

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«Харківський політехнічний інститут»

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОНІКА

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

Харків

2021

ВСТУП

Дисципліна “Електротехніка та електроніка” – це взаємопов’язані галузі науки й техніки, що базуються на загальних законах і поняттях електротехніки.

Електротехніка пов’язана з питаннями практичного використання електричних і магнітних явищ. До цих питань відносяться: отримання електричної енергії, її передача, розподіл і споживання.

Електроніка й напівпровідникова техніка вивчає фізичні явища, пов’язані з пересуванням заряджених часток (переважно, електронів) у вакуумі і різного роду кристалічних структурах, а також устрій і характеристики приладів, пристроїв і систем, побудованих на основі цих фізичних явищ.

Курс умовно поділений на 3 модулі, по кожному з яких проводиться відповідний контроль.

1. ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Електричним колом називається сукупність джерел електричної енергії та її споживачів, з’єднаних між собою таким чином, що утворюються шляхи для проходження електричного струму. Електричне коло характеризується такими параметрами, як струм, напруга, електрорушійна сила (ЕРС).

Струм – це рух електричних зарядів. Чисельно він дорівнює кількості електричних зарядів, що проходять на ділянці електричного кола за одиницю часу

$$I = \frac{Q}{t},$$

де Q – кількість електричних зарядів, що пройшли за час t .

Струм позначається літерами i (миттєве значення) та I (постійний струм або діюче значення змінного струму).

Миттєве значення струму дорівнює $i = \frac{dq}{dt}$.

Вимірюється струм в амперах [А]: $1 \text{ А} = \frac{\text{Кл}}{\text{с}}$.

Напруга – це різниця потенціалів електричного поля, що може призводити до руху електричних зарядів. Чисельно напруга дорівнює роботі, що потрібна для пересування одного електричного заряду. Напруга позначається літерами u (миттєве значення) та U (постійний струм або діюче значення змінного струму).

Вимірюється напруга у вольтах [В]: $1 \text{ В} = \frac{\text{Дж}}{\text{Кл}}$.

ЕРС – це різниця потенціалів на виході джерела електричної енергії, що утворюється внаслідок дії сторонніх сил (наприклад, дизеля або турбіни, що обертає електрогенератор). Чисельно ЕРС дорівнює роботі, що витрачається на пересув одного електричного заряду в джерелі електричної енергії. ЕРС позначається літерами *e* (миттєве значення) та *E* (постійний струм або діюче значення змінного струму).

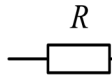
Вимірюється ЕРС, як і напруга, у вольтах [В].

Основні функціональні елементи електричного кола:

- 1) джерела електричної енергії (електрогенератори, акумулятори, хімічні батареї, сонячні батареї та ін.);
- 2) споживачі (механічні, теплові, освітлювальні, інформаційні та багато ін.);
- 3) лінії електропередач (магістральні, виробничі, комунальні, з'єднання в різного роду пристроях і системах та багато інших);
- 4) перетворювачі електричної енергії (трансформатори, випрямлячі, інвертори та їх можливі комбінації);
- 5) електричні апарати (контактні, комутаційні, захисні, регуляційні та інші);
- 6) електровимірювальні прилади (вольтметри, амперметри, фазометри, лічильники та інші).

Загальні параметри функціональних елементів

Електричні властивості будь-якого функціонального елемента електричного кола можуть бути охарактеризовані за допомогою таких параметрів, як резистивний опір, індуктивність, ємність. Різною мірою вони завжди наявні у всіх елементах електричного кола, але один з цих параметрів може бути головним, а інші проявлятимуться набагато слабше.

Резистивний опір *R*. Умовне позначення на схемах . Одиниця вимірювання Ом.


Резистивний опір характеризує втрати електричної енергії при проходженні струму крізь функціональні елементи електричного кола. Чисельно це відповідає закону Ома:

$$U = R I.$$

Найбільш повно цей параметр присутній у резисторах, обмотках різного роду котушок, лініях електропередач. Наприклад, резистивний опір обмотки котушки розраховується таким чином

$$R = \rho \frac{l}{S},$$

де ρ – питомий опір матеріалу проводу; l – його довжина; S – переріз.

Індуктивність L . Умовне позначення на схемах . Одиниця вимірювання Генрі [Гн].

Індуктивність характеризує здатність утворювати магнітний потік, зчеплений з функціональним елементом електричного кола, при проходженні крізь нього струму. Чисельно це визначається таким чином

$$\psi = LI,$$

де $\psi = w\Phi$ – потокозчеплення (w – кількість витків котушки; Φ – утворений нею магнітний потік).


Найбільш повно цей параметр присутній у котушках електричних машин, трансформаторів, різного виду електричних апаратів, дроселях і т.п. Індуктивність котушки з осердям (або без нього)

$$L = \mu_a \frac{w^2}{l} S,$$

де μ_a – абсолютна магнітна проникність матеріалу осердя;

S і l – його переріз і довжина.

У свою чергу $\mu_a = \mu_r \mu_0$, де μ_r – відносна магнітна проникність (для магнітних матеріалів $\mu_r \gg 1$; для вакууму, повітря й немагнітних матеріалів $\mu_r = 1$), $\mu_0 = 1,24 \cdot 10^{-6}$ Гн/м – магнітна стала.

Ємність C . Умовне позначення на схемах . Одиниця вимірювання фарада [Ф].

Ємність характеризує здатність функціонального елемента електричного кола накопичувати електричні заряди під впливом прикладеної до нього напруги. Чисельно це визначається таким чином

$$Q = CU.$$

Найбільш повно цей параметр присутній у різного роду конденсаторах, розрахувати ємність яких можна за формулою

$$C = \epsilon_a \frac{S}{d},$$

де ϵ_a – абсолютна діелектрична проникність ізоляційного матеріалу між об'ємними частинками конденсатора; S – площа поверхні об'ємних частин; d – відстань між ними.

У свою чергу $\varepsilon_a = \varepsilon_r \varepsilon_0$, де ε_r – відносна діелектрична проникність (для діелектричних матеріалів $\varepsilon_r > 10$; для вакууму, повітря $\varepsilon_r = 1$); $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – електрична стала.

Подання електричного кола у вигляді електричних схем

Електричні схеми, що відповідають конкретному електричному колу, можуть бути 3-х видів: графічні, принципові, заміщення.

Графічна схема подає електричне коло у вигляді наближеному до реального не тільки в зображенні окремих функціональних елементів, а і у їх взаємному розташуванні. Вона потрібна для наочного уявлення структури електричного кола, взаємозв'язків у ньому, дає можливість швидко зорієнтуватись у разі необхідності будь-яких оперативних і технологічних робіт.

Принципова схема дає зв'язок між функціональними елементами, які подаються умовними позначеннями відповідно до держстандарту. Таку схему набагато простіше виконати ніж графічну, у той же час вона дає повну інформацію про побудову електричного кола, потрібну комплектацію, сприяє проведенню монтажу. Вона є невід'ємною частиною технічної документації.

Схема заміщення призначена для проведення розрахунків електричного кола, визначення струмів у ньому й напруг на окремих функціональних елементах, які подаються через параметри R, L, C . Тобто реальний функціональний елемент заміщається його найхарактернішими параметрами.

Приклад такої схеми заміщення для кола постійного струму, у функціональних елементах якого проявляються тільки параметри E, I, U і R , наведено на рисунку. У цьому колі діють джерела електричної енергії E_1 і E_2 та її споживачі: R_1, R_2 – втрати в джерелах електричної енергії; R_3, R_4, R_5, R_6 – лінії електропередач; R_7 – електрообігрівач; R_8, R_9 – електричні лампи.

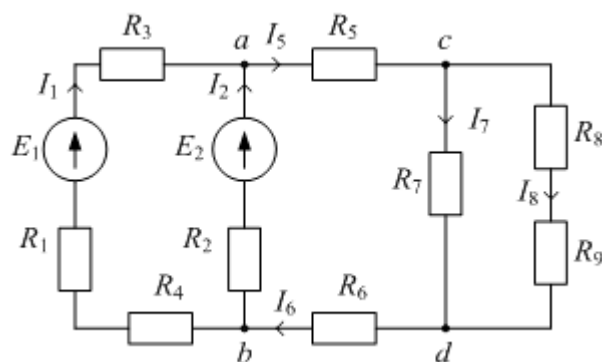


Рисунок 1

Геометричні поняття електричного кола (рис. 1)

До цих понять відносяться:

– *вітка* – ділянка електричного кола, по якій проходить однаковий струм (наприклад, по ділянці від b до a крізь R_4, R_1, E_1 і R_3 проходить однаковий струм I_1 , тому вона є віткою);

- *вузол* – місце з'єднання 3-х і більше віток (a, b, c, d);
- *контур* – будь-який замкнений шлях в електричному колі (наприклад, контур утворюється при проходженні крізь $R_4, R_1, E_1, R_3, E_2, R_2$ або при проходженні крізь $R_4, R_1, E_1, R_3, R_5, R_7, R_6$, або ще іншим можливим шляхом).

Відзначаються *незалежні вузли* і *конттури*, до складу яких входить хоча б одна нова вітка.

Закони Кірхгофа в колі постійного струму

1-й закон Кірхгофа (для вузла): алгебраїчна сума струмів у вузлі дорівнює нулю (сума струмів, що входять у вузол, дорівнює сумі струмів, що виходять з вузла).

Наприклад (див. рис. 1), для вузла „ a ”: $I_1 + I_2 - I_5 = 0$ або $I_1 + I_2 = I_5$.

2-й закон Кірхгофа (для контура): відповідно до вибраного напрямку обходу контура алгебраїчна сума ЕРС у контурі дорівнює алгебраїчній сумі напруг у контурі.

ЕРС беруться зі знаком „+”, якщо напрям обходу контура співпадає з напрямом ЕРС, і зі знаком „-“, якщо вони зустрічні.

Напруги $U = R I$, або напруги в місцях розриву контура, беруться зі знаком „+”, якщо напрям напруги співпадає з напрямом обходу контура, і зі знаком „-”, якщо вони зустрічні.

Наприклад (рис. 1), при обході контура $R_4 \rightarrow R_1 \rightarrow E_1 \rightarrow R_3 \rightarrow E_2 \rightarrow R_2 \rightarrow R_4$ за годинниковою стрілкою $E_1 - E_2 = R_4 I_1 + R_1 I_1 + R_3 I_1 - R_2 I_2$.

Розрізняють *прості* і *складні* електричні кола. До *простих* відносяться такі, у яких джерела ЕРС знаходяться в одній вітці (рис. 2, *а, б*). *Складне* елек-

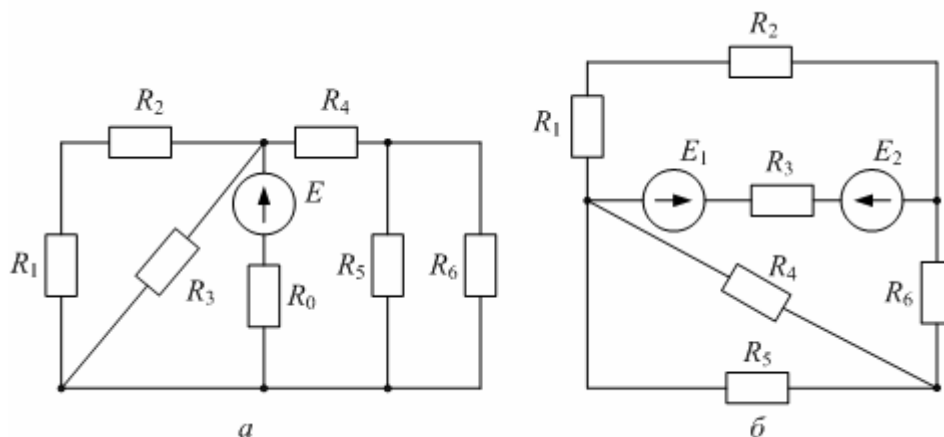


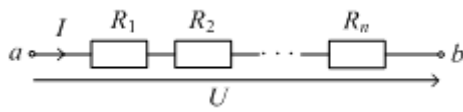
Рисунок 2

тричне коло таке, яке має не менш двох джерел ЕРС, розташованих у різних вітках (див. рис. 1).

