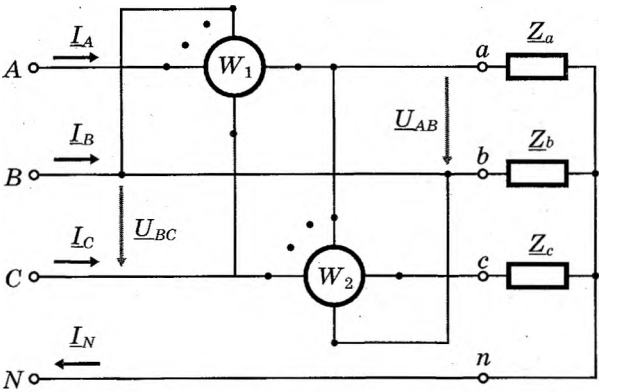


Рис. 6.11

Сума показів ватметрів

$$P_{W_1} + P_{W_2} = U_{BC} I_A \cos(\psi_{U_{BC}} - \psi_{I_A}) + U_{AB} I_C \cos(\psi_{U_{AB}} - \psi_{I_C}). \tag{6.20}$$

Враховуючи відомі співвідношення

$$\begin{aligned} \psi_{U_{BC}} &= \psi_{U_B} + \pi/6, & \psi_{U_{AB}} &= \psi_{U_A} + \pi/6, \\ -\psi_{I_A} &= -\psi_{U_A} + \varphi_A, & -\psi_{I_C} &= -\psi_{U_C} + \varphi_C, \\ U_{BC} &= U_{AB} = U_л = \sqrt{3}U_\Phi. \end{aligned} \tag{6.21}$$

Суму показів ватметрів можна записати у такому вигляді:

$$P_{W_1} + P_{W_2} = \sqrt{3}U_\Phi (I_A \sin\varphi_A + I_C \sin\varphi_C). \tag{6.22}$$

Якщо споживач симетричний ($I_A = I_C = I_ф$; $\varphi_A = \varphi_C = \varphi_ф$), то реактивна потужність споживача обчислюється за формулою

$$Q = \sqrt{3}(P_{W_1} + P_{W_2}) = 3U_ф I_ф \sin \varphi_ф. \qquad (6.23)$$

Можна показати, що для несиметричного споживача формула

$$Q = \sqrt{3}(P_{W_1} + P_{W_2})$$

залишається справедливою.

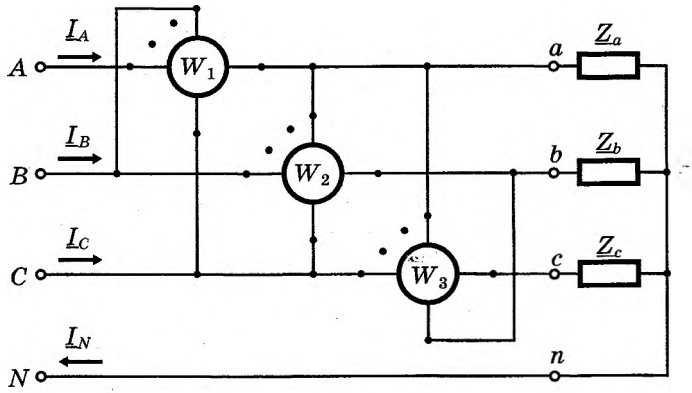


Рис. 6.12

Вимірювання реактивної потужності несиметричного споживача за допомогою трьох ватметрів показано на рис. 6.12.

Реактивну потужність споживача можна обчислити за формулою

$$Q = (P_{W_1} + P_{W_2} + P_{W_3})/\sqrt{3}.$$

6.7. Вимірювання параметрів електричних кіл

Вимірювання опорів

Діапазон опорів, які необхідно вимірювати на практиці, становить від 10^{-8} Ом до 10^{17} Ом.

Електромеханічні омметри. Вимірювання опорів за допомогою магнітоелектричного вимірювального механізму здійснюється з попереднім вимірювальним перетворенням опору або в струм (рис. 6.13, *а*), або в напругу (рис. 6.13, *б*).

Перетворювачі мають такі особливості:

- залежність між R_x та I_x, а також між R_x та U_x нелінійна, тому шкала цих приладів, проградуйованих в одиницях опору, нерівномірна;
- точність вимірювання опору залежить від стабільності електрорушійної сили джерела і від стабільності опорів R_A, $R_{дод}$, R_V.

Для вимірювання великих опорів, насамперед опору ізоляції, застосовують прилади на основі магнітоелектричного механізму, які називають-

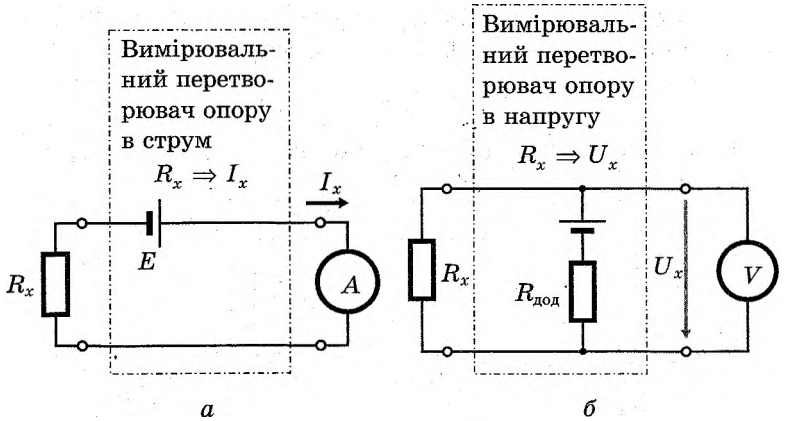


Рис. 6.13

ся *мегомметрами*. Живлення цих приладів здійснюється від генератора з ручним приводом, який входить до складу приладу.

Електронні омметри. Омметри та мегомметри на основі магнітоелектричного механізму мають невисоку точність і невеликий діапазон вимірювання. Для розширення діапазону вимірювання і підвищення точності користуються електронними омметрами, в яких застосовують попередній вимірювальний перетворювач опору у напругу і подальше підсилення цієї напруги (рис. 6.14).

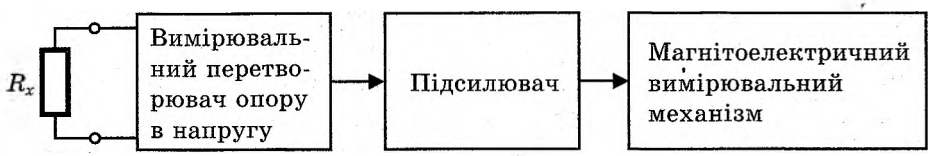


Рис. 6.14

До складу електронного омметра входять ті самі пристрої (за винятком перетворювача опору в напругу), що і до складу електронного вольтметра, тому доцільно виготовляти комбіновані прилади, які придатні для вимірювання напруг, струмів, опорів та інших фізичних величин.

Цифрові омметри. Якщо до складу електронного омметра ввести аналого-цифровий перетворювач, то матимемо цифровий омметр, структура якого наведена на рис. 6.15. Цифровий омметр має кращі метрологічні характеристики, ніж аналоговий омметр.

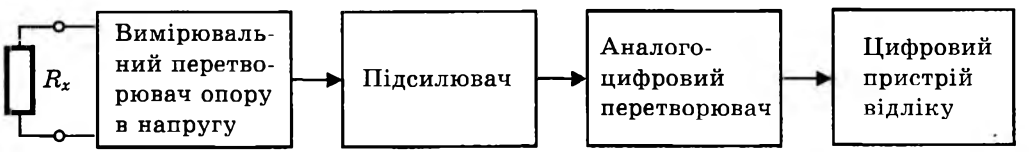


Рис. 6.15

Застосування мостів для вимірювання опорів. Для підвищення точності вимірювання застосовують мости (рис. 6.16).

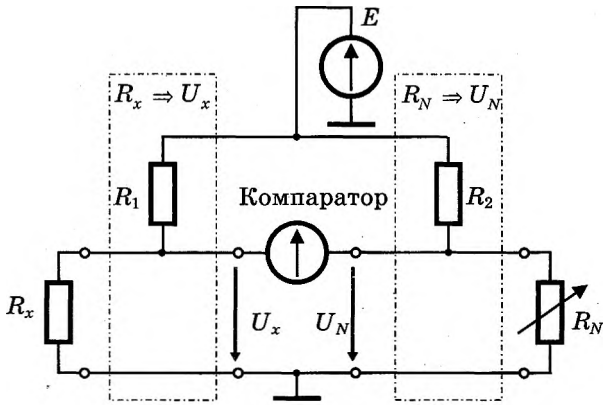


Рис. 6.16

Міст складається з двох вимірювальних перетворювачів опорів у напругу $R_x \to U_x$, $R_N \to U_N$, ввімкнених паралельно під одну напругу джерела E. Вихідні величини вимірювальних перетворювачів U_x та U_N і вхідні величини R_x та U_N пов'язані залежністю

$$U_x = \frac{E}{R_x + R_1} \cdot R_x, \qquad U_N = \frac{E}{R_N + R_2} \cdot R_N. \tag{6.24}$$

Змінюючи значення опору R_N, міст зрівноважують, тобто досягають рівності напруг $U_x = U_N$, що фіксується *компаратором*.

Компаратор призначений для індикації рівності вихідних напруг вимірювальних перетворювачів, тобто $U_x = U_N$. Залежність між вимірюваним опором R_x та іншими параметрами моста знайдемо з умови зрівноваженості моста:

$$\frac{E}{R_x + R_1} \cdot R_x = \frac{E}{R_N + R_2} \cdot R_N. \tag{6.25}$$

Виконавши нескладні перетворення, отримаємо:

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_N. \tag{6.26}$$

Резистори $R1$ та $R2$ моста називаються *плечами відношення*, а резистори R_x і R_N — *плечами порівняння*. Відношення опорів R_1/R_2 вибирають кратним $10^{\pm n}$. Опір R_N виготовляється у вигляді кількох декад, і кожна з декад може змінюватися ступенями відповідно до десяткової системи числення. Опори в декадах оцифровані і тому після зрівноваження моста результат вимірювання отримують безпосередньо.

Діапазон вимірювання опорів за допомогою моста обмежений зверху впливом опору ізоляції, а знизу — впливом на результат вимірювання опорів контактів і з'єднувальних проводів.

Застосування подвійних мостів. Для розширення діапазону вимірювання для малих значень опору застосовуються подвійні мости (рис. 6.17).

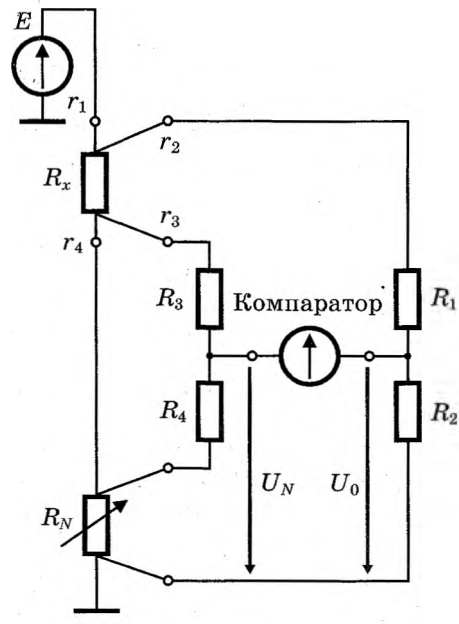


Рис. 6.17

Вимірюваний опір R_x вмикається в подвійний міст за допомогою чотирьох перемичок з опорами r_1, r_2, r_3, r_4. Конструкція подвійного моста має такі особливості:

• опори R_1, R_2, R_3, R_4 мають задовольняти такі умови:

$$R_1/R_2 = R_3/R_4;$$

• опори R_1 і R_3 набагато більші за опори перемичок r_2 і r_3:

$$R_1 >> r_2, \quad R_3 >> r_3;$$

• перемичку r_4 виготовляють з товстого і короткого провідника (для зменшення опору до мінімально можливого).

Міст зрівноважують, змінюючи ступенями опір R_x, до досягнення рівності вихідних напруг U_N і U_0 вимірювальних перетворювачів опору в напругу. Досягнення рівності $U_0 = U_N$ визначають за допомогою компаратора. З умови рівності напруг $U_0 = U_N$ випливає рівність відношень опорів:

$$\frac{R_x}{R_N} = \frac{R_1}{R_2}. \tag{6.27}$$

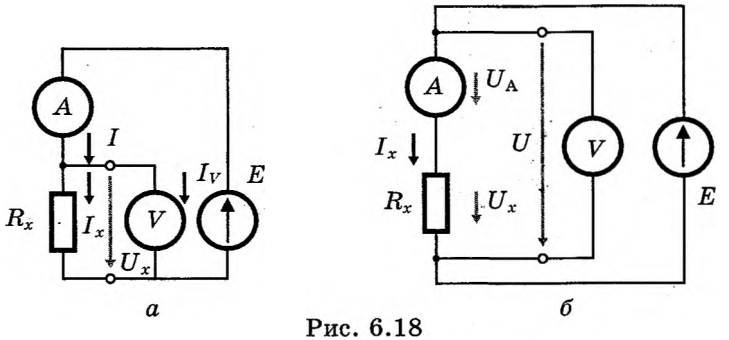
Отже, вимірюваний опір R_x прямо пропорційний опору R_N, значення якого відоме з високою точністю:

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_N. \tag{6.28}$$

Відношення опорів R_1/R_2 добирають, як правило, рівним одиниці.

Опосередковане вимірювання опорів. Крім прямих вимірювань опорів електромеханічними, електронними, цифровими омметрами та мостами, застосовують опосередковані вимірювання, наприклад за допомогою амперметра і вольтметра.

На рис. 6.18 наведено дві схеми опосередкованого вимірювання опору за допомогою амперметра і вольтметра. Значення опору R_x визначають за результатами вимірювання струму I та напруги U відповідно до закону Ома $R_x = U/I$.



а *б*

Рис. 6.18

Споживання енергії амперметром і вольтметром впливає на режим роботи електричного кола і призводить до методичної похибки взаємодії.

Вимірювання електричної ємності та тангенса кута втрат

Ємність — це фізична величина, яка характеризує здатність фізичних тіл накопичувати електричний заряд. Реальний конденсатор, крім ємності, характеризується втратами енергії і тому має схему заміщення з двох ідеальних елементів: ємнісного та резистивного, які можуть з'єднуватися або послідовно (рис. 6.19, послідовна схема заміщення), або паралельно (рис. 6.20, паралельна схема заміщення).

Тангенсом кута втрат називається відношення активної складової опору або провідності до його реактивної складової.

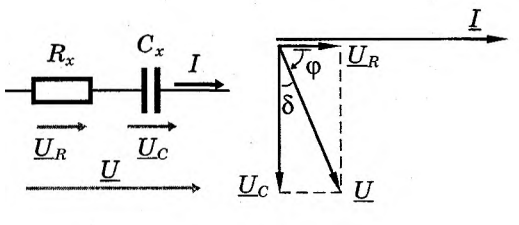


Рис. 6.19

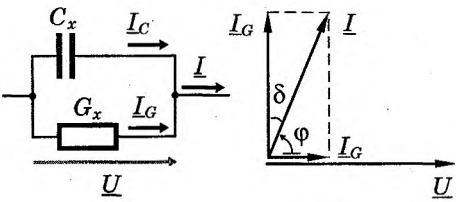


Рис. 6.20

Застосування мостів для вимірювання параметрів конденсаторів. Параметри (C_x та R_x для послідовної і C_x та G_x — паралельної) схем заміщення вимірюють у більшості випадків за допомогою мостів змінного струму. Для конденсаторів з великими втратами доцільно застосовувати схему на рис. 6.19, а для конденсаторів з малими втратами — схему на рис. 6.20.

Міст на рис. 6.21 зрівноважують, змінюючи ступенями ємність C_N послідовно по декадах, починаючи зі старшої і закінчуючи молодшою. Після зрівноваження моста вихідні напруги U_x і U_N вимірювальних перетворювачів стануть однаковими:

$$U_x = U_N. \qquad (6.29)$$

Виразивши напруги U_x і U_N через параметри моста і підставивши їх у рівняння (6.29), отримаємо:

$$\frac{\underline{U}\cdot\left(R_x - j\frac{1}{\omega C_x}\right)}{R_1 + \left(R_x - j\frac{1}{\omega C_x}\right)} = \frac{\underline{U}\left(R_N - j\frac{1}{\omega C_N}\right)}{R_2 + \left(R_N - j\frac{1}{\omega C_N}\right)}. \quad (6.30)$$

Виконавши нескладні перетворення, дістанемо:

$$C_x = \frac{R_2}{R_1}\cdot C_N; \qquad R_x = \frac{R_1}{R_2}\cdot R_N. \quad (6.31)$$

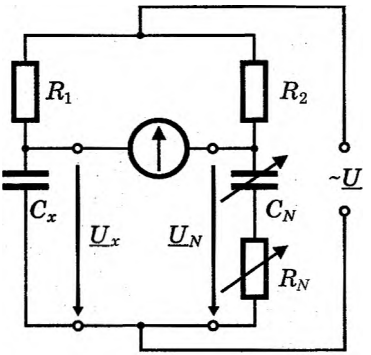


Рис. 6.21

Точність вимірювання C_x і R_x залежить від відношення опорів R_1 і R_2 і від точності, з якою відомі резистор R_N та конденсатор C_N, і не залежить від напруги живлення.

Вимірювання індуктивності і добротності

Індуктивність — це фізична величина, яка характеризує властивість фізичних тіл (котушок, обмоток, дроселів, соленоїдів тощо) нагромаджувати енергію в магнітному полі, в разі проходження по них електричного струму. У реальних котушках, обмотках, соленоїдах, крім нагромадження енергії в магнітному полі, відбувається втрата електричної енергії на нагрівання, тому вони характеризуються двома параметрами: індуктивністю і активним опором. На рис. 6.22 наведено послідовну, а на рис. 6.23 — паралельну схему заміщення реальної котушки чи обмотки.

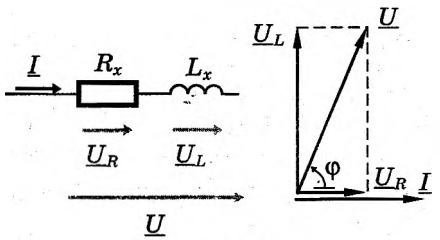


Рис. 6.22

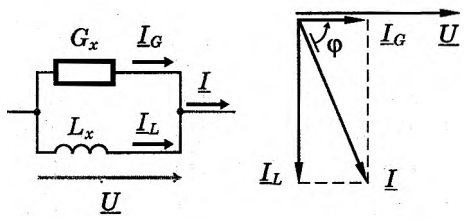


Рис. 6.23

Добротність котушки Q — це параметр, який характеризує ступінь наближення реальної котушки до ідеальної і обчислюється за формулою

$$Q = \omega L_x / R_x . \quad (6.32)$$

Для вимірювання параметрів реальних котушок застосовують здебільшого мости змінного струму (рис. 6.24).

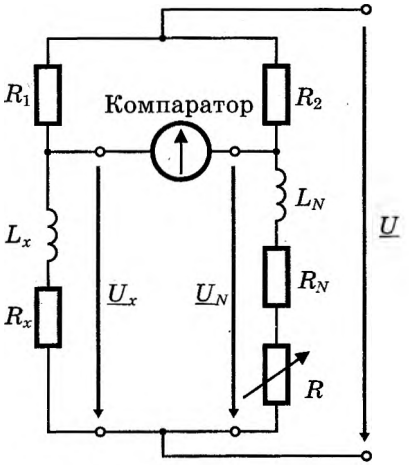


Рис. 6.24

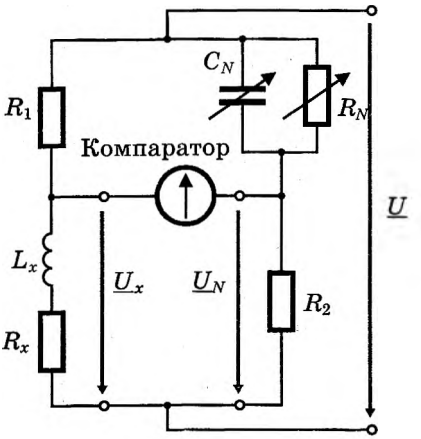


Рис. 6.25

За допомогою моста параметри реальної котушки L_x і R_x вимірюють методом порівняння зі зразковою котушкою з відомими параметрами L_N і R_N. Зрівноважують такий міст зміною опору резистора R, який можна ввімкнути послідовно зі зразковою або із досліджуваною котушкою. У зрівноваженому мосту параметри L_x і R_x досліджуваної котушки визначаються за параметрами зразкової котушки L_N і R_N згідно із залежностями

$$L_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot L_N; \qquad R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot (R_N + R). \tag{6.33}$$

Крім зразкової котушки, часто використовують також зразковий конденсатор, ємність якого зручніше (ніж індуктивність котушок) змінювати ступенями (рис. 6.25).

Зрівноважують міст зміною опору R_N і ємності C_N. Параметри досліджуваної котушки визначаються за формулами

$$L_x = C_N R_1 R_2; \qquad R_x = R_1 R_2 / R_N . \tag{6.34}$$

Останнім часом все частіше застосовують універсальні мости, за допомогою яких можна вимірювати такі параметри, як опір, ємність, індуктивність, втрати в конденсаторах, добротності котушок тощо. Такі мости, як правило, автоматичні, тобто зрівноважування такого моста здійснюється не вручну, а автоматично.

6.8. Вимірювання частоти, часових інтервалів, фази

Вимірювання частоти, інтервалів часу, фази має велике значення у таких галузях промисловості, як електроенергетика, транспорт, машино- та приладобудування. Особливо велике значення має вимірювання цих параметрів у наукових експериментальних дослідженнях.

Частота, часовий інтервал, фаза вимірюються з найвищою, порівняно з іншими фізичними величинами, точністю. Наприклад, державний первинний еталон часу і частоти відтворює ці величини з відносною похибкою, яка не перевищує 10^{-13}.

У зв'язку з тим, що для вимірювання частоти і часу створені високоточні засоби вимірювання, доцільно вимірювати різні фізичні величини з попереднім перетворенням їх у частоту, час або фазу, створивши для цього відповідні вимірювальні перетворювачі.

Вимірювання частоти

Діапазон частот, які необхідно вимірювати, дуже великий — від часток герца до десятків гігагерц.

Для вимірювання частоти у вузькому діапазоні (45...55 Гц) з невисокою точністю (одиниці процентів) застосовуються електродинамічні і електромагнітні частотоміри.

Електромеханічні частотоміри. В електродинамічних частотомірах застосовують логометричний вимірювальний механізм, який складається з двох рухомих котушок, закріплених під деяким кутом одна до одної на одній осі, яка може вільно обертатися у магнітному полі нерухомої котушки.

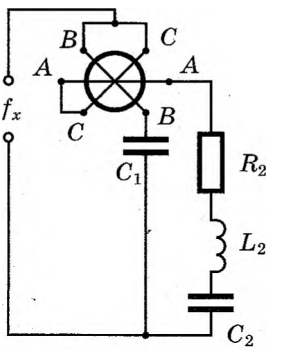


Рис. 6.26

Схема ввімкнення електродинамічного частотоміра наведена на рис. 6.26. Параметри рухомої котушки *C-C* та елементів R_2, L_2, C_2 добирають так, щоб резонансна частота $f_p = 1/2\pi\sqrt{L_2C_2}$ припадала на середину вимірюваного діапазону частот.

У разі відхилення вимірюваної частоти від середини діапазону змінюються опори реактивних елементів $X_{C_1} = 1/2\pi f_x C_1$, $X_{C_2} = 1/2\pi f_x C_2$, $X_{L2} = 2\pi f_x L_2$, а також співвідношення між струмами в котушках, і стрілка відхиляється на кут, пропорційний вимірюваній частоті f_x. Аналогічно працює й електромагнітний частотомір.

Аналогові електронні частотоміри. В аналогових електронних частотомірах застосовується попереднє перетворення частоти в напругу. Принцип дії вимірювального перетворювача частоти в напругу ґрунтується на формуванні імпульсів, частота яких дорівнює вимірюваній частоті, а електричний заряд імпульсів постійний. Середнє значення струму таких імпульсів пропорційне вимірюваній частоті.

Спрощену схему такого частотоміра наведено на рис. 6.27. Періодичний сигнал з частотою f_x надходить на вхід формувача, який формує прямокутні імпульси, частота яких дорівнює вимірюваній частоті (рис. 6.28).

Прямокутні імпульси діють на перемикач, який з'єднує конденсатор з джерелом стабільної напруги. Конденсатор за час, що дорівнює трива-

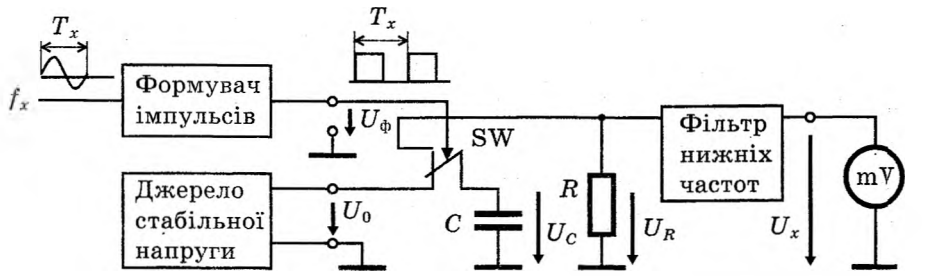


Рис. 6.27

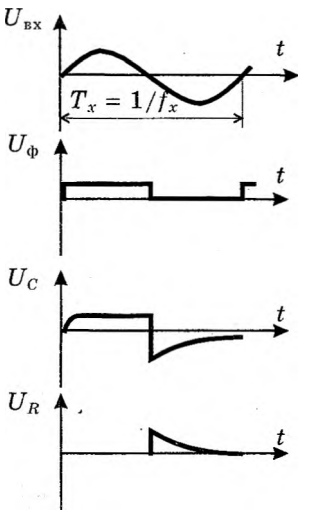


Рис. 6.28

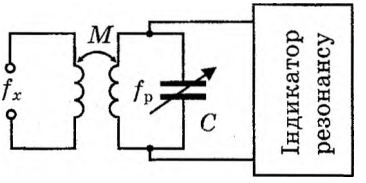


Рис. 6.29

лості імпульсу T_i, заряджається до напруги U_0. Заряд, який нагромадився за цей час на обкладках конденсатора, $Q = U_0C$.

Після закінчення дії імпульсу перемикач повертається у початковий стан і з'єднує конденсатор з резистором R. Конденсатор розряджається і через резистор проходить струм розряду, середнє значення якого прямо пропорційне вимірюваній частоті і визначається за формулою

$$I_x = Q_0/T_x = Q_0 f_x.$$

Напруга на резисторі R прямо пропорційна струму, тому середнє значення напруги на резисторі $U_x = RQ_0f_x$ виділяється фільтром низької частоти і вимірюється вольтметром магнітоелектричної системи.

Принцип дії *аналогового резонансного частотоміра* (рис. 6.29) ґрунтується на порівнянні вимірюваної частоти f_x з частотою резонансного контуру $f_р$. Сигнал з частотою f_x, яку необхідно виміряти через індуктивно пов'язані елементи, подається на коливальний контур LC_x. Резонансну частоту контуру $f_р = 1/(2\pi\sqrt{LC_x})$ можна змінювати, змінюючи ємність конденсатора C_x. За допомогою індикатора резонансу контур налаштовується на режим резонансу з вимірюваною частотою $f_x = f_р$.

Індуктивність L заздалегідь відома із заданою точністю, а тому шкала конденсатора градуюється безпосередньо в одиницях частоти.

На високих і надвисоких частотах коливальний контур частотоміра виготовляється у вигляді відрізка коаксіальної лінії або об'ємного резонатора.

Вимірювання частоти, періоду і зсуву фаз за допомогою осцилографа

Лінійна розгортка. У режимі лінійної розгортки сигнал з частотою, яку необхідно виміряти, подається на вхід каналу вертикального відхилення. Ручками синхронізації досягають стійкого зображення на екрані осцилографа. Частоту вимірюють, підраховуючи візуально кількість повних коливань за одиницю часу.

Період коливань вимірюють також візуально за допомогою шкали, нанесеної на екрані осцилографа.

Якщо осцилограф двоканальний або двопроменевий, то можна вимірювати зсув фаз між двома коливаннями однакової частоти, подаючи їх на входи каналів вертикального відхилення. Зсув фаз можна вимірювати також і за допомогою одноканального осцилографа, якщо один сигнал подати на вхід вертикального відхилення, а другий — на вхід зовнішньої синхронізації.

Синусоїдна розгортка. Якщо сигнал з вимірюваною частотою подати на вхід каналу вертикального відхилення осцилографа, а сигнал з відомою зразковою частотою подати на вхід каналу горизонтальної розгортки, то на екрані осцилографа можна отримати так звані фігури Лісажу. Фігури Лісажу — це складні траєкторії руху електронного променя, вигляд яких залежить від співвідношення частот f_x/f_0 і від кута зсуву фаз.

Циклічна розгортка. У цьому режимі на вхід горизонтального і вертикального каналів подаються сигнали однієї і тієї самої зразкової частоти, відомої із заданою точністю, і зсунуті один відносно одного на $\pi/2$. На екрані осцилографа електронний промінь рухатиметься по колу, причому тривалість одного оберту дорівнює періоду зразкового сигналу. Сигнал з вимірюваною частотою f_x подається на модулятор електронно-променевої трубки і, таким чином, модулюється яскравість зображення — у додатний півперіод зображення більш яскраве, а у від'ємний — менш яскраве, тобто зображення буде пунктирним. Якщо $f_x > f_0$, то на зображенні кола з'являються світлі і темні ділянки. Кількість світлих або темних ділянок дорівнює кратності n вимірюваної f_x і зразкової f_0 частот:

$$n = f_x / f_0, \tag{6.35}$$

звідки

$$f_x = nf_0. \tag{6.36}$$

Пунктирне зображення кола на екрані нерухоме тільки за умови кратності f_x / f_0, тому візуально домагаються кратності, змінюючи зразкову частоту f_0.

Цифрові частотоміри. Останнім часом всі розглянуті вище методи і засоби вимірювання частоти витісняються цифровими частотомірами. Структура цифрового частотоміра наведена на рис. 6.30.

Цифровий частотомір працює таким чином. Сигнал з частотою f_x, яку потрібно виміряти, надходить на формувач імпульсів, який генерує прямо-

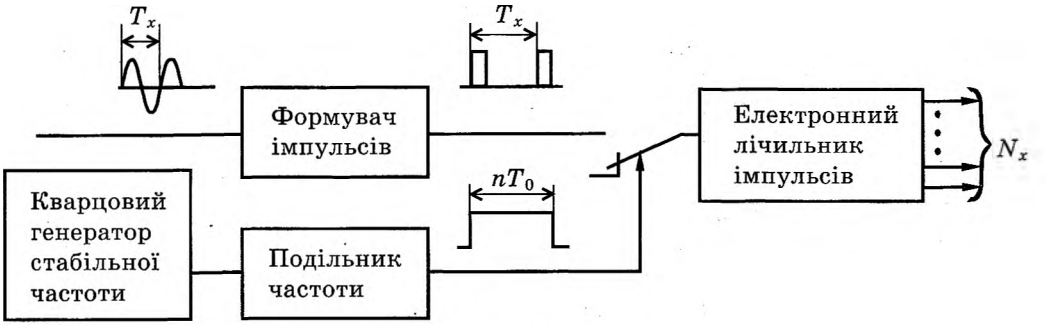


Рис. 6.30

кутні імпульси з періодом повторення T_x, який дорівнює періоду повторення вхідних імпульсів і пов'язаний з вимірюваною частотою f_x залежністю

$$T_x = 1/f_x . \tag{6.37}$$

Мірою частоти у цифровому частотомірі є кварцовий генератор стабільної частоти f_0. Високі метрологічні характеристики, зокрема високу стабільність частоти генератора, забезпечує резонатор, виготовлений з кристала кварцу (див. розділ 16.2). Відносна нестабільність частоти кварцового резонатора $\Delta f / f_0 = 10^{-7}$. Імпульси кварцового генератора з періодом повторення $T_0 = 1/f_0$ надходять на подільник частоти. На виході подільника частоти формується імпульс, тривалість якого в n разів більша тривалості вхідного імпульсу. Цей імпульс на час nT_0 вмикає перемикач і імпульси з періодом T_x надходять на вхід електронного лічильника імпульсів. Кількість імпульсів з періодом T_x, підраховане лічильником упродовж часу nT_0, дорівнює:

$$N_x = \frac{nT_0}{T_x} = nT_0 f_x . \tag{6.38}$$

Таким чином, число N_x, зафіксоване лічильником, прямо пропорційне вимірюваній частоті. Як видно з формули (6.38), похибка вимірювання частоти визначається тільки стабільністю кварцового генератора.

Цифрові хронометри. Вимірювання періоду коливань цифровими методами дає можливість досягти високої точності. На рисунку 6.31 наведено структуру цифрового хронометра.

На цифровий хронометр надходять старт-імпульс і стоп-імпульс, інтервал часу між якими треба виміряти. Формувач імпульсів формує імпульс, тривалість якого дорівнює T_x. Цей імпульс вмикає перемикач, і протягом часу T_x на електронний лічильник імпульсів подаються імпульси з періодом повторення T_0 з кварцового генератора. Число N_x, зафіксоване лічильником імпульсів, прямо пропорційне T_x:

$$N_x = \frac{T_x}{T_0} = f_0 T_x . \tag{6.39}$$

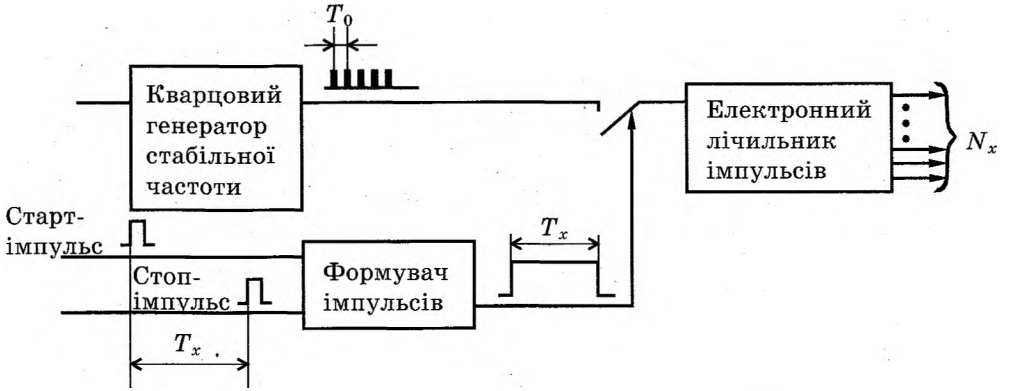


Рис.6.31

Похибка вимірювання, як випливає з формули (6.39), визначається тільки стабільністю частоти f_0 кварцового генератора.

Промисловість випускає комбіновані прилади, призначені для вимірювання частоти, періоду, відношенню частот. Це зумовлено тим, що цифрові частотоміри і хронометри мають багато спільних вузлів, зокрема найважливіший — кварцовий генератор.

Цифрові фазометри. Зсув фаз між електричними сигналами легко перетворити в часовий інтервал (рис. 6.32).

Далі цей інтервал вимірюється цифровим хронометром, і отримуємо

$$N_x = \frac{t_x}{T_0} = t_x \frac{2\pi}{T_x}\frac{T_x}{2\pi} f_0 = \varphi_x \frac{f_0}{2\pi f_x}. \quad (6.41)$$

Як видно з формули (6.41), для визначення кута зсуву фаз необхідно знати частоту f_x, що є недоліком цього типу фазометрів. Фазометр з усередненням часових інтервалів не має цього недоліку (рис. 6.33).

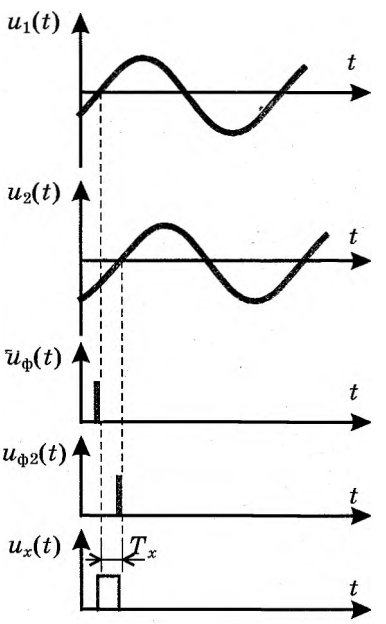


Рис. 6.32

Сигнали $u_1(t)$ і $u_2(t)$, кут зсуву фаз між якими потрібно виміряти, надходять на формувачі імпульсів, що формують короткі імпульси при переході сигналів через нуль від від'ємних значень до додатних. Третій формувач формує імпульс, тривалість якого t_x дорівнює зсуву за часом одного сигналу $u_2(t)$ відносно іншого $u_1(t)$. На цей час t_x перший вимикач пропускає імпульси з періодом T_0. Другий вимикач увімкнено на час nT_0, протягом якого він пропускає пачки імпульсів з періодом повторення пачок T_x. Лічильник імпульсів підраховує число імпульсів у $N_{1x} = nT_0 / T_x$, по $N_{2x} = t_x / T_0$

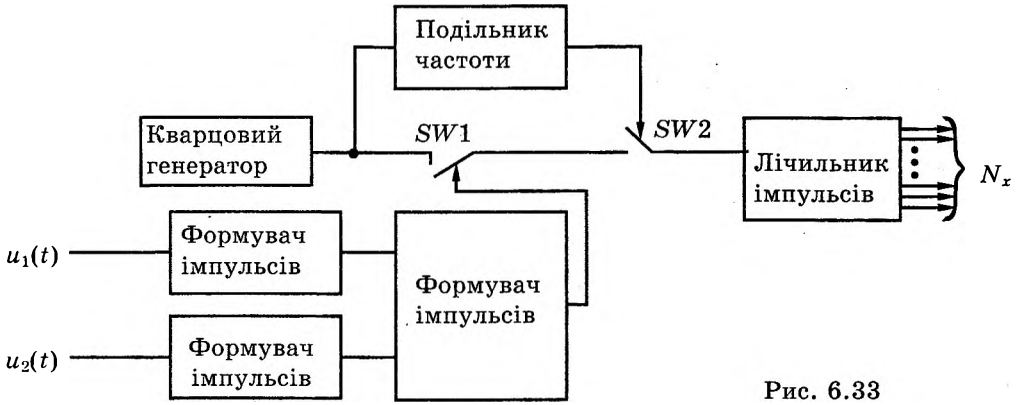


Рис. 6.33

імпульсів у кожній пачці. Загальна кількість імпульсів, підрахована лічильником,

$$N_x = N_{1x}N_{2x} = \frac{nT_0}{T_x}\frac{t_x}{T_0} = \frac{n}{2\pi}\varphi_x. \qquad (6.42)$$

Отже, кількість імпульсів N_x прямо пропорційна зсуву фаз φ_x і не залежить від частоти вимірюваного сигналу f_x.

6.9. Вимірювання неелектричних величин електровимірювальними засобами

Сучасні технології стають все складнішими і вимагають вимірювання великої кількості фізичних величин. Різко зростають вимоги щодо точності, чутливості та інших метрологічних характеристик засобів вимірювання.

Однією з найбільш розвинутих галузей вимірювальної техніки є вимірювання електричних величин, де створені засоби вимірювання з високими метрологічними характеристиками. Крім того, електричні засоби вимірювання добре узгоджуються із засобами автоматизації, комп'ютерними пристроями, засобами телекомунікації. Зважаючи на все це, доцільно вимірювати неелектричні величини, перелік яких весь час зростає, електричними засобами вимірювання.

Для вимірювання неелектричних величин електричними засобами вимірювання необхідно мати вимірювальні перетворювачі неелектричних величин в електричні. Здебільшого неелектричні величини перетворюють у частоту, напругу або струм.

Вимірювальні перетворювачі (датчики) неелектричних величин в електричні поділяються на *параметричні* і *генераторні*.

У параметричних вимірювальних перетворювачах неелектрична величина перетворюється в параметр електричного кола: опір, ємність, індук-

тивність, взаємну індуктивність. Здебільшого параметричний вимірювальний перетворювач вмикається в мостову схему вимірювання.

У генераторних вимірювальних перетворювачах неелектрична величина перетворюється в частоту, напругу, струм.

Розглянемо параметричні перетворювачі, які застосовуються на практиці.

Тензоперетворювач (тензорезистор). Принцип роботи тензорезистора ґрунтується на тензоефекті, який полягає у зміні опору провідника або напівпровідника під дією механічної напруги і деформації:

$$\Delta R / R = k \cdot \Delta l / l, \qquad (6.43)$$

де $\Delta l/l$ — відносна деформація тензорезистора; $\Delta R/R$ — відносна зміна опору тензорезистора; k — коефіцієнт тензочутливості, який залежить від геометричних розмірів тензорезистора і матеріалу, з якого він виготовлений. Конструкція тензорезистора наведена на рис. 6.34.

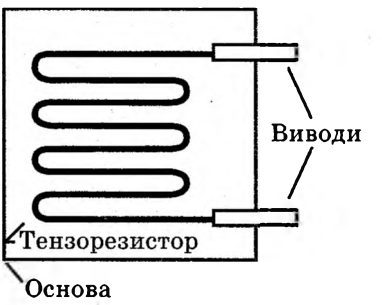


Рис. 6.34

Тензорезистор виготовляють з константанового дроту діаметром 0,02...0,05 мм, зигзагоподібно викладають, приклеюють до смужки паперу (основи) і з'єднують з вимірювальною схемою за допомогою виводів. Тензорезистор наклеюють на поверхню досліджуваної деталі так, щоб напрям деформації збігався з напрямом поздовжньої осі тензоперетворювача.

Терморезистивний перетворювач (терморезистор). Опір провідників і напівпровідників, як відомо, залежить від температури. Це явище використовується для вимірювання температури. Терморезистивний перетворювач виготовляється з платинового або мідного провідника. Застосовують також напівпровідникові терморезистори (*термістори*).

Залежність опору металевого терморезистора від температури виражають лінійною функцією

$$R(t) = R_0(1 + \alpha t), \qquad (6.44)$$

де R_0 — опір терморезистора при 0 °С; α — температурний коефіцієнт опору, значення якого для міді дорівнює $\alpha_{Cu} = 4,28 \cdot 10^{-3}$ K^{-1}, а для платини $\alpha_{Pt} = 3,91 \cdot 10^{-3}$ K^{-1}.

Залежність опору напівпровідникового резистора (термістора) від температури апроксимують (визначають) виразом

$$R(T) = A \exp(B / T), \qquad (6.45)$$

де $R(T)$ — опір термістора при температурі T; A, B — сталі, значення яких залежать від напівпровідникового матеріалу і технології виготовлення.

Індуктивний перетворювач. Принцип дії індуктивного перетворювача ґрунтується на залежності індуктивності L_x або взаємної індуктивності M_x від взаємного розташування, геометричних розмірів і магнітного стану ділянок магнітного кола.

Індуктивність або взаємна індуктивність змінюються, наприклад, від зміни довжини або поперечного перерізу повітряного зазору в магнітопроводі у результаті переміщення рухомого якоря *1* (рис. 6.35) відносно нерухомого осердя *2* або введення електропровідної пластинки *3* у повітряний зазор.

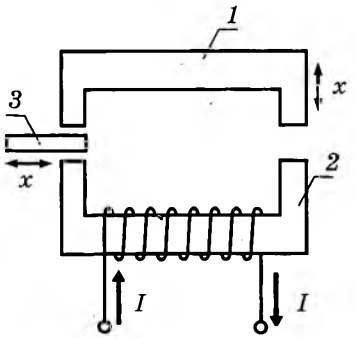


Рис. 6.35

Індуктивні перетворювачі застосовують у приладах неруйнівного контролю якості металовиробів: для вимірювання товщини електропровідних і діелектричних покриттів, виявлення дефектів у структурі металу, визначення марки сталі тощо. У цих приладах ділянка деталі, яка підлягає контролю, замикає полюси магнітопроводу. Із зміною контрольованого параметра змінюються магнітні характеристики деталі (магнітна проникність, втрати від вихрових струмів), а отже, і магнітний опір магнітопроводу.

Ємнісні перетворювачі. Принцип дії ємнісного перетворювача ґрунтується на залежності ємності конденсатора від розмірів і взаємного розміщення пластин та від діелектричної проникності матеріалу між пластинами.

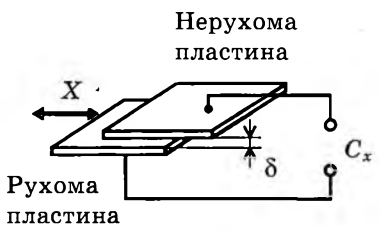


Рис. 6.36

Як ємнісний перетворювач часто застосовують плоский конденсатор (рис. 6.36), ємність якого визначається за формулою

$$C = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{\delta}, \qquad (6.46)$$

де δ — відстань між пластинами; S — площа пластин; ε — відносна проникність діелектрика, що знаходиться між пластинами; ε_0 — діелектрична стала,

$$\varepsilon_0 = \left(\frac{1}{36\pi}\right)\cdot 10^{-9} \text{ Ф/м}.$$

Ємнісний перетворювач вмикається або у коливальний контур, або у мостову схему.

Ємнісні перетворювачі застосовують для вимірювання мікропереміщень, рівнів рідини (рівнемір), неруйнівного контролю якості діелектриків тощо.

Реостатні перетворювачі. Реостатний перетворювач — це точний (прецизійний) реостат, повзунок якого переміщується під дією вимірюваної величини.

Вхідною величиною реостатного перетворювача є лінійне або кутове переміщення рухомого контакту, а вихідною — опір реостата. Використовуються як лінійні перетворювачі з лінійною залежністю між вхідною і вихідною величиною, так і нелінійні.

Будову реостатного перетворювача показано на рис. 6.37. Він складається з каркасу *1*, на який намотаний провід *2*, виготовлений з матеріалу з високим питомим опором, і рухомого контакту (повзунка) *3*, закріпленого на осі *4*.

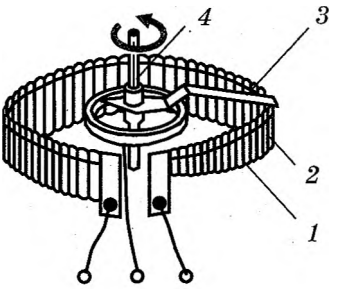


Рис. 6.37

Реостатний перетворювач застосовується для вимірювання переміщень, рівня рідини та інших механічних величин.

Розглянемо тепер найбільш поширені генераторні перетворювачі.

Термоелектричні перетворювачі. Термоелектричним перетворювачем, або термопарою, називають з'єднання двох провідників, виготовлених з різних матеріалів або сплавів (наприклад, сплав хрому і кобальту). Принцип дії термопари ґрунтується на так званому ефекті Зеєбека, який полягає в тому, що в точці з'єднання (спаї) двох різнорідних провідників виникає електрорушійна сила (термоерс), яка залежить від температури і фізичних властивостей цих двох провідників.

Для виготовлення термопар найчастіше застосовують спеціальні сплави хрому (хромель), кобальту (копель), алюмінію (алюмель), платинородієвий сплав, вольфраморенійовий сплав.

Один спай термопари (гарячий спай) розміщують безпосередньо на об'єкті, а провідники виводять і приєднують до вторинного вимірювального приладу. ЕРС, які створюють термопари, досягають одиниць мілівольт, тому для їх вимірювання доцільно застосовувати такі вимірювальні прилади, як потенціометри постійного струму, цифрові та аналогові мілівольтметри.

За допомогою термопар можна вимірювати температуру до тисяч градусів Цельсія, тому термопари застосовують для вимірювання температур у камерах згоряння реактивних двигунів, металургії та інших галузях.

Індукційні перетворювачі. Принцип дії індукційного перетворювача ґрунтується на законі електромагнітної індукції, згідно з яким змінне магнітне поле наводить у довільному контурі, що знаходиться в цьому полі, електрорушійну силу, значення якої прямо пропорційне швидкості зміни магнітного поля.

На рис. 6.38 наведено, як приклад, будову індукційного перетворювача швидкості вібрації в електрорушійну силу. Перетворювач складається з кільцевого магніту *1*, магнітопроводу *2* і полюсного наконечника *3*. Магнітний потік постійного магніту замикається через магнітопровід, кільцевий полюсний наконечник і проходить через повітряний зазор. У циліндричному магнітному зазорі знаходиться котушка *4*, намотана на каркас *5*. Котушка з каркасом через вал *6* сполучена з джерелом вібрації.

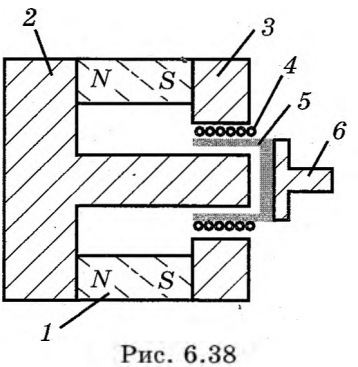


Рис. 6.38

Вібрація через вал передається на котушку, котушка переміщується в магнітному полі і в ній наводиться ЕРС, пропорційна швидкості вібрації. Наведена ЕРС вимірюється вторинним вимірювальним приладом, наприклад цифровим або аналоговим вольтметром.

П'єзоелектричні перетворювачі. Принцип дії п'єзоелектричних перетворювачів ґрунтується на явищі п'єзоефекту, який полягає у тому, що під дією сили на кристали деяких речовин (наприклад, кристали кварцу) на гранях кристала з'являються електричні заряди.

П'єзоелектричні перетворювачі застосовують для вимірювання сили, тиску, звукового тиску, моменту.

П'єзоелектричний перетворювач — це пластина, виготовлена з п'єзоелектричного матеріалу, на якій нанесено два ізольовані один від одного електроди. Якщо на п'єзокристал діяти силою F, то на його гранях з'явиться заряд q, пропорційний силі F:

$$q = d_{11}F, \tag{6.47}$$

де d_{11} — п'єзоелектричний модуль, який залежить від матеріалу.

П'єзокристал разом з електродами утворює конденсатор, ЕРС якого дорівнює

$$E = q / C. \tag{6.48}$$

Якщо підставити (6.47) в (6.48), матимемо:

$$E = \frac{d_{11}}{C} \cdot F. \tag{6.49}$$

Вихідною величиною п'єзоелектричного перетворювача є електрорушійна сила, а вхідною — механічна сила.

Недоліком п'єзоелектричного перетворювача є значні похибки при вимірюванні сталої сили, оскільки заряд, що з'явився на гранях п'єзокристала, може стікати через вхідний опір вторинного приладу, тому п'єзоелектричні перетворювачі доцільно застосовувати для вимірювання змінної сили.

Контрольні запитання

1. Що називається фізичною величиною?
2. Сформулюйте поняття «вимірювання».
3. Назвіть основні величини системи СІ.
4. Які методи вимірювання застосовуються на практиці?
5. Які прилади та методи застосовують для вимірювання струмів і напруг?
6. Як вимірюються електрична енергія та потужність?
7. Назвіть основні методи вимірювання електричного опору.
8. Який принцип дії цифрового частотоміра?
9. Як вимірюються такі неелектричні величини, як температура, тиск, переміщення тощо?
10. Яке значення мають вимірювання у виробництві?

7. ТРАНСФОРМАТОРИ

7.1. Загальна характеристика і галузі застосування трансформаторів

Трансформатором називається статичний (без рухомих частин) електромагнітний пристрій, призначений для перетворення електричної енергії однієї змінної напруги в електричну енергію іншої змінної напруги.

Трансформатори класифікуються за такими основними ознаками:

1. Залежно від мережі живлення: *однофазні, багатофазні* (у тому числі трифазні); *імпульсні*.

2. За співвідношенням напруг: *підвищувальні, знижувальні*.

3. За кількістю вторинних обмоток: *однообмоткові* і *багатообмоткові*.

4. За призначенням: *силові, зварювальні, вимірювальні* та інші.

5. За способом охолодження: *повітряні* (сухі) і *масляні*.

Основні галузі застосування трансформаторів:

1. Системи енергопостачання. У системах енергопостачання електрична енергія виробляється на великих електростанціях: атомних **(АЕС)**, теплових **(ТЕС)**, гідроелектростанціях **(ГЕС)**. Вироблену електричну енергію необхідно передати на значну відстань і розподілити на великій території, яка в деяких випадках охоплює території декількох країн. Для зменшення втрат електричної енергії за допомогою силового підвищувального трансформатора напругу з виходу генератора підвищують, передають електричну енергію за допомогою ліній електропередач **(ЛЕП)** на значну відстань. Розподіляють електричну енергію на знижувальних трансформаторних підстанціях різних рівнів, каскадно знижуючи напруги, і підводять напругу за допомогою електричної мережі до кожного споживача.

2. Промислова та побутова електроніка, де трансформатори застосовуються у вторинних джерелах електроенергії, для гальванічного розділення електричних кіл, для узгодження опорів пристроїв, для передачі та перетворення імпульсів.

3. Вимірювання струмів і напруг у потужних енергосистемах за допомогою спеціальних вимірювальних трансформаторів.

7.2. Будова і принцип дії трансформаторів

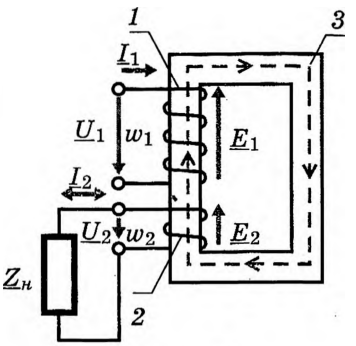


Рис. 7.1

Трансформатор складається з первинної *1* та вторинної *2* обмоток і магнітопроводу *3* (рис. 7.1).

Первинна обмотка — це обмотка, ввімкнена до джерела електричної енергії (здебільшого до електричної мережі).

До *вторинної обмотки* вмикають споживач електричної енергії.

Магнітопровід призначений для магнітного зв'язку первинної та вторинної обмоток. Магнітопровід трансформатора виготовляють з тонких (0,35...0,5 мм) листів електротехнічної сталі для зменшення втрат, зумовлених вихровими струмами.

Магнітопроводи трансформаторів малої потужності, призначених для роботи в діапазоні високих частот, пресують із порошкових матеріалів (магнітодіелектриків та феритів).

Обмотки трансформаторів виготовляють у вигляді циліндричних котушок з мідних або алюмінієвих, ізольованих один від одного, проводів круглого або прямокутного перерізів. Первинну і вторинну обмотки розміщують на одному стержні.

Обмотки нижчої напруги (**НН**) розміщують ближче до магнітопроводу, а обмотки вищої напруги (**ВВ**) розміщують зверху. Між обмотками знаходиться ізоляційний циліндр.

Силові трансформатори мають, крім того, систему охолодження (рис. 7.2).

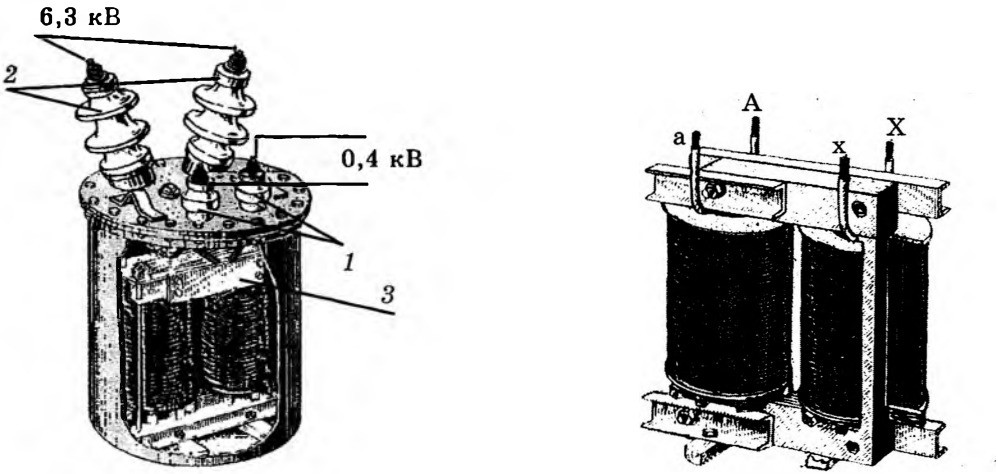


Рис. 7.2.

Робота трансформатора в режимі холостого ходу

Холостим ходом трансформатора називається такий режим роботи трансформатора, за якого до вторинної обмотки споживач не вмикається, коло вторинної обмотки розімкнене і тому струм у вторинній обмотці дорівнює нулю.

У режимі холостого ходу первинна обмотка трансформатора увімкнена до джерела електричної енергії (як правило, до електричної мережі промислової частоти), тому електричне коло первинної обмотки замкнене і витками обмотки проходить змінний струм холостого ходу.

Змінний струм у витках первинної обмотки створює магніторушійну силу, яка у свою чергу збуджує у магнітопроводі трансформатора змінний магнітний потік. Магнітний потік зв'язаний з магніторушійною силою обмотки законом Ома для магнітних кіл.

Змінний магнітний потік у магнітопроводі трансформатора зчеплений як з усіма витками первинної, так і з усіма витками вторинної обмотки і тому, згідно із законом електромагнітної індукції, наводить в обох обмотках змінні електрорушійні сили.

У первинній обмотці трансформатора напруга мережі, прикладена до обмотки, майже повністю *компенсується* наведеною магнітним полем електрорушійною силою. Таким чином, амплітуда сумарної електрорушійної сили, що діє у колі, становить кілька відсотків від прикладеної напруги.

Саме компенсацією прикладеної напруги пояснюється той факт, що трансформатор придатний для роботи тільки у колах змінного струму.

Трансформатор не можна вмикати під постійну напругу тому, що магнітне поле, створюване постійним струмом, не змінюється за часом і тому не наводить у первинній обмотці електрорушійної сили. У такому разі напруга мережі, не скомпенсована електрорушійною силою, прикладена до обмотки з малим опором, тому струм в обмотці в десятки і сотні разів перевищує номінальний струм. Внаслідок цього в обмотці виділяється велика кількість теплоти. Температура обмотки протягом кількох секунд швидко підвищується і трансформатор виходить із ладу.

У вторинній обмотці, з витками якої зчеплений магнітний потік, наводиться електрорушійна сила, як і у первинній обмотці. Оскільки в режимі холостого ходу споживач до вторинної обмотки не приєднаний, то електричне коло обмотки залишається незамкненим і струм у вторинній обмотці дорівнює нулю.

Робота трансформатора в режимі навантаження

У режимі навантаження, на відміну від режиму холостого ходу, до вторинної обмотки трансформатора приєднується споживач електричної енергії. Таким чином, електричні кола первинної і вторинної обмоток ви-

являються замкненими і в обох обмотках проходять змінні струми. Змінні струми створюють магніторушійні сили первинної і вторинної обмоток трансформатора. Амплітуди магніторушійних сил первинної і вторинної обмоток майже однакові. Амплітуда магніторушійної сили первинної обмотки всього на кілька відсотків більша амплітуди магніторушійної сили вторинної обмотки.

Магніторушійна сила вторинної обмотки спрямована таким чином, що майже повністю компенсує магніторушійну силу первинної обмотки. Амплітуда сумарної магніторушійної сили, що діє у магнітопроводі, становить кілька відсотків від магніторушійної сили однієї з обмоток. Магнітний потік у магнітопроводі збуджується під дією сумарної магніторушійної сили, тому амплітуда магнітного потоку майже не залежить від струмів у первинній і вторинній обмотках і приблизно дорівнює амплітуді магнітного потоку в режимі холостого ходу.

Незалежність амплітуди магнітного потоку в магнітопроводі трансформатора від струму в навантаженні є важливою характеристикою трансформатора і пояснює багато особливостей його роботи.

Змінний магнітний потік у магнітопроводі трансформатора, як і в режимі холостого ходу, зчеплений з усіма витками первинної і вторинної обмоток, наводить у них електрорушійні сили.

Електрорушійна сила, наведена змінним магнітним потоком у первинній обмотці, майже повністю *компенсує*, як і в режимі холостого ходу, прикладену до обмотки напругу мережі. Тим самим досягається *обмеження* амплітуди струму первинної обмотки до значень, які не перевищують номінальних. Отже, первинна обмотка відносно електричної мережі виступає як *споживач* електричної енергії.

Змінний магнітний потік наводить також електрорушійну силу й у вторинній обмотці. Амплітуда наведеної електрорушійної сили прямо пропорційна кількості витків вторинної обмотки. Відношення амплітуди ЕРС первинної обмотки E_{1mv} до амплутуди ЕРС E_{2m} вторинної обмотки називається *коефіцієнтом трансформації* $k = E_{1m}/E_{2m}$. Коефіцієнт трансформації дорівнює відношенню кількості витків w_1 первинної обмотки до кількості витків w_2 вторинної обмотки:

$$k = w_1/w_2.$$

Добираючи необхідну кількість витків, можна за допомогою трансформатора живити споживачі з різною номінальною напругою.

У вторинній обмотці, замкненій на споживача електричної енергії, під дією електрорушійної сили проходить змінний струм, амплітуда якого визначається опором споживача, увімкненого до вторинної обмотки. Вторинна обмотка відносно споживача є генератором електричної енергії.

Отже, трансформатор передає енергію від мережі до споживача за допомогою магнітного поля.

7.3. Магнітне поле трансформатора

Магнітне поле трансформатора можна умовно поділити на такі складові частини (рис. 7.3):

1. Основне магнітне поле, магнітні лінії якого зчеплені з усіма витками як первинної, так і вторинної обмоток і повністю розміщені в межах магнітопроводу.

2. Магнітне поле розсіювання первинної обмотки, магнітні лінії якого зчеплені тільки з витками первинної обмотки і частково розміщені в магнітопроводі, а частково поза його межами.

3. Магнітне поле розсіювання вторинної обмотки, магнітні лінії якого зчеплені тільки з витками вторинної обмотки і частково розміщені в магнітопроводі, а частково поза його межами.

Розглянемо детальніше кожну складову магнітного поля.

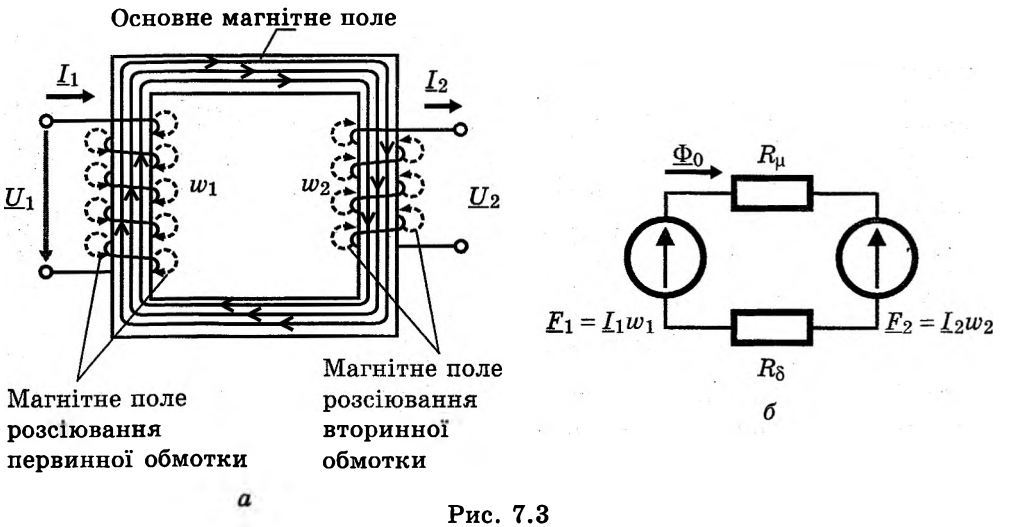


Рис. 7.3

Основне магнітне поле трансформатора

Змінні струми $i_1(t)$ та $i_2(t)$ первинної і вторинної обмоток трансформатора створюють магніторушійні сили первинної $F_1(t) = i_1(t)w_1$ і вторинної $F_2(t) = i_2(t)w_2$ обмоток. Магніторушійна сила вторинної обмотки спрямована так, що майже повністю компенсує магніторушійну силу первинної обмотки і сумарна магніторушійна сила $F(t) = F_1(t) - F_2(t) = i_1(t)w_1 - i_2(t)w_2$ має амплітуду у багато разів меншу, ніж амплітуди магніторушійних сил первинної і вторинної обмоток. Під дією сумарної магніторушійної сили $F(t)$ у магнітопроводі трансформатора збуджується змінний основний магнітний потік $\Phi_0(t)$.

У більшості випадків форма змінних величин у трансформаторі (струмів, напруг, магнітних потоків та ін.) близька до синусоїдної з частотою $f = 50$ Гц, тому

$$i_1(t) = I_1\sqrt{2}\sin(2\pi ft + \psi_{i1}), \quad i_2(t) = I_2\sqrt{2}\sin(2\pi ft + \psi_{i2}),$$
$$\Phi_0(t) = \Phi_{0m}\sin(2\pi ft + \psi_\Phi). \tag{7.1}$$

Якщо синусоїдні величини представити комплексами діючих значень

$$\underline{I_1} = I_1 \cdot e^{j\cdot\psi_{i1}}, \quad \underline{I_2} = I_2 \cdot e^{j\cdot\psi_{i2}}, \quad \underline{\Phi_0} = \Phi_{0m}/\sqrt{2}\cdot e^{j\cdot\psi_\Phi}, \tag{7.2}$$

то можна записати закон Ома для магнітних кіл:

$$\underline{\Phi_0} = \frac{w_1\underline{I_1} - w_2\underline{I_2}}{R_\mu + R_\delta}, \tag{7.3}$$

де R_μ, R_δ — магнітні опори відповідно магнітопроводу і еквівалентного зазору, які визначаються за такими формулами:

$$R_\mu = \frac{l_\mu}{\mu\mu_0 S}; \qquad R_\delta = \frac{\delta}{\mu_з\mu_0 S}, \tag{7.4}$$

де l_μ — довжина середньої магнітної лінії магнітопроводу; δ — довжина зазору; S — площа поперечного перерізу магнітопроводу.

Рівняння (7.3) часто записують у вигляді

$$w_1\underline{I_1} - w_2\underline{I_2} = \underline{\Phi_0}\cdot(R_\mu + R_\delta) \tag{7.5}$$

і називають *рівнянням магнітного стану*, або *рівнянням струмів*.

Рівнянню (7.5) відповідає схема заміщення магнітного кола основного магнітного потоку, наведена на рис. 7.3, *б*.

У реальному трансформаторі можна записати співвідношення між напругою, прикладеною до первинної обмотки U_1, і амплітудою основного магнітного потоку Φ_{0m} у вигляді

$$U_1 \cong E_1 = 4{,}44 w_1 f \Phi_{0m}. \tag{7.6}$$

Отже, амплітудне значення основного магнітного потоку Φ_{0m} трансформатора прямо пропорційне вхідній напрузі і не залежить від навантаження:

$$\Phi_{0m} = \frac{U_1}{4{,}44 w_1 f}. \tag{7.7}$$

Якщо трансформатор увімкнути до електричної мережі, частота f і діюче значення U_1 напруги якої підтримуються стабільними (кількість витків первинної обмотки w_1 для даного конкретного трансформатора теж величина стала), то амплітудне значення магнітного потоку буде сталою величиною.

Тобто $\Phi_{0m} = \text{const}$ для будь-якого значення струму навантаження I_2 із діапазону $I_2 \in 0\ldots I_{2н}$, у тому числі і для режиму холостого ходу, коли $I_2 = 0$.

$$\Phi_{0m} = \text{const для } I_2 \in 0\ldots I_{2н}; \quad \Phi_{0m} = \text{const для } I_2 = 0. \tag{7.8}$$

Тоді рівняння магнітного стану трансформатора (7.5), враховуючи $\Phi_{0m} = \text{const}$ і те, що магнітні опори R_μ, R_δ для даного конкретного трансформатора сталі величини, можна записати

$$w_1\underline{I_1} - w_2\underline{I_2} = \text{const}. \tag{7.9}$$

Рівність (7.9) зберігається і в режимі холостого ходу, коли $I_2 = 0$:

$$w_1 \underline{I_{10}} = \text{const}. \tag{7.10}$$

Об'єднуючи (7.9) і (7.10), записуємо рівняння магнітного стану:

$$w_1 \underline{I_1} - w_2 \underline{I_2} = w_1 \underline{I_{10}} = \text{const}. \tag{7.11}$$

Якщо поділити праву та ліву частину рівняння (7.11) на w_1 і позначити

$$I_2' = \frac{w_2}{w_1} I_2, \tag{7.12}$$

то отримаємо *рівняння струмів:*

$$\underline{I_1} - \underline{I_2'} = \underline{I_{10}}, \tag{7.13}$$

яке показує співвідношення між струмом I_1 у первинній обмотці, зведеним струмом I_2' у вторинній обмотці і струмом I_{10} в режимі холостого ходу або струмом намагнічування.

Магнітні поля розсіювання

Змінні струми $i_1(t)$, $i_2(t)$ в обмотках трансформатора збуджують магнітні поля розсіювання, які характеризуються потокозчепленнями розсіювання $\Psi_{1d}(t)$ і $\Psi_{2d}(t)$. Оскільки магнітні лінії полів розсіювання лежать частково в магнітопроводі, а частково поза ним і магнітний опір повітряних ділянок набагато більший магнітного опору магнітопровода, то залежність між потокозчепленнями $\Psi_{1d}(t)$, $\Psi_{2d}(t)$ і струмами $i_1(t)$, $i_2(t)$ — лінійна, а саме:

$$\begin{aligned} \Psi_{1d}(t) &= L_{1d} i_1(t) = L_{1d} I_1 \sqrt{2} \sin\left(2\pi f t + \psi_{i1}\right), \\ \Psi_{2d}(t) &= L_{2d} i_2(t) = L_{2d} I_2 \sqrt{2} \sin\left(2\pi f t + \psi_{i2}\right), \end{aligned} \tag{7.14}$$

де L_{1d}, L_{2d} — індуктивності розсіювання відповідно первинної і вторинної обмоток; $\psi_{1dm} = L_{1d} I_1 \sqrt{2}$, $\psi_{2dm} = L_{2d} I_2 \sqrt{2}$ — амплітудні значення потокозчеплення відповідно первинної і вторинної обмоток.

7.4. Електромагнітні процеси в обмотках трансформатора

Змінне основне магнітне поле та магнітні поля розсіювання наводять у трансформаторі електрорушійні сили. Таким чином, енергія магнітного поля перетворюється в електричну енергію.

Основний магнітний потік $\Phi_0(t)$, зчеплений з усіма витками первинної і вторинної обмоток, змінюючись у часі, наводить у цих обмотках, згідно із законом електромагнітної індукції, електрорушійні сили

$$\begin{aligned} e_1(t) &= -w_1 \frac{\Delta\Phi_0(t)}{\Delta t} = E_{1m} \sin\left(\omega t + \psi_\Phi + \frac{\pi}{2}\right); \\ e_2(t) &= -w_2 \frac{\Delta\Phi_0(t)}{\Delta t} = E_{2m} \sin\left(\omega t + \psi_\Phi + \frac{\pi}{2}\right). \end{aligned} \tag{7.15}$$

Синусоїдні електрорушійні сили доцільно подавати у вигляді комплексів діючих значень:

$$\underline{E}_1 = \frac{E_{m1}}{\sqrt{2}} e^{j\psi_\Phi} e^{j\pi/2} = \frac{w_1 \omega \Phi_{0m}}{\sqrt{2}} e^{j\psi_\Phi} e^{j\pi/2} = E_1 e^{j\psi_\Phi} e^{j\pi/2};$$
$$\underline{E}_2 = \frac{E_{m2}}{\sqrt{2}} e^{j\psi_\Phi} e^{j\pi/2} = \frac{w_2 \omega \Phi_{0m}}{\sqrt{2}} e^{j\psi_\Phi} e^{j\pi/2} = E_2 e^{j\psi_\Phi} e^{j\pi/2}, \qquad (7.16)$$

де E_1, E_2 — діючі значення електрорушійних сил, які визначаються за такими формулами:

$$\underline{E}_1 = \frac{E_{m1}}{\sqrt{2}} = \frac{w_1 \omega \Phi_{0m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi w_1 f \Phi_{0m}}{\sqrt{2}} = 4,44 w_1 f \Phi_{0m};$$
$$\underline{E}_2 = \frac{E_{m2}}{\sqrt{2}} = \frac{w_2 \omega \Phi_{0m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi w_2 f \Phi_{0m}}{\sqrt{2}} = 4,44 w_2 f \Phi_{0m}. \qquad (7.17)$$

Відношення діючого значення ЕРС E_1 первинної обмотки до діючого значення ЕРС E_2 вторинної обмотки називається *коефіцієнтом трансформації (k):*

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{4,44 w_1 f \Phi_{0m}}{4,44 w_2 f \Phi_{0m}} = \frac{w_1}{w_2}. \qquad (7.18)$$

Потокозчеплення розсіювання $\Psi_{1d}(t)$ та $\Psi_{2d}(t)$, змінюючись у часі, наводить, згідно із законом електромагнітної індукції, електрорушійні сили розсіювання:

$$e_{1d}(t) = -\frac{\Delta\Psi_{1d}(t)}{\Delta t} = -L \cdot \frac{\Delta i_1(t)}{\Delta t} = \omega L_{1d} I_{1m} \sin\left(\omega t + \psi_{I1} + \frac{\pi}{2}\right),$$
$$e_{2d}(t) = -\frac{\Delta\Psi_{2d}(t)}{\Delta t} = -L \cdot \frac{\Delta i_2(t)}{\Delta t} = \omega L_{2d} I_{2m} \sin\left(\omega t + \psi_{I2} + \frac{\pi}{2}\right). \qquad (7.19)$$

Ці сили змінюються за синусоїдним законом: вони можуть бути представлені комплексами діючих значень

$$\underline{E}_{1d} = E_{1d} e^{j\psi_{i1}} e^{j\pi/2} = j\omega L_{1d} \underline{I}_1 = jX_{1d} \underline{I}_1 = \underline{U}_{1d},$$
$$\underline{E}_{2d} = E_{2d} e^{j\psi_{i1}} e^{j\pi/2} = j\omega L_{2d} \underline{I}_2 = jX_{2d} \underline{I}_2 = \underline{U}_{2d} \qquad (7.20)$$

і мають дві рівноцінні схеми заміщення (рис. 7.4).

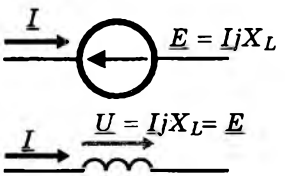


Рис. 7.4

Слід зазначити, що в реальних трансформаторах ЕРС розсіювання E_{1d}, E_{2d} набагато менші ($E_{1d} << E_1$, $E_{2d} << E_2$) і становлять кілька відсотків від ЕРС E_1 та E_2, що наводяться основним магнітним полем.