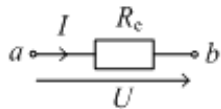
Розрахунок простих електричних кіл доречно проводити за допомогою еквівалентних перетворень. Розрахунок складних електричних кіл потребує або прямого використання законів Кірхгофа, або інших методів, заснованих на цих законах. При потребі визначення струму крізь одного окремого споживача доцільно використовувати метод еквівалентного генератора.

Еквівалентні перетворення – це заміна групи опорів одним опором або іншою групою опорів таким чином, що напруги й струми в місцях приєднання групи залишаються незмінними.

При *послідовному* з'єднанні опорів за другим законом Кірхгофа:



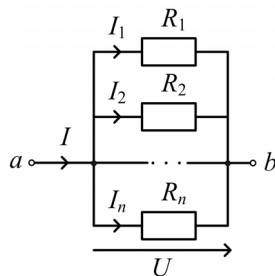
$$U = R_1 I + R_2 I + \dots + R_n I = (R_1 + R_2 + \dots + R_n) I .$$



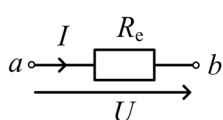
Для R_e $U = R_e I .$

За умови збереження U і I незмінними отримуємо:

$$R_e = R_1 + R_2 + \dots + R_n = \sum_1^n R_k .$$



При *паралельному* з'єднанні опорів за першим законом Кірхгофа $I = I_1 + I_2 + \dots + I_n$. Для R_e $I = U / R_e$, у



той час як $I_k = U / R_k$. Тому $\frac{U}{R_e} = \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} + \dots + \frac{U}{R_n}$.

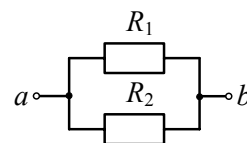
Скорочуючи U , отримуємо

$$R_e = \frac{1}{\sum_1^n \frac{1}{R_k}} .$$

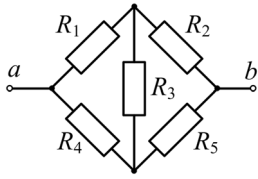
Якщо замість опорів оперувати провідностями $G = 1 / R$, які зворотні до опорів і вимірюються в сименсах [См], то еквівалентна провідність буде

$$G_e = \sum_1^n G_k .$$

Для двох паралельно з'єднаних опорів

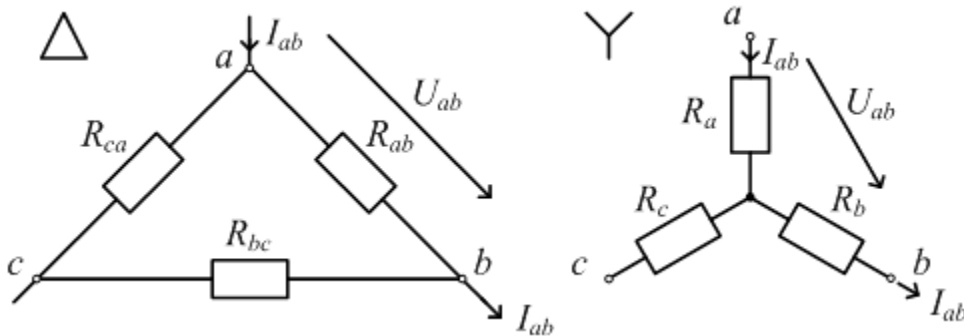


$$R_e = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$



При наявності в електричному колі “мостових” з’єднань виникає потреба заміни груп, з’єднаних “трикутником” $(R_1 R_3 R_4; R_2 R_3 R_5)$ або “зіркою” $(R_1 R_3 R_2; R_4 R_3 R_5)$, на протилежні групи з метою переходу до паралельно-послідовного з’єднання.

Розглянемо еквівалентний зв’язок між такими групами, поперемінно приєднуючи їх до вузлів $a, b; b, c; c, a$.



При з’єднанні “трикутником” і приєднанні до вузлів a, b

$$U_{ab} = \frac{R_{ab}(R_{bc} + R_{ca})}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}} I_{ab}.$$

При з’єднанні “зіркою” і приєднанні до вузлів a, b

$$U_{ab} = (R_a + R_b) I_{ab}.$$

Тому що U_{ab} і I_{ab} залишаються незмінними,

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

Аналогічно отримуємо для вузлів b, c

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

і для вузлів c, a

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

Таким чином маємо алгебраїчну систему трьох рівнянь, з яких, у залежності від напрямку еквівалентного перетворення, отримуємо:

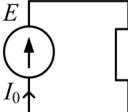
при перетворенні $\Delta \Rightarrow Y$ (R_{ab}, R_{bc}, R_{ca} відомі)

$$R_a = \frac{R_{ab}R_{ca}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}, \quad R_b = \frac{R_{bc}R_{ab}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}}, \quad R_c = \frac{R_{ca}R_{bc}}{R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}};$$

при перетворенні $Y \Rightarrow \Delta$ (R_a, R_b, R_c відомі)

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

Таким чином є можливість, за допомогою еквівалентних перетворень,

звести просте електричне коло до виду  і знайти струм крізь

джерело ЕРС $I_0 = \frac{E}{R_e}$, а потім, використовуючи закони Ома і Кірхгофа, визначити струми у всіх інших вітках.

Розрахунок складних електричних кіл (визначення струмів у всіх вітках) можливий при прямому використанні законів Кірхгофа, тому що кількість струмів дорівнює загальній кількості незалежних вузлів і контурів. Відповідно система алгебраїчних рівнянь, записаних за першим законом Кірхгофа (для незалежних вузлів) і за другим законом Кірхгофа (для незалежних контурів), буде повною.

Серед методів розрахунків складних електричних кіл виділяємо метод контурних струмів і метод еквівалентного генератора.

Метод контурних струмів заснований на тому, що в незалежних контурах довільно визначаються контурні струми I_{kk} , алгебраїчна сума яких у спільних вітках дає відповідний струм. Вводяться поняття:

– *контурна ЕРС* E_{kk} (алгебраїчна сума ЕРС у контурі);

– *контурний опір* R_{kk} (арифметична сума опорів у контурі);

– *міжконтурний опір* $R_{pk} = R_{kp}$ (арифметична сума опорів у вітці, що відноситься до двох суміжних контурів p і k , береться зі знаком “+”, якщо напрямки контурних струмів у вітці співпадає, і зі знаком “-”, якщо вони зустрічні).

Повна система алгебраїчних рівнянь для n контурів буде такою:

$$\begin{cases} R_{11}I_{11} + R_{12}I_{22} + R_{13}I_{33} + \dots + R_{1n}I_{nn} = E_{11}; \\ R_{21}I_{11} + R_{22}I_{22} + R_{23}I_{33} + \dots + R_{2n}I_{nn} = E_{22}; \\ R_{31}I_{11} + R_{32}I_{22} + R_{33}I_{33} + \dots + R_{3n}I_{nn} = E_{33}; \\ \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \\ R_{n1}I_{11} + R_{n2}I_{22} + R_{n3}I_{33} + \dots + R_{nn}I_{nn} = E_{nn}. \end{cases}$$

Розв'язання будь-яким способом цієї системи рівнянь дає можливість визначити контурні струми $I_{11}, I_{22}, \dots, I_{nn}$.

Метод еквівалентного генератора полягає в тому, що струм крізь будь-якого споживача R_H можна знайти, замінивши все електричне коло, з яким з'єднаний цей споживач, активним двополюсником з $E_{ер}$ і $R_{ер}$ (рис. 3, а).

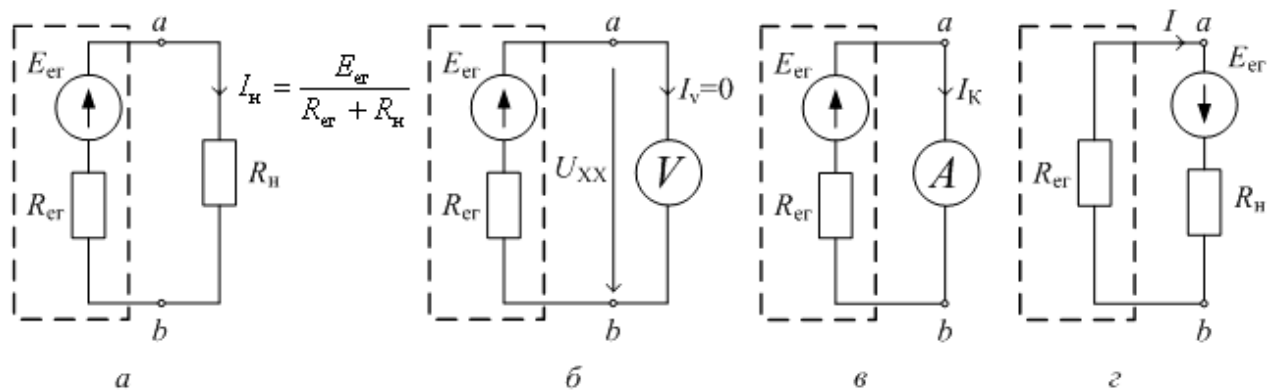


Рисунок 3

ЕРС еквівалентного генератора $E_{ер}$ і його внутрішній опір $R_{ер}$ можна визначити як експериментально, так і розрахунковим шляхом. Дійсно, $E_{ер}$ дорівнює напрузі неробочого (холостого) ходу U_{XX} між затискачами a і b , яку можна або виміряти (рис. 3, б), або розрахувати.

Провівши дослід короткого замикання (рис. 3, в), визначаємо $R_{ер} = \frac{E_{ер}}{I_K} = \frac{U_{XX}}{I_K}$. Опір $R_{ер}$ можна визначити і розрахунковим шляхом, якщо вилучити з активного двополюсника джерело ЕРС (рис. 3, г), перетворивши його на пасивний.

Потужність у колі постійного струму

Робота джерела електричної енергії, що витрачається на пересування Q електричних зарядів за час t , $A_{дж} = \pm EQ$: „+”, якщо напрям пересування зарядів співпадає з напрямом E , і „-“ – якщо воно зустрічне.

Відповідно, потужність джерела електричної енергії

$$P_{\text{дж}} = \frac{A_{\text{дж}}}{t} = \pm E \frac{Q}{t} = \pm EI. \text{ Енергія, яку за час } t \text{ забирає споживач, } A_{\text{сп}} = UQ.$$

Потужність споживача $P_{\text{сп}} = \frac{A_{\text{сп}}}{t} = U \frac{Q}{t} = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R}$ завжди зі знаком „+” незалежно від напрямку струму і полярності напруги. Вимірюється потужність у ватах [Вт].

Баланс потужності в колі постійного струму визначається таким чином: алгебраїчна сума потужностей джерел електричної енергії дорівнює сумі потужностей споживачів.

Режими роботи реального джерела ЕРС

Неробочий режим (холостий хід) (рис. 4, а): $U = E$; $I = 0$; $P_{\text{дж}} = EI = 0$; $P_{\text{н}} = UI = 0$.