Основний магнітний потік і потоки розсіювання первинної і вторинної обмоток, змінюючись із плином часу, наводять, згідно із законом електромагнітної індукції ЕРС, у будь-якому замкненому контурі, в тому числі і в замкнутих контурах

у межах магнітопроводу. Оскільки матеріал, із якого виготовляють магнітопровід — електротехнічна сталь, є непоганим електричним провідником, то під дією наведених ЕРС у магнітопроводі проходять електричні струми, які дістали назву *вихрових струмів*, або *струмів Фуко*. Наявність вихрових струмів призводить до втрат електричної енергії на нагрівання магнітопроводу.

Щоб зменшити негативні наслідки дії вихрових струмів, вдаються до таких заходів: магнітопроводи виготовляють із спеціальних електротехнічних сталей, легованих кремнієм (0,4...5 %), завдяки чому збільшується питомий електричний опір сталі ($(10...60)\cdot10^{-8}$ Ом·м) і, отже, зменшуються вихрові струми. Крім того, магнітопроводи виготовляють не суцільними, а зібраними з тонких (0,35...0,5 мм) листів електротехнічної сталі, електрично ізольованих один від одного, що значно зменшує поперечний переріз і таким чином збільшує опір для вихрових струмів.

Окрім втрат енергії в магнітопроводі, енергія втрачається також у первинній і вторинній обмотках трансформатора за наявності активних опорів.

Схема заміщення первинної і вторинної обмоток трансформатора

На схемі заміщення (7.5) R_1, R_2 — активні опори відповідно первинної і вторинної обмоток; $X_{1d} = \omega L_{1d}$, $X_{2d} = \omega L_{2d}$ — індуктивні опори розсіювання відповідно первинної і вторинної обмоток; E_1, E_2 — ЕРС, що наводяться основним магнітним полем у первинній і вторинній обмотках і визначаються формулами (7.16); G_0 — активна провідність, еквівалентна втратам потужності ΔP_M в магнітопроводі трансформатора: $G_0 = \Delta P_M/(E_1)^2$.

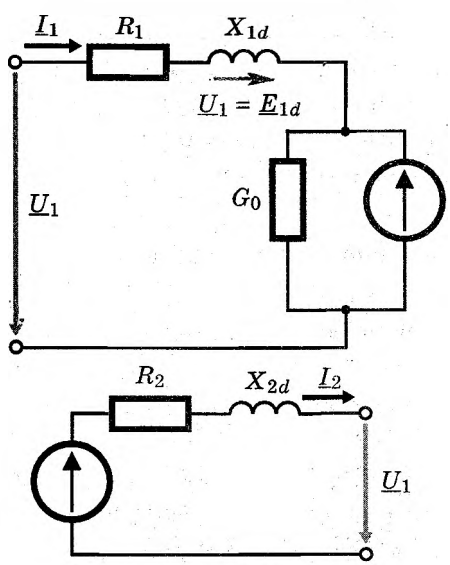


Рис. 7.5

Згідно з другим законом Кірхгофа, відповідно до схем заміщення (рис. 7.5) складаємо рівняння електричного стану первинної і вторинної обмоток трансформатора:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{E}_1 + \underline{I}_1(R_1 + jX_{1d}) = \underline{E}_1 + \underline{I}_1 R_1 + \underline{E}_{1d}; \\ \underline{E}_2 &= \underline{U}_2 + \underline{I}_2(R_2 + jX_{2d}) = \underline{U}_2 + \underline{I}_2 R_2 + \underline{E}_{2d}. \end{aligned} \qquad (7.21)$$

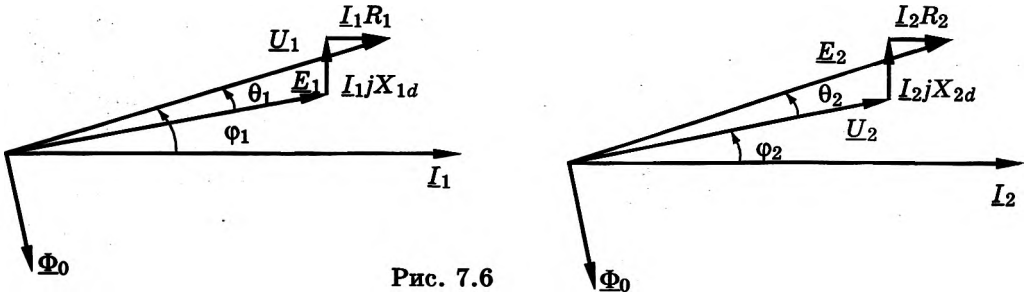


Рис. 7.6

На основі рівнянь (7.21) побудуємо векторні діаграми для електричних кіл первинної і вторинної обмоток трансформатора в робочому режимі (рис. 7.6.)

Схеми заміщення обмоток трансформатора та рівняння електричного стану використовуються для аналізу електромагнітних процесів і розрахунку режимів роботи трансформаторів.

Зведений трансформатор

У трансформаторів, що мають великий коефіцієнт трансформації, однойменні фізичні величини (струми, напруги, опори) у первинній і вторинній обмотках відрізняються у кілька разів, що ускладнює розрахунки. Для спрощення розрахунків параметри вторинної обмотки зводять до одного масштабу з параметрами первинної обмотки. Такі параметри називають *зведеними* і позначають штрихом. Зведення параметрів можна виконувати лише за умови, коли не будуть порушені енергетичні співвідношення, а саме: повна потужність

$$S_2 = S_2', \qquad E_2 I_2 = E_2' I_2'; \tag{7.22}$$

активна потужність

$$P_2 = P_2', \qquad (I_2)^2 R_2 = (I_2')^2 R_2'; \tag{7.23}$$

реактивна потужність

$$Q_2 = Q_2', \qquad (I_2)^2 X_{2d} = (I_2')^2 X_{2d}'; \tag{7.24}$$

повна потужність споживача

$$S_2 = S_2', \qquad U_2 I_2 = U_2' I_2'. \tag{7.25}$$

Рівняння (7.22) — (7.25) називаються *умовами зведення*. Виходячи з умов зведення, співвідношення між зведеними і незведеними параметрами вторинної обмотки такі:

$$E_2' = kE_2, \; U_2' = kU_2, \quad I_2' = I_2 / k, \quad R_2' = k^2 R_2, \quad X_{2d}' = k^2 X_{2d}. \tag{7.26}$$

Для спрощення розрахунків у зведеному трансформаторі магнітний зв'язок між первинною і вторинною обмотками доцільно замінити на електричний, оскільки $E_2' = E_1$. Тоді схему заміщення первинної обмотки і схему заміщення зведеної вторинної обмотки об'єднують в одну схему заміщення зведеного трансформатора (рис. 7.7).

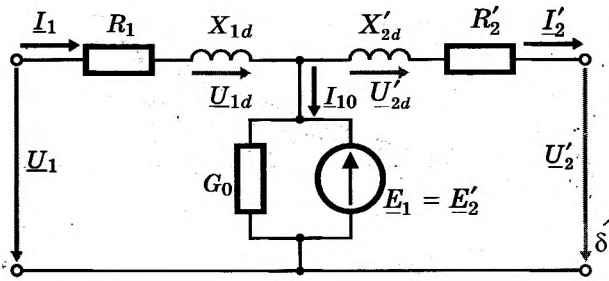


Рис. 7.7

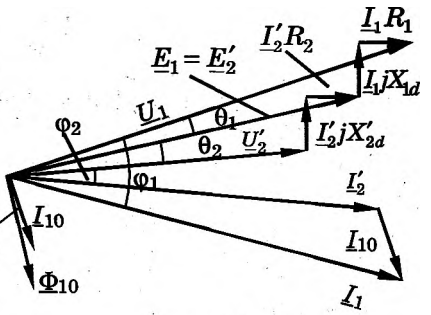


Рис. 7.8

Щоб наочно показати зв'язок між струмами і напругами і краще зрозуміти складні процеси у трансформаторі, схему заміщення зведеного трансформатора доцільно проілюструвати векторною діаграмою струмів і напруг (рис. 7.8).

7.5. Перетворення і втрати енергії у трансформаторі. Коефіцієнт корисної дії трансформатора

У трансформаторі електрична енергія, що надходить із мережі у первинну обмотку, перетворюється в енергію магнітного поля, яка, у свою чергу, знову перетворюється в електричну енергію, але іншої напруги. Таке перетворення супроводжується втратами енергії, складовими яких є:

електричні втрати енергії у первинній обмотці $\Delta P_1 = I_1^2 R_1$;

електричні втрати енергії у вторинній обмотці $\Delta P_2 = I_2^2 R_2$;

втрати енергії у магнітопроводі $\Delta P_м$ на перемагнічування (гістерезис) $\Delta P_г$ і на вихрові струми $\Delta P_{в.с}$, тобто $\Delta P_м = \Delta P_г + \Delta P_{в.с}$.

Потужність втрат у магнітопроводі залежить від магнітної індукції і частоти і не залежить від навантаження, тому ці втрати називають *сталими*. Визначають їх дослідним шляхом під час холостого ходу, вважаючи, що потужність у режимі холостого ходу дорівнює потужності втрат у магнітопроводі ($P_{10} = \Delta P_м$).

Втрати потужності ΔP_1 та ΔP_2 залежать від навантаження, тому їх об'єднують ($\Delta P_е = \Delta P_1 + \Delta P_2$) і називають *змінними втратами*. Змінні втрати розраховують за даними досліду короткого замикання: $\Delta P_е = \beta^2 P_{к.ном}$, де $P_{к.ном}$ — потужність трансформатора в режимі короткого замикання при номінальних струмах в обмотках трансформатора; β — коефіцієнт навантаження, тобто відношення струму даного навантаження I_2 до номінального $I_{2н}$ струму навантаження $\beta = I_2 / I_{2н}$.

Активна потужність, яка споживається трансформатором з електричної мережі, визначається за формулою

$$P_1 = U_1 I_1 \cos\varphi_1, \qquad (7.27)$$

де U_1, I_1 — відповідно напруга і струм первинної обмотки; φ_1 — кут зсуву фаз між напругою і струмом.

Активна потужність, що передається від первинної обмотки до вторинної за допомогою магнітного поля, називається *електромагнітною потужністю* трансформатора:

$$P_{ем} = E_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\psi_{E1} - \psi_{I1}) = \\ = P_1 - \Delta P = E_2 \cdot I_2 \cdot \cos(\psi_{E2} - \psi_{I2}). \qquad (7.28)$$

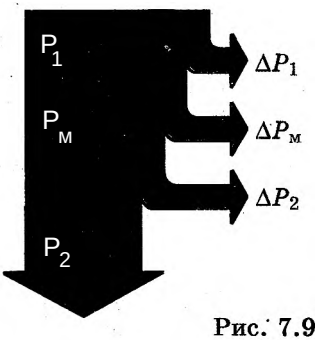


Рис. 7.9

Активна потужність, що споживається,

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 \cdot \cos\varphi_2 = P_1 - \Delta P_e - \Delta P_м. \qquad (7.29)$$

Перетворення й втрати енергії у трансформаторі наочно показує енергетична діаграма, наведена на рис. 7.9.

Коефіцієнт корисної дії трансформатора визначається як відношення активної потужності на виході трансформатора P_2 (корисна потужність) до активної потужності P_1, яку споживає трансформатор:

$$\eta = P_2 / P_1 = (P_1 - \Delta P_м - \Delta P_e)/ P_1 = 1 - (\Delta P_м + \Delta P_e)/ P_1. \qquad (7.30)$$

Коефіцієнт корисної дії трансформатора розраховують за результатами досліду короткого замикання $P_{к.ном}$, холостого ходу P_{10} і за номінальною повною потужністю $S_{ном}$, які заносяться до технічного паспорта трансформатора; за характером навантаження, який визначається за коефіцієнтом потужності споживача $\cos\varphi_2$ і коефіцієнтом навантаження β за формулою

$$\eta = \frac{\beta S_{ном} \cos\varphi_2}{\beta S_{ном} \cos\varphi_2 + P_{10} + \beta^2 P_{кном}}. \qquad (7.31)$$

7.6. Трифазні трансформатори і трансформатори спеціального призначення

Трифазні трансформатори

Трифазний трансформатор має тристержневий магнітопровід (рис.7.10), де розміщені первинні і вторинні обмотки фаз A, B, C. Потужні трифазні трансформатори мають систему охолодження (рис. 7.11).

Первинні і вторинні обмотки фаз можуть з'єднуватися трикутником (Δ) і зіркою (Y) за такими схемами з'єднання обмоток вищої (ВВ) і нижчої (НН) напруг: зірка – зірка (Y/Y), трикутник – трикутник (Δ/Δ), зірка – трикутник (Y/Δ), трикутник – зірка (Δ/Y). Трифазні трансфор-

матори характеризуються групою з'єднань. *Група з'єднання* — це число на годинниковому циферблаті, на яке вказує вектор лінійної напруги вторинної обмотки, якщо вектор лінійної напруги первинної обмотки сумістити з числом 12.

Автотрансформатори

Автотрансформатор складається із замкненого магнітопроводу, на якому розміщена первинна обмотка. Вихідна напруга знімається тільки з *частини витків* обмотки, тобто вторинна обмотка — це частина первинної обмотки. Між обмотками існує не тільки магнітний, а й електричний зв'язок.

По витках, які є спільними для первинної і вторинної обмоток, йде струм I_{12}, який є різницею струму у первинній обмотці I_1 і струму споживача I_2, тобто $I_{12} = I_1 - I_2$. Якщо коефіцієнт трансформації невеликий (1...2), то струм I_{12} набагато менший струмів I_1 та I_2 і витки, спільні для первинної і вторинної обмоток, можна виготовляти з проводу значно меншого діаметра, ніж решти витків, маючи при цьому значну економію матеріалу.

Якщо один з контактів вторинної обмотки зробити ковзним, то за допомогою такого автотрансформатора можна *регулювати* напругу споживача.

Недоліком автотрансформаторів є те, що вторинне коло в них має електричне з'єднання з первинним.

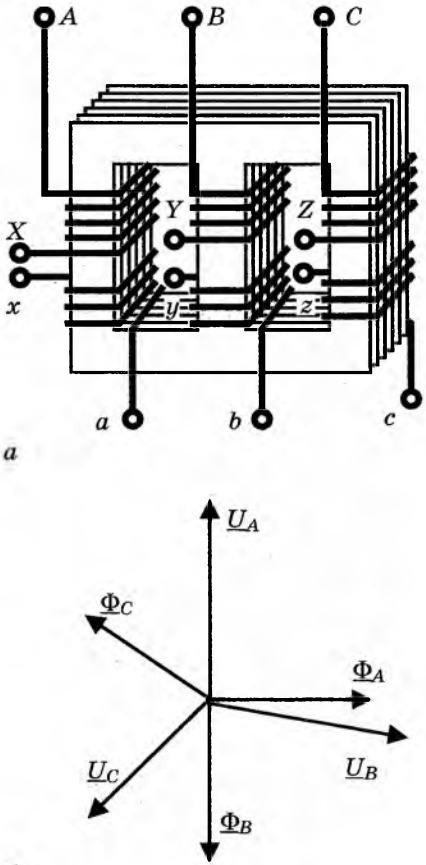


Рис. 7.10

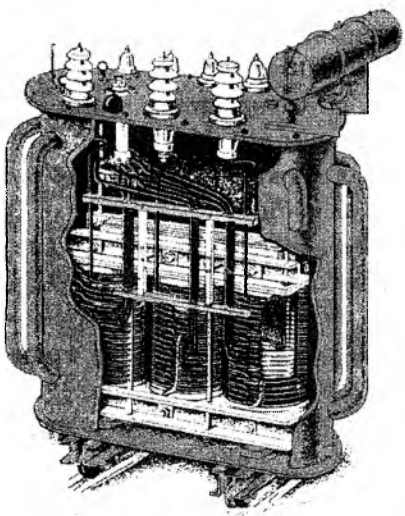


Рис. 7.11

Зварювальні трансформатори

Вольт-амперна характеристика зварювальної електричної дуги має вигляд, наведений на рис. 7.12. Для підтри-

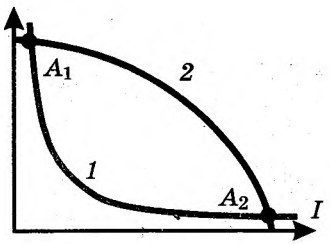


Рис. 7.12

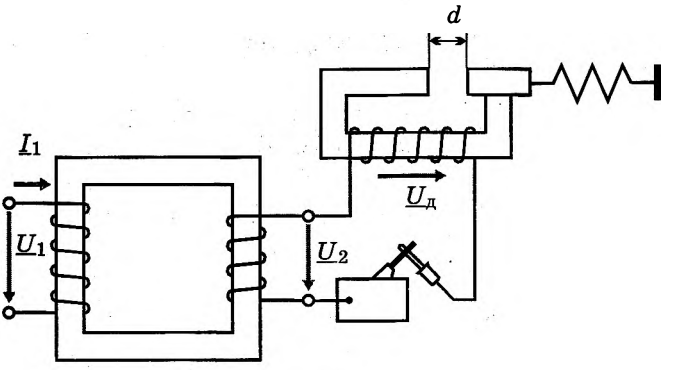


Рис. 7.13

мання стійкого горіння дуги треба, щоб трансформатор мав крутоспадну зовнішню характеристику, яка забезпечується значним індуктивним опором розсіювання вторинної обмотки. Це досягається за допомогою зазора в самому магнітопроводі трансформатора або увімкнення послідовно із вторинною обмоткою котушки індуктивності (дроселя) з регулюваним зазором (рис. 7.13). Змінюючи зазор, можна регулювати спад зовнішньої характеристики, а отже, і струм зварювання.

Вимірювальні трансформатори

Вимірювальні прилади (амперметри, вольтметри, ватметри), які випускає промисловість, призначені переважно для вимірювання напруг до сотень вольт і струмів до одиниць ампер. В електроенергетиці і системах електрозабезпечення необхідно вимірювати напруги до сотень тисяч вольт і струми до десятків кілоампер. Для розширення діапазону вимірювання струмів і напруг призначені вимірювальні трансформатори струму і напруги.

Трансформатор напруги — це трансформатор невеликої потужності, до вторинної обмотки якого вмикається вольтметр з великим опором, і тому можна вважати, що трансформатор напруги працює в режимі *холостого ходу*.

Трансформатор струму має, у більшості випадків, тороїдальний магнітопровід, на якому розміщена вторинна обмотка. Первинною обмоткою служить шина зі струмом, яка проходить крізь отвір магнітопровода. До вторинної обмотки трансформатора струму вмикається амперметр з невеликим опором, і тому можна вважати, що трансформатор струму працює в режимі короткого замикання.

Контрольні запитання

1. Для чого призначені трансформатори?
2. Яка будова трансформатора?
3. Яку роль виконує магнітне поле у трансформаторі?
4. Що таке коефіцієнт трансформації?
5. Від яких параметрів залежить електрорушійна сила, що наводиться в обмотках трансформатора?
6. Чому магнітопровід трансформатора виготовляють не суцільний, а збирають з тонких пластин електротехнічної сталі?
7. Які параметри трансформатора визначаються за допомогою дослідів холостого ходу та короткого замикання?
8. Для чого призначена схема заміщення трансформатора?
9. Які перетворення енергії відбуваються у трансформаторі?
10. Від чого залежить коефіцієнт корисної дії трансформатора?

8. ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ЗМІННОГО СТРУМУ

8.1. Загальні відомості про електричні машини змінного струму

Електричними машинами змінного струму називаються машини, у яких застосовується змінний струм. За допомогою системи змінних струмів, що протікають в обмотках, в електричних машинах змінного струму створюється магнітне поле, що обертається.

За принципом дії електричні машини змінного струму поділяються на такі:

асинхронні машини, в яких швидкість обертання ротора відрізняється від швидкості обертання магнітного поля;

синхронні машини, в яких швидкість обертання ротора однакова зі швидкістю обертання магнітного поля.

За призначенням електричні машини змінного струму — це:

електричні генератори;

електричні двигуни.

На практиці широко застосовуються як синхронні генератори, так і синхронні двигуни, в той час як асинхронні машини використовують в основному як асинхронні двигуни.

Застосування асинхронних двигунів. Асинхронний двигун має такі позитивні якості, як нескладна технологія виготовлення, простота в експлуатації, висока надійність і здатність до перевантаження, відсутність іскріння. Завдяки цим якостям асинхронний двигун знайшов широке застосування у промисловості для приводу станків і механізмів, а також у сільськогосподарських машинах різного призначення. Однак керування частотою обертання асинхронного двигуна у широкому діапазоні значно складніше, ніж, наприклад, у двигуні постійного струму. Це обмежує застосування асинхронного двигуна у тих випадках, коли необхідно змінювати частоту обертання в широких межах за заданим законом, наприклад, у різних пристроях автоматики. Проте слід зазначити, що останнім часом, у зв'язку з бурхливим розвитком силової електроніки, з появою потужних напівпровідникових транзисторів і тиристорів, параметри яких постійно поліпшуються, розширюється застосування асинхронних двигунів з частотним керуванням швидкості обертання. Асинхронні двигуни поступово витісняють двигуни постійного струму, особливо у тих випадках, де іскріння недопустиме, наприклад у нафтовій, газовій, хімічній промисловості.

8.2. Будова і принцип дії асинхронних двигунів

Асинхронний двигун складається з двох основних частин: нерухомого статора і рухомого ротора, які розділені повітряним зазором.

За конструкцією ротора двигуни поділяються на два основні типи: з *короткозамкненим* та *фазним* ротором. Обидва типи мають однакову конструкцію статора.

Конструкцію асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором наведено на рис. 8.1. У корпусі *1*, виконаному у вигляді сталевої вальцьованої труби або алюмінієвої відливки із зовнішніми ребрами, встановлено магніторовід статора *2*, який набирається з листів електротехнічної сталі товщиною 0,5 — 0,35 мм, ізольованих один від одного лаком. У пази магнітопровода (рис. 8.2, *а*), виконані під час штампування листів,

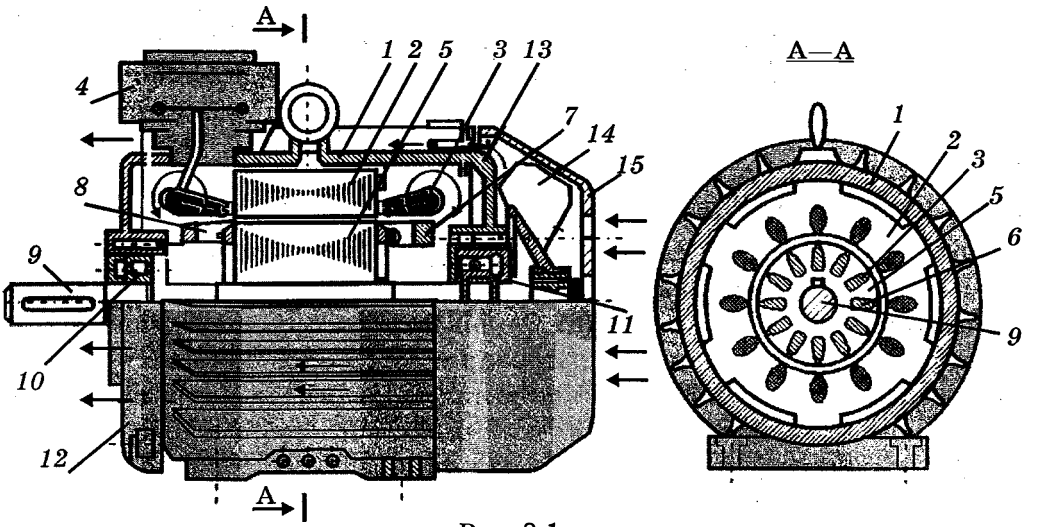


Рис. 8.1

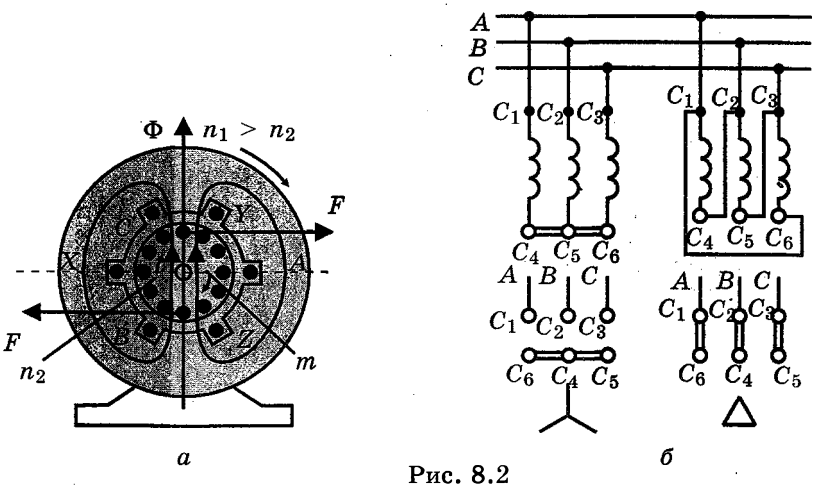


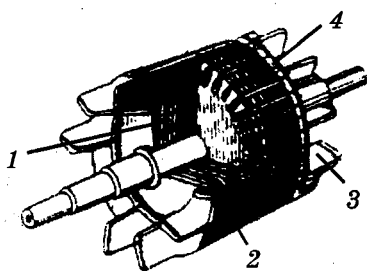
Рис. 8.2

вкладається обмотка статора *3*, що утворюється з трьох фазних обмоток: C_1 — C_4 (фаза *A*), C_2 — C_5 (фаза *B*), C_3 — C_6 (фаза *C*). Початки C_1, C_2, C_3 і кінці C_4, C_5, C_6 фазних обмоток виведені в клемну коробку *4*, закріплену на корпусі. Фазні обмотки статора з'єднуються зіркою або трикутником (рис. 8.2).

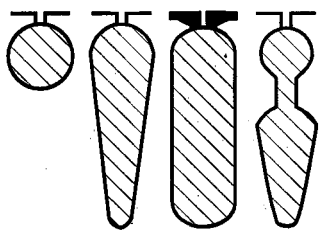
Ротор (рис. 8.1) має магнітопровід *5*, набраний з листів електротехнічної сталі товщиною 0,5 — 0,35 мм з виштампованими в них пазами, в яких розміщено стержні *6* короткозамкненої обмотки ротора. Стержні на кінцях жорстко з'єднані між собою торцевими кільцями *7*. Як правило, обмотка ротора виконується з алюмінію, його заливають у розплавленому стані в пази осердя з одночасною відливкою торцевих кілець з вентиляційними лопатками *8*. Магнітопровід ротора з обмоткою кріпиться на валу *9* і встановлюється в підшипниках *10* і *11*, розміщених в підшипникових щитах *12* і *13*. Для охолодження двигуна використовується вентилятор *14*, закритий кожухом *15*. Виготовлення обмотки ротора методом заливки дає змогу виконати стержні ротора практично будь-якої потрібної форми для асинхронних двигунів потужністю до кількох сотень кіловат (рис. 8.3).

Асинхронний двигун з фазним ротором відрізняється від асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором тільки конструкцією самого ротора. Фазний ротор має трифазну обмотку, що виконується аналогічно обмотці статора з тією самою кількістю полюсів. Обмотку ротора з'єднують за схемою зірки, три кінці якої виводять на три контактних кільця, жорстко закріплених на валу ротора (рис. 8.4). За допомогою металографітових щіток, які ковзають по контактним кільцям, до ротора приєднується пусковий або пускорегулювальний реостат $R_п$, тобто в кожну обмотку ротора вмикається додатковий фазний опір.

Трифазні двигуни малої і середньої потужності виготовляють на дві номінальні напруги: 220/127, 380/220, 600/380 В, відношення між якими становить $\sqrt{3}$. При лінійних напругах, зазначених в чисельниках, фазні обмотки статора з'єднують зіркою, а якщо ці напруги відповідають знамен-

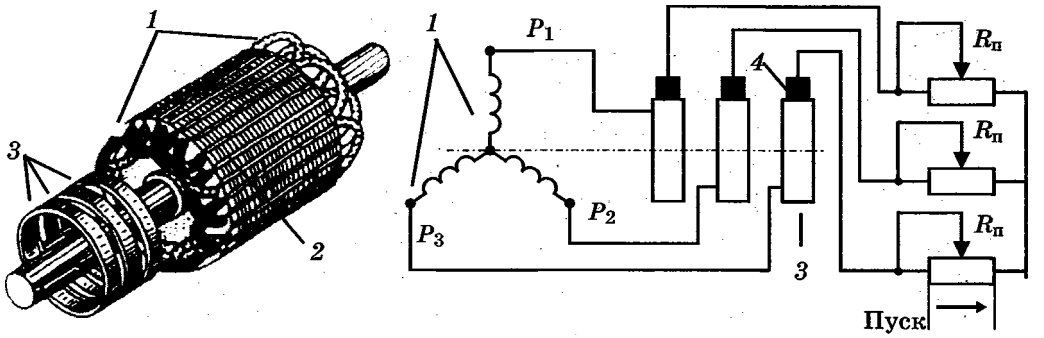


а — короткозамкнений ротор



б — форма пазів ротора

Рис. 8.3



а — ротор з фазною обмоткою

б — зміна опору фазної обмотки ротора за допомогою регулювального реостата

Рис. 8.4

нику, — трикутником. В обох випадках напруга на фазній обмотці і струми в ній будуть однаковими.

Принцип дії асинхронного двигуна ґрунтується на утворенні обертового магнітного поля струмами (як правило, трифазними), зсунутими у часі один відносно одного, що проходять в обмотках статора (рис. 8.2, *а*), зміщених одна відносно одної у просторі. Обертаючись у просторі, основне магнітне поле наводить ЕРС у провідниках обмотки статора і ротора. ЕРС, наведена в обмотках статора, спрямована таким чином, що компенсує прикладену напругу мережі і обмежує струм. Під дією ЕРС, наведеної в обмотках ротора, у провідниках цієї обмотки проходить струм. Провідники ротора зі струмом знаходяться в обертовому основному магнітному полі і на них діє сила Ампера. Сумарний момент сил F Ампера всіх провідників приводить ротор у рух, долаючи момент навантаження. В асинхронних двигунах ротор обертається з меншою швидкістю, ніж основне магнітне поле.

Асинхронність руху ротора і поля є принциповою ознакою, притаманною асинхронним двигунам. Довести це можна від супротивного. Припустимо, що ротор обертається синхронно, тобто має однакову швидкість з магнітним полем. Тоді магнітне поле відносно ротора нерухоме, і тому в провідниках ротора не наводиться електрорушійних сил. Струми у провідниках ротора не проходять, оскільки причина їх виникнення — електрорушійна сила. Електромагнітний момент, зумовлений силами Ампера, також дорівнює нулю. Під дією сил тертя і моменту навантаження ротор гальмується, виходить від синхронізму і відстає від магнітного поля. Отже, якщо навіть припустити, що ротор знаходиться у стані синхронізму, то виявляється, що цей стан нестійкий і ротор обов'язково переходить у стійкий стан асинхронізму. Характеристикою асинхронного режиму є ковзання. Ковзанням називають відносну різницю між кутовою швидкістю магнітного поля Ω_1 та кутовою швидкістю ротора Ω_2 і позначають літерою s:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1} = 1 - \frac{\Omega_2}{\Omega_1}. \qquad (8.1)$$

Якщо обертальний рух ротора і магнітного поля визначається частотою обертання ротора n_2 і поля n_1, то ковзання s визначають за формулою

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} = 1 - \frac{n_2}{n_1}. \qquad (8.2)$$

Як випливає з двох останніх формул, ковзання — це відносна величина, яку виражають або у частках одиниці, або у відсотках.

8.3. Магнітне поле асинхронного двигуна

В електричних машинах змінного струму (асинхронних та синхронних) змінними струмами в обмотках створюється магнітне поле, що обертається відносно цих обмоток. Винайдення способу створення обертового магнітного поля змінними струмами нерухомих обмоток належить до найвизначніших технічних досягнень людства. Розглянемо детально, як створюється обертове магнітне поле змінними струмами у нерухомих обмотках статора машин змінного струму. Для створення обертового магнітного поля використовують багатофазну (найчастіше — трифазну) систему змінних (здебільшого синусоїдних) струмів $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ у фазах A, B, C, які мають однакове діюче значення I_Φ, однакову частоту f (у промислових електричних мережах $f = 50$ Гц) і зсунуті один відносно одного в часі на третину періоду $T/3$, або на фазовий кут $2\pi/3$ (120°):

$$\begin{aligned} i_A(t) &= I_\Phi \sqrt{2} \sin(2\pi f t); \\ i_B(t) &= I_\Phi \sqrt{2} \sin\left(2\pi f (t - T/3)\right) = I_\Phi \sqrt{2} \sin(2\pi f t - 2\pi/3); \\ i_C(t) &= I_\Phi \sqrt{2} \sin\left(2\pi f (t + T/3)\right) = I_\Phi \sqrt{2} \sin(2\pi f t + 2\pi/3). \end{aligned} \qquad (8.3)$$

Кожна фазна обмотка статора з числом витків w складається з однієї або кількох (p) котушок, рівномірно розміщених на внутрішній циліндричній поверхні магнітопроводу статора діаметром D. Кожна котушка має w/p витків. Два робочих провідника кожного витка довжиною l розміщені в пазах магнітопроводу статора і з'єднані провідниками лобової частини котушки. Відстань по дузі внутрішньої циліндричної поверхні магнітопроводу між осями двох сусідніх обмоток дорівнює ширині котушки і називається *полюсною поділкою*:

$$\tau = \pi D / 2p. \qquad (8.4)$$

Кожна котушка займає площу внутрішньої циліндричної поверхні магнітопроводу статора, що дорівнює

$$S = l \cdot \tau. \qquad (8.5)$$

Струми у провідниках кожної обмотки створюють магнітне поле з двома полюсами, отже, фазна обмотка матиме $2p$ полюсів, що періодично чергуються. Лінії основного магнітного потоку кожної котушки проходять у магнітопроводі статора і ротора і двічі перетинають зазор, тому відповідно до другого закону Кірхгофа для магнітних кіл можна записати:

$$F_{k(t)} = \frac{i_\Phi(t)\, w_1}{p} = \Phi_0(t)\left[R_c + R_\text{Р} + 2R_\delta\right], \tag{8.6}$$

де $F_k(t)$ — магніторушійна сила котушки, $R_\text{с}$, $R_\text{Р}$, R_δ — магнітні опори відповідно магнітопроводу, статора, ротора і зазора; $i_\Phi(t)$ — струм у фазній обмотці; w_1 — число витків фазної обмотки; p — число котушок фазної обмотки, яке дорівнює числу пар полюсів.

Магнітопроводи статора і ротора складають з листів електротехнічної сталі з великою відносною магнітною проникністю (тисячі і десятки тисяч), тому магнітний опір магнітопроводів статора і ротора менший від магнітного опору зазора $R_\text{с} + R_\text{Р} << R_\delta$.

Враховуючи нерівність $R_\text{с} + R_\text{Р} << R_\delta$, вираз (8.6) матиме такий вигляд:

$$F_\Phi(t) \cong \Phi(t) \cdot 2 \cdot R_\delta. \tag{8.7}$$

Аналізуючи цей вираз, доходимо висновку, що в електричних машинах енергія магнітного поля зосереджена головним чином у зазорі. Оскільки струми у фазних обмотках A, B, C мають синусоїдну форму (8.3), то відповідно до формули (8.8) магнітні потоки у фазах A, B, C будуть пульсуючими:

$$\begin{aligned}
\Phi_A(t) &= \Phi_m \sin \omega t, \\
\Phi_B(t) &= \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \\
\Phi_C(t) &= \Phi_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right),
\end{aligned} \tag{8.8}$$

де Φ_m — амплітуда магнітних потоків:

$$\Phi_m = \frac{I_\Phi \cdot \sqrt{2} \cdot w_1}{p \cdot 2 \cdot R_\delta}. \tag{8.9}$$

Вектори магнітного потоку у фазах A, B, C зміщені у просторі, як і обмотки на кут 120° один відносно одного (рис. 8.5). Якщо ввести систему декартових координат і розкласти магнітні потоки фаз на складові по осі OX, матимемо:

$$\begin{aligned}
\Phi_{AX}(t) &= \Phi_m \sin \omega t, \\
\Phi_{BX}(t) &= \Phi_m \cos(-2\pi/3) \sin(\omega t - 2\pi/3), \\
\Phi_{CX}(t) &= \Phi_m \cos(+2\pi/3) \sin(\omega t + 2\pi/3);
\end{aligned} \tag{8.10}$$

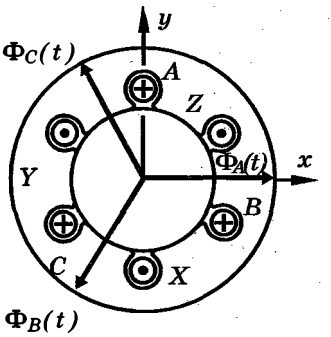


Рис. 8.5

по осі *ОУ*

$$\Phi_{AY} = 0,$$

$$\Phi_{BY}(t) = \Phi_m \sin(-2\pi/3)\sin(\omega t - 2\pi/3), \quad (8.11)$$

$$\Phi_{CY}(t) = \Phi_m \sin(+2\pi/3)\sin(\omega t + 2\pi/3),$$

тоді можна визначити складові сумарного основного потоку усіх трьох фаз:

$$\Phi_{OX}(t) = \Phi_{AX}(t) + \Phi_{BX}(t) + \Phi_{CX}(t), \quad (8.12)$$

$$\Phi_{OY}(t) = \Phi_{AY}(t) + \Phi_{BY}(t) + \Phi_{CY}(t). \quad (8.13)$$

Підставивши вирази для складових (8.10) та (8.11) відповідно у (8.12) та (8.13) і виконавши нескладні тригонометричні перетворення, отримаємо вирази для складових сумарного вектора, коли кількість фаз статора $m_1 = 3$:

$$\Phi_{OX}(t) = \frac{3}{2}\Phi_m \sin(\omega t); \quad \Phi_{OY}(t) = \frac{3}{2}\Phi_m \cos(\omega t). \quad (8.14)$$

Для довільного числа фаз m_1

$$\Phi_{OX}(t) = \frac{m_1}{2}\Phi_m \sin(\omega t); \quad \Phi_{OY}(t) = \frac{m_1}{2}\Phi_m \cos(\omega t). \quad (8.15)$$

Модуль сумарного магнітного потоку визначається за теоремою Піфагора:

$$\Phi_O(t) = \sqrt{\Phi_{OX}^2(t) + \Phi_{OY}^2(t)} = \frac{m_1}{2}\Phi_m \sqrt{\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t} = \frac{m_1}{2}\Phi_m. \quad (8.16)$$

Отже, згідно з (8.16), модуль сумарного магнітного потоку, створений m_1-фазними обмотками, які зсунуті у просторі на кут $2\pi/m_1$, не залежить від часу і в $m_1/2$ разів більший від амплітудного значення потоку Φ_m кожної фази. Кут, який утворює вектор сумарного потоку з віссю *ОХ*, визначається так:

$$\alpha = \operatorname{arctg}\frac{\Phi_{OY}(t)}{\Phi_{OX}(t)} = \operatorname{arctg}\frac{(m_1/2)\Phi_m \sin \omega t}{(m_1/2)\Phi_m \cos \omega t} = \omega t. \quad (8.17)$$

Таким чином, просторовий кут α змінюється прямо пропорційно часові, а це свідчить, що сумарний магнітний потік Φ_0 рівномірно обертається відносно початку координат. Рівняння (8.17) отримане для окремого випадку двополюсного магнітного поля. Якщо обмотка кожної фази розділена на p котушок, то створюється $2p$ полюсне магнітне поле, кожен полюс якого займає дугу, що дорівнює одній полюсній поділці τ. Отже, у загальному випадку $2p$ полюсного магнітного поля між фазовим кутом α_e і дугою α_n внутрішнього кола магнітопроводу статора існує залежність

$$\alpha_e = p \cdot \alpha_n. \quad (8.18)$$

Виходячи з цього співвідношення і враховуючи (8.17), між кутовою швидкістю обертання сумарного основного магнітного потоку статора Ω_1 і круговою частотою коливання струму ω_1 існує залежність

$$\Omega_1 = \omega_1/p. \quad (8.19)$$

Кутову швидкість обертання магнітного поля Ω_1 називають *синхронною швидкістю*. Одиницею вимірювання кутової швидкості обертання Ω_1 і кутової частоти коливання ω_1 є радіан за секунду (рад/с, або $с^{-1}$). На практиці для характеристики обертання користуються такою величиною, як частота обертання n_1, одиниця вимірювання якої — оберти за хвилину (об/хв). Частота обертання n_1 пов'язана з кутовою швидкістю залежністю

$$n_1 = \frac{\Omega_1}{2\pi} \cdot 60 = \frac{30 \cdot \Omega}{\pi}. \tag{8.20}$$

Оскільки $\omega = 2\pi f$, то, підставивши (8.19) у (8.20), отримаємо:

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p}. \tag{8.21}$$

Крім обертового основного магнітного поля, струми в обмотках статора і ротора асинхронного двигуна збуджують магнітні поля розсіювання статора і ротора, лінії індукції яких частково розміщені у магнітопроводах статора і ротора, а частково у зазорі. Оскільки магнітний опір зазору набагато більший за опір магнітопроводу, це зумовлює лінійну залежність між потоками розсіювання статора $\Psi_{1d}(t)$ та ротора $\Psi_{2d}(t)$ і струмами в обмотках статора $i_1(t)$ і $i_2(t)$ ротора:

$$\begin{aligned} \Psi_{1d}(t) &= L_{1d} \cdot i_1(t) = L_{1d} I_{1\Phi} \sqrt{2} \sin(\omega_1 t + \varphi_{I_2}) : \\ \Psi_{2d}(t) &= L_{2d} \cdot i_2(t) = L_{2d} I_{2\Phi} \sqrt{2} \sin(\omega_2 t + \varphi_{I_2}), \end{aligned} \tag{8.22}$$

де L_{1d}, L_{2d} — індуктивність розсіювання обмоток відповідно статора і ротора, яка залежить від геометричних розмірів обмоток і магнітних властивостей магнітопроводів.

8.4. Електромагнітні процеси в обмотках асинхронного двигуна

Електричне коло обмотки статора

Обертаючись, основне магнітне поле перетинає провідники обмотки статора і, згідно із законом електромагнітної індукції, наводить в них ЕРС $e_1(t)$. Діюче значення ЕРС у кожній фазі обмотки статора, за аналогією з трансформатором, дорівнює

$$E_{1\Phi} = \sqrt{2}\pi w_1 k_{o1} f_1 \Phi_0, \tag{8.23}$$

де w_1 — кількість витків у кожній фазі обмотки статора; k_{o1} — коефіцієнт обмотки, який враховує розподіл обмотки у декількох пазах, вкорочення кроку обмотки і скіс пазів; f_1 — частота коливання електрорушійної сили $e_1(t)$, яка пов'язана із кутовою швидкістю обертання основного магнітного поля Ω_1 співвідношенням

$$f_1 = p \cdot \Omega_1 / 2\pi, \tag{8.24}$$

Φ_0 — середнє значення основного магнітного потоку одного полюса.

Початкові фазові кути електрорушійних сил, наведених в обмотках різних фаз, відрізняються один від одного на $2\pi/m_1$, оскільки магнітне поле, обертаючись, по черзі перетинає провідники обмоток різних фаз у послідовності їх розміщення на внутрішній циліндричній обмотці магнітопроводу статора і визначаються таким чином:

$$\Psi_{eA} = 0,$$
$$\Psi_{eB} = -\frac{2\pi}{3} = -120°, \qquad (8.25)$$
$$\Psi_{eC} = +\frac{2\pi}{3} = +120°.$$

Комплекси електрорушійних сил, наведених в обмотках статора, дорівнюють:

$$\underline{E}_A = E_{1\phi}e^{j0°}, \quad \underline{E}_B = E_{1\phi}e^{-j120°}, \quad \underline{E}_C = E_{1\phi}e^{+j120°} \qquad (8.26)$$

Крім основного магнітного поля, з витками обмотки статора зчеплене магнітне поле розсіювання (8.22), яке, змінюючись, наводить ЕРС розсіювання $e_{1d}(t)$. За аналогією з трансформатором, комплексне значення ЕРС розсіювання статора дорівнює

$$\underline{E}_{1d} = jX_{1d}\underline{I}_{1\phi} = \underline{U}_{1d}, \qquad (8.27)$$

де $I_{1\phi}$ — фазний струм в обмотці статора, X_{1d} — індуктивний опір розсіювання обмотки статора:

$$X_{1d} = \omega_1 L_{1d} = 2\pi f_1 L_{1d}. \qquad (8.28)$$

В обмотці статора, яка має активний опір R_1, згідно із законом Джоуля-Ленца, електрична енергія перетворюється у теплову, що призводить до втрат електроенергії.

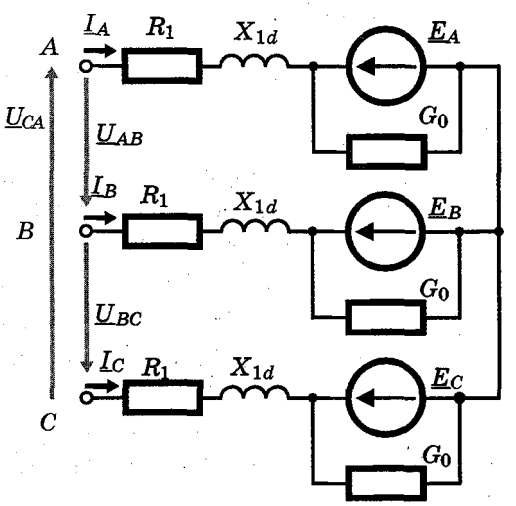


Рис. 8.6

Отже, електричну схему трифазної обмотки статора можна подати у вигляді, наведеному на рисунку 8.6.

Оскільки всі три фази однакові, за винятком початкових фазових кутів, доцільно користуватися електричною схемою однієї фази обмотки статора (рис. 8.7).

Як бачимо, електрична схема однієї фази статора асинхронного двигуна аналогічна електричній схемі первинної обмотки трансформатора. Рівняння електричного стану фази обмотки статора запишемо за другим законом Кірхгофа у такому вигляді:

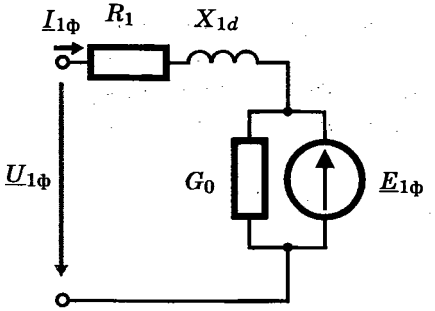


Рис. 8.7

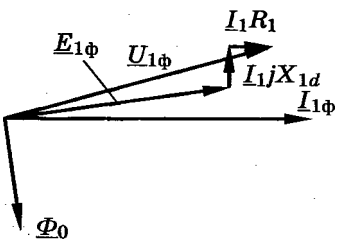


Рис. 8.8

$$\underline{U}_{1\phi} = \underline{E}_{1\phi} + \underline{I}_{1\phi}R_1 + \underline{U}_{1d} = \underline{E}_{1\phi} + \underline{I}_{1\phi}R_1 + \underline{I}_{1\phi} \cdot jX_{1d}. \qquad (8.29)$$

Векторна діаграма струмів і напруг в обмотці однієї фази статора зображена рисунку 8.8.

Електричне коло обмотки ротора

Обмотка ротора, як зазначено вище, може бути фазною і короткозамкненою.

Фазна обмотка має число фаз m_2, яке дорівнює числу фаз обмотки статора m_1, тобто $m_2 = m_1$.

Короткозамкнена обмотка складається з N_2 провідників, замкнених (закорочених) кільцями. Число фаз m_2 короткозамкненої обмотки приймається рівним числу провідників N_2, тобто $m_2 = N_2$. Основне магнітне поле обертається з кутовою швидкістю Ω_1, а ротор — зі швидкістю Ω_2, отже, основне магнітне поле обертається відносно ротора з кутовою швидкістю

$$\Omega_{2r} = \Omega_1 - \Omega_2 = s \cdot \Omega_1 \qquad (8.30)$$

і перетинає провідники обмотки ротора. Згідно із законом електромагнітної індукції, у провідниках воно наводить електрорушійну силу $e_2(t)$. Діюче значення ЕРС у обмотці ротора залежить від ковзання і дорівнює

$$\underline{E}_{2\phi s} = \sqrt{2}\pi w_2 k_{02} \underline{f}_2 \Phi_0, \qquad (8.31)$$

де Φ_0 — середнє значення основного магнітного потоку одного полюса; w_2 — кількість витків у обмотці ротора. Якщо обмотка ротора фазна, то кількість витків становить від десятків до сотень, залежно від потужності двигуна. Для короткозамкненої обмотки кількість витків $w_2 = 1/2$.

Коефіцієнт обмотки k_{02} враховує розподіл обмотки у декількох пазах, вкорочення кроку обмотки і скіс пазів. Для фазної обмотки $k_{02} = 0{,}96...0{,}98$, а для короткозамкненої $k_{02} = 1$. Частота коливання ЕРС в обмотці ротора визначається за формулою

$$f_2 = \frac{\Omega_{2r} \cdot p}{2\pi} = \frac{\Omega_{1r} \cdot p}{2\pi} \cdot s = s \cdot f_1. \qquad (8.32)$$

Ковзання двигуна у номінальному режимі становить 2...10 %, тому частота коливання ЕРС в обмотці ротора f_2 набагато менша за частоту мережі f_1 і не перевищує кількох герц.

Основне магнітне поле, обертаючись навколо ротора, перетинає провідники обмотки ротора по черзі, у послідовності їх розміщення на зовнішній циліндричній поверхні магнітопроводу ротора і тому між електрорушійними силами двох сусідніх провідників буде зсув фаз

$$\Psi_{e2} = \frac{2\pi}{m_2} \cdot p. \tag{8.33}$$

Комплекс діючого значення електрорушійної сили, наведеної основним магнітним полем у μ-й фазі m_2-фазної обмотки ротора, дорівнює

$$\underline{E}^{\mu}_{2\Phi s} = E_{2\Phi s} e^{j\mu\Psi_{e2}}. \tag{8.34}$$

Якщо у вираз (8.31) підставити f_2 з формули (8.32), то отримаємо

$$E_{2\Phi s} = s \cdot E_{2\Phi}, \tag{8.35}$$

де $E_{2\Phi}$ — діюче значення ЕРС, зведеної до нерухомого ротора, тобто ЕРС, яка б наводилася в обмотці нерухомого (загальмованого) ротора:

$$E_{2\Phi} = \sqrt{2}\pi \cdot w_2 k_{02} f_1 \Phi_0. \tag{8.36}$$

Відповідна комплексна ЕРС, зведена до нерухомого ротора, визначається за формулою

$$\underline{E}_{2\Phi s} = E_{2\Phi} e^{j\mu\cdot\Psi_{e2}}. \tag{8.37}$$

Звідси видно, що наведена в рухомому роторі ЕРС прямо пропорційна ковзанню, яке, в свою чергу, залежить від навантаження двигуна. Магнітне поле розсіювання ротора також наводить у провідниках ротора електрорушійну силу розсіювання $e_{2d}(t)$, яку можна подати комплексом діючого значення

$$\underline{E}_{2ds} = jX_{2ds}\underline{I}_{2\Phi}, \tag{8.38}$$

де X_{2ds} — індуктивний опір розсіювання обмотки ротора:

$$X_{2ds} = \omega_2 \cdot L_{2d}; \tag{8.39}$$

$I_{2\Phi}$ — комплексний струм у фазній обмотці ротора; L_{2d} — індуктивність розсіювання обмотки ротора.

Підставимо у формулу (8.39) вираз (8.32) для частоти f_2:

$$X_{2ds} = s \cdot X_{2d}, \tag{8.40}$$

де X_{2d} — індуктивний опір розсіювання, зведений до нерухомого ротора, тобто

$$X_{2d} = 2\pi f_1 \cdot L_{2d}. \tag{8.41}$$

Обмотка кожної фази ротора має активний опір R_2, який відповідно до закону Джоуля-Ленца спричиняє втрати теплової енергії. Розглянуті електромагнітні процеси в обмотці ротора знайшли відображення в електричній схемі m_2-фазної обмотки ротора, наведеної на рисунку 8.9. Як видно з рисунка, електричні схеми фаз аналогічні, тому доцільно користуватися електричною схемою однієї фази (рис. 8.10).

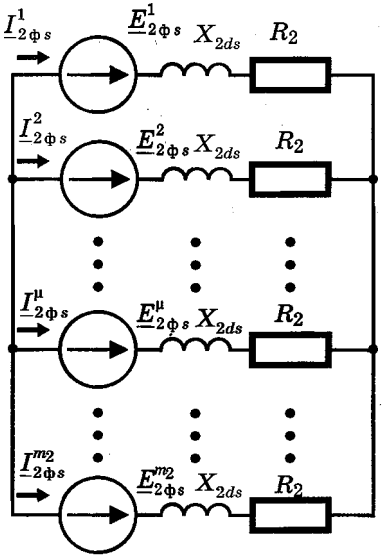


Рис. 8.9

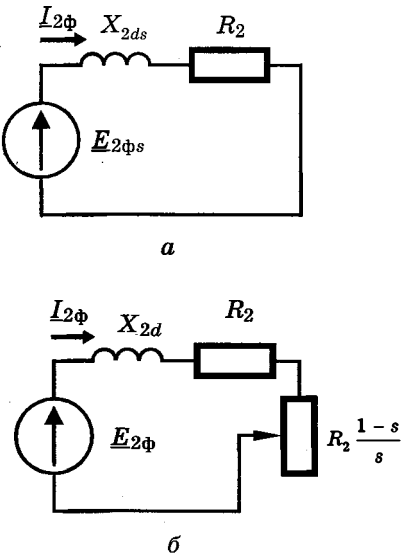


Рис. 8.10

Рівняння електричного стану однієї фази обмотки ротора за другим законом Кіргхофа матиме вигляд:

$$\underline{E}_{2\Phi s} = \underline{I}_{2\Phi}R_2 + \underline{I}_{2\Phi s} \cdot jX_{2ds} = \underline{I}_{2\Phi}R_2 + \underline{U}_{2ds}. \qquad (8.42)$$

Розв'яжемо це рівняння відносно струму:

$$\underline{I}_{2\Phi} = \underline{E}_{2\Phi s}/(R_2 + jX_{2ds}). \qquad (8.43)$$

Рівняння (8.42), записане для параметрів $\underline{E}_{2\Phi s}$ та X_{2ds} рухомого ротора із ковзанням s (рис. 8.10, *а*), можна звести до параметрів нерухомого ротора, якщо підставити вирази (8.35) та (8.40):

$$s \cdot \underline{E}_{2\Phi} = \underline{I}_{2\Phi}R_2 + \underline{I}_{2\Phi}js \cdot X_{2d}. \qquad (8.44)$$

Якщо поділити праву і ліву частину рівняння (8.44) на s, то матимемо:

$$\underline{E}_{2\Phi} = \underline{I}_{2\Phi}R_2 / s + \underline{I}_{2\Phi}j \cdot X_{2d}. \qquad (8.45)$$

Вираз R_2/s можна подати в еквівалентному вигляді:

$$\frac{R_2}{s} = \frac{R_2}{s} + R_2 - R_2 = R_2 + R_2\frac{1-s}{s}. \qquad (8.46)$$

Підставивши праву частину (8.46) у (8.45) замість R_2/s, отримаємо:

$$\underline{E}_{2\Phi} = \underline{I}_{2\Phi}R_2 + \underline{I}_{2\Phi}jX_{2d} + \underline{I}_{2\Phi}R_2\frac{1-s}{s}. \qquad (8.47)$$

Рівнянню (8.47) електричного стану обмотки однієї фази ротора відповідає електрична схема обмотки, наведена на рисунку 8.10, *б*.

Елемент $R_2(1 - s)/s$ є електричним аналогом (електричною моделлю) механічного навантаження на валу асинхронного двигуна. Це означає, що механічна потужність

$$P_2 = M \cdot \Omega_2, \qquad (8.48)$$

яку розвиває асинхронний двигун на валу, моделюється в електричній схемі електричною потужністю P_{2e} елемента:

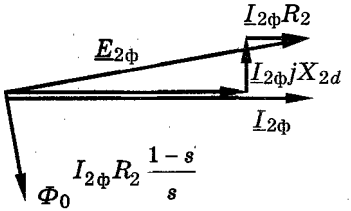


Рис. 8.11

$$P_{e2} = I_{2\phi}^2 R_2 \frac{1-s}{s}, \tag{8.49}$$

тобто $P_{e2} = P_2$.

Рівняння (8.47) електричного стану однієї фази обмотки ротора доцільно проілюструвати векторною діаграмою струмів і напруг (рис. 8.11).

Поняття про зведений асинхронний двигун

Для спрощення розрахунків, більш глибокого розуміння взаємозв'язків між параметрами асинхронного двигуна і більшої наочності доцільно їх звести до параметрів обмотки статора за аналогією з трансформатором. Умови зведення асинхронного двигуна аналогічні умовам зведення трансформатора. Але, на відміну від трансформатора, обмотки ротора зводяться до обмоток статора за такими параметрами:

параметри обмотки рухомого ротора з ковзанням s зводяться до параметрів нерухомого ротора (що і було здійснене у рівняннях 8.35 і 8.40);

за кількістю витків обмотки ротора w_2, які зводяться до кількості витків обмотки статора w_1 за допомогою *коефіцієнта зведення за напругою:*

$$k_U = \frac{k_{01} \cdot w_1}{k_{02} \cdot w_2}; \tag{8.50}$$

за кількістю фаз обмотки ротора m_2, які зводяться до кількості фаз статора m_1 за допомогою *коефіцієнта зведення за струмом:*

$$k_I = \frac{k_{01} \cdot w_1 \cdot m_1}{k_{02} \cdot w_2 \cdot m_2}. \tag{8.51}$$

Параметри зведеної обмотки ротора розраховуються за коефіцієнтами k_U та k_I відповідно до виразів

$$\underline{E}'_{2\phi} = k_U \cdot \underline{E}_{2\phi}, \quad \underline{R}'_2 = k_U k_I R_2, \quad \underline{I}'_{2\phi} = \underline{I}_{2\phi}/k_I, \quad \underline{X}'_{2d} = k_U k_I X_{2d}. \tag{8.52}$$

Зведену обмотку однієї фази ротора можна з'єднати на електричній схемі з обмоткою однієї фази статора, оскільки $\underline{E}'_{2\phi} = \underline{E}_{1\phi}$. У результаті отримаємо зведену електричну схему однієї фази асинхронного двигуна (рис. 8.12).

Зведену електричну схему однієї фази асинхронного двигуна ілюструє векторна діаграма струмів і напруг, наведена на рисунку 8.13.

Рівняння струмів асинхронного двигуна. Користуючись зведеною електричною схемою однієї фази асинхронного двигуна, складемо рівняння для струмів відповідно до першого закону Кірхгофа:

$$\underline{I}_{1\phi} = \underline{I}_{10} + \underline{I}'_{2\phi}, \tag{8.53}$$

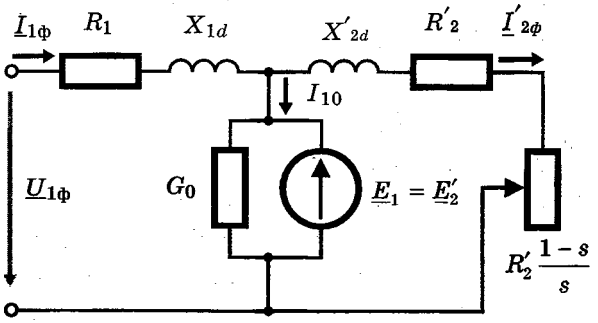


Рис. 8.12

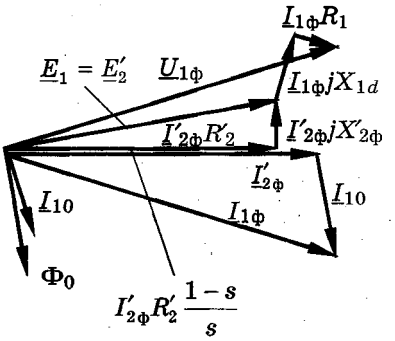


Рис. 8.13

де I_{10} — струм намагнічування, який дорівнює струму холостого ходу в обмотці статора.

Якщо перенести $\underline{I}'_{2\phi}$ у ліву частину рівняння і врахувати (8.51) та (8.52), то матимемо

$$\underline{I}_{1\phi} - \frac{k_{02} \cdot w_2 \cdot m_2}{k_{01} \cdot w_1 \cdot m_1} \underline{I}_{2\phi} = \underline{I}'_{10}. \qquad (8.54)$$

Помноживши праву і ліву частину рівняння (8.54) на $k_{01} \cdot w_1 \cdot m_1$, отримаємо *рівняння магніторушійних сил* асинхронного двигуна:

$$k_{01} \cdot w_1 \cdot m_1 \cdot \underline{I}_{1\phi} - k_{02} \cdot w_2 \cdot m_2 \cdot \underline{I}_{2\phi} = k_{01} \cdot w_1 \cdot m_1 \cdot \underline{I}'_{10}. \qquad (8.55)$$

На основі зведеної електричної схеми однієї фази асинхронного двигуна можна аналізувати електромагнітні процеси в асинхронному двигуні і розраховувати режими роботи двигуна.

8.5. Перетворення енергії в асинхронному двигуні. Коефіцієнт корисної дії

Асинхронний двигун — це технічний пристрій, призначений для перетворення електричної енергії в механічну. Потужність, яку споживає трифазний асинхронний двигун з електричної мережі, дорівнює

$$P_1 = 3U_{1\phi} I_{1\phi} \cos(\Psi_{U1} - \Psi_{I1}) = \sqrt{3}\, U_{1л} I_{1л} \cos\varphi_{1л}. \qquad (8.56)$$

Як у будь-якому технічному пристрої, в асинхронному двигуні перетворення енергії супроводжується втратами енергії. Втрати енергії в асинхронному двигуні складаються з електричних, магнітних та механічних. Електричні втрати, спричинені нагріванням обмоток статора при проходженні по них струмів, дорівнюють

$$\Delta P_{e1} = m_1 I_1^2 R_1. \qquad (8.57)$$

Електрична енергія втрачається і в магнітопроводі статора через вихрові струми та перемагнічування. Потужність магнітних втрат у магнітопроводі статора становить $\Delta P_{м1}$. Решта потужності, яка споживається асинхронним двигуном, передається через зазор в обмотку ротора. Ця потужність називається *електромагнітною.*

$$P_{ем} = P_1 - \Delta P_{e1} - \Delta P_{м1}. \tag{8.58}$$

Частина електромагнітної потужності виділяється у вигляді теплоти в обмотці ротора

$$\Delta P_{e2} = m_2 I_2^2 R_2, \tag{8.59}$$

а решта перетворюється в механічну потужність

$$P_{мех} = P_{ем} - \Delta P_{e2}. \tag{8.60}$$

Магнітні втрати в роторі незначні внаслідок малої частоти коливання магнітного потоку в роторі. Механічна потужність, за винятком втрат на механічне тертя $\Delta P_т$ і додаткових втрат $\Delta P_{дод}$, є корисною потужністю на валу двигуна:

$$P_2 = P_{мех} - \Delta P_т - \Delta P_{дод}. \tag{8.61}$$

Електромагнітну і механічну потужності можна виразити через обертовий момент M:

$$P_{ем} = M\Omega_1, \quad P_{мех} = M\Omega_2, \tag{8.62}$$

де Ω_1, Ω_2 — кутові швидкості обертання відповідно основного магнітного поля і ротора.

Тоді, згідно з рівнянням (8.60),

$$\Delta P_{e2} = P_{ем} - P_{мех} = M\Omega_1 - M\Omega_2 = M\Omega_1 s. \tag{8.63}$$

Звідси

$$M = \frac{\Delta P_{e2}}{\Omega_1 \cdot s}, \quad s = \frac{\Delta P_{e2}}{M\Omega_1} = \frac{\Delta P_{e2}}{P_{ем}}. \tag{8.64}$$

Останні вирази дають змогу встановити зв'язок між ковзанням та ККД асинхронного двигуна, а також залежність електромагнітного моменту від параметрів асинхронної машини і режимів її роботи. Коефіцієнт корисної дії асинхронного двигуна:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_{ем}}{P_1} \cdot \frac{P_2}{P_{ем}} = \eta_1 \cdot \eta_2, \tag{8.65}$$

де η_1, η_2 — ККД відповідно статора і ротора.

Оскільки

$$\eta_2 = \frac{P_2}{P_{ем}} = \frac{P_{ем} - \Delta P_{e2} - \Delta P_{мех} - \Delta P_{дод}}{P_{ем}}, \tag{8.66}$$

то справедлива нерівність

$$\eta_2 = \frac{P_{ем} - \Delta P_{e2}}{P_{ем}} < 1 - \frac{\Delta P_{e2}}{P_{ем}} = 1 - s. \tag{8.67}$$

Таким чином, для роботи асинхронного двигуна в номінальному режимі з високим ККД необхідно, щоб у цьому режимі ковзання було невеликим. Здебільшого $s = 0{,}001...0{,}07$, при цьому активний опір обмотки незначний. Перетворення енергії і втрати енергії ілюструє енергетична діаграма, наведена на рисунку 8.14. Залежно від режиму роботи, втрати в асинхронній машині такі:

постійні:

$$\Delta P_{\text{п}} = \Delta P_{\text{м}} + \Delta P_{\text{мех}} + \Delta P_{\text{дод}}, \qquad (8.68)$$

які не залежать від навантаження двигуна,

і змінні:

$$\Delta P_{\text{зм}} = \Delta P_{\text{e1}} + \Delta P_{\text{e2}}, \qquad (8.69)$$

які зі збільшенням струму навантаження зростають за квадратичним законом. Структура втрат асинхронного двигуна аналогічна трансформатору, тому залежність ККД асинхронного двигуна від корисної потужності має такий самий характер, як і у трансформаторі. Максимум ККД припадає на потужність $(0{,}6...0{,}8)\ P_{2\text{ном}}$.

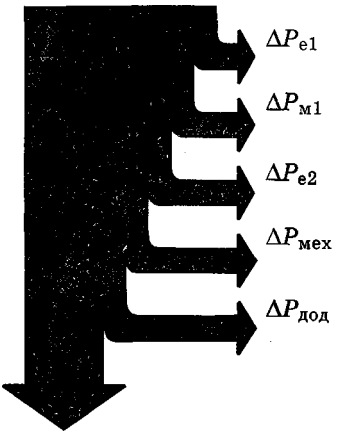


Рис. 8.14

8.6. Механічні характеристики асинхронного двигуна

Електромагнітний момент асинхронного двигуна

На провідники обмотки ротора зі струмом, що знаходяться в основному магнітному колі, діють сили Ампера. Сумарний момент сил Ампера всіх провідників обмотки ротора становить електромагнітний момент асинхронного двигуна, виражений формулою (8.64).

Підставивши у (8.64) вираз (8.59) для ΔP_{e2}, маємо

$$M = \frac{m_2 (I'_{2\text{ф}})^2 R'_2}{\Omega_1 \cdot s}. \qquad (8.70)$$

Якщо виразити струм $I'_{2\text{ф}}$ згідно з формулами (8.43) і (8.52) і виконати деякі нескладні перетворення, то вираз для електромагнітного моменту матиме вигляд

$$M = \frac{m_1 U_1^2 R'_2 p}{2\pi f_1 s[(R_1 + R'_2/s)^2 + (X_{1d} + X'_{2d})^2]}. \qquad (8.71)$$

Залежність електромагнітного моменту від ковзання має складний характер і зображається графіком, наведеним на рисунку 8.15. Як видно

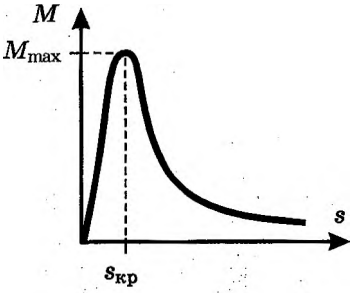


Рис. 8.15

з графіка, залежність $M = f(s)$ має максимум. Можна показати, що максимальний момент M_{max} дорівнює

$$M_{max} = \frac{m_1 U_1^2 p}{4\pi f_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{1d} + X'_{2d})^2}]}. \quad (8.72)$$

Значення ковзання, за якого момент максимальний, називається *критичним ковзанням*. Критичне ковзання виражається через параметри асинхронного двигуна:

$$s_{кр} = \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{1d} + X'_{2d})^2}}. \quad (8.73)$$

Для розрахунків доцільно застосовувати спрощену залежність моменту від ковзання, так звану формулу Клосса:

$$M = \frac{2M_{max}}{s_{кр}/s + s/s_{кр}}. \quad (8.74)$$

Маючи залежність (8.71) моменту від ковзання $M = f(s)$ і залежність частоти обертання ротора від ковзання

$$n_2 = n_1(1 - s) = \frac{60 f_1}{p}(1 - s), \quad (8.75)$$

можна отримати залежність частоти обертання ротора від моменту $n_2 = f(M)$, яка називається *механічною характеристикою* асинхронного двигуна. Графік механічної характеристики має таку саму форму, що і графік залежності $M = f(s)$ (рис. 8.16).

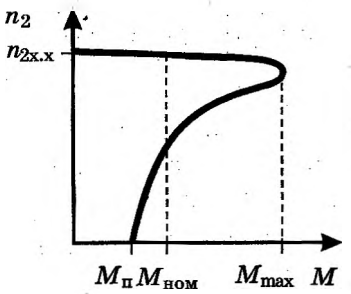


Рис. 8.16

Пусковий момент асинхронного двигуна — це момент, який розвиває двигун під час запускання двигуна, тобто коли $n_2 = 0$, $s = 1$. Підставивши значення $s = 1$ у залежність (8.71), отримаємо вираз для пускового моменту двигуна:

$$M_п = \frac{m_1 U_{1ф}^2 R'_2 p}{2\pi f_1 \left[(R_1 + R'_2)^2 + (X_{1d} + X'_{2d})^2\right]}. \quad (8.76)$$

Для двигунів, зокрема для асинхронних двигунів, визначають під час конструювання номінальний момент $M_{ном}$, який заносять до технічного паспорта двигуна. Робота двигуна з моментом, який не перевищує номінального, гарантує збереження технічних характеристик двигуна на запланований термін експлуатації.

Відношення $K_M = M_{max}/M_{ном}$ називають *здатністю до перевантаження* і також заносять до технічного паспорта двигуна. До технічного паспорта входить також *кратність пускового моменту*, тобто відношення $K_п = M_п/M_{ном}$.

Керування частотою обертання асинхронного двигуна

Частота обертання ротора асинхронного двигуна визначається за формулою:

$$n_2 = n_1(1 - s) = \frac{60f_1}{p}(1 - s).$$

Отже, частота обертання залежить від трьох параметрів, а тому можливі три способи керування частотою обертання: зміною частоти f_1 мережі, що живить двигун; зміною кількості пар полюсів p основного магнітного поля; зміною ковзання s.

Керування частотою обертання від зміни частоти живлення забезпечує широкий діапазон частот обертання, але для цього необхідно мати автономне джерело живлення, напругу і частоту якого можна змінювати в широкому діапазоні.

Як автономне джерело живлення застосовують електромашинний перетворювач частоти. Але останнім часом його витісняють джерела живлення, побудовані на основі потужних напівпровідникових приладів: тиристорів і транзисторів, характеристики яких постійно поліпшуються.

Зі зміною частоти живлення змінюється і максимальний електромагнітний момент (8.72). Тому для збереження незмінними здатності до перевантаження та ККД асинхронного двигуна слід одночасно зі зміною частоти f_1 змінювати і напругу живлення $U_{1\Phi}$.

Співвідношення між напругою $U_{1\Phi}$ та моментом M на частоті f_1 і напругою $U'_{1\phi}$ та моментом M' на частоті f'_1 визначається рівнянням

$$U'_{1\Phi}/U_{1\Phi} = f'_1/f_1\sqrt{M'/M}. \qquad (8.77)$$

Якщо частотою обертання асинхронного двигуна керувати за умови сталості моменту навантаження (M = const), то напругу живлення слід змінювати прямо пропорційно частоті:

$$U'_1 = U_1 f'_1/f. \qquad (8.78)$$

У такому разі потужність двигуна збільшується пропорційно зростанню частоти. Якщо ж керування частотою здійснюється за умови сталої потужності двигуна ($P_{\text{ем}} = M\Omega_1$ = const), то напругу живлення слід змінювати відповідно до закону:

$$U'_1 = U_1\sqrt{f'_1/f_1}. \qquad (8.79)$$

Частоту обертання можна змінювати ступенями, змінюючи кількість полюсів. На рисунку 8.17 наведено найпростішу схему (для однієї фази), яка дає змогу змінювати кількість полюсів обмотки статора у два рази і відповідно у два рази змінювати частоту обертання ротора двигуна. Для цього обмотку кожної фази статора ділять на дві котушки, які перемикають з послідовного з'єднання на паралельне. У послідовно з'єднаних котушках кількість витків зменшена у два рази, але внаслідок зменшення обертів удвічі зменшується ЕРС, наведена в котушках. Таким чином, су-

марна ЕРС обмотки залишається незмінною, тобто двигун можна вмикати під незмінну напругу.

Керування частотою обертання через зміну ковзання можна застосовувати у двигунах з фазною обмоткою ротора. Критичне ковзання $s_{кр}$ асинхронного двигуна, згідно з (8.73), прямо пропорційне активному опору R_2 в електричному колі обмотки ротора. Активний опір R_2 змінюють за допомогою регулювального трифазного реостата, який вмикається у коло обмотки ротора (рис. 8.18).