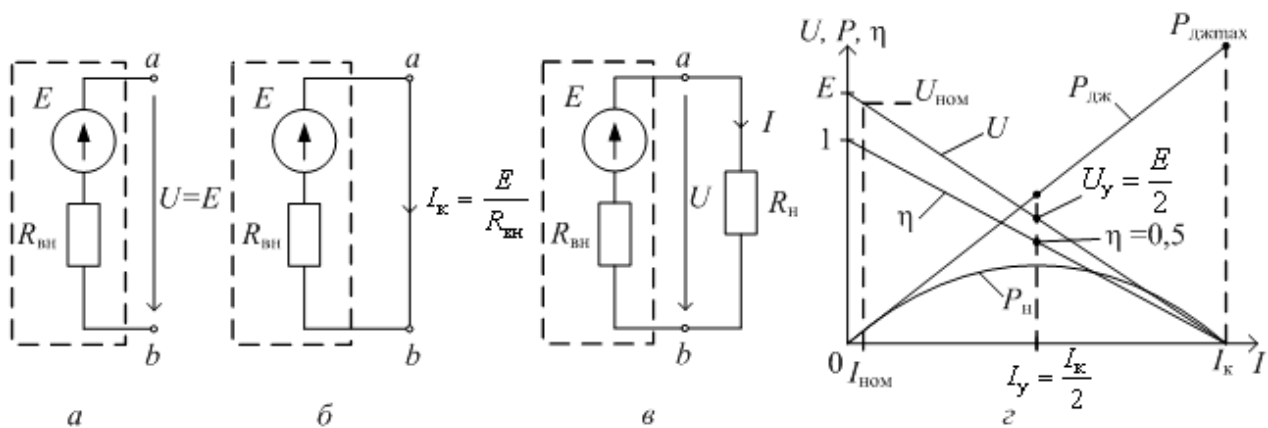


Рисунок 4

Коротке замикання (рис. 4, б): $U = 0$; $I_{\text{к}} = \frac{E}{R_{\text{вн}}}$; $P_{\text{дж}} = EI_{\text{к}} = \frac{E^2}{R_{\text{вн}}} = P_{\text{джмакс}}$;

$$P_{\text{н}} = UI_{\text{к}} = 0 \cdot I_{\text{к}} = 0.$$

Це аварійний режим (вся енергія виділяється в джерелі електричної енергії, що може спричинити його руйнування). Тому такий режим можна реалізувати тільки короткочасно.

Узгоджений режим. На рис. 4, в показано навантаження реального джерела ЕРС: $U = E - R_{\text{вн}}I$; $P_{\text{н}} = UI = EI - R_{\text{вн}}I^2$. Максимальному значенню потужності навантаження відповідає умова: $\frac{dP_{\text{н}}}{dI} = 0$, звідки $I_{\text{у}} = \frac{E}{2R_{\text{вн}}} = \frac{I_{\text{к}}}{2}$.

Такий режим називається *узгодженим*. Він виникає при $R_{\text{н}} = R_{\text{вн}}$ і до-

зволяє передавати споживачу максимальну потужність. Але коефіцієнт корисної дії $\eta = \frac{P_H}{P_{дж}} = \frac{EI - R_{вн}I^2}{EI} = 1 - \frac{R_{вн}I}{E} = 1 - \frac{1}{I_k}$ при $I = I_y$ дорівнює 0,5, тобто віддається тільки половина потужності, що неприпустимо за довготривалої роботи, особливо, якщо це джерело великої потужності. Тому узгоджений режим допускається або короткочасно (наприклад, при пуску двигуна стартером), або для джерела дуже малої потужності (наприклад, в електроніці).

Номинальний режим вибирається в зоні максимального ККД. Слід зауважити, що $\eta = 1$ бути не може. Це результат деякого спрощення.

Графічні залежності напруги U , потужностей $P_{дж}$ і P_H , ККД η від струму I показані на рис. 4, з.

2. ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА СИНУСОЇДНОГО ЗМІННОГО СТРУМУ

Основні поняття. Відповідно до визначеного характеру синусоїдного змінного струму, який повторюється з періодичністю T (рис. 5), він має частоту повторень за одну секунду

$f = \frac{1}{T}$. Одиниця вимірювання частоти герц [Гц].

Кутова частота буде такою:

$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$ рад/с. Таким чином, миттєві значення струму i , напруги u і ЕРС e мають такий вигляд:

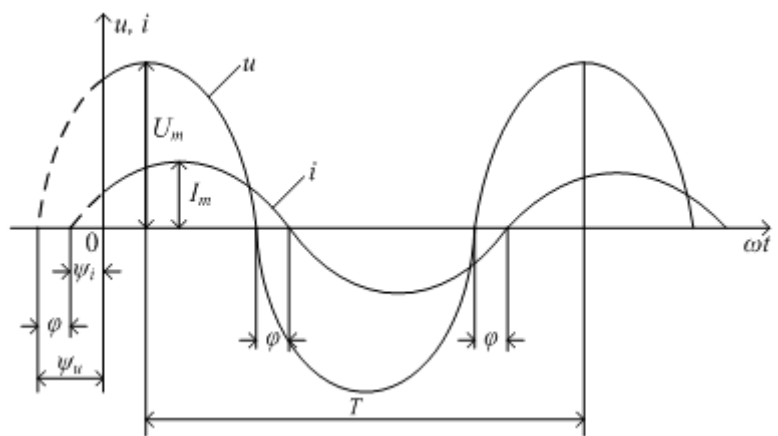


Рисунок 5

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i); \quad u = U_m \sin(\omega t + \psi_u); \quad e = E_m \sin(\omega t + \psi_e),$$

де I_m, U_m, E_m – амплітудні значення (найбільші значення) напруги й струму;

$\omega t + \psi_{i,u,e}$ – відповідні фази струму, напруги, ЕРС;

ψ_i, ψ_u, ψ_e – початкові фази.

Різниця початкових фаз напруги й струму $\varphi = (\omega t + \psi_u) - (\omega t + \psi_i) = \psi_u - \psi_i$ називається *фазовим зсувом* (кут φ), і показує наскільки розходяться напруга й струм по напрямку їх дії. При $\varphi = 0^\circ$ вони

співпадають по фазі і весь час діють узгоджено. При $\varphi = 180^\circ$ вони знаходяться в протифазі й діють назустріч одне одному.

Діюче і середнє значення змінного струму

Діюче значення синусоїдного змінного струму дорівнює значенню постійного струму, енергетична дія якого дорівнює енергетичної дії змінного струму, тобто

$$RI^2T = \int_0^T Ri^2 dt = \int_0^T RI_m^2 \sin^2 \omega t dt = RI_m^2 \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt = RI_m^2 \frac{T}{2}.$$

Звідси діюче значення струму, яке не змінюється в часі, буде $I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$.

Аналогічно $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$, $E = \frac{E_m}{\sqrt{2}}$.

Середнє значення періодичної функції за період дорівнює нулю, тому середнє значення синусоїдного змінного струму визначається на півперіоді:

$$I_{\text{сер}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t dt = -\frac{2 \cdot T}{T \cdot 2\pi} I_m \cos \omega t \Big|_0^{T/2} = \frac{2}{\pi} I_m.$$

Фізично середнє значення струму проявляється тоді, коли змінний струм проходить полухвилями (наприклад, у випрямлячах). Аналогічно

$$U_{\text{сер}} = \frac{2}{\pi} U_m, \quad E_{\text{сер}} = \frac{2}{\pi} E_m.$$

Отримання змінного струму

Основним джерелом синусоїдного змінного струму являються генератори змінного струму. Схематично це виглядає таким чином (рис. б): у площині, що перпендикулярна до площини котушки з числом витків w , обертається з кутовою частотою ω магнітний потік Φ_m (від електромагніта або постійного магніту). Його нормальна складова до площини котушки зчіплюється з нею і утворює потокозчеплення $\psi = w\Phi_n = w\Phi_m \cos(\omega t + \psi_e)$. Відповідно до закону електромагнітної індукції наводиться ЕРС

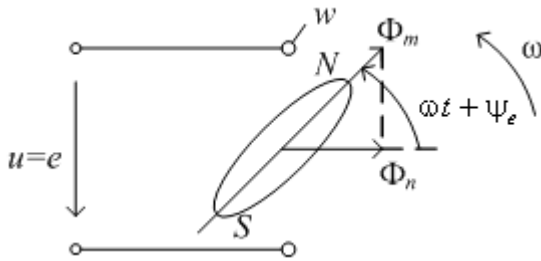


Рисунок 6

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = \omega w \Phi_m \sin(\omega t + \psi_e).$$

За визначенням $e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$,

тому

$$E_m = \omega w \Phi_m = 2\pi f w \Phi_m,$$

а діюче значення ЕРС буде таким

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 4,44 f w \Phi_m.$$

Ця формула універсальна для будь-якої котушки з числом витків w незалежно від того, яким чином буде змінюватися пов'язаний з нею магнітний потік Φ_m з частотою f .

Подання змінного струму векторами і комплексними числами

Для проведення розрахунків і аналізу електричних кіл змінного струму дуже зручно подавати його параметри векторами й комплексними числами. Дійсно, синусоїдна функція напряму пов'язана з обертанням вектора, довжина якого дорівнює амплітудному значенню цієї функції. Якщо в якості вектора, що обертається з кутовою частотою ω , взяти амплітудне (або діюче) значення напруги, струму, то їх проекція на вертикальну вісь буде дорівнювати відповідному миттєвому значенню (або поділеному на $\sqrt{2}$ для діючих значень (рис. 7, а)).

Треба відзначити, що в наслідок обертання векторів з однаковою кутовою частотою вони якби “прив'язані” один до одного і кут φ між ними зберігається незмінним. Тому при побудові векторних діаграм достатньо орієнтуватись на початкові фази, прийнявши одну з них за нульову.

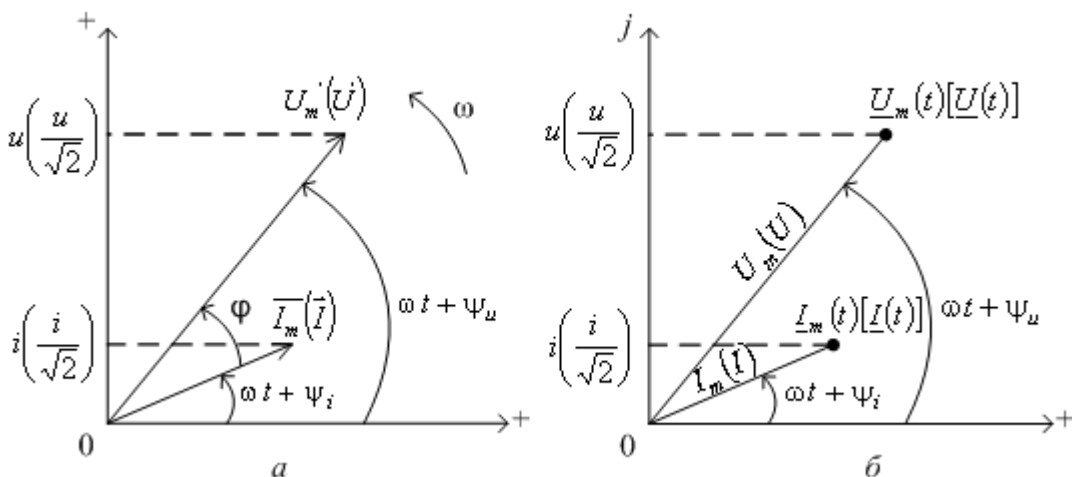


Рисунок 7

Близько до векторів стоять комплексні числа (рис. 7, б), модульне значення яких можна приймати рівними амплітудному (або діючому) значенню відповідного параметра. Аргументи цих комплексних чисел будуть дорівнювати відповідній фазі. Таким чином у будь-яку мить часу комплексна напруга (у показовій формі запису) буде такою:

при орієнтації на амплітуду

$$\underline{U}_m(t) = U_m e^{j(\omega t + \psi_u)} = \underline{U}_m e^{j\omega t},$$

де $\underline{U}_m = U_m e^{j\psi_u}$ – комплексна амплітуда напруги;

при орієнтації на діюче значення

$$\underline{U}(t) = U e^{j(\omega t + \psi_u)} = \underline{U} e^{j\omega t},$$

де $\underline{U} = U e^{j\psi_u}$ – комплексне діюче значення напруги.

В алгебраїчній формі запису:

$\underline{U}_m(t) = U_m \cos(\omega t + \psi_u) + j U_m \sin(\omega t + \psi_u)$, звідки видно, що уявна складова і є миттєвим значенням.

Для діючого значення

$\underline{U}(t) = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cos(\omega t + \psi_u) + j \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sin(\omega t + \psi_u)$, де уявна складова дорівнює миттєвому значенню напруги поділеному на $\sqrt{2}$.

Аналогічно формуються комплексні значення струму:

$$\underline{I}_m(t) = I_m e^{j(\omega t + \psi_i)} = \underline{I}_m e^{j\omega t} = I_m \cos(\omega t + \psi_i) + j I_m \sin(\omega t + \psi_i), \text{ де } \underline{I}_m = I_m e^{j\psi_i};$$

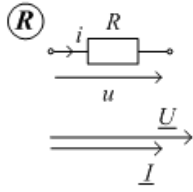
$$\underline{I}(t) = I e^{j(\omega t + \psi_i)} = \underline{I} e^{j\omega t} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \cos(\omega t + \psi_i) + j \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sin(\omega t + \psi_i), \text{ де } \underline{I} = I e^{j\psi_i}.$$

Корисно знати характерні комплексні значення одиничного орту:

$$1 = e^{j0}; \quad j = e^{j\frac{\pi}{2}}; \quad -1 = e^{j\pi}; \quad -j = e^{-j\frac{\pi}{2}}.$$

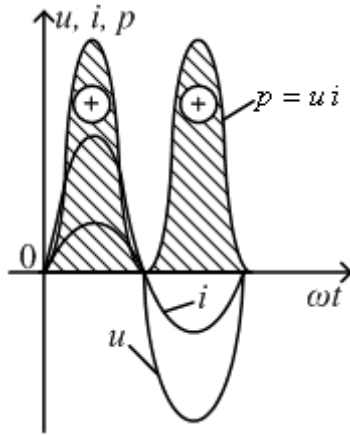
Використання комплексних чисел дозволяє проводити розрахунок електричних кіл змінного струму символічним методом, який передбачає заміну миттєвих значень напруги, струму, ЕРС комплексними числами.

R, L, C у колі змінного струму



$$u = Ri \Rightarrow \underline{U}(t) = R\underline{I}(t) \Rightarrow \underline{U}e^{j\omega t} = R \underline{I}e^{j\omega t}.$$

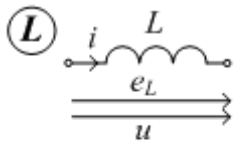
Скорочуючи $e^{j\omega t}$, отримуємо $\underline{U} = R\underline{I} \Rightarrow Ue^{j\psi_u} = RIe^{j\psi_i}$.



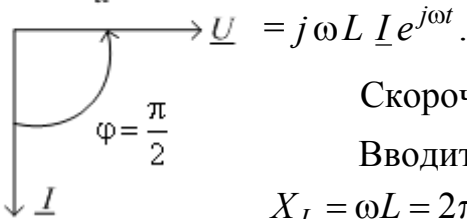
Рівність двох комплексних чисел означає рівність їх модулів і аргументів. Тобто $U = RI$; $\psi_u = \psi_i \Rightarrow \varphi = \psi_u - \psi_i = 0$.

Перша рівність означає, що і у колі змінного струму виконується закон Ома для резистивного елемента. Друга рівність означає, що при проходженні струму крізь резистивний елемент його фаза по відношенню до напруги не змінюється (кут $\varphi = 0$), напрями векторів струму й напруги співпадають.

Миттєва потужність $p = ui$, що виділяється в резистивному елементі, завжди зі знаком «+», тобто споживається їм.



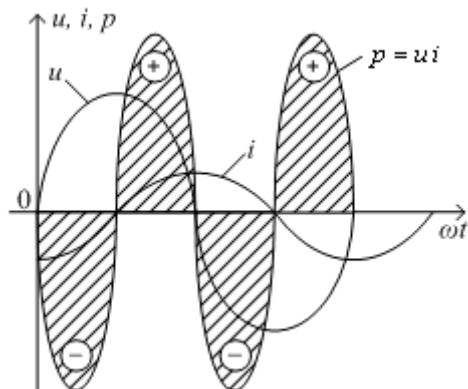
$$u = -e_L = L \frac{di}{dt} \Rightarrow \underline{U}(t) = L \frac{d\underline{I}(t)}{dt} \Rightarrow \underline{U}e^{j\omega t} = L \frac{d(\underline{I}e^{j\omega t})}{dt} =$$



Скорочуючи $e^{j\omega t}$, отримуємо $\underline{U} = j\omega L \underline{I}$.

Вводиться поняття “індуктивний опір” $X_L = \omega L = 2\pi f L$. Таким чином, на індуктивному елементі $\underline{U} = jX_L \underline{I}$, що можна також подавати у вигляді

$$\underline{U} = X_L \underline{I} e^{j\frac{\pi}{2}}. \quad \text{Відповідно} \quad Ue^{j\psi_u} = X_L I e^{j(\psi_i + \frac{\pi}{2})}, \quad \text{звідки} \quad U = X_L I;$$

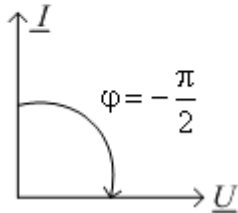
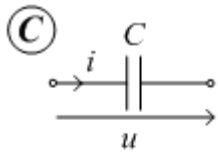


$\psi_u = \psi_i + \frac{\pi}{2} \Rightarrow \varphi = \psi_u - \psi_i = \frac{\pi}{2}$, а це означає, що при проходженні струму крізь індуктивність він відстає від напруги на 90° ($\varphi = \frac{\pi}{2}$).

Це відображено на векторній діаграмі.

Миттєва потужність $p = ui$ двічі за пів-

період змінює свій знак, що пов'язано з переманічуванням. Тому вона не може виходити з індуктивного елемента, за винятком одноразового розряду при розриві електричного кола.



$$dq = C du = i dt \Rightarrow u = \frac{1}{C} \int i dt .$$

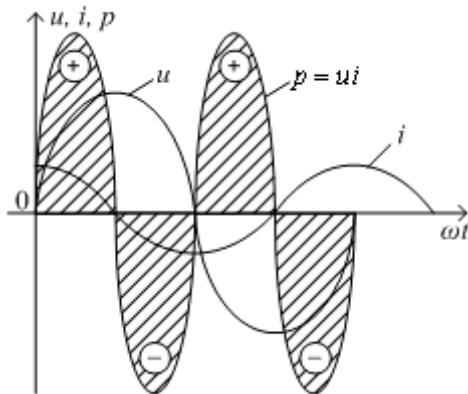
Відповідно до символічного методу

$$\underline{U}(t) = \frac{1}{C} \int \underline{I}(t) dt = \frac{1}{C} \int \underline{I} e^{j\omega t} dt = \frac{1}{j\omega C} \underline{I} e^{j\omega t} . \quad \text{Таким чином}$$

$$\underline{U} e^{j\omega t} = -j \frac{1}{\omega C} \underline{I} e^{j\omega t} \Rightarrow \underline{U} = -j \frac{1}{\omega C} \underline{I} .$$

Вводиться поняття “ємнісний опір”

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} .$$



$$\text{Тоді} \quad \underline{U} = -j X_C \underline{I} = X_C \underline{I} e^{-j\frac{\pi}{2}} . \Rightarrow$$

$$U e^{j\psi_u} = X_C I e^{j(\psi_i - \frac{\pi}{2})} , \quad \text{звідки} \quad U = X_C I ;$$

$$\psi_u = \psi_i - \frac{\pi}{2} \Rightarrow \varphi = \psi_u - \psi_i = -\frac{\pi}{2} , \text{ а це означає,}$$

що при проходженні струму крізь ємність він опереждає напругу на 90° ($\varphi = -\frac{\pi}{2}$). Це відоб-

ражено на векторній діаграмі.

Миттєва потужність $p = ui$ двічі змінює свій знак, що пов'язано з перезарядкою. Тому вона не може виходити з ємнісного елемента, за винятком одноразового розряду при короткому замиканні електричного кола.

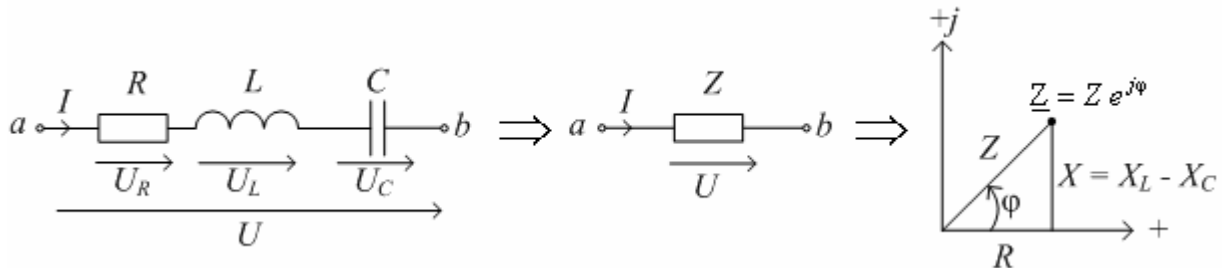
Варто звернути увагу на те, що миттєві потужності індуктивного і ємнісного елементів завжди в протифазі.

Закони Ома й Кірхгофа в колі змінного струму

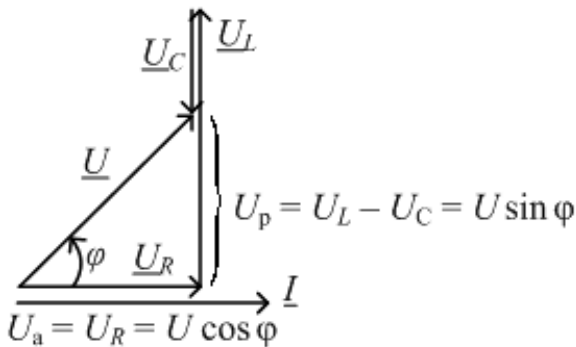
Як впливає з розгляду R, L, C , закон Ома можна використовувати для встановлення арифметичного зв'язку між діючими значеннями напруги і струму. Але при необхідності урахування фазності треба переходити до миттєвих значень напруги й струму або подавати їх у векторному чи комплексному вигляді.

Щодо законів Кірхгофа, то в колі змінного струму їх можна застосовувати тільки для миттєвих значень напруги, струму та ЕРС, або при їх поданні векторами чи комплексними числами. Проводити арифметичні дії для діючих значень напруги, струму та ЕРС без урахування фазності ніяк не можна.

Послідовне з'єднання R, L, C



Відповідно до другого закону Кірхгофа:



$$\begin{aligned} \underline{U} &= \underline{U}_R + \underline{U}_L + \underline{U}_C = \\ &= R\underline{I} + jX_L\underline{I} - jX_C\underline{I} = \\ &= [R + j(X_L - X_C)]\underline{I} = \underline{Z}\underline{I}, \end{aligned}$$

де $Z = R + j(X_L - X_C) = R + jX = Z e^{j\varphi}$ – повний комплексний опір, що складається з активного R й реактивного $X = X_L - X_C$ опорів. По модулю повний опір дорівнює

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}, \text{ а його фазний кут } \varphi = \operatorname{arctg} \frac{X}{R}. \text{ Все це повністю узгоджується й}$$

з векторною діаграмою.

Повну потужність S , миттєве значення якої $p = ui$, можна визначити за допомогою символічного метода. Враховуючи те, що кут $\varphi = \psi_u - \psi_i$, комплексне значення струму треба брати спряженим. Тоді повна комплексна потужність буде дорівнювати:

$$\underline{S} = \underline{U}\underline{I}^* = U e^{j\psi_u} I e^{-j\psi_i} = UI e^{j(\psi_u - \psi_i)} = UI e^{j\varphi} = S e^{j\varphi} = S \cos \varphi + j S \sin \varphi = P + jQ.$$

Таким чином, у колі змінного струму розрізняють три види потужності:

$S = UI$ – повна потужність, одиниця вимірювання вольт-ампер [ВА];

$P = S \cos \varphi = UI \cos \varphi$ – активна потужність, одиниця вимірювання ват [Вт];

$Q = S \sin \varphi = UI \sin \varphi$ – реактивна потужність, одиниця вимірювання

вольт-ампер реактивний [вар].

З векторної діаграми також отримуємо.

Для співпадаючих по фазі U_a і I : $P = U_a I = UI \cos \varphi$.