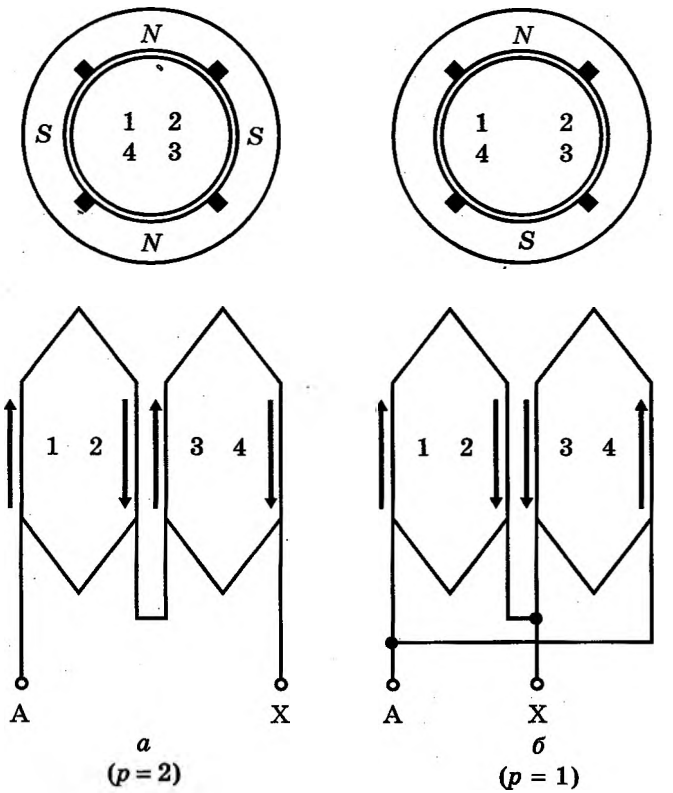


Рис. 8.17

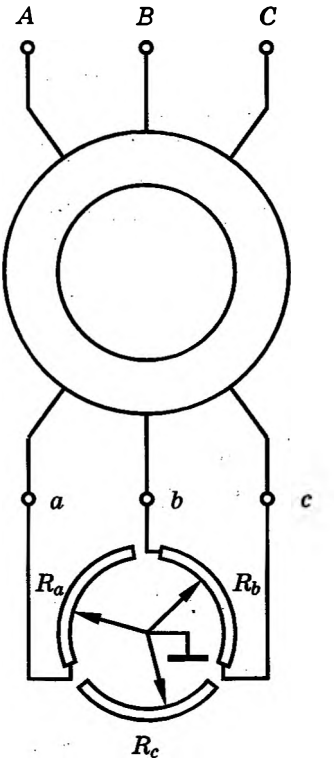


Рис. 8.18

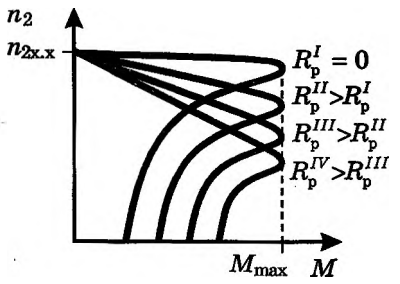


Рис. 8.19

Кожному значенню R_2 відповідає своє значення критичного ковзання $s_{кр}$, а отже, своя механічна характеристика (рис. 8.19).

Механічна характеристика, для якої регулювальний опір дорівнює нулю ($R_р = 0$), називається *природною*, а характеристики з ненулевим опором ($R_р \neq 0$) — *штучними*. За незмінного моменту на валу (M = const) збільшення опору регулювального реостата $R_р$ призводить до зменшення частоти обертання (рис. 8.19).

Змінити *напрям обертання* ротора (*реверсувати* асинхронний двигун) можна, змінивши напрям обертання основного магнітного поля, який, в свою чергу, залежить від послідовності чергування фаз. Для того щоб змінити послідовність чергування фаз, достатньо поміняти місцями два лінійні проводи трифазної мережі на затискачах двигуна.

8.7. Будова і принцип дії синхронних машин

Синхронними електричними машинами називають електричні машини змінного струму, у яких рухома частина машини переміщується *синхронно* (тобто з однаковою швидкістю) з магнітним полем.

Синхронні машини широко використовуються як генератори, двигуни та компенсатори змінного струму.

Застосування синхронних машин

Синхронні генератори широко застосовуються в електроенергетиці для виробництва електричної енергії на потужних електричних станціях: атомних, теплових, гідроелектростанціях. Слід зазначити, що переважна більшість електричної енергії, що виробляється у світі, створюється саме потужними і надпотужними синхронними генераторами на електричних станціях.

Синхронні генератори застосовуються також для виробництва електричної енергії на рухомих об'єктах: ракетах, літаках, автомобілях та інших транспортних засобах, головним чином там, де необхідно підтримувати стабільну швидкість обертання: потужні насоси, вентилятори, компресори, прокатні стани металургійного виробництва і т. ін.

Синхронні компенсатори змінного струму застосовують у системах енергозабезпечення для підвищення коефіцієнта потужності споживачів.

Будова синхронних машин

Синхронні машини, як і електричні машини в цілому, складаються з двох частин: нерухомого статора *1* і рухомого ротора (рис. 8.20).

Статор синхронної трифазної машини принципово не відрізняється від статора асинхронного трифазного двигуна.

Ротори синхронних машин поділяються на явно- та неявнополюсні.

Явнополюсний ротор має окремі полюси *2*, полярність яких чергується. Полюси прикріплені до спільного магнітопровідного стального обода, який розміщений на валу.

Полюс складається з магнітопроводу полюса і полюсного наконечника. Полюсний наконечник призначений для формування заданого розподілу індукції магнітного поля по дузі зазору. На полюсах розміщуються котушки обмотки збудження *3*.

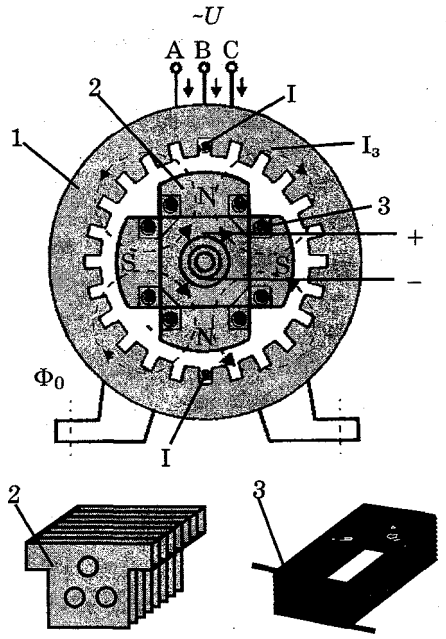


Рис. 8.20

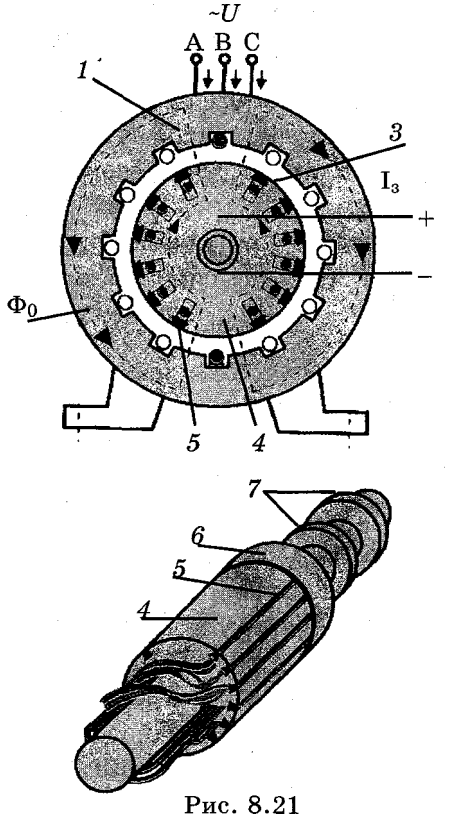


Рис. 8.21

Явнополюсні ротори застосовують у тихохідних синхронних машинах з частотою обертання, яка не перевищує 1000 об/хв (гідрогенераторах, синхронних двигунах, генераторах тепловозів і пересувних електростанцій).

Неявнополюсний ротор (рис. 8.21) — це масивний циліндр зі спеціальної сталі високої якості, на поверхні якого вздовж осі вифрезерувані відкриті радіальні пази для розміщення провідників обмотки збудження, які виготовляються з ізольованого мідного проводу і закріплюються у пазах за допомогою клинів з немагнітних сплавів. Лобові частини обмотки збудження втримуються бандажними кільцями. Неявнополюсні ротори застосовуються у швидкохідних синхронних машинах — турбогенераторах та двополюсних двигунах чи двигунах, що працюють на підвищеній частоті.

У наконечниках полюсів синхронних двигунів з явнополюсним ротором розміщуються стержні *пускової обмотки* (рис. 8.22), виконані з матеріалу, що має значний питомий опір (латунь). У синхронних генераторах ця обмотка призначена для заспокоєння коливань ротора генератора у перехідних режимах.

Потужні і надпотужні синхронні генератори мають систему охолодження.

До складу синхронних машин входять системи збудження, призначені для живлення обмотки збудження. Залежно від способу живлення розрізняють системи незалежного збудження і самозбудження.

У системах незалежного збудження як джерело живлення використовують або генератор постійного струму (збуджувач), або допоміжний синхронний генератор, укомплектований керованим тиристорним випрямлячем. У сучасних синхрон-

них генераторах застосовується безщіткова система збудження. Схема складається з допоміжного синхронного багатофазного генератора, зв'язаного з ротором основного генератора, який через випрямляч живить обмотку збудження основного генератора. Перевагою такої системи збудження є відсутність ковзних контактів.

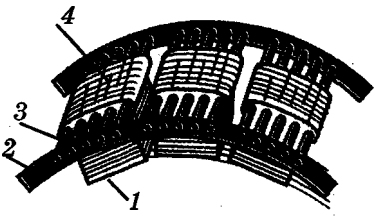


Рис. 8.22

Принцип дії синхронного генератора

У синхронному генераторі механічна енергія обертального руху первинного двигуна (здебільшого турбіни або гідротурбіни) перетворюється в електричну енергію. Первинний двигун обертає ротор синхронного генератора, на якому розміщена система збудження основного магнітного поля.

Система збудження може бути електромагнітною або з постійними магнітами. В електромагнітній системі основне магнітне поле збуджується обмоткою збудження, яка живиться постійним струмом. Частина синхронної машини, у якій збуджується основний магнітний потік, називається *індуктором*. Під дією магніторушійної сили обмотки збудження збуджується постійний основний магнітний потік, який обертається разом із ротором. Частота обертання ротора n_2. Обертаючись, основне магнітне поле перетинає провідники трифазної обмотки статора і, згідно з законом електромагнітної індукції, наводить в них електрорушійну силу синусоїдної форми. Частота наведеної ЕРС дорівнює $f = np/60$, де p — кількість пар полюсів. Оскільки магнітне поле перетинає провідники фазних обмоток по черзі, у послідовності їх розміщення, то ЕРС у обмотках різних фаз будуть зсунуті за часом одна відносно одної, тобто матимуть різні початкові фазові кути. Та частина синхронної машини, в якій наводиться ЕРС, називається *якорем*. У даному випадку якорем є обмотка статора. Під дією електрорушійної сили в обмотці статора виникають струми, магнітне поле яких впливає на основне магнітне поле. Дія магнітного поля якоря на основне магнітне поле називається ***реакцією якоря***. Магнітне поле якоря, яке збуджується струмами трифазної обмотки якоря, розподілене по дузі зазора за синусоїдним законом і обертається з частотою $n_1 = 60f_1/p$.

Магнітне поле якоря обертається *з тією ж частотою* (тобто *синхронно*), що і ротор. На провідники обмотки ротора зі струмом, що знаходиться у магнітному полі якоря, діє сила Ампера. Сумарний момент сил Ампера всіх провідників обмотки ротора становить *електромагнітний момент* синхронного генератора. Електромагнітний момент генератора спрямований *проти* напряму обертання руху ротора. Долаючи електромагнітний момент, первинний двигун обертає ротор генератора. Таким чином, здійснюється перетворення механічної енергії обертального руху в електричну енергію.

Принцип дії синхронного двигуна

За допомогою синхронного двигуна електрична енергія, що надходить з мережі, перетворюється в механічну енергію обертального руху.

Трифазна обмотка статора синхронного двигуна приєднується до трифазної електричної мережі з частотою f_1. Під дією прикладеною напруги мережі у трифазній обмотці статора виникають синусоїдні струми, зсунуті один відносно одного у часі на третину періоду. Осі фазних обмоток статора зсунуті у просторі одна відносно одної. Магнітне поле трифазної обмотки синхронного двигуна таке саме, як і у синхронного генератора.

На роторі синхронного двигуна розміщена обмотка збудження, яка живиться постійним струмом. Постійний струм, що проходить у провідниках обмотки збудження, збуджує *незмінне* у часі основне магнітне поле.

Якщо за допомогою пускової обмотки або якимсь іншим чином почати обертати ротор у напрямі обертання магнітного поля статора (якоря) і довести цю частоту обертання n_2 до частоти, що дорівнює (підсинхронній) частоті обертання поля $n_2 \cong n_1$, то магнітне поле ротора зчіплюється з магнітним полем статора і далі вони обертаються як спільне магнітне поле, захоплюючи за собою ротор. Обертаючись з підсинхронною частотою, провідники обмотки ротора зі струмом знаходяться у магнітному полі обмотки якоря. Магнітне поле якоря відносно провідників майже нерухоме. На провідники зі струмом обмотки ротора діє сила Ампера. Сумарний момент сил Ампера всіх провідників обмотки ротора називається *електромагнітним моментом*. Електромагнітний момент діє на ротор у напрямі обертання магнітного поля якоря, долаючи опір навантаження на валу двигуна. Таким чином, відбувається перетворення електричної енергії в механічну енергію обертального руху.

8.8. Електромагнітні процеси в синхронних машинах

Магнітне поле синхронної машини

Магнітне поле синхронної машини можна умовно поділити на три частини:

основне магнітне поле (поле індуктора);

магнітне поле якоря;

магнітне поле розсіювання якоря.

Основне магнітне поле збуджується струмом у провідниках обмотки збудження, розміщеної, як правило, на роторі, тому обмотку ротора називають *індуктором*. Оскільки струм в обмотці збудження постійний, то основне магнітне поле незмінне у часі і розподілене по дузі циліндричної поверхні ротора у формі синусоїди. Це досягається спеціальними технічними заходами.

У явнополюсних роторах наконечники полюсів виготовляють такої форми, щоб зазор між наконечниками і магнітопроводом статора був нерівномірний: мінімальний посередині наконечника і поступово збільшувався до країв (рис. 8.23).

У неявнополюсних роторах синусоїдна форма розподілення магнітного поля досягається нерівномірністю обмотки (рис. 8.24).

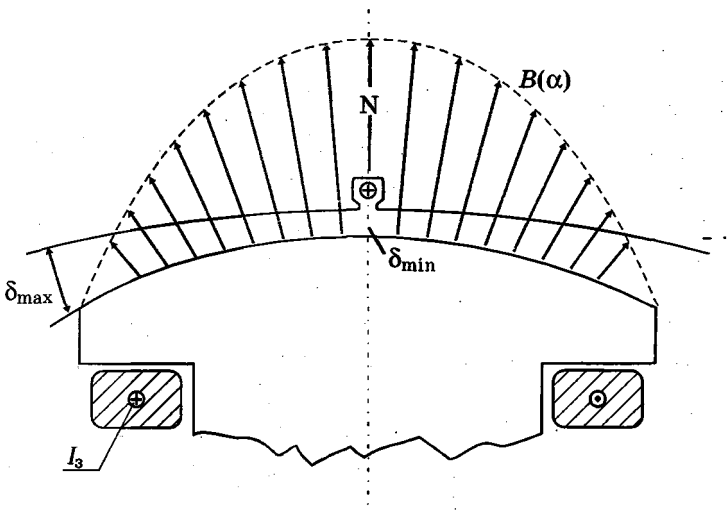


Рис. 8.23

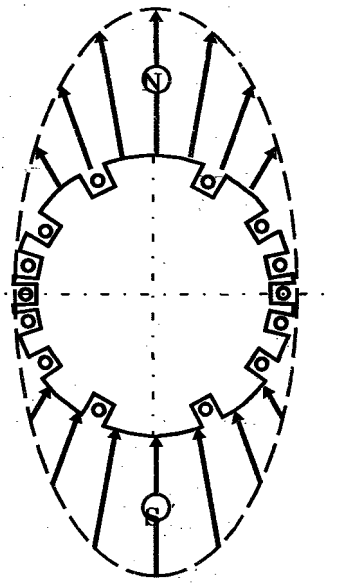


Рис. 8.24

Оскільки основне магнітне поле незмінне в часі і нерухоме відносно ротора, то, обертаючись разом із ротором, воно має таку саму частоту обертання, як і ротор.

Трифазна обмотка статора синхронної машини принципово нічим не відрізняється від трифазної обмотки статора асинхронного двигуна. Тому струм у трифазній обмотці статора збуджує, як і в асинхронному двигуні (див. параграф 8.1), магнітне поле, індукція якого розподілена по дузі зазора за синусоїдним законом. Магнітне поле якоря рівномірно обертається з частотою n_1, яка дорівнює частоті обертання n_2 ротора, тобто $n_1 = n_2 = n$.

Але, на відміну від асинхронного двигуна, магнітне поле якоря створюється тільки струмами в обмотці якоря. Тому потокозчеплення якоря $\Psi_я$ синхронної машини прямо пропорційне струму у фазній обмотці якоря:

$$\Psi_я(t) = L_я i_я(t) = L_я I_я \sqrt{2} \sin(2\pi f + \varphi_я), \qquad (8.80)$$

де $L_я$ — індуктивність обмотки якоря; $I_я$ — діюче значення струму в обмотці кожної фази якоря; $\varphi_я$ — початкова фаза.

Струми в обмотці якоря збуджують також магнітне поле розсіювання якоря, лінії якого частково розміщені у магнітопроводі якоря, а частково у зазорі (рис. 8. 25).

Потокозчеплення розсіювання якоря $\Psi_d(t)$ прямо пропорційне струмові якоря $i_я(t)$:

$$\Psi_d(t) = L_d i_я(t) = L_d I_я \sqrt{2} \sin\left(2\pi f + \varphi_я\right), \qquad (8.81)$$

де L_d — індуктивність розсіювання обмотки якоря.

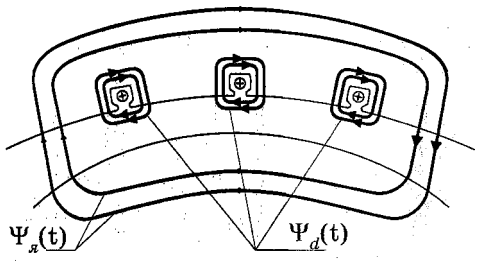


Рис. 8.25

Основне магнітне поле, магнітне поле якоря та магнітне поле розсіювання якоря обертаються з однаковою частотою n. Тому ці поля нерухомі один відносно одного і створюють спільне магнітне поле синхронної машини. Дія магнітного поля якоря на основне магнітне поле називається *реакцією якоря*.

Електричне коло обмотки якоря

Основне магнітне поле, обертаючись з частотою n, перетинає провідники обмотки якоря і наводить в них, згідно із законом електромагнітної індукції, електрорушійну силу $e_A(t)$, $e_B(t)$, $e_C(t)$ у фазах A, B, C обмотки якоря.

Діюче значення наведеної ЕРС визначається за формулою

$$E_ф = \sqrt{2}\pi w_я k_{о.я} f \Phi_0, \qquad (8.82)$$

де Φ_0 — середнє значення основного магнітного потоку одного полюса; $w_я$ — кількість витків в обмотці якоря кожної фази; $k_{о.я}$ — коефіцієнт обмотки, який залежить від розподілу обмотки по кількох пазах, вкорочення кроку обмотки і скосу пазів; f — частота коливання основної ЕРС, яка визначається за формулою

$$f = \frac{n}{60} \cdot p, \qquad (8.83)$$

де n — частота обертання ротора; p — число пар полюсів основного магнітного поля ротора.

Оскільки магнітне поле перетинає провідники обмоток фаз A, B, C по черзі, у послідовності їх розміщення на циліндричній поверхні магнітопроводу, то синусоїдні ЕРС в обмотках фаз будуть зсунуті у часі одна відносно одної на третину періоду або на кут зсуву фаз $2\pi/3$ чи 120°.

Синусоїдні електрорушійні сили, наведені в обмотках фаз A, B, C основним магнітним полем, можна подати комплексами діючих значень:

$$\underline{E}_A = E_ф e^{j0°}, \qquad \underline{E}_B = E_ф e^{-j\frac{2\pi}{3}}, \qquad \underline{E}_C = E_ф e^{+j\frac{2\pi}{3}}. \qquad (8.84)$$

Магнітне поле якоря і магнітне поле розсіювання якоря, змінюючись за синусоїдним законом, згідно з (8.80, 8.81), наводять в обмотках фаз статора синусоїдні електрорушійні сили $e_я(t)$, $e_d(t)$, які є ЕРС самоіндукції. Діючі значення електрорушійних сил $e_я(t)$, $e_d(t)$ визначаються за формулами

$$E_я = X_я I_я, \quad E_d = X_d I_я, \tag{8.85}$$

де $X_я$, X_d — індуктивний опір та індуктивний опір розсіювання обмотки якоря, які залежать від індуктивностей $L_я$ і L_d і частоти коливань струму f:

$$X_я = 2\pi f L_я, \qquad X_d = 2\pi f L_d. \tag{8.86}$$

Синусоїдні ЕРС $e_я(t)$ та $e_d(t)$ можна подати комплексами діючих значень

$$\underline{E}_я = jX_я\underline{I}_я = \underline{U}_я, \qquad \underline{E}_d = jX_d\underline{I}_я = \underline{U}_d. \tag{8.87}$$

Обмотка якоря має активний опір $R_я$, який зумовлює втрати енергії в обмотці якоря та нагрівання обмотки. На рисунку 8.26 наведено електричну схему трифазних обмоток якоря синхронної машини, на яких відображено електромагнітні процеси в обмотці якоря, розглянуті вище.

Електричні схеми фаз A, B, C аналогічні між собою (за винятком фазних кутів), тому доцільно користуватися електричною схемою обмотки однієї фази, яка наведена на рисунку 8.27, *а*. Індуктивні опори доцільно об'єднати в один $X_c = X_я + X_d$, який називається *синхронним опором* обмотки якоря однієї фази. У синхронних машинах активний опір якоря однієї фази набагато менший за синхронний опір $R_я << X_c$, тому ним можна знехтувати порівняно з синхронним опором. Спрощену (з урахуванням нерівності $R_я << X_c$) електричну схему обмотки якоря однієї фази наведено на рисунку 8.27, *б*.

Рівняння електричного стану однієї фази обмотки якоря складаємо згідно з другим законом Кірхгофа
для генератора:

$$\underline{E} = U_ф + jX_c\underline{I}_я, \tag{8.88}$$

для двигуна:

$$\underline{U}_ф = E + jX_c\underline{I}_я. \tag{8.89}$$

На рисунку 8.28 наведені векторні діаграми, побудовані відповідно до рів-

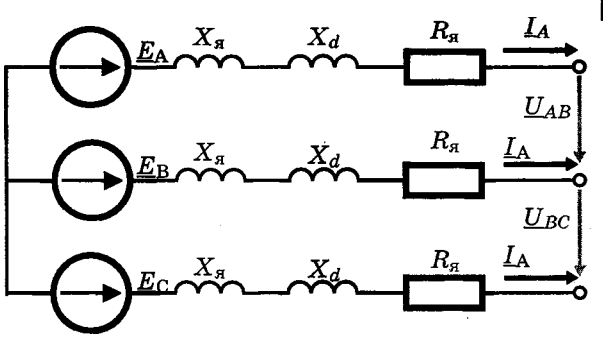


Рис. 8.26

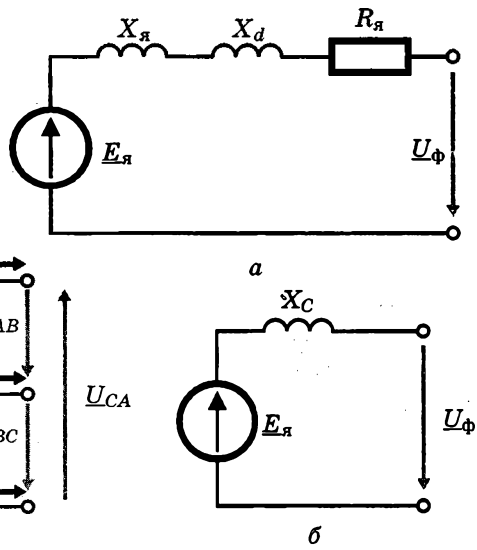


Рис. 8.27

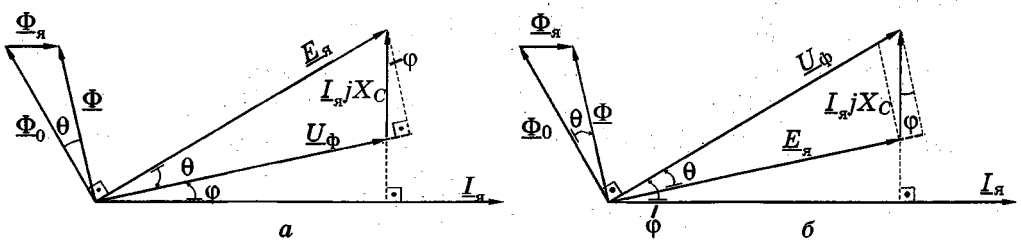


Рис. 8.28

нянь електричного стану (8.88) та (8.89). Якщо з кінця вектора E опустити перпендикуляр на вектор U (або на його продовження), то можна вивести важливе співвідношення

$$E \sin\theta = X_c I_я \cos\varphi \quad \text{або} \quad E \sin\theta / X_c = \underline{I}_я \cos\varphi, \tag{8.90}$$

де θ — кут між вектором електрорушійної сили $\underline{E}$ і напруги $\underline{U}_ф$. З другого боку, кут θ — це кут між основним магнітним потоком Φ_0 і сумарним магнітним потоком Φ.

8.9. Перетворення енергії у синхронних машинах. Електромагнітний момент

Перетворення енергії у будь-яких технічних пристроях супроводжується втратами енергії. У синхронних машинах такими втратами є:

електричні втрати в обмотці якоря

$$\Delta P_{e1} = m_1 I_я^2 R_я; \tag{8.91}$$

електричні втрати в обмотці збудження

$$\Delta P_{e2} = I_з^2 R_з; \tag{8.92}$$

втрати енергії у магнітопроводі якоря, що складаються з втрат на вихрові струми $\Delta P_{в.с}$ та втрат на перемагнічування (гістерезис) $\Delta P_г$

$$\Delta P_m = \Delta P_{в.с} + \Delta R_г; \tag{8.93}$$

механічні втрати енергії $\Delta P_{мех}$, спричинені тертям у підшипниках та втратами на вентиляцію;

додаткові втрати $\Delta P_{дод}$, зумовлені пульсаціями магнітної індукції у зазорі.

Коефіцієнт корисної дії синхронної машини визначається за формулою

$$\eta = \frac{P_1 - \Delta P_{e1} - \Delta P_{e2} - \Delta P_м - \Delta P_{мех} - \Delta P_{дод}}{P_1}, \tag{8.94}$$

де P_1 — потужність, яку споживає синхронна машина. Для синхронного генератора потужність P_1 — механічна і дорівнює добутку моменту M, прикладеному до валу ротора первинним двигуном, на кутову швидкість обертання ротора Ω, тобто $P_1 = M\Omega$. Для синхронного двигуна потужність P_1, яку двигун споживає з електричної мережі, дорівнює

$$P_1 = m_1 U_ф I_я \cos\varphi_ф. \tag{8.95}$$

Електромагнітний момент синхронної машини

Електромагнітний момент M синхронної машини зв'язаний з електромагнітною потужністю $P_{ем}$ і кутовою швидкістю обертання Ω ротора та магнітного поля залежністю

$$P_{ем} = M\Omega. \tag{8.96}$$

Електромагнітну потужність синхронної машини, яка передається через зазор за допомогою магнітного поля, можна також виразити формулою

$$P_{ем} = m_1 U_ф I_я \cos\varphi \pm (\Delta P_{e1} + \Delta P_м). \tag{8.97}$$

Знак «+» потрібно брати для генератора, а «−» — для двигуна.

Слід зазначити, що напрям дії електромагнітного моменту збігається з напрямом обертання у синхронному двигуні і протилежний у синхронному генераторі. Оскільки (8.96) та (8.97) визначають одну і ту саму величину, їх можна прирівняти, нехтуючи втратами ΔP_{e1}, $\Delta P_м$, і визначити з цієї рівності електромагнітний момент:

$$M = \frac{m_1 U_ф I_я \cos\varphi}{\Omega}. \tag{8.98}$$

Якщо у вираз (8.98) для моменту замість $I_я \cos\varphi$ підставити $E \sin\theta / X_c$ з (8.90), дістанемо

$$M = \frac{m_1 U_ф E}{X_c \Omega} \sin\theta. \tag{8.99}$$

А підставивши у (8.99) вираз для $\Omega = 2\pi f/p$, отримаємо

$$M = \frac{m_1 p U_ф E}{X_c 2\pi f} \sin\theta = M_{max} \sin\theta, \tag{8.100}$$

де M_{max} — максимальний момент, який визначається за формулою

$$M_{max} = \frac{m_1 p U_ф E}{X_c 2\pi f}. \tag{8.101}$$

Як випливає з (8.100), електромагнітний момент синхронної машини залежить від числа фаз m_1, діючого значення фазної напруги $U_ф$ та частоти f мережі, в яку ввімкнена синхронна машина; від параметрів синхронної машини: числа пар полюсів p та синхронного опору X_c, а також від кута θ. Кут θ залежить від навантаження на синхронну машину: чим більше навантаження, тим більший кут θ.

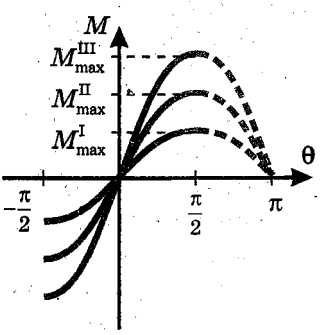


Рис. 8.29

Залежність (8.100) електромагнітного моменту від кута θ називається *кутовою характеристикою* синхронної машини (рис. 8.29).

Якщо до валу синхронної машини прикласти гальмівний момент навантаження більший за максимальний момент M_{max} (8.101), то кут θ

стане більшим, ніж $+\pi/2$, ротор гальмуватиметься, швидкість обертання зменшиться і синхронна машина випадає із синхронізму. Це призводить до аварії, тому синхронні машини працюють з кутом θ, значення якого знаходиться в межах 0...35°. Здатністю синхронної машини до перевантаження називається відношення

$$K = M_{max}/M_{ном}. \qquad (8.102)$$

8.10. Характеристики синхронних генераторів

Характеристики синхронних генераторів дають наочне уявлення про їх роботу у різних режимах і допомагають краще зрозуміти взаємозв'язок різних параметрів.

Характеристика холостого ходу генератора — це залежність напруги на виході генератора $U_{х.х}$ у режимі холостого ходу від струму $I_з$ в обмотці збудження (рис. 8.30), тобто $U_{х.х} = f(I_з)$ за незмінної частоти обертання ротора (n = const). Основний магнітний потік Φ_0 синхронної машини визначається за формулою

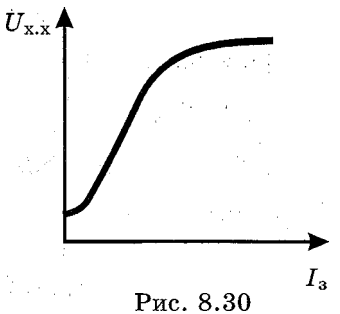


Рис. 8.30

$$\Phi_0 = \frac{I_з w_з}{R_с + R_р + R_\delta}, \qquad (8.103)$$

де $I_з$ — струм в обмотці збудження; $w_з$ — кількість витків обмотки збудження; $R_с$, $R_р$, R_δ — магнітні опори ділянок магнітопроводу статора, ротора і зазору.

Якщо підставити магнітний потік (8.103) у вираз (8.82) для діючого значення електрорушійної сили $E_ф$, дістанемо

$$U_{х.х} \cong E_ф = \sqrt{2}\pi w_я k_{оя} f \frac{w_з}{R_с + R_р + 2R_\delta} I_з. \qquad (8.104)$$

Нелінійний характер залежності $U_{х.х} = f(I_з)$ пояснюється нелінійним характером магнітних опорів $R_с$, $R_р$.

Зовнішня характеристика синхронного генератора — це залежність напруги на виході $U_ф$ від струму в обмотці якоря $I_я$, тобто $U_ф = f(I_я)$, за умови, що n = const і $I_з$ = const.

Зовнішня характеристика генератора залежить не тільки від властивостей генератора, а від характеру навантаження. На рис. 8.31 наведені зовнішні характеристики синхронного генератора для різного характеру навантаження і векторні діаграми, що ілюструють вплив характеру навантаження та його значення на зовнішню характеристику. За зовнішніми характеристиками можна обчислити *відносну зміну напруги* генератора:

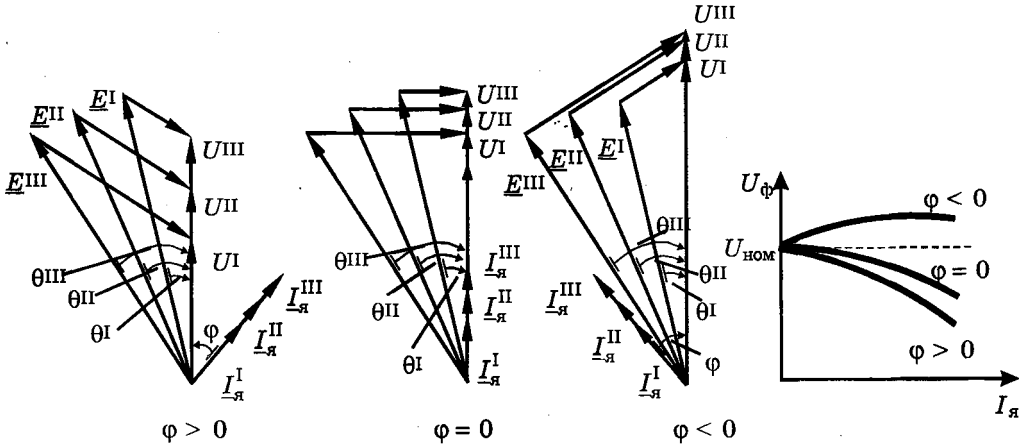


Рис. 8.31

$$\Delta U_{ном} = \frac{U_{х.х} - U_{ном}}{U_{ном}} \cdot 100\ \%, \qquad (8.105)$$

де $U_{х.х}$ — напруга генератора у режимі холостого ходу ($I = 0$); $\Delta U_{ном}$ — напруга генератора у режимі номінального навантаження ($I = I_{ном}$).

Регулювальна характеристика синхронного генератора — це залежність струму збудження $I_з$ від струму якоря $I_я$, тобто $I_з = f(I_я)$, за умови, що $U = \text{const}$. Як випливає з аналізу зовнішньої характеристики, напруга на виході генератора змінюється в широкому діапазоні залежно від зміни характеру та значення навантаження. Для більшості споживачів електричної енергії це неприпустиме. Щоб запобігти цьому, необхідно стабілізувати вихідну напругу генератора, регулюючи струм збудження.

Користуючись регулювальними характеристиками (рис. 8.32), змінюють струм збудження так, щоб за будь-якого струму навантаження підтримувати стабільну задану напругу на виході синхронного генератора.

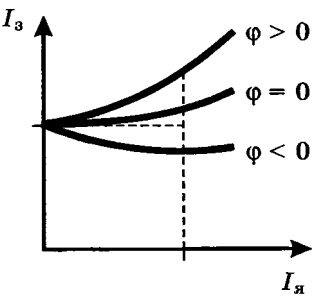
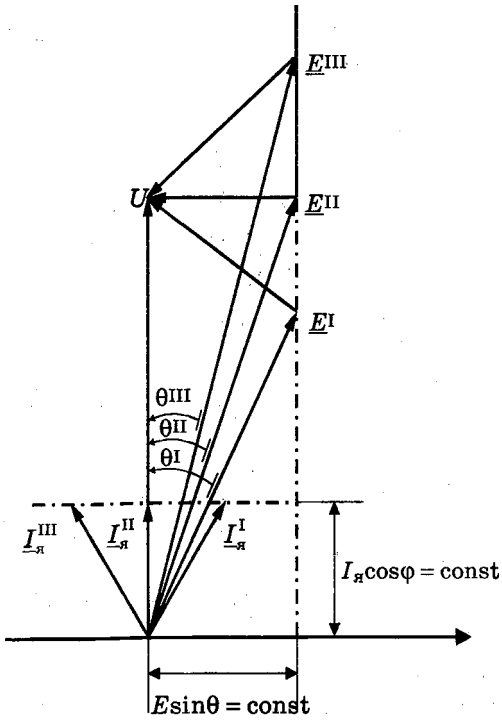


Рис. 8.32

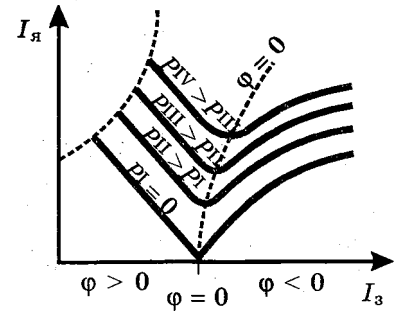
8.11. Характеристики синхронного двигуна

U-подібна характеристика синхронної машини

Залежність струму якоря $I_я$ від струму збудження $I_з$, за умови незмінного моменту $M = \text{const}$ та частоти обертання $n = \text{const}$, називається U-подібною характеристикою $I_я = f(I_з)$ синхронного двигуна. Як випливає з формули (8.104) і характеристики холостого ходу (рис. 8.30), що ілюструє цю



а



б

Рис. 8.33

формулу, збільшення струму збудження приводить до збільшення ЕРС. Поряд з цим на ЕРС накладене обмеження $E\sin\theta = \text{const}$.

Отже, зі збільшенням струму збудження збільшуватиметься діюче значення ЕРС і зменшуватиметься кут θ так, щоб виконувалась умова $E\sin\theta = \text{const}$. Оскільки навантаження на валу синхронної машини незмінне ($M = \text{const}$), незмінною залишатиметься активна складова струму якоря ($I_я\cos\varphi = \text{const}$). Зі зміною струму збудження змінюється тільки реактивна складова струму якоря, причому реактивну складову можна зробити як додатною (активно-індуктивний характер) і від'ємною (активно-ємнісний характер), так і рівною нулю (рис. 8.33).

Отже, за допомогою регулювання струму збудження можна регулювати реактивну енергію, яку споживає синхронний двигун. Властивість синхронного двигуна споживати ємнісну реактивну потужність є дуже цінною і застосовується для поліпшення коефіцієнта потужності трифазних систем.

Механічна характеристика синхронного двигуна

Механічна характеристика двигуна — це залежність частоти обертання ротора від моменту, прикладеного до вала ротора.

Частота обертання ротора синхронного двигуна n_2 дорівнює частоті обертання магнітного поля n_1 і залежить від частоти мережі f та числа пар полюсів p:

$$n_2 = n_1 = n = 60f/p.$$

Таким чином, частота обертання ротора не залежить від моменту на валу двигуна і залишається незмінною за будь-якого моменту у межах від

нуля до номінального (рис. 8.34). Така механічна характеристика називається *абсолютно жорсткою*.

Пуск синхронного двигуна

Як видно із механічної характеристики (рис. 8.34), синхронний двигун не має пускового моменту (механічна характеристика не перетинає вісь абсцис). Розглянемо це детальніше. Якщо увімкнути трифазну обмотку якоря у мережу, коли ротор нерухомий, то магнітне поле, збуджене струмами в обмотці якоря, тієї ж миті почне обертатися з частотою n, оскільки магнітне поле не має інерції. Якщо увімкнути живлення обмотки збудження, то на провідники обмотки ротора діятиме знакозмінна сила Ампера, яка змінюється з частотою $np/60$. Оскільки ротор синхронного двигуна досить масивний і має значну інерцію, то за півперіод дії сили одного знака ротор не зможе розігнатися до синхронної кутової швидкості.

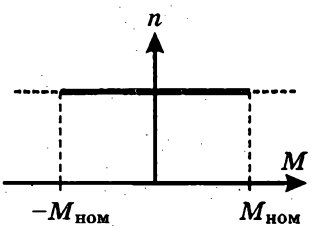


Рис. 8.34

Отже, для пуску синхронного двигуна необхідно ротор розігнати до частоти обертання, що майже дорівнює синхронній. Для здійснення цього використовують такі способи пуску синхронного двигуна:

асинхронний пуск за допомогою додаткової короткозамкненої пускової обмотки;

використання спеціального двигуна для розгону;

частотний пуск.

У режимі *асинхронного пуску* обмотку збудження замикають на реостат, який обмежує струм в обмотці збудження до номінального. Синхронний двигун у цей час працює як асинхронний. Під дією сил у пусковій короткозамкненій обмотці і в обмотці збудження, замкненій на реостат, ротор поступово набирає обертів і розганяється до підсинхронної частоти. Тоді обмотку збудження перемикають до джерела живлення і синхронний двигун втягується у синхронізм, тобто обертається із синхронною швидкістю.

Пуск за допомогою *спеціального розгінного двигуна* здійснюється тільки в режимі холостого ходу синхронного двигуна. Як розгінний двигун застосовують асинхронний двигун, або двигун постійного струму невеликої потужності, необхідний тільки для обертання ротора. Увімкнення обмотки статора у мережу здійснюється після перевірки та виконання умов синхронізації. *Частотний пуск* застосовують значно рідше. Для цього потрібне спеціальне трифазне джерело живлення, частоту і напругу якого можна змінювати у широких межах. У такому разі починають плавно від нуля збільшувати частоту, поступово доводячи її до номінальної.

Реверсування синхронного двигуна

Реверсування двигуна — це зміна напрямку обертання на протилежний. Здійснюється реверсування синхронного двигуна аналогічно асинхронному, тобто для цього потрібно поміняти місцями два лінійні проводи трифазної мережі на затискачах синхронного двигуна.

Контрольні запитання

1. Назвіть галузі застосування асинхронних двигунів.
2. Які основні властивості магнітного поля асинхронного двигуна?
3. У чому полягає принцип дії асинхронного двигуна?
4. Які електрорушійні сили наводяться в обмотці статора і ротора?
5. Від яких параметрів залежать втрати в асинхронному двигуні?
6. Що таке ковзання?
7. Де застосовуються синхронні генератори?
8. З яких основних частин складаються синхронні машини?
9. Від яких параметрів залежить частота обертання синхронного двигуна?
10. Що таке синхронний опір синхронної машини?

9. ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

9.1. Призначення і застосування електричних машин постійного струму

Електричні машини постійного струму, як і будь-які інші електричні машини, — це електромеханічні перетворювачі енергії.

Машинам постійного струму, як і іншим електричним машинам, притаманна енергетична оберненість, а саме: машина однієї і тієї самої конструкції може працювати і як генератор, і як двигун. Генератори постійного струму перетворюють механічну енергію обертального руху в енергію постійного струму, а двигуни постійного струму — навпаки.

Історично склалося так, що першими були винайдені, побудовані і застосовані на практиці машини постійного струму. Застосовуються машини постійного струму і тепер, але галузі їх застосування звужуються. Сучасні системи енергозабезпечення працюють на трифазному змінному струмі. Генератори постійного струму застосовуються для живлення пристроїв, які споживають постійний струм: електролітичні ванни, акумуляторні батареї під зарядкою, електрозварювальні пристрої, двигуни постійного струму. Застосовуються вони також на рухомих об'єктах: автомобілях, літаках, залізничному транспорті, морських та річкових суднах.

Слід відзначити, що з бурхливим розвитком силових напівпровідникових приладів (потужних тиристорів і транзисторів) і широким застосуванням їх у керованих і некерованих випрямлячах та інверторах — пристроях для перетворення змінного струму у постійний і навпаки, застосування генераторів постійного струму різко зменшується. Причиною цього є істотні недоліки машин постійного струму, а саме: наявність у машин постійного струму дорогого і ненадійного вузла — колекторно-щіткового механізму; іскріння під час роботи під навантаженням, що робить неможливим експлуатацію у вибухонебезпечних середовищах; складна технологія виготовлення; необхідність догляду за машиною.

Двигуни постійного струму застосовуються значно ширше, ніж генератори. Це пояснюється важливими перевагами двигунів постійного струму:

можливістю плавно, простими засобами і у широких межах змінювати частоту обертання;

значним пусковим моментом і одночасно незначним пусковим струмом;

здатністю до перевантажень.

Зазначені позитивні якості двигунів постійного струму зумовлюють широке застосування їх у системах автоматичного керування, автомобільному, залізничному та морському транспорті, міському електротранспорті тощо. Зазначені вище недоліки машин постійного струму притаманні і двигунам, що обмежує їх застосування. Виробництво і широке застосування потужних силових тиристорів і транзисторів для виготовлення спеціальних джерел електроенергії зі змінною частотою і напругою, призначених для живлення і частотного керування швидкістю обертання асинхронних двигунів, призводить до витіснення ними двигунів постійного струму із галузей їх традиційного застосування. Останнім часом створені і успішно застосовуються двигуни постійного струму, в яких механічний колектор замінено на безконтактний комутатор на напівпровідникових елементах.

9.2. Будова електричних машин постійного струму

Генератори і двигуни постійного струму за будовою принципово не відрізняються один від одного. Конструктивно машина постійного струму (рис. 9.1) складається з нерухомого статора й рухомого ротора, розділених повітряним зазором.

Статор складається зі станини *1*, до якої прикріплено осердя основних *2* і додаткових *3* полюсів. На цих осердях розміщено *котушки* обмотки *збудження 4* і обмотки *додаткових* полюсів *5*. Станина, а також осердя основних і додаткових полюсів є частинами магнітопроводу. Обмотка збудження, як і в синхронній машині, створює МРС збудження і відповідний основний магнітний потік. Обмотка додаткових полюсів створює МРС для компенсації реакції якоря і поліпшує умови комутації (усуває іскріння в ковзних контактах «щітка — колектор»).

Осердя основних полюсів або їх наконечники виготовляють шихтованими (із стальних штампованих листів), а додаткові — масивними або та-

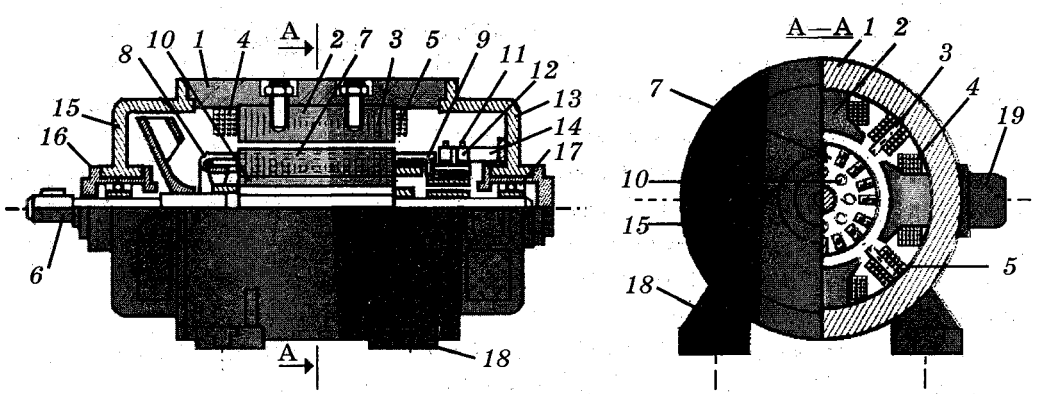
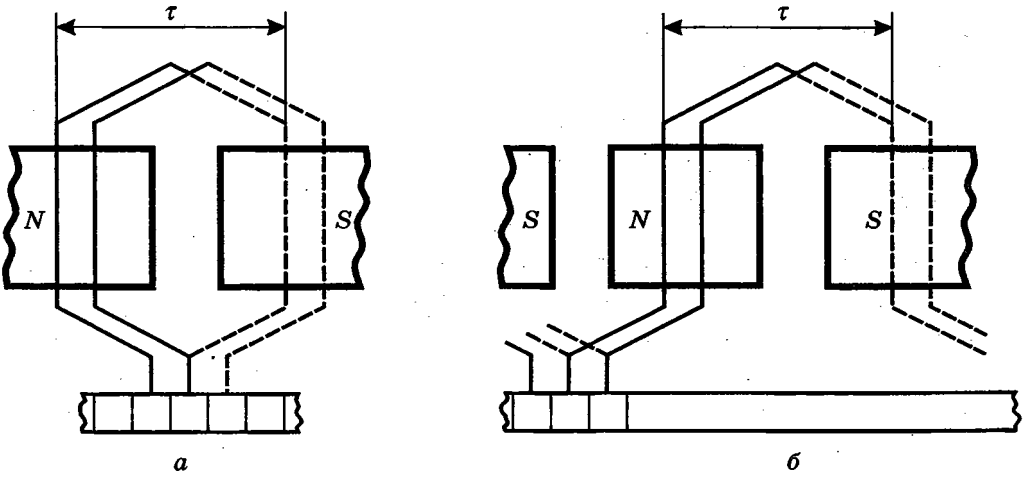


Рис. 9.1



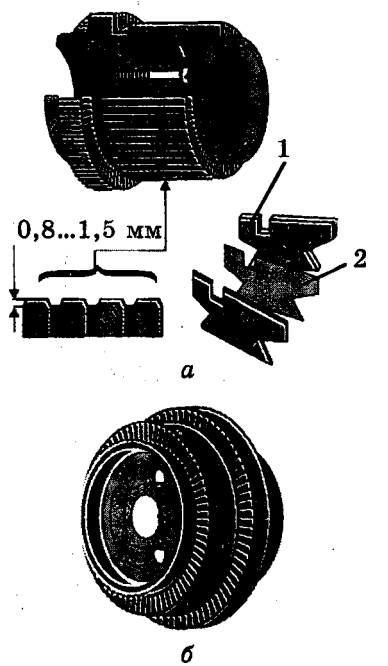
а *б*

Рис. 9.2

кож шихтованими. Це робиться з метою зменшення втрат потужності від вихрових струмів, які наводяться в наконечниках основних полюсів завдяки пульсаціям магнітного потоку в повітряному зазорі під час обертання зубчастого якоря. Полюси прикріплюються до станини болтами. Котушки основних і додаткових полюсів виготовляються з ізольованого мідного проводу круглого чи прямокутного перерізу.

Якір, закріплений на валу *6*, складається з *осердя 7* (яке є частиною магнітопроводу машини), *обмотки 8* та *колектора 9*. Осердя якоря, яке перемагнічується з частотою f, збирають з ізольованих листів електротехнічної сталі. У пази осердя вкладають секції обмотки якоря, котра, як і в машинах змінного струму, може бути *петльова* (рис. 9.2, *а*) або *хвильова* (рис. 9.2, *б*).

Обмотку виготовляють *двошаровою*: у кожному пазі вкладено дві частини різних секцій — одна поверх іншої. *Кінці секцій* припаюють до *відповідних колекторних пластин*. Секції можуть бути одно- і багатовитковими. Над колектором встановлюють *щітки 11* (див. рис. 9.1), які розміщуються у щіткотримачах, закріплених на підшипниковому щиті *13* за допомогою траверси *14*. Щітки притискаються до колектора за допомогою пружин, натиск яких можна регулювати. Виводи від обмоток збудження і якірної групи розміщують у клемній коробці *19*.



а

б

Рис. 9.3

Якір з'єднано зі статором за допомогою підшипникових щитів *13* та *15*. На якорі встановлено підшипники *16* та *17*. Уся машина кріпиться до фундаменту за допомогою лап *18*. Для охолодження електричних машин передбачено аксіальні канали *10*.

Крім зазначених обмоток, у наконечниках основних полюсів машини постійного струму зі складними умовами комутації (прокатні, спеціального призначення тощо) розміщують *компенсаційну обмотку*, яка з'єднується послідовно з обмоткою якоря так, щоб магнітний потік від струму в ній був спрямований назустріч потоку від струму якоря і повністю компенсував би його реакцію.

Особливим конструктивним компонентом, властивим машинам постійного струму, є *колектор*. Здебільшого колектор виготовляють у вигляді *циліндра* (рис. 9.3), який зібрано з клиноподібних *пластин 1* із твердої міді; між пластинами розміщені *ізоляційні прокладки 2* з міканіту.

9.3. Принцип дії генератора і двигуна постійного струму

Машини постійного струму мають властивість енергетичної оборотності. Це означає, що робота і генератора і двигуна базується на одних і тих самих принципах.

Якщо обмотку збудження увімкнути до джерела електричної енергії, то по обмотці йтиме постійний струм. Під дією струму створюється основне магнітне поле електричної машини. За допомогою основних полюсів і, зокрема, наконечників цих полюсів формується рівномірний розподіл індукції по дузі циліндричної поверхні ротора. Обмотка збудження разом з магнітопроводами статора і ротора називається *індуктором*, тобто тією частиною електричної машини, що створює основне магнітне поле.

Під дією сумарного моменту, прикладеного до ротора, він обертається. Провідники обмотки, обертаючись разом із ротором, перетинають лінії основного магнітного поля і, згідно із законом електромагнітної індукції, в них наводиться електрорушійна сила. Та частина електричної машини, в якій наводиться ЕРС, прийнято називати *якорем*. Отже, в машинах постійного струму якорем є обмотка ротора. За допомогою колекторно-щіткового вузла здійснюється ковзний електричний контакт між рухомим колектором і нерухомими клемами машини. Через це ковзне з'єднання електрорушійна сила передається на клеми машини.

Електрорушійна сила якоря двигуна спрямована проти струму. Рухаючи електричні заряди проти ЕРС двигуна, зовнішнє джерело електричної енергії виконує роботу, передаючи свою енергію двигуну. Двигун таким чином споживає електричну енергію.

У генераторі постійного струму, навпаки, під дією ЕРС якоря протікає струм у споживачеві. Генератор віддає електричну енергію.

Провідники обмотки якоря зі струмом знаходяться в основному магнітному полі і на них діє сила Ампера. Сумарний момент сил Ампера усіх провідників обмотки ротора становить *електромагнітний момент* машин постійного струму. Він є гальмівним моментом, напрям якого протилежний напряму обертання. Долаючи цей момент, первинний двигун обертає ротор протилежно напряму його дії, виконуючи при цьому роботу і, таким чином, механічна енергія первинного двигуна перетворюється в електричну. Електромагнітний момент двигуна є рушійним. Прикладений до валу виконавчого механізму електромагнітний момент обертає цей вал, переборюючи дію сил опору виконавчого механізму, спрямованих проти напряму руху валу. Електрична енергія, яку споживає двигун від джерела, перетворюється в механічну енергію обертального руху виконавчого механізму.

9.4. Магнітне поле електричних машин постійного струму

Магнітне поле електричних машин постійного струму складається з двох частин: основного магнітного поля і магнітного поля якоря.

Струм $I_з$, який протікає по обмотці збудження з числом витків $w_з$, створює магніторушійну силу (МРС) обмотки збудження $F_з = I_з w_з$.

Під дією магніторушійної сили створюється магнітний потік Φ_0 основного магнітного поля, який замикається через основні полюси, магнітопровід статора і ротора і двічі перетинає повітряний зазор. Схему магнітного кола наведено на рисунку 9.4. Магнітний потік Φ_0 основного поля визначається за законом Ома для магнітного кола:

$$\Phi_0 = 2F_П/(2R_\delta + 2R_П + R_П + R_р), \qquad (9.1)$$

де R_δ, $R_П$, $R_с$, $R_р$ — магнітний опір відповідно зазору, основного полюса, магнітопроводів статора і ротора; $F_П$ — магніторушійна сила обмотки одного полюса, яка зв'язана з МРС збудження залежністю

$$F_з = 2F_П. \qquad (9.2)$$

Щоб зменшити пульсацію, необхідно мати розподіл індукції основного магнітного поля у зазорі якомога рівномірнішим. Це досягається вибором форми наконечника основного полюса, внаслідок чого розподіл індукції основного магнітного поля має вигляд криволінійної трапеції (рис. 9.5)

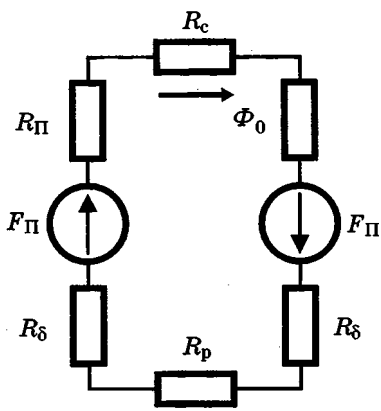


Рис. 9.4

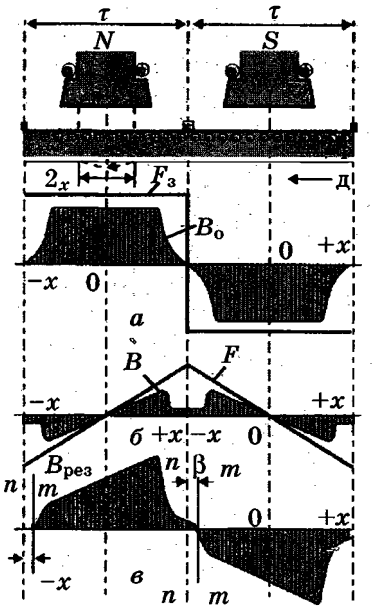


Рис. 9.5

Магнітне поле якоря збуджують провідники зі струмом обмотки якоря, розподіл яких вздовж дуги поверхні ротора рівномірний. Розподіл магнітної індукції поля якоря наведено на рисунку 9.5. Розподіл сумарної індукції можна визначити за методом суперпозиції: алгебраїчно додати ординати кривих індукції B_0 основного поля і поля якоря $B_я$. Вплив магнітного поля якоря на основне магнітне поле машини називається *реакцією якоря* (рис. 9.6). Реакція якоря має негативний вплив на роботу машини постійного струму:

спотворюється рівномірний розподіл магнітної індукції вздовж дуги зазору;

внаслідок насичення магнітопроводу зменшується основний магнітний потік.

Щоб зменшити негативний вплив реакції якоря, застосовують компенсаційну обмотку (к.о.), провідники якої розміщені в наконечниках основних полюсів (рис. 9.7). Компенсаційну обмотку вмикають послідовно з обмоткою якоря, пропускаючи по ній струм якоря. Магнітний потік якоря і компенсаційної обмотки збуджуються одним і тим самим струмом і спрямовані один протилежно одному. Таким чином, здійснюється компенсація (я.к.) негативного впливу реакції якоря.

Негативний вплив реакції якоря зменшують також, застосовуючи додаткові полюси (д.п.). Обмотку додаткових полюсів (рис. 9.8) вмикають послідовно з обмоткою якоря, тому магнітне поле додаткових полюсів залежить від струму якоря. Додаткові полюси розміщують так, щоб магнітні

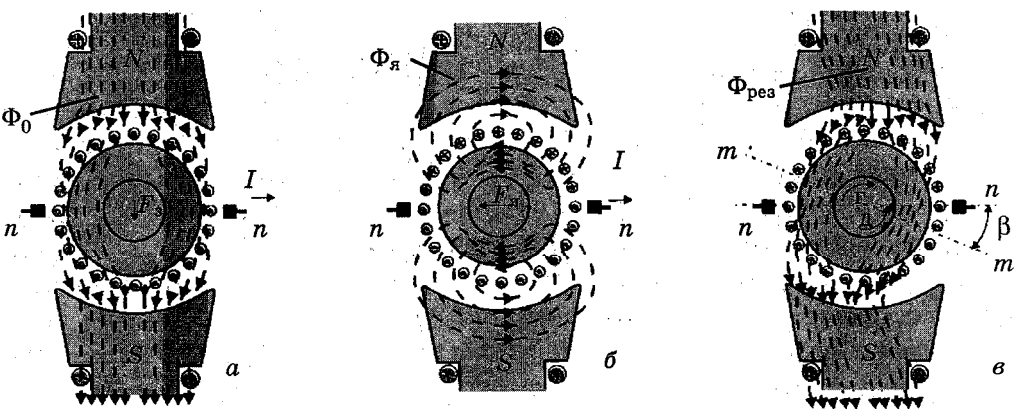


Рис. 9.6

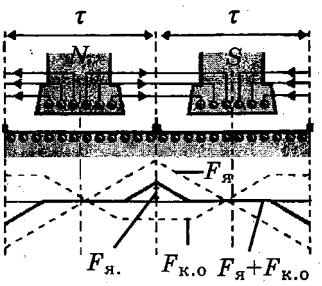


Рис. 9.7

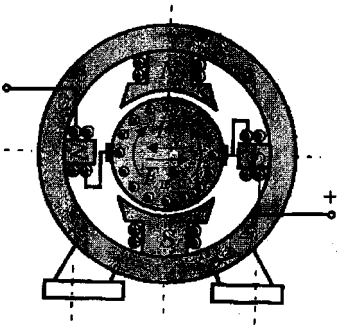


Рис. 9.8

поля якоря і додаткових полюсів були протилежними один одному і таким чином компенсувався негативний вплив реакції якоря.

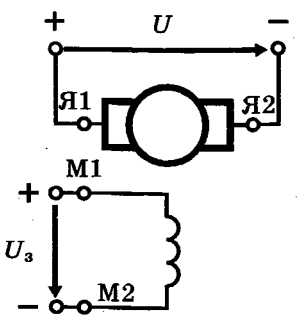
Способи збудження основного магнітного поля

Основне магнітне поле машини постійного струму створюється струмом в обмотці збудження. Залежно від того як вмикається обмотка, розрізняють такі способи збудження:

незалежне, в якому обмотка збудження живиться від незалежного джерела (рис. 9.9);

паралельне (*шунтове*), в якому обмотка збудження вмикається паралельно обмотці якоря (рис. 9.10);

послідовне (*серієсне*), в якому обмотка збудження і обмотка якоря увімкнені послідовно (рис. 9.11);



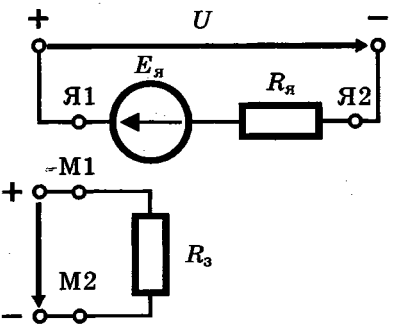
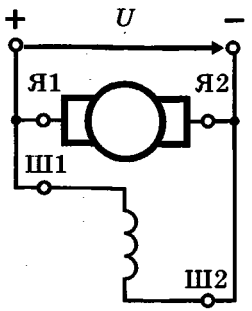


Рис. 9.9



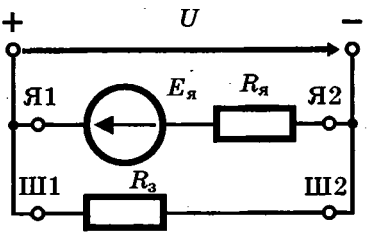
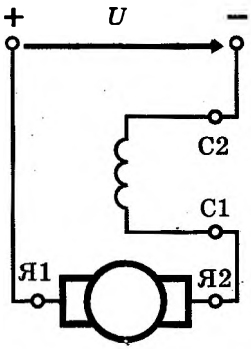


Рис. 9.10



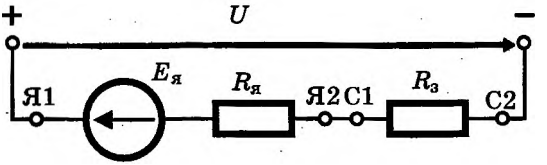
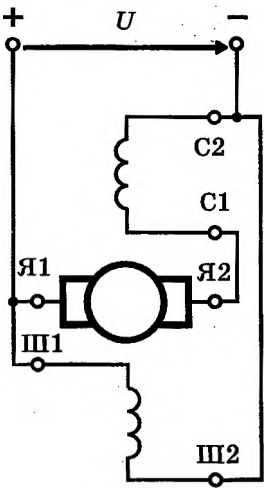


Рис. 9.11



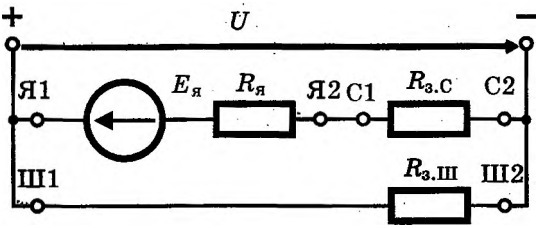


Рис. 9.12

змішане (*компаундне*) з паралельною і послідовною обмотками збудження (рис. 9.12).

Крім того, електричні машини постійного струму можуть збуджуватися постійними магнітами. Початки і кінці обмоток збудження, згідно зі стандартом, позначаються так:

обмотка якоря — Я1, Я2;
обмотка додаткових полюсів — Д1, Д2;
компенсаційна обмотка — К1,К2;
обмотка збудження незалежна — М1,М2;
обмотка збудження паралельна (шунтова) — Ш1,Ш2;
обмотка збудження послідовна (серієсна)— С1,С2.

9.5. Електромагнітні процеси в обмотках машин постійного струму

Обмотка якоря машин постійного струму складається з окремих секцій, кінці яких приєднані до двох сусідніх пластин колектора. Секції з'єднані між собою послідовно. *Секція* — це котушка, яка складається з двох ро-

бочих частин і двох лобових частин (рис. 9.13). Робочі частини секції укладаються в пази магнітопроводу ротора і мають довжину l, яка дорівнює довжині магнітопроводу. Провідники лобової частини з'єднують робочі провідники і мають довжину τ, яка дорівнює полюсній поділці.

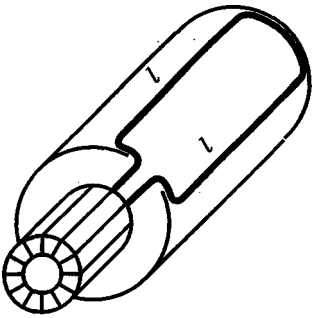
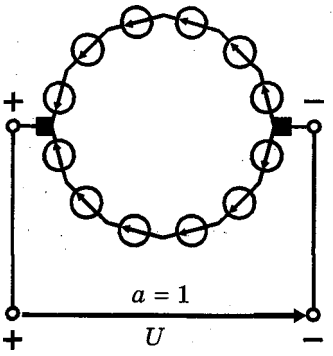


Рис. 9.13

Таким чином, робочі частини секції знаходяться у магнітному потоці протилежних полюсів. Обмотки якоря можуть укладатися петльовим (рис. 9.2, *а*) або хвильовим (рис 9.2, *б*) способом.

Обмотки якоря діляться a парами щіток на $2a$ віток, увімкнених паралельно щіткам (рис. 9.14).



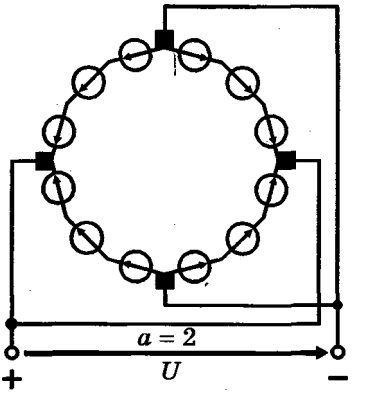


Рис. 9.14

Кількість секцій у кожній паралельній вітці дорівнює $N/2a$. Електрорушійна сила обмотки якоря дорівнює

$$E_я = c_E \Phi n, \qquad (9.3)$$

де c_E — стала, яка визначається конструкцією машини,

$$c_E = p \cdot N/60 \cdot a. \qquad (9.4)$$

Наявність опору $R_я$ обмотки якоря спричинює втрати енергії на нагрівання. Таким чином, схема заміщення обмотки якоря містить два елементи $E_я$ і $R_я$, з'єднані послідовно (рис. 9.15).

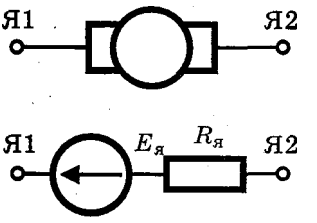


Рис. 9.15

ЕРС в обмотці збудження не наводиться і тому її можна моделювати одним резистивним елементом (рис. 9.16).

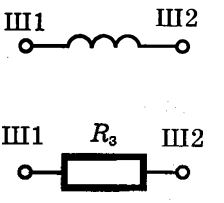


Рис. 9.16

Рівняння електричного стану обмотки якоря складаємо за другим законом Кірхгофа:

для генератора: $E_я = U + I_я \cdot R_я$; (9.5)

для двигуна: $U = E_я + I_я \cdot R_я$. (9.6)

9.6. Комутація в електричних машинах постійного струму

Комутацією називають процес зміни напряму струму у секціях обмотки якоря електричної машини постійного струму при переході їх з однієї паралельної вітки в іншу. У більш широкому значенні під комутацією розуміють усі явища і процеси, що виникають у ковзному електричному контакті між щіткою і пластинами колектора.

Негативним наслідком комутації є іскріння. Причини іскріння бувають механічні та електромагнітні. До основних механічних причин, що зумовлюють іскріння внаслідок порушення щільності прилягання щітки до пластини колектора, належать: відхилення поверхні колектора від циліндричності, мікронерівності та забруднення робочої поверхні колектора, наявність виступаючих пластин та ізоляційних прокладок, невідрегульований натиск щіток і т. ін.

Електромагнітні причини іскріння розглянемо детальніше. Обмотка якоря поділена a парами щіток (див. попередній параграф) на $2a$ паралельних віток.

Напрям струму в двох сусідніх вітках взаємно протилежний. Обертаючись, секція переходить з однієї вітки в іншу і напрям струму у секції змінюється на протилежний, тобто від $+I$ до $-I$.

Упродовж періоду комутації секція є замкнутою накоротко і утворює замкнутий контур. У цьому замкнутому контурі наводяться, згідно із законом електромагнітної індукції, такі електрорушійні сили:

самоіндукції e_L, що зумовлена зміною струму у контурі з $+I$ до $-I$;

взаємоіндукції e_M, зумовлена зміною струму з $+I$ до $-I$ у сусідній секції, оскільки щітка може одночасно перемикати не одну, а кілька секцій;

комутаційна електрорушійна сила $e_к$, зумовлена рухом закороченої секції (контуру) у спільному магнітному полі основних полюсів, додаткових полюсів і обмотки якоря.

За умови відсутності наведених ЕРС, струм у секції змінюється лінійно від $+I$ до $-I$. Така комутація називається *прямолінійною* і є ідеальною. У реальних машинах у закороченій секції під дією електрорушійних сил e_L, e_M, $e_к$ проходять додаткові струми, які спотворюють лінійний хід комутації і вона стає сповільненою. Це призводить до того, що під краєм колекторної пластини, яка відходить з-під щітки, густина струму зростає. Виникають сприятливі умови для іскріння під краєм щітки, від якого пластини відходять.

Щоб зменшити негативні наслідки комутації, вживають такі заходи:

1. Встановлюють додаткові полюси у проміжку між основними полюсами. По обмотках додаткових полюсів пропускають струм якоря, який

збуджує додаткове магнітне поле такого значення, щоб комутаційна електрорушійна сила $e_к$ компенсувала електрорушійні сили e_L та e_M у закороченій секції.

2. Щітки зміщують з лінії симетрії основного магнітного поля (геометрична *n-n* нейтраль) на лінію симетрії сумарного магнітного поля (фізична нейтраль *m-m*, див. рис 9.6).

3. Використовують спеціальні матеріали для виготовлення щіток.

9.7. Перетворення і втрати енергії. Коефіцієнт корисної дії машин постійного струму

Для електричних машин постійного струму внаслідок енергетичної оберненості складові втрат потужності однакові як для генератора, так і для двигуна. Втратами потужності є:

1) електричні $\Delta P_е$ в обмотках якоря і збудження, контактах;

2) магнітні $\Delta P_м$ у магнітопроводі електричної машини, зумовлені вихровими струмами та перемагнічуванням;

3) механічні $\Delta P_{мех}$, спричинені тертям у підшипниках, тертям щіток до колектора, тертям ротора до повітря;

4) додаткові $\Delta P_{дод}$, пов'язані із зубчатістю якоря, наявністю поля розсіювання.

Коефіцієнт корисної дії електричної машини постійного струму — це відношення корисної потужності P_2 до затраченої P_1:

для генератора

$$\eta = P_2/P_1 = U \cdot I/U \cdot I - \Delta P_е - \Delta P_м - \Delta P_{мех} - \Delta P_{дод}; \qquad (9.7)$$

для двигуна

$$\eta = P_2/P_1 = (U \cdot I - \Delta P_е - \Delta P_м - \Delta P_{мех} - \Delta P_{дод})/(U \cdot I). \qquad (9.8)$$

9.8. Електромагнітний момент машини постійного струму

На кожен провідник довжиною l обмотки якоря зі струмом I_a, який знаходиться у магнітному полі з індукцією B, діє сила Ампера, значення якої дорівнює $F_1 = B \cdot I_a \cdot l$. Напрям сили Ампера визначається за правилом лівої руки.

Момент сили Ампера одного провідника, який лежить у пазу ротора діаметром D, дорівнює $M_1 = F_1 \cdot D/2$.

Сумарний момент сил Ампера усіх N провідників обмотки якоря називається *електромагнітним моментом* машини постійного струму і визначається як

$$M = NM_1 = NBI_a l\, D/2. \qquad (9.9)$$

Обмотка якоря ділиться, як зазначалося (9.6), a парами щіток на $2a$ паралельних віток, тому струм якоря складається з $2a$ струмів віток:

$$I_я = I_a \cdot 2a. \tag{9.10}$$

Виразивши індукцію основного магнітного поля B через основний магнітний потік Φ і площу $S = l\tau$ одного полюса:

$$B = \Phi_0/\tau l = \Phi_0 2p/(\pi Dl), \tag{9.11}$$

отримаємо формулу для електромагнітного моменту з урахуванням (9.10) і (9.11) у вигляді

$$M = N \cdot \Phi_0 2p/(\pi Dl) \cdot I_я/2a \cdot l \cdot D/2. \tag{9.12}$$

Виконавши нескладні алгебраїчні перетворення, дістанемо

$$M = c_M \cdot \Phi_0 \cdot I_я, \tag{9.13}$$

де $c_M = pN/(2\pi a)$ — *конструктивна стала* моменту.

9.9. Генератори постійного струму

За способом збудження генератори постійного струму розрізняють такі:
незалежного збудження;
самозбудження.

У свою чергу генератори самозбудження залежно від способу увімкнення обмотки збудження поділяються на такі види:
паралельного збудження;
послідовного збудження;
змішаного збудження.

Самозбудження генераторів постійного струму

Режим роботи генератора, у якому обмотка збудження живиться від самого генератора, називається *самозбудженням*. Самозбудження можливе лише за наявності залишкового магнетизму у магнітній системі генератора. У процесі виготовлення генераторів їх спеціально намагнічують, пропускаючи через обмотку збудження струм від окремого джерела. Обертаючись, провідники обмотки якоря перетинають лінії залишкового магнітного потоку $\Phi_{зл}$ і у них наводиться залишкова ЕРС $E_{зл}$. Залишкова ЕРС в обмотці збудження з опором $R_з$, послідовно з якою увімкнений регулювальний реостат з опором $R_р$ для регулювання вихідної напруги генератора, створює початковий струм $I_{з0} = E_{зл}/(R_з + R_р)$.

Якщо опір збудження не буде *занадто великим*, а напрям дії ЕРС, що наводиться струмом збудження, *збігається* з напрямом дії залишкової ЕРС, то струм у колі збудження *збільшуватиметься*. Струм збудження припинить збільшуватися, коли відношення ЕРС до струму збудження дорівнюватиме опору кола збудження (точка A на рис. 9.17).

Отже, змінюючи опір регульованого реостата, можна задавати значення електрорушійної сили. Діапазон зміни струму збудження, а отже, і ЕРС, обмежений, з одного боку, опором обмотки збудження $R_з$ (якщо $R_р = 0$), коли досягається максимальне значення ЕРС E_{max} і струму збудження $I_{з.max}$, з другого боку — тією обставиною, що при занадто великому опорі кола збудження залишкового намагнічування виявиться недостатньо, аби мати стійкі значення струму збудження і ЕРС якоря. Існує деякий критичний опір кола збудження $R_{кр}$, при якому кут нахилу прямої близький до кута нахилу прямолінійної частини характеристики холостого ходу і тому процес самозбудження стає неможливим (рис. 9.17). Зменшувати напругу холостого ходу, збільшуючи опір кола збудження, можна лише до $E_{min} = (0,6...0,7) \cdot U_{ном}$. За цих умов і визначається критичний опір кола збудження $R_{кр} = E_{min}/I_{з.кр}$.

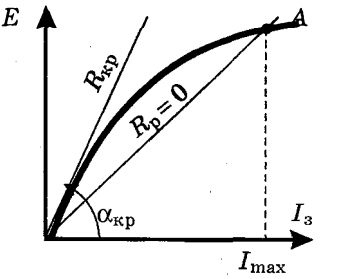


Рис. 9.17

Отже, для того щоб здійснити самозбудження генератора, потрібно виконати такі умови (умови самозбудження):

у магнітній системі генератора має бути залишковий магнітний потік;

напрям основного магнітного потоку, створеного струмом збудження, має збігатися з напрямом залишкового магнітного потоку;

опір кола збудження не може перевищувати критичний опір.

Характеристики генераторів постійного струму

Основними характеристиками, які визначають властивості генераторів, є:

холостого ходу;

зовнішня;

регулювальна.

Характеристика холостого ходу генератора постійного струму — це залежність напруги на розімкнутих виводах генератора U_0 від струму в обмотці збудження $I_з$ за відсутності струму в обмотці якоря ($I_я = 0$) та $n = const$. У такому разі, згідно з рівнянням електричного стану, $U_0 = E$, а ЕРС прямо пропорційна основному магнітному потоку: $E_я = c_E \Phi n$. Отже, характеристика холостого ходу аналогічна кривій намагнічування генератора постійного струму. Характеристику холостого ходу знімають експериментально, збільшуючи струм збудження від нуля до такого значення, при якому $U = 1,25\, U_{ном}$, а потім знову зменшують до нуля. При цьому отримують висхідну і низхідну вітки характеристики (рис. 9.18). Розбіжність віток пояснюється наявністю *гістерезису* у магнітопроводі машини.

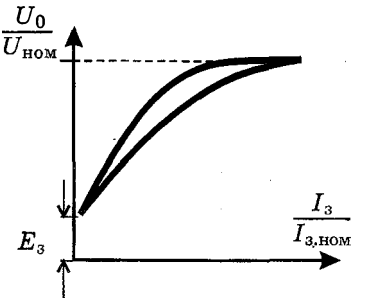


Рис. 9.18

За відсутності струму збудження ($I_з = 0$) в обмотці якоря наводиться *залишкова* ЕРС ($E_{зл} = (2\ \%...3\ \%)U_{ном}$), зумовлена *залишковим* магнетизмом.

Характеристика холостого ходу знімається за умови нульового струму в обмотці якоря ($I_я = 0$), тому обмотка збудження живиться від автономного джерела. Отже, характеристика холостого ходу визначає властивості генератора постійного струму незалежно від системи збудження.

Зовнішня характеристика генератора — це залежність вихідної напруги генератора від струму навантаження $U = f(I)$, за умови, що струм в обмотці збудження $I_з = \text{const}$ і частота обертання $n = \text{const}$. Зовнішню характеристику генератора з *незалежним збудженням* наведено на рисунку 9.19.

Напруга на виході генератора з незалежним збудженням визначається з рівняння електричного стану обмотки якоря:

$$U = E_я - I_я R_я = c_E \Phi n - I_я R_я.$$

Напруга на виході генератора зменшується з двох причин:

через падіння напруги на внутрішньому опорі генератора;

внаслідок зменшення ЕРС якоря, зумовленого розмагнічувальною дією реакції якоря. Остання — має місце при струмах більших за номінальний.

У разі зменшення опору навантаження до нуля струм генератора дорівнюватиме струму короткого замикання, який перевищує номінальний струм більш як у десять разів.

Зовнішню характеристику генератора з *паралельним збудженням* маємо (див. рис. 9.19) нижче від зовнішньої характеристики генератора з незалежним збудженням. Це пояснюється тим, що, крім двох зазначених для генератора незалежного збудження причин зниження напруги у генераторі з паралельним збудженням, діє ще й третя: зменшення напруги спричинює зменшення струму збудження $I_з = U/(R_з + R_р)$. Це зумовлює зменшення основного магнітного потоку і відповідне зменшення ЕРС генератора. Тому при номінальному навантаженні спад напруги ΔU досягає рівня 8...15 %. Це більше, ніж у генераторі з незалежним збудженням.

До того ж, якщо струм навантаження зростає більше за номінальний внаслідок зменшення опору навантаження, то сумарний магнітний потік зменшується як внаслідок реакції якоря, так і через зменшення струму збудження. Генератор розмагнічується настільки, що подальше зменшення опору навантаження не приводить до зростання струму. Навпаки, струм, досягнувши деякого критичного значення $I_{кр}$, яке здебільшого у 2...2,5 раза більше за номінальне значення, починає зменшуватися, а напруга наближається до нуля (що відповідає короткому замиканню обмотки якоря). Струм короткого замикан-

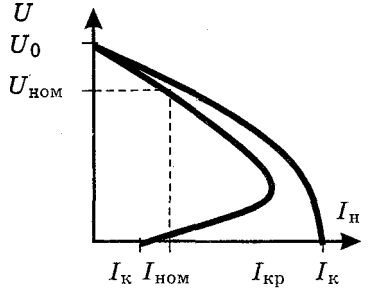


Рис. 9.19

ня у генераторі з паралельним збудженням створюється тільки під дією залишкової ЕРС і становить 0,4...0,8 $I_{ном}$.

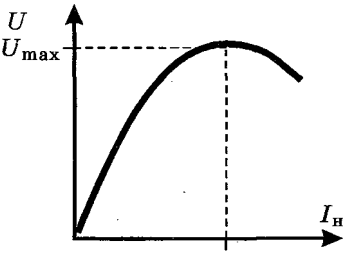


Рис. 9.20

У генератора з *послідовним збудженням* по обмотці якоря, обмотці збудження і в опорі навантаження проходить один і той же струм. Тому в режимі холостого ходу напруга генератора дорівнює нулю, а при збільшенні навантаження зростає і досягає максимального значення. Далі, у зв'язку з тим, що магнітна система генератора насичується і основний магнітний потік майже не змінюється, напруга починає зменшуватися з тих самих причин, що і в генераторі з незалежним збудженням (рис. 9.20). Такі генератори непридатні для живлення більшості електричних споживачів, які потребують стабільної напруги живлення, і тому застосовуються дуже рідко.

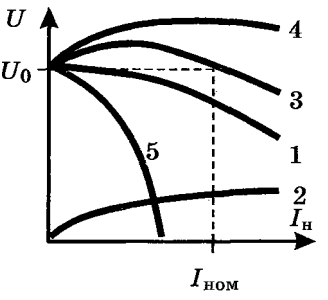


Рис. 9.21

Зовнішню характеристику генератора *зі змішаним збудженням* можна навести у вигляді сумарної характеристики двох обмоток збудження (рис. 9.21). При ввімкненні лише паралельної обмотки напруга зменшується із зростанням струму навантаження (крива 1). При ввімкненні лише послідовної обмотки напруга зростає зі збільшенням струму навантаження (крива 2). Вмикаючи *узгоджено* обидві обмотки збудження, тобто таким чином, що магнітні потоки цих обмоток збігаються за напрямом у просторі, можна домогтися, аби напруга генератора зі зміною струму навантаження у діапазоні від нуля до номінального залишалася б майже незмінною (крива 3). Практично можна забезпечити зміну напруги 2...3 %.

Якщо обмотки збудження ввімкнути *зустрічно*, тобто таким чином, щоб магнітні потоки цих обмоток були спрямовані у просторі назустріч один одному, то можна отримати (при відповідному співвідношенні числа витків) крутоспадну (крива 5) зовнішню характеристику генератора. Зустрічне ввімкнення обмоток збудження застосовують у зварювальних генераторах та інших спеціальних машинах.

Регулювальна характеристика $I_з = f(I)$ показує (рис. 9.22), як необхідно змінювати струм збудження $I_з$, щоб за змінного навантаження напруга генератора не змінювалась (U = const). Змінюють струм збудження за допомогою регулювального реостата, ввімкненого послідовно з обмоткою збудження.

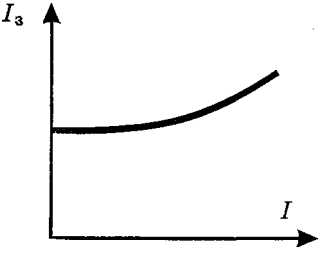


Рис. 9.22

9.10. Двигуни постійного струму

Двигуни постійного струму призначені для перетворення електричної енергії у механічну енергію обертального руху.

За способом збудження двигуни постійного струму поділяються на двигуни *незалежного, паралельного, послідовного* і *змішаного збудження.*

Реверсування двигунів. Реверсуванням двигунів називають зміну напряму обертання його ротора. Як випливає з формули моменту двигуна $M = c_M \Phi_0 I_я$, напрям обертального моменту можна змінити або зміною напряму магнітного потоку, або зміною напряму струму якоря. Практично це можна виконати, якщо поміняти місцями виводи обмотки якоря або обмотки збудження. Якщо ж одночасно поміняти місцями виводи обох обмоток або змінити полярність живлення, то напрям обертання двигуна залишиться такий самий.

Пуск двигунів. У момент пуску двигунів постійного струму масивний ротор за інерцією залишається нерухомим ($n = 0$). ЕРС, що наводиться в обмотці якоря $E_я = c_E \Phi n = 0$. Тому струм якоря у момент пуску досягає максимально можливого значення $I_п = U_{ном}/R_я$, що у 10...20 разів перевищує номінальний струм. Це може призвести до псування двигуна і спричинити сильне іскріння під щітками. Враховуючи ці обставини, застосовують такі способи пуску:

прямий, коли обмотка якоря вмикається безпосередньо до мережі;

реостатний, за якого в коло якоря вмикається реостат для обмеження струму;

плавне підвищення напруги на обмотці якоря.

Прямий пуск застосовується в основному для двигунів малої потужності (одиниці ват), в яких опір обмотки якоря доволі великий. Реостатний пуск набув найбільшого поширення, бо дає змогу на порядок зменшити пусковий струм якоря, оскільки

$$I_п = U/(R_я + R_п), \qquad (9.14)$$

де $R_п$ — опір пускового реостата, який увімкнено послідовно з обмоткою якоря (рис. 9.23). Опір пускового реостата добирається таким, щоб $I_п = (1{,}5...2)I_{ном}$. Коли двигун починає обертатися, ЕРС якоря зростає, а струм якоря зменшується:

$$I_я = (U - c_E \Phi n)/(R_я + R_п). \qquad (9.15)$$

Із зростанням частоти обертання опір пускового реостата поступово зменшується до нуля (рис. 9.23).

По закінченні розгону двигуна пусковий реостат має бути виведений повністю, оскільки не розрахований на тривале проходження струму.

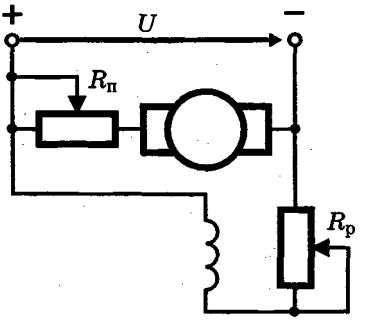


Рис. 9.23

Під час реостатного пуску втрачається значна частина енергії. Цей недолік можна усунути, якщо пуск двигуна здійснити плавним підвищенням напруги на обмотці якоря. Для цього необхідно мати автономне джерело електроенергії з керованою напругою (генератор або керований випрямляч). Таке джерело використовують також для керування частотою обертання двигуна.

Опір кола збудження під час пуску має бути мінімальним, тоді струм збудження і магнітний потік машини будуть максимальними. У такому разі швидко зростає ЕРС якоря, пусковий обертальний момент досягає максимального значення, внаслідок чого двигун швидше розганяється і скорочується час проходження значного пускового струму.

Механічна характеристика

Механічна характеристика — це залежність частоти обертання n двигуна від моменту M на валу двигуна, тобто $n = f(M)$ за незмінності струму збудження ($I_з$ = const) і напруги живлення (U = const).

Двигун з паралельним збудженням. Залежність $n = f(M)$ можна виразити аналітично, якщо з формули $E_я = c_E \Phi n$ виразити $n = E_я/(c_E\Phi)$, а $E_я$ — з рівняння $U = E_я + R_я I_я$. Тоді

$$n = U/(c_E\Phi) - (R_я/c_E\Phi) \cdot I_я. \qquad (9.16)$$

Отриману залежність називають *електромеханічною характеристикою* двигуна. Якщо ж з $M = c_M \Phi I_я$ виразити $I_я$ і підставити в рівняння електромеханічної характеристики двигуна

$$n = U/(c_E\Phi) - (R_я/c_E c_M \Phi^2) \cdot M, \qquad (9.17)$$

то отримана залежність є *механічною характеристикою* двигуна постійного струму з паралельною системою збудження. З погляду математики рівняння (9.17) — це рівняння прямої лінії (рис. 9.24)

$$n = n_{х.х} - k_M M, \qquad (9.18)$$

де $n_{х.х}$ — частота обертання двигуна в режимі холостого ходу, тобто відрізок, який відтинає графік механічної характеристики на осі ординат. Коефіцієнт $k_м = R_я/c_E c_M \Phi^2$ — це тангенс кута нахилу механічної характеристики до осі абсцис. Опір обмотки якоря $R_я$ двигунів невеликий і тому зі збільшенням моменту на валу частота обертання n майже не зменшується. Такого типу характеристики називають *жорсткими*.

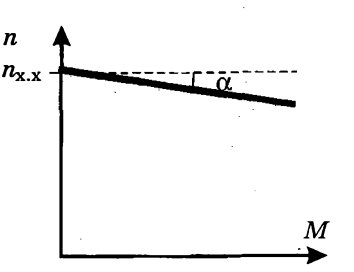


Рис. 9.24

Двигун з послідовним збудженням. Якщо струм якоря двигуна змінюється у межах від нуля до номінального, магнітна система ненасичена, і можна вважати, що основний магнітний потік приблизно пропорційний струму якоря

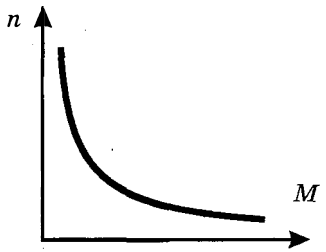


Рис. 9.25

$\Phi \cong c_\Phi I_я$. Враховуючи це співвідношення, можна отримати вираз механічної характеристики двигуна з послідовним збудженням (рис. 9.25)

$$n = \sqrt{c_M / c_E^2 c_\Phi} \cdot (U/\sqrt{M}) - (R_я + R_з)/c_\Phi c_E . \quad (9.19)$$

Зі зміною моменту навантаження частота обертання двигуна різко змінюється, тому таку механічну характеристику називають *м'якою*. У режимі холостого ходу, якщо момент на валу зменшувати до нуля, частота двигуна необмежено зростає і двигун «йде урозкидку». Струм, який споживає двигун послідовного збудження з мережі, зі збільшенням навантаження зростає повільніше порівняно з двигуном паралельного збудження. Це пояснюється тим, що одночасно зі зростанням струму зростає основний магнітний потік і обертальний момент двигуна компенсує момент навантаження при меншому струмі.

Отже, перевантажувальна спроможність двигуна послідовного збудження більша порівняно з двигуном паралельного збудження. Ця позитивна якість двигуна послідовного збудження використовується там, де можливі значні механічні перевантаження двигуна: на електротранспорті, у підйомно-транспортних механізмах та в інших пристроях.

Двигун зі змішаним збудженням. Обмотки збудження можуть вмикатися узгоджено і неузгоджено. У разі узгодженого ввімкнення обмоток механічна характеристика двигуна змішаного збудження розміщена між механічними характеристиками двигунів паралельного та послідовного способів збудження (рис. 9.26). Двигуни змішаного збудження з характеристикою такого типу мають значний пусковий момент і усувається можливість необмеженого зростання частоти обертання в разі зменшення навантаження, тобто в режимі холостого ходу. Змінюючи співвідношення кількості витків обох обмоток, можна отримати будь-яку проміжну механічну характеристику.

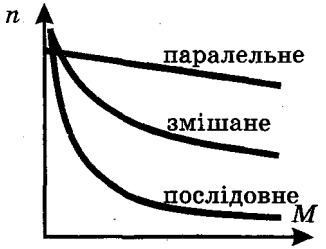


Рис. 9.26

Керування частотою обертання. Аналіз механічної характеристики двигуна свідчить, що керувати частотою обертання двигуна можна, змінюючи:

магнітний потік Ф основних полюсів (полюсне керування);

опір в колі обмотки якоря (реостатне керування);

напругу живлення (якірне керування).

Керування частотою обертання двигуна зміною магнітного потоку здійснюється регулювальним реостатом $R_р$, увімкненим послідовно з обмоткою збудження (рис. 9.27).

Зі збільшенням опору регулювального реостата зменшується струм збудження, а значить, зменшується й основний магнітний потік. Це призводить, по-перше, до збільшення частоти обертання у режимі холостого ходу, а по-друге, до збільшення кутового коефіцієнта механічної характеристики. Однак $R_я$ залишається невеликим і жорсткість механічних характеристик зберігається.

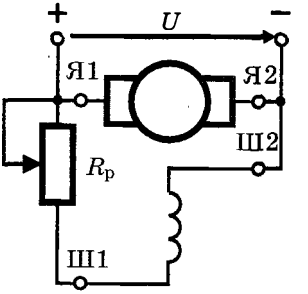


Рис. 9.27

На рисунку 9.28, крім *природної механічної характеристики*, яка відповідає $R_р = 0$, наведено кілька механічних характеристик, знятих за умови зменшеного магнітного потоку. Як видно з рисунка, зміною магнітного потоку можна тільки збільшувати частоту обертання відносно природної характеристики. В такий спосіб можна збільшити частоту обертання не більш як у два рази порівняно з номінальною. Подальше збільшення частоти обертання призводить до погіршення комутації та інших негативних наслідків.

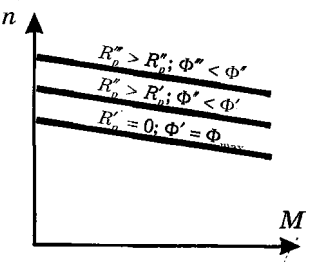


Рис. 9.28

Другий спосіб керування частотою обертання двигуна — зміною опору у колі обмотки якоря — здійснюється за допомогою регулювального реостата $R_Д$, ввімкненого послідовно з обмоткою якоря (рис. 9.29). Пусковий реостат непридатний для керування, тому що розрахований на короткотерміновий режим роботи. Рівняння механічної характеристики для цього способу керування має вигляд:

$$n = U/(c_E\Phi) - \left((R_я + R_Д)/c_E c_M \Phi^2\right) \cdot M. \qquad (9.20)$$

Механічні характеристики, побудовані на підставі (9.20), наведено на рисунку 9.30. У даному разі частота обертання в режимі холостого ходу однакова для будь-якого значення опору регулювального реостата, а змінюється лише нахил механічних характеристик. Механічна характеристика, для якої $R_р = 0$, називається *природною*, а характеристики, для яких $R_р \neq 0$, — *штучними*.

Цим способом можна тільки зменшувати частоту обертання відносно природної механічної характеристики. Крім того, для даного способу характерні великі втрати енергії, а отже, низький коефіцієнт корисної дії. Це пов'язано з тим, що через регулювальний реостат проходить струм якоря, який набагато більший за струм

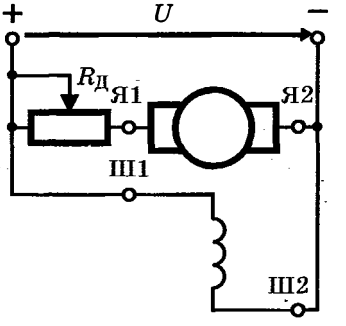


Рис. 9.29

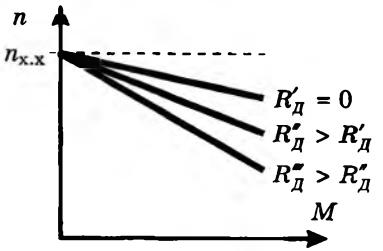


Рис. 9.30

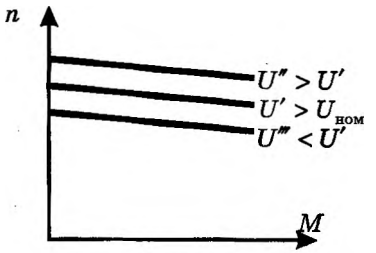


Рис. 9.31

збудження і тому потужність втрат набагато більша від потужності втрат у попередньому способі керування.

Третій спосіб керування частотою обертання двигуна полягає у зміні напруги живлення якоря. Для реалізації цього способу необхідно мати спеціальне джерело живлення, напругу якого можна змінювати у широких межах. Це можуть бути або генератори постійного струму, або керовані випрямлячі, які живляться від трифазної мережі промислової частоти. На рисунку 9.31 наведені механічні характеристики двигуна паралельного збудження з керуванням частотою обертання зміною напруги. З рівняння механічної характеристики випливає, що зі зміною напруги частота змінюється прямо пропорційно, тобто механічна характеристика зміщується паралельно самій собі, не змінюючи кутового коефіцієнта. Цей спосіб широко застосовується в системах автоматичного керування, де лінійна залежність дуже важлива.

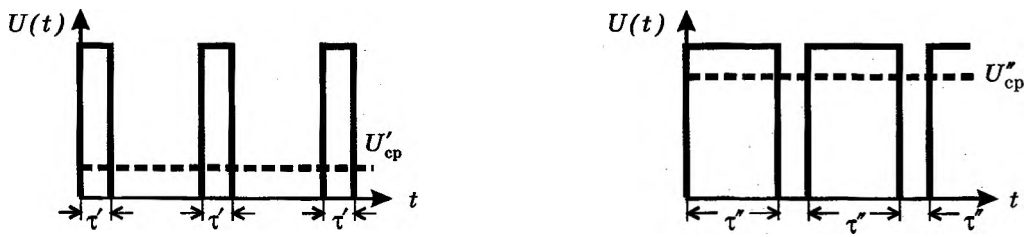


Рис. 9.32

До даного способу належить також *імпульсне керування* частотою обертання двигуна. Суть імпульсного керування полягає у тому, що напруга живлення обмотки якоря імпульсна. Двигун постійного струму як система дуже інерційна реагує тільки на середні значення струму і напруги. Тому, якщо змінювати тривалість імпульсів живлення за незмінної амплітуди і частоти імпульсів, змінюватиметься і середнє значення імпульсної напруги живлення $U_{ср}$ (рис. 9.32). Частота обертання n змінюватиметься залежно від значення $U_{ср}$ відповідно до формули $n = U_{ср}/(c_E\Phi) - (R_я/c_E c_M \Phi^2) \cdot M$. Механічні характеристики імпульсного способу керування аналогічні наведеним на рисунку 9.31.

Контрольні запитання

1. У яких галузях знайшли застосування машини постійного струму?
2. З яких частин складаються машини постійного струму?
3. У чому полягає принцип дії двигуна постійного струму?
4. Якими способами може збуджуватися основне магнітне поле машини постійного струму?
5. Що таке комутація?
6. Від яких параметрів залежить електромагнітний момент машини постійного струму?
7. Від яких параметрів залежить частота обертання двигунів постійного струму з паралельною системою збудження?
8. Що таке зовнішня характеристика генератора постійного струму?
9. Якими способами можна регулювати частоту обертання двигуна постійного струму?
10. Назвіть переваги двигуна зі змішаним збудженням порівняно з двигунами з паралельним збудженням.

10. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

10.1. Електричні властивості напівпровідників

Усі речовини за електропровідністю, яка характеризується питомою електричною провідністю γ, поділяються на такі класи:

провідники ($\gamma = 10^6...10^8$ См/м);

напівпровідники ($\gamma = 10^{-8}...10^5$ См/м);

діелектрики ($\gamma = 10^{-8}...10^{-13}$ См/м).

Напівпровідники займають проміжне положення між провідниками та діелектриками (звідси й походить їх назва). Головна особливість напівпровідників — зростання питомої електричної провідності з підвищенням температури, на відміну від провідників, у яких із підвищенням температури питома електрична провідність зменшується.

Крім того, електропровідність напівпровідників істотно залежить від зовнішніх чинників: нагрівання, опромінення, електричних і магнітних полів, тиску, прискорення, а також від наявності навіть дуже незначної кількості домішок. У сучасній електронній промисловості для виготовлення напівпровідникових кристалів (чіпів) використовується в основному кремній (Si). Застосовується також арсенід галію (GaAs) і германій (Ge). Властивості напівпровідників можна пояснити за допомогою зонної теорії твердого тіла.

Атоми будь-якої речовини складаються з позитивно зарядженого ядра і негативно заряджених електронів, які рухаються по замкнутих орбітах навколо ядра.

Головне положення (постулат) зонної теорії полягає в тому, що електрони не можуть мати довільне значення енергії, а тільки дискретні або квантовані значення. Тому електрон може рухатися тільки на певних дозволених орбітах, які відповідають дискретним значенням енергії.

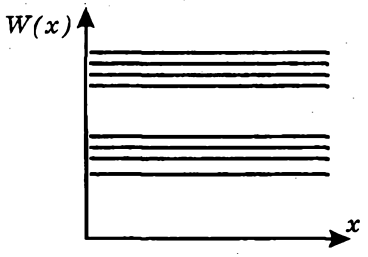


Рис. 10.1

Дозволені значення енергії W електрона можна показати наочно за допомогою діаграми рівнів енергії (рис. 10.1). Чим більше віддалена орбіта від ядра, тим більша енергія електрона на цій орбіті. Найвищі рівні займають валентні електрони, тобто електрони, які взаємодіють з іншими атомами, забезпечуючи молекулярні зв'язки.

У твердому тілі атоми об'єднуються й утворюють кристалічну гратку. Електричні рівні окремих атомів розміщуються дуже близько один

до одного і майже зливаються, утворюючи *енергетичні зони*. За аналогією з енергетичними рівнями окремих атомів, енергетичні зони у твердому тілі можуть бути *дозволеними* й *забороненими*. Енергетична зона, у якій розміщуються енергетичні рівні валентних електронів, називається *валентною зоною*. Дозволені зони, у яких відсутні електрони, називаються *вільними зонами*. Вільна зона, в якій знаходяться електрони, називається *зоною провідності*. Зона провідності завжди розташована вище від валентної зони.

Власна електропровідність напівпровідника

Поділ речовин за електропровідністю на провідники, напівпровідники, діелектрики з погляду зонної теорії можна пояснити таким чином. Провідники — це речовини, у яких валентна зона і зона провідності перекриваються (рис. 10.2, *а*). Якщо внести провідник в електричне поле, то електрон під дією поля отримуватиме енергію і переміщуватиметься на вищий рівень у зоні провідності, тобто по провіднику йтиме електричний струм.

У діелектриках валентна зона повністю заповнена електронами і відділена від зони провідності забороненою зоною (рис. 10.2, *б*). Для того щоб електрон перейшов із валентної зони у зону провідності, йому необхідно надати енергію, яка б перевищувала ширину забороненої зони $\Delta W_д$ діелектрика. Енергії теплового руху недостатньо, щоб подолати цей бар'єр — заборонену зону, і тому за нормальних умов у зоні провідності діелектрика відсутні електрони — діелектрик не може проводити електричний струм.

У напівпровіднику (рис. 10.2, *в*) ширина забороненої зони $\Delta W_{нп}$ набагато менша за ширину забороненої зони діелектрика. Якщо температура напівпровідника дорівнює нулю за термодинамічною шкалою, то вільних електронів у зоні провідності немає. З підвищенням температури (або внаслідок дії інших

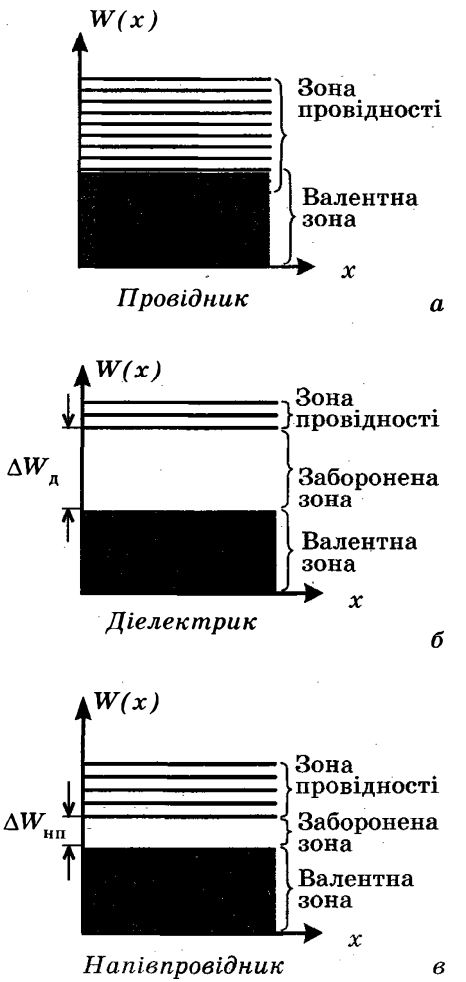


Рис. 10.2

чинників, наприклад опромінення) частина ковалентних зв'язків розривається й електрони отримують енергію, достатню для того, щоб подолати енергетичний бар'єр (заборонену зону) і перейти у зону провідності. Втративши валентний електрон, атом перетворюється у додатний іон. На тому місці, де раніше був електрон, з'являється вільне («вакантне») місце — *дірка*. Дірку можна вважати за умовний носій заряду, що дорівнює заряду електрона, але позитивної полярності. Процес утворення пар *електрон – дірка* називається *генерацією* пари носіїв заряду.

Зворотний процес — процес захоплення електрона діркою валентної зони називається *рекомбінацією*. Середня тривалість існування пари електрон – дірка між генерацією й рекомбінацією називається *тривалістю життя* носіїв заряду. Середня відстань, яку проходять носії заряду за тривалість життя, називається *дифузною довжиною* носіїв заряду. Перехід електрона з вищого енергетичного рівня провідності на нижчий рівень валентної зони супроводжується вивільненням енергії, яка випромінюється у вигляді кванту світла або передається кристалічній гратці.

Із збільшенням температури число генерацій за одиницю часу зростає, але зростає і число рекомбінацій. Таким чином, встановлюється динамічна рівновага для кожного значення температури. Концентрація електронів n_i дорівнює концентрації дірок p_i ($n_i = p_i$). Якщо відсутнє електричне поле, то електрони й дірки рухаються хаотично. Якщо ж на напівпровідник впливати зовнішнім електричним полем, то електрони й дірки, рухаючись хаотично, почнуть рухатися під дією поля: дірка у напрямі електричного поля, електрони — протилежно полю. Такий упорядкований рух електронів і дірок під дією електричного поля називається *дрейфом*.

Другим видом упорядкованого руху носіїв заряду є рух носіїв із зони з більш високою концентрацією носіїв у зону з меншою концентрацією. Такий вид упорядкованого руху називається *дифузією*.

Електропровідність напівпровідника, зумовлена генерацією носіїв заряду під дією зовнішніх чинників (нагрівання, опромінення і т. ін.), називається *власною* електропровідністю.

Домішкова електропровідність напівпровідників

Як зазначалося раніше, електропровідність напівпровідника значною мірою залежить від наявності мізерної кількості домішок. Це широко використовується в сучасній електронній промисловості для надання напівпровідникам заданих властивостей.

Найпоширеніший напівпровідниковий матеріал — кремній — чотиривалентний, тобто має чотири валентні електрони, що знаходяться на зовнішній оболонці атома кремнію. Кремній має кристалічну будову, тобто атоми кремнію розміщені у вузлах кристалічної гратки і зв'язані з чотирма сусідніми атомами гратки ковалентними зв'язками (рис. 10.3).

Для домішок використовують або п'ятивалентні елементи (сурма, миш'як, фосфор), або тривалентні (індій, галій, алюміній). Наприклад, у разі заміщення у кристалічній гратці атома кремнію атомом п'ятивалентного миш'яку, чотиривалентні електрони атома миш'яку утворюють ковалентні зв'язки з сусідніми атомами кремнію, а п'ятий електрон буде вільним (рис. 10.4).

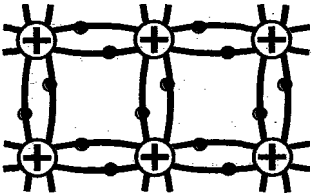


Рис. 10.3

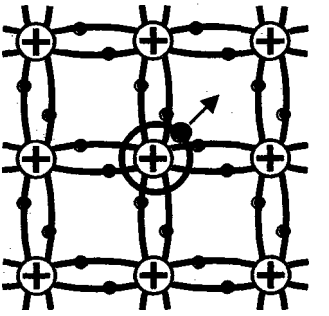


Рис. 10.4

Домішка, внесення якої збільшує концентрацію вільних електронів, називається *донорною* домішкою. З погляду зонної теорії внесення донорної домішки у напівпровідник створює домішкову валентну зону, яка або перекривається зоною провідності, або відділена від неї вузькою забороненою зоною $\Delta W_д$ (рис. 10.5). Для напівпровідника з донорною домішкою достатньо електричного поля з незначною напруженістю для того, щоб електрони з домішкової зони, долаючи невеликий бар'єр шириною $\Delta W_д$, змогли перейти у зону провідності і забезпечили б проходження струму. Електропровідність напівпровідника з донорною домішкою забезпечується електронами, і тому такий напівпровідник називається *n-напівпровідником* (від negative — негативний).

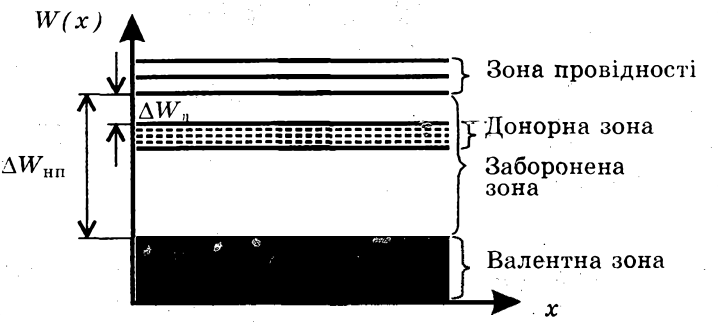


Рис. 10.5

Розглянемо тепер процеси у напівпровіднику, до складу якого внесли тривалентну домішку (наприклад, індій). Атом індію заміщує у вузлі кристалічної гратки атом кремнію. Три валентні електрони індію утворюють ковалентні зв'язки з трьома сусідніми атомами кремнію. Для утворення четвертого ковалентного зв'язку не вистачає одного електрона, тобто утворюється «вакантне», незайняте місце — *дірка* (рис 10.6). Домішка, внесення якої збільшує концентрацію дірок, називається *акцепторною*.

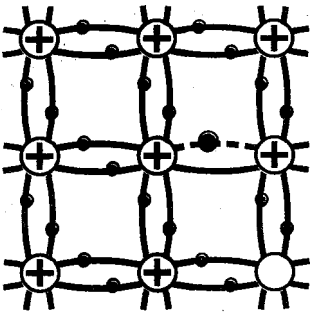


Рис. 10.6

Внесення акцепторної домішки у напівпровідник створює домішкову валентну зону, яка або перекривається валентною зоною, або відділена від неї вузькою забороненою зоною шириною ΔW_a (рис. 10.7). Для переходу електрона з валентної зони у домішкову необхідно подолати незначний бар'єр. Перехід електрона з валентної зони у домішкову породжує дірку у валентній зоні. Якщо подіяти на такий напівпровідник електричним полем, то електричний струм забезпечуватимуть в основному дірки валентної зони. Тому напівпровідник з акцепторною домішкою має діркову провідність і називається *р-напівпровідником* (від *positive* — позитивний).

У *р*-напівпровідниках концентрація дірок, зумовлена внесенням акцепторної домішки, набагато більша за концентрацію електронів власної електропровідності напівпровідника. Тому дірки у *р*-напівпровіднику називаються *основними* носіями заряду, а електрони — *неосновними*.

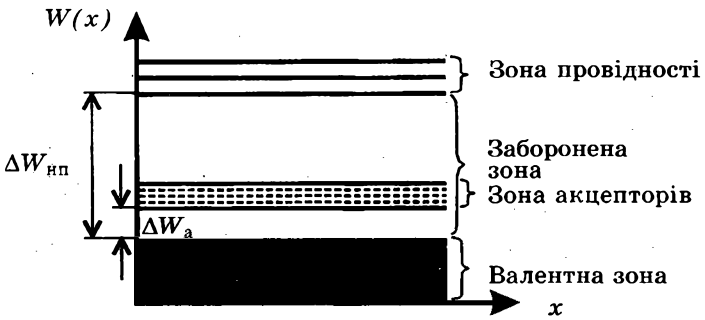


Рис. 10.7

У *n*-напівпровідниках, навпаки, *основними носіями* є електрони, а *неосновними* — дірки.

10.2. Напівпровідникові терморезистори

Напівпровідниковий терморезистор — це резистор, виготовлений з напівпровідникового матеріалу, опір якого залежить від температури. Розрізняють два типи терморезисторів: термістор, опір якого зі збільшенням температури зменшується, і позистор, у якого опір збільшується зі збільшенням температури.

Для виготовлення термісторів використовуються напівпровідники з електронною провідністю, як правило, оксиди металів і суміші оксидів. Конструктивно термістори виготовляють у вигляді дисків, кульок, шайб.

Температурна характеристика терморезистора — це залежність опору терморезистора R від температури. Для більшості напівпровідників у широкому інтервалі температур залежність електричного опору терморезистора від температури виражається експоненціальним законом:

$$R = a \cdot \exp(b/T), \qquad (10.1)$$

де a — коефіцієнт, який залежить від конструктивних розмірів і матеріалу; b — коефіцієнт, який залежить від концентрації домішок у напівпровіднику; T — абсолютна температура.

Основним параметром, який характеризує роботу терморезистора, є температурний коефіцієнт опору

$$TKR = ((\Delta R/\Delta T)/R)\ 100\ \%,$$

який виражає процентну зміну опору терморезистора від зміни температури.

Вольт-амперна характеристика термістора — це залежність напруги на термісторі від струму в умовах теплової рівноваги між термістором і довкіллям.

На рис. 10.8 показані статичні вольт-амперні характеристики термісторів.

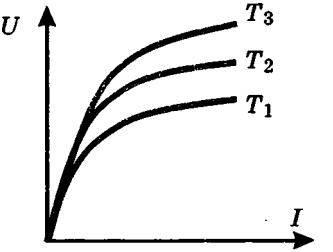


Рис. 10.8

Лінійність характеристики для малих струмів і напруг пояснюється тим, що теплова енергія, яка виділяється у термісторі, недостатня для істотної зміни його температури.

Термістори застосовуються як первинні вимірювальні перетворювачі температури (див. розд. 6) у вимірювальних пристроях. Термістори доцільно застосовувати там, де необхідно виміряти температуру малих об'єктів. Наприклад, у біології за допомогою термістора, змонтованого на кінчику голки, можна вимірювати температуру внутрішніх органів живого організму.

Терморезистори застосовуються в системах регулювання температури, теплового захисту, протипожежної сигналізації.

10.3. Електронно-дірковий перехід та його властивості

Електронно-дірковим переходом, або просто *p—n-переходом*, називають ділянку на межі двох напівпровідників, один з них має електронну провідність (*n*-напівпровідник), а другий — діркову провідність (*p*-напівпровідник).

Електронно-дірковий перехід застосовується майже в усіх напівпровідникових приладах.

Розглянемо процеси, які відбуваються в *p—n*-переході, утвореному в результаті контактного з'єднання напівпровідника *n*-типу і *p*-типу. У напівпровіднику *n*-типу концентрація основних носіїв — електронів — наба-

гато більша, ніж неосновних — дірок. У *p*-напівпровіднику, навпаки, концентрація дірок набагато перевищує концентрацію електронів, однак і *p*-напівпровідник і *n*-напівпровідник — електрично нейтральні.

Під дією різниці концентрації відбувається дифузія: дірок — в *n*-ділянку, а електронів в *p*-ділянку. В результаті дифузії баланс позитивних і негативних зарядів порушується, напівпровідники перестають бути електрично нейтральними. У *n*-напівпровіднику з відходом електронів у *p*-ділянку з'являється нескомпенсований просторовий позитивний заряд іонів, які розміщені у вузлах кристалічної гратки. Аналогічно, в *p*-ділянці з відходом дірок у *n*-ділянку з'являється просторовий негативний заряд іонів. Просторові заряди розміщені у тонкому шарі товщиною кілька мікрометрів безпосередньо біля межі між ділянками *p*- та *n*-типу. Цей подвійний шар просторових зарядів і є власне *p*—*n*-переходом. Він збіднений основними носіями, оскільки іони, які утворюють просторовий заряд, розміщені у вузлах кристалічної гратки і рухатися не можуть. Тому питомий опір подвійного шару набагато більший за питомий опір напівпровідника. Цей шар називають *запірним*.

Позитивний і негативний просторові заряди розділені межею між ділянками і тому створюють електричне поле, напруженість якого спрямована від позитивного просторового заряду до негативного. Таким чином, на межі двох ділянок виникає *потенціальний бар'єр*. Електричне поле перешкоджає подальшій дифузії основних носіїв через бар'єр.

Водночас під дією температури відбувається генерація неосновних носіїв у запірному шарі, для яких електричне поле *p*—*n*-переходу є прискорювальним.

Таким чином, через *p*—*n*-перехід у протилежних напрямах протікають два струми: струм основних носіїв під дією різниці концентрацій (дифузний струм) і струм неосновних носіїв під дією електричного поля *p*—*n*-переходу (дрейфовий струм). Оскільки струм неосновних носіїв зумовлений температурою, то цей струм називають *тепловим*. У звичайних умовах ці два струми взаємно компенсують один одного.

Якщо до *p*-ділянки прикласти позитивний полюс зовнішнього джерела ЕРС, а до *n*-ділянки негативний полюс, напрям зовнішнього поля буде протилежним напряму електричного поля. Така полярність прикладеної напруги називається *прямою*. Вважають, що *p*—*n*-перехід зміщений у *прямому напрямі*. Зовнішнє поле частково або повністю компенсує електричне поле *p*—*n*-переходу, що спричинює різке збільшення дифузного струму. Дрейфовий струм неосновних носіїв зумовлений температурою і від напруги майже не залежить, тому сумарний струм через *p*—*n*-перехід визначається дрейфовим струмом, і *p*—*n*-перехід у цьому режимі вважається *відкритим*.

Якщо ж полярність зовнішнього джерела ЕРС поміняти: до *p*-ділянки прикласти негативний полюс, а до *n*-ділянки позитивний, то напрям зовнішнього поля збігається з напрямом поля *p*—*n*-переходу. Така полярність прикладеної напруги називається *зворотною*, а *p*—*n*-перехід зміщується в зворотному напрямі.

Зовнішнє поле різко зменшує дифузний струм, оскільки воно спрямоване проти струму, ширина запірного шару зростає, відповідно зростає й опір p—n-переходу. Тепловий струм неосновних носіїв майже не залежить від напруги, а визначається кількістю генерацій пар електрон — дірка, яка в свою чергу залежить від температури. Сумарний струм через p—n-перехід визначається тільки тепловим струмом. p—n-перехід у цьому режимі вважається *закритим*.

Отже, p—n-перехід має таку основну властивість: якщо полярність зовнішньої прикладеної напруги пряма, то p—n-перехід відкритий і пропускає струм, а якщо зворотна, — то p—n-перехід закритий і струм майже не пропускає.

10.4. Напівпровідникові діоди

Напівпровідниковим діодом називають напівпровідниковий прилад з одним p—n-переходом і двома виводами (рис. 10.9).

Класифікують діоди за такими ознаками:

основним напівпровідниковим матеріалом: кремнійові, германієві, арсенид-галієві;

фізичною природою процесів: фотодіоди, світлодіоди та ін.;

призначенням: випрямні, імпульсні, стабілітрони;

технологією виготовлення: сплавні, дифузійні та ін.;

типом переходу: точкові і площинні.

На електричних схемах напівпровідниковий діод зображається так, як показано на рисунку 10.9 і позначається *VD*.

Найважливішою характеристикою діода, яка наочно ілюструє його властивості, є його *вольт-амперна характеристика*. Якщо до p—n-переходу прикласти напругу у прямому напрямі (рис. 10.10), діод відкриється і виникне відносно великий струм. Залежність між прямою напругою і прямим струмом зображається прямою віткою вольт-амперної характеристики. Пряма напруга на діоді становить близько 0,7 В для кремнієвого і близько 0,3 В для германієвого діодів.

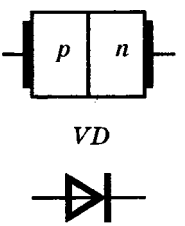


Рис. 10.9

Якщо прикласти напругу зворотної полярності $V_{зв}$, то діод закривається і в ньому спостерігається дуже малий зворотний струм $I_{зв}$. Цей струм майже не залежить від зворотної напруги, що зображається зворотною віткою вольт-амперної характеристики.

Випрямні діоди призначені для перетворення змінного струму в пульсуючий струм однієї полярності в некерованих випрямлячах (розд. 14), в яких використовується властивість однобічної провідності діода.

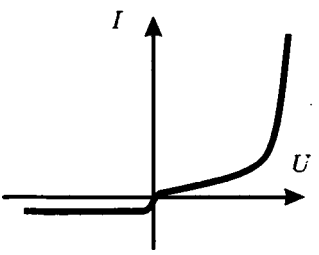


Рис. 10.10

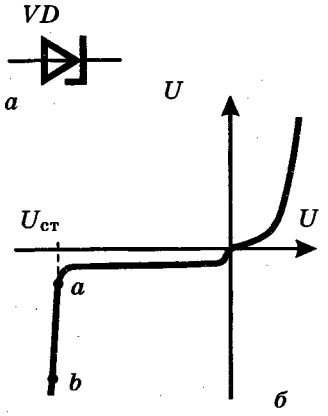


Рис. 10.11

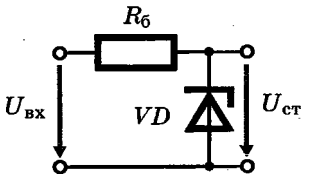


Рис. 10.12

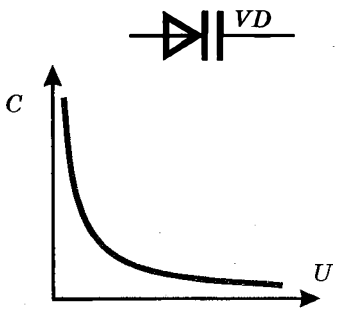


Рис. 10.13

Стабілітрон — це напівпровідниковий діод (рис. 10.11), принцип роботи якого ґрунтується на тому, що зворотна напруга на p—n-переході в діапазоні електричного пробою майже не змінюється у разі значної зміни струму. На електронних схемах стабілітрон зображується так, як показано на рисунку 10.11, *а*.

Явище електричного пробою p—n-переходу полягає в тому, що у випадку збільшення зворотної напруги на p—n-переході до деякого значення $U_{ст}$ неосновні носії заряду набувають енергію, достатню для ударної іонізації атомів напівпровідника. У p—n-переході починається лавиноподібна генерація носіїв заряду — електронів і дірок, що спричиняє різке зростання зворотного струму через p—n-перехід за умови майже незмінної зворотної напруги. Робочою ділянкою є ділянка зворотної вітки характеристики p—n-переходу (*ab* на рис. 10.11). До джерела напруги стабілітрон вмикається у зворотному напрямі послідовно з баластним резистором $R_б$, який призначений для обмеження струму у колі (рис. 10.12).

Стабілітрони застосовуються у схемах стабілізаторів напруги і струму, у стабілізованих джерелах напруги, а також для побудови обмежувачів напруги.

Варикапи — напівпровідникові діоди (рис. 10.13), в яких використовується бар'єрна ємність закритого p—n-переходу, значення якої залежить від прикладеної до діода зворотної напруги. Основною характеристикою варикапа є його вольт-фарадна характеристика

$$C = f(U_{зв}), \qquad (10.2)$$

тобто залежність ємності варикапа від прикладеної зворотної напруги.

Варикапи застосовуються в радіоприймачах, системах дистанційного керування для автоматичного налаштування частоти електричним способом.

10.5. Біполярні транзистори

Біполярним транзистором називається напівпровідниковий прилад з двома p—n-переходами.

Біполярні транзистори призначені для підсилення, генерації та перетворення електричних сигналів.

Будова біполярного транзистора

Біполярний транзистор складається з трьох областей напівпровідникового матеріалу, провідності яких чергуються. За послідовністю чергування провідностей біполярні транзистори поділяються на *p—n—p*-транзистори та *n—p—n*-транзистори (рис. 10.14; 10.15). На електричних схемах транзистори позначаються символами *VT*. Ділянка, що є джерелом носіїв заряду (електронів або дірок), називається *емітером* (Е), а та, яка збирає заряди, називається *колектором* (К), а вивід між ними — *базою* (Б). У будові емітера, бази і колектора

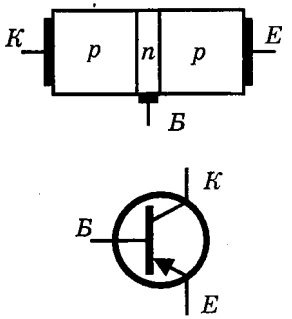


Рис. 10.14

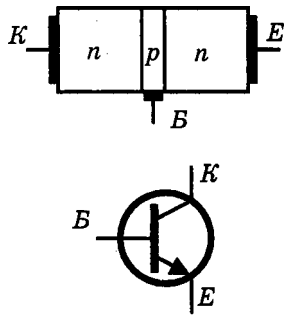


Рис. 10.15

є свої особливості. Виготовляючи транзистор, концентрацію основних носіїв в емітері (введенням домішки) роблять більшою, ніж у колекторі.

Концентрація основних носіїв, по-перше, у базі набагато менша, ніж у колекторі, а тим більше в емітері, тобто питома провідність бази набагато менша за питому провідність колектора й емітера.

По-друге, база виготовляється тонкою, тобто товщина бази рівновелика дифузній довжині, що становить кілька мікрометрів.

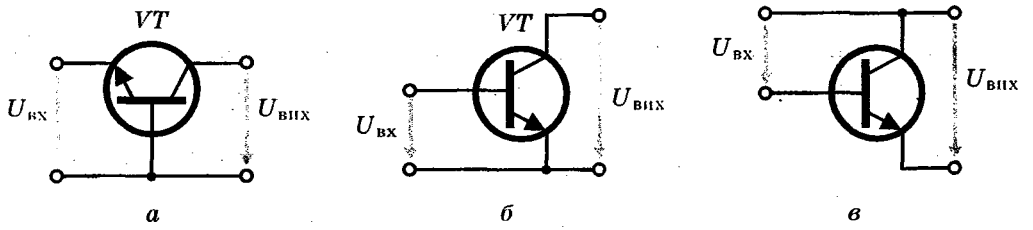
Електронно-дірковий перехід між емітером і базою називається *емітерним*, а між базою і колектором — *колекторним*.

Схеми ввімкнення біполярного транзистора

Схеми ввімкнення транзистора визначаються за електродом, спільним як для вхідного кола, так і для вихідного. Розрізняють такі схеми ввімкнення транзисторів (рис. 10.16): зі спільною базою (СБ), спільним емітером (СЕ) і спільним колектором (СК).

Схема увімкнення зі *спільною базою* має великий вихідний опір і малий вхідний коефіцієнт підсилення струму, що майже дорівнює одиниці, тому застосовується для побудови стабілізованих джерел струму і напруги, у складних підсилювачах, електронних комутаторах тощо.

Схема увімкнення зі *спільним колектором* має вхідний опір набагато більший за вихідний, а коефіцієнт підсилення напруги майже дорівнює оди-



а *б* *в*

Рис. 10.16

ниці, тому ця схема застосовується для узгодження вхідних і вихідних опорів каскадно з'єднаних електронних пристроїв.

У схемах увімкнення зі *спільним емітером* відношення вхідного і вихідного опорів не таке різне, як у попередніх схем, крім того, коефіцієнт підсилення струму і коефіцієнт підсилення напруги набагато більший за одиницю, тому ця схема застосовується для побудови різного ряду підсилювачів і перетворювачів електричних сигналів.

Режими роботи біполярних транзисторів

Залежно від полярності напруги (пряма чи зворотна, прикладена до емітерного та колекторного $p—n$-переходу транзистора) розрізняють такі режими роботи транзистора:

активний, у якому емітерний $p—n$-перехід транзистора зміщений у прямому напрямі, а колекторний $p—n$-перехід у зворотному;

насичення, у якому обидва $p—n$-переходи транзистора зміщені у прямому напрямі;

відсікання, коли до обох $p—n$-переходів прикладені напруги оберненої полярності;

інверсний, у якому до емітерного $p—n$-переходу прикладена напруга оберненої полярності, а до колекторного — прямої, тобто колектор і емітер помінялися ролями порівняно з активним режимом.

Активний режим роботи біполярного транзистора. Розглянемо роботу транзистора $n—p—n$, увімкненого за схемою спільна база в активному режимі (рис. 10.17).

До емітерного $p—n$-переходу транзистора в активному режимі прикладена напруга прямої полярності, достатня для того, щоб основні носії заряду емітера змогли здолати потенціальний бар'єр.

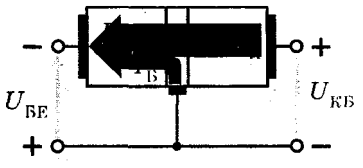


Рис. 10.17

Під дією прикладеної прямої напруги основні носії з ділянки емітера переходять (інжектуються) в базу, створюючи струм емітера $I_Е$. Оскільки база виготовляється вузькою (розмір бази приблизно дорівнює дифузній довжині носіїв) і з низькою концентрацією основних носіїв, то переважна більшість (99 ... 99,8 %) носіїв заряду,

інжектованих з емітера в базу, не стикаються на своєму шляху з носіями зарядів іншої полярності і досягають колекторного переходу. Незначна кількість інжектованих з емітера носіїв рекомбінує в базі, створюючи струм бази $I_Б$.

Інжектовані з емітера носії заряду для бази є неосновними, тому, досягнувши колекторного переходу, вони потрапляють у прискорювальне електричне поле колекторного джерела енергії, напруга якого добирається набагато більшою за напругу емітерного джерела. Прискорені електричним полем носії заряду досягають колектора, створюючи струм колектора $I_К$.

Таким чином, для біполярного транзистора можна записати рівняння струмів в активному режимі:

$$I_Е = I_К + I_Б. \qquad (10.3)$$

Відношення вихідного струму $I_К$ транзистора, ввімкненого за схемою зі спільною базою, до вхідного струму $I_Е$ називається *коефіцієнтом підсилення струму емітера:*

$$\alpha = I_К/I_Е. \qquad (10.4)$$

За коефіцієнтом підсилення струму емітера α і рівнянням струму транзистора визначають коефіцієнт підсилення струму бази:

$$\beta = I_К/I_Б = \alpha/1 - \alpha. \qquad (10.5)$$

Коефіцієнт підсилення струму емітера α менший за одиницю і становить 0,90 ... 0,999.

Режим насичення. У цьому режимі на обидва p—n-переходи транзистора подається напруга прямої полярності (рис. 10.18) і обидва переходи відкриваються. У базу інжектуються основні носії як і з емітера, так і з колектора. Опір емітерного і колекторного p—n-переходу різко зменшується, а отже, різко зменшується опір між усіма трьома електродами транзистора.

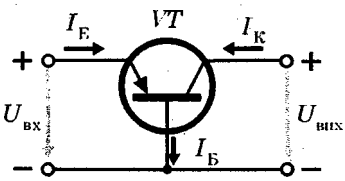


Рис. 10.18

Режим насичення застосовується у тому разі, якщо потрібно зменшити майже до нуля опір між двома елементами кола, з'єднаними через транзистор, тобто для комутації елементів електричного кола.

Режим відсікання. У режимі відсікання на емітерний і колекторний p—n-переходи подається напруга зворотної полярності і обидва переходи закриваються (рис. 10.19). В емітерному і колекторному колах протікають теплові струми неосновних носіїв заряду, абсолютне значення яких становить одиниці мікроампер. Опори емітерного і колекторного p—n-переходів настільки великі, що можна вважати емітерне і колекторне кола розімкненими. Режим відсікання транзистора застосовують для розмикання електричних кіл.

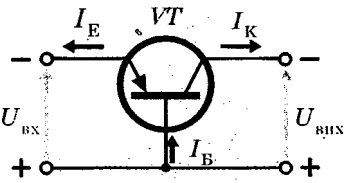


Рис. 10.19

Якщо у процесі роботи транзистор під дією імпульсів керування переходить від режиму насичення до режиму відсікання і навпаки, то вважають, що транзистор працює у *ключовому режимі*. Ключовий режим транзистора застосовують для вмикання, вимикання та перемикання електричних кіл, тобто у ключовому режимі транзистор працює як швидкодійний електронний комутатор.

Статичні вольт-амперні характеристики біполярного транзистора

Транзистор, увімкнений за будь-якою схемою (СК, СБ, СЕ) як чотириполюсник, характеризується такими фізичними величинами: вхідною і вихідною напругами та вхідним і вихідним струмами.

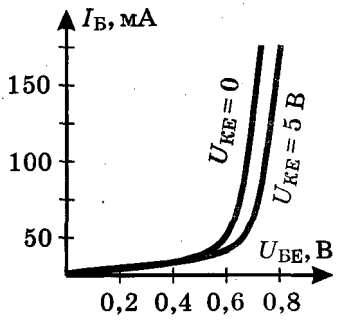


Рис. 10.20

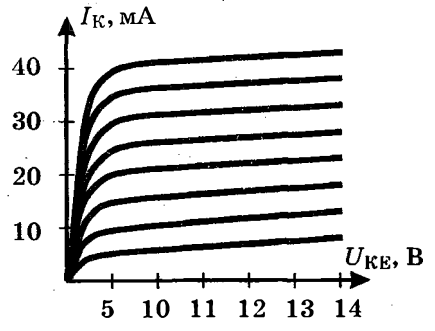


Рис. 10.21

Взаємозв'язок між цими величинами наочно ілюструють статичні вольтамперні характеристики транзистора.

Вхідною характеристикою транзистора називається залежність вхідного струму від вхідної напруги за умови незмінності вихідної напруги. Для схеми ввімкнення з СЕ вхідна характеристика транзистора — це залежність струму бази $I_Б$ від напруги база — емітер $U_{БЕ}$, за умови, що напруга колектор — емітер стала ($U_{КЕ}$ = const). Вхідні характеристики транзистора КТ 315 Г ($I_Б = f(U_{БЕ})$, $U_{КЕ}$ = const) наведені на рисунку 10.20.

Вихідною характеристикою транзистора називається залежність вихідного струму від вихідної напруги за умови незмінності вхідного струму. Для схеми ввімкнення з СЕ вихідна характеристика транзистора — це залежність струму колектора $I_К$ від напруги колектор — емітер ($U_{КЕ}$), за умови, що струм бази сталий ($I_Б$ = const). Вихідні характеристики транзистора КТ 315 Г наведені на рисунку 10.21.

h-параметри біполярного транзистора

Як випливає з аналізу вольт-амперних характеристик, транзистор — це нелінійний елемент електричного кола. Але в більшості випадків транзистор працює в режимі так званого «малого сигналу», тобто у такому режимі, коли вхідні і вихідні струми і напруги ($\Delta I_{вх}$, $\Delta I_{вих}$, $\Delta U_{вх}$, $\Delta U_{вих}$) мають незначні відхилення від сталих значень, сукупність яких називають *робочою точкою*

транзистора. Відхилення від робочої точки вхідних струму $\Delta I_{вх}$ та напруги $\Delta U_{вх}$ і вихідних струму $\Delta I_{вих}$ та напруги $\Delta U_{вих}$ пов'язані між собою системою лінійних рівнянь

$$\Delta U_{вх} = h_{11}\Delta I_{вх} + h_{12}\Delta U_{вих}, \quad \Delta I_{вих} = h_{21}\Delta I_{вх} + h_{22}\Delta U_{вих}, \qquad (10.6)$$

де h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22} — малосигнальні параметри транзистора, скорочено *h*-параметри, тобто такі параметри, коли транзистор можна вважати *лінійною системою*.

Для транзистора, увімкненого за схемою з СЕ, рівняння (10.6) набирає такого вигляду:

$$\Delta U_{БЕ} = h_{11Е}\Delta I_{Б} + h_{12Е}\Delta U_{КЕ}; \quad \Delta I_{Е} = h_{21Е}\Delta I_{Б} + h_{22Е}\Delta U_{КЕ}. \qquad (10.7)$$

Розглянемо фізичне тлумачення *h*-параметрів транзистора.

$h_{11Е}$ — вхідний опір транзистора в режимі короткого замикання на виході

$$h_{11Е} = \Delta U_{БЕ}/\Delta I_{Б}, \qquad \Delta U_{КЕ} = 0; \qquad (10.8)$$

$h_{12Е}$ — коефіцієнт зворотного зв'язку транзистора за напругою в режимі холостого ходу на вході

$$h_{12Е} = \Delta U_{КЕ}/\Delta U_{БЕ}, \qquad \Delta I_{Б} = 0; \qquad (10.9)$$

$h_{21Е}$ — коефіцієнт передачі струму в режимі короткого замикання на виході

$$h_{21Е} = \Delta I_{К}/\Delta I_{Б}, \qquad \Delta U_{КЕ} = 0; \qquad (10.10)$$

$h_{22Е}$ — вихідна провідність транзистора в режимі короткого замикання на вході

$$h_{22Е} = \Delta I_{К}/\Delta U_{КЕ}, \qquad \Delta I_{Б} = 0. \qquad (10.11)$$

h-параметри визначаються за експериментально знятими вольт-амперними характеристиками транзистора. Малосигнальній лінійній моделі транзистора відповідає схема заміщення транзистора (рис. 10.22), якою доцільно користуватися для розрахунків транзисторів в режимі «малого сигналу».

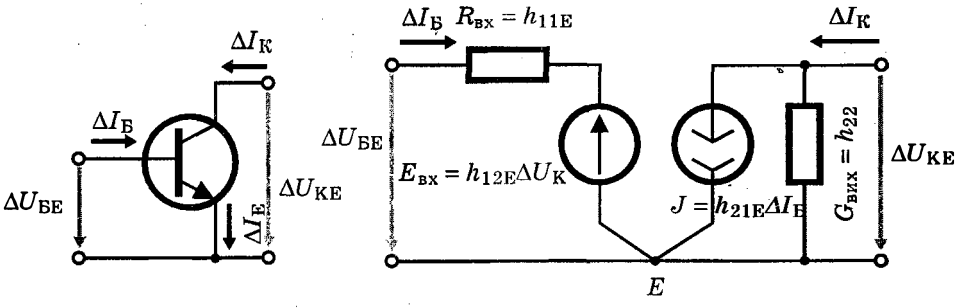


Рис. 10.22

10.6. Польові транзистори

Польовим транзистором називають напівпровідниковий прилад, у якому, на відміну від біполярного транзистора, використовуються основні носії заряду однієї полярності. Рух основних носіїв заряду відбувається під дією поздовжнього електричного поля, а керування здійснюється поперечним електричним полем.

Польові транзистори мають високий вхідний опір, стійкість до радіоактивного випромінювання, менший порівняно з біполярними транзисторами рівень власних шумів і меншу залежність параметрів від впливу температури.

Будова польового транзистора

Польовий транзистор складається з *каналу* напівпровідника, по якому рухаються носії зарядів, *витоку* (В) — через який у канал проходять основні носії заряду, *стоку* (С) — ділянки, через яку вони стікають з каналу, *затвору* (З) — за допомогою якого здійснюються керування рухом основних носіїв у каналі. Канал може мати електропровідність як *p*-типу, так і *n*-типу. Відповідно розрізняють польові транзистори з *p*-каналом і *n*-каналом.

За особливостями будови затвора польові транзистори поділяються на:

транзистори з керівним p—n-переходом (рис. 10.23);

транзистори з ізольованим затвором, або МДН-транзистори (рис. 10.24).

У транзисторах з p—n-переходом затвор відділяє від каналу обернено зміщений p—n-перехід, а в транзисторах з ізольованим затвором канал електрично ізолюється від нього шаром діелектрика (найчастіше — діоксидом кремнію). У свою чергу МДН-транзистори поділяються на МДН-транзистори з *наведеним* (*індукованим*) (рис. 10.24, *а*) каналом і МДН-транзистори з *вбудованим каналом* (рис. 10.24, *б*).

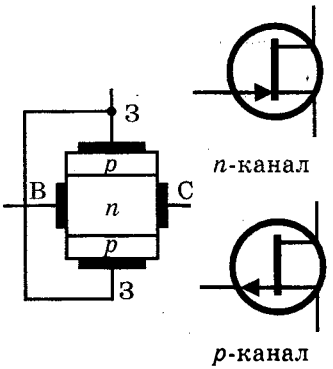


Рис. 10.23

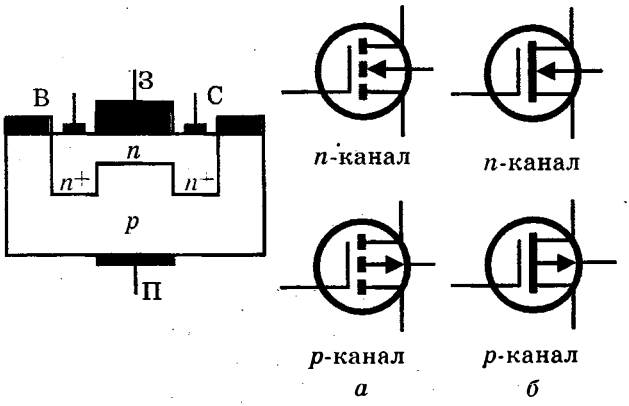


Рис. 10.24

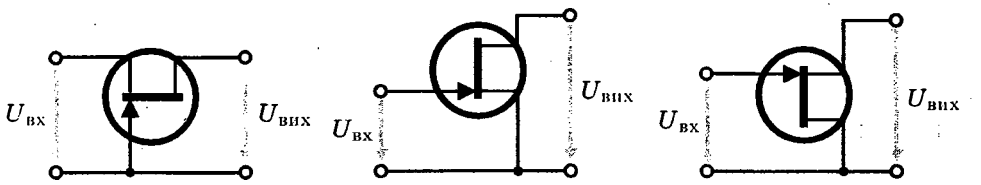
Схеми ввімкнення польових транзисторів

Польові транзистори аналогічно біполярним транзисторам можуть вмикатися за такими схемами:

зі спільним затвором (СЗ) (рис. 10.25, *а*).

зі спільним витоком (СВ) (рис. 10.25, *б*);

зі спільним стоком (СС) (рис. 10.25, *в*);



а *б* *в*

Рис. 10.25

Принцип дії польового транзистора ґрунтується на зміні ширини каналу під дією зворотної напруги на $p—n$-переході. Зі збільшенням напруги на затворі ширина збідненого носіями шару збільшується, а поперечний переріз каналу і його провідність зменшується.

Характеристика польових транзисторів

Основними характеристиками польового транзистора є:

прохідна (стоко-затворна) характеристика;

вихідна характеристика.

Прохідна характеристика польового транзистора — це залежність струму стоку від напруги на затворі за умови незмінності напруги витік — сток, тобто $I_с = f(U_{зв})$, $U_{вс}$ = const. Прохідна характеристика польового транзистора з керівним $p—n$-переходом (крива *1*), МДН-транзистора із вбудованим каналом (крива *2*), МДН-транзистора з наведеним (індукованим) каналом (крива *3*) показані на рисунку 10.26.

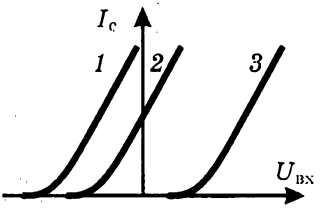


Рис. 10.26

Якщо до стоку польового транзистора з керівним $p—n$-переходом прикласти напругу відносно витоку (потенціал витоку, як правило, приймають рівним нулю), то під дією цієї напруги по каналу йтиме струм $I_с$.

Напругу на затворі відносно витоку збільшуватимемо, починаючи з нуля. Зі збільшенням напруги на затворі збільшується товщина збідненого шару, зменшується поперечний переріз каналу і відповідно зменшується струм через канал. При деякому значенні напруги на затворі, яка називається *напругою відсікання*, струм в каналі взагалі припиниться (крива *1* на рис. 10.26). Оскільки до $p—n$-переходу польового транзис-

тора прикладена напруга зворотної полярності, то прохідна характеристика польового транзистора з керівним p—n-переходом лежить у другому квадранті.

Прохідна характеристика МДН-транзистора з вбудованим каналом знімається як з додатними, так і з від'ємними значеннями напруги на затворі. Зі збільшенням додатних значень товщина вбудованого каналу збільшується, а для від'ємних значень, навпаки, зменшується і може дійти до такого значення (*напруга відсікання*), коли струм у каналі стане рівним нулю (крива *2* на рис. 10.26).

У МДН-транзисторі з наведеним (індукованим) каналом струм в каналі можливий лише за наявності на затворі деякої порогової напруги $U_{пор}$ (крива *3* на рис. 10.26), прикладеної до затвора відносно витоку. Під дією цієї напруги у напівпровіднику створюється (наводиться) провідний канал і по ньому починає йти струм. Зі збільшенням напруги на затворі товщина наведеного каналу збільшується, відповідно збільшуватиметься струм у каналі (крива *3* на рис. 10.26).

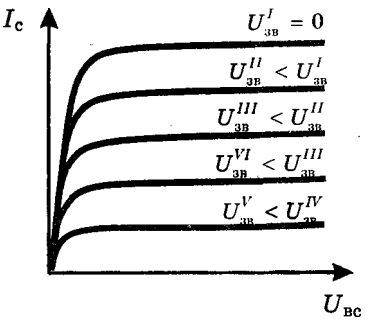


Рис. 10.27

Вихідна характеристика польового транзистора — це залежність струму стоку від напруги на стоці відносно витоку за умови незмінності напруги на затворі, тобто $I_c = f(U_{вс})$, $U_{зв} = \text{const}$. Вихідні характеристик польового транзистора з керівним p—n-переходом наведено на рисунку 10.27.

Вихідні характеристики МДН-транзистора аналогічні.

Зі збільшенням напруги на стоці струм в каналі польового транзистора спочатку збільшується майже лінійно. Далі настає *режим насичення* і збільшення напруги на стоці не призводить до збільшення струму стоку. Це пояснюється тим, що напруженість поздовжнього електричного поля додається до напруженості поперечного поля і провідний канал від витоку до стоку звужується, відповідно збільшується його опір.

Струм насичення польового транзистора тим менший, чим більша напруга на затворі.

10.7. Тиристори

Тиристором називається напівпровідниковий прилад з трьома (або й більше) p—n-переходами, які можуть знаходитися у двох станах: відкритому або закритому. У відкритому стані опір тиристора невеликий і він добре проводить електричний струм, у закритому навпаки — опір тиристора великий і він електричного струму не проводить.

Тиристори бувають з двома виводами і мають назву *діодні тиристори*, або динистори, з трьома виводами — *тріодні тиристори*, або тринистори.

Тиристори застосовуються у керованих випрямлячах змінного струму, у різних пристроях автоматики.

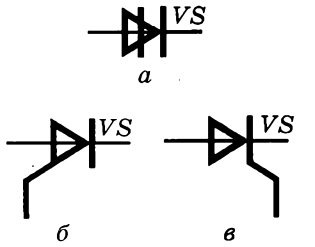


Рис. 10.28

На рисунку 10.28 наведено умовні зображення динистора (рис. 10.28, *а*) і тринистора з керуванням по аноду (рис. 10.28, *б*) та катоду (рис. 10.28, *в*). На електричних схемах тиристор позначається латинськими літерами *VS*.

Будова тиристорів

Тиристори виготовляються з кремнію і мають чотири ділянки, електропровідність *p* і *n* яких чергуються (рис. 10.29). Крайня *p*-ділянка, яка з'єднана з позитивним полюсом джерела, називається *анодом*, а інша крайня *n*-ділянка, яка з'єднана з негативним полюсом, називається *катодом*. Внутрішні *p*- і *n*- ділянки називаються *базами*.

Принцип дії тиристора. Якщо анод *p*1 з'єднати з позитивним полюсом джерела напруги, а катод *n*2 — з негативним, то *p*—*n*-переходи П1 і П3 будуть зміщені у прямому напрямі і відкриті, а *p*—*n*-перехід П2 зміститься в зворотному напрямі і буде закритий. Оскільки *p*—*n*-переходи з'єднані послідовно, то опір тиристора визначається опором закритого *p*—*n*-переходу П2. Опір тиристора настільки великий, що електричне коло можна вважати розімкненим.

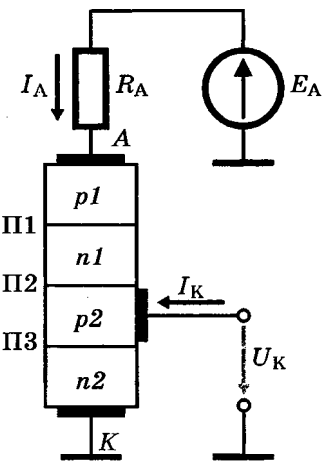


Рис. 10.29

Збільшуючи напругу на тиристорі, можна підійти до такого значення, де почнеться процес ударної іонізації атомів у *p*—*n*-переході П2, тобто під дією сильного прискорювального електричного поля електрони дістануть кінетичну енергію достатню для того, щоб, зіткнувшися з атомом кристалічної гратки, вибити з його зовнішньої орбіти ще один електрон. Починається лавиноподібний процес розмноження носіїв заряду. Струм через *p*—*n*-перехід П2 різко збільшується, опір його різко падає і тиристор відкривається. Напруга на тиристорі, під дією якої починається процес ударної іонізації, називається *напругою перемикання*.