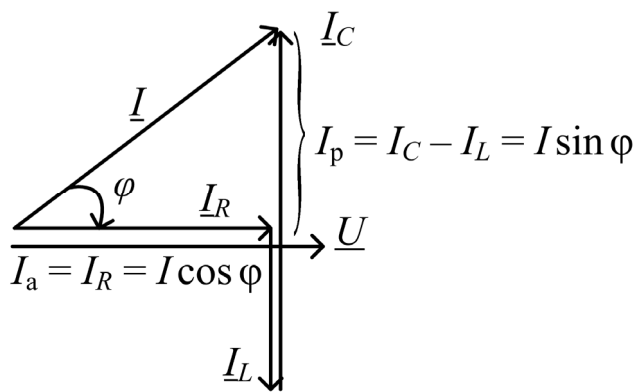
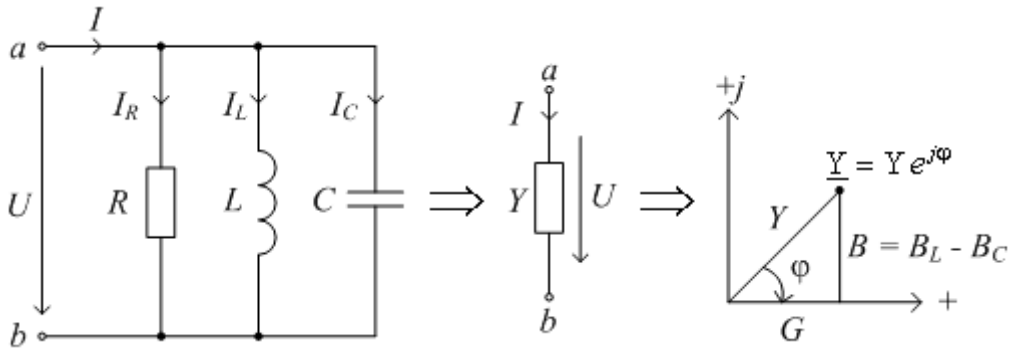
Для зсунутих по фазі на 90° U_p і I : $Q = U_p I = UI \sin \varphi$. Відповідно

$$S = \sqrt{U_a^2 + U_p^2} \cdot I = \sqrt{U^2 \cos^2 \varphi + U^2 \sin^2 \varphi} \cdot I = UI.$$

Паралельне з'єднання R, L, C

Відповідно до першого закону Кірхгофа:

$$\underline{I} = \underline{I}_R + \underline{I}_L + \underline{I}_C \Rightarrow \frac{\underline{U}}{\underline{Z}} = \frac{\underline{U}}{R} + \frac{\underline{U}}{jX_L} + \frac{\underline{U}}{-jX_C}.$$



Скорочуючи \underline{U} , отримуємо

$$\frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{R} - j \left(\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C} \right).$$

Звертаємося до поняття провідності: $\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}}$ – повна

комплексна провідність;

$G = \frac{1}{R}$ – активна провідність; $B_L = \frac{1}{X_L}$ – індуктивна провідність;

$B_C = \frac{1}{X_C}$ – ємнісна провідність; $B = B_L - B_C$ – реактивна провідність.

Остаточно повна комплексна провідність має вигляд $\underline{Y} = G - jB$, модульне значення якої $Y = \sqrt{G^2 + B^2}$, а кут φ визначається з урахуванням того,

що початкова фаза струму ψ_i має протилежний знак до нього:

$$\varphi = -\operatorname{arctg} \frac{-B}{G} = \operatorname{arctg} \frac{B}{G}.$$

Загальний струм $\underline{I} = \underline{Y} \underline{U}$.

Векторну діаграму можна побудувати з розрахунку струмів для кожного окремого елемента за законом Ома. Як і векторна діаграма при послідовному з'єднанні R, L, C , вона дає такі значення видів потужності:

$$\text{активна потужність } P = U I_a = U I \cos \varphi;$$

$$\text{реактивна потужність } Q = U I_p = U I \sin \varphi;$$

$$\text{повна потужність } S = U \cdot \sqrt{I_a^2 + I_p^2} = U \sqrt{I^2 \cos^2 \varphi + I^2 \sin^2 \varphi} = U I.$$

Баланс потужності у колі змінного струму

Баланс потужностей визначається окремо для активного й реактивного навантаження. При цьому треба мати на увазі, що при зустрічному струмі крізь джерело ЕРС його кут φ збільшується на 180° . Це означає зміну знаку перед $\cos \varphi$ і $\sin \varphi$ на протилежний і дозволяє сформулювати умови балансу таким чином.

Для резистивних елементів: алгебраїчна сума активних потужностей джерел електричної енергії дорівнює сумі втрат потужності на всіх резистивних елементах електричного кола

$$\sum_1^m E_k I_k \cos \varphi_k = \sum_1^n R_k I_k^2.$$

Для реактивних елементів: алгебраїчна сума реактивних потужностей джерел електричної енергії дорівнює різниці сум реактивних потужностей на всіх індуктивних і всіх ємнісних елементах електричного кола

$$\sum_1^m E_k I_k \sin \varphi_k = \sum_1^n X_{L_k} I_k^2 - \sum_1^p X_{C_k} I_k^2.$$

Резонанс у колі змінного струму

При $X_L = X_C$ зникає реактивна складова і в електричному колі утворюється резонанс з кутовою частотою $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ $\left(f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \right)$, що визначається

ся з умови $X_L = X_C \Rightarrow \omega L = \frac{1}{\omega C}$. При резонансі кут $\varphi = 0^\circ$, повна потужність дорівнює активній $P = S = UI$.

Розрізняють *резонанс напруги*, що виникає при послідовному з'єднанні R, L, C , і *резонанс струму*, що виникає при паралельному з'єднанні.

При резонансі напруги струм $I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$ сягає максимального значення $I_{\max} = \frac{U}{R}$ (рис. 8, а), тому що $X_L = X_C$, а напруга на ємності U_C може бути суттєво більшою за напругу U підключення електричного кола (рис. 8, б). З одного боку, це вимагає підвищеної обережності при роботі зі схемами, що містять конденсатори, з іншого боку, це використовується, коли треба підсилювати слабкий вхідний сигнал, досягаючи резонансної частоти f_p шляхом змінювання C або L (наприклад, у радіоприймачах).

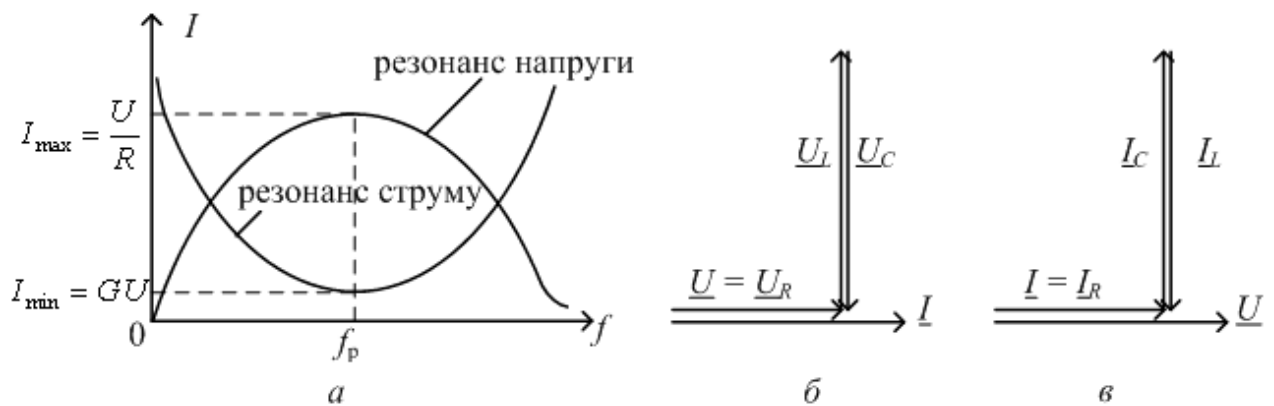


Рисунок 8

При резонансі струму він сягає мінімального значення (рис. 8, а): $I = \sqrt{G^2 + (B_L - B_C)^2} \cdot U = GU$, тому що $B_L = B_C$. У той же час струм у коливальному контурі $I_L = I_C$ може бути набагато більшим за струм I , що споживає схема. Це використовується в передавальних станціях з метою утворення потужних коливальних контурів при мінімальних втратах потужності на їх живлення, а також у механічних виробництвах, де використовуються асинхронні електродвигуни, з метою покращання $\cos \varphi$.

Покращання $\cos\varphi$ електричної мережі

Струм, який передається до споживача активної потужності P , дорівнює $I = \frac{P}{U \cos \varphi_{\text{ем}}}$. Втрати в електричній мережі з опором проводів $R_{\text{пр}}$ пропорційні квадрату цього струму $P_{\text{пр}} = \frac{R_{\text{пр}} P^2}{U^2 \cos^2 \varphi_{\text{ем}}}$. Ефективно зменшувати ці

втрати можна тільки шляхом збільшення $\cos \varphi$, тому що $U = \text{const}$, а активна потужність P визначається потребами споживача і не може змінюватися.

Розглянемо найбільш типову ситуацію, пов'язану з роботою асинхронного двигуна, який можна розглядати як котушку індуктивності в колі змінного струму.

З електричної мережі забирається струм $I = I_{\text{дв}}$, але тільки активна частина цього струму іде на корисну роботу (рис. 9, а). Кут $\varphi_{\text{ем}}$ електричної мережі дорівнює куту $\varphi_{\text{дв}}$ двигуна, і саме їм визначаються втрати в проводах електричної мережі. Але якщо паралельно двигуну приєднати конденсатор відповідної ємності C , то струм крізь нього компенсує реактивну складову струму двигуна й струм в електричній мережі зменшиться до $I = I_{\text{дв а}}$, а кут $\varphi_{\text{ем}}$ зменшиться до нуля (рис. 9, б), що призведе до помітного зменшення втрат у проводах електричної мережі.

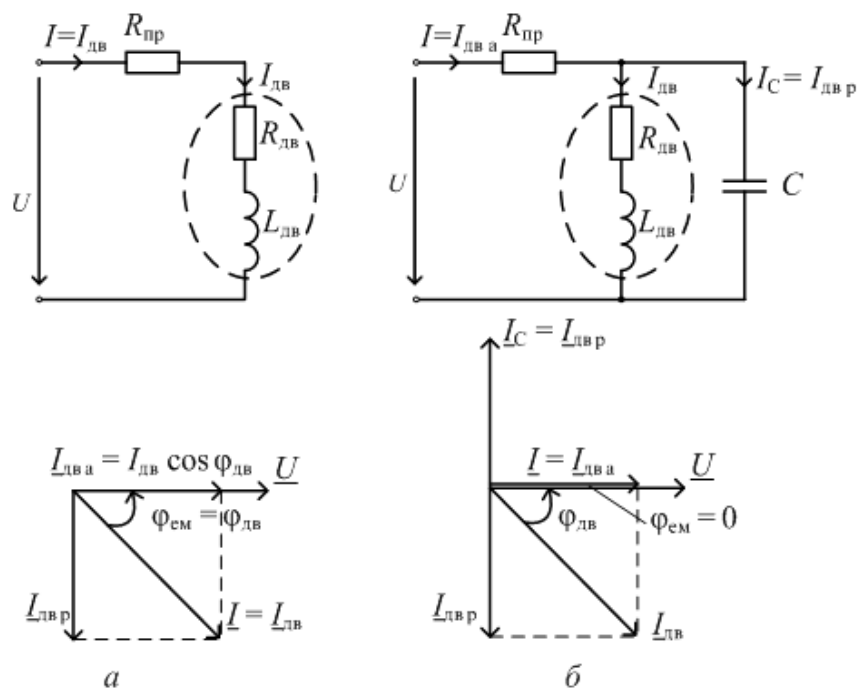


Рисунок 9

Можна виділити три основні способи підвищення $\cos \varphi_{ем}$ електричної мережі:

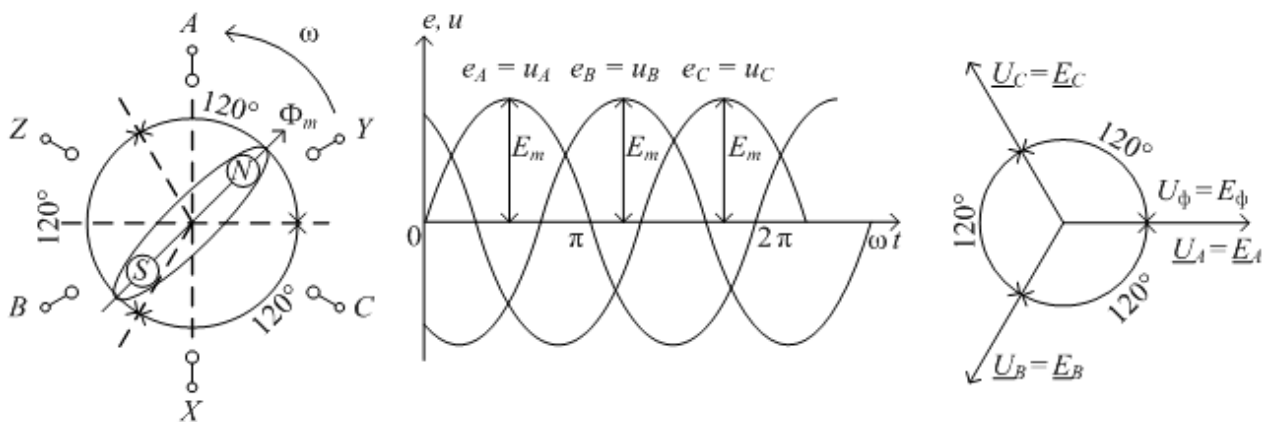
- установка конденсаторних батарей;
- розташування в електричній мережі синхронних електричних машин, які можуть переходити в ємнісний режим роботи (режим синхронного конденсатора);
- уникання роботи ненавантажених асинхронних двигунів з $\cos \varphi_{дв} = 0,15 \dots 0,2$ (при роботі в режимах близьких до номінального $\cos \varphi_{дв} = 0,85 \dots 0,95$).