Якщо до ділянки *n*1 (керування по аноду) або до ділянки *p*2 (керування по катоду) прикласти напругу за допомогою керівного електроду,

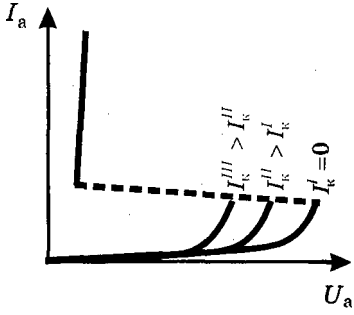


Рис. 10.30

то ударна іонізація почнеться з меншої напруги перемикання. Отже, процесом перемикання тиристора із закритого стану у відкритий можна керувати за допомогою короткого імпульсу струму, який слід подати на керівний електрод.

Вольт-амперні характеристики, тобто залежності струму через тиристор від напруги на тиристорі $I = f(U)$ з різними значеннями струму керування, наведено на рисунку 10.30.

Основні параметри тиристорів

1. Напруга перемикання $U_{пер}$.

2. Напруга у відкритому стані $U_{в.с}$ — падіння напруги на тиристорі у відкритому стані ($U_{в.с}$ = 1...3 В).

3. Струм у відкритому стані $I_{в.с}$ — максимальне значення струму відкритого тиристора.

4. Струм утримання — мінімальний струм тиристора, коли тиристор ще знаходиться у відкритому стані.

5. Відкриваючий струм керування $I_{в.к}$ — мінімальний струм керівного електрода, необхідний для увімкнення тиристора.

6. Тривалість увімкнення $t_{ув}$ — час від моменту подачі імпульсу відкривання до моменту, коли напруга на тиристорі зменшиться до 0,1 свого початкового значення.

7. Тривалість вимикання $t_{вим}$ — мінімальний час, упродовж якого до тиристора має бути прикладена напруга для закривання.

Система позначень напівпровідникових приладів

Згідно з державними стандартами, всі напівпровідникові прилади, що випускаються промисловістю, позначаються літеро-цифровим кодом.

Перший елемент коду позначення характеризує напівпровідниковий матеріал, з якого виготовлений прилад:

германій — Г або 1;

кремній — К або 2;

арсенід галію — А або 3.

Другий елемент коду позначення — літерний — позначає клас приладу:

транзистори біполярні — Т;

транзистори польові — П;

випрямні діоди — Д;

діоди надвисокочастотні — А;

стабілітрони — С;

тиристори діодні — Н;

тиристори тріодні — У.

Третій елемент коду позначення — цифри від 1 до 99 — позначає діапазон основних параметрів (потужність, частота та ін.).

Четвертий елемент — двозначне число від 01 до 99 — це номер розробки.

П'ятий елемент — літери алфавіту — характеризує технологічні особливості виготовлення напівпровідникового приладу.

Контрольні запитання

1. Що таке напівпровідник?
2. Які основні властивості напівпровідників?
3. Якими факторами зумовлена власна провідність напівпровідників?
4. Від чого залежить домішкова провідність напівпровідників?
5. Зазначте основні параметри та характеристики напівпровідникового терморезистора.
6. Які процеси відбуваються в електронно-дірковому переході?
7. Яка будова та принцип дії біполярного транзистора?
8. За яких режимів роботи використовується біполярний транзистор?
9. Назвіть особливості польового транзистора порівняно з біполярним.
10. Де використовуються тиристори?

11. ЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ

Електронними або *електровакуумними* приладами називаються прилади, в яких використовується рух електронів у вакуумі.

Електронні прилади застосовуються для генерування, підсилення та перетворення електричних сигналів. Останнім часом застосування електронних приладів різко звузилося у зв'язку з бурхливим розвитком напівпровідникової техніки. Проте у деяких галузях, де потрібен діапазон високих частот і потужностей, електронні прилади ще продовжують застосовуватися. Крім того, в експлуатації знаходиться значна кількість технічних пристроїв, до складу яких входять електронні прилади.

11.1. Фізичні основи електронних приладів

Електронна емісія

Більшість провідників — це кристалічні тіла, атоми яких знаходяться у вузлах кристалічної гратки. Електрони зовнішніх оболонок атома слабо зв'язані з ядром і за звичайної температури втрачають цей зв'язок і стають *вільними*. Вільні електрони хаотично рухаються у міжатомному просторі подібно до молекул ідеального газу і тому дістали назву «електронний газ». У цілому ж провідник електрично нейтральний, тобто сумарний негативний заряд електронів дорівнює сумарному позитивному заряду іонів кристалічної гратки.

Деякі електрони мають таку кінетичну енергію, що залишають межі кристалічного тіла, у зв'язку з чим рівновага зарядів порушується. Шар негативно заряджених електронів біля поверхні провідника разом з розташованим на поверхні провідника шаром позитивно заряджених іонів утворюють електричне поле, яке гальмує вихід електрона за межі провідника. Щоб подолати гальмівну дію електричного поля, електрону потрібно виконати роботу $A_в$ проти сил електричного поля, яку називають *роботою виходу електрона*. Виконуючи роботу, електрон втрачає частину $W_в$ своєї кінетичної енергії.

Відношення роботи виходу $A_в$ до заряду електрона e називається *потенціалом виходу* ($\varphi_в = A_в/e$). Явище виходу вільних електронів за межі провідника називається *емісією електронів* (від латинського emissio — випускання).

Залежно від способу надання електронам кінетичної енергії, достатньої для виконання роботи виходу, розрізняють:

термоелектронну емісію, спричинену нагріванням;

вторинну електронну, спричинену ударом первинних електронів по поверхні провідника;

фотоелектронну емісію, зумовлену дією випромінювання.

Рух електрона в електричному полі

На електрон, що знаходиться в електричному полі, діє сила

$$\bar{F} = e \cdot \bar{E}, \tag{11.1}$$

де e — заряд електрона ($e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Кл); $\bar{E}$ — вектор напруженості електричного поля в даній точці.

Якщо поле рівномірне, то сила, що діє на електрон, стала. Під дією цієї сили електрон набуває прискорення

$$\bar{a} = \frac{\bar{F}}{m_e}, \tag{11.2}$$

де m_e — маса електрона ($m_e = 9{,}1095 \cdot 10^{-31}$ кг).

У рівномірному полі прискорення стале і електрон рухається рівноприскорено.

Якщо поле нерівномірне, рух електрона ускладнюється, і його можна розрахувати методами теоретичної механіки.

Рух електрона у магнітному полі

На електрон, що рухається в магнітному полі зі швидкістю $\bar{v}$, діє сила Лоренца:

$$F = e \cdot B \cdot v \cdot \sin\alpha, \tag{11.3}$$

де e — заряд електрона; B — індукція магнітного поля; v — швидкість руху електрона; α — кут між вектором магнітної індукції $\bar{B}$ і вектором швидкості $\bar{v}$. Напрям сили Лоренца визначають за правилом лівої руки. Оскільки сила Лоренца завжди перпендикулярна до швидкості, вона роботи не виконує.

Якщо електрон влітає в магнітне поле перпендикулярно до магнітної лінії, то у магнітному полі він рухатиметься по колу, радіус якого визначається за формулою:

$$R = (m_e/e) \cdot (v/B). \tag{11.4}$$

Якщо ж електрон влітає в магнітне поле під кутом α до напряму поля, то у магнітному полі він рухатиметься по циліндричній гвинтовій лінії.

Таким чином, за допомогою електричного та магнітного полів можна формувати траєкторію руху електрона.

11.2. Катоди електровакуумних приладів

Катодом називають спеціальний електрод електровакуумних приладів, призначений для *емісії* електронів.

За своєю конструкцією катоди поділяються на катоди *прямого розжарювання* і катоди *непрямого розжарювання*, або підігрівні.

У катодах прямого розжарювання нитка розжарення є одночасно емісійною поверхнею. У катодах непрямого розжарення емісійна поверхня та підігрівник відокремлені один від одного і можуть бути електрично не зв'язаними.

За родом емісійної поверхні катоди можна поділити на такі групи:

металеві;

металоплівкові;

напівпровідникові;

складні (металонапівпровідникові).

Основними параметрами, які характеризують катоди, є:

максимальна густина катодного струму;

ефективність;

робоча температура;

довговічність.

Катодний струм — це потік електронів від катода до інших електродів, а густина катодного струму — це струм, що припадає на одиницю площі емісійної поверхні.

Максимальна густина катодного струму — це така допустима густина катодного струму, перевищення якої завчасно виводить катод з ладу, і у більшості катодів не перевищує 0,1...1 А/см.

Ефективність катода — це емісійний струм катода, який припадає на одиницю потужності, витраченої на розігрівання катода:

$$H = I_{\text{к.max}}/U_{\text{р}} \cdot I_{\text{р}}, \qquad (11.5)$$

де $I_{\text{к.max}}$ — максимальний емісійний струм катода; $U_{\text{р}}$, $I_{\text{р}}$ — напруга та струм розжарення.

Ефективність катодів більшості електровакуумних приладів знаходиться у межах 2...100 мА/Вт.

Робоча температура катода є важливою характеристикою, від якої залежить якість електровакуумного приладу. Звичайно, робоча температура становить 1000...2500 °С.

Довговічність катода — це час, упродовж якого катод може безперервно працювати, зберігаючи свої найважливіші параметри в межах установлених норм.

Зробимо порівняльну характеристику різних типів катодів.

Катоди прямого розжарення застосовують у лампах великої потужності і виготовляють із дроту або стрічки, яким надають різноманітної форми.

У катодів прямого розжарення мала маса, а отже, мала теплоємність, тому тривалість розігрівання невелика і ефективність вища, ніж у катодів непрямого розжарення. Особливістю катодів прямого розжарення є їх нееквіпотенціальність, тобто зміна потенціалу вздовж катода, зумовлена проходженням струму. У разі живлення катодів прямого розжарення змінним струмом нееквіпотенціальність на високих частотах спричинює модуляцію емісійного струму. До недоліків катодів прямого розжарення належить мала площа емісійної поверхні та недостатня жорсткість конструкції. Катоди прямого розжарення виконують з металевим покриттям активованим торієм або барієм.

У катодів непрямого розжарення (рис. 11.1) велика площа поверхні, що дає змогу отримати значний емісійний струм, та значна маса, яка зумовлює значну теплову енергію катода. Проте тривалість розігрівання значно більша, а ефективність нижча, ніж у катодів прямого розжарення. Потенціал катода непрямого розжарення однаковий по всій довжині, тому відсутня модуляція емісійного струму.

Порівняємо тепер катоди за родом емісійної поверхні.

Металеві (або однорідні) катоди неактивовані і найбільш економічні, добре працюють у складних температурних умовах, мають високу стійкість до бомбардування їх іонами залишкових газів під дією сильних електричних полів. Їх застосовують у потужних електровакуумних приладах та у тих випадках, коли потрібна висока стабільність параметрів катода впродовж тривалого часу. Для виготовлення металевих катодів використовують метали з високою температурою плавлення, які характеризуються такими механічними властивостями, як висока міцність, ковкість, тягучість. Найпоширенішим типом металевого катоду є вольфрамовий (робоча температура становить 2500 °С, температура плавлення дорівнює 3395 °С).

У *металевоплівкових* катодах металеву поверхню покривають одним або кількома шарами речовини з позитивним зарядом, який утворює поле,

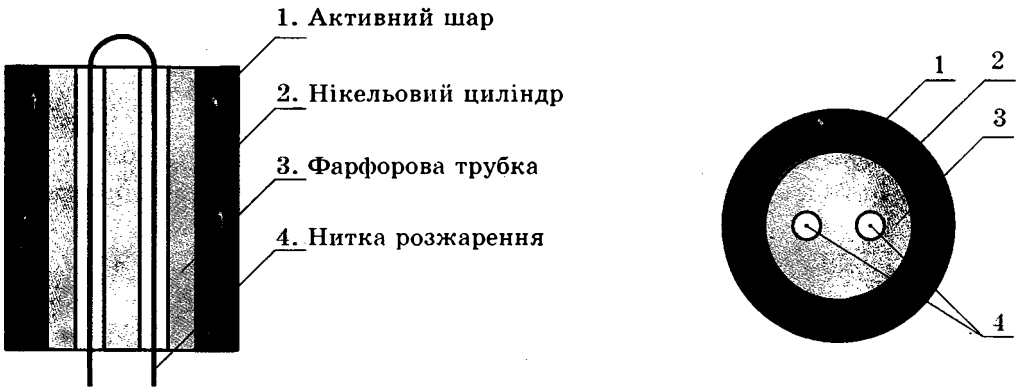


Рис. 11.1

що зменшує роботу виходу електрона. Найпоширенішими металевоплівковими катодами є карбідові та барієво-вольфрамові. Такі катоди економічніші від металевих, але поступаються їм відносно стабільності параметрів та механічної міцності.

Напівпровідникові катоди через високопродуктивність набули дуже широкого застосування. Їх основа покрита відносно товстим шаром активної речовини з електропровідністю електронного типу. До напівпровідникових катодів належать оксидний та торієво-оксидний.

Складні катоди можуть бути металонапівпровідниковими, виконаними на основі оксидних катодів, та металокерамічними. Оксидні катоди поділяються на дві групи: перша — катоди зі складною пористою структурою, насиченою активною масою; друга — оксидно-нікельові катоди, отримані на основі пресування карбонатів та нікельового порошку з подальшою обробкою та активуванням.

Металокерамічні катоди виготовляють із порошків вольфраму, оксиду торію і кераміки способом пресування та спікання при високій температурі.

11.3. Електровакуумні лампи

Електровакуумні лампи — це багатофункціональні електровакуумні прилади, призначені для генерування, підсилення та перетворення електричних сигналів.

За кількістю електродів лампи поділяються на такі:

двоелектродні — діоди;

триелектродні — тріоди;

чотириелектродні — тетроди;

п'ятиелектродні — пентоди.

За призначенням розрізняють лампи: генераторні, приймально-підсилювальні, багатофункціональні.

За будовою лампи поділяються на цокольні, пальчикові, надмініатюрні.

Будова електровакуумних ламп

Електровакуумні лампи складаються з розміщеного на цоколі балона, у якому підтримується високий вакуум. У балонах ламп знаходяться такі електроди:

катод, який служить джерелом електронів;

анод, який є збирачем (колектором) електронів;

одна або кілька сіток, за допомогою яких здійснюється керування потоком електронів;

електроди, які скеровують потік електронів у потрібному напрямку.

Принцип дії електровакуумних ламп

Під дією струму, що проходить по нитці розжарювання катода, катод нагрівається до робочої температури, що спричинює термоелектронну емісію з поверхні катода. Електрони утворюють просторовий заряд навколо катода, який приєднується до полюса з нульовим потенціалом. На анод, відносно катода, подається анодна напруга, і в просторі між анодом і катодом створюється електричне поле. Якщо на анод подати негативний потенціал відносно катода, то електричне поле лампи буде *гальмівним* для електронів просторового заряду і струм через лампу не проходитиме. Якщо ж подати на анод позитивний відносно катода потенціал, то електричне поле в лампі буде *прискорювальним* для електронів просторового заряду. Електрони, прискорюючись, долають проміжок між катодом і анодом: отже, через лампу йтиме струм. Таким чином, наявність струму через лампу залежить від полярності прикладеної до анода напруги, тобто лампа має *односторонню провідність*.

Ця властивість лампи використовується у двоелектродній лампі (рис. 11.2) — *діоді* для випрямлення змінного струму.

Якщо на шляху потоку електронів від катода до анода поставити сітку, то, змінюючи напругу на сітці відносно катода, можна *керувати* потоком електронів у лампі, тобто збільшувати або зменшувати струм через лампу. У цьому зв'язку сітку називають *керівною сіткою*. Лампу з трьома електродами називають *тріодом* (рис. 11.3).

Щоб збільшити *керованість* потоком електронів у лампі, крім керівної сітки, застосовують *екранну сітку*. Лампи з керівною та екранною сітками називаються *тетродами* (рис. 11.4). Якщо на екранну сітку подати позитивний потенціал відносно катода, це підсилить електронне поле в лампі, а отже, збільшить швидкість руху електронів. У той самий час збільшення швидкості призводить до вторинної емісії електронів, унаслідок чого струм через лампу зменшується. Це явище, що дістало назву *динатронного ефекту*, різко погіршує роботу лампи.

Зменшити негативний вплив динатронного ефекту можна також введенням в лампу третьої — захисної або антидинатронної сітки, яка з'єднується з катодом і має нульовий потенціал. Вторинні електрони, які

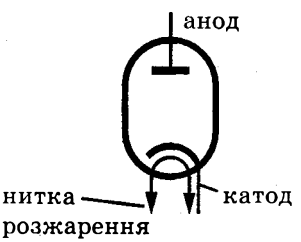


Рис. 11.2

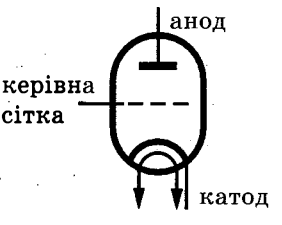


Рис. 11.3

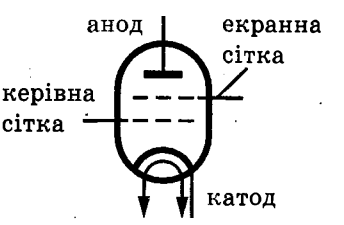


Рис. 11.4

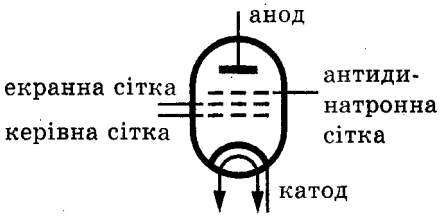


Рис. 11.5

вилетіли з анода, негативним потенціалом захисної сітки повертаються знову на анод. Лампу з трьома сітками називають *пентодом* (рис. 11.5).

Для зменшення габаритів в одному балоні розміщують дві або кілька ламп однакового чи різного призначення. Такі лампи називаються *комбінованими*.

Характеристики та параметри електровакуумних ламп

Анодно-сіткова характеристика — це залежність анодного струму I_a від напруги на сітці U_c відносно катода за сталої напруги на аноді U_a, тобто $I_a = f(U_c)$, $U_a = \text{const}$. На рис. 11.6 показані анодно-сіткові характеристики, зняті з різними напругами на аноді.

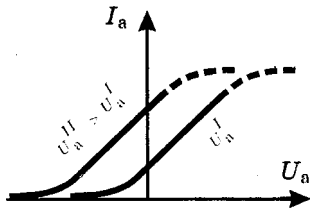


Рис. 11.6

На електрони, що вилітають з поверхні катода, діють електронні поля просторового заряду, анода та сіток. Оскільки керівна сітка розміщена набагато ближче до катода, ніж анод, то дія поля сітки набагато переважає дію поля анода. Якщо сіткова напруга $U_c = 0$, то електричне поле визначається анодною напругою. У разі додатної напруги на сітці ($U_c > 0$) на прискорювальне поле анода накладається прискорювальне полé сітки, і анодний струм зростає. Водночас частина електронів потрапляє на сітку й утворює в її колі сітковий струм, який є небажаним.

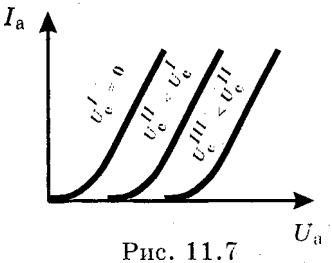


Рис. 11.7

Якщо на сітці буде негативний потенціал ($U_c < 0$), то поле сітки буде *гальмівним* і зменшуватиме дію поля анода, що призведе до зменшення анодного струму. За певного значення від'ємної сіткової напруги, яке називається *запірним*, електричне поле сітки повністю компенсує дію поля анода, і струм у полі анода припиняється.

Анодна характеристика електровакуумної лампи — це залежність анодного струму I_a від анодної напруги U_a за незмінної сіткової напруги U_c, тобто $I_a = f(U_a)$, $U_c = \text{const}$. Кілька анодних характеристик наведено на рис. 11.7. Якщо напруга сітки дорівнює нулю ($U_c = 0$), то анодна характеристика починається з нуля і зростає. Якщо ж на сітку подати від'ємну напругу ($U_c < 0$), то струм у колі анода з'явиться за деякого *порогового* значення напруги на аноді. Це пояснюється тим, що, для того щоб компенсувати гальмівну дію поля сітки, необхідно на анод подати додатну порогову на-

пругу. З подальшим збільшенням анодної напруги сумарне електричне поле сітки і анода стане прискорювальним, і струм анода зростатиме.

Крім анодної та анодно-сіткової характеристики, роботу електровакуумної лампи в різних режимах характеризують такі основні параметри лампи, як *крутість характеристики, внутрішній опір* та *коефіцієнт підсилення.*

Крутістю анодно-сіткової характеристики лампи називається відношення приросту ΔI_a анодного струму до приросту сіткової напруги ΔU_c за незмінної анодної напруги, тобто $S = \Delta I_a / \Delta U_c$ за умови, що $U_a = \text{const}$.

Внутрішнім опором лампи називається відношення приросту ΔU_a анодної напруги до зумовленого ним приросту ΔI_a струму за незмінної сіткової напруги U_c, тобто $R_i = \Delta U_a / \Delta I_a$ за умови, що $\Delta U_c = \text{const}$.

Коефіцієнтом підсилення лампи називається відношення приросту ΔU_a анодної напруги до приросту ΔU_c сіткової напруги за незмінного анодного струму I_a, тобто $\mu = \Delta U_a / \Delta U_c$ за умови, що $I_a = \text{const}$.

Основні параметри лампи пов'язані залежністю

$$SR_i = \mu. \qquad (11.6)$$

11.4. Електронно-променеві трубки

Електронно-променевою трубкою називається електровакуумний прилад, у якому потік електронів формується в електронний промінь і використовується для візуалізації електричних сигналів.

За своїм призначенням електронно-променеві трубки поділяються на:

осцилографічні — для дослідження періодичних і неперіодичних електричних сигналів;

індикаторні — для реєстрації сигналів;

приймальні телевізійні (кінескопи) — для отримання на екрані рухомого зображення.

За способом керування електричним променем електронно-променеві трубки поділяються на трубки з електричною та магнітною системою відхилення.

Будова електронно-променевої трубки

Скляний балон електронно-променевої трубки виготовляється у формі колби (рис. 11.8), у якій утворено високий вакуум. Електронний прожектор, або електронна гармата, складається з підігрівного катода, модулятора або керівного електрода та анодів, які фокусують електронний промінь на екрані. Катод — це нікельовий циліндр, у середині якого розміщено вольфрамовий підігрівник. На торцевій частині катода із зовнішнього боку нанесено оксидний шар, що забезпечує емісію електронів у бік екрана. Катод

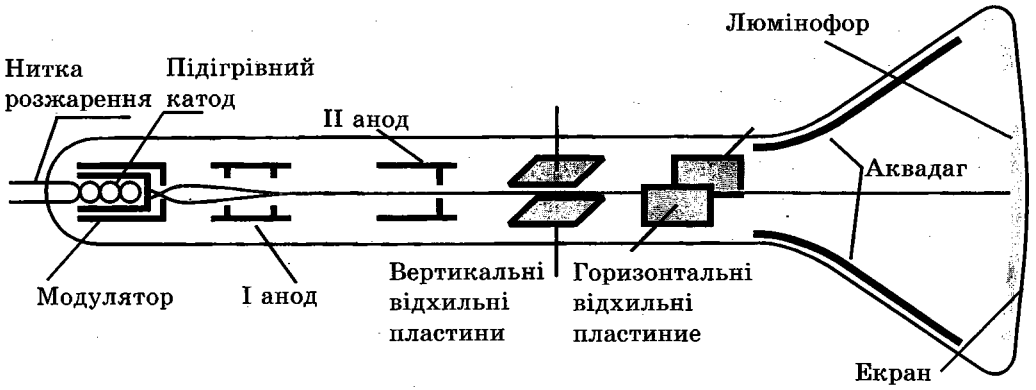


Рис. 11.8

оточений керівним електродом (модулятором), який виготовляється у вигляді металевого циліндра з отвором у торці і призначений для регулювання густини електронного променя. На модулятор подається негативний відносно катода потенціал і електрони, що вилітають з катода й спрямовуються в бік модулятора, під дією електричного поля між катодом і модулятором змінюють напрямок свого руху, відхиляючись до осі променя. Зі збільшенням негативного потенціалу модулятора частина електронів набуде великого відхилення і не пройде крізь отвір, тобто, змінюючи потенціал модулятора, можна регулювати густину променя та яскравість світної плями на екрані.

Для подальшого фокусування променя призначені аноди I та II. Обидва вони циліндричні з діафрагмою для обмеження поперечного перерізу променя. У першого фокусувального анода позитивний потенціал відносно катода становить 200...500 В. Під дією сил електричного поля першого анода електронний промінь стискується (фокусується). Другий анод, прискорювальний, розміщений на певній відстані від першого на осі трубки і знаходиться під позитивним потенціалом 1000...2000 В відносно катода. Між двома анодами виникає електричне поле, потрапивши в яке електрони спрямовуються до осі променя і набувають прискорення у напрямі руху до екрана.

Екран електронно-променевої трубки покритий спеціальною сумішшю (люмінофором), яка має здатність світитися під дією ударів електронів. Коли сфокусований промінь потрапляє в певну точку екрана, частина енергії електронного променя перетворюється у світлову, і ця точка починає світитися. Решта енергії передається електронам екрана, зумовлюючи вторинну емісію. Вторинні електрони вловлюються провідним графітним шаром (аквадагом), який частково покриває внутрішню циліндричну й конічну частини колби і з'єднаний з другим анодом.

Для виготовлення люмінофорів використовують оксиди цинку, берилійового цинку, суміш сульфату цинку із сульфатом кадмію тощо. Цим

матеріалам властиве *післясвічення*: вони продовжують світитися певний час після припинення дії електронного променя.

Відхильні пластини призначені для відхилення електронного променя від осі у двох взаємно перпендикулярних напрямках. Перша пара пластин відхиляє електронний промінь у вертикальній площині і називається *вертикальними відхильними пластинами*, а друга — у горизонтальній площині і називається *горизонтальними відхильними пластинами*. За допомогою системи таких пластин можна здійснити довільний рух променя, розклавши його на вертикальну і горизонтальну складову.

Електронно-променеві трубки з магнітним керуванням мають у своєму складі катод, модулятор та перший анод такої самої будови й призначення, що й у трубки з електронним керуванням. Роль другого анода виконує аквадаг. Для фокусування променя призначена спеціальна фокусувальна котушка. Відхильна система складається з двох пар відхильних котушок, осі яких взаємно перпендикулярні.

Контрольні запитання

1. Що називається термоелектронною емісією?
2. Які види емісії використовують у електронних приладах?
3. Які сили діють на електрони в електричному та магнітному полях?
4. Розкажіть про будову катодів електровакуумних приладів.
5. Які види електровакуумних ламп використовуються на практиці?
6. Назвіть характеристики та параметри, що описують властивості електровакуумних ламп.
7. Яка будова електронно-променевої трубки?
8. Як створюється зображення на екрані електронно-променевої трубки?

12. ГАЗОРОЗРЯДНІ ПРИЛАДИ

12.1. Види газових розрядів та їх застосування у газорозрядних приладах

Носіями зарядів у газах є *електрони* та *іони*.

Молекули газів у звичайних умовах електрично нейтральні. Молекула або атом, які втратили один або кілька електронів чи, навпаки, приєднали електрон, перестають бути електрично нейтральними. Такі частинки називаються іонами.

Процес утворення іонів у газі називається *іонізацією* газу. Іонізація газу відбувається під дією таких чинників:

нагрівання;

природної і штучної радіації та дії космічних променів;

світлових і рентгенівських променів;

електричних і магнітних полів.

Крім іонізації, у результаті хаотичного руху і зіткнення іон може перетворитися на нейтральний атом чи молекулу, захопивши або, навпаки, втративши електрон. Процес перетворення іона в електрично нейтральний атом чи молекулу називається *рекомбінацією*.

Принцип дії газорозрядних або іонних приладів ґрунтується на фізичних явищах, які відбуваються в разі проходження електричного струму через газ.

Процес проходження струму через газове середовище називають *газовим розрядом*. У випадку, коли заряджені частинки утворюються під дією зовнішніх чинників (нагрівання катода, радіоактивне опромінення тощо), газовий розряд називають *несамостійним*. Якщо ж газовий розряд підтримується тільки за рахунок енергії електричного поля між електродами, розряд називається *самостійним*.

Виникнення й особливості основних видів газового розряду ілюструє вольт-амперна характеристика газового проміжку. Залежність струму через газове середовище від напруги на електродах наведено на рисунку 12.1.

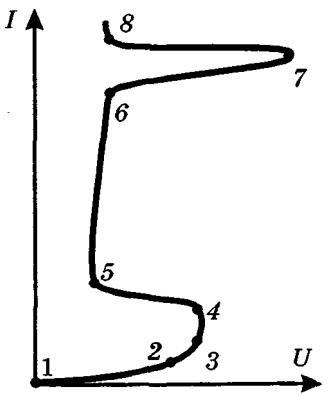


Рис. 12.1

У звичайних умовах у будь-якому газі знаходиться деяка кількість вільних електронів та іонів, які виникли внаслідок іонізації газу (нагрівання,

природний фон радіації, сонячна радіація тощо). Якщо прикласти напругу, то під дією електричного поля носії зарядів починають рухатися у напрямку до електродів. У точці *1* всі носії заряду, що знаходилися у газі, досягли електродів і встановився струм насичення — струм, в утворенні якого беруть участь усі носії зарядів.

Подальше збільшення напруги до сотень вольт (ділянка *1* — *2*) не призводить до збільшення струму. Значення струму насичення залежить від інтенсивності чинників іонізації та конструктивних особливостей газорозрядної трубки і становить у звичайних умовах близько 10^{-14} А. Із подальшим збільшенням напруги швидкість дрейфу електронів зростає, і вони набувають енергії, достатньої для іонізації молекул газу при зіткненні. Кількість заряджених частинок у газовому середовищі зростає і струм збільшується (ділянка *2* — *3*). Поряд з цим швидкість дрейфу додатних іонів до катода зростає настільки, що іони, потрапляючи на катод, можуть, у свою чергу, вибивати з нього електрони. Точка *3* відповідає такому стану процесу, коли випущені катодом електрони породжують стільки іонів, що вони, падаючи на катод, знову вибивають не меншу кількість електронів. Тоді розряд із несамостійного переходить у самостійний і може тривати за відсутності зовнішньої іонізації.

Напруга, за якої виникає самостійний розряд, залежить від різних чинників. Щоб знизити цю напругу, у деяких іонних приладах катод покривають матеріалами, які зменшують роботу виходу електрона (оксиди барію, цезію тощо).

На ділянці *3* — *4* струм зростає при сталій напрузі тільки за рахунок розмноження носіїв заряду. На ділянці *4* — *5* лавиноподібне зростання кількості носіїв заряду призводить до того, що збільшення струму супроводжується зменшенням напруги на електродах.

Ділянка *1* — *2* — *3* — *4* відповідає темному розряду, який не супроводжується випромінюванням.

На ділянці *4* — *5* здійснюється перехід до тліючого розряду. Насичення розрядного проміжку великою кількістю додатних іонів спричинює великий перепад потенціалу у невеликій ділянці безпосередньо біля катода. Це створює велику напруженість електричного поля біля поверхні катода. Саме тут електрони набувають значної енергії та інтенсивно іонізують газ. Одночасно з іонізацією йде процес рекомбінації: частина іонів захоплює електрони і перетворюється у нейтральні молекули. Процес рекомбінації супроводжується випромінюванням квантів світла, і газ починає світитися.

Поверхня катода завжди має невеликі структурні неоднорідності, біля яких інтенсивність іонізації неоднакова. Локальне збільшення іонізації супроводжується локальним підвищенням температури на поверхні катода, що призводить до подальшого зростання кількості іонів над цією ділянкою. У результаті розряд стягується в трубку, основа якої розміще-

на на обмеженій (побічній) ділянці катода. Тонкий шар світного газу над цією ділянкою утворює катодну пляму.

Інтервал *5—6* вольт-амперної характеристики відповідає нормальному тліючому розряду. Особливість цього розряду полягає в тому, що зростання струму відбувається за рахунок збільшення площі катодної плями за незмінної густини струму.

У точці *6* катодна пляма охоплює всю площу катода, і для подальшого зростання струму необхідно знову збільшувати напругу (ділянка *6—7*). Розряд, який відповідає цьому інтервалу вольт-амперної характеристики, називається *аномальним тліючим розрядом*.

У точці *7* напруженість електричного поля біля катода досягає значень близько 10^8 В/м, при цьому стає можливою автоелектронна *емісія* — виривання електричним полем електронів з катода. Виникає дуговий розряд, який супроводжується різким збільшенням струму і зменшенням напруги на електродах до кількох вольт (т. *8*). Утворюється яскрава катодна пляма дугового розряду, і подальше зростання струму відбувається за рахунок збільшення площі цієї плями.

Якщо струми тліючого розряду становлять одиниці міліампер, то струми дугового розряду — десятки і сотні амперів. Тому під час роботи в режимі дугового розряду у коло газорозрядної трубки має бути увімкнений обмежувальний опір. Без цього опору невеликі коливання напруги живлення можуть призвести до такого зростання струму, що катод розплавиться.

Крім напруги, на струм газорозрядної трубки істотно впливають склад і густина газу — наповнювача, розміри і конфігурація електродів, віддалі між електронами і матеріал, з якого вони виготовлені.

Слід зазначити, що у техніці високих напруг в лінії електропередач істотну роль грають інші види розрядів, зокрема *коронний* та *іскровий*.

12.2. Будова і принцип дії газорозрядних приладів

Двоелектродний газорозрядний прилад — *газотрон* призначений для випрямлення змінного струму. За допомогою газотрона можна випрямляти струми до сотень амперів, а зворотні напруги, які може витримати газотрон, сягають десятка кіловольт.

Будова *газотрона* така. Скляний (або металевий) балон заповнено ртутною парою або інертним газом. У середині балона розміщені два електроди — анод і катод (рис. 12.2). Анод газотрона виготовляють із нікелю або графіту. Катод — вольфрамовий з нанесеним шаром оксидів різних металів. Для розігрівання катод вмикають під низьку (2,5...5 В) напругу. На анод подають напругу, достатню для виникнення у газі тліючого розряду (ділянка 5—6 вольт-амперної характеристики на рис. 12.1).

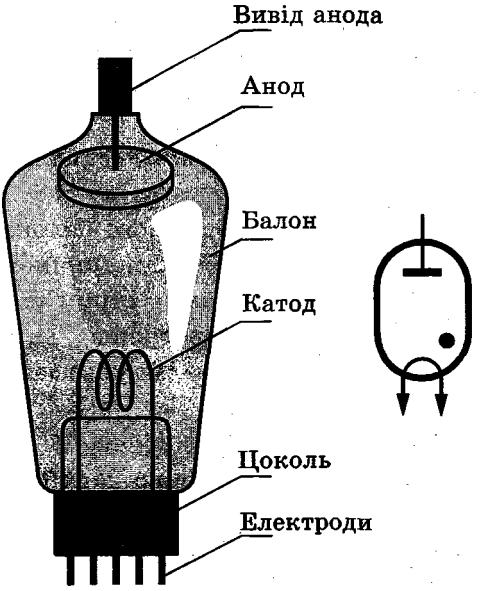


Рис. 12.2

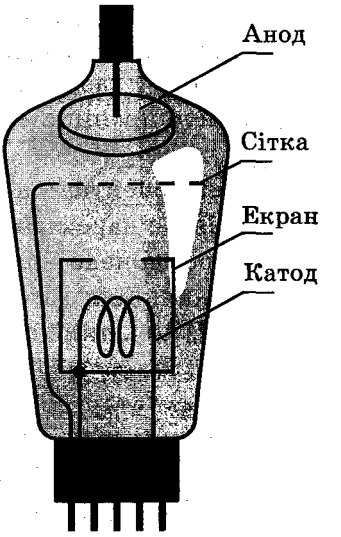


Рис. 12.3

Тиратрон відрізняється від газотрона наявністю третього електрода — сітки, за допомогою якої можна керувати моментом запалювання.

У скляному балоні тиратрона (рис. 12.3), заповненому сумішшю інертних газів, розміщено анод, катод і сітку. Катод оточено металевим екраном, що усуває можливість виникнення електричного поля між катодом і анодом поза сіткою. Зверху екран закритий сіткою, яка має форму диска з отворами. У верхній частині балона розміщено вивід анода; виводи катода і сітки — на цоколі в нижній частині балона.

До анода підводиться додатна напруга, значення якої перевищує напругу запалювання. На сітку подається від'ємна напруга і цим самим створюється потенціальний бар'єр, нездоланний для електронів, випущених катодом. У такому стані тиратрон погашений, і анодний струм дорівнює нулю. Якщо на сітку подати керівний додатний сигнал, електрони набудуть швидкості, достатньої для іонізації газу, і анодний струм стрибкоподібно збільшиться. Тиратрон запалено. Таким чином, за допомогою сітки можна керувати моментом запалювання тиратрона.

Якщо ж знову подати на сітку негативний потенціал, то це ніяк не впливає на струм тиратрона, тому що додатні іони газу притягуються до сітки, компенсуючи негативний потенціал. Щоб погасити тиратрон, слід вимкнути анодну напругу.

Розрізняють тиратрони з гарячим нагрівним катодом, які працюють у режимі несамостійного розряду, і з холодним катодом, які працюють у режимі самостійного розряду.

12.3. Газорозрядні джерела світла

Газорозрядні джерела світла — це пристрої, в яких електрична енергія розряду у газі перетворюється на світлову.

Найпоширенішим газорозрядним джерелом світла є *люмінесцентна лампа.*

Люмінесцентна лампа складається з циліндричного скляного балона, наповненого парою металу або газу (рис. 12.4). На торцях циліндричного балона розміщено вольфрамові катоди, по яких пропускають струм розжарювання. Для запалювання лампи призначений пускорегулювальний апарат (**ПРА**), який формує імпульс напруги, що перевищує імпульс запалювання.

ПРА має стартер, дросель і конденсатор.

Стартер складається із скляного балона, в якому розміщено пару контактів. Один з контактів — рухомий, прикріплений до біметалевої пластини, другий — нерухомий, жорстко закріплений на виводі (рис. 12.5). Скляний балон стартера закривається алюмінієвим ковпачком.

Схему увімкнення люмінесцентної лампи наведено на рисунку 12.6.

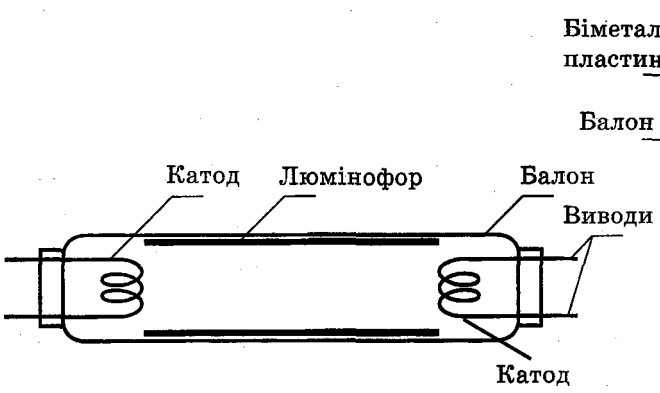


Рис. 12.4

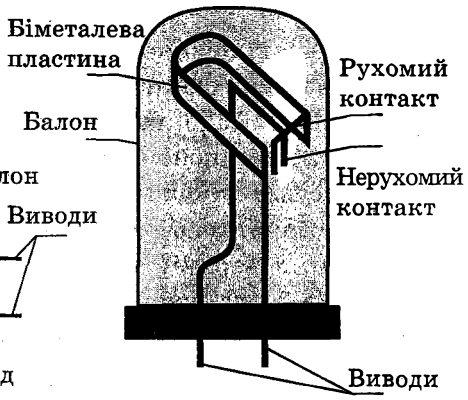


Рис. 12.5

Якщо електричне коло з люмінесцентною лампою (рис. 12.6) увімкнути до мережі, то контакти стартера замикають коло і по ньому проходить струм. Під дією струму катоди лампи нагріваються і з їх поверхні починається емісія електронів. Нагрівається також і біметалева пластина стартера, і через деякий час вона, нагрівшись, розмикає контакти — електричне коло розривається. У момент розмикання контактів стартера у дроселі внаслідок самоіндукції наводиться електрорушійна сила, яка разом із напругою мережі прикладена до газового проміжку між катодами лампи. Під дією цієї сумарної напруги, яка перевищує напругу запалювання, лампа запалюється і в ній починається газовий розряд.

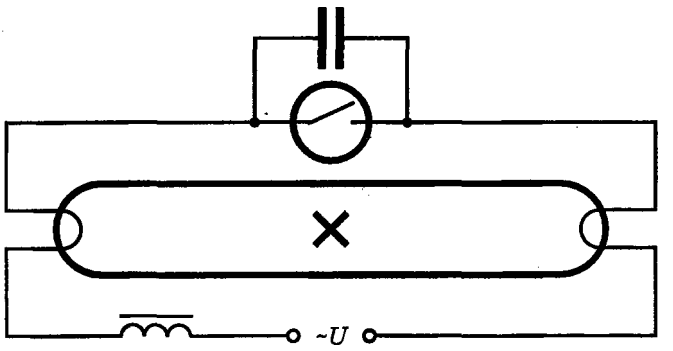


Рис. 12.6

Унаслідок рекомбінації електронів, випущених катодами, з іонами газу випромінюється квант світла ультрафіолетової частини спектра. Шар люмінофору поглинає ці кванти і випромінює видиме світло, близьке за спектральним складом до сонячного.

Таким чином, за допомогою люмінофора змінюється спектр випромінювання.

Контрольні запитання

1. Що є носіями зарядів у газах?
2. Що таке іонізація та рекомбінація?
3. Назвіть види розрядів, що відбуваються в газах.
4. Яка будова та основні характеристики газотронів?
5. На чому ґрунтується принцип дії тиратрону?
6. Які характеристики та галузі застосування люмінесцентних ламп?

13. ОПТОЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ

Оптоелектронними приладами називаються прилади, призначені для обробки електричних та оптичних сигналів. Оптоелектронні прилади мають широку смугу пропускання і перетворення сигналів, велику швидкодію і високу інформаційну ємність оптичних каналів зв'язку.

Носієм інформації в оптичних каналах зв'язку є електрично нейтральний фотон, тому на цей канал практично не впливають різного роду завади, спричинені електричними і магнітними полями.

Оптоелектронні прилади мають переваги над іншими приладами для обробки електричних сигналів, а саме:

1) повне гальванічне розв'язання вхідних і вихідних електричних кіл;

2) відсутній зворотний вплив приймача сигналу на його джерело;

3) легко узгоджуються між собою електричні кола з різними вхідними і вихідними імпедансами.

До недоліків оптоелектронних пристроїв належать значна часова та температурна нестабільність, порівняно велика потужність споживання, недостатня універсальність, менші функціональні можливості порівняно з інтегральними мікросхемами.

До складу оптоелектронних пристроїв входять такі основні елементи: генератори оптичного випромінювання (фотовипромінювачі), приймачі оптичного випромінювання (фотоприймачі), оптичний канал зв'язку.

13.1. Керовані джерела світла

Джерело світла, світловий потік чи яскравість якого залежать від електричного сигналу, називають *керованим джерелом світла*. Інакше кажучи, кероване джерело світла — це пристрій для перетворення електричного сигналу у світловий.

Принцип дії керованих джерел світла ґрунтується на одному з таких фізичних явищ:

температурне світіння (використовується в лампах розжарювання);

випромінювання під час електричного розряду у газі (властиве газорозрядним джерелам випромінювання);

електролюмінесценція (покладена в основу принципу дії електролюмінесцентних ламп);

індуковане випромінювання.

Розглянемо детальніше будову і дію керованих джерел світла.

Лампа розжарювання складається зі скляного балона, у якому створено вакуум і розміщену вольфрамову нитку або спіраль розжарення. Ці пристрої мають широкий спектр випромінювання (0,4 ... 4 мкм), високий рівень освітленості, але порівняно велику інерцію, вузький діапазон частот (10 ... 20 Гц), нестабільні у часі. Вони є дискретними елементами і погано узгоджуються з транзисторними та інтегральними схемами. Як випромінювачі використовуються мініатюрні лампочки розжарювання, наприклад НСМ-9, НСМ-25.

Газорозрядні джерела випромінювання можуть працювати як на постійному, так і на змінному струмі. У газорозрядних джерелах випромінювання використовується *світіння* іонізованого газу при проходженні струму.

Характеристика яскравості $B = f(I)$ у приладів постійного струму близька до лінійної в широкому діапазоні значень струму. Ці прилади мають невисоку часову стабільність параметрів і значні габарити. Мікромініатюризація газорозрядних джерел світла ускладнена, тому вони погано узгоджуються з інтегральними мікросхемами, проте успішно використовуються у складі пристроїв відображення інформації.

Електролюмінесцентні випромінювачі. Дія електролюмінесцентних керованих джерел світла ґрунтується на люмінесценції — світловому випромінюванні, яке перевищує теплове випромінювання за тієї ж температури. Щоб виникла люмінесценція, необхідно атоми речовини привести у збуджений стан за допомогою зовнішнього джерела енергії. Розрізняють: фотолюмінесценцію, яка виникає під дією зовнішнього опромінювання, катодолюмінесценцію, коли на тіло діють швидкі електрони або інші частинки, і електролюмінесценцію, яка спричинена електричним полем чи струмом.

За будовою випромінювачі поділяються на електролюмінесцентні, порошкові та плівкові. Будову електролюмінесцентного порошкового випромінювача наведено на рисунку 13.1.

Прозорий провідний електрод із оксидів різних металів наноситься на скляну підкладку. На електрод наноситься шар люмінофору, який покривається захисним діелектричним шаром у вигляді лакового покриття або діоксиду кремнію і, нарешті, наноситься другий металевий електрод. Одним з найпоширеніших люмінофорів є сульфід цинку ZnS, активований домішками міді, марганцю та інших елементів для збільшення яскравості світіння. Зерна або полікристали сульфіду цинку скріпляються між собою діелек-

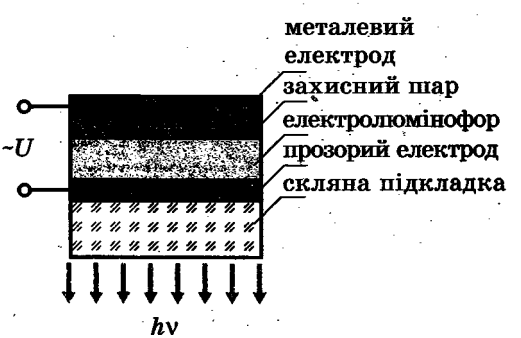


Рис. 13.1

тричною зв'язкою. Такі випромінювачі ще називають електролюмінесцентними конденсаторами, які працюють тільки за змінною напругою, тобто люмінофор збуджується під дією електричного поля. Після збудження відбувається рекомбінація носіїв заряду з виділенням надлишкової енергії у вигляді квантів світла. Поряд з випромінюванням частина надлишкової енергії виділяється у вигляді квантів теплової енергії.

Колір випромінювання визначається шириною забороненої зони електролюмінофору.

Електролюмінесцентні плівкові випромінювачі відрізняються від порошкових тим, що електролюмінофор виготовляється не у вигляді порошку, а у вигляді однорідної полікристалічної плівки, яка утворюється термічним випаруванням з наступним осадженням у вакуумі.

Однією з найважливіших характеристик електролюмінесцентних випромінювачів (джерел світла) є характеристика яскравості, тобто залежність яскравості B випромінювача від прикладеної напруги U (рис. 13.2): $B = f(U)$. Крутизну характеристики яскравості оцінюють кратністю зміни яскравості при зменшенні напруги у два рази порівняно з номінальною. Кратність зміни яскравості електролюмінесцентних випромінювачів не перевищує 20.

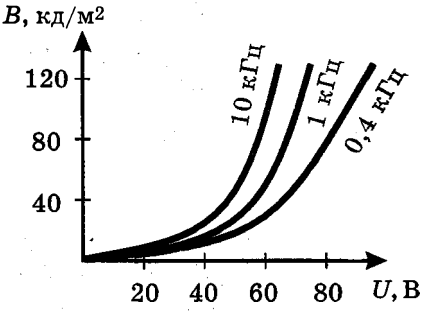


Рис. 13.2

Спектр світла, яке випромінює джерело, характеризується довжиною хвилі, що відповідає максимуму спектральної характеристики випромінювання.

Світловипромінювальні діоди

Світловипромінювальний діод, або просто світлодіод, — це діод, у p — n-переході якого виникає світіння внаслідок рекомбінації неосновних носіїв заряду (електронів і дірок). Воно спостерігається, якщо p — n-перехід зміщений у прямому напрямі. Для того щоб кванти енергії — *фотони*, які випромінюються при рекомбінації, були квантами видимого світла, ширина забороненої зони ΔW має бути відносно великою ($\Delta W > 1{,}7$ еВ). Якщо ширина забороненої зони напівпровідника менша за 1,7 еВ, то випромінювання відбувається в інфрачервоному діапазоні спектра.

Частина енергії, що звільняється внаслідок рекомбінації, випромінюється у вигляді квантів світла, а друга частина енергії — у вигляді квантів теплових коливань — *фононів*. *Внутрішнім квантовим виходом* називається відношення числа випромінених фотонів до числа рекомбінацій.

Основними напівпровідниковими матеріалами, з яких виготовляють світлодіоди, є арсенід галію GaAs, фосфід галію GaP, карбід кремнію SiC та ін.

Основною характеристикою світлодіода є характеристика яскравості, тобто залежність $B = f(I)$ яскравості B від струму I через p—n-перехід. На рисунку 13.3 для прикладу наведено характеристику яскравості світлодіода. Умовне позначення світлодіода на електричних схемах показано на рисунку 13.4. Світлодіоди можуть мати один або кілька p—n-переходів (матричні світлодіоди), розміщених на одному кристалі. Вибірково вмикаючи окремі p—n-переходи матричного світлодіоду, можна отримати висвічену цифру, літеру або знак. Використовують також збірки діодів у одному корпусі, де цифра або літера утворюється вибірковим висвітленням визначеної комбінації сегментів — світлодіодів (рис. 13.5).

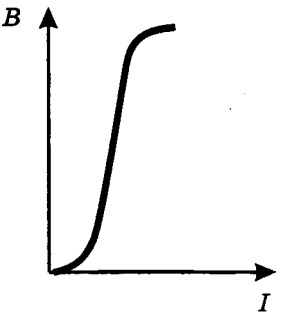


Рис. 13.3

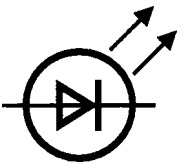


Рис. 13.4

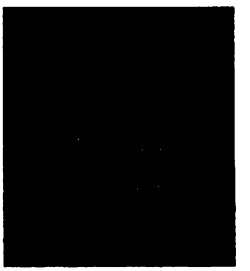


Рис. 13.5

На основі світлодіодів і їх збірок (матриць) будуються різні індикаторні прилади — пристрої візуального відображення інформації від найпростіших (увімкнуто — вимкнуто) до алфавітно-цифрових і матричних дисплеїв у цифрових системах обробки інформації.

Напівпровідникові лазери

Випромінювання світла в напівпровідникових лазерах зумовлене, як і у світлодіодах, рекомбінацією електронів і дірок. Але ця рекомбінація в лазерах вимушена (стимульована), а не мимовільна. Випромінювання внаслідок вимушеної рекомбінації буде *когерентним*, тобто випромінювання атомів мають однаковий напрям, фазу, частоту, поляризацію.

Напівпровідниковий лазер, конструкцію якого наведено на рисунку 13.6, це фактично напівпровідниковий діод особливої конструкції, ввімкнений під пряме зміщення. Дві протилежні торцеві грані, через які здійснюється когерентне випромінювання, мають бути строго паралельні і ретельно відполіровані. Дві інші грані роблять скісними, щоб уникнути випромінювання крізь них. Найпоширеніший матеріал для виготовлення напівпровідникових лазерів — арсенід галію GaAs.

Якщо прямий струм через p—n-перехід більший від деякого порогового струму, то під дією цього струму електрони атомів активної зони пере-

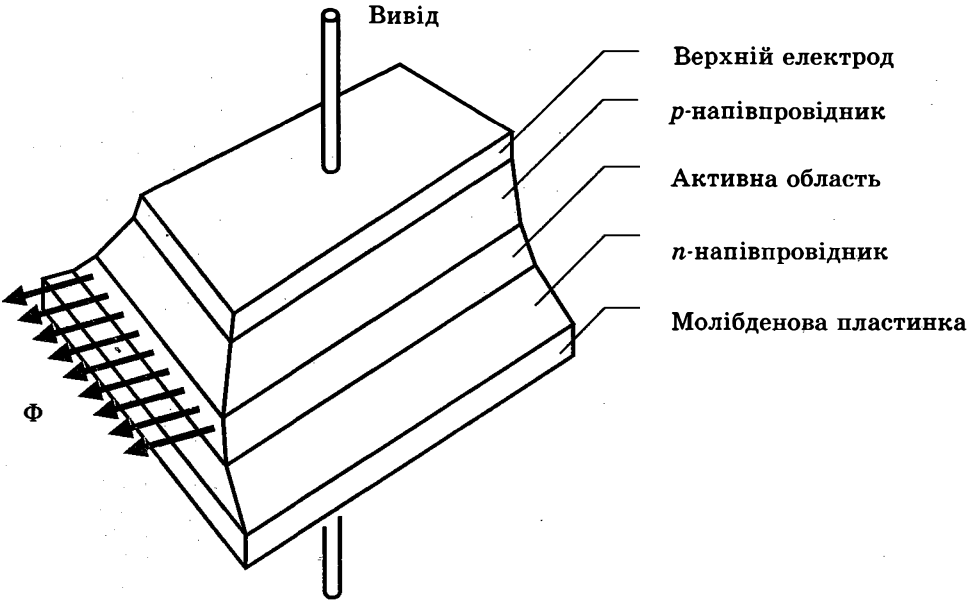


Рис. 13.6

ходять на більш високі енергетичні рівні, заповнюють їх і, таким чином, атоми переходять у збуджений стан. Цей стан є нестійким. Достатньо зовнішнього поштовху, щоб почалася лавиноподібна рекомбінація атомів активної зони з виділенням енергії у вигляді квантів світла. Умови для багаторазового підсилення випромінювання виконуватимуться для тих квантів світла, які рухаються вздовж p—n-переходу перпендикулярно до відполірованих строго паралельних торцевих граней.

Основними характеристиками напівпровідникового лазера є: спектральна характеристика, характеристика яскравості, діаграма спрямованості.

13.2. Фотоприймачі

Фотоприймачі — це оптоелектронні прилади, призначені для перетворення світлового сигналу в електричний.

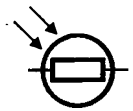
Принцип дії фотоприймачів ґрунтується на таких фізичних явищах:

зміні електропровідності напівпровідника під дією світла — внутрішній фотоефект;

виникненні ЕРС на межі двох матеріалів — фотоефект у запірному шарі;

випусканні речовиною електронів під дією світла — зовнішній фотоефект.

Фоторезистор — це напівпровідниковий резистор, електропровідність якого змінюється під дією світла.



а

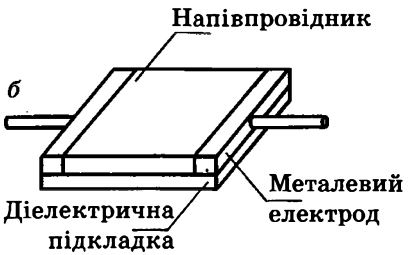


Рис. 13.7

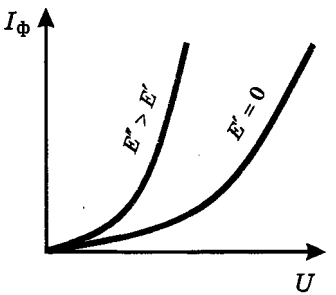


Рис. 13.8

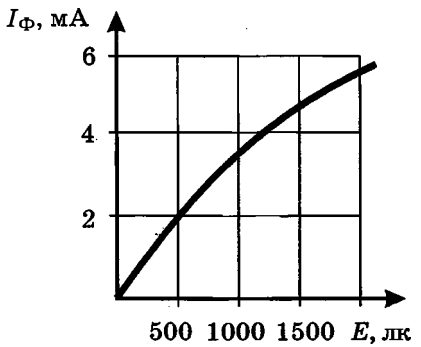


Рис. 13.9

Основою конструкції фоторезистора є напівпровідниковий шар, нанесений на діелектричну підкладку (рис. 13.7). Для нанесення напівпровідникового шару використовують сірчистий талій, селенистий телур, сірчистий вісмут, сірчистий свинець та ін. Умовне позначення фоторезистора наведене на рис. 13.7, *а*.

У затемненому напівпровіднику під дією теплоти відбувається генерація носіїв заряду і тому провідність фоторезистора називається *темновою*. Під дією світла відбувається додаткова генерація носіїв заряду і зростання їх концентрації. Генерація носіїв відбувається як за рахунок переходу електронів з валентної зони у зону провідності, так і за рахунок домішкових енергетичних рівнів.

Основними характеристиками та параметрами фоторезистора є: вольт-амперна характеристика, світлова характеристика, спектральна характеристика, чутливість, темновий опір.

Вольт-амперна характеристика фоторезистора — це залежність фотоструму I через фоторезистор від прикладеної до нього напруги за умови певної сталої освітленості E = const (рис. 13.8).

Світлова, або люкс-амперна, характеристика фоторезистора — це залежність фотоструму $I_Ф = I_{св} - I_т$ від освітленості E (рис. 13.9).

Спектральна характеристика фоторезистора — це залежність фотоструму I від довжини хвилі λ світла, яке падає на фоторезистор (рис. 13.10). Спектральна характеристика має максимум $I_{Фmax}$, положення якого на осі довжин хвиль визначається шириною забороненої зони. Якщо довжина хвилі збільшується, порівняно з довжиною хвилі, спостерігається максимум. Відповідно зменшується енергія фотона і її виявляється недостатньо для переведення електрона з валентної зони у зону провідності. Якщо ж довжина хвилі зменшується, то зростає показник поглинання і зменшується глибина проникнення квантів світла в напівпро-

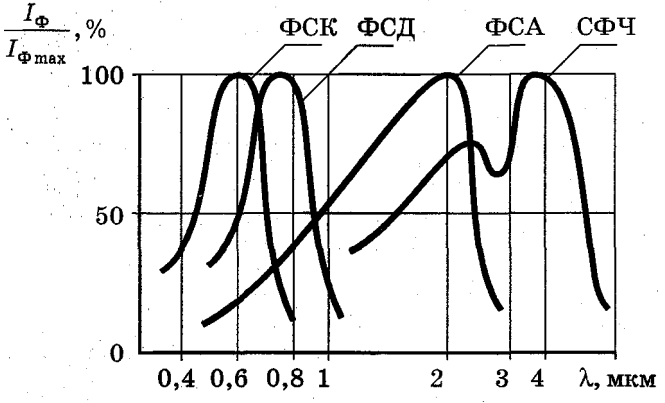


Рис. 13.10

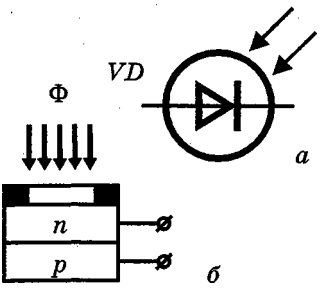


Рис. 13.11

відник. На рисунку 13.10 наведені нормовані спектральні характеристики найпоширеніших фоторезисторів ФСК, ФСД, ФСА, ФСЧ.

Чутливістю фоторезистора називається відношення вихідної величини (фотоструму $I_Ф$) до вхідної величини (освітленості E), тобто

$$S = I_Ф/E.$$

Темновий опір — це опір фоторезистора за відсутності освітлення. Темновий опір прийнято визначати через 30 с після затемнення фоторезистора.

Фотодіод — це напівпровідниковий діод, обернений струм якого залежить від освітленості (рис. 13.11).

Фотодіод в електричне коло вмикають так, щоб p — n-перехід був зміщений у протилежному напрямі. Умовне позначення фотодіода показано на рисунку 13.11, *б*. Під дією квантів світла в p — n-переході і в сумісних ділянках відбувається генерація носіїв заряду і зворотний струм через p — n-перехід зростає. Фотодіод може працювати у двох режимах:

без зовнішнього джерела електричної енергії — режим фотогенератора (рис. 13.12, *а*);

із зовнішнім джерелом електричної енергії — режим фотоперетворювача (рис. 13.12, *б*).

Вольт-амперні характеристики фотодіода для різних значень світлового потоку наведені на рисунку 13.12, *в*. Режиму фотогенератора відповідає ділянка характеристики в четвертому квадранті. У селенових і кремнієвих фотодіодах фотоерс досягає 0.5...0.6 В, а у фотодіода з арсеніду галію становить 0.57 В. У режимі фотоперетворювача (третій квадрант вольт-амперної характеристики рис. 13.12, *в*) світловий потік перетворюється на зворотний струм фотодіода. Залежність зворотного струму через фотодіод у режимі короткого замикання ($I_{к.з}$) від світлового потоку називається *світловою характеристикою фотодіода* (рис. 13.13). Фотодіоди в режимі фотогенератора широко використовуються як джерела енергії — *сонячні*

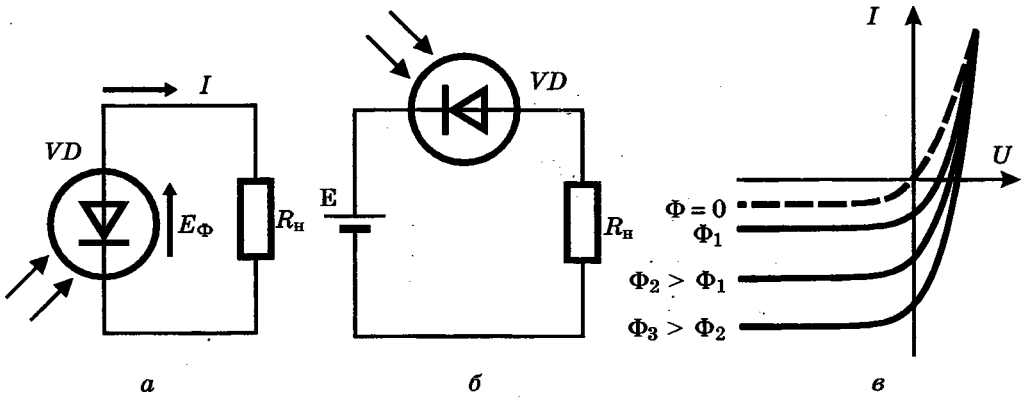


Рис. 13.12

батареї (сукупність електрично з'єднаних фотодіодів) для перетворення енергії сонячних променів в електричну енергію. Фотодіоди як первинні вимірювальні перетворювачі світлового потоку порівняно з фоторезисторами більш швидкодіючі, але мають меншу чутливість.

Фототранзистор — напівпровідниковий прилад з двома p — n-переходами, конструктивно виконаний так, що на ділянку бази діє світловий потік (рис. 13.14), під дією світла в якій відбувається генерація пар електрон — дірка. *Неосновні* носії заряду внаслідок сильного електричного поля колектора долають колекторний p — n-перехід і утворюють струм колектора. *Основні* носії, накопичуючись у базі, створюють просторовий заряд і тим самим знижують потенціальний бар'єр. Зі зниженням потенціального бар'єра збільшується струм бази, що залежить від світлового потоку. Базовий фотострум підсилюється транзистором, тому чутливість фототранзистора в β разів більше, ніж фотодіода. У фототранзисторі колекторний p — n-перехід працює як фотодіод (рис. 13.14, *в*).

Фототиристор — це тиристор, напруга вмикання якого зменшується зі збільшенням освітленості (рис. 13.15). Застосування фототиристорів

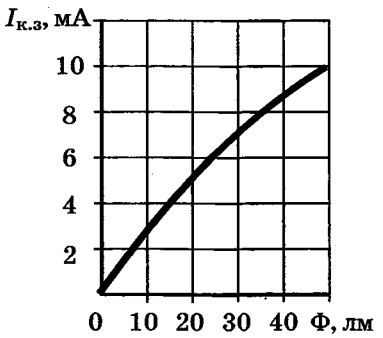


Рис. 13.13

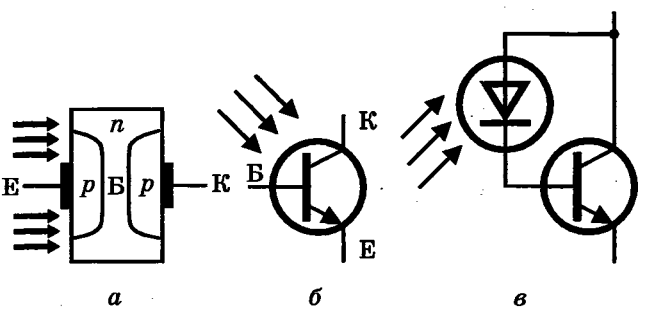


Рис. 13.14

замість звичайних тиристорів значно спрощує проблему гальванічного розв'язання кіл керування від силових електричних кіл.

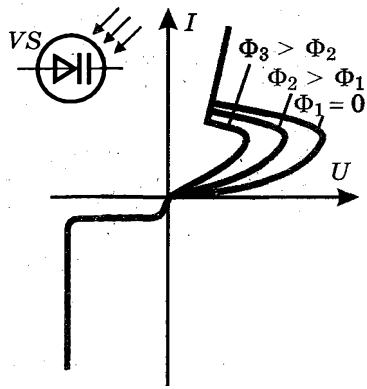


Рис. 13.15

Фотоелементом із зовнішнім фотоефектом називаються електронні прилади, робота яких ґрунтується на явищі фотоелектронної емісії з катода. Фотоелемент, як і електровакуумна лампа, складається зі скляного балона, у якому створено вакуум (рис. 13.16, *а*). Фотокатодом є тонкий шар світлочутливого матеріалу (лужноземельного металу), нанесеного на половину внутрішньої поверхні колби. Анодом фотоелемента є кільце з тонкого нікельового дроту, що забезпечує вільний доступ світла на фотокатод. Умовне позначення фотоелемента наведено на рисунку 13.16, *б*, а схема ввімкнення в електричне коло — на рисунку 13.16, *в*.

Кванти світла з енергією $W = h\nu$, де h — стала Планка, ν — частота коливань, падають на світлочутливий шар катода фотоелемента і передають свою енергію вільним електронам. Якщо енергія електрона, який поглинув квант світла, більша за роботу виходу, то електрон виходить за межі світлочутливого шару.

Таким чином, під дією світла над поверхнею катода утворюється просторовий заряд з електронів, які залишили межі світлочутливого шару. Якщо тепер між анодом і катодом (рис. 13.16, *в*) прикласти напругу прямої полярності (позитивний полюс до анода, а негативний до катода), то під дією електричного поля електрони рухатимуться до анода, утворюючи струм через фотоелемент. Струм I через фотоелемент прямо пропорційний світловому потоку (закон Столєтова): $I = k\Phi$, k — інтегральна чутливість

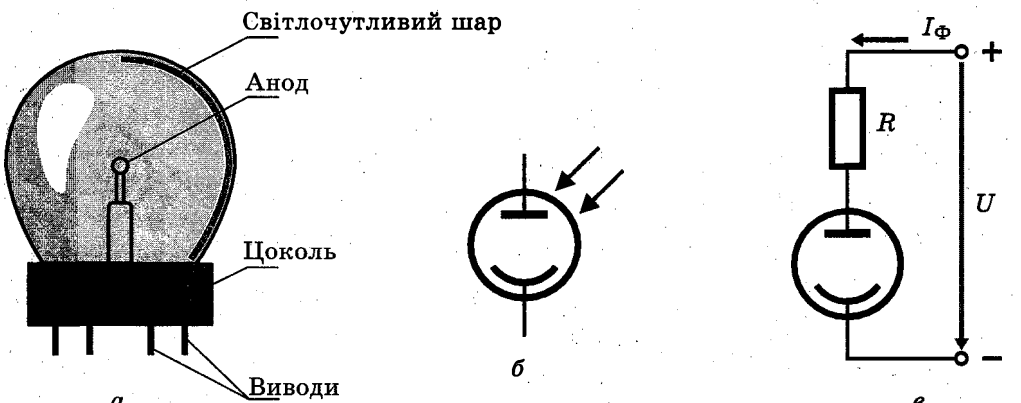


Рис. 13.16



Рис. 13.17

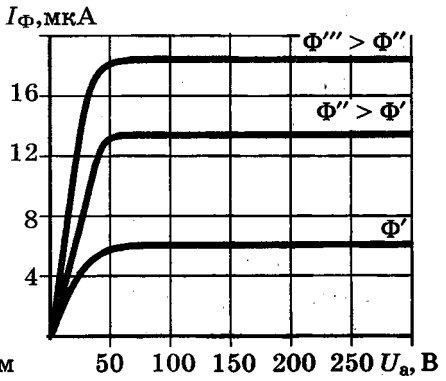


Рис. 13.18

фотоелемента, яка для киснево-цезієвого катода становить 20...60 мкА/лм, а для сурм'яно-цезієвого — 80...180 мкА/лм.

Чутливість фотоелемента залежить від довжини хвилі світла і ця залежність $K = f(\lambda)$ називається *спектральною характеристикою* фотоелемента (рис. 13.17).

Вольт-амперна характеристика фотоелемента для кількох значень світлового потоку наведена на рисунку 13.18.

Через великі габарити та значне енергоспоживання фотоелементи в оптоелектроніці застосовуються обмежено, за винятком випадків, коли необхідно отримати максимальну швидкодію та чутливість. На виробництві фотоелементи знайшли широке застосування у фотореле.

Фотоелектронні розмножувачі. Щоб дістати чутливість, більшу ніж у фотоелементів, застосовують *фотоелектронні розмножувачі* — електровакуумні прилади, у яких потік електронів фотоелектронної емісії підсилюється за допомогою вторинної електричної емісії.

На рисунку 13.19 показана схема пристрою і ввімкнення фотоелектронного розмножувача, а на рисунку 13.20 — його умовне позначення. Фотоелектронний розмножувач складається зі скляного балона, у якому створено вакуум і розміщено електроди: анод, катод і кілька вторинних катодів (динодів). Під дією опромінення катод випускає (емітує)

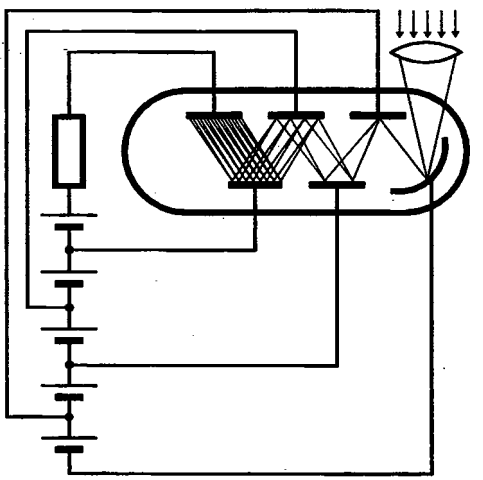


Рис. 13.19

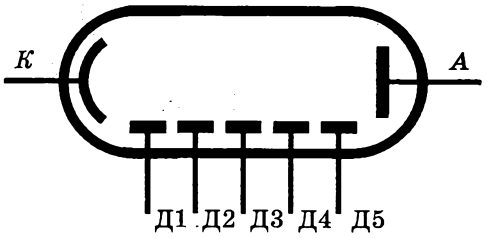


Рис. 13.20

електрони, які прискорюються електричним полем першого динода до такої швидкості, що вибивають із нього вторинні електрони. Ці вторинні електрони прискорюються полем другого динода і вибивають з нього нові вторинні електрони, і так доти, доки вторинні електрони останнього динода не досягають анода. Анодний струм, проходячи через резистор R, створює на ньому вихідну напругу. Відношення кількості вторинних електронів до кількості первинних називається *коефіцієнтом вторинної емісії динода* і позначається літерою σ.

Розрахунковий коефіцієнт підсилення розмножувача, який має n динодів, дорівнює $K = \sigma^n$ і лежить у межах $10^6...10^7$.

За допомогою фотоелектронних розмножувачів можна реєструвати світлові потоки до 10^{-9} лм.

13.3. Оптрони та світловоди

У люмінесцентних приладах між джерелом світла і фотоприймачем є середовище, яке виконує функції світловода. Для зменшення втрат у світловодах коефіцієнт заломлення світла має бути значним. Для виготовлення світловодів використовують свинцеві (n = 1,7...1,9) та селенові (n = 2,4...2,6) стекла.

У оптоелектроніці застосовується також волоконна оптика, яка в багатьох випадках має самостійне значення. Робота елементів волоконної оптики ґрунтується на тому, що світло передається по окремому тонкому волокну, не виходячи за його межі, завдяки *повному внутрішньому відбиванню*. Зібрані в один пучок волокна передають світлові промені незалежно один від одного. Світловод волоконної оптики — це гнучка нитка (волокно) з осердям, виготовленим з високоміцного діелектрика з оболонкою, що покриває осердя і має показник заломлення скла менший, ніж в осердя (рис. 13.21). Спрямоване передавання світлової енергії у волокні відбувається внаслідок явища повного внутрішнього відбивання світла на межі між осердям і оболонкою (рис. 13.21).

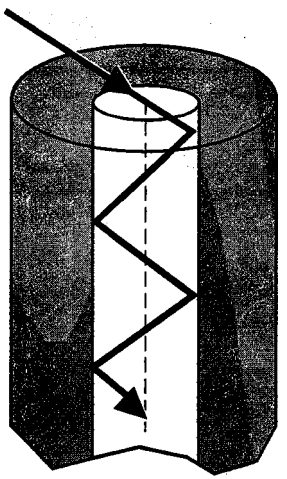


Рис. 13.21

Для інтегральних оптоелектричних мікросхем застосовують *плівкові світловоди*. Вони виготовляються на скляній підкладці у вигляді плівкових

смужок завтовшки 0,5 мкм, яке має більший, ніж у підкладки, коефіцієнт заломлення, що має змогу втримати світловий промінь у межах світловоду завдяки повному внутрішньому відбиванню.

Оптроном, або *оптопарою,* називається оптоелектронний прилад, який складається з джерела світла, фотоприймача і оптичного каналу, який їх з'єднує (рис. 13.22). У оптроні може бути здійснена різна комбінація джерел світла і фотоприймачів. На рисунку 13.23 наведені приклади найпоширеніших комбінацій: світлодіод-фоторезистор *(а)*; світлодіод-фотодіод *(б)*; світлодіод-фототранзистор *(в)*; світлодіод-фототиристор *(г)*.

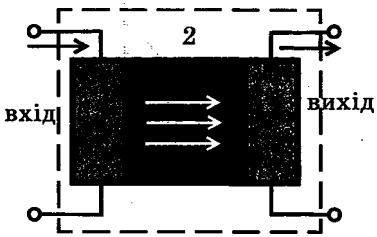


Рис. 13.22

Прогрес в галузі оптоелектроніки пов'язаний з виробництвом і впровадженням оптоелектронних інтегральних мікросхем, до складу яких входять оптрони.