3. ТРИФАЗНЕ ЕЛЕКТРИЧНЕ КОЛО

По визначенню це електричне коло, у якому знаходяться три джерела ЕРС змінного струму однакової частоти й напруги, початкові фази яких різняться на 120° .

Трифазне джерело ЕРС

Якщо розташувати три однакові котушки генератора синусоїдного змінного струму таким чином, що їх магнітні осі будуть перетинатися під кутом 120° , а всередині обертатиметься з кутовою частотою ω магнітний потік Φ_m від електромагніта або постійного магніту, то в кожній з цих котушок буде наводитися фазна ЕРС з однаковим амплітудним значенням E_m і зсунутими на 120° початковими фазами: $e_A = E_m \sin \omega t$; $e_B = E_m \sin(\omega t - 120^\circ)$; $e_C = E_m \sin(\omega t + 120^\circ)$.



Напруга на затискачах котушок буде дорівнювати фазним ЕРС: між затискачами A і X $u_A = e_A$; між затискачами B і Y $u_B = e_B$; між затискачами C

і $Z \quad u_C = e_C$.

Відповідно й на векторній діаграмі діючих значень фазних ЕРС і напруг для всіх фаз $U_\phi = E_\phi$.

У залежності від того, як будуть з'єднані між собою фазні джерела ЕРС E_A, E_B, E_C , між лінійними проводами, до яких вони приєднуються, встановиться відповідна лінійна напруга.

При з'єднанні фазних котушок “зіркою” (або “зіркою з нейтраллю”) (рис. 10, а) лінійні напруги U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} , які по модулю однакові й дорівнюють U_π (рис. 10, б), відповідно до другого закону Кірхгофа пов'язані з фазними ЕРС і напругами таким чином:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{AB} &= \underline{U}_A - \underline{U}_B = \underline{E}_A - \underline{E}_B; \quad \underline{U}_{BC} = \underline{U}_B - \underline{U}_C = \underline{E}_B - \underline{E}_C; \\ \underline{U}_{CA} &= \underline{U}_C - \underline{U}_A = \underline{E}_C - \underline{E}_A. \end{aligned}$$

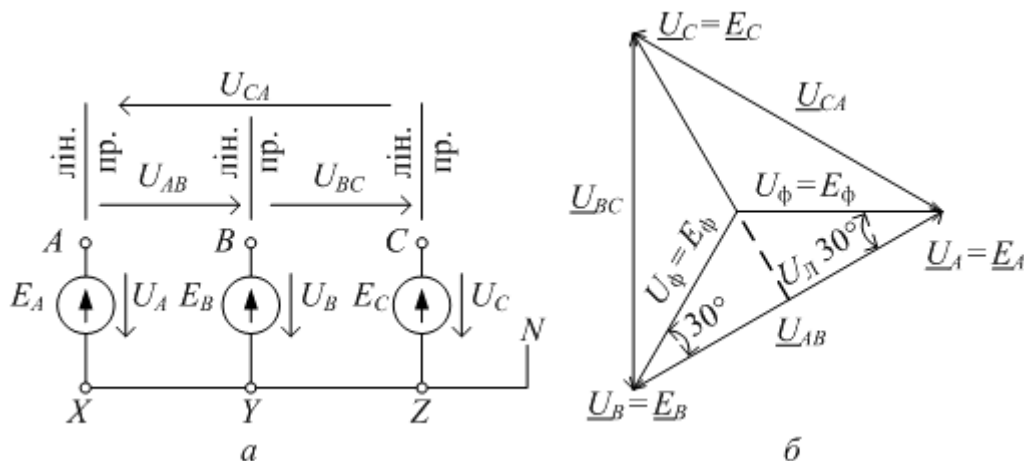


Рисунок 10

Всі ці вектори утворюють на векторній діаграмі однакові рівнобедрені трикутники з кутами 30° в основі (рис. 10, б). Відповідно при з'єднанні фазних котушок трифазного джерела ЕРС „зіркою” зв'язок між лінійною U_π і фазною U_ϕ напругами і ЕРС буде таким:

$$U_\pi = 2 \cdot U_\phi \cdot \cos 30^\circ = 2 \cdot U_\phi \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \sqrt{3} U_\phi.$$

При з'єднанні фазних котушок „трикутником” (рис. 11, а) затискачі X і B , Y і C , Z і A з'єднані накоротко й знаходяться під однаковим потенціалом. Тому, відповідно до другого закону Кірхгофа, $\underline{U}_{AB} = \underline{U}_A = \underline{E}_A$; $\underline{U}_{BC} = \underline{U}_B = \underline{E}_B$; $\underline{U}_{CA} = \underline{U}_C = \underline{E}_C$, що також відображено на векторній діаграмі (рис. 11, б). Таким чином при з'єднанні фазних котушок трифазного джерела

ЕРС „трикутником”: $U_{\text{л}} = U_{\text{ф}} = E_{\text{ф}}$.

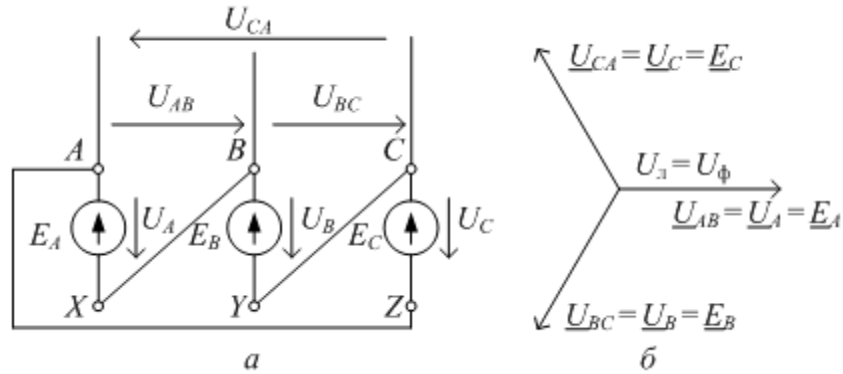


Рисунок 11

Підключення споживачів до трифазної лінії електропередачі

Найпоширенішою є чотирипровідна лінія, що складається з лінійних проводів A , B , C і нейтрального проводу N (рис. 12). У ряді випадків можна обмежитися трипровідною лінією, яка налічує тільки лінійні проводи фаз A , B , C . Напряга між лінійними проводами $U_{\text{л}}$ називається „лінійною”, а напруга на фазному споживачеві $U_{\text{ф}}$ – „фазною”.

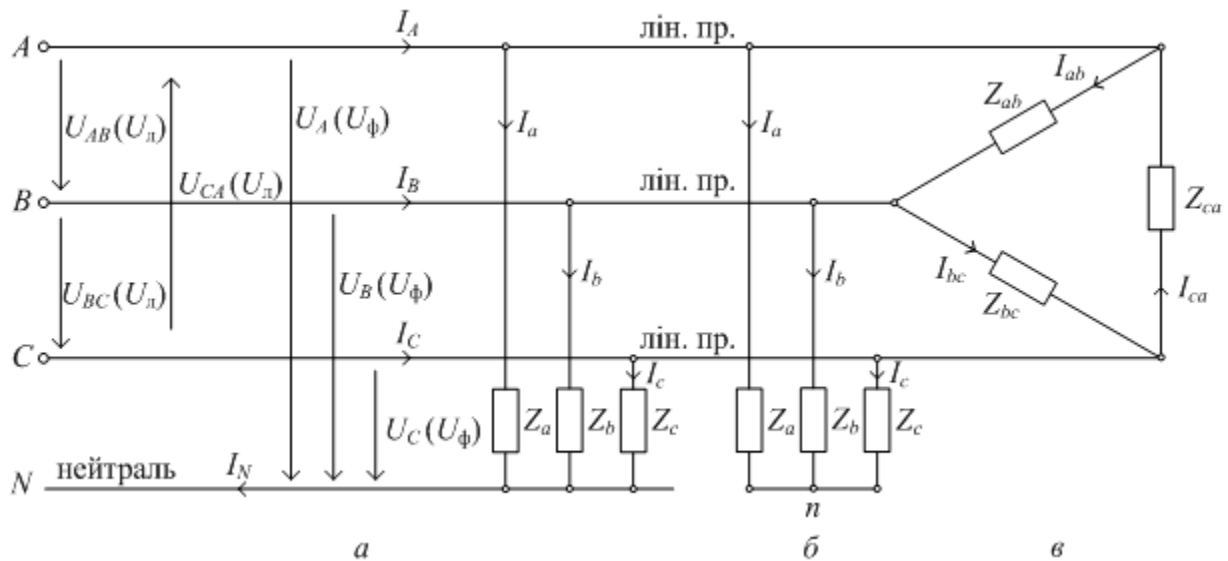


Рисунок 12

Підключення фазних споживачів між лінійними проводами і нейтраллю (рис. 12, *a*) називається “підключення зіркою з нейтраллю”. Підключення фазних споживачів від лінійних проводів на загальний вузол n (рис. 12, *б*) називається “підключенням зіркою”. Коли фазні споживачі підключаються між лінійними проводами (рис. 12, *в*) це буде “підключення трикутником”.

Симетричне навантаження

Якщо опори фазних споживачів дорівнюють один одному як по величині (однакові модулі), так і по фазі (однакові аргументи), таке навантаження буде *симетричним*. При з'єднанні “зіркою з нейтраллю” або “зіркою” це означає,

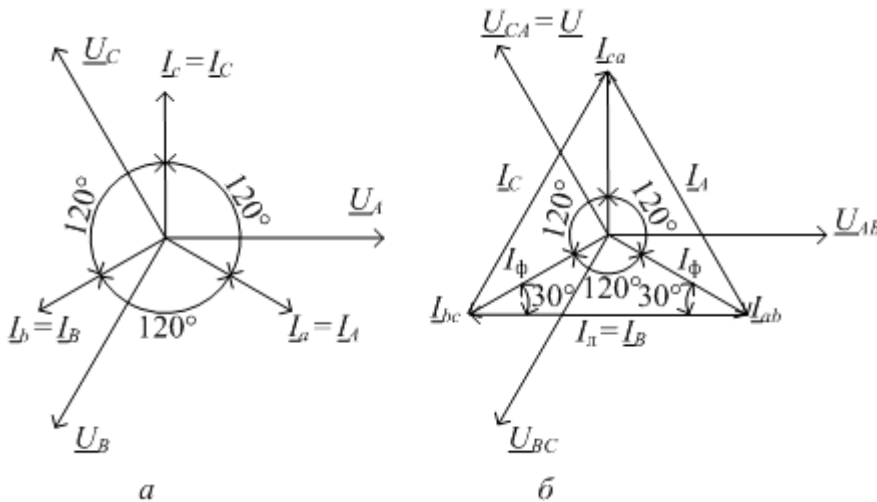


Рисунок 13

що $\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c = \underline{Z}_\phi$, а при з'єднанні “трикутником” – $\underline{Z}_{ab} = \underline{Z}_{bc} = \underline{Z}_{ca} = \underline{Z}_\phi$. Фазні струми $I_\phi = \frac{U_\phi}{Z_\phi}$ будуть однакові у всіх фазах і зсунуті між собою на 120° .