Великі можливості дає застосування оптоелектронних пристроїв у *лініях зв'язку.* Структуру лінії оптичного зв'язку наведено на рисунку 13.24, де *1* — лазер, *2* — модулятор світла, *3* — передавально-оптична антена, *4* — приймальна оптична антена, *5* — фотодетектор, *6* — підсилювач, *7* — дискримінатор, *8* — інформація. Для кодування оптичної інформації використовують або керування параметрами оптичного випромінювання (амплітудою, фазою, поляризацією), або модуляцію світла. На виході передавача формується вузький промінь світла. Падаючи на вхід приймача, він спрямовується на фотодетектор, який перетворює оптичне випромінювання в електричний сигнал. Електричні сигнали підсилюються і оброблюються звичайними радіотехнічними методами.

Лінії зв'язку поділяються на *космічні,* що використовують проходження випромінювання в приземних шарах атмосфери, і *наземні,* що використовують закриті світловодні канали або волоконно-оптичні лінії зв'язку (**ВОЛЗ**). Космічна лінія зв'язку використовує штучні супутники Землі на геостаціонарних орбітах, через які можна обмінюватися інформацією між будь-якими точками Землі (рис. 13.25).

Іншим важливим застосуванням оптоелектроніки є застосування *оптичного запису* інформації, яка ґрунтується на зміні оптичних параметрів

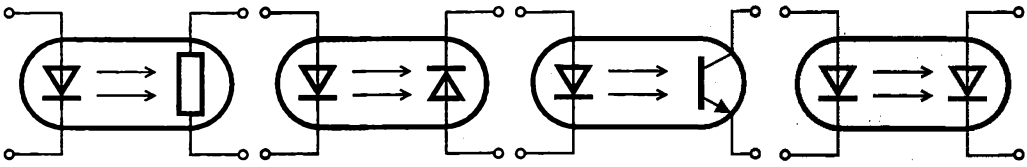


Рис. 13.23

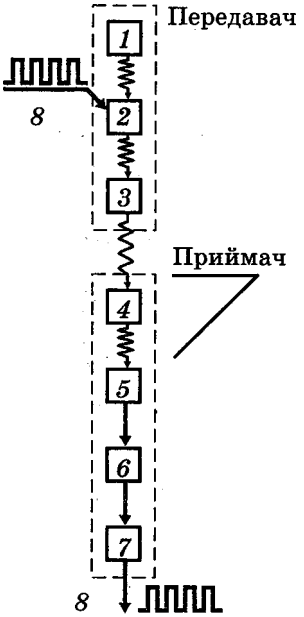


Рис. 13.24

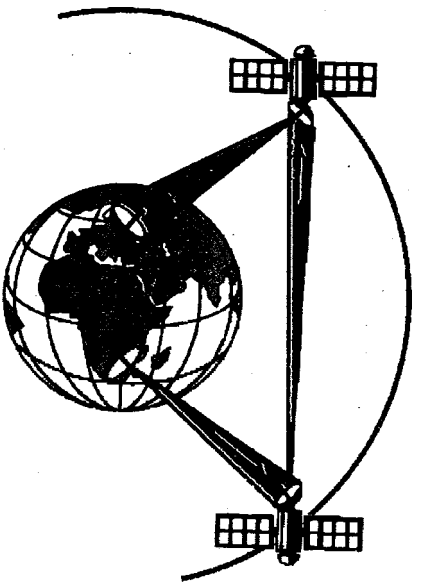


Рис. 13.25

середовища (наприклад, коефіцієнтів відбивання або пропускання) під дією оптичного випромінювання. Оптичний запис забезпечує високу густоту записування інформації, а також великий обсяг інформації.

Оптичні компакт-диски останнім часом широко застосовуються для відео- та аудіозапису, а також запису текстової і графічної інформації в цифровій формі. Такі оптичні диски (CD-ROM) використовують у пристроях пам'яті персональних ЕОМ, у навчальних системах, для створення електронних видань (довідників, енциклопедій тощо).

З розвитком і вдосконаленням технології виробництва оптоелектронних пристроїв розширюються межі використання оптоелектроніки, зростає її роль у прискоренні науково-технічного прогресу.

Контрольні запитання

1. Які компоненти оптоелектроніки застосовуються на практиці?
2. У чому полягають переваги оптоелектронних приладів?
3. Які характеристики мають оптоелектронні прилади?
4. Яка будова світловипромінювального діода?
5. Де застосовується фоторезистор?
6. Що лежить в основі принципу дії фототранзистора?
7. Що таке оптрон?
8. Які переваги мають волоконно-оптичні лінії зв'язку?

14. ВТОРИННІ ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

14.1. Пристрої вторинних джерел електроенергії

Електропостачання здійснюється здебільшого за допомогою трифазних мереж на промисловій частоті. Але живлення багатьох пристроїв можливе постійним струмом (наприклад, інтегральні мікросхеми), змінним струмом з наперед заданою частотою (наприклад, приводи багатьох машин) тощо.

Електричні пристрої, призначені для перетворення електричної енергії одного виду в електричну енергію іншого виду, називаються *вторинними джерелами електроенергії*. До таких джерел електроенергії належать:

некеровані випрямлячі — пристрої для перетворення однофазної або трифазної напруги промислової частоти в постійну напругу;

керовані випрямлячі — пристрої, які здійснюють ті самі функції, що і некеровані випрямлячі, але у керованого випрямляча можна виставити будь-який наперед заданий рівень вихідної напруги у визначеному діапазоні значень;

інвертори — пристрої для перетворення постійної напруги у змінну;

перетворювачі частоти — пристрої для перетворення змінної напруги однієї частоти у змінну напругу іншої частоти.

14.2. Некеровані та керовані випрямлячі

Некеровані випрямлячі

Некеровані випрямлячі за числом фаз поділяються на однофазні і багатофазні (здебільшого трифазні), а за формою напруги — на однопівперіодні і двопівперіодні.

Процес перетворення складається з таких послідовних етапів: зміна (здебільшого зменшення) амплітудного значення змінної напруги за допомогою трансформатора, випрямлення за допомогою випрямляча, згладжування за допомогою згладжувального фільтра і стабілізації за допомогою стабілізатора. Структуру некерованого випрямляча, етапи послідовного перетворення та діаграму напруг наведено на рисунку 14.1.

Однофазний однопівперіодний випрямляч. Схему однофазного однопівперіодного випрямляча наведено на рисунку 14.2, *а*, часові діаграми струмів і напруг — на рисунку 14.2, *б*.

Якщо на вторинній обмотці трансформатора діє додатний півперіод змінної напруги, то діод буде зміщений у прямому напрямі і напруга

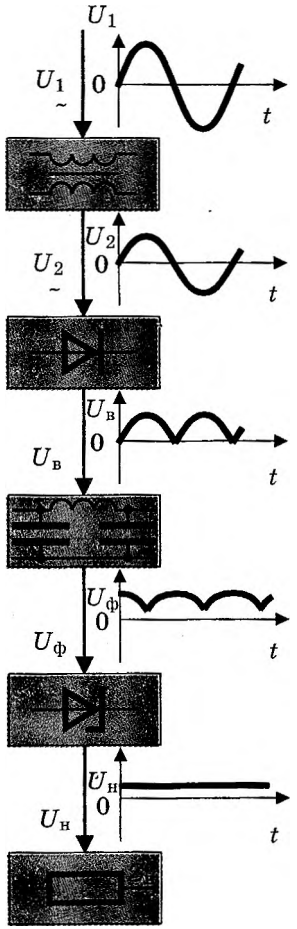


Рис. 14.1

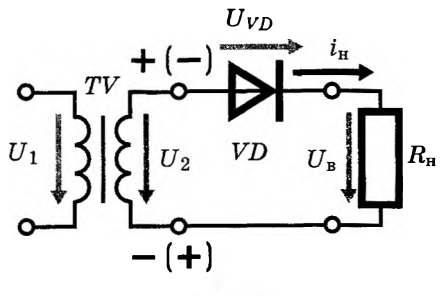
на ньому не перевищуватиме одного вольта. Практично вся напруга вторинної обмотки трансформатора прикладена до опору навантаження, тому струм у колі

$$i_2(t) = i_2(t) = u_2(t)/R_н.$$

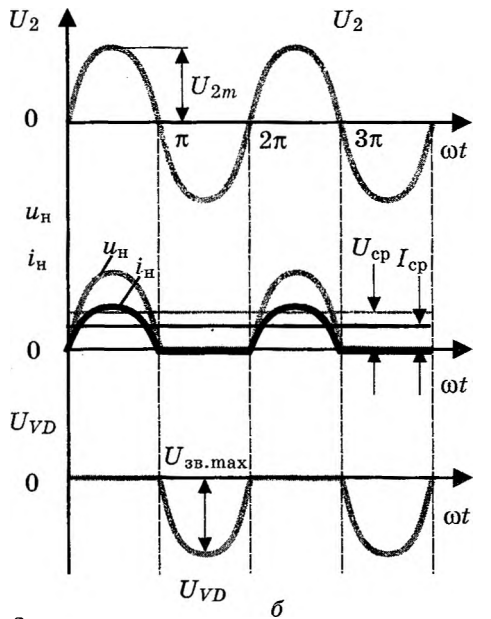
Якщо ж на вторинній обмотці трансформатора діє від'ємний півперіод змінної напруги, то діод буде зміщений у протилежному напрямі, опір діода матимемо (від сотні кілоом до десятків мегом) набагато більший від опору споживача, і струм у колі дорівнюватиме зворотному струмові діода.

Основною перевагою однопівперіодного випрямляча є його простота. До вад даного випрямляча слід віднести порівняно великий коефіцієнт пульсації, малі значення випрямлених струмів і напруг, наявність постійної складової струму через вторинну обмотку трансформатора, що спричиняє підмагнічування магнітопроводу трансформатора.

Однофазний двопівперіодний випрямляч із середнім виводом від вторинної обмотки трансформатора (рис. 14.3) складається з двох діодів. Його можна розглядати як сукупність двох однопівперіодних випрямлячів, що почергово працюють на



а



б

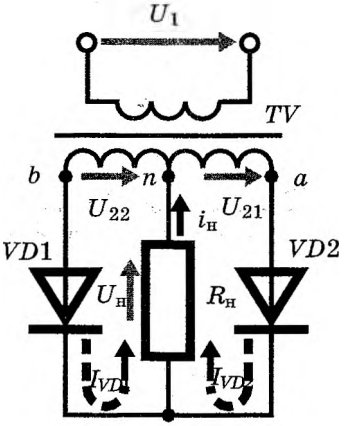
Рис. 14.2

одне і те саме навантаження. Трансформатор має дві однакові вторинні обмотки, ввімкнені послідовно і узгоджено.

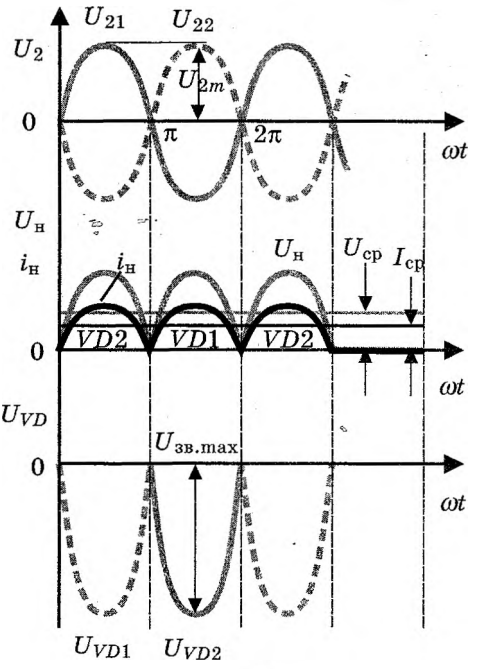
У додатний півперіод напруги мережі потенціал точки *a* більший, ніж потенціал точки *n*, а потенціал точки *b*, навпаки, менший. До діода *VD*2 прикладена напруга прямої полярності, а до діода *VD*1 — протилежної, тому діод *VD*2 відкритий, а діод *VD*1 — закритий. Напруга U_{21} прикладена до опору навантаження і спричиняє протікання струму. До закритого діоду *VD*1 прикладена зворотна сумарна напруга двох обмоток, амплітуда якої дорівнює подвоєному значенню амплітуди напруги в кожній з вторинних обмоток.

У від'ємний півперіод напруги мережі потенціал точки *b* більший від потенціалу середньої точки *n*, а потенціал точки *a* — менший. До діода *VD*1 прикладена напруга прямої полярності і він відкритий, а до діода *VD*2 — протилежної полярності і він закритий. До опору навантаження прикладена напруга обмотки, під дією якої через опір навантаження проходить струм такої ж полярності, як і впродовж додатного півперіода; до закритого діода *VD*2 прикладена зворотна сумарна напруга обох вторинних обмоток з амплітудою U_{VD2} (рис. 14.3).

Однофазний двопівперіодний мостовий випрямляч має 4 діоди, з'єднані за мостовою схемою (рис. 14.4, *а*), потенціал точки *a* більший за потенціал точки *b*. Діоди *VD*1 — *VD*4 відкриті, а *VD*2 — *VD*3 — закриті. Струм у колі має такий напрям: від точки *a* діод *VD*1 — точка *c* — опір наван-

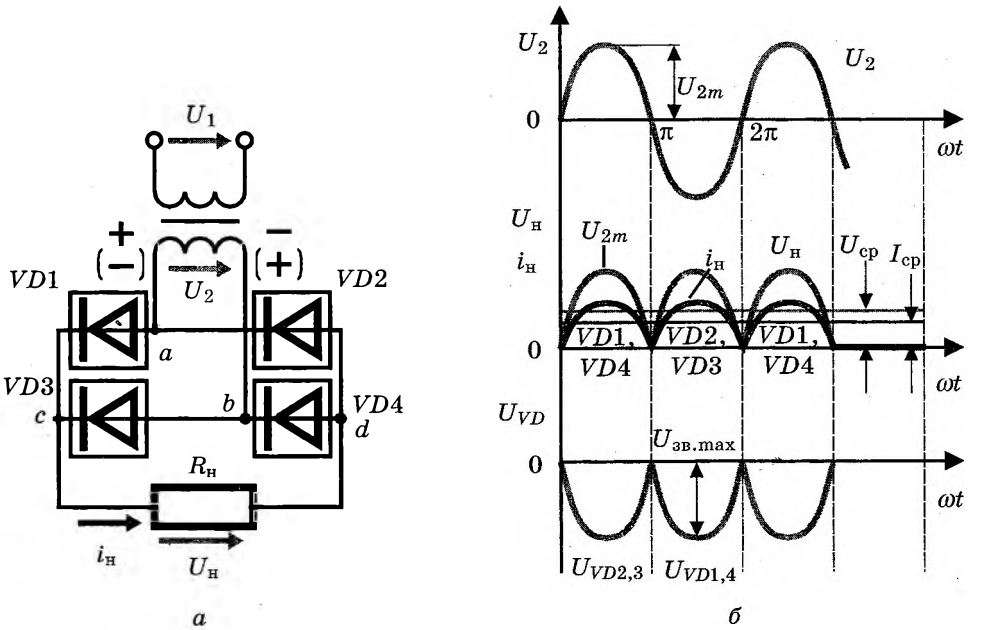


а



б

Рис. 14.3

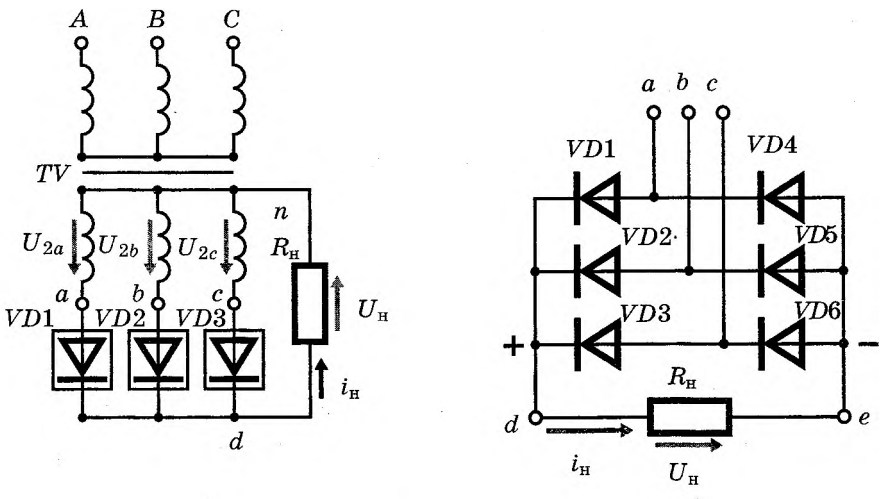


а *б*

Рис. 14.4

таження — точка *d* — діод *VD*4 до точки *b*. У від'ємний півперіод (полярність зазначена в дужках) діоди *VD*2 і *VD*3 відкриті, а *VD*1 і *VD*4 — закриті. Струм навантаження має такий самий напрямок, як і в додатному півперіоді.

Трифазний випрямляч з середньою точкою складається з трьох діодів, катоди яких з'єднані в одну точку і сполучені з опором навантаження (рис. 14.5, *а*). Аноди діодів з'єднані з початками обмоток трифазного трансфор-



а *б*

Рис. 14.5

матора, а кінці обмоток з'єднані в зірку і сполучені з негативним полюсом опору навантаження.

Кожен з трьох діодів буде відкритий в тому разі, коли потенціал анода більший від потенціалу катода, тобто коли фазна напруга на обмотці, з якою з'єднаний діод, буде більша, ніж фазні напруги решти обмоток. З діаграми (рис. 14.6) видно, що діоди відкриті, працюють по черзі впродовж третини періоду коливань. Пульсуючий струм у резисторі навантаження створюється почергово струмами кожного відкритого діода.

Максимальна зворотна напруга на кожному закритому діоді дорівнює амплітудному значенню вихідної лінійної напруги трансформатора.

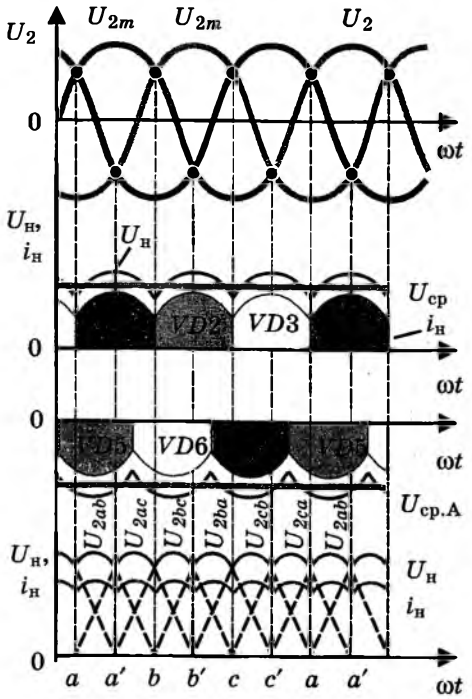


Рис. 14.6

Трифазний мостовий випрямляч складається з двох груп діодів: катодної *VD*1, *VD*2, *VD*3 і анодної *VD*4, *VD*5, *VD*6 (див. рис. 14.5, *б*). Катоди *VD*1, *VD*2, *VD*3 з'єднані і мають одну спільну точку *d*, яка є позитивним полюсом опору навантаження.

Кожен діод катодної групи відкритий упродовж третини періоду, коли потенціал анода більший від потенціалу катода, тобто коли фазна напруга обмотки, з якою з'єднаний діод, більша від фазних напруг інших обмоток.

Аналогічно кожен діод анодної групи відкритий упродовж третини періоду, коли фазна напруга обмотки, з якою з'єднаний діод, більша за фазну напругу інших обмоток.

Таким чином, потенціал точки *d* змінюється по верхній обвідній (див. рис. 14.6), а потенціал точки *e* — по нижній обвідній фазних напруг. Напруга на споживачеві, ввімкненому між точками *d* і *e*, дорівнює

$$U_н = \varphi_d - \varphi_e.$$

Максимальна зворотна напруга на будь-якому з шести діодів дорівнює лінійній напрузі вторинної обмотки трансформатора.

Основні параметри, які характеризують властивості випрямлячів, наведені у таблиці 14.1.

Коефіцієнт пульсацій *p* дорівнює відношенню амплітуди змінної складової до середнього значення випрямленої напруги: $p = U_{1m}/U_{ср}$;

Параметри некерованих випрямлячів

Таблиця 14.1

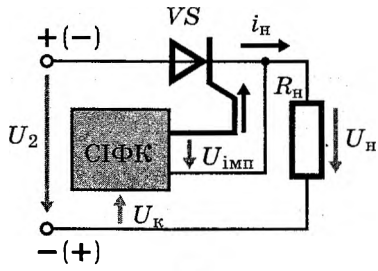
Параметри	Вид випрямлячів				
	Однофазні			Трифазні	
	Однопівперіодні	Двопівперіодні		З нейтральною точкою	Мостові
		З середньою точкою	Мостові		
Середнє значення напруги $U_{ср}$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2$	$1{,}1U_{2ф}$	$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_{2ф}$
Амплітуда змінної складової на виході випрямляча U_{1m}	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot U_2$	$\frac{4\sqrt{2}}{3\pi} \cdot U_2$	$\frac{4\sqrt{2}}{3\pi} \cdot U_2$	$\frac{3\sqrt{6}}{8\pi} U_{2ф}$	$\frac{6\sqrt{6}}{35\pi} U_{2ф}$
Частота коливань змінної складової напруги f	f_2	$2f_2$	$2f_2$	$3f_2$	$6f_2$
Максимальна зворотна напруга на діоді U_o	$\sqrt{2}U_2$	$2\sqrt{2}U_2$	$\sqrt{2}U_2$	$\sqrt{6}U_{2ф}$	$U_{2л}$
Коефіцієнт пульсацій $p = U_{1m}/U_{ср}$	1,57	0,667	0,667	0,25	0,057

Примітка: U_2 — діюче значення напруги на вторинній обмотці трансформатора; f_2 — частота мережі; $U_{2ф}$ — фазна напруга електричної мережі; $U_{2л}$ — лінійна напруга електричної мережі.

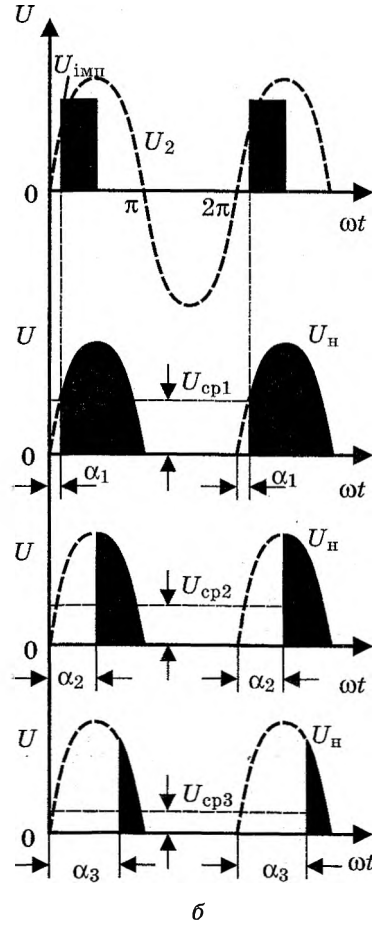
Керовані випрямлячі

Керовані випрямлячі — це випрямлячі, у яких можна задати довільне значення вихідної напруги з номінального діапазону.

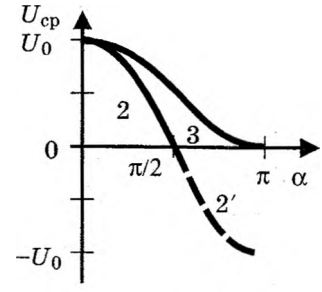
На (рис. 14.7, *а*) наведена схема керованого випрямляча, до складу якого входить тиристор *VS*.



а



б



в

Рис. 14.7

На відміну від напівпровідникового діода, тиристор у додатний період змінної напруги не відкривається до моменту подачі імпульсу напруги на керований електрод. Керівний імпульс напруги зсунутий на фазовий кут відносно початкового моменту додатного півперіоду напруги живлення, тому цей фазовий кут називають *кутом відпирання.*

До моменту подачі керівного імпульсу тиристор закритий, і напруга живлення не надходить до споживача. З моменту подачі керівного імпульсу тиристор стрибком відкривається, з'єднуючи споживача з джерелом живлення. Вимикається тиристор зворотною напругою в момент початку від'ємного півперіоду змінної напруги. Зі збільшенням фазового кута до α_2, а далі до α_3 (рис. 14.7,*б*) тривалість ввімкненого стану тиристора зменшується і відповідно зменшується середнє значення випрямленої напруги на споживачі.

Таким чином, у тиристорному керованому випрямлячі зміна випрямленої напруги здійснюється не за рахунок зміни амплітуди змінної напруги, підведеної до споживача, а за рахунок тривалості ввімкнення споживача до мережі в кожному періоді змінної напруги живлення.

Керування тиристорами випрямляча здійснюється малопотужною електронною системою імпульсно-фазового керування (**СІФК**), яка забезпечує формування керівних імпульсів $U_{імп}$, фазовий кут α, що змінюється під дією напруги керування $U_к$ на вході СІФК.

Регулювальна характеристика керованого випрямляча, тобто залежність середнього значення $U_{ср}$ випрямленої напруги від фазового кута α, показана на рисунку 14.7, *в*. Змінюючи фазовий кут α в межах від 0 до π, можна змінювати середнє значення випрямленої напруги від максимального значення $U_{max} = 0{,}45U_2$ до 0.

Розглянута схема керованого випрямляча є найпростішою. Її можна отримати зі схем однофазного однопівперіодного некерованого випрямляча, якщо напівпровідниковий діод замінити на тиристор.

Аналогічною зміною діодів на тиристори можна отримати схеми керованих однофазних і трифазних випрямлячів.

14.3. Згладжувальні фільтри

Щоб забезпечити високі технічні характеристики сучасних електронних та радіотехнічних приладів, необхідні джерела вторинного електроживлення з малим допустимим рівнем пульсації (десяті, соті, а в деяких випадках і тисячні частини відсотка).

Коефіцієнт пульсацій вихідної напруги більшості випрямлячів (див. табл. 14.1) набагато перевищує допустимий. Для зменшення коефіцієнта пульсацій вихідної напруги випрямлячів до допустимого рівня застосовуються згладжувальні фільтри.

Основним параметром, що характеризує ефективність зменшення пульсацій (тобто якість згладжувального фільтра), є *коефіцієнт згладжування*, який дорівнює відношенню коефіцієнтів пульсацій вхідної $p_{вх}$ і вихідної $p_{вих}$ напруг фільтра

$$q = p_{вх}/p_{вих}.$$

Дія згладжувальних фільтрів ґрунтується на використанні реактивних елементів, які накопичують енергію, коли миттєва вихідна напруга випрямляча більша від середнього значення, і віддають енергію споживачеві, коли миттєва вихідна напруга випрямляча менша за середнє значення, тим самим забезпечуючи рівномірність надходження енергії до споживача і підтримуючи напругу споживачу на незмінному рівні.

Ємнісний фільтр — це конденсатор C, ввімкнений паралельно резистору навантаження (рис. 14.8).

Якщо миттєве значення змінної напруги більше від напруги на споживачеві (інтервал часу 0 — t_1; t_2 — t_3 на рис. 14.8, *б*), то діод випрямляча відкритий і через нього протікає сумарний струм: зарядний струм конденсатора та струм споживача. Конденсатор заряджається до значення $U_C = U_{2m}$, накопичуючи при цьому енергію. Починаючи з моменту t_1, напруга на конденсаторі стає більшою, ніж напруга випрямляча: $U_C > U_2m$, діод закривається і конденсатор розряджається, віддаючи споживачу на-

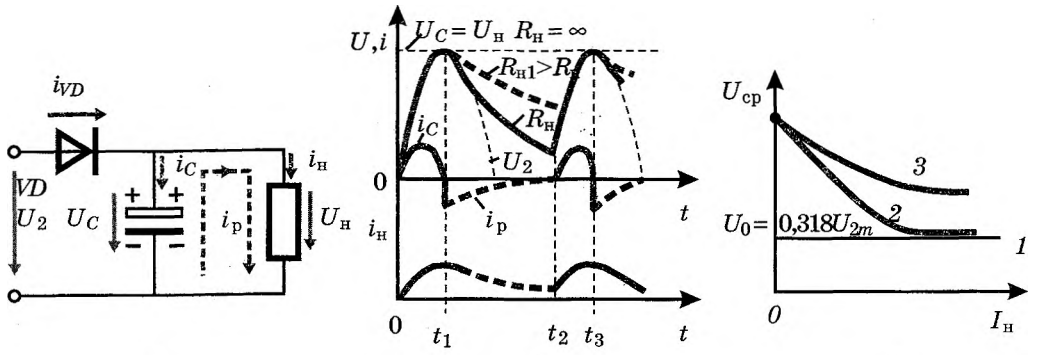


Рис. 14.8

копичену енергію і підтримуючи у ньому струм незмінного напрямку. Пульсація зменшується зі зменшенням струму навантаження (тобто зі збільшенням опору навантаження). У граничному випадку холостого ходу напруга на споживачеві дорівнює максимальному значенню вихідної напруги *(1)*.

На рисунку 14.8, *в* наведена для порівняння зовнішня характеристика випрямляча з фільтром *(3)* і без нього *(2)*.

Зі збільшенням навантаження ефективність фільтра зменшується. Щоб підвищити ефективність фільтра для значних струмів споживача, збільшують ємність конденсатора.

Ємнісні фільтри застосовуються здебільшого для споживачів малої потужності.

Індуктивний фільтр — це дросель, увімкнений послідовно зі споживачем (рис. 14.9, *а*).

Упродовж додатного півперіода вхідної змінної напруги діод випрямляча відкритий і через послідовно з'єднані дросель і споживач проходить струм, який має дві складові: активну, що споживається резистором навантаження, і реактивну, яка намагнічує магнітопровід дроселя, внаслідок чого у ньому накопичується енергія.

Коли вхідна додатна напруга зменшується, то, згідно з правилом Ленца, в обмотці дроселя наводитиметься електрорушійна сила, яка підтримує струм через споживач незмінним. Накопичена у магнітному полі дроселя магнітна енергія надходить до споживача.

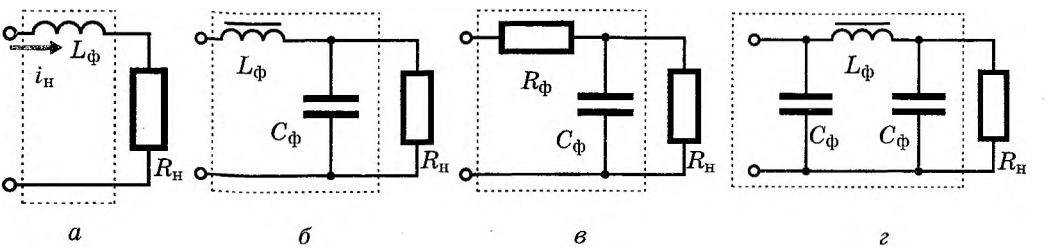


Рис. 14.9

Коефіцієнти згладжування ємнісних і індуктивних фільтрів невеликі і в багатьох випадках не відповідають поставленим вимогам. У такому разі застосовують комбінацію ємнісного і індуктивного фільтрів: Г-подібний фільтр (рис. 14.9, *б*, *в*) та П-подібний фільтр (рис. 14.9, *г*).

14.4. Стабілізатори напруги і струму

Напруга або струм живлення пристроїв змінюються під дією зовнішніх чинників, тобто є нестабільними. Основними причинами нестабільності напруги (струму) живлення є: зміна навантаження, коливання напруги мережі живлення, зміна температури тощо.

Стабілізатором напруги (струму) називається пристрій, який автоматично підтримує задане значення напруги (струму) на споживачеві із заданим ступенем точності.

Необхідність уведення стабілізаторів до складу вторинних джерел живлення зумовлено тим, що для отримання високих технічних характеристик сучасної електронної апаратури необхідно виконання жорстких вимог до стабільності напруги живлення. Наприклад, для живлення підсилювачів постійного струму деяких точних вимірювальних приладів нестабільність напруги живлення має не перевищувати 10^{-4} %.

За фізичною величиною розрізняють *стабілізатори напруги* і *струму*. За принципом дії стабілізатори поділяються на *параметричні* та *компенсаційні*.

У параметричних стабілізаторах застосовують елементи з нелінійною залежністю між струмом і напругою — нелінійні елементи: електровакуумні та іонні лампи, стабілітрони, біполярні та польові транзистори. Робочою ділянкою вольт-амперної характеристики є ділянка, де напруга не залежить від струму.

У компенсаційному стабілізаторі незмінність напруги (струму) забезпечується завдяки автоматичному керуванню вихідною напругою джерела живлення.

Основним параметром, який характеризує якість роботи стабілізаторів, є *коефіцієнт стабілізації*.

Коефіцієнт стабілізації стабілізатора напруги визначається за формулою

$$k_U = \frac{\Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}}/U_{\text{вих}}},$$

де $\Delta U_{\text{вх}}$, $\Delta U_{\text{вих}}$ — відхилення вхідної та вихідної напруг від їх номінальних значень.

Коефіцієнт стабілізації стабілізатора струму

$$k_I = \frac{\Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{вих}}/I_{\text{вих}}},$$

де $\Delta U_{вх}$, $\Delta I_{вих}$ — відхилення вихідного струму навантаження від його номінального значення.

На рисунку 14.10 наведено схему параметричного стабілізатора напруги, який складається з напівпровідникового стабілізатора VD, увімкненого послідовно з обмежувальним опором R.

Нелінійне коло описується рівнянням, складеним за другим законом Кірхгофа:

$$U_{вх} = \Delta U_{ст} + IR.$$

Це нелінійне рівняння зручно аналізувати графічно, за допомогою методу перетину характеристик (рис. 14.10, *б*). Обернену вітку вольт-амперної характеристики стабілітрона з робочою ділянкою EF перетинає «перевернута» вольт-амперна характеристика обмежувального резистора AB.

За координатами точки перетину E вольт-амперних характеристик можна визначити напругу стабілізації і струм стабілізації за номінальної напруги на вході.

Якщо вхідна напруга відхиляється від номінального значення, то для визначення нового значення напруги стабілізації і струму стабілізації необхідно вольт-амперну характеристику обмежувального резистора перемістити паралельно самій собі до перетину з новим значенням (CD) вхідної напруги.

Як видно з рисунка, відхилення вхідної напруги від номінального значення призводить до відхилення напруги стабілізації, але воно значно мен-

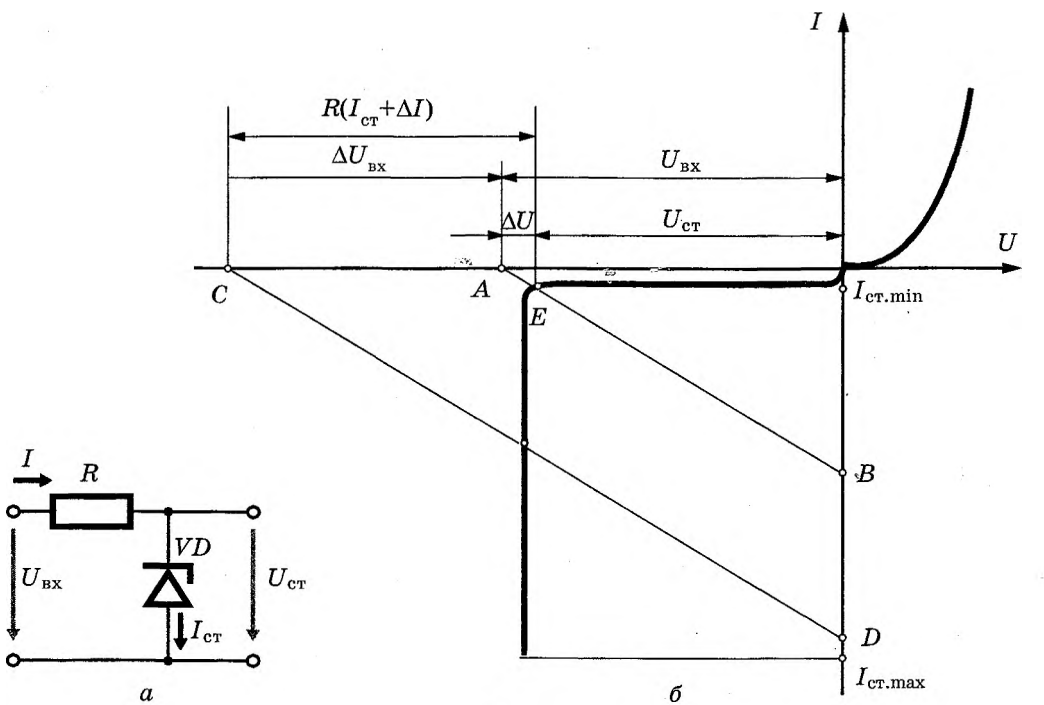


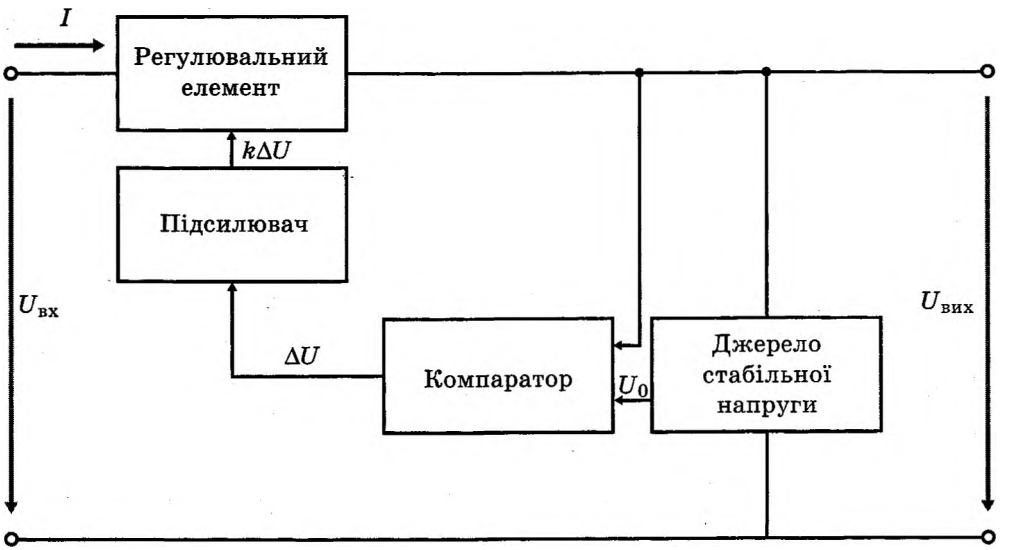
Рис. 14.10

ше за відхилення вхідної напруги, тому напруга на стабілізаторі практично не змінюється.

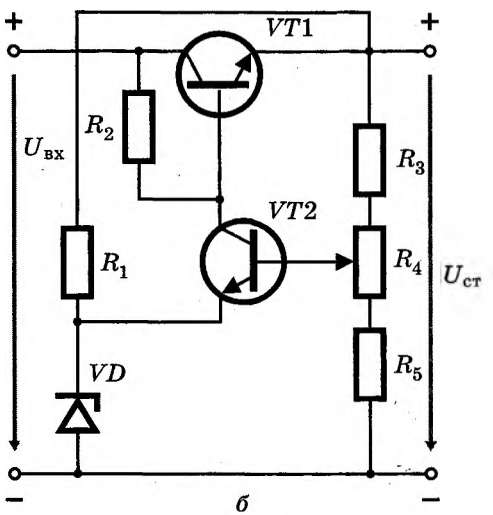
Коефіцієнт стабілізації параметричного стабілізатора на напівпровідниковому стабілітроні не перевищує 30...50.

Компенсаційні стабілізатори напруг і струмів

У компенсаційних стабілізаторах напруги (струму) здійснюється автоматична зміна параметрів регулювального елемента таким чином, щоб вихідна напруга (струм) не змінювалися під дією нестабільної вхідної



а



б

Рис. 14.11

напруги, опору споживача тощо. Стабілізатор автоматично компенсує зміни, наприклад, вхідної напруги змінного опору регулювального елемента. На рисунку 14.11, *а* наведено структуру компенсаційного стабілізатора напруги.

Якщо з деяких причин (наприклад, через нестабільність вхідної напруги або зміну опору споживача) напруга на виході відхиляється від номінального значення, то на вході компаратора з'являється напруга, пропорційна різниці між вихідною та опорною напругами. Вихідна на-

пруга компаратора підсилюється підсилювачем і подається на регулювальний елемент, який змінює свій опір під дією сигнала підсилювача. Зі зміною опору збільшується напруга на регулювальному елементі доти, поки вона не компенсує збільшення вхідної напруги.

На рисунку 14.11, *б* подано принципову схему компенсаційного стабілізатора, побудованого на дискретних напівпровідникових елементах.

Зразкова напруга $U_з$ формується на напівпровідниковому стабілітроні VD, який разом з резистором R_1 утворює параметричний стабілізатор напруги. Зразкова напруга $U_з$ і напруга $U_к$, яка пропорційна вихідній напрузі стабілізатора, порівнюються між собою на емітерному p — n-переході транзистора $VT2$. Якщо напруга $U_к$ перевищує зразкову, то це означає, що до емітерного переходу $VT2$ прикладена різниця напруг $U_к - U_з$. Під дією цієї різниці потенціалів транзистор $VT2$ відкривається, його опір і потенціал бази транзистора $VT1$ зменшуються. Напруга колектор-емітер транзистора $VT1$ збільшується, компенсуючи зростання вхідної напруги.

Контрольні запитання

1. З яких пристроїв складаються вторинні джерела енергії?
2. Які типи некерованих випрямлячів застосовуються на практиці?
3. На чому заснований принцип роботи керованого випрямляча?
4. Для чого у випрямлячах призначений згладжувальний фільтр?
5. Якими параметрами характеризується згладжувальний фільтр?
6. Яку роль виконує стабілізатор напруги?

15. ЕЛЕКТРОННІ ПІДСИЛЮВАЧІ

15.1. Принцип роботи, основні параметри та характеристики електронних підсилювачів

Електронним підсилювачем називається пристрій, призначений для підсилення інформативного параметра електричного сигналу. Структуру підсилювача показано на рисунку 15.1.

Беручи до уваги взаємодію і взаємозв'язок енергії та інформації, підсилювач — це пристрій, який під дією сигналу керує надходженням енергії від джерела живлення до споживача.

Згідно з теорією електричних кіл, підсилювач — нелінійний керований елемент, опір якого нелінійно залежить від керівного сигналу (рис. 15.2).

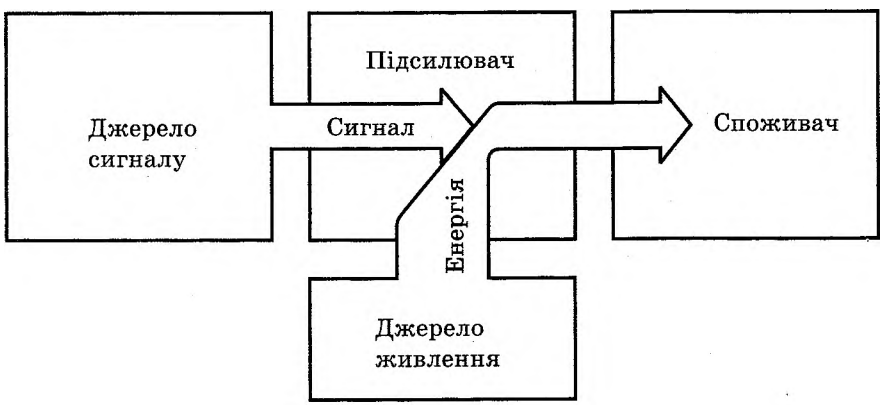


Рис. 15.1

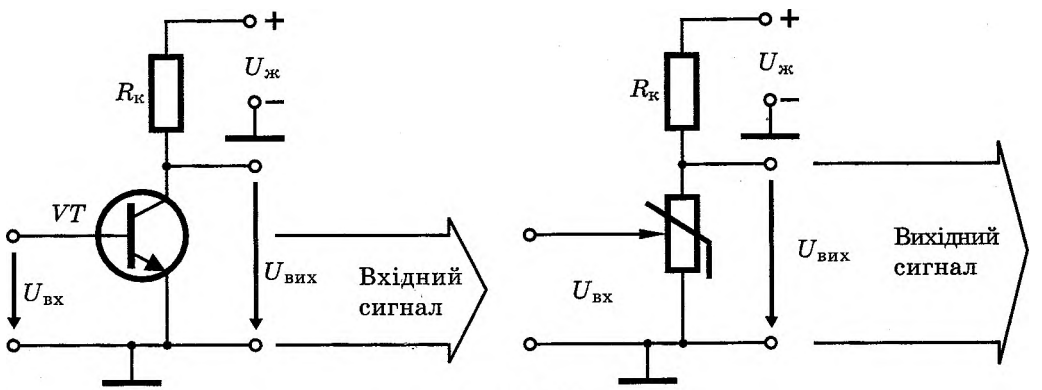


Рис. 15.2

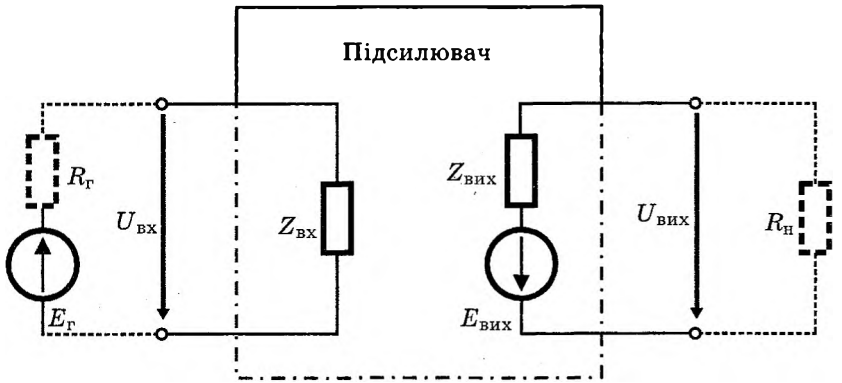


Рис. 15.3

Виходячи з положень теорії електричних систем, підсилювач — це активний чотириполюсник, який має вхідний комплексний опір $Z_{вх}$, вихідний комплексний опір $Z_{вих}$ і кероване джерело енергії $E_{вих}$ (рис. 15.3).

З позицій метрології підсилювач — це вимірювальний масштабний перетворювач інформативного параметра сигналу вимірювальної інформації.

Аналізуючи дію підсилювача з різного погляду, маємо змогу краще дослідити і зрозуміти його властивості.

Класифікація підсилювачів

Підсилювачі класифікувать за такими ознаками:

типом активного елемента — транзисторні, лампові, магнітні тощо;

інформативним параметром сигналу — підсилювачі напруги, струму, потужності;

діапазоном частоти — підсилювачі постійного струму (**ППС**), підсилювачі нижніх частот (**ПНЧ**), підсилювачі верхніх частот (**ПВЧ**);

шириною смуги частот — широкосмугові (імпульсні) підсилювачі і вузькосмугові (резонансні) підсилювачі;

кількістю каскадів — однокаскадні і багатокаскадні;

способом з'єднання каскадів — з резистивним зв'язком, з індуктивним зв'язком, з ємнісним зв'язком.

Основні характеристики та параметри підсилювачів

Властивості підсилювача визначає сукупність його характеристик і параметрів, користуючись якими можна проектувати підсилювачі, а також аналізувати їх роботу у різних режимах.

Амплітудна характеристика підсилювача — це залежність амплітуди $U_{вих.m}$ вихідного синусоїдного сигналу від амплітуди $U_{вх.m}$ вхідного синусоїдного сигналу підсилювача визначеної частоти. Здебільшого це середня частота робочого діапазону частот, яка, як правило, вибирається рівною 1 кГц.

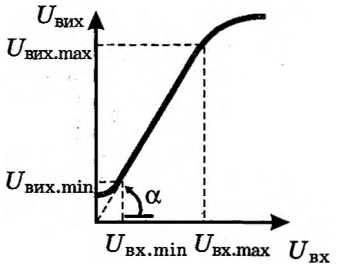


Рис.15.4

Амплітудна характеристика ідеального підсилювача — це пряма лінія, яка проходить через початок координат під кутом α до додатного напряму осі абсцис (рис. 15.4).

Амплітудна характеристика реального підсилювача лінійна лише в середній частині і відхиляється від прямої лінії в діапазоні малих і великих сигналів. Відхилення від прямої у діапазоні великих сигналів зумовлене тим, що активний елемент (наприклад, транзистор) входить в режим насичення і коефіцієнт підсилення його зменшується. Відхилення від прямої в області малих сигналів спричинено дією наводок, завад і власних шумів підсилювача. За амплітудною характеристикою підсилювача можна визначити його параметри: коефіцієнт підсилення, коефіцієнт нелінійних спотворень, динамічний діапазон тощо.

Коефіцієнт підсилення. Коефіцієнтом підсилення називається відношення амплітуди сигналу $U_{вих.m}$ на виході до амплітуди сигналу $U_{вх.m}$ на вході підсилювача:

$$K = U_{вих.m}/U_{вх.m}, \qquad (15.1)$$

тобто за коефіцієнтом підсилення визначають, у скільки разів підсилювач збільшив амплітуду сигналу.

Графічно коефіцієнт підсилення пропорційний тангенсу кута нахилу лінійної частини амплітудної характеристики до додатного напряму осі абсцис. Враховуючи те, що коефіцієнт підсилення, виражений у безрозмірних одиницях, — це досить велике число з багатьма цифрами, то застосовують логарифмічні одиниці — децибели (дБ). Коефіцієнт підсилення, виражений у децибелах, дорівнює

$$G = 20\lg(U_{вих.m}/U_{вх.m}). \qquad (15.2)$$

Коефіцієнт нелінійних спотворень. Відхилення амплітудної характеристики реального підсилювача від прямої лінії спричиняє спотворення форми вихідного сигналу підсилювача і відхилення її від синусоїдної, якщо на вході підсилювача діє синусоїдний сигнал. Ступінь нелінійних спотворень оцінюється коефіцієнтом нелінійних спотворень

$$K_{н.с} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \ldots + P_n}{P_1 + P_2 + P_3 + \ldots + P_n}} \qquad (15.3)$$

або коефіцієнтом гармонік

$$K_г = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \ldots + P_n}{P_1}}, \qquad (15.4)$$

де P_1, P_2, ..., P_n — потужності гармонік вихідного сигналу.

Динамічний діапазон підсилювача. Як уже зазначалося, амплітудна характеристика лінійна тільки в середній своїй частині. Лінійна ділянка обмежена з боку малих сигналів мінімальним значенням вхідного сигналу $U_{вх.m.min}$ (поріг чутливості), а з боку великих сигналів — максимальним значенням вхідного сигналу $U_{вх.m.max}$ (поріг насичення). Динамічний діапазон визначається в логарифмічних одиницях за формулою

$$D = U_{вх.m.max}/U_{вх.m.min}. \qquad (15.5)$$

Комплексна частотна характеристика підсилювача. Визначає підсилення сигналу синусоїдної форми у всьому частотному діапазоні за формулою

$$K(j\omega) = \frac{\underline{U}_{вих}(j\omega)}{\underline{U}_{вх}(j\omega)} = \frac{\underline{U}_{вих}(\omega)}{\underline{U}_{вх}(\omega)} e^{j[\psi_{вих}(\omega)-\psi_{вх}(\omega)]}, \qquad (15.6)$$

де $\underline{U}_{вх}(j\omega) = U_{вх}(\omega)e^{j[\psi_{вх}(\omega)]}$ — комплекс діючого значення вхідного синусоїдного сигналу підсилювача $u_{вх}(t) = \sqrt{2}\cdot U_{вх}\sin(\omega t + \psi_{вх})$, який на частоті ω має діюче значення $U_{вх}$ і початковий фазовий кут $\Psi_{вх}$; $\underline{U}_{вих}(j\omega) = U_{вих}(\omega)e^{j[\psi_{вих}(\omega)]}$ — комплекс діючого значення вихідного синусоїдного сигналу підсилювача $u_{вих}(t) = \sqrt{2}\cdot U_{вих}\sin(\omega t + \psi_{вих})$, який на частоті ω має діюче значення $U_{вих}$ і початковий фазовий кут $\Psi_{вих}$.

Фазочастотною характеристикою підсилювача називається різниця початкових фазових кутів вихідного $\Psi_{вих}(\omega)$ і вхідного $\Psi_{вх}(\omega)$ сигналу на частоті ω:

$$\varphi(\omega) = \Psi_{вих}(\omega) - \Psi_{вх}(\omega), \qquad (15.7)$$

інакше кажучи, фазочастотна характеристика підсилювача — це зсув фаз між вихідними і вхідними сигналами на частоті ω.

Фазочастотна характеристика є аргументом комплексної частотної характеристики як комплексного числа на частоті ω.

$$\varphi(\omega) = \arg(\underline{K}(j\omega)). \qquad (15.8)$$

Відношення діючого або амплітудного значення вихідного синусоїдного сигналу на частоті ω, тобто $U_{вих}(\omega)$ до діючого або амплітудного значення вхідного синусоїдного сигналу на тій самій частоті ω або $U_{вх}(\omega)$ називається *амплітудно-частотною характеристикою підсилювача*:

$$K(\omega) = \frac{U_{вих}(\omega)}{U_{вх}(\omega)}. \qquad (15.9)$$

Амплітудно-частотна характеристика — це модуль комплексної частотної характеристики:

$$K(\omega) = |K(j\omega)|. \qquad (15.10)$$

Термін «амплітудно-частотна характеристика» зумовлений тим, що це залежність амплітуди від частоти. Кожна точка цієї залежності представляє відношення амплітуди вихідного синусоїдного сигналу до амплітуди вхідного сигналу. Це фактично коефіцієнт підсилення синусоїдного сигналу,

що залежить від частоти. На рисунку 15.5 наведені амплітудно-частотні характеристики підсилювачів:

широкосмугового підсилювача змінного струму (рис. 15.5, *а*);

вузькосмугового (резонансного) підсилювача змінного струму (рис. 15.5, *б*);

підсилювача постійного струму (рис. 15.5, *в*).

Графіки амплітудно-частотних характеристик будують у логарифмічному масштабі як на осі ординат, так і на осі абсцис.

На осі ординат застосовують або шкалу десяткових логарифмів, і тоді амплітудно-частотні характеристики, тобто коефіцієнт підсилення, виражаються у десяткових логарифмічних одиницях — децибелах (дБ):

$$G(\omega)_{\text{дБ}} = 20 \lg K(\omega), \qquad (15.11)$$

або шкалу натуральних логарифмів, і тоді значення амплітудно-частотної характеристики виражається у натуральних логарифмічних одиницях — неперах (Нп):

$$g(\omega)_{\text{Нп}} = \ln K(\omega). \qquad (15.12)$$

На осі частот також застосовують або шкалу десяткових логарифмів, і тоді значення частоти виражають у десяткових логарифмічних одиницях частоти — декадах (дк):

$$\omega_{\text{дк}} = \lg(\omega/\omega_0), \qquad (15.13)$$

де ω_0 — базова частота, яку вибирають, як правило, рівною $\omega_0 = 1/\text{с}^{-1}$, або шкалу двійкових логарифмів, і тоді значення частоти виражають у двійкових логарифмічних одиницях частоти — октавах (ок):

$$\omega_{\text{ок}} = \log_2(\omega/\omega_0). \qquad (15.14)$$

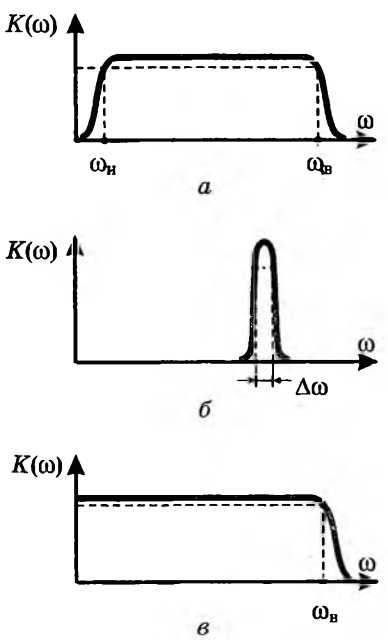


Рис. 15.5

Амплітудно-частотна характеристика підсилювача визначає властивості підсилювача у всьому частотному діапазоні і має велику інформативну здатність. Для характеристики окремих, але водночас найбільш важливих властивостей підсилювача, застосовують параметри підсилювача, які можна визначити за амплітудно-частотною характеристикою.

Частотні спотворення підсилювача. Амплітудно-частотна характеристика ідеального підсилювача — це необмежена пряма лінія, паралельна осі абсцис. Ідеальний підсилювач має коефіцієнт підсилення абсолютно однаковий для всіх частот у необмеженому частотному діапазоні.

Амплітудно-частотна характеристика реального підсилювача збігається з пря-

мою лінією тільки в діапазоні середніх частот і відхиляється від прямої лінії щодо вищих частот, а також нижчих частот для підсилювача змінного струму.

Відхилення амплітудно-частотної характеристики від прямої лінії зумовлюють *частотні спотворення* підсилюваного сигналу, які полягають у неоднаковому підсиленні сигналів різних частот. Частотні спотворення характеризуються *коефіцієнтом частотних спотворень*, який визначається відношенням коефіцієнта підсилення на середній частоті $K(\omega_0)$ до коефіцієнта підсилення на даній частоті $K(\omega)$:

$$M(\omega) = K(\omega_0)/K(\omega). \qquad (15.15)$$

Для якісної роботи підсилювача необхідно, щоб коефіцієнт нелінійних спотворень $M(\omega)$ не перевищував допустимого значення $M(\omega) \le M_{доп}$. Часто допустиме значення коефіцієнта частотних спотворень приймають рівним 0,707, або в логарифмічних одиницях — 3 дБ. Частоти $\omega_н$ та $\omega_в$, на яких коефіцієнт частотних спотворень дорівнює допустимому, називаються *нижньою* і *верхньою граничними частотами* (див. рис. 15.5, *а*). Для підсилювача постійного струму $\omega_в = 0$.

Смуга пропускання підсилювача — це діапазон частот, у якому коефіцієнт частотних спотворень не перевищує допустимих значень (див. рис. 15.5), тобто

$$\Delta\omega = \omega_в - \omega_н. \qquad (15.16)$$

*Фазочастотна характеристика підсилювача (***ФЧХ***)* — це залежність зсуву фази вихідного сигналу від частоти відносно вхідного. Разом з тим фазочастотна характеристика підсилювача є аргументом комплексної частотної характеристики. Додатні значення фазочастотної характеристики відповідають випередженню, а від'ємні — відставанню вихідного сигналу відносно вхідного. Кут зсуву фаз $\varphi(\omega)$ зумовлений наявністю в схемі підсилювача реактивних елементів.

Фазочастотна характеристика ідеального підсилювача — це пряма лінія $\varphi(\omega) = -\varepsilon\omega$, яка проходить через початок координат під деяким кутом до додатного напряму осі частот (рис. 15.6). Кут зсуву фаз прямо пропорційний частоті. Це означає, що будь-яка гармоніка складного сигналу зсувається на один і той самий інтервал часу τ. Таким чином, складний сигнал, проходячи через підсилювач, буде зсунутий в часі на інтервал часу τ, але його форма залишається незмінною.

Фазочастотна характеристика реального підсилювача лінійна тільки в діапазоні середніх частот і значно відхиляється від прямої лінії в діапазоні нижчих і вищих частот.

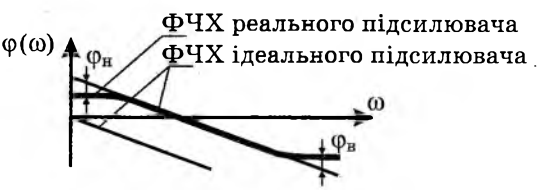


Рис. 15.6

Фазові спотворення сигналу. Відхилення фазочастотної ха-

рактеристики від прямої лінії призводить до того, що гармоніки складного сигналу, проходячи через підсилювач, матимуть неоднаковий зсув у часі і форма вихідного сигналу спотворюється. Такі спотворення сигналу називаються *фазовими спотвореннями*. Аналогічно частотним, фазові спотворення визначаються на верхній $\omega_в$ та нижній $\omega_н$ частотах як різниця ординат фазочастотної характеристики реального підсилювача і прямої лінії, дотичної до цієї характеристики в діапазоні середніх частот.

Частотні і фазові спотворення належать до *лінійних спотворень* сигналу, оскільки спричинені лінійними реактивними елементами підсилювача.

15.2. Електронні підсилювачі зі зворотним зв'язком

Зворотним зв'язком (ЗЗ) називається передача частини енергії вихідного сигналу на вхід підсилювача. Пристрій, за допомогою якого передається ця енергія, називають *ланкою зворотного зв'язку*. Зворотний зв'язок вважають *додатним*, якщо частина вихідного сигналу *додається* до вхідного сигналу підсилювача. Якщо ж частина вихідного сигналу *віднімається* від вхідного, то зворотний зв'язок називається *від'ємним*.

За способом увімкнення зворотного зв'язку на вході підсилювача розрізняють послідовний і паралельний зворотний зв'язок.

Якщо джерело вхідного сигналу і вихід ланки зворотного зв'язку ввімкнені послідовно (рис. 15.7, рис. 15.8), то такий зворотний зв'язок називають *послідовним*, а якщо паралельно, — *паралельним* (рис. 15.9, рис. 15.10).

За способом увімкнення зворотного зв'язку на виході підсилювача розрізняють зворотний зв'язок за струмом і за напругою.

Якщо сигнал зворотного зв'язку пропорційний вихідному струму підсилювача, то маємо зворотний зв'язок за струмом (рис. 15.8, рис. 15.9), а якщо пропорційний вихідній напрузі — то маємо зворотний зв'язок за напругою (рис. 15.7, рис. 15.10).

Зворотний зв'язок називається *частотно-залежним*, якщо ланка зворотного зв'язку містить реактивні елементи, і *частотно-незалежним*, якщо ланка зворотного зв'язку побудована тільки з резистивних елементів. Коефіцієнт передачі зворотного зв'язку β є функцією частоти $\beta = f(\omega)$, тому частотно-залежний зв'язок називають *гнучким*.

На рисунках 15.7 — 15.10 наведено електронні підсилювачі зі зворотним зв'язком:

послідовний за напругою (рис. 15.7);

послідовний за струмом (рис. 15.8);

паралельний за струмом (рис. 15.9);

паралельний за напругою (рис. 15.10).

Коефіцієнт підсилення K_β підсилювача, охопленого зворотним зв'язком, доцільно виразити через коефіцієнт підсилення K підсилювача без

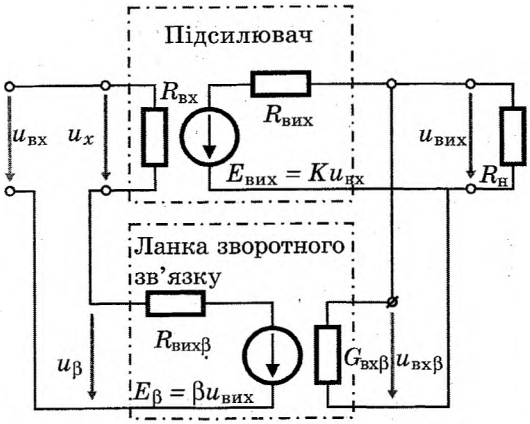


Рис. 15.7

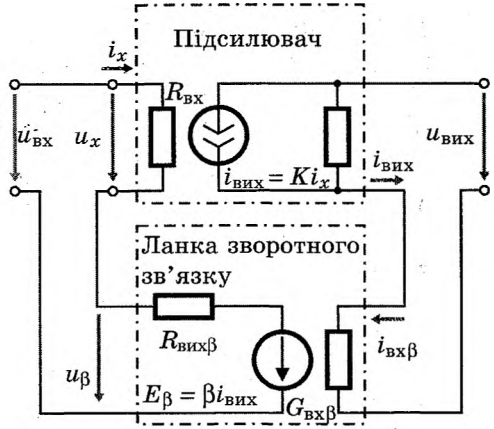


Рис. 15.8

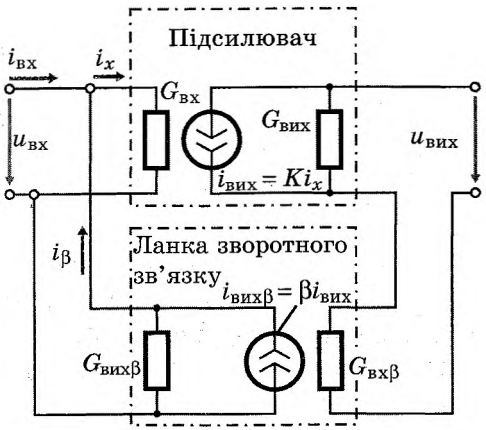


Рис. 15.9

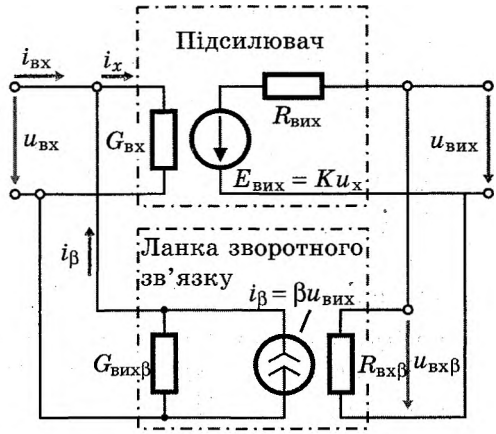


Рис. 15.10

зворотного зв'язку і коефіцієнт передачі β ланки зворотного зв'язку. Розглянемо підсилювач з послідовним від'ємним зворотним зв'язком за напругою (рис. 15.7).

Запишемо співвідношення для вхідних і вихідних величин.

$$u_{вих} = K_β u_{вх}, \tag{15.17}$$

$$u_x = u_{вх} \pm u_β, \tag{15.18}$$

$$u_β = βu_{вих}. \tag{15.19}$$

Підставляючи рівняння (15.19) у (15.18), а (15.18) у свою чергу в (15.17) і поділивши обидві частини отриманого рівняння на $u_{вх}$, матимемо

$$K_β = \frac{K}{1 \pm Kβ}, \tag{15.20}$$

де знак «+» відповідає від'ємному зворотному зв'язку, а знак «−» — додатному.

Аналіз останньої формули показує, що від'ємний зворотний зв'язок зменшує коефіцієнт прямого підсилення в $(1 + K\beta)$ раз, а додатний зворотний зв'язок збільшує коефіцієнт прямого підсилення в $(1 - K\beta)$ раз.

Здебільшого підсилювачі проектуються таким чином, що виконується нерівність $K\beta >> 1$. Тоді рівняння (15.20) набуде вигляду

$$K_\beta = \frac{1}{\beta}. \qquad (15.21)$$

Таким чином, за умови виконання нерівності $K\beta >> 1$ підсилювач з від'ємним зворотним зв'язком має дуже цінну властивість: його коефіцієнтне підсилення залежить *тільки від параметрів ланки зворотного зв'язку* і не залежить від параметрів каналу прямого підсилення сигналу. Ця властивість дає змогу знизити вимоги до параметрів (точності, стабільності, частотного діапазону тощо) елементів каналу прямого підсилення підсилювача під час його проектування.

Стабільність коефіцієнта підсилення. Розглянемо, як впливає від'ємний зворотний зв'язок на стабільність коефіцієнта підсилення. Якщо канал прямого підсилення має відносну нестабільність $\delta K = \Delta K / K$, де ΔK — абсолютна нестабільність коефіцієнта прямого підсилення K, то відносну нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком можна визначити за формулою

$$\delta K_\beta = \frac{\Delta K_\beta}{K_\beta} = \frac{1}{K_\beta}\left[\frac{K + \Delta K}{1 + (K + \Delta K)\beta} - \frac{K}{1 + K \cdot \beta}\right]. \qquad (15.22)$$

Виконавши нескладні алгебраїчні перетворення, отримаємо

$$\delta K_\beta = \frac{\Delta K / K}{(1 + K \cdot \beta) + \Delta K\beta} \cong \frac{\Delta K / K}{(1 + K \cdot \beta)}. \qquad (15.23)$$

Таким чином, нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача зі зворотним від'ємним зв'язком менша приблизно в $(1 + K\beta)$ раз порівняно з нестабільністю коефіцієнта каналу прямого підсилення.

Отже, введення від'ємного зворотного зв'язку поліпшує стабільність підсилювача, але зменшує коефіцієнт підсилення (15.23).

Вхідний опір підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком залежить від того, який тип зв'язку застосовується — послідовний чи паралельний.

Для послідовного від'ємного зв'язку залежність між вхідною напругою $u_{вх}$, вихідною напругою ланки зворотного зв'язку u_β і вхідною напругою каналу прямого підсилення u_x визначається за формулою

$$u_{вх} = u_\beta + u_x. \qquad (15.24)$$

Напруги u_β та u_x пов'язані з вихідною напругою $u_{вих}$ залежностями

$$u_\beta = \beta u_{вих}, \qquad u_x = u_{вих}/K. \qquad (15.25)$$

Виразивши із системи (15.25) $u_\beta = K\beta u_x$ і підставивши у (15.24), отримаємо

$$u_{вх} = u_x(1 + K\beta). \qquad (15.26)$$

Вхідний опір підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком визначається через вхідний опір каналу прямого зв'язку, якщо поділити праву і ліву частини рівняння (15.26) на $i_{вх}$, а саме

$$R_{вх\beta} = R_{вх}(1 + K\beta). \qquad (15.27)$$

Отже, вхідний опір підсилювача з від'ємним послідовним зв'язком більший в $(1 + K\beta)$ раз, ніж опір каналу прямого підсилення.

Аналогічно можна показати, що провідність $G_{\beta вх}$ підсилювача, охопленого від'ємним паралельним зв'язком, більша в $(1 + K\beta)$ раз від провідності каналу прямого підсилення $G_{вх}$, тобто

$$G_{\beta вх} = G_{вх}(1 + K\beta). \qquad (15.28)$$

Отже, вхідний опір підсилювача, охопленого від'ємним паралельним зв'язком, менший в $(1 + K\beta)$ раз, ніж опір каналу прямого підсилення.

Вихідний опір підсилювача, охопленого від'ємним послідовним зворотним зв'язком, за напругою дорівнює відношенню вихідної напруги $u_{х.х}$ підсилювача в режимі холостого ходу до струму $i_{к.з}$ підсилювача в режимі короткого замикання

$$R_{вих\beta} = u_{х.х}/i_{к.з}. \qquad (15.29)$$

У режимі холостого ходу напруга на виході $u_{х.х}$ зв'язана з напругою на вході $u_{вх}$ залежністю (15.20)

$$u_{х.х} = u_{вх}\frac{K}{1 + K\beta}. \qquad (15.30)$$

У режимі короткого замикання напруга на виході дорівнює нулю ($u_{вих} = 0$), а це означає, що обернений зв'язок за напругою не діє і $u_\beta = 0$, тоді $u_x = u_{вх}$.

Струм в режимі короткого замикання визначається за формулою

$$i_{к.з} = \frac{u_{вих}}{R_{вих}} = \frac{Ku_x}{R_{вих}} = \frac{Ku_{вх}}{R_{вих}}. \qquad (15.31)$$

Підставивши (15.31) та (15.30) у (15.29), дістанемо

$$R_{вих\beta} = \frac{R_{вих}}{1 + K\beta}. \qquad (15.32)$$

Таким чином, вихідний опір підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком за напругою менший в $(1 + K\beta)$ раз від вихідного опору каналу прямого підсилення. Аналогічно можна показати, що вихідна провідність $G_{вих\beta}$ підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком за струмом, менша в $(1 + K\beta)$ раз від вихідної провідності $G_{вих}$ каналу прямого підсилення, тобто

$$G_{вих\beta} = \frac{G_{вих}}{1 + K\beta}. \qquad (15.33)$$

Отже, від'ємний зворотний зв'язок за напругою зменшує, а за струмом збільшує вихідний опір підсилювача.

Вплив від'ємного зворотного зв'язку на ширину смуги частот підсилювача. Електронний підсилювач має важливу властивість — добуток коефіцієнта підсилення K на ширину смуги частот $\Delta\omega$ є величиною сталою, тобто

$$K\Delta\omega = \text{const}. \qquad (15.34)$$

Оскільки коефіцієнт підсилення підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком зменшується в $(1 + K\beta)$ раз, то ширина смуги частот $\Delta\omega_\beta$ підсилювача відповідно збільшується в $(1 + K\beta)$ раз, тобто

$$\Delta\omega_\beta = \Delta\omega(1 + K\beta). \qquad (15.35)$$

Аналізуючи вплив від'ємного зворотного зв'язку на параметри підсилювача, можна зазначити, що зі зменшенням коефіцієнта підсилення від'ємний зворотний зв'язок поліпшує властивості підсилювача, збільшує стабільність коефіцієнта підсилення, змінює вхідний і вихідний опори залежно від типу зворотного зв'язку.

15.3. Диференціальні електронні підсилювачі

Диференціальні електронні підсилювачі є одним із видів *підсилювачів постійного струму*, які призначені для підсилення сигналів, що мають постійну складову. Амплітудно-частотну характеристику підсилювача постійного струму наведено на рисунку 15.5, *в*.

Підсилювачі постійного струму широко застосовуються у вимірювальній техніці для підсилення сигналів первинних вимірювальних перетворювачів, в автоматизованих системах керування та в інших галузях. Параметри сигналу поділяються на інформативні і неінформативні.

Інформативним вважається той параметр, який несе інформацію. Наприклад, для підсилювача змінної напруги інформативним параметром є амплітуда змінної складової напруги, яка і підсилюється за допомогою даного підсилювача.

Неінформативні параметри не несуть інформації. Наприклад, у підсилювачі змінної напруги неінформативними параметрами є рівень постійної складової напруги, частота, фаза, потужність змінної складової напруги тощо.

Незважаючи на те, що неінформативні параметри не несуть інформації, вони істотно впливають на найважливіші параметри підсилювача.

Підсилення постійного струму порівняно з підсиленням змінного струму здійснювати значно складніше.

По-перше, для розмежування інформативної (змінної) складової і неінформативної (постійної) складової сигналу застосовувалися конденсатори, які пропускали змінну (інформативну) складову і не пропускали постійної (неінформативної) складової сигналу. У підсилювачах постійного струму інформативна і неінформативна складова сигналу мають постійний характер і їх потрібно розрізняти.

По-друге, у підсилювачах постійного струму виникає так званий *дрейф нуля*, тобто за умови *відсутності* сигналу на вході підсилювача, на виході підсилювача виникає вихідний сигнал, який змінюється хаотично (непередбачувано) (рис. 15.11).