Приклади векторних діаграм при симетричному навантаженні показані на рис. 13: *а* – для з'єднання “зіркою з нейтраллю” або “зіркою”; *б* – для з'єднання “трикутником”.

При з'єднанні “зіркою з нейтраллю” за першим законом Кірхгофа $\underline{I}_N = \underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c$. При симетричному навантаженні сума цих векторів дорівнює нулю. Тобто струм у нейтралі відсутній, і з'єднання “зіркою з нейтраллю” рівнозначне з'єднанню “зіркою”. По модулю фазна напруга на споживачеві U_ϕ і лінійна напруга U_π будуть співвідноситися як і для трифазного джерела ЕРС

$$U_\phi = \frac{U_\pi}{\sqrt{3}}.$$

Відповідні фазні напруги будуть такими:

$\underline{U}_A = U_\phi e^{j0^\circ}$; $\underline{U}_B = U_\phi e^{-j120^\circ}$; $\underline{U}_C = U_\phi e^{j120^\circ}$. Їм будуть дорівнювати напруги на фазних споживачах: $\underline{U}_a = \underline{U}_A$; $\underline{U}_b = \underline{U}_B$; $\underline{U}_c = \underline{U}_C$.

Лінійні струми при з'єднанні “зіркою з нейтраллю” або “зіркою” дорівнюють фазним: $I_\pi = I_\phi$, тобто $I_A = I_a$; $I_B = I_b$; $I_C = I_c$.

При з'єднанні “трикутником” $U_\phi = U_\pi$.

Відповідно до першого закону Кірхгофа (рис. 12, *в*) лінійні й фазні струми пов'язані таким чином: $\underline{I}_A = \underline{I}_{ab} - \underline{I}_{ca}$; $\underline{I}_B = \underline{I}_{bc} - \underline{I}_{ab}$; $\underline{I}_C = \underline{I}_{ca} - \underline{I}_{bc}$. З век-

торної діаграми видно, що фазні струми $I_\phi = I_{ab} = I_{bc} = I_{ca}$ утворюють рівно-

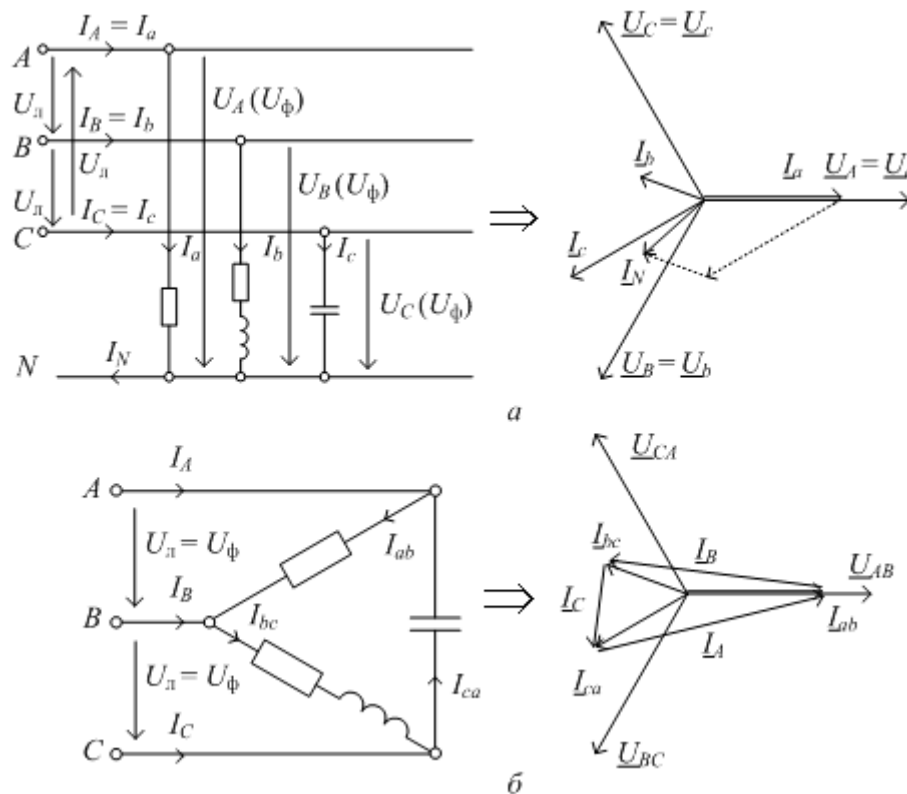


Рисунок 14

бедрені трикутники з лінійними струмами

$$I_\pi = I_A = I_B = I_C$$

(рис. 13, б). У цих трикутниках

$$I_\pi = 2 \cdot I_\phi \cos 30^\circ = 2I_\phi \frac{\sqrt{3}}{2} = I_\phi \sqrt{3}$$

Підсумовуючи, можна відзначити, що при симетричному навантаженні з'єднання “зірка з нейтраллю” і “зірка” рівнозначні, фазні споживачі

знаходяться під напругою $U_\phi = U_\pi / \sqrt{3}$, а лінійний струм дорівнює фазному $I_\pi = I_\phi$.

При з'єднанні “трикутником” напруга на фазних споживачах $U_\phi = U_\pi$, а лінійний струм при симетричному навантаженні $I_\pi = \sqrt{3}I_\phi$.

Несиметричне навантаження

Несиметричне навантаження виникає, якщо опори фазних споживачів різняться. Несиметричне навантаження може нормально реалізувати тільки при з'єднаннях “зірка з нейтраллю” і “трикутник”.

Пояснюється це тим, що для цих з'єднань за будь-якою несиметрією фазні напруги залишаються незмінними:

при з'єднанні “зірка з нейтраллю” $U_\phi = U_\pi / \sqrt{3}$;

при з'єднанні “трикутник” $U_\phi = U_\pi$.

Несиметрія навантаження призводить до несиметрії фазних струмів.

При з'єднанні “зірка з нейтраллю” несиметрія фазних струмів компенсується появою струму в нейтралі (рис. 14, а). При з'єднанні “трикутником” несиметрія фазних струмів призводить до несиметрії лінійних струмів (рис. 14, б).

З'єднання “зірка” при несиметричному навантаженні може виникнути тільки в наслідок аварії (обрив нейтрального проводу). При цьому в місці обриву виникає так звана напруга на нейтралі U_N , яка векторно віднімається від фазних напруг електричної мережі: $\underline{U}_a = \underline{U}_A - \underline{U}_N$; $\underline{U}_b = \underline{U}_B - \underline{U}_N$; $\underline{U}_c = \underline{U}_C - \underline{U}_N$ – утворюючи перекис фазних напруг на споживачах. Це показано на доданій векторній діаграмі для випадку обриву нейтралі при попередньому з'єднанні споживачів, як на рис. 14, а. Треба також відповідно до першого закону Кірхгофа відзначити, що сума фазних струмів при цьому буде дорівнювати нулю: $\underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c = 0$.

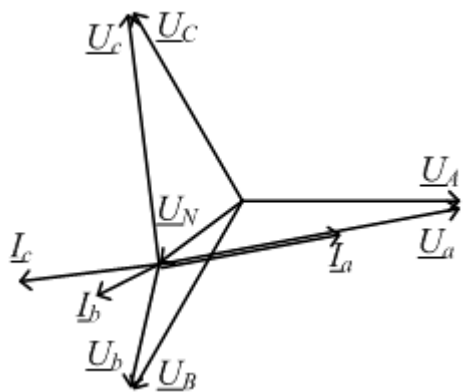
Потужність у трифазному колі

Незалежно від виду навантаження й з'єднання фазних споживачів загальна потужність трифазного кола дорівнює сумі потужностей окремих фаз:

$$S_{3\phi} = S_a + S_b + S_c;$$

$$P_{3\phi} = P_a + P_b + P_c;$$

$$Q_{3\phi} = Q_a + Q_b + Q_c.$$



При симетричному навантаженні з'єднанні “зіркою” відповідає повна потужність

$$S_{3\phi} = 3S_{\phi} = 3U_{\phi}I_{\phi} = 3\frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3}} \cdot I_{\text{л}} = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}}. \quad \text{При}$$

з'єднанні “трикутником” –

$$S_{3\phi} = 3S_{\phi} = 3U_{\phi}I_{\phi} = 3U_{\text{л}}\frac{I_{\text{л}}}{\sqrt{3}} = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}}.$$

Тобто незалежно від того, як з'єднані фазні споживачі, при симетричному навантаженні повна потужність $S_{3\phi} = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}}$.

Відповідно, активна потужність $P_{3\phi} = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}} \cos \varphi_{\phi}$; реактивна потужність $Q_{3\phi} = \sqrt{3}U_{\text{л}}I_{\text{л}} \sin \varphi_{\phi}$.

4. ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В ЕЛЕКТРИЧНОМУ КОЛІ

Перехідні процеси виникають в електричному колі при різного роду комутаційних переключеннях, пов'язаних з підключенням і відключенням споживачів, джерел електричної енергії, аварійними ситуаціями та іншим. Електричне коло переходить з одного рівня напруг і струмів (початкових) на інший. По закінченні цього процесу встановлюються нові, усталені значення напруги u_y й струму i_y , які визначаються відповідно до зміненого електричного кола.

Перехідні ж струми й напруги мають дві складові – крім усталеної ще й вільну, яка відповідає протіканню перехідного процесу без впливу джерел електричної енергії до його повного нівелювання.

Таким чином напруга й струм під час перехідного процесу можуть бути подані у вигляді

$$u = u_y + u_b; \quad i = i_y + i_b,$$

де u_y, i_y – усталені значення напруги й струму;

u_b, i_b – вільні значення напруги й струму.

Закони комутації

Струм при проходженні крізь індуктивність не може змінюватися стрибком.

Пояснюється це тим, що зміна струму змінює енергію магнітного поля, пов'язаного з індуктивністю L . Якщо це відбувається за проміжок часу $\Delta t = t_2 - t_1$, то витрачається потужність

$$P = \frac{\Delta W_m}{\Delta t} = \frac{L}{2} \cdot \frac{i^2(t_2) - i^2(t_1)}{t_2 - t_1},$$

яка не може сягати безкінечності при $(t_2 - t_1) \rightarrow 0$, що відповідало би кінцевій різниці струму $[i(t_2) - i(t_1)]$, тобто його стрибку.

Напруга прикладена до ємності C не може змінюватися стрибком.

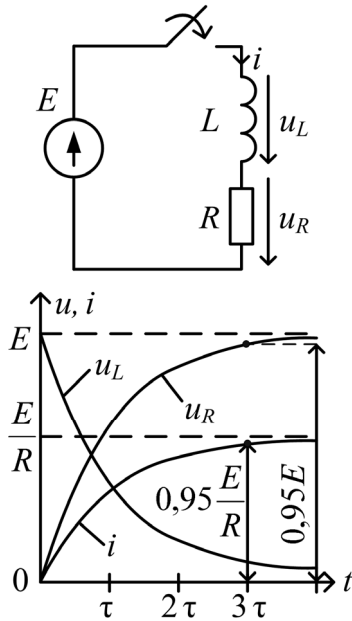
Пояснюється це тим, що зміна напруги змінює енергію електричного поля, пов'язаного з ємністю C . Потужність, що витрачається на цю зміну

$$P = \frac{\Delta W_e}{\Delta t} = \frac{C}{2} \cdot \frac{u^2(t_2) - u^2(t_1)}{t_2 - t_1},$$

не може сягати безкінечності при $(t_2 - t_1) \rightarrow 0$, що відповідало би кінцевій різниці напруги $[u(t_2) - u(t_1)]$, тобто її стрибку.

Розглянемо кілька прикладів перехідних процесів.