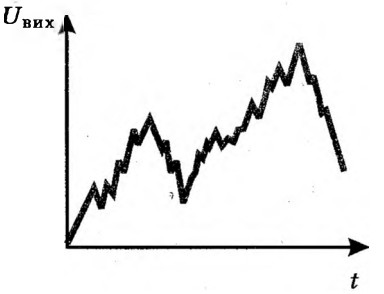


Рис. 15.11

Найбільш вдало ці проблеми розв'язані у диференціальному підсилювачі, який належить до підсилювачів постійного струму і є одним із його видів. *Диференціальний підсилювач* має симетричну структуру і складається з двох половин (рис. 15.12). Крім того, у диференціальному підсилювачі застосовується симетричне двополярне живлення.

Щоб проаналізувати процеси у диференціальному підсилювачі, напруги і струми розкладають на диференціальні і синфазні складові.

Диференціальними вхідними $u_{вх.д}$ і вихідними $u_{вих.д}$ складовими називаються складові, визначені за формулами

$$u_{вх.д} = \frac{u_{вх1} - u_{вх2}}{2}, \tag{15.45}$$

$$u_{вих.д} = \frac{u_{вих1} - u_{вих2}}{2}. \tag{15.46}$$

Синфазними вхідними $u_{вх.с}$ і вихідними $u_{вих.с}$ складовими називаються сигнали, визначені таким чином:

$$u_{вх.с} = \frac{u_{вх1} + u_{вх2}}{2}, \tag{15.47}$$

$$u_{вих.с} = \frac{u_{вих1} + u_{вих2}}{2}. \tag{15.48}$$

Як *інформативна* використовується диференціальна складова напруги чи струму. Синфазні складові струмів і напруг є *неінформативними*.

Вхідні і вихідні напруги виражаються через свої диференціальні та синфазні складові, виходячи з формул (15.45.., 15.48) таким чином:

$$\begin{aligned} u_{вх1} &= u_{вх.с} + u_{вх.д}, & u_{вх2} &= u_{вх.с} - u_{вх.д}, \\ u_{вих1} &= u_{вих.с} + u_{вих.д}, & u_{вих2} &= u_{вих.с} - u_{вих.д}. \end{aligned} \tag{15.49}$$

Будь-який сигнал, що діє на вході диференціального підсилювача, можна розкласти і подати у вигляді двох складових: диференціальної $u_д$ і синфазної $u_с$ (рис. 15.13).

Розглянемо окремо підсилення кожної складової. У режимі підсилення тільки диференціальних складових сигналу на бази транзисторів діють однакові за модулем і протилежні за знаком диференціальні сигнали $+u_д$ і $-u_д$. Під дією цих сигналів у базах проходитимуть струми $+i_Б$, $-i_Б$,

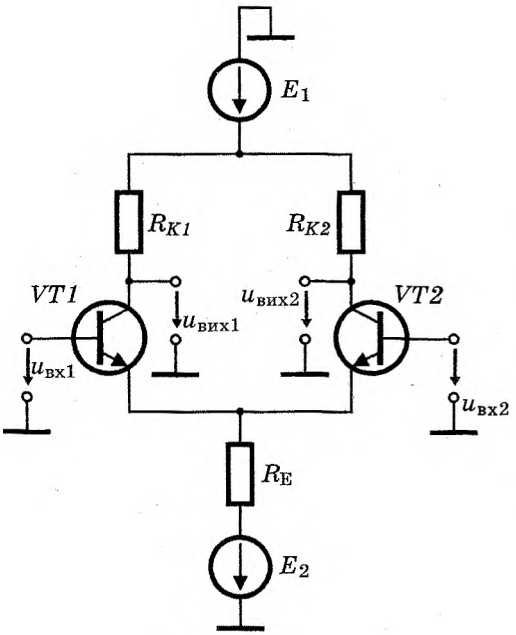


Рис. 15.12

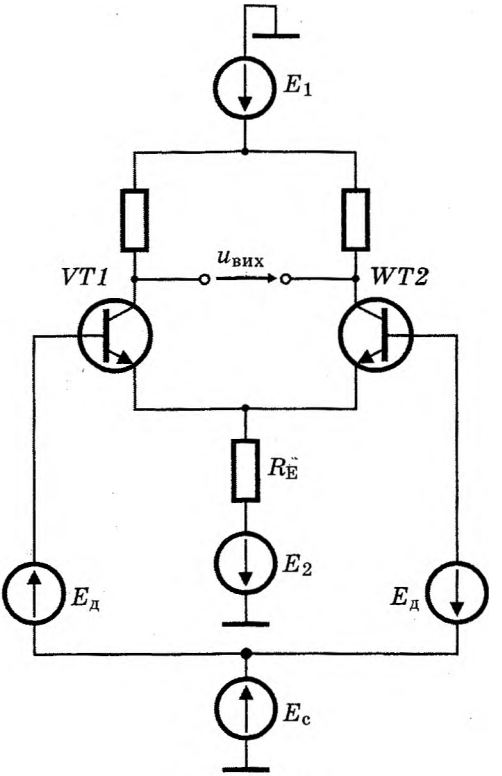


Рис. 15.13

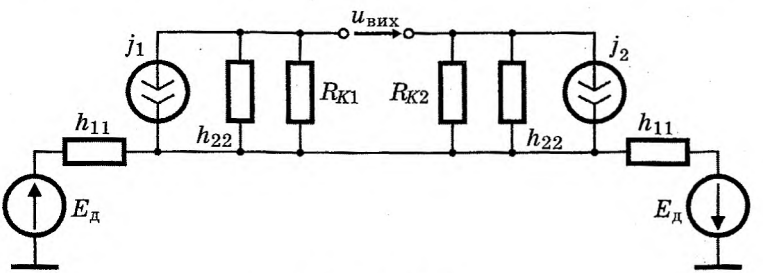


Рис. 15.14

які підсилюються транзисторами, і внаслідок чого колекторні струми транзисторів матимуть однакові за модулем і протилежні за знаком прирости струмів $+\Delta I_К$, $-\Delta I_К$. Якщо обидві половини диференціального підсилювача абсолютно однакові, тобто за умови чіткої симетрії, струм в емітерному резисторі $R_Е$ як сума емітерних струмів транзисторів *не змінюється*. Отже, дія диференціальної складової сигналу не змінює струм в емітерному резисторі, а тільки *перерозподіляє* цей струм між обома транзисторами.

Схема заміщення диференціального підсилювача для диференціальної складової сигналу, в якій обидва транзистори заміщені схемами заміщення на основі h-параметрів, наведені на рисунку 15.14.

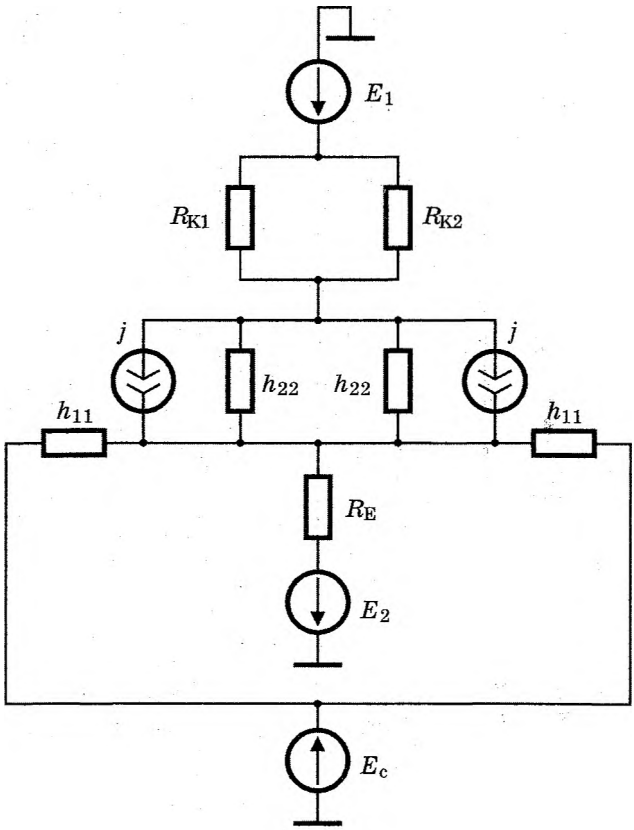


Рис. 15.15

Згідно зі схемою заміщення визначаємо за законами Ома і Кірхгофа: коефіцієнт підсилення диференціальної складової сигналу

$$K_д = h_{21} \cdot \frac{R_к / (R_к \cdot h_{22} + 1)}{h_{11}}, \qquad (15.50)$$

де $R_к = R_{к1} = R_{к2}$;

вхідний опір диференціального підсилювача для диференціальної складової сигналу

$$R_{вх} = R_Б = h_{11}; \qquad (15.51)$$

вихідний опір диференціального підсилювача для диференціальної складової сигналу

$$R_{вих} = \frac{1}{h_{22} + 1/R_К} = \frac{R_К}{R_К h_{22} + 1}. \qquad (15.52)$$

Якщо на вході диференціального підсилювача діє тільки синфазний сигнал, то у колах баз обох транзисторів проходять базові струми однакові як за значенням, так і за напрямком. Базові струми транзисторів спричиняють однаковий приріст колекторних струмів, у результаті чого різниця

потенціалів колекторів обох транзисторів дорівнює нулю. Вихідна напруга також дорівнює нулю.

Таким чином, в абсолютно симетричному диференціальному підсилювачі зміна вхідного синфазного сигналу *не впливає* на вихідну *диференціальну напругу*.

Схема заміщення диференціального підсилювача для *синфазної* складової сигналу, в якій обидва транзистори заміщені схемами заміщення на основі h-параметрів, наведена на рисунку 15.15. Вхідний струм, спричинений синфазним сигналом u_c на вході диференціального підсилювача, визначається за законом Ома:

$$i_c = \frac{u_c}{R_E + h_{11}/2}. \tag{15.53}$$

Колекторний струм кожного з транзисторів

$$i_K = J = i_Б h_{21} = h_{21}\frac{i_c}{2} = h_{21}\frac{u_c}{h_{11} + 2R_E}. \tag{15.54}$$

Вихідна синфазна напруга

$$u_{вих.с} = i_K R_K = h_{21}\frac{u_c}{h_{11} + 2R_E}\cdot R_K. \tag{15.55}$$

Коефіцієнт підсилення синфазної напруги

$$K_c = h_{21}\frac{1}{h_{11} + 2R_E}\cdot R_K. \tag{15.56}$$

Таким чином, за умови абсолютної симетрії диференціального каскаду синфазна і диференціальні складові сигналу підсилюються окремо одна від одної, мають різні коефіцієнти підсилення і взаємно не впливають одна на одну.

Цю надзвичайно цінну властивість диференціального каскаду використовують для розмежування інформативної і неінформативної складової: як *носій* інформації використовується диференціальна складова (і тому є *інформативною*). Синфазна складова *не несе* інформації і використовується для того, щоб задати оптимальні умови підсилення.

Як уже зазначалося, *роздільне підсилення* диференціальної і синфазної складової *можливе* лише за умови *абсолютної симетрії* диференціального підсилювача. У реального диференціального підсилювача абсолютної симетрії досягти неможливо і тому частина синфазної (неінформативної) складової проникає на диференціальний вихід, вносячи тим самим похибку підсилення.

Передача синфазного сигналу $u_{вх.с}$ на диференціальний вихід $u_{вих.д}$ характеризується коефіцієнтом передачі, який визначається за формулою

$$K_П = \frac{u_{вих.д}}{u_{вх.с}}. \tag{15.57}$$

На практиці для характеристики передачі синфазного сигналу на диференціальний вихід користуються таким параметром, як відносне послаблення синфазного сигналу (ВПСС) (*common mode rejection ratio* — CMRR):

$$K_{\text{ВПСС}} = 20 \lg \frac{K_{\text{П}}}{K_{\text{Д}}}. \qquad (15.58)$$

У диференціальних підсилювачів, виготовлених у вигляді інтегральних мікросхем за сучасними технологіями, $K_{\text{ВПСС}}$ досягає значень –80...100 дБ. Відносне послаблення синфазного сигналу є важливим параметром диференціального підсилювача і зазначається у його технічному паспорті.

Несиметрія диференціального підсилювача призводить до *похибки* підсилення, яка проявляється у тому, що за умови відсутності вхідного диференціального інформативного сигналу внаслідок несиметрії підсилювача на диференціальному виході з'являється вихідний сигнал, рівень якого залежить від ступеня несиметрії. Цей вихідний сигнал, за умови нульового сигналу на вході, і є абсолютною похибкою диференціального підсилювача. Проте на практиці абсолютну похибку диференціального підсилювача характеризують не цим сигналом, а «приведеним до входу», тобто розділеним на коефіцієнт підсилення. У технічному паспорті диференціального підсилювача цей параметр називається *вхідною напругою зміщення*. Поряд з цим параметром у технічному паспорті наводиться аналогічний параметр — *вхідний струм зміщення*.

Несиметрія диференціального підсилювача може спричинюватися також тепловою дією, внаслідок чого на диференціальному виході виникає сигнал похибки — *температурний дрейф*, який вимірюється в одиницях мкВ/К.

Отже, поліпшення характеристик диференціального підсилювача прямо пропорційно залежить від підвищення ступеня симетричності. Високої міри симетрії можна досягти, якщо виготовляти диференціальний підсилювач у вигляді *інтегральної мікросхеми* в єдиному технологічному процесі.

15.4. Операційні підсилювачі

Операційним підсилювачем (**ОП**) називається підсилювач постійного струму з великим коефіцієнтом підсилення, який виготовляється у вигляді інтегральної мікросхеми і має два входи і один вихід.

До складу операційного підсилювача входять один або кілька каскадно з'єднаних диференціальних підсилювачів, які забезпечують заданий коефіцієнт підсилення. На виході операційного підсилювача вбудовано підсилювач потужності сигналу, що перетворює диференціальну вихідну

напругу диференціального каскаду у вихідну напругу відносно спільної точки (землі). Крім того, до складу операційного підсилювача входять допоміжні пристрої: частотної корекції, захисту від короткого замикання тощо.

Умовне позначення операційного підсилювача на електричних схемах наведено на рисунку 15.16 (без додаткових полів і з додатковими полями). Операційний підсилювач має два входи: *прямий* і *інверсний*. Якщо на прямий вхід операційного підсилювача подати сигнал, то вихідний сигнал операційного підсилювача матиме ту саму полярність, якщо сигнал постійний, і ту саму фазу, якщо сигнал синусоїдний.

Вихідний сигнал має протилежну полярність для постійного сигналу і фазу, зсунуту на 180°, для синусоїдного сигналу порівняно з сигналом на інверсному вході.

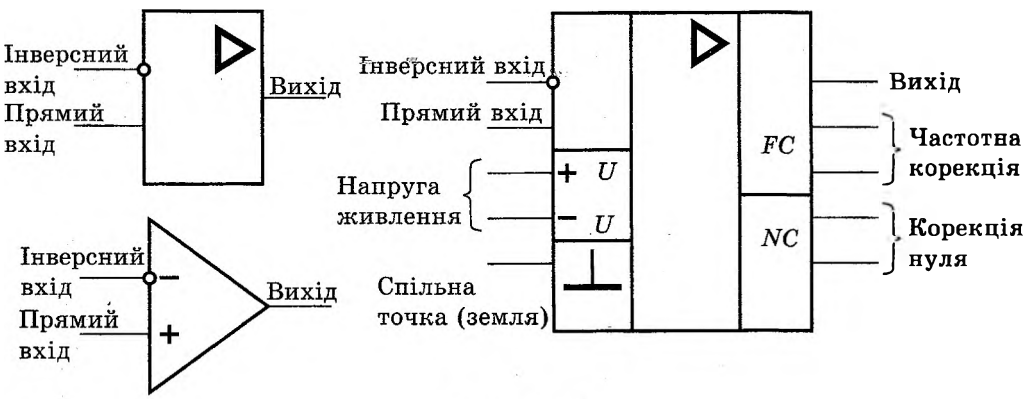


Рис. 15.16

Основні параметри операційного підсилювача

Оскільки на вході операційного підсилювача стоїть диференціальний підсилювач, то багато параметрів обох підсилювачів однакові. Операційний підсилювач характеризують такі параметри:

1. Коефіцієнт підсилення диференціальної складової сигналу, $K_Д$ ($K_Д = 5 \cdot 10^4$).

2. Частота одиничного підсилення f_1, тобто частота, на якій коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці (f_1 = 0,8 МГц).

3. Швидкість зростання вихідного сигналу, v (v = 0,3 В/мкс).

4. Вхідний диференціальний опір, $R_{вх.д}$ ($R_{вх.д}$ = 0,4 МОм).

5. Відносне послаблення синфазного сигналу, $K_{ВПСС}$ ($K_{ВПСС}$ = 70 дБ).

6. Вхідна напруга зміщення нуля, $U_{зм}$ ($U_{зм}$ = 4 мВ).

7. Температурний дрейф напруги зміщення, ΔU_t (ΔU_t = 40 мкВ/К).

(У дужках вказані значення параметрів для операційного підсилювача широкого вжитку КР140УД7.)

Застосування операційних підсилювачів

Операційні підсилювачі мають великий коефіцієнт підсилення, тому, застосовуючи різні види та комбінації зворотного зв'язку, можна отримати пристрої із заданими характеристиками.

Інверсний підсилювач. Якщо операційний підсилювач охопити від'ємним паралельним зворотним зв'язком за напругою (рис. 15.17), то отриманий таким чином підсилювач матиме коефіцієнт підсилення

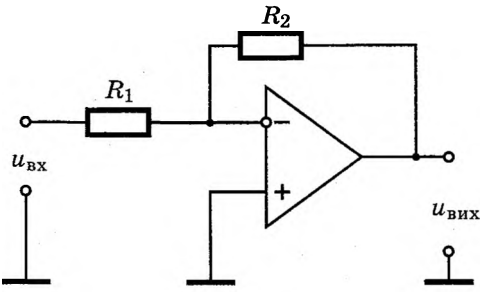


Рис. 15.17

$$K_\beta = -\frac{K}{1 + K \cdot \beta}, \qquad (15.59)$$

де K — коефіцієнт підсилення операційного підсилювача; β — коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку.

Оскільки K досягає десятків тисяч ($K\beta >> 1$), можна записати

$$K_\beta = -\frac{1}{\beta} = \frac{R_2}{R_1}. \qquad (15.60)$$

Знак мінус показує, що підсилювач змінює на протилежну полярність вихідної напруги відносно вхідної.

Неінверсний підсилювач. Якщо операційний підсилювач охопити від'ємним послідовним зворотним зв'язком за напругою (рис. 15.18), то отриманий таким чином підсилювач не змінює полярність і фазу підсилюваного сигналу. Коефіцієнт підсилення, враховуючи нерівність $K\beta >> 1$, дорівнює

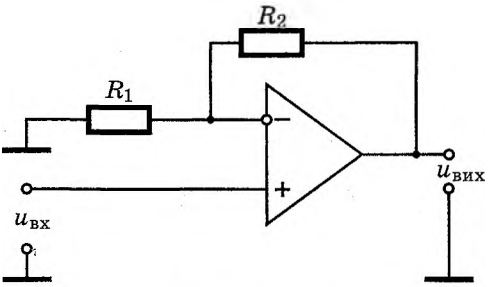


Рис. 15.18

$$K_\beta = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad (15.61)$$

і не залежить від параметрів операційного підсилювача.

Перетворювач струм — напруга. Операційний підсилювач з від'ємним зворотним зв'язком (рис. 15.19) перетворює вхідний струм $i_{вх}$ у вихідну напругу $u_{вих}$, згідно з рівнянням перетворення,

$$u_{вих} = Ri_{вх}. \qquad (15.62)$$

У ***суматорі*** (рис. 15.20) вихідний сигнал $u_{вих}$ пов'язаний з вхідними сигналами $u_{вх1}$, $u_{вх2}$, ..., $u_{вхn}$ залежністю

$$K_\beta = \frac{R_0}{R_1} \cdot u_{вх1} + \frac{R_0}{R_2} \cdot u_{вх2} + \ldots + \frac{R_0}{R_n} \cdot u_{вхn}. \qquad (15.63)$$

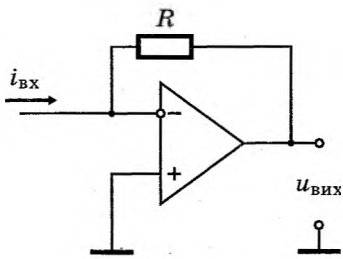


Рис. 15.19

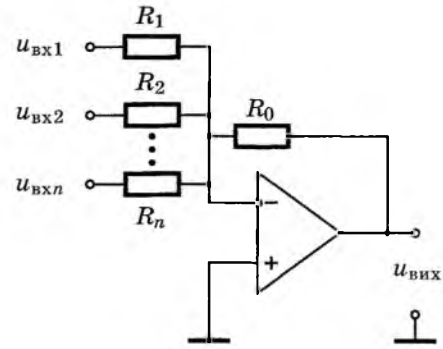


Рис. 15.20

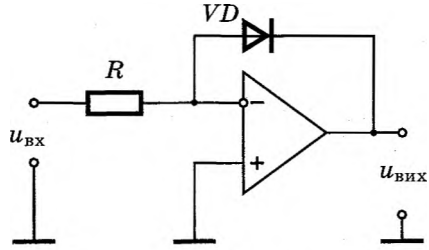


Рис. 15.21

Логарифматор (рис. 15.21). Оскільки струм через напівпровідниковий діод є експоненціальною функцією напруги на p — n-переході, то операційний підсилювач з напівпровідниковим діодом, увімкненим у коло зворотного зв'язку, виконуватиме функцію логарифматора, вихідна напруга якого зв'язана з вхідною відповідною залежністю:

$$u_{вих} = K \log u_{вх}, \qquad (15.64)$$

де K — коефіцієнт пропорційності, який залежить від параметрів діода.

Контрольні запитання

1. Що називається інформативним та неінформативним параметрами сигналу?
2. Що означає амплітудна характеристика підсилювача?
3. Як поділяються підсилювачі за формою амплітудно-частотної характеристики?
4. Які види оберненого зв'язку застосовують у підсилювачах?
5. Як впливає тип зворотного зв'язку на стабільність коефіцієнта підсилення, вхідний та вихідний опір підсилювача?
6. Як підсилюються диференціальна та синфазна складові сигналу диференціальним підсилювачем?
7. Яка структура операційного підсилювача?
8. Які перетворення сигналів можна здійснювати за допомогою операційних підсилювачів?

16. ГЕНЕРАТОРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

16.1. Генератори синусоїдних електричних сигналів

Генератором синусоїдних коливань називають пристрій, який перетворює енергію джерела постійного струму в енергію електромагнітних коливань синусоїдної форми із заданою частотою та амплітудою. Структура такого генератора наведена на рисунку 16.1.

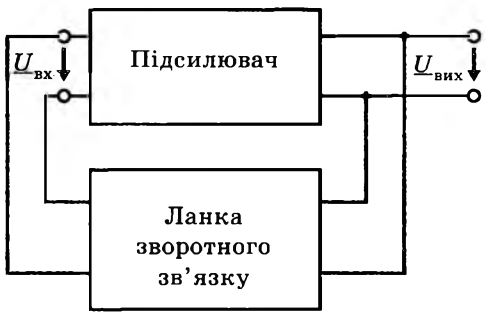


Рис. 16.1

На вхід підсилювача надходить сигнал $u_{вх}$ з виходу ланки зворотного зв'язку.

$$\underline{U}_{вх} = \underline{\beta} \cdot \underline{U}_{вих}, \tag{16.1}$$

$\underline{\beta} = \beta \cdot e^{j\psi_\beta}$ — комплексний коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку.

Сигнал $u_{вх}$ підсилюється підсилювачем з комплексним коефіцієнтом підсилення $\underline{K} = K \cdot e^{j\psi_K}$, отже,

$$\underline{U}_{вих} = \underline{K} \cdot \underline{U}_{вх}. \tag{16.2}$$

Якщо підставити вираз для $\underline{U}_{вх}$, то отримаємо

$$\underline{U}_{вих} = \underline{K} \cdot \underline{\beta} \cdot \underline{U}_{вих}. \tag{16.3}$$

Права і ліва частини цього рівняння однакові лише за умови

$$\underline{K} \cdot \underline{\beta} = K \cdot e^{j\psi_K} \cdot \beta \cdot e^{j\psi_\beta} = 1. \tag{16.4}$$

Таким чином, стабільний синусоїдний сигнал на виході підсилювача $u_{вих} \neq 0$ можливий лише за умови (16.4) стійких електромагнітних коливань, тобто комплексного рівняння, яке еквівалентне системі двох дійсних рівнянь:

$$K \cdot \beta = 1, \tag{16.5}$$

$$\psi_K + \psi_\beta = 2\pi n. \tag{16.6}$$

Умова (16.5) називається *балансом амплітуд*. Це означає, що для підтримування стабільних коливань на виході підсилювача необхідно, щоб втрати енергії у колі оберненого зв'язку ($\beta < 1$) компенсувалися надходженням енергії із джерела живлення у підсилювач ($K > 1$).

Якщо $K\beta > 1$, то відбувається самозбудження генератора, амплітуда коливань зростає. Водночас робоча точка переміщується на менш круті

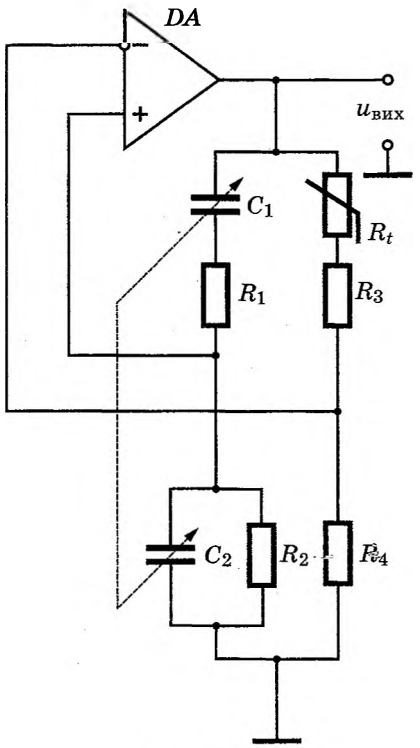


Рис. 16.2

ділянки характеристики з меншими значеннями коефіцієнта підсилення. Процес стабілізується, коли робоча точка потрапить на ділянку характеристики, де виконується умова (16.5).

Умова (16.6) називається *балансом фаз*. Баланс фаз означає, що порції енергії з джерела мають надходити *в такт* з коливаннями енергії в генераторі, тобто зворотний зв'язок повинен бути *додатним*.

На рисунку 16.2 наведена структура генератора синусоїдних коливань, до складу якого входить операційний підсилювач *DA* з мостом Віна у колі зворотного зв'язку. Міст Віна — це частотнозалежне електричне коло. Одна діагональ моста вмикається на вихід підсилювача, а друга — на вхід. Опори R_3 і R_4 пов'язані співвідношенням $R_3 = 2R_4$. Якщо виконати умови $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$, то міст буде збалансований на частоті квазірезонансу, тобто

$$f_0 = 1/(2\pi RC). \qquad (16.7)$$

На цій частоті виконуватимуться баланс фаз та баланс амплітуд і на виході генератора спостерігатимуться стабільні електромагнітні коливання.

Терморезистор R_t призначений для стабілізації амплітуди коливань.

Для генерування електромагнітних коливань високих частот широко застосовуються генератори з *LC*-контурами і з індуктивним зворотним зв'язком (індуктивна триточка), зображений на рисунку 16.3, та з ємнісним зворотним зв'язком (рис. 16.4). У схемі (з індуктивною триточкою) підсилювач зібраний на біполярному транзисторі *VT*. R_1, R_2 призначені для вибору робочої точки підсилювача.

Частотно-залежний послідовний від'ємний зворотний зв'язок за струмом здійснюється за допомогою R_3, C_3 і призначений для температурної стабілізації коефіцієнта підсилення.

Напруга $\underline{U}_\beta$ додатного зворотного зв'язку знімається з котушки L_1 і прикладається через розділовий конденсатор C_1 до бази, а через конденсатор фільтра живлення C_ϕ та через C_3 — до емітера.

Для виділення сигналу заданої частоти підсилювач навантажений на резонансний контур L_1, L_2, C_2. Баланс амплітуд виконується за рахунок співвідношення числа витків L_1 та L_2. Баланс фаз забезпечується напрямом намотки котушки L_1.

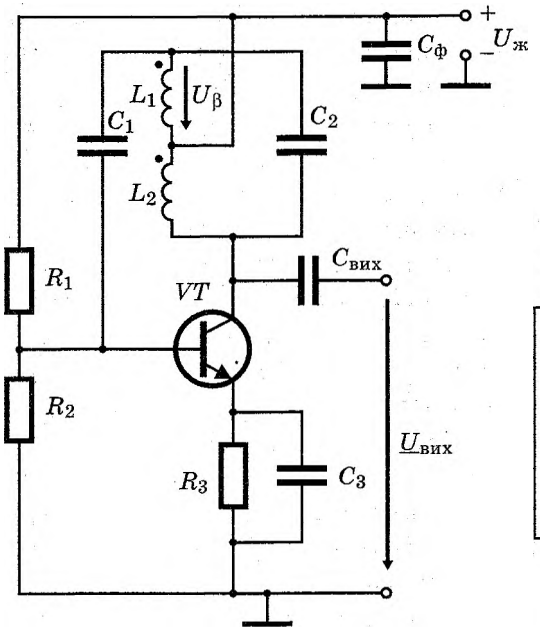


Рис. 16.3

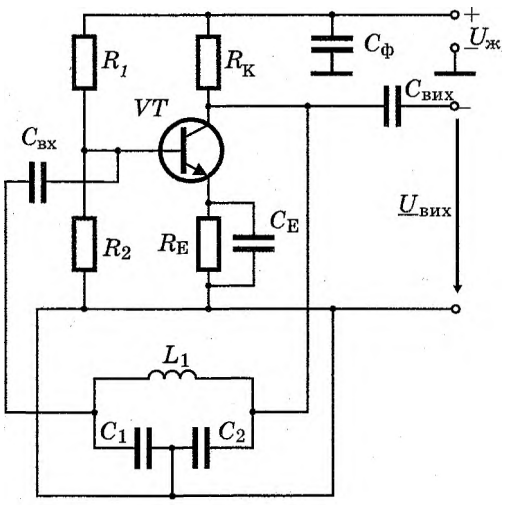


Рис. 16.4

У генераторі, зібраному за схемою *ємнісної триточки* (див. рис. 16.4), додатний зворотний зв'язок здійснюється через резонансний контур L_1, C_1, C_2. Напруга зворотного додатного зв'язку прикладається через конденсатори $C_{вх}$ і $C_Е$ до переходу база-емітер транзистора VT. Баланс амплітуд забезпечується співвідношенням ємностей C_1 та C_2. Баланс фаз забезпечується додатковим зсувом фаз, який вносить резонансний контур.

16.2. Стабілізація частоти генераторів синусоїдних електричних сигналів

Стабільність частоти синусоїдних електричних коливань є одним з найважливіших параметрів генератора. На стабільність частоти впливають такі зовнішні чинники, як зміна температури, вологості, тиску, коливання напруги живлення, електромагнітних полів та ін. Під дією цих зовнішніх чинників змінюються ємності конденсаторів, індуктивності котушок, опір резисторів.

Щоб зменшити нестабільність частоти, застосовують параметричну і кварцову стабілізацію частоти.

Параметрична стабілізація частоти генератора синусоїдних електричних коливань полягає в послабленні впливу зовнішніх чинників. Зменшен-

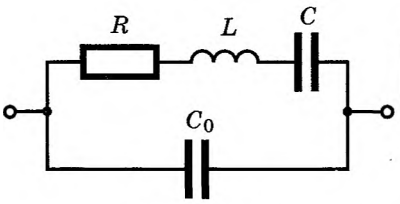


Рис. 16.5

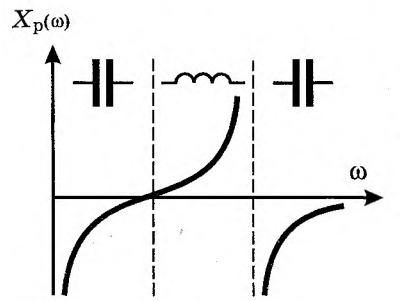


Рис. 16.6

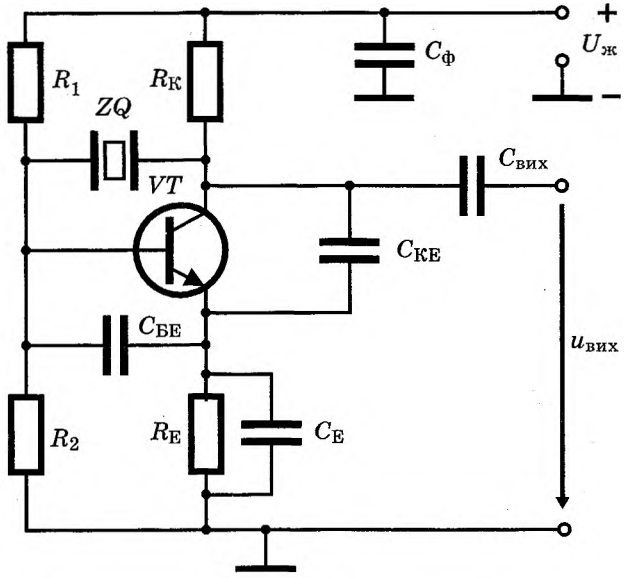


Рис. 16.7

ня впливу температури досягається застосуванням термокомпенсованих резисторів і конденсаторів.

Зменшення впливу механічних ударів і вібрації досягається застосуванням масивних корпусів, спеціальних амортизаторів.

Для зменшення впливу електромагнітних полів генератори екранують за допомогою спеціальних екранів.

За допомогою параметричної стабілізації не завжди можна знизити нестабільність до заданих норм і тоді вдаються до кварцової стабілізації частоти.

Кварцова стабілізація частоти генератора синусоїдних електричних сигналів полягає у застосуванні кварцових резонаторів, нестабільність частоти $\Delta f/f$ яких досягає значення 10^{-8}. Кварцовий резонатор складається з тонкої пластини мінералу (кварцу чи турмаліну) прямокутної або круглої форми, встановленої у кварцетримач. Як відомо, для кристала кварцу властивий п'єзоефект. Якщо кварцову пластину стискати, на протилежних гранях з'являються різнойменні електричні заряди, якщо ж пластину розтягувати — знаки зарядів на тих же гранях зміняться на протилежні (прямий п'єзоефект).

Під дією змінного електричного поля у кварцовій пластині виникають механічні пружні коливання (зворотний п'єзоефект), які, у свою чергу, спричиняють появу зарядів на її гранях. Таким чином, кристал кварцу є електротехнічною системою з резонансними властивостями.

Кварцовий резонатор еквівалентний електричному коливальному контуру. Еквівалентна схема кварцового резонатора зображена на рисунку 16.5.

У послідовному з'єднанні елементів L, C, R спостерігається резонанс напруг на кутовій частоті

$$\omega_н = 1/\sqrt{LC}\,. \tag{16.8}$$

Крім того, у паралельних вітках спостерігається резонанс струмів на частоті

$$\omega_C = \left[\frac{LCC_0}{C + C_0}\right]^{-1/2} \tag{16.9}$$

Залежність реактивного опору кварцового резонатора $X_р$ від частоти зображено на рисунку 16.6.

Генератор, частота якого стабілізована кварцом, наведено на рисунку 16.7. Генератор зібраний за схемою ємнісної трьохточки.

16.3. Генератори прямокутних електричних сигналів

Генератори прямокутних електричних сигналів— це електронні генератори, призначені для генерування імпульсів прямокутної форми.

Подання інформації у вигляді імпульсного сигналу має переваги порівняно з неперервним (синусоїдним) сигналом, а саме:

1. В імпульсному режимі досягається значно більша потужність під час дії імпульсу, тоді як середня потужність залишається незначною. Оскільки габарити і маса електронної апаратури визначаються середньою потужністю, то вони можуть бути істотно зменшені.

2. Імпульсний режим роботи дає можливість послабити вплив температури та інших зовнішніх чинників на якість роботи пристроїв.

3. В імпульсному режимі значно зменшується вплив завад і зростає пропускна здатність каналів передачі інформації.

Одним з найпоширеніших генераторів прямокутних електричних сигналів є мультивібратор.

Мультивібратор — це пристрій, який почергово знаходиться в двох тимчасово стійких (квазістійких) станах. Як активні елементи у мультивібраторі застосовуються біполярні і польові транзистори, логічні інтегральні мікросхеми, операційні підсилювачі.

На рисунку 16.8 подано електричну схему мультивібратора на біполярних транзисторах.

Транзистори мультивібратора $VT1$, $VT2$ знаходяться почергово в одному з двох режимів: у режимі відсікання і режимі насичення. У режимі відсікання обидва p — n-переходи транзис-

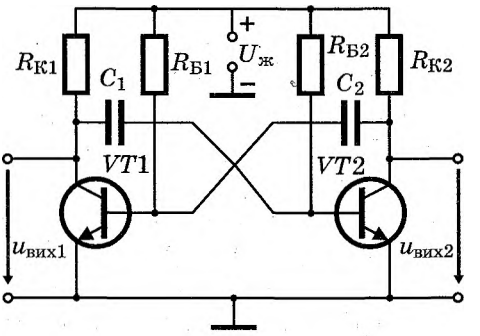


Рис. 16.8

торів закриті, опір їх великий і струми через транзистори не проходять (за винятком незначних теплових струмів, які не впливають на роботу). У режимі насичення обидва p — n-переходи транзисторів відкриті, опори переходів для струмів незначні.

Як уже зазначалося, мультивібратор знаходиться у двох тимчасово стійких станах: наприклад, у першому стані транзистор $VT1$ закритий, а транзистор $VT2$ — відкритий, у другому стані, навпаки, — транзистор $VT1$ відкритий, а транзистор $VT2$ — закритий.

Розглянемо роботу мультивібратора, починаючи з моменту (точка A на діаграмі, зображеній на рис. 16.9), коли він перейшов у перший стан, тобто транзистор $VT1$ закрився, транзистор $VT2$ — відкрився. Через відкритий емітерний p — n-перехід транзистора $VT2$ та через колекторний резистор $R_{К1}$ конденсатор C_1 заряджається від джерела живлення. Через інтервал часу $T_{з1}$ конденсатор C_1 зарядиться від нуля до напруги, майже рівної $E_К$ (точка B на рис. 16.9). Інтервал часу $T_{з1}$ залежить від опору резистора $R_{К1}$ та ємності конденсатора C_1 і визначається сталою часу заряджання $\tau_{з1} = R_{К1}C_1$.

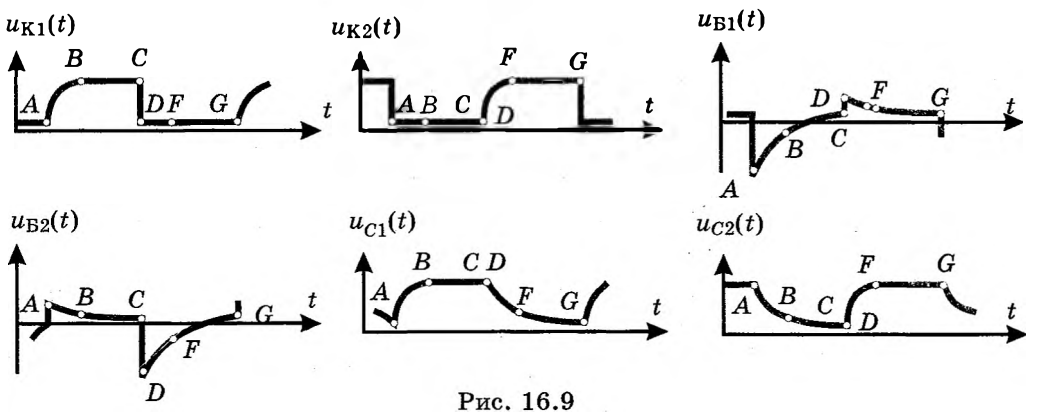


Рис. 16.9

Конденсатор C_2, заряджений у попередньому стані до напруги майже рівної $E_К$ (точка A на часовій діаграмі $u_{C2}(t)$), розряджається через відкриті колекторний і емітерний p — n-переходи транзистора $VT2$, через резистор $R_{Б1}$ і внутрішній опір джерела енергії $E_К$. Через інтервал часу $T_{р2}$ конденсатор C_2 розряджається від напруги, рівної $E_К$ (точка A), до напруги, рівної нулю (точка C на часовій діаграмі $u_{C2}(t)$).

Інтервал часу $T_{р2}$ розряду залежить від ємності конденсатора C_2 та від опору резистора $R_{Б1}$ і визначається сталою часу розряду $\tau_{р1} = R_{Б1}C_2$. Оскільки опір базових резисторів $R_{Б1}$, $R_{Б2}$ у кілька разів більший від опорів відповідних колекторних резисторів $R_{К1}$ та $R_{К1}$, то тривалість розрядження конденсаторів більша за тривалість заряджання.

Струми заряджання і розрядження конденсаторів C_1 та C_2 умовно показані на рисунку 16.8.

Під час розряджання конденсатора C_2 потенціал бази транзистора $VT1$, яка з'єднана з негативно зарядженою обкладкою конденсатора C_2, — від'ємний і змінюється від $-E_К$ (точка A на часовій діаграмі $u_{Б1}(t)$) до нуля (точка C). Від'ємний потенціал надійно запирає транзистор $VT1$. У міру розряджання конденсатора напруга на ньому зменшується і від'ємний потенціал бази збільшується до нуля. Нульовий потенціал бази транзистора $VT1$ переводить цей транзистор з режиму відсікання (закритий стан) в активний режим. Відбувається лавиноподібне зменшення опорів емітерного і колекторного переходів транзистора $VT1$, що рівнозначно стрибкоподібному зменшенню потенціалу колектора $VT1$ від $+E_К$ (точка C на часовій діаграмі $u_{К1}(t)$) до майже нульового потенціалу (точка D). Це призводить до стрибкоподібного зменшення потенціалу бази транзистора $VT2$ від значення майже рівного нулю (точка C) до значення майже рівного $-E_К$ (точка D). Різке зменшення потенціалу бази стрибкоподібно переводить транзистор $VT2$ з відкритого стану у закритий. Перехід транзистора $VT2$ у закритий стан збільшує потенціал бази $VT1$ від нуля (точка C) до додатного значення, рівного напрузі на емітерному p — n-переході в режимі насичення. Різке зростання потенціалу бази $VT1$ форсовано переводить транзистор з активного режиму в режим насичення.

У результаті такого лавиноподібного процесу мультивібратор стрибком переходить з одного квазістійкого стану в другий, у якому транзистор $VT1$ відкритий, а транзистор $VT2$ закритий. У новому квазістійкому стані конденсатор C_2 заряджається, а конденсатор C_1 розряджається. Через інтервал часу $T_{з2}$ конденсатор C_2 зарядиться від нуля (точка D) до напруги $E_К$ (точка F). Тривалість заряджання залежить від опору резистора $R_{К2}$ та ємності конденсатора C_2 і визначається сталою часу $\tau_{з2} = R_{К2}C_2$. Упродовж заряджання конденсатора C_2 потенціал колектора транзистора $VT2$ зростає від нуля (точка D) до $E_К$ (точка F).

Конденсатор C_1 у цьому квазістійкому стані розряджається від напруги $E_К$ (точка D) до нуля (точка G). Тривалість розряджання $T_{р1}$ конденсатора C_1 залежить від опору резистора $R_{Б2}$ і ємності конденсатора C_1 і визначається сталою часу $\tau_{р2} = R_{Б2}C_1$. Якщо конденсатор C_1 розрядиться до нуля (точка G), то мультивібратор перейде у новий квазістійкий стан і процес повториться.

Як випливає з рисунка 16.9, тривалість імпульсів $\tau_{К1}$ на колекторі $VT1$ і тривалість імпульсу $\tau_{К2}$ на колекторі $VT2$ дорівнюють відповідно тривалостям розряду $T_{р1}$ конденсатора C_1 і тривалості розряду $T_{р2}$ конденсатора C_2:

$$\tau_{К1} = T_{р1} = 0{,}7R_{Б2}C_1, \qquad (16.10)$$

$$\tau_{К2} = T_{р2} = 0{,}7R_{Б1}C_2, \qquad (16.11)$$

звідки частота і період повторення імпульсів на виході мультивібратора дорівнюють:

$$f = \frac{1}{0,7(R_{Б2}C_1 + R_{Б1}C_2)}; \tag{16.12}$$

$$T = 0,7(R_{Б2}C_1 + R_{Б1}C_2). \tag{16.13}$$

Якщо опори резисторів $R_{Б1} = R_{Б2} = R$ та ємності конденсаторів $C_1 = C_2 = C$ вибрати однаковими, мультивібратор стає симетричним:

$$f = 1/(1,4RC); \tag{16.14}$$

$$T = 1,4RC. \tag{16.15}$$

Мультивібратор на основі операційного підсилювача

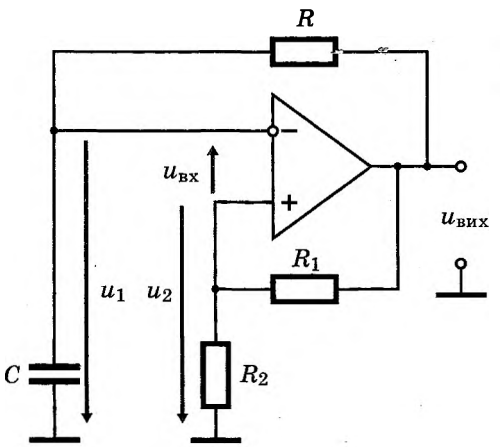


Рис. 16.10

Охоплюючи операційний підсилювач різного роду зворотними зв'язками, можна створити пристрої з різноманітними функціями (див. розд. 15). Якщо операційний підсилювач охопити частотно-незалежним зворотним зв'язком, заведеним на неінверсний вхід, і частотно-залежним — на інверсний вхід, отримаємо мультивібратор (рис. 16.10).

Операційний підсилювач у складі мультивібратора почергово знаходиться у двох квазістійких станах: *додатного насичення*, коли напруга на неінверсному вході більша від напруги на інверсному вході, і *від'ємного насичення*, коли, навпаки, напруга на інверсному вході більша за напругу на неінверсному вході.

Напруга на інверсному вході $u_1(t)$ дорівнює напрузі на конденсаторі $u_C(t)$, а напруга на неінверсному вході дорівнює напрузі на R_2 і зв'язана з вихідною напругою $u_{вих}(t)$ формулою

$$u_2(t) = u_{вих}(t) \cdot R_2/(R_1 + R_2). \tag{16.16}$$

Дія мультивібратора ілюструється часовими діаграмами (рис. 16.11).

Упродовж часу $\Delta t = t_3 - t_1$ напруга $u_2(t)$ на неінверсному вході більша від напруги $u_1(t)$ на інверсному вході, тобто на диференціальний вхід операційного підсилювача діє сигнал $u_2(t) - u_1(t) = \Delta u(t) = u_{вх}(t)$. Вхідний сигнал $u_{вх}(t)$ у цьому інтервалі часу додатний і надійно утримує операційний підсилювач у додатному насиченні. Вихідний сигнал $u_{вих}(t)$ в режимі додатного насичення має максимальне додатне значення $+ U_m$, майже рівне

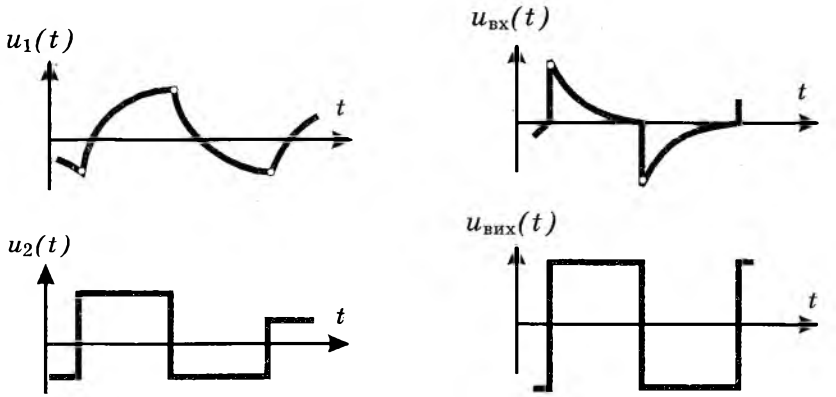


Рис. 16.11

напрузі джерела живлення додатної полярності. Операційний підсилювач знаходиться у додатному квазістійкому стані. У цьому стані конденсатор C перезаряджається від напруги $+ U_2$ до напруги $- U_2$ під дією вихідної напруги. Тривалість перезаряджання визначається сталою часу $\tau = RC$ і значенням напруги $u_2(t)$.

Якщо під час перезаряджання напруга $u_1(t)$ на конденсаторі зрівнялася з напругою $u_2(t)$ і на кілька мілівольт перевищила її, то різниця $u_2(t) - u_1(t) = \Delta u(t)$ стає від'ємною (момент часу t_3). Від'ємний вхідний сигнал $\Delta u(t)$, підсилений операційним підсилювачем у десятки тисяч разів, стрибком переводить операційний підсилювач у від'ємне насичення, у якому вихідний сигнал підсилювача набирає максимального від'ємного значення $- U_m$, майже такого, як напруга джерела живлення від'ємної полярності. Мультивібратор знаходиться у другому квазістійкому стані. У цьому стані конденсатор перезаряджається від напруги $- U_2$ до напруги $+ U_m$. Стала часу перезаряджання залишається такою самою, як і в першому квазістійкому стані.

Якщо напруга на конденсаторі під час перезаряджання досягає значення $+ U_2$, то мультивібратор стрибком переходить у перший квазістійкий стан і процес автоколивань триває.

16.4. Амплітудна, частотна, фазова та широтно-імпульсна модуляція

Смуга частот більшості сигналів, що несуть інформацію, лежить у діапазоні низьких частот. Зокрема, смуга частот людського голосу охоплює інтервал від 20 Гц до 20000 Гц. У той же час для передачі сигналу каналами радіозв'язку за допомогою електромагнітних хвиль використовують частоти у десятки й сотні мегагерц. Отже, сигнал, у якому закодована інформація, потрібно *перенести* з діапазону низьких частот у діапазон радіочастот, передати цей сигнал за допомогою радіохвиль на досить знач-

ну відстань, прийняти його і повернути в інтервал низьких частот для сприйняття його споживачем.

Процес *перенесення* сигналу з діапазону низьких частот до радіочастот називається *модуляцією сигналу*.

Зворотний процес *перенесення* сигналу з діапазону радіочастот до низьких (звукових) частот називається *демодуляцією (детектуванням)* сигналу.

Модуляцію сигналу можна здійснювати різними способами, відповідно до яких розрізняють амплітудну, частотну, фазову модуляції.

Радіосигнал високої частоти $r(t)$, за допомогою якого інформація передається через радіоканал за допомогою радіохвиль, називається *несучим сигналом*, а його частота ω_0 — *несучою частотою*:

$$r(t) = A\cos(\omega_0 t + \psi), \qquad (16.17)$$

де A — амплітуда сигналу; ψ — початкова фаза.

Сигнал низької частоти, який несе інформацію, називається *модулюючим* сигналом:

$$a(t) = M\cos(\Omega t).$$

Крім того, якщо сигнал має форму імпульсів, то застосовується широтно-імпульсна модуляція сигналу.

Розглянемо детальніше ці види модуляції.

Амплітудна модуляція (АМ) полягає у зміні амплітуди A несучого сигналу $r(t)$ відповідно до модулюючого сигналу $a(t)$. Відхилення амплітуди радіочастотного сигналу відносно середнього значення амплітуди називається *коефіцієнтом амплітудної модуляції* (рис. 16.12):

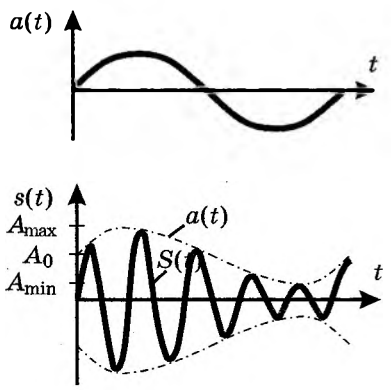


Рис. 16.12

$$m = \frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}} \cdot 100\ \%, \qquad (16.18)$$

де A_{max}, A_{min} — максимальна та мінімальна амплітуди радіосигналу; $A_0 = 0{,}5\,(A_{max} + A_{min})$ — амплітуда немодульованого сигналу.

Миттєве значення амплітудно-модульованого радіосигналу

$$s_{AM}(t) = A_0(1 + m\cos\Omega t)\cos(\omega_0 t + \psi). \qquad (16.19)$$

Якщо у виразі розкрити дужки, то матимемо

$$s_{AM}(t) = A_0\cos\omega_0 t + 0{,}5mA_0\cos(\omega_0 - \Omega)t + 0{,}5mA_0\cos(\omega_0 + \Omega)t. \qquad (16.20)$$

З (16.20) випливає, що амплітудно-модульований сигнал складається з трьох складових: сигналу з несучою частотою ω_0 і двох бокових сигналів з сумарною $(\omega_0 + \Omega)$ і різницевою $(\omega_0 - \Omega)$ частотами (рис. 16.13).

Якщо сигнал модуляції складний і займає інтервал частот від ω_H до ω_B, то АМ-радіосигнал складається з несучої частоти ω_0 і двох бокових смуг:

нижньої від $(\omega_0 - \omega_в)$ до $(\omega_0 + \omega_н)$ і верхньої від $(\omega_0 - \omega_н)$ до $(\omega_0 + \omega_в)$, оскільки кожна синусоїдна складова сигналу модуляції утворює дві частоти, симетрично розміщених відносно несучої частоти ω_0 — нижню і верхню бокові частоти (рис. 16.14).

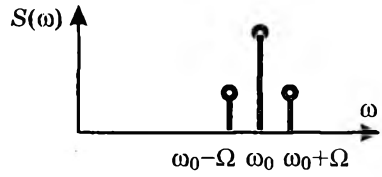


Рис. 16.13

Амплітудну модуляцію здійснюють за допомогою резонансного підсилювача на транзисторі *VT* (рис. 16.15), у колекторне коло якого ввімкнений контур L_0C_0, резонансна частота якого дорівнює несучій частоті радіосигналу. Немодульований радіосигнал з несучою частотою ω_0 подається через розділовий конденсатор C_1 на базу транзистора, а сигнал модуляції через розділовий конденсатор C_2 на емітер транзистора.

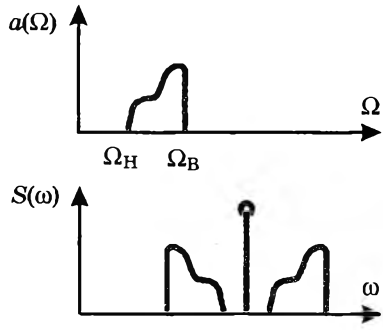


Рис. 16.14

Модульований за амплітудою радіосигнал знімається з колектора транзистора і через розділовий конденсатор C_3 надходить на подальше підсилення.

Частотна модуляція (**ЧМ**) (рис. 16.16) полягає у *зміні частоти* радіосигналу відповідно до сигналу, що несе інформацію (модулюючого сигналу). Амплітуда радіосигналу залишається сталою, що є перевагою частотної модуляції. Якщо модулюючий сигнал змінюється за законом $a(t) = M\cos(\Omega t)$, то частотно-модульований радіосигнал має вигляд

$$s_{ЧМ}(t) = A_0 \cos\left[(\omega_0 + m\cos\Omega)t + \psi_0\right], \qquad (16.21)$$

де ψ_0 — початкова фаза радіосигналу; M — *індекс частотної модуляції*.

Девіацією частоти називається *максимальне відхилення* частоти $\Delta\omega_{max}$ від її середнього значення ω_0.

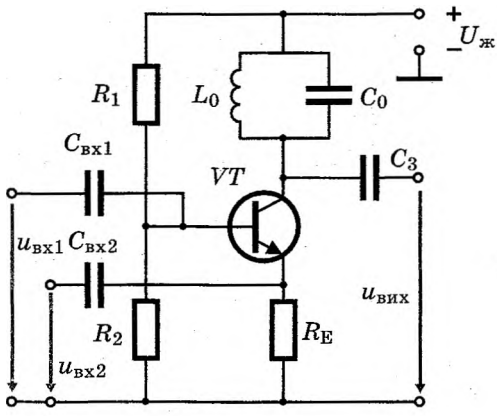


Рис. 16.15

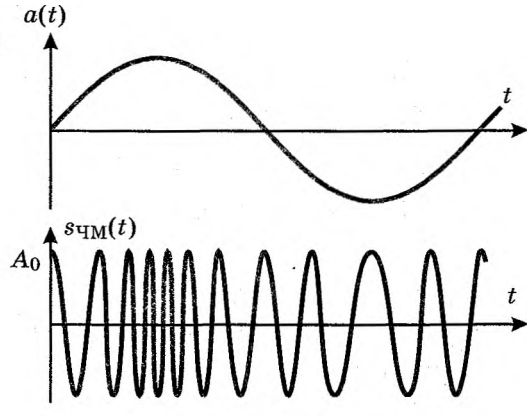


Рис. 16.16

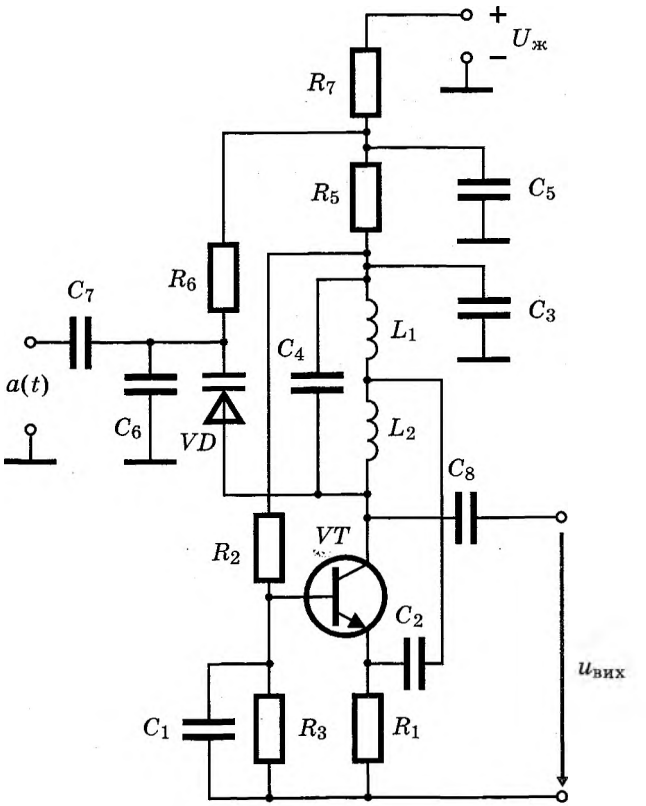


Рис. 16.17

Індексом частотної модуляції називається відношення девіації частоти $\Delta\omega_{max}$ до частоти Ω сигналу модуляції

$$M = \Delta\omega_{max}/\Omega. \qquad (16.22)$$

Якщо $M < 1$, то частотну модуляцію називають *вузькосмуговою*, а якщо $M > 3$, — *широкосмуговою*.

Для здійснення частотної модуляції необхідно змінювати відповідно до модулюючого сигналу частоту коливань автогенератора. Для цього паралельно коливальному резонансному контуру вмикають варикап VD, тобто напівпровідниковий діод, у якого ємність закритого p — n-переходу залежить від напруги на діоді (рис. 16.17). Змінюючи напругу на закритому діоді, здійснюють керування частотою резонансного контуру і тим самим модулюють сигнал генератора за частотою.

Фазова модуляція (**ФМ**). У разі *фазової модуляції* відповідно до модулюючого сигналу змінюють фазу радіосигналу:

$$s_{ФМ}(t) = A_0 \cos\left[\omega_0 t + \Delta\varphi_{max} \cos\Omega t + \psi_0\right], \qquad (16.23)$$

де $\Delta\varphi_{max}$ — *індекс фазової модуляції*.

Усі розглянуті види модуляції стосуються неперервного радіосигналу. На практиці широко застосовуються *імпульсні радіосигнали*, коли коливання високої частоти випромінюються порціями, імпульсами. Імпульсний режим роботи радіотехнічних пристроїв набагато економніший неперервного режиму роботи. Крім того, на імпульсний сигнал менший вплив мають радіошуми і завади.

Інформацію за допомогою імпульсного сигналу можна передавати, змінюючи відповідно до модулюючого сигналу один або кілька параметрів імпульсу: амплітуду *(амплітудно-імпульсна модуляція)*, затримку імпульсу відносно вибраного моменту часу *(часово-імпульсна модуляція)*, тривалість імпульсу *(широтно-імпульсна модуляція)*. Найбільш широко застосовується широтно-імпульсна модуляція **(ШІМ)**.

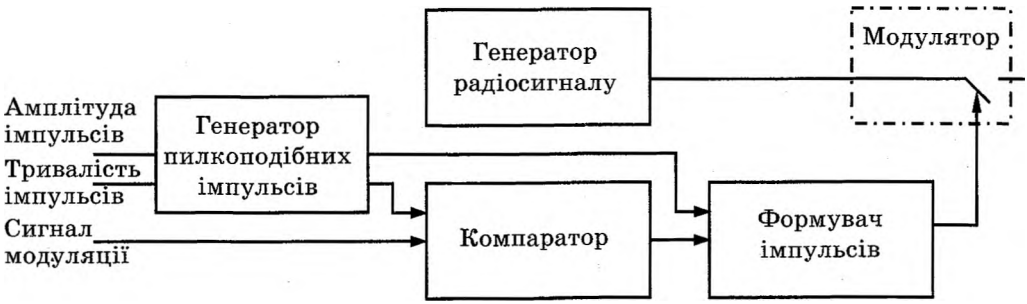


Рис. 16.18

Структуру широтно-імпульсного модулятора подано на рисунку 16.18.

Широтно-імпульсний модулятор складається з генератора пилкоподібних імпульсів, компаратора, формувача імпульсів, генератора радіосигналу і модулятора.

Генератор пилкоподібних імпульсів (рис. 16.19), амплітуду і тривалість яких можна задавати, генерує імпульси, які надходять на вхід компаратора. На другий вхід компаратора передається модулюючий сигнал. Компаратор формує короткий імпульс в момент рівності модулюючого сигналу і пилкоподібного імпульсу, який іде на вхід формувача. На другий вхід

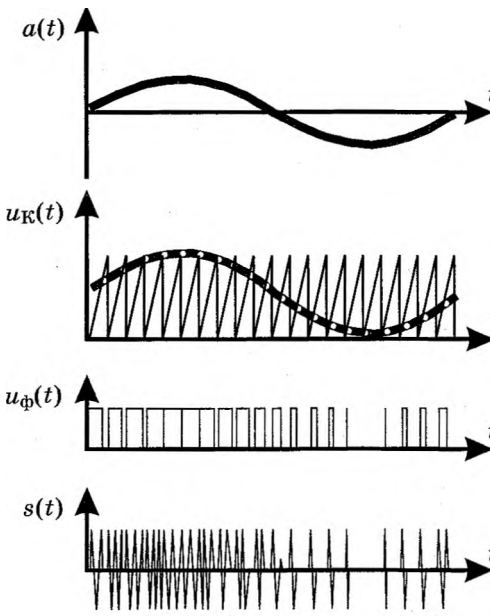


Рис. 16.19

формувача надходить короткий імпульс в момент початку пилкоподібного імпульсу.

Отже, на виході формувача з'являється імпульс, тривалість якого прямо пропорційна миттєвому значенню сигналу модуляції. Цей імпульс надходить на модулятор, який виконує функцію комутатора, тобто з'єднує генератор радіосигналу з виходом на час, що дорівнює імпульсу. Таким чином, здійснюється широтно-імпульсна модуляція.

Контрольні запитання

1. Яка структура електронного генератора?
2. Що таке баланс амплітуд і баланс фаз?
3. Які чинники впливають на нестабільність частоти генератора?
4. У чому полягає кварцова стабілізація частоти генератора?
5. Які особливості імпульсного сигналу?
6. За яким принципом працює мультивібратор?
7. Що таке модуляція сигналу?
8. Які особливості амплітудної, частотної та фазової модуляції?

17. ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ

17.1. Призначення і принцип роботи електричних апаратів

Електричні апарати використовуються для керування електричними мережами, споживачами, а також для захисту їх від небезпечних режимів. За призначенням вони розподіляються на такі види:

комутаційні — для вмикання або вимикання кола;

захисні — для виявлення недопустимих відхилень від нормальних режимів роботи, вимкнення кіл і споживачів;

пускорегулювальні — для керування режимами роботи споживачів;

інформаційні (сигнальні) — для видачі сигналів експлуатаційному персоналу. Апарати можуть виконувати одночасно декілька функцій.

За принципом дії електричні апарати поділяються на контактні і безконтактні. Основні частини контактних апаратів — це комутаційні контакти, дугогасильні пристрої, привід.

Важільні контакти (рис. 17.1, *а*) мають нерухомий контакт *2*, до якого приєднується вхідний провід *1* кола, і рухомий контакт *3*, з яким зв'язаний вихідний провідник *7* (через гнучкий провідник *6*, виконаний з декількох шарів тонкої латунної стрічки, і провідної основи *8*). Для замикання кола повертають вал *9* та важіль *10*, який переміщує рухомий контакт до контакта *2*. Після дотику контактів коло замикається, при цьому важіль продовжує рухатися, що призводить до стискання пружини *4*, яка утримується на важелі штифтом *5*. Ця пружина забезпечує необхідну силу тиску між контактами, що зменшує перехідний електричний опір між ними і запобігає перегріванню струмом місця контакта.

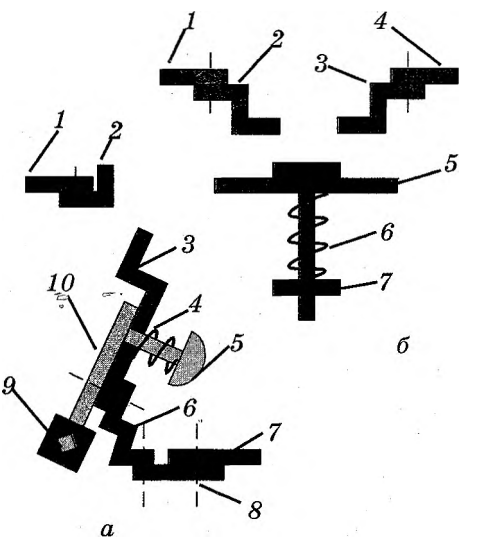


Рис. 17.1

У містковому контакті (рис. 17.1, *б*) прямоходовий рухомий контакт *5* (місток) при штовханні тяги *7* торкається двох нерухомих *2* і *3*, до яких приєднані проводи мережі *1* і *4*. Сила тиску забезпечується пружиною *6*.

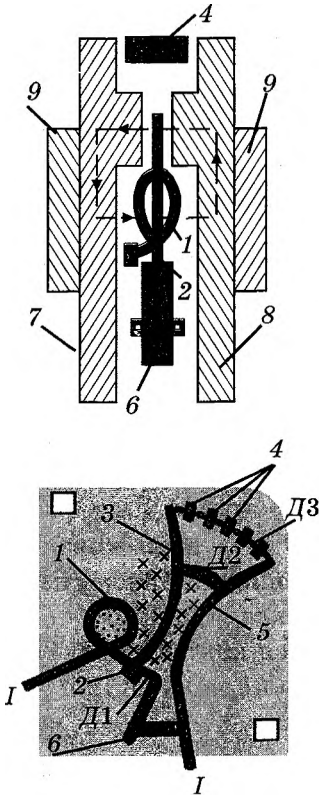


Рис. 17.2

Використовуються також розеткові, втичні і пружинні контакти. Контакти виготовляються з міді, у ряді випадків для зменшення перехідного опору і збільшення зносостійкості на них кріпляться срібні або металокерамічні накладки.

При розмиканні великих струмів у колах з індуктивністю між контактами виникає електрична дуга. За тривалої дуги контакти можуть розплавитися або приваритись один до одного. Для гасіння дуги використовують дугогасильні пристрої. В комбінованому пристрої (рис. 17.2) струм *I* замикається через котушку *1*, нерухомий *2* і рухомий *6* контакти, розміщені в щілині, утвореній щоками *7* і *8* дугогасильної камери. Щоки виготовляються з тугоплавкого ізоляційного матеріалу (кераміка або цемент). Котушка *1* утворює магнітний потік Ф, що всередині котушки спрямований до нас (показано точками), а за її межами — від нас (хрестиками). Для спрямування потоку в зону контактів на щоках розміщують пластини *9* з електротехнічної сталі (магнітопроводи). Під час розмикання контактів між ними виникає дуга (положення *Д*1). На дугу як провідник зі струмом в магнітному полі діє сила, яка виштовхує дугу вгору (електромагнітне дуття). Кінці дуги від контактів *2* і *6* переходять на мідні роги *3* і *5*, що запобігає розплавленню контактів (положення *Д*2). При подальшому русі дуга потрапляє на мідні пластини *4* і подрібнюється на кілька послідовно ввімкнених дуг (положення *Д*3). Різке охолодження і гасіння дуги забезпечується за рахунок розтягування дуги магнітним дуттям, охолодження дуги стінками камери під час руху у вузькій щілині між щоками, охолодження дуги мідними пластинами і подрібнювання на низку дуг (при цьому з'являється багато навколо анодних і навколо катодних ділянок дуги). На підтримання струму в кожній з них, як відомо з курсу фізики, потрібне деяке падіння напруги (10...20 В). Кількість пластин добирається такою, щоб напруга мережі була менша від суми падіння напруги на роздрібних дугах, внаслідок чого дуга згасає. Зауважимо, що розмикання кола виникає не під час розмикання контактів, а після згасання дуги.

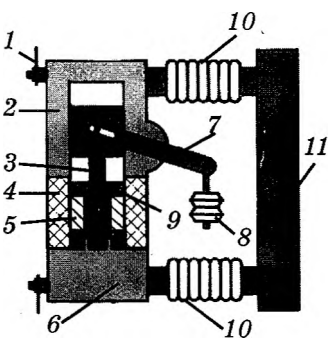


Рис. 17.3

Застосовується також гасіння дуги в середовищі трансформаторного масла (рис. 17.3). Останнім часом впроваджують вакуумні вимикачі. Вакуумна камера (рис. 17.4) має нерухомий контакт *4*, герметично пропущений через ізоляційну втулку *3*. До останньої закріплено пружний металевий сильфон *2*, з яким з'єднано рухомий контакт *1*. Вакуум створено у процесі виготовлення пристрою. За допомогою сильфона контакт *1* може зміщуватися вертикально без порушення герметичності. У момент розмикання контактів коло розривається, дуга не виникає, оскільки немає середовища, в якому вона могла б виникати. Відсутність дуги подовжує термін експлуатації апарата.

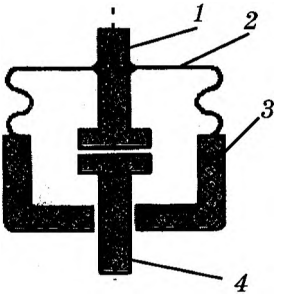


Рис. 17.4

За видом обладнання, що приводить у рух контакт, розрізняють апарати з ручним приводом, які вмикає або вимикає оператор рукою, з електромагнітним приводом (вмикання, вимикання електромагнітом), з моторним приводом (за допомогою електродвигуна).

Якщо апарат перемикає одне коло (одна пара контактів), він називається *однополюсним*, якщо два кола (дві пари контактів) — *двополюсним*, якщо три кола (три пари контактів) — *триполюсним*.

Безконтактні апарати виконуються на базі напівпровідникових приладів — тиристорів і транзисторів, що працюють в ключових режимах. Роль контактної пари виконують електричні опори переходів *анод — катод* тиристора або *колектор — емітер* транзистора. Великий опір напівпровідникового переходу відповідає розімкнутому колу (тиристор вимкнено, транзистор закритий), малий — замкнутому колу (тиристор ввімкнено, транзистор відкритий).

Основні характеристики комутаційних апаратів:

1) номінальна напруга апарата $U_{а.ном}$, при якій апарат виконує свої функції;

2) допустимий номінальний струм апарата $I_{а.ном}$, котрий діє тривалий час і не нагріває його елементів;

3) комутаційна здатність перемикати граничні струми при номінальній напрузі без руйнування апарата.

Розрізняють *здатність до вмикання*, яка характеризується граничним струмом вмикання $I_{гр.в}$, і *здатність до розмикання*. Остання оцінюється граничним діючим значенням струму $I_{гр.роз}$, що розмикає, і граничним ударним струмом $I_{уд.роз}$, який апарат має витримати без руйнування. Значення $S_{гр.роз} = \sqrt{3}U_{ном}I_{гр.роз}$ — *гранична* потужність розмикання апарата для трифазної мережі;

4) *комутаційна стійкість* проти спрацювання — кількість циклів вмикання — розмикання (**ВР**), яку може витримати апарат, залишаючись у робочому стані.

Розрізняють *робочі* (оперативні) ввімкнення та розімкнення комутаційних апаратів, які виконуються за бажанням оператора або систем керування технологічним процесом, і *захисне* вимкнення у разі виникнення в колі або в електроустаткуванні небезпечних режимів. В автоматичних апаратах захисне вимкнення виконується автоматично завдяки оснащенню їх вузлами захисту.

17.2. Електричні апарати захисту та керування

Вимикачі та відокремлювачі

Вимикачі призначені для нечастих оперативних вмикань і вимикань (до 10000 за час експлуатації) робочих струмів та для більш рідкого вимкнення мережі. Для гасіння дуги вони мають дугогасні пристрої.

У *масляних вимикачах* дуга гаситься за допомогою рідкого дугогасильного середовища — мінерального (трансформаторного) масла. Трифазні бакові (багатооб'ємні) вимикачі ВМБ-10, ВС-10 мають спільний бак, виготовлений з листового заліза, в який залите трансформаторне масло. У ньому розміщено три пари місткових контактів (див. рис. 17.1, *б*). Під час вимкнення в кожній фазі окремо між контактами, що розходяться, виникає і згасає, охолоджуючись маслом, дуга. Ці вимикачі прості й дешеві, але мають великий об'єм горючого трансформаторного масла, що підвищує пожежну небезпеку. Розміщення всіх полюсів в одному об'ємі у випадку сильної дуги може призвести до перекидання її на сусідні фази, тобто виникнення короткого замикання всередині вимикача. Тому їх здатність до розмикання невелика і вони витісняються малооб'ємними горшковими вимикачами ВМГТ, Вк та ін. Горщик вимикача (див. рис. 17.3) утворюється металевими фланцями *2* і *6*, розділеними ізоляційною втулкою *4*, і заповнений невеликим об'ємом масла *9*. Під час повертання важеля *7* вгору рухомий штировий контакт *3* входить у розетку на фланці *6*, замикаючи коло між проводом *1*, що підходить, і *7*, який відходить. При зворотному русі штир *3* виходить з розетки *6*, між ними виникає електрична дуга. Трансформаторне масло гасить дугу в спеціальній камері *5*.

Трифазний вимикач має три подібних горщика, кожний з яких за допомогою ізоляторів *10* закріплено на спільній рамі *11*. Привід кожної фази об'єднано механічно через ізолятори *8*. Переваги полягають у відокремленні фаз, малому об'ємі масла, великій здатності до розмикання.

Все ширше набувають використання вакуумні вимикачі. *Високовольтні вимикачі* у схемах зображуються прямокутником (вимикач *QA* на рис. 17.5). Паспортні дані високовольтних вимикачів, які застосовуються на підприємствах, такі: номінальні напруги 6, 10 і 35 кВ, номінальні струми 200, 400

і 1000 А, граничні значення струмів, що розриваються, до 20 кА, граничні ударні струми до 50 кА. Для безпечного ремонту електроустаткування, згідно з Правилами безпеки, потрібно впевнитись у тому, що споживачі роз'єднані з мережею (мати «наочний розрив кола»). Але контакти високовольтних вимикачів недоступні для огляду. Тому разом з вимикачами застосовують *високовольтні відокремлювачі* — апарати з відкритими контактами (без дугогасного обладнання), призначені для розриву (без струму) кола і утворення наочного розриву.

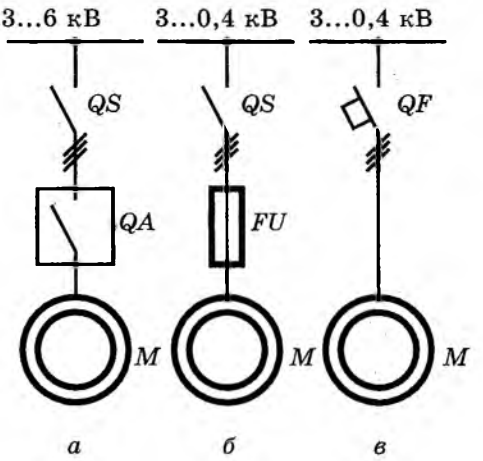


Рис. 17.5

Ніж *2* відокремлювача (рис. 17.6) складається з двох паралельних плоских стрічок міді. Рухаючись униз, тяга з ізолятором *4* насаджує ніж на нерухомий контакт *3*, утворюючи замкнуте коло між ним і нерухомим контактом *1*. Нерухомі контакти розміщено на ізоляторах *5*. При зворотному русі утворюється наочний розрив кола. Відокремлювачі вмикаються послідовно з вимикачами (*QS* на рис. 17.5, *а*). Послідовність вмикання така: коли розімкнено вимикач *QA* (струму немає), вмикається відокремлювач *QS*. У разі розмикання спочатку вимикається вимикач *QA*, переривається струм споживача, потім розмикається відокремлювач *QS* (без струму), утворюючи наочний розрив. Після цього можна розпочати ремонт кола біля споживача (попередньо заземливши проводи мережі після вимикача для розряджання ємності проводів від залишкового заряду і захисту за умови випадкового помилкового вмикання).

Розрядники — апарати, що захищають ізоляцію високовольтних мереж від пробою ізоляції під час перенапруг. Так, при розряді блискавки та інших перенапругах розрядник пропускає через себе надлишок заряду, чим знижує перенапругу до допустимих для ізоляції значень. Після пропускання надлишків розрядник автоматично розмикає коло на землю.

Вимірювальні трансформатори напруги і струму належать до високовольтних апаратів, якщо своїми первинними обмотками вони вмикаються у високовольтну мережу. Вони дають змогу використати низьковольтні апарати для захисту і вимірювання. Це спрощує дане обладнання і робить його більш безпечним. Як правило, номінальні вторинні параметри вимірювальних трансформаторів напруги і струму 100 В і 5 (або 1) А відповідно.

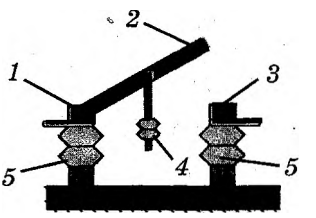


Рис. 17.6

Реле захисту і керування

Низьковольтні електричні апарати — це реле захисту і керування, які здійснюють переривчасте керування на виході обладнання (наприклад, перемикання вихідних контактів) за умови досягнення контрольованою величиною на вході наперед заданого значення. Наперед задане значення спрацювання реле називається *уставкою*.

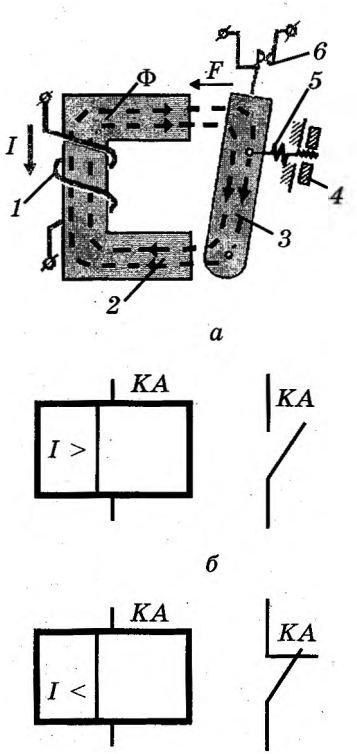


Рис. 17.7

Розрізняють реле струму, напруги, теплові, положення, тиску, часу, швидкості тощо.

В *електромагнітному реле максимального струму* (рис. 17.7) знаходиться електромагніт з осердям *2*, у котушці *1* якого має місце контрольований струм (вхідна величина). Утворений ним магнітний потік Ф (показано пунктиром) у свою чергу створює силу F, що намагається притягнути якір *3* до осердя *5*. Зі збільшенням струму до значення уставки ця сила подолає опір пружини *5*, якір притягнеться ривком до осердя, перемикаючи вихідні контакти *6*. Уставка спрацювання реле може регулюватися гайкою *4*, яка змінює первинний натяг пружини *5*. В електричних схемах (рис. 17.7, *б*, *в*) котушки електричних апаратів позначаються прямокутником, в якому, коли необхідно, зазначають контрольовану величину (при реакції на збільшення струму «$I >$», на зменшення «$< I$»). Усі контакти зображуються в тому стані, в якому вони знаходяться за відсутності дії на них сили. Контакти, що вмикають коло у разі спрацювання апарата, називають *замикаючими* (на електричних принципових схемах їх показують розімкнутими, нормально відкритими), а ті, які вимикають, — *розмикаючими*. У вихідному стані вони нормально замкнуті (рис. 17.7, *в*). Котушки і контакти одного апарата позначаються однаковими символами (тут для реле струму літерами *КА*). Декільком контактам одного апарата можуть бути надані порядкові номери (*КА*1, *КА*2 і т. ін.).

Максимальні реле струму використовуються для здійснення захисту від максимального струму електрообладнання. Коли струм у колі перевищує уставку реле, воно миттєво спрацьовує, видаючи команду на розімкнення кола. Для уникнення хибних вимикань струм уставки реле вибирається дещо більший, ніж максимальні робочі струми споживачів. Так, якщо споживач не має пускових струмів (освітлювальне, нагріваль-

не обладнання і т. ін.), то уставка максимального реле вибирається за умови:

$$I_{у} \geq I_{ном}, \tag{17.1}$$

де $I_{ном}$ — номінальний струм споживача.

Якщо споживач має пускові струми (двигуни), то уставка реле вибирається за умови:

$$I_{у} \geq 1{,}2I_{пуск}, \tag{17.2}$$

де $I_{пуск}$ — пусковий струм.

Якщо максимальне реле захищає ЛЕП з групою двигунів, то, враховуючи неодночасність вмикання всіх двигунів, уставка максимального реле вибирається за умови:

$$I_{у} \geq 1{,}2I_{пуск.max} + \sum I_{ном}, \tag{17.3}$$

де $I_{пуск.max}$ — найбільший з пускових струмів усіх двигунів; $\sum I_{ном}$ — сума номінальних струмів двигунів.

Реле напруги відрізняються тим, що їх котушки мають багато витків тонкого проводу, а отже, мають більший опір. Реле струму вмикається послідовно в коло, реле напруги — паралельно споживачу.

В *електромагнітному реле часу* (рис. 17.8) котушка *1* з постійним струмом *I* при замкнутому контакті *S* утворює в осерді *3* магнітний потік Ф. Якір *6* притягнуто до осердя; правий контакт замкнуто, лівий розімкнуто. Під час розмикання контакту *S* (подача імпульсу керування) струм *I* має зникнути, а з ним і потік Ф. Але при цьому у гільзі *2* (мідне кільце, замкнуте навколо осердя) виникає ЕРС, що утворює струм, який збільшує магнітний потік. Тому потік котушки Ф буде повільно знижуватися до зникнення магнітної енергії, накопиченої у котушці. Після цього під дією пружини *5* якір від'єднається, контакти *4* перемикаються через деякий час після розмикання контакту *S*, тобто з витримкою часу. Ці реле забезпечують регульовану витримку часу до 5 с.

Конденсаторні реле часу (рис. 17.9) мають конденсатор *C*, увімкнений паралельно котушці *КТ* електромагнітного реле. При ввімкненні контак-

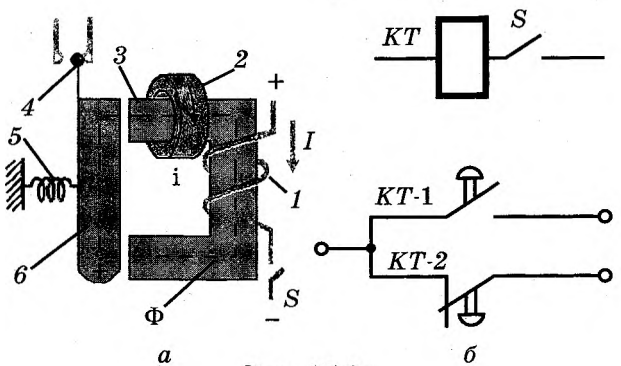


Рис. 17.8

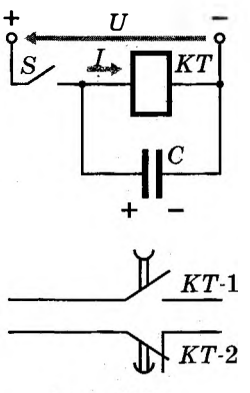


Рис. 17.9

та S реле KT спрацює, його контакт $KT1$ замкне своє коло, а $KT2$ розімкне своє. Конденсатор зарядиться до напруги живлення U. Якщо розімкнути S (первинний імпульс), котушка KT від'єднається від напруги живлення U, але струм I котушки тепер замикається через конденсатор. З його розрядженням струм зменшуватиметься, і через деякий час якір реле KT від'єднається, його контакти перемикаються ($KT1$ з витримкою часу на розмикання, $KT2$ на замикання).

Конденсаторні елементи можуть з'єднуватися з електронними вимикачами, утворюючи витримку часу до десятків і сотень секунд.

Моторні реле часу мають двигун, який через редуктор повільно обертає вал з кулачками, які у визначеній послідовності і з визначеними значними витримками часу замикають низку контактів.

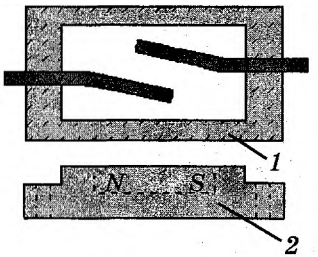


Рис. 17.10

Геркони (герметичні контакти) являють собою скляну ампулу *1* (рис. 17.10), у яку запаяно пружні контакти з феромагнітного матеріалу. З наближенням до геркона плоского магніту *2* намагнічені контакти геркона притягнуться один до одного і замкнуть коло. Геркони широко використовуються в реле стану, наприклад під час закриття дверей, до яких прикріплено магніт, контакт геркона замкнеться.

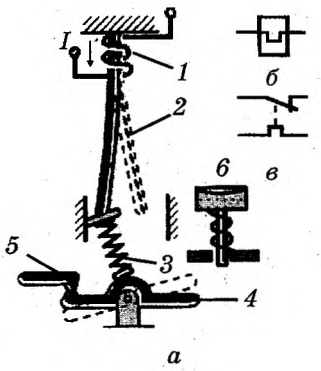


Рис. 17.11

Теплове реле (рис. 17.11, *а*) має біметалеву пластину *2*, що складається з двох металів (мідь і сталь). Метали мають різні коефіцієнти температурного розширення. Контрольований струм I, проходячи по дротяній спіралі *1*, намотаній навколо пластини, нагріває цю пластину. Матеріал з більшим коефіцієнтом лінійного розширення згинає пластину (показано пунктиром). Чим більший струм I, тим більший прогин пластини. За достатнього прогинання контакт *5* розімкнеться.

Для запобігання підгорянню контакту під час повільного руху пластини застосовується контактна система миттєвої дії. Вона не реагує на початковий прогин пластини. Тільки за умови досягнення критичного прогину верхній кінець пружини *3* перекинеться від лівого упора до правого, а нижній поверне важіль *4*, як показано пунктиром. Така система контакту не має самоповернення, тому після охолодження і повернення пластини у вихідне положення контакт *5* залишається розімкнутим. У вихідне положення контакти повертаються з натисненням спеціальної кнопки *6*.

На схемах контакт з нагрівальним елементом зображується, як показано на рисунку 17.11, *б*, контакт без самоповернення — на рисунку 17.11, *в*.

Теплові реле використовують для захисту від перенавантаження електродвигунів та інших споживачів. Нагрівання двигуна відбувається поступово, як і теплового реле, що можна розглядати як теплову модель контрольованого об'єкта (двигуна). Уставка струму спрацювання теплового реле вибирається за формулою (17.1). Теплове реле не реагує на великі пускові струми двигунів, тому що за час пуску не встигають нагрітися ні двигун, ні реле. Ідеально, коли реле і двигун нагріваються за однаковий час, тобто мають однакові сталі часу теплового перехідного процесу.

Температурне реле реагує на температуру об'єкта, який воно захищає. Вимірювальним елементом реле є термометри із контактами, що замикаються ртуттю при її розширенні. Теплові реле розміщені безпосередньо на об'єкті. Комутаційна здатність контактів реле захисту і керування невелика — не більше ніж 1...2 А при напрузі 220 В.

17.3. Комутаційні електричні апарати

Неавтоматичні вимикачі — це апарати для нечастого ручного вмикання і розмикання тільки робочих струмів низьковольтних ЛЕП і споживачів.

Рубильники

Рубильники за конструкцією подібні до відокремлювачів (див. рис. 17.5). Відмінність полягає в тому, що нерухомі контакти розміщено на спільній ізоляційній основі. Дуга, що виникає у момент розмикання робочих струмів, гаситься в повітрі за рахунок її розтягання зі збільшенням відстані між ножем і нерухомим контактом. Для зменшення габаритів випускають рубильники з дугогасними камерами. Номінальна напруга рубильників не перевищує 380 В, номінальні струми дорівнюють 1000 А. Стійкість проти спрацювання становить близько 5000 циклів комутації.

Пакетні вимикачі

Їх використовують у схемах з малопотужними асинхронними двигунами. Пакет вимикача (рис. 17.12) складається з нерухомого пластмасового кільця *3*, на якому розміщено нерухомі латунні контакти *2* і *5* (вхід — вихід), і рухомого пластмасового кільця *4*, на якому знаходиться латунний ніж *1*. Декілька таких пакетів накладаються один на одного (через роздільні прокладки) і скріплюються стяжними шпильками *8*. По центру рухомих кілець проходить вал *7* з рукояткою *6*. З поворотом рукоятки на 90° рухомий ніж кожного пакета замикає коло між нерухомими контактами, при зворотному русі — розмикає. Дуга, що виникає при цьому, гаситься в камерах, утворених між пакетами і прокладками. Змінюючи кількість пакетів і взаємне розташування контактів, можна збирати складні схеми ввімкнення і перемикання.

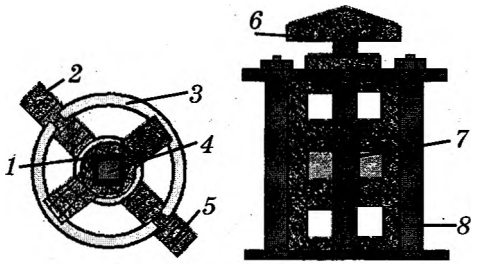


Рис. 17.12

Пакетні вимикачі випускаються на струми до 250 А і напругу до 380 В. Їх комутаційна стійкість проти спрацювання становить 10000 циклів. У схемах неавтоматичні вимикачі зображуються так само, як і відокремлювачі (див. елемент *QS* на рис. 17.5, *б*).

Запобіжники

Це комутаційні електричні апарати, що розмикають електричне коло спеціальною плавкою вставкою, що розплавляється струмом цього кола, коли він перевищує певне значення.

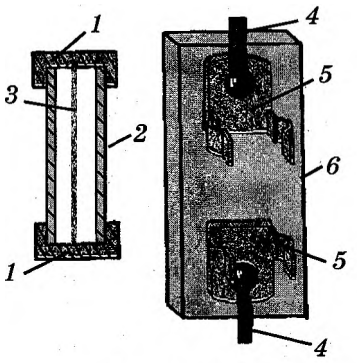


Рис. 17.13

Трубчастий запобіжник (рис. 17.13) складається з ізоляційного циліндричного патрона *2* і двох контактних латунних втулок *1*, що нагвинчуються на патрон. У втулках є вирізи під металеву плавку вставку *3*. Всередині патрон може заповнюватися кварцовим піском. Патрон вставляється в підпружинені гнізда *5*, розміщені на ізоляційній основі *6*. Вхідний і вихідний проводи *4* і плавка вставка є частиною кола живлення. Якщо струм кола не перевищує номінального для плавкої вставки, коло замкнуте. При більшому струмі вставка плавиться, і тим швидше, чим струм більший. Матеріал патрона або заповнювача сприяє гасінню дуги.

Запобіжники характеризуються номінальними напругою $U_{ном}$ і струмом $I_{ном}$, а також граничним струмом короткого замикання $I_{гр}$. Випускаються низьковольтні запобіжники на $U_{ном}$ = 220, 380, 500, 660, 1000 і 1140 В, номінальні струми від 0,1 до 630 А; високовольтні: $U_{ном}$ = 3; 6,3; 10 і 35 кВ, номінальні струми від 40 до 400 А. Граничні струми набагато більші від номінальних. Так, запобіжник ПН-2 на номінальний струм 100 А і напругу 380 В може розірвати коло, якщо струм короткого замикання становить до 50 кА.

Для побутових мереж випускаються запобіжники у вигляді широковідомої «пробки», яка вгвинчується в спеціальне гніздо. Такі запобіжники дешеві, але їх недоліком є необхідність заміни плавкої вставки після кожного спрацювання. Запобіжники у схемах позначаються елементом *FU* (див. рис. 17.5, *б*).

Низьковольтні автоматичні вимикачі (автомати)

Неавтоматичні вимикачі використовуються у поєднанні з послідовно ввімкненими запобіжниками (див. рис. 17.5, *б*), при цьому перший апарат (*QS*) виконує робоче вмикання і вимикання, другий (*FU*) — захист від короткого замикання. Після спрацювання запобіжника необхідно вимкнути напругу, замінити плавку вставку і відновити коло. Замість цих двох апаратів можна використати один низьковольтний автоматичний вимикач або автомат (див. *QA* на рис. 17.5, *а*). Ці апарати, маючи стійкість проти спрацювання до 10000 циклів, призначені для нечастих робочих вмикань і вимикань низьковольтних мереж і споживачів, а також для більш рідкого автоматичного захисного вимкнення цих елементів у разі небезпечних відхилень від робочих режимів. Вони складаються з низьковольтного вимикача з високою комутаційною спроможністю і реле захисту прямої дії, що безпосередньо своїм якорем діють на вимикаючий механізм. Такі реле називають *розчіплювачами*.

У автоматі (рис.17.14) на пластмасовій основі *1* розміщено вхідну клему з нерухомим контактом *5* і вихідну клему *13*. За допомогою виступаючої через проріз у кришці *2* рукоятки *8* через тягу *7* рухомий контакт *6* замикається на нерухомий і утворює коло через гнучкий провід *10*, котушку максимального розчіплювача *11* і тепловий розчіплювач *12* (є механізм, що фіксує ручку *8* у положенні «ввімкнено»).

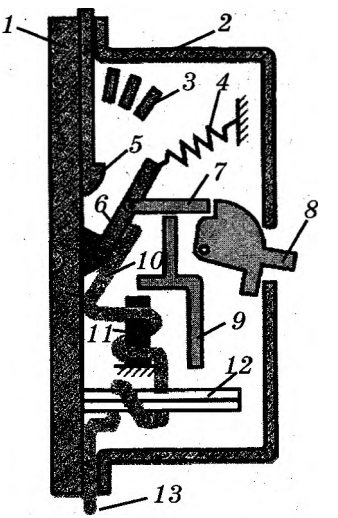


Рис. 17.14

У разі тривалого перевантаження споживача тепловий розчіплювач натискує на штовхач *9*, який вибиває тягу із замка ручки, внаслідок чого пружина *4* від'єднує рухомий контакт від нерухомого. Отже, коло розривається. При коротких замиканнях якір електромагнітного розчіплювача втягується котушкою і натискує на штовхач *9*, що також призводить до розриву кола. Над контактами розміщено пристрій *3* для гасіння дуги. Автомат можна вимкнути вручну, опустивши рукоятку вниз. Сполучення рукоятки, тяги, штовхача і пружини утворює «механізм вільного розчіплення», який дає можливість вимикати автомат влаштованим захистом, якщо навіть оператор встановив його в положення «ввімкнено».

Автомати виготовляються триполюсні (для трифазних схем), двополюсні (для однофазних і постійного струму) та однополюсні (освітлення) на номінальні струми до 6300 А і напруги до 1140 В. Вони характеризуються номінальною напругою $U_{\text{а.ном}}$, номінальним струмом $I_{\text{а.ном}}$, граничним струмом $I_{\text{гр}}$. Зазначаються також межі регулювання уставок мак-

симальних $I_{у.мах}$ і теплових $I_{у.т}$ розчіплювачів. Автомат може мати додаткові розчіплювачі:

1) *розчіплювач мінімальної напруги (нульовий)* для здійснення нульового захисту, щоб запобігати раптовому ввімкненню. При зникненні напруги живлення і наступній її появі ввімкнені раніше двигуни прийдуть у рух, до чого можуть бути не готові люди й механізми. Тому нульовий захист не дає можливості для самоввімкнення навантаження після зникнення напруги живлення. Цей розчіплювач подібний до розчіплювача *11* (рис. 17.14), але його котушка не струмова, а напругова і вмикається на вхідні затискачі. Під якорем розміщено пружину. У разі наявності напруги в мережі живлення магнітний потік втягує якір котушки, який стискує пружину, не торкаючись штовхача *9*, що дає змогу ввімкнути автомат. У випадку зникнення або недопустимого зниження напруги пружина відкидає якір на штовхач *9* і автомат вимикається. У разі появи напруги якір знову втягнеться в котушку, але автомат залишиться вимкненим. Для повторного ввімкнення потрібно повернути рукоятку *8* у положення «вимкнено», тяга *7* увійде в паз (відновлення механізму вільного розчеплення), після чого можна вмикати автомат (з «нуля», звідси і назва захисту);

2) *незалежний розчіплювач* подібний до попереднього розчіплювача, але його котушку ввімкнено не в коло робочого струму, а в інше — незалежне коло. Вимкнути таке коло можна дистанційно.

Виробляються також автомати, що мають не ручний, а електромагнітний привід, що дає змогу керувати ним дистанційно.

Вибір автоматів за напругою проводиться згідно з формулою

$$U_{гр} > U_{доп},$$

а за струмом — нерівністю

$$I_{гр} > I_{к.з},$$

де $I_{к.з}$ — максимальний струм трифазного короткого замикання, який може бути в мережі після автомата. Уставка спрацювання теплового розчіплювача вибирається за формулою (17.1) або за формулою (17.2), максимального — за формулою (17.3).

Контактори

Контактори — це апарати з електромагнітним приводом, призначені для автоматичного і дистанційного керування споживачем електроенергії. Вони дають можливість виконувати часті вмикання і вимикання (до 1500 циклів за годину); комутаційна стійкість проти спрацювання — декілька мільйонів за термін експлуатації.

У триполюсному контакторі (рис. 17.15) клеми Л1, Л2, Л3, з'єднані з нерухомими контактами *2*, вмикаються до трифазної мережі живлення;

до клем С1, С2, С3, з'єднаних з рухомими контактами *6*, вмикається трифазний споживач. У вихідному стані головні (силові) контакти *2...6*, розраховані на номінальний струм споживача, розімкнуто. У разі замикання контакта керування *S* котушка електромагнітного приводу вмикається на напругу керування $U_к$, і в ній виникає невеликий струм керування $I_к$. Якір електромагніту *3*, притягуючись до осердя *4*, повертає ізольований валик *5*, замикає малопотужні (розраховані на малі струми кіл керування) допоміжні контакти *1*, *10* і розмикає допоміжні контакти *7*, *8*. Головні контакти мають дугогасильні камери (на рисунку немає). У разі зникнення струму в котушці контактор повертається у вихідне положення і споживач роз'єднується з мережею. Головні контакти можуть перемикати не тільки номінальні, а й пускові струми двигунів (до десяти номінальних струмів), але вони не розраховані на розрив струмів короткого замикання (на відміну від автоматів).

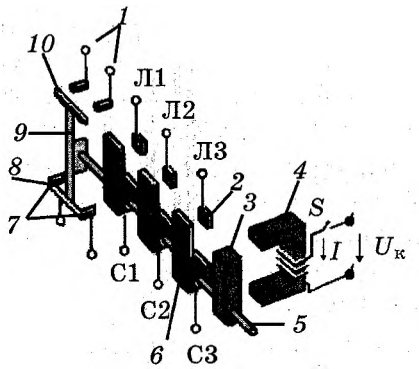


Рис. 17.15

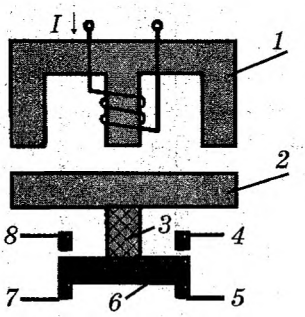


Рис. 17.16

Крім зазначених, використовуються також *прямоходові контактори* (рис. 17.16). Під час замикання кола з котушкою електромагніту якір *2* притягується до нерухомого осердя *1*, рухаючи за допомогою ізоляційної траверси *3* контактні містки *6*, які розмикають контакти *5,7* і замикають контакти *4*, *8*. Контактори постійного і змінного струмів випускаються одно-, дво- і триполюсними на напругу основного кола 380...1140 В і струми 25...630 А, причому котушки електромагнітів (коло керування) можуть бути розраховані на напругу 110, 220 і 380 В.

Таким чином, автомати з потужними контактами і дугогасінням здатні вимикати струми короткого замикання, внаслідок чого вони мають малу стійкість проти спрацювання. Менш потужні контактори мають значну стійкість проти спрацювання. Контактор — це суто оперативний апарат для споживачів, що перемикаються часто, але він має вмикатися після автомата (або запобіжників) для захисту від струмів короткого замикання.

17.4. Комплектне розподільне устаткування

Комплектне розподільне устаткування (**КРУ**) — це певним чином змонтовані набори електричних апаратів для розподілення електроенергії або керування споживачами. В них влаштовуються залежно від призначення комутаційні, захисні, вимірювальні та інші електричні апарати, які дають змогу забезпечити всі необхідні функції. Комплектне розподільне устаткування істотно зменшує обсяг будівельних і монтажних робіт під час створення підприємств, оскільки весь необхідний монтаж виконується на заводах-виробниках. Конструктивно комплектне розподільне устаткування виконують у вигляді шаф і щитів.

Високовольтне комплектне розподільне устаткування. У ньому зібрано всі апарати, необхідні для робочого вмикання і вимикання, а також для захисного вимкнення високовольтних ЛЕП і споживачів. КРУ складається з окремих комірок (шаф). Зверху комірки (рис. 17.17) знаходяться три шини *Ш* з трифазною високовольтною напругою (6 або 10 кВ), знизу розташовано кабель *К* з приєднаною муфтою *М*, по якому напруга подається до споживача. У вихідному стані відокремлювачі *QS*1, *QS*2, *QS*3 і високовольтний вимикач *QA* вимкнені. Першими у разі відсутності струму в колі вмикаються відокремлювачі *QS*1 і *QS*2, потім вимикач *QA*, внаслідок чого напруга надходить до споживача. У вторинне коло трансформатора струму *ТА* ввімкнено амперметр *А* (для контролю за навантаженням) і котушку *КА* максимального струмового реле. З виникненням надструмів реле *КА* вимкне *QA*.

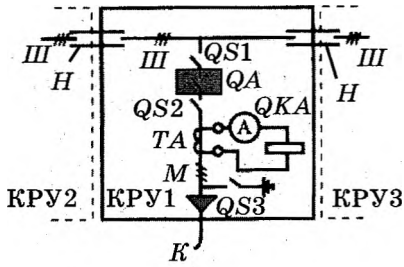


Рис. 17.17

Для робочого вимкнення споживача достатньо вимкнути *QA*. Коли необхідно відремонтувати кабель *К* або високовольтний споживач, то після вимкнення *QA* вимикають (без струму) відокремлювачі *QS*1 і *QS*2, що забезпечує наочний розрив кола. Далі додатково вмикають заземлюючий відокремлювач *QKA*, при цьому всі струмоведучі жили кабелю *К* і високовольтні споживачі будуть заземленими — безпечними для дотику. В комірці є механічне блокування між приводами високовольтним вимикачем і розчіплювачами, яке не дає змоги вмикати чи вимикати їх у забороненій послідовності у разі помилкових дій оператора.

Конструктивно комірки виконують у вигляді нерухомої шафи (рис. 17.18) з виїзним візком *9*, на якому встановлено високовольтний горшковий вимикач *7* і високовольтний трансформатор струму *6*. Втичні контакти *5* і *8* діють як відокремлювачі *QS*1 і *QS*2. При вмиканні високовольтного вимикача утворюється коло з шин *1*, розміщених на ізоляторах *2*, кабелю *4* і далі до споживача. Після вимкнення вимикача *7* візок *9* мож-

на викотити з шафи. При цьому контакти *5* і *8* ковзають з нерухомих штирів на ізоляторах *3*, утворюючи наочний розрив. Заземлюючий відокремлювач розміщується в нерухомій частині шафи. У блоці керування, захисту і сигналізації розміщено пристрій керування електромагнітним приводом вимикача, сигнальні лампи, реле захисту і вимірювальні прилади. Вторинні обмотки трансформаторів струму у фазах і котушки електромагнітів приводу, що вмикають і вимикають вимикач, з'єднаний з блоком *10* гнучким контрольним кабелем, який не заважає переміщенню візка.

Декілька комірок можуть бути встановлені поруч (КРУ2, КРУ1, КРУЗ на рис. 17.17), утворюючи комплектне високовольтне РУ. При цьому їх шини *Ш* з'єднуються накладками *Н*, утворюючи спільні високовольтні шини РУ. Одна з комірок є вхідною (у ній напруга з вхідного кабелю *К* подається на спільні шини), інші комірки — є приєднаними до споживачів (у них напруга зі спільних шин надходить до кабелю *К*).

Низьковольтні КРУ і розподільні пункти. Це шафи або щити, на яких розміщено набори автоматичних вимикачів або комплектів рубильник — запобіжник (рис. 17.5, *б*, *в*), що відповідають різним схемам розподілення електроенергії. Так, у шафі для РП1 (рис. 17.18) встановлено два потужних вхідних автомати *QF*1 і *QF*2, які видають живлення, і три менш потужних автомати, від яких безпосередньо живляться споживачі. У каталогах РП вказуються їх типи і кількість установлених автоматів, а також різновиди конструктивного виконання (на підлозі, підвісні і т. ін.).

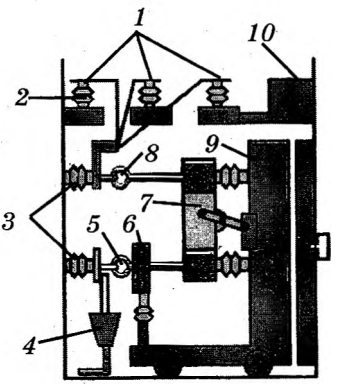


Рис. 17.18

Комплектні трансформаторні підстанції (рис. 17.19) мають знижувальний трансформатор *2*, розміщений на спільній основі *5* разом із високовольтним КРУ1 і низьковольтним КРУЗ. До високовольтних КРУ підведено високовольтний кабель або проводи повітряних ЛЕП (6, 10 або 35 кВ). Через відокремлювач і високовольтний вимикач *1* (показано рукоятки приводів відокремлювача ПР і вимикача ПВ) напруга надходить на обмотки високої напруги трансформатора. Низька напруга від трансформатора надходить на шини низьковольтних КРУ, звідки через автомати *3* (показано рукоятки приводів автоматів ПА) і кабелі *4* подається до споживачів.

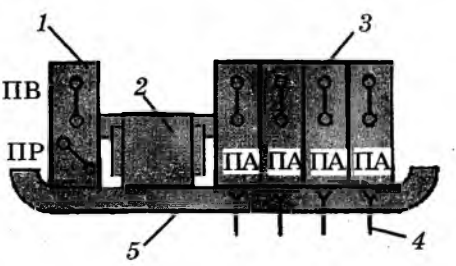


Рис. 17.19

Контрольні запитання

1. Для чого призначені і за якими типами розподіляються електричні апарати?

2. Чим відрізняються поворотні, місткові, розеткові і втичні контакти?

3. Для чого потрібне і як функціонує дугогасильне обладнання (електромагнітне, масляне, вакуумне)?

4. У чому полягає відмінність між високовольтними вимикачами і розчіплювачами? Яка послідовність вмикання і вимикання електричних кіл за їх допомогою?

5. У чому полягає відмінність максимального, теплового і температурного захистів і якими апаратами вони реалізуються?

6. Чим відрізняються автоматичні вимикач і контактор?

7. Які апарати входять до комплектного розподільного устаткування?

8. Які апарати необхідно встановити і як їх з'єднати у розподільному щиті житлового будинку?

18. ЗАСТОСУВАННЯ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ У СИСТЕМАХ КЕРУВАННЯ

18.1. Системи автоматичного керування

Система — це упорядкована сукупність *елементів* та *зв'язків* між ними. Автономна система, на відміну від неавтономної, — це ізольований від навколишнього середовища об'єкт. Система є стаціонарною, якщо її параметри сталі. Параметри системи зосереджені або розподілені у просторі.

Системи класифікуються за призначенням. *Енергосистема* — це упорядкована сукупність джерел, споживачів та ліній передачі енергії. *Системи зв'язку* — джерела, лінії передачі та приймачі інформації. *Системи автоматичного керування* — сукупність управляючої та підсистеми, якою управляють, інформаційних та енергетичних зв'язків між ними, що функціонують автоматично (без людини) і виконують задані функції. Коли функції прості, то йдеться про *системи автоматичного регулювання* (**САР**). САР можуть бути замкненими і розімкненими. Якщо регулювання ведеться завдяки компенсації зовнішнього збурення, то це розімкнена *система регулювання за збуренням*. Наприклад, у машин постійного струму автоматично компенсується реакція якоря пропорційним їй збільшенням компенсуючого магнітного потоку Φ_1 додаткових полюсів; автоматично компенсується зменшення вихідної напруги генератора постійного струму ГПС зі збільшенням на $\Phi_1(I_я)$ магнітного потоку Φ_0 і, як наслідок, маємо збільшення ЕРС пропорційно струму якоря:

$$U = E - I_я \cdot R_я = c_e n(\Phi_0 + \Phi_1(I_я)) - I_я \cdot R_я. \qquad (18.1)$$

Якщо $c_e n\Phi_1(I_я) = I_я \cdot R_я$, напруга U не залежить від струму I. Тут U — величина, що регулюється, $I_я$ — струм якоря, $\Phi_1(I_я)$ — регулююча величина.

Прикладами *замкненої системи* (системи, що має *зворотний зв'язок*) є операційний підсилювач. У ньому є від'ємний зворотний зв'язок: *RC*-генератор з додатним зворотним зв'язком і нелінійною (типу насичення) статичною характеристикою «вхід — вихід».

Підсилювач виконує відсліжування на виході більш потужним сигналом $U_{вих}$ вхідного (задаючого) сигналу $U_{вх}$. Це досягається співставленням цих сигналів:

$$U_{вх} - \beta U_{вих} = \varepsilon \qquad (18.2)$$

і підсиленням похибки ε в α разів, тобто

$$U_{вих} = \alpha\varepsilon \qquad (18.3)$$

або $U_{вих} = \alpha(U_{вх} - \beta U_{вих})$, де β — коефіцієнт зворотного зв'язку. Звідси отримаємо співвідношення між входом та виходом:

$$U_{вих} = \frac{\alpha}{1 + \alpha\beta} U_{вх}. \qquad (18.4)$$

Якщо $\alpha >> 1$, то $U_{вих} \approx \frac{1}{\beta} U_{вх}$.

Похибка ε у формулі (18.2) з урахуванням (18.4) дорівнює:

$$\varepsilon = U_{вх}\left(1 - \frac{\alpha\beta}{1 + \alpha\beta}\right) = U_{вх} \cdot \frac{1}{1 + \alpha\beta}. \qquad (18.5)$$

Якщо $\alpha\beta >> 1$, то ε в $\alpha\beta$ разів менша за $U_{вх}$, тобто $\varepsilon \approx U_{вх}/\alpha\beta$. У такій системі регулювання похибка ε принципово необхідна, що випливає з формули (18.3). Керування виконується за функцією (18.3) похибки. І навіть у сталому режимі, коли $U_{вх}$ і $U_{вих}$ — величини сталі, похибка $\varepsilon \neq 0$. Такі САР називають *статичними*. У випадку, коли $\beta = 1$, маємо одиничний від'ємний зворотний зв'язок. В електроніці такі системи названо *повторювачами*, наприклад емітерні повторювачі.

Якщо в коло зворотного зв'язку увімкнути фазозсуваючий елемент, наприклад *RC*- чи *RLC*- чи *LC*-ланцюжок, то на частоті ω_0 резонансу, завдяки зсуву на 180°, замість від'ємного утворюється додатний зворотний зв'язок: до будь-якого малого коливання $U_{вх}$ частоти ω_0 за формулою (18.2) вже не віднімається, а додається підсилене в $\alpha\beta$ разів коливання. Відбувається самозбудження генератора: коливання зростають доти (внаслідок нелінійності типу насичення), поки не почне зменшуватись еквівалентне значення коефіцієнта α. Тоді встановлюються коливання зі сталою амплітудою і частотою. В такий спосіб працює більшість електронних генераторів синусоїдних коливань.

Якщо додатний зворотний зв'язок утворюється в широкій смузі частот, то система входить у режим нелінійних коливань. Це *релаксаційні генератори*. Нормальний їх стан відповідає режиму насичення транзисторів підсилювача і тільки у короткому перехідному стані вони виходять на режим, коли $\alpha >> 1$. Тоді, завдяки додатному зворотному зв'язку, відбувається лавиноподібний процес переходу в інший стан насичення. У такому режимі працюють автогенератори (мультивібратори, блокінг-генератори) та електронні реле, що спрацьовують від запускаючого сигналу (тригери, одновібратори).

Окрім статичних САР, існують *астатичні*. У них в усталеному стані, коли $U_{вх} = \text{const}$, похибка $\varepsilon = 0$, наприклад в автоматичному мості для вимірювання температури (рис. 18.1). Змінюється температура, змінюється і опір R_t раніше збалансованого ($\varepsilon = 0$) моста. Міст стає розбалансованим ($\varepsilon \neq 0$), сигнал ε через підсилювач α обмоткою керування *ОК* керує реверсивним двигуном. Двигун через редуктор *Р* пересуває стрілку самописно-

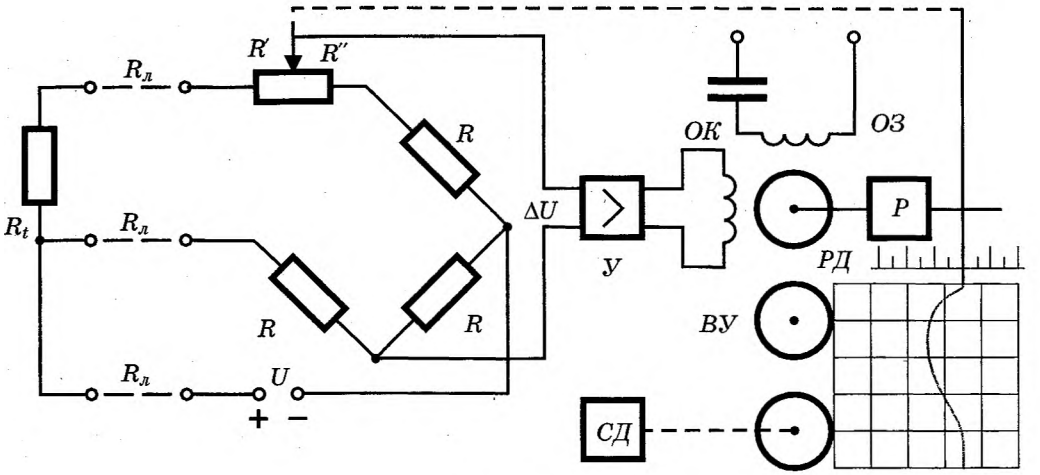


Рис. 18.1

го приладу, а також повзунок потенціометра (R', R''), змінюючи його так, щоб значення ε прямувало до нуля.

Доки існує похибка ε, в керуючій обмотці (*ОК*) є струм, що утворює разом зі струмом обмотки збудження (*ОЗ*) магнітний потік, що обертається і приводить до обертання ротор двофазного асинхронного двигуна. Він обертатиметься у тому чи іншому напрямку доти, доки є похибка ε, зменшуючи її до нуля.

Ми розглянули два принципи регулювання: за збуренням — розімкнений і за похибкою — замкнений. Перший — простіший, але не точний. Другий — точніший, чим більше підсилення α. За досить великих α, внаслідок інерційностей механічного та електромагнітного роду, в замкненому колі системи можуть виникнути, як в електронних генераторах, автоколивання. Щоб запобігти цього і задовольнити вимоги щодо точності, використовують комбінацію цих двох принципів. Такі САР називають *комбінованими* з регулюванням за збуренням і похибкою.

Розглянемо схему (рис. 18.2) САР стабілізації напруги ГПТ, що має незалежну обмотку збудження і компаундну (*КО*) обмотку. Потенціометром, що живиться стабілізованою напругою $U_ж$, задається бажане значення U_0 напруги ГПТ. Воно зіставляється з дійсним значенням U напруги ГПТ і різниця їх ε, підсилюючись в α разів, надходить, як струм збудження $I_з$, на обмотку збудження *ОЗ* ГПТ. У роторі — якорі (*Я*) ГПТ, що обертається за допомогою зовнішнього механічного приводу зі швидкістю n обертів за хвилину, наводиться ЕРС $E_я$. Під її дією в замкненому колі «якір — компаундна обмотка — навантаження $R_н$» виникає струм $I_я$. Він змінюється залежно від навантаження. Зміна $I_я$ призводить до зміни падіння напруги $I_я(R_я + R_{КО})$ на внутрішньому опорі $R_я$ ГПТ і обмотки *КО* і, як наслідок, до зміни напруги U. Щоб цього не сталося, в конструкції ГПТ кількість витків

у *КО* дібрана з умови наближеної компенсації падіння $I_я(R_я + R_{КО})$ підвищенням $K_2 I_я$ ЕРС від потоку з *КО*. Подальше зменшення похибки компенсації, а також впливу інших збурень (нестабільність обертів n, неповна компенсація реакції якоря та ін.) досягається регулюванням за похибкою ε між U_0 і U.

Для схеми (див. рис. 18.2) справедливі такі співвідношення:

$$U_я = E_я - I_я(R_я + R_{КО}), \quad E_я = K_1 I_з + K_2 I_я, \quad I_з = \alpha(U_0 - U).$$

Підставимо третє рівняння в друге, друге — в перше рівняння і отримаємо:

$$U = \frac{k_1\alpha}{1 + k_1\alpha} U_0 + \frac{k_2 - R_я - R_{КО}}{1 + k_1\alpha} \cdot I_я. \qquad (18.6)$$

Тут, навіть за не дуже великих значень $k_1 \cdot \alpha$, неточність умови компенсації ($k_2 - R_я - R_{КО} = 0$) впливу $I_я$ на U зменшується в $1 + k_1\alpha$ раз. Так досягається компроміс між точністю і сталістю САР.

САР можуть бути як *аналоговими*, так і *дискретними*. Останні менше підпадають під вплив зовнішніх і внутрішніх збурень. У них можливе отримання більшої точності виконання заданої функції. Дискретні цифрові САР можуть виконувати досить складні задачі, використовуючи складні електронні схеми (мікропроцесори та мікроЕОМ). Їх відносять вже до систем автоматичного керування (**САК**). САК можуть мати *ієрархічну структуру* з розподіленими за рівнями керування упорядкованими *підсистемами*. Наприклад, САК газової турбіни, що приводить до обертального руху якір ГПТ (див. рис. 18.2).

На нижньому рівні ієрархічної цифрової САК є сукупність локальних САР тиску та температури в камерах згоряння, бажане значення яких задається підсистемою верхнього рівня, виходячи з вимог до якості електроенергії ГПТ, що і розраховує підсистема верхнього рівня. Функціями останньої є також контроль та діагностика як керованої, так і керуючої підсистем, та інші необхідні у конкретній ситуації функції. Автоматичні міжпланетні станції та супутники Землі автономно функціонують у наперед невідомих нестаціонарних середовищах завдяки цифровим ієрархічним системам *адаптивного оптимального керування*.

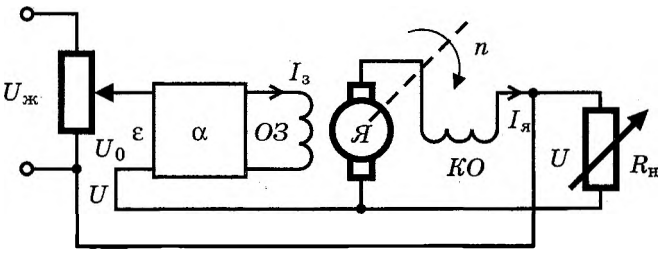


Рис. 18.2

18.2. Контроль якості виробів за допомогою електронних вимірювальних приладів

Широкого застосування набули *прилади автоматичного контролю якості* виробів. Якість виробів як загальний показник визначається сукупністю окремих показників. Для їх визначення використовують первинні перетворювачі (датчики) електричних і неелектричних величин. *Системи контролю якості виробів*, як правило, мають ієрархічну структуру: *підсистеми нижнього рівня* — первинні вимірювальні перетворювачі подають інформацію про окремі показники; *підсистема вищого рівня* вирішує задачу визначення якості виробу за інформацією від вимірювальної підсистеми.

Контроль якості виробів базується на методах технічної кібернетики. Якість визначається як функція сукупності величин, що вимірюються первинними перетворювачами. Автоматизація процесу вимірювання первинної та вторинної обробки інформації неможлива без використання як простих (на першому рівні для конкретного експрес-аналізу) вимірювань, так і високоінтегрованих електронних пристроїв (наприклад, ЕОМ) на другому рівні, де виконується вторинна, точніша обробка вимірювань, керування процесом дослідження якості виробу, виставлення вихідного документа про якість.

Важливість високоінтегрованої вимірювальної техніки проілюструємо на такому прикладі. Феромагнітний виріб має неферомагнітне покриття (фарба, мідь, золото і т. ін.), якість якого оцінюється за його товщиною Δ. Для вимірювання скористаємося пондемоторним товщиноміром (рис. 18.3). За відсутності струму I у котушці сталий магніт притягнуто до поверхні виробу з силою, що залежить від товщини немагнітного покриття. Якщо в обмотку котушки подати струм такого напрямку, що магнітне поле його буде того самого напрямку, що і постійного магніту, то, оскільки полюса S сталого магніту і електромагніту розташовані ближче, ніж полюса N, виникає сила, яка намагається відірвати сталий магніт від поверхні виробу і розмістити його посередині котушки, де сили відштовхування однойменних полюсів врівноважуються. Струм $I_{від}$, за якого це відбувається, нелінійно пов'язаний з параметром Δ, що контролюється:

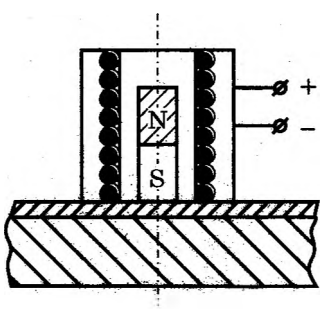


Рис. 18.3. Пондемоторний товщиномір

$$I_{від} = k_0 + k_1\Delta + k_2\Delta^2 + \ldots + k_n\Delta^n,$$

де $k_0, \ldots, k_n$ — коефіцієнти градуювальної характеристики товщиновимірювача, які визначають за результатами вимірювань n різних еталонних відомих товщин $\Delta_1, \ldots, \Delta_n$. Тоді із системи рівнянь

$$\left.\begin{array}{l} I_{\text{від}} \cdot 1 = k_0 + k_1\Delta_1 + \ldots + k_n\Delta_1^n \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ I_{\text{від}} \cdot n = k_0 + k_1\Delta_n + \ldots + k_n\Delta_n^n \end{array}\right\}$$

знаходять невідомі коефіцієнти k, і, поставивши їх у попереднє рівняння, за виміряним значенням $I_{\text{від}}$ дістають невідому товщину Δ.

Без автоматизації розрахунків така процедура є досить затяжною у часі і ненадійною. Тому доцільне використання компьютера. Особливо необхідне її використання в технічних засобах діагностики стану складних виробів.

18.3. Телекерування

Відстань між керуючою і керованою підсистемами САК здебільшого досить велика, і суттєвого значення набуває зв'язок між ними. Останній фізично реалізується як *дротовий* або *бездротовий*. Дротовий зв'язок може мати окрему лінію зв'язку або використовувати існуючі як сигнальні (телефон, телеграф), так і силові (ЛЕП) лінії. Бездротові — працюють радіоканалами. Окрім радіоканалів, у широкому діапазоні частот (від кГц до ГГц) на невеликій відстані використовуються звукові та світлові канали. Від керуючої підсистемами до керованої спрямовується сигнал, у зворотному напрямі — сигнали про стан об'єкта керування та результат виконання команди керуючої підсистеми.

Традиційно промислові системи телекерування позначаються як системи ТУ — ТС (телеуправління — телесигналізації). Об'єкти керування можуть бути *зосередженими* або *розподіленими* на великих відстанях від керуючої підсистеми системи ТУ — ТС. Прикладом зосередженого об'єкта може бути підйомний кран, що має кілька електродвигунів, якими керують за допомогою радіоканалу. У *дистанційному керуванні* побутовою електронікою (телевізором, відеомагнітофоном тощо) використовують ультразвуковий чи світловий канал.

Розподілені об'єкти — це розкидані на сотні і тисячі кілометрів енергоустановки, з'єднані в єдину енергетичну систему: лінії газо- та нафтопроводів з насосними установками; міська освітлювальна мережа; літаки, що знаходяться у повітрі і зв'язуються з диспетчером аеропорту; система орбітальних та міжпланетних станцій, пов'язана з центральним пультом керування і т. ін. Важливим аспектом систем ТУ — ТС є захищеність від завад інформації, що передається, швидкість передавання, щільність її упаковки під час кодування.

У системах ТУ — ТС з провідними каналами зв'язку для виділення приймачем призначеного для нього сигналу використовуються *якісний*, *якісно-комбінаційний*, *розподільний* та *розподільно-комбінаційний* методи. Якісне виділення сигналу (рис.18.4) виконується за амплітудною (*а*),

полярною (*б*), часовою (*в*), фазовою (*г*) та частотною (*д*) ознаками. Як бачимо (рис. 18.4), для двох команд «Ввім.» (ввімкнути) і «Вимк.» (вимкнути) у випадку «*а*» — різні амплітуди, «*б*» — знаки, «*в*» — довжини, «*г*» — початкові фази, «*д*» — частоти імпульсів сигналу.

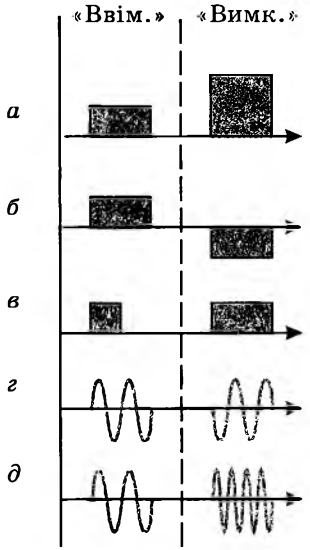


Рис. 18.4

Розглянемо схему ТУ — ТС з амплітудною ознакою (рис. 18.5). Керуюча частина має дві кнопки «Ввім.», «Вимк.», при тимчасовому натисканні на які виконуюча частина вмикає або вимикає потужний контактор К. Якщо натиснути на кнопку «Ввім.», в якорі *R* й обмотках реле часу Р4 та вимикання РВ виникає (обмежений опором *R* та опорами обмоток реле Р4 і РВ) струм. Від нього спрацьовує тільки реле Р4 і своїм контактом *Р4* під'єднує обмотку контактора К до напруги. Контактор спрацьовує, самоблокується своїм контактом *К*, і після відпускання кнопки «Ввім.» залишається ввімкненим. Одночасно своїм другим контактом *К* він замикає коло для сигнальної лампочки ЛС, яка загоряється, сигналізуючи про ввімкнення контактора. Якщо натиснути на кнопку «Вимк.», то утворюється коло без опору *R*, струм в ньому більший і від цього вже спрацює реле вимикання РВ, розірвавши своїм нормально замкненим контактом коло живлення контактора. Він вимикається, розмикаються його контакти *К*, лампочка гасне, подаючи сигнал про виконання команди «Вимк.».

У сучасних системах телекерування використовується спеціальне кодування оцифрованого сигналу у вигляді послідовності символів з кінцевого алфавіту (наприклад, бінарна послідовність). Це дає можливість: уніфікувати модулятори і демодулятори (модеми) під будь-які сигнали (мова, зображення, числові дані тощо); засекречувати інформацію; використовувати коди з виправленням помилок; ущільнювати інформацію; відновлювати форму сигналів без накопичення помилок.

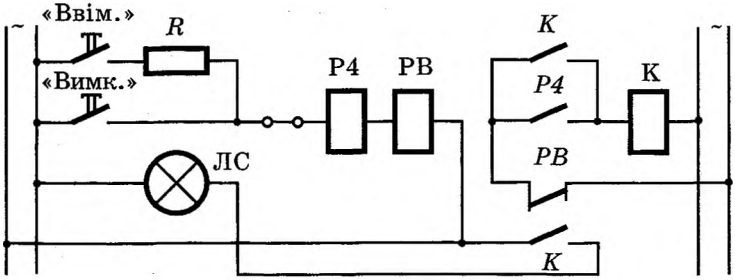


Рис. 18.5

Щоб передати в ефір ці команди, вони модулюються на передаючому та демодулюються на приймальному боці. Найпоширеніші *амплітудо-імпульсна* (**АІМ**), *кодо-імпульсна* (**КІМ**) та *фазо-імпульсна* (**ФІМ**) *модуляції*. Кожна з них має свої позитивні і негативні властивості і, відповідно, сфери ефективного використання. Розглянемо, як використовується електроніка в системах ТК — ТС у космічних літальних апаратах (**КЛА**). Це насамперед апаратура зв'язку, керування, навігації та орієнтації. У дециметровому діапазоні радіохвиль діють радіолінії ТК та ТС. Із Землі керують роботою КЛА. Команди передаються двійковим кодом з використанням, як правило, ФІМ. Приймач на КЛА передає прийняті команди до блоку керування КЛА. Підсистема ТС передає на Землю інформацію про стан КЛА: напругу бортової мережі; температуру, тиск та ін. Величин, що треба передавати, багато. Тому телеметрична інформація перетворюється в цифрові коди і ущільнюється у послідовності, що і передається одним із каналів.

Важливого значення набуває електроніка КЛА під час виконання точних і відповідальних операцій у космосі. Окремі лінії зв'язку мають метереологічні КЛА. Для просторової орієнтації КЛА існують термодатчики інфрачервоного випромінювання Землі та фотодатчики Сонця. За ними та багатьма іншими бортова керуюча система виконує орієнтацію та стабілізацію КЛА у просторі, маневрування у разі зустрічі з іншим КЛА та багато інших функцій. Тому КЛА оснащені сучасними високоефективними ЕОМ.

Багаточисельна радіоелектронна апаратура КЛА потребує електроенергії. Вона постачається з панелів сонячних батарей, які заряджають нікель-кадмієві акумулятори. Спеціальні електрохімічні джерела струму — паливні батареї — були використані в КЛА типу «Аполлон». Речовина цих батарей служить каталізатором реакції сполучення водню і кисню, що дає як електроенергію для КЛО, так і воду для космонавтів.

Велику роль у телевізійному, телеграфному, телефонному зв'язку та метереології відіграють КЛА. Рятування кораблів, літаків істотно поліпшилося завдяки спеціальній єдиній сигнальній системі, що передає координати та іншу інформацію про потерпілих; картографія за допомогою КЛА стала точною і дешевою.

Важко уявити сучасний світ без багатьох високоефективних систем ТУ — ТС.

18.4. Системи керування виробничими процесами

Поняття *програмного керування* пов'язане з використанням ЕОМ для керування технологічним процесом з метою виконання раніше запланованої послідовності технологічних операцій. Керуюча програма має врахову-

вати всі можливі виробничі ситуації і реагувати на них за заздалегідь розробленим алгоритмом.

Якщо ЕОМ безпосередньо керує процесом, то таку систему називають системою *прямого цифрового керування*, наприклад верстатами чи роботами. Можна окремо виділити системи логічного керування, де ЕОМ дає дискретні команди, як «ввімкнути» чи «вимкнути», контролює їх логічну послідовність та процес виконання. Наприклад, керування послідовністю дій механізмів конвейєрів, контрольних та інших пристроїв автоматичної лінії з виготовлення виробів.

Автоматизовані системи програмного керування — це, як правило, ієрархічні системи керування виробництвом, де на нижньому рівні працюють локальні електронні регулятори, завдання для яких розраховують системи вищого рівня ієрархії. ЕОМ також керує програмою запуску виробництва, виходу з аварійних ситуацій, оптимізує процес у цілому, вирішує інші питання. Керування може бути суто централізованим (від однієї ЕОМ), частково розподіленим, що має центр керування та периферійний блок. Повністю розподілені системи керування мають локальні мікропроцесорні керуючі пристрої, вмонтовані в процес, периферійні пункти керування та центр.

Якщо програма керування коригується на основі поточного вивчення ситуації, то такі системи називають *адаптивними*, наприклад «автопілот» літака.

Автоматизоване програмне керування електроенергетикою має багаторівневий характер:

Перший рівень. *Загальнодержавна автоматизована система керування* господарством держави у цілому за окремими галузями. Вона розробляє програму розвитку промисловості і в тому числі енергетики країни.

Другий рівень. *Галузеві автоматизовані системи*, зокрема з енергетики. Вони забезпечують керування енергетичною промисловістю з метою забезпечення споживачів електроенергією і теплотою. Для цього плануються і вирішуються задачі виробництва та розподілу енергії і теплоти, будівництва нових об'єктів енергетики, виробництва промислової продукції. Тобто — це системи, що узгоджено розв'язують важливі задачі диспетчерського керування енергетикою, організаційно-економічного керування, будівництва та інші галузеві проблеми.

Третій рівень. *Автоматизовані системи керування підприємствами.* Вони існують у межах конкретних енергопідприємств, підвищують ефективність виробничо-господарської діяльності, базуючись на інформації, яку надає їм підсистема збору, передачі та обробки даних четвертого рівня.

Четвертий рівень. *Автоматизовані та автоматичні системи керування окремими технологічними процесами*, наприклад керування енергоблоком чи підстанцією електростанції.

Водночас з декомпозицією загальнодержавної автоматизованої системи керування на підсистеми за галузями та за рівнями керування для кожного підприємства, кожної галузі тощо відбувається також і процес інтеграції вже взаємно- і внутрішньоупорядкованих підсистем енергосистеми в *інтегровані системи керування* **(ІСК).** ІСК — це логічне продовження розвитку керування енергетикою на базі сучасних електро- та електронних пристроїв і математичних методів оптимізації їх діяльності, а саме: економії матеріальних і трудових ресурсів, підвищення ККД, якості й надійності енергозабезпечення споживачів.

Контрольні запитання

1. Поясніть принцип дії автоматичного моста (рис. 18.1), комбінованого автоматичного регулювання напругою ГПТ (рис. 18.2).
2. За яким принципом побудовано пондемоторний товщиномір?
3. Які види кодування сигналу для систем телекерування наведено на рисунку 18.4?
4. Поясніть принцип дії системи ТУ — ТС (рис. 18.5).
5. Наведіть приклад багаторівневого керування виробничим процесом.
6. Наведіть, якщо зможете, приклад виробничих систем, де б не було необхідності у використанні знань з електротехніки.

Зміст

1. ВСТУП ... 3
1.1. Електротехніка та її значення для підготовки висококваліфікованих робітників ... 3
1.2. Електротехніка — наука про технічне використання електричних явищ ... 3
1.3. Місце електротехніки у прискоренні науково-технічного прогресу ... 4
1.4. Основні напрями розвитку електроенергетики та електричної промисловості ... 5
2. ОСНОВИ ЕЛЕКТРОСТАТИКИ ... 7
2.1. Силові та еквіпотенціальні лінії електричного поля ... 7
2.2. Прості електричні поля ... 8
2.3. Силова взаємодія заряджених тіл. Закон Кулона ... 10
2.4. Потенціал і робота електричного поля ... 12
2.5. Провідники і діелектрики в електричному полі ... 14
2.6. Теорема Гаусса. Електрична ємність. Конденсатори ... 16
3. ПОСТІЙНИЙ СТРУМ. ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ... 21
3.1. Електричний струм і його густина, резистори та їх опір, залежність опору від температури ... 21
3.2. Закон Ома ... 26
3.3. Теплова дія постійного струму ... 27
3.4. Джерела постійного струму ... 32
3.5. Розрахунок електричних кіл постійного струму ... 39
Послідовне з'єднання опорів ... 40
Паралельне з'єднання опорів ... 42
Змішане з'єднання опорів ... 43
Потенціальні діаграми ... 45
Закон Ома для повного кола ... 47
3.6. Закони Кірхгофа. Розрахунок складних електричних кіл постійного струму ... 47
Перший закон Кірхгофа ... 47
Другий закон Кірхгофа ... 48
З'єднання опорів у трипроменеву зірку, трикутник та їх взаємоеквівалентні перетворення ... 49
Перетворення трикутника опорів в еквівалентну зірку ... 50
Послідовне з'єднання активних двополюсників ... 51
Паралельне з'єднання активних двополюсників ... 53
Змішане (послідовно-паралельне) з'єднання активних двополюсників ... 56
Розрахунок електричних кіл методом накладання (суперпозиції) ... 56
Метод активного двополюсника (еквівалентного генератора) ... 56
Розрахунок електричних кіл із застосуванням законів Кірхгофа і Ома ... 59
Розрахунок електричних кіл методом контурних струмів ... 60

Розрахунок електричних кіл методом вузлових потенціалів 61
3.7. Втрати напруги у провідниках ліній електропередач 63
3.8. Нелінійні електричні кола постійного струму та їх розрахунок 64
Метод еквівалентних перетворень 66
Метод перетину характеристик 67
Метод лінеаризації 67
4. ЕЛЕКТРОМАГНЕТИЗМ 71
4.1. Магнітне поле 71
4.2. Основні характеристики магнітного поля 73
4.3. Намагнічування тіл 76
4.4. Закони магнітних кіл з постійною магніторушійною силою 80
Магніти 82
Постійні магніти 83
Електромагніти 86
Перша задача 87
Друга задача 88
4.5. Взаємодія магнітних полів провідників зі струмом. Сила Ампера 89
4.6. Процеси в магнітних колах зі змінними магніторушійними силами 91
Електромагнітна індукція 91
Самоіндукція 93
Взаємоіндукція 95
Трансформатори 97
Вихрові струми 98
Втрати на перемагнічування (гістерезис) 99
5. ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА СИНУСОЇДНОГО СТРУМУ 101
5.1. Синусоїдний струм та його генерування 101
5.2. Способи зображення синусоїдних електричних величин 104
5.3. Комплексний метод зображення синусоїдних електричних величин 105
5.4. Електричне коло синусоїдного струму з активним опором 108
5.5. Електричне коло синусоїдного струму з індуктивністю 109
5.6. Електричне коло синусоїдного струму з ємністю 112
5.7. Аналіз електричних кіл синусоїдного струму з *RLC*-елементами 115
Електричне коло синусоїдного струму з реальною котушкою індуктивності 115
Електричне коло синусоїдного струму з реальним конденсатором 119
Послідовне з'єднання *RLC*-елементів 120
Паралельне з'єднання *RLC*-елементів 123
Резонансні явища в електричних *RLC*-колах 124
5.8. Підвищення коефіцієнта потужності споживачів 128
Падіння і втрата напруги в лінії електропередачі та їх зменшення 131
5.9. Методи розрахунку лінійних електричних кіл синусоїдного струму 133
Закони електротехніки для електричних кіл синусоїдного струму 133
Розрахунок багатоконтурних електричних кіл синусоїдного струму символічним методом 134
5.10. Трифазні електричні кола синусоїдного струму 136
Генерування трифазної системи 136

З'єднання обмоток генератора ... 139
Потужність трифазного електричного кола ... 148
6. ЕЛЕКТРИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ. ЕЛЕКТРОВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ ... 153
6.1. Значення та роль електричних вимірювань ... 153
6.2. Основні поняття метрології ... 153
6.3. Операції, види та методи вимірювання ... 155
6.4. Похибки вимірювання та класи точності ... 157
6.5. Вимірювання струмів і напруг ... 160
Вимірювальні перетворювачі струму і напруг ... 160
Масштабні вимірювальні перетворювачі струму і напруги ... 162
Вимірювальні перетворювачі параметрів змінних струмів та напруг ... 163
Вимірювальні перетворювачі струмів та напруг в частоту та часовий інтервал ... 164
Аналого-цифрові перетворювачі ... 164
Безпосереднє вимірювання струмів та напруг амперметрами та вольтметрами ... 164
Вимірювання струмів і напруг пристроями зрівноважування ... 165
6.6. Вимірювання потужності і енергії ... 166
Вимірювання активної потужності у колах постійного та однофазного синусоїдного струму ... 166
6.7. Вимірювання параметрів електричних кіл ... 170
Вимірювання опорів ... 170
Вимірювання електричної ємності та тангенса кута втрат ... 174
Вимірювання індуктивності і добротності ... 175
6.8. Вимірювання частоти, часових інтервалів, фази ... 176
Вимірювання частоти ... 177
Вимірювання частоти, періоду і зсуву фаз за допомогою осцилографа ... 179
6.9. Вимірювання неелектричних величин електровимірювальними засобами ... 182
7. ТРАНСФОРМАТОРИ ... 187
7.1. Загальна характеристика і галузі застосування трансформаторів ... 187
7.2. Будова і принцип дії трансформаторів ... 188
Робота трансформатора в режимі холостого ходу ... 189
Робота трансформатора в режимі навантаження ... 189
7.3. Магнітне поле трансформатора ... 191
Основне магнітне поле трансформатора ... 191
Магнітні поля розсіювання ... 193
7.4. Електромагнітні процеси в обмотках трансформатора ... 193
Схема заміщення первинної і вторинної обмоток трансформатора ... 195
Зведений трансформатор ... 196
7.5. Перетворення та втрати енергії у трансформаторі. Коефіцієнт корисної дії трансформатора ... 197
7.6. Трифазні трансформатори та трансформатори спеціального призначення ... 198
Трифазні трансформатори ... 198

Автотрансформатори ... 199
Зварювальні трансформатори ... 199
Вимірювальні трансформатори ... 200
8. ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ЗМІННОГО СТРУМУ ... 202
8.1. Загальні відомості про електричні машини змінного струму ... 202
8.2. Будова та принцип дії асинхронних двигунів ... 203
8.3. Магнітне поле асинхронного двигуна ... 206
8.4. Електромагнітні процеси в обмотках асинхронного двигуна ... 209
Електричне коло обмотки статора ... 209
Електричне коло обмотки ротора ... 211
Поняття про зведений асинхронний двигун ... 214
8.5. Перетворення енергії в асинхронному двигуні. Коефіцієнт корисної дії ... 215
8.6. Механічні характеристики асинхронного двигуна ... 217
Електромагнітний момент асинхронного двигуна ... 217
Керування частотою обертання асинхронного двигуна ... 219
8.7. Будова і принцип дії синхронних машин ... 221
Застосування синхронних машин ... 221
Будова синхронних машин ... 221
Принцип дії синхронного генератора ... 223
Принцип дії синхронного двигуна ... 224
8.8. Електромагнітні процеси в синхронних машинах ... 224
Магнітне поле синхронної машини ... 224
Електричне коло обмотки якоря ... 226
8.9. Перетворення енергії у синхронних машинах. Електромагнітний момент ... 228
Електромагнітний момент синхронної машини ... 229
8.10. Характеристики синхронних генераторів ... 230
8.11. Характеристики синхронного двигуна ... 231
U-подібна характеристика синхронної машини ... 231
Механічна характеристика синхронного двигуна ... 232
Пуск синхронного двигуна ... 233
Реверсування синхронного двигуна ... 234
9. ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ... 235
9.1. Призначення і застосування електричних машин постійного струму ... 235
9.2. Будова електричних машин постійного струму ... 236
9.3. Принцип дії генератора і двигуна постійного струму ... 238
9.4. Магнітне поле електричних машин постійного струму ... 239
Способи збудження основного магнітного поля ... 241
9.5. Електромагнітні процеси в обмотках машин постійного струму ... 242
9.6. Комутація в електричних машинах постійного струму ... 244
9.7. Перетворення і втрати енергії. Коефіцієнт корисної дії машин постійного струму ... 245
9.8. Електромагнітний момент машини постійного струму ... 245
9.9. Генератори постійного струму ... 246
Самозбудження генераторів постійного струму ... 246

Характеристики генераторів постійного струму ... 247
9.10. Двигуни постійного струму ... 250
Механічна характеристика ... 251
10. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ ... 256
10.1. Електричні властивості напівпровідників ... 256
Власна електропровідність напівпровідника ... 257
Домішкова електропровідність напівпровідників ... 258
10.2. Напівпровідникові терморезистори ... 260
10.3. Електронно-дірковий перехід та його властивості ... 261
10.4. Напівпровідникові діоди ... 263
10.5. Біполярні транзистори ... 264
Будова біполярного транзистора ... 265
Схеми ввімкнення біполярного транзистора ... 265
Режими роботи біполярних транзисторів ... 266
Статичні вольт-амперні характеристики біполярного транзистора ... 268
h-параметри біполярного транзистора ... 268
10.6. Польові транзистори ... 270
Будова польового транзистора ... 270
Схеми ввімкнення польових транзисторів ... 271
Характеристика польових транзисторів ... 271
10.7. Тиристори ... 272
Будова тиристорів ... 273
Основні параметри тиристорів ... 274
Система позначень напівпровідникових приладів ... 274
11. ЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ ... 276
11.1. Фізичні основи електронних приладів ... 276
Електронна емісія ... 276
Рух електрона в електричному полі ... 277
Рух електрона у магнітному полі ... 277
11.2. Катоди електровакуумних приладів ... 278
11.3. Електровакуумні лампи ... 280
Будова електровакуумних ламп ... 280
Принцип дії електровакуумних ламп ... 281
Характеристики та параметри електровакуумних ламп ... 282
11.4. Електронно-променеві трубки ... 283
Будова електронно-променевої трубки ... 283
12. ГАЗОРОЗРЯДНІ ПРИЛАДИ ... 286
12.1. Види газових розрядів та їх застосування у газорозрядних приладах ... 286
12.2. Будова і принцип дії газорозрядних приладів ... 288
12.3. Газорозрядні джерела світла ... 290
13. ОПТОЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ ... 292
13.1. Керовані джерела світла ... 292
Світловипромінювальні діоди ... 294
Напівпровідникові лазери ... 295

13.2. Фотоприймачі ... 296
13.3. Оптрони та світловоди ... 302
14. ВТОРИННІ ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ... 305
14.1. Пристрої вторинних джерел електроенергії ... 305
14.2. Некеровані та керовані випрямлячі ... 305
Некеровані випрямлячі ... 305
Керовані випрямлячі ... 310
14.3. Згладжувальні фільтри ... 312
14.4. Стабілізатори напруги і струму ... 314
Компенсаційні стабілізатори напруг і струмів ... 316
15. ЕЛЕКТРОННІ ПІДСИЛЮВАЧІ ... 318
15.1. Принцип роботи, основні параметри та характеристики електронних підсилювачів ... 318
Класифікація підсилювачів ... 319
Основні характеристики та параметри підсилювачів ... 319
15.2. Електронні підсилювачі зі зворотним зв'язком ... 324
15.3. Диференціальні електронні підсилювачі ... 328
15.4. Операційні підсилювачі ... 333
Основні параметри операційного підсилювача ... 334
Застосування операційних підсилювачів ... 335
16. ГЕНЕРАТОРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ ... 337
16.1. Генератори синусоїдних електричних сигналів ... 337
16.2. Стабілізація частоти генераторів синусоїдних електричних сигналів ... 339
16.3. Генератори прямокутних електричних сигналів ... 341
Мультивібратор на основі операційного підсилювача ... 344
16.4. Амплітудна, частотна, фазова та широтно-імпульсна модуляція ... 345
17. ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ ... 351
17.1. Призначення і принцип роботи електричних апаратів ... 351
17.2. Електричні апарати захисту та керування ... 354
Вимикачі та відокремлювачі ... 354
Реле захисту і керування ... 356
17.3. Комутаційні електричні апарати ... 359
Рубильники ... 359
Пакетні вимикачі ... 359
Запобіжники ... 360
Низьковольтні автоматичні вимикачі (автомати) ... 361
Контактори ... 362
17.4. Комплектне розподільне устаткування ... 364
18. ЗАСТОСУВАННЯ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИЛАДІВ У СИСТЕМАХ КЕРУВАННЯ ... 367
18.1. Системи автоматичного керування ... 367
18.2. Контроль якості виробів за допомогою електронних вимірювальних приладів ... 371
18.3. Телекерування ... 372
18.4. Системи керування виробничими процесами ... 374