Вмикання котушки індуктивності у коло постійного струму



Початкові умови: при $t = 0$ $i = 0$.

За другим законом Кірхгофа

$$u_L + u_R = E, \text{ де } u_L = L \frac{di}{dt}, \quad u_R = Ri.$$

$i = i_y + i_b$, де $i_y = \frac{E}{R}$, а i_b знаходимо з дифере-

нційного рівняння $L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = 0$ (вилучено джерело електричної енергії E).

Характеристичне рівняння для цього диференційного рівняння таке $Lp + R = 0$, що дає $p = -\frac{R}{L}$.

Вводимо поняття “стала часу” $\tau = \frac{L}{R}$, тоді рішення диференційного рівняння для i_b має вигляд $i_b = Ae^{-\frac{t}{\tau}}$, а $i = \frac{E}{R} + Ae^{-\frac{t}{\tau}}$.

Сталу інтегрування A знаходимо з початкових умов: $0 = \frac{E}{R} + Ae^{-\frac{0}{\tau}}$. Звідки $A = -\frac{E}{R}$. Відповідно

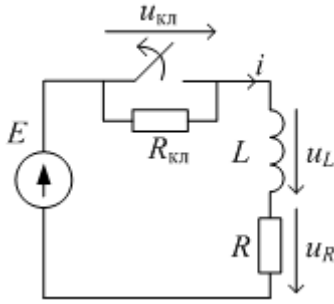
$$i = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right);$$

$$u_R = Ri = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right);$$

$$u_L = L \frac{di}{dt} = E e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

У більшості випадків перехідний процес можна вважати таким, що закінчився при $t = 3\tau$ (до усталеного значення не дістає 5 % його величини).

Вимикання котушки індуктивності з кола постійного струму



Початкові умови: при $t = 0$ $i = \frac{E}{R}$.

За другим законом Кірхгофа

$u_{\text{кЛ}} + u_L + u_R = E$, або, згрупувавши $R_{\text{кЛ}}$ і R ,

$$L \frac{di}{dt} + (R_{\text{кЛ}} + R)i = E, \text{ де } R_{\text{кЛ}} \gg R.$$

$i = i_y + i_b$, де $i_y = \frac{E}{R_{\text{кЛ}} + R}$, а i_b знаходимо з

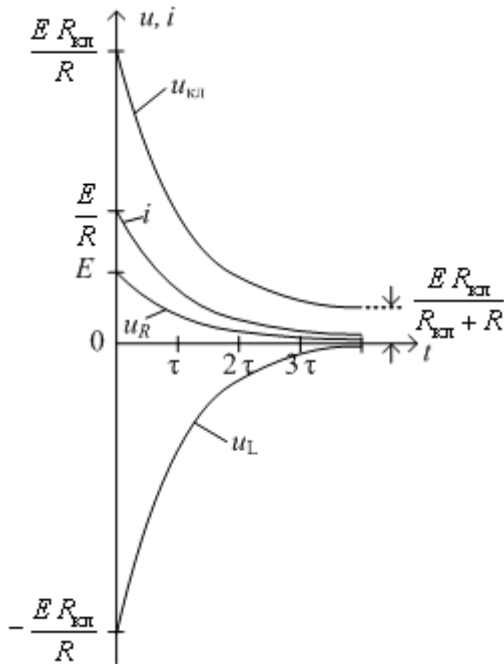
диференційного рівняння $L \frac{di_b}{dt} + (R_{\text{кЛ}} + R)i_b = 0$ (вилучено джерело електричної енергії E). Розв'язання подібного диференційного рівняння вже розглядалось. Його рішення має вигляд

$$i_b = A e^{-\frac{t}{\tau}}, \text{ де } \tau = \frac{L}{R_{\text{кЛ}} + R} \text{ — стала часу.}$$

Загальне рішення для струму

$$i = i_y + i_b = \frac{E}{R_{\text{кЛ}} + R} + A e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Сталу інтегрування A знаходимо з початкових умов: $\frac{E}{R} = \frac{E}{R_{\text{кЛ}} + R} + A e^{-\frac{0}{\tau}}$,



$$\text{звідки } A = \frac{E R_{\text{кЛ}}}{R(R_{\text{кЛ}} + R)}.$$

Відповідно

$$i = \frac{E}{R_{\text{кЛ}} + R} \left(1 + \frac{R_{\text{кЛ}}}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \right);$$

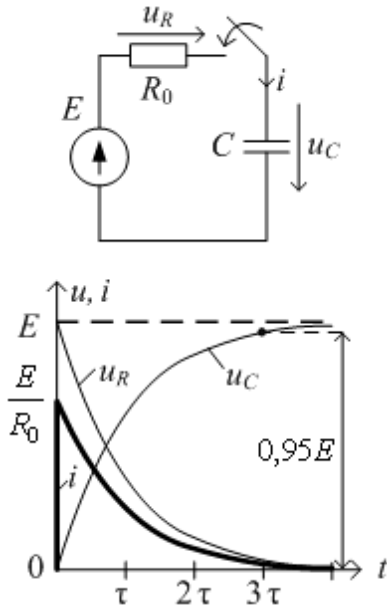
$$u_R = \frac{E R}{R_{\text{кЛ}} + R} \left(1 + \frac{R_{\text{кЛ}}}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \right);$$

$$u_{\text{кЛ}} = \frac{E R_{\text{кЛ}}}{R_{\text{кЛ}} + R} \left(1 + \frac{R_{\text{кЛ}}}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \right);$$

$$u_L = -\frac{E R_{\text{кЛ}}}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Треба відзначити, що при вимиканні котушки індуктивності спостерігається стрибок напруги на вимикачеві $\left(\frac{E R_{\text{кл}}}{R} \gg E\right)$ й у самій котушці $\left(u_L|_{t=0} = -\frac{E R_{\text{кл}}}{R}\right)$.

Зарядка конденсатора



Початкові умови: при $t = 0$ $u_C = 0$.

Струм крізь ємність $i = C \frac{du_C}{dt}$.

За другим законом Кірхгофа $u_R + u_C = E$, що дає диференціальне рівняння відносно u_C

$$R_0 C \frac{du_C}{dt} + u_C = E.$$

$u_C = u_{C_y} + u_{C_b}$, де $u_{C_y} = E$, а u_{C_b} знаходимо

з диференціального рівняння $R_0 C \frac{du_{C_b}}{dt} + u_{C_b} = 0$

(вилучено джерело електричної енергії E).

Розв'язання подібного диференціального рівняння вже розглядалось.

Його рішення має вигляд $u_{C_b} = A e^{-\frac{t}{\tau}}$, де $\tau = R_0 C$ – стала часу.

Загальне рішення $u_C = u_{C_y} + u_{C_b} = E + A e^{-\frac{t}{\tau}}$.

Сталу інтегрування A знаходимо з початкових умов: $0 = E + A e^{-\frac{0}{\tau}}$, звідки $A = -E$.

Відповідно,

$$u_C = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right);$$

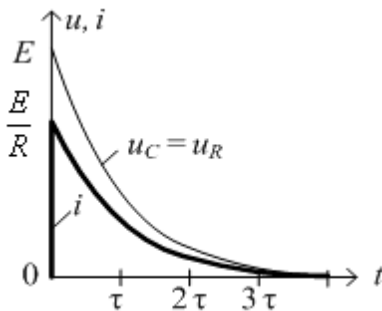
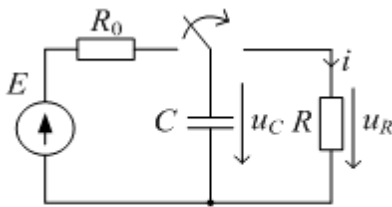
$$i = C \frac{du_C}{dt} = \frac{E}{R_0} e^{-\frac{t}{\tau}};$$

$$u_R = R_0 i = E e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Треба відзначити, що при зарядці конденсатора в першу мить виникає

стрибок струму $\left(i|_{t=0} = \frac{E}{R_0}\right)$, який обмежує опір R_0 .

Розрядка конденсатора на резистор



Початкові умови: при $t = 0$ $u_C = E$.

Струм крізь ємність спрямований зустрічно до u_C , тому $i = -C \frac{du_C}{dt}$. У контурі розрядки відсутнє джерело ЕРС, тому $u_C = u_{CB}$, і у відповідності з другим законом Кірхгофа $u_R - u_C = 0$, що дає диференціальне рівняння відносно u_C (помножуємо на “мінус одиницю”):

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0.$$

Його рішення

$$u_C = A e^{-\frac{t}{\tau}}, \text{ де } \tau = RC \text{ – стала часу.}$$

З початкових умов знаходимо $A = E$.

Відповідно

$$u_C = u_R = E e^{-\frac{t}{\tau}};$$

$$i = -C \frac{du_C}{dt} = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Як і при зарядці конденсатора, у першу мить його розрядки, виникає стрибок струму $\left(i|_{t=0} = \frac{E}{R}\right)$, який обмежує розрядний резистор R .

Розрядка конденсатора на котушку індуктивності (рис. 15, а)

Початкові умови: $t = 0$ $i = 0$, $u_C = E$.

Струм крізь ємність спрямований зустрічно до u_C , тому $i = -C \frac{du_C}{dt}$. У контурі розрядки відсутнє джерело ЕРС, тому $u_C = u_{CB}$, і у відповідності з другим законом Кірхгофа $u_L + u_R - u_C = 0$, що дає диференціальне рівняння від-

носно u_C (помножуємо на “мінус одиницю”):

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0.$$

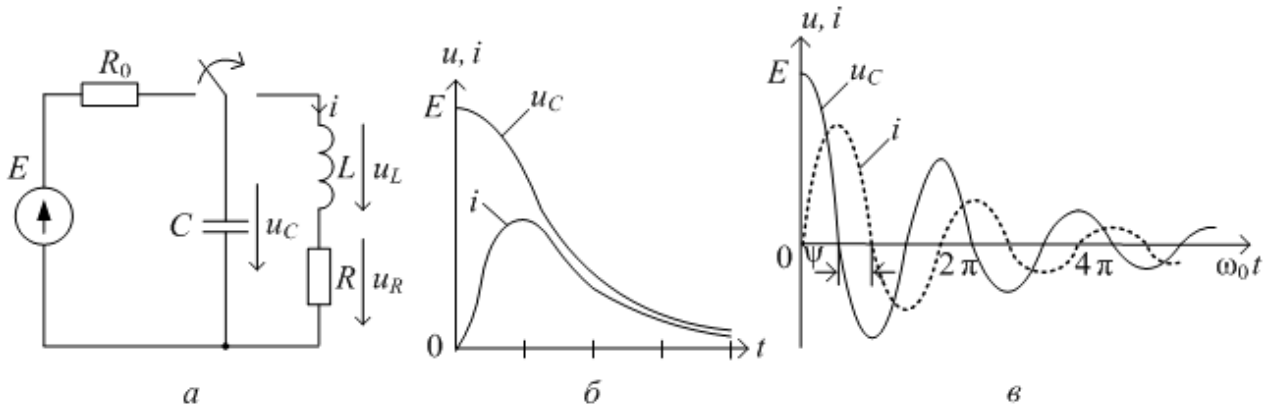


Рисунок 15

Його характеристичне рівняння

$$LCp^2 + RCp + 1 = 0.$$

Звідки $p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}$, а загальне рішення диференційного рівняння $u_C = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$.

Сталі інтегрування A_1, A_2 знаходяться відповідно до початкових умов.

У залежності від того, як співвідносяться $\frac{R^2}{4L^2}$ й $\frac{1}{LC}$ можливі два варіанти перехідного процесу.

Аперіодичний процес $\left(\frac{R^2}{4L^2} > \frac{1}{LC}\right)$ з коефіцієнтом загасання $\delta = \frac{R}{2L}$.

При цьому $u_C = E(1 + \delta t)e^{-\delta t}$, $i = \frac{E}{L} t e^{-\delta t}$. Протікання процесу в часі показано на рис. 15, б.

Періодичний процес $\left(\frac{R^2}{4L^2} < \frac{1}{LC}\right)$ з власною кутовою частотою

$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$. При цьому між напругою u_C й струмом i виникає кут фазного зсуву $\psi = \arctg \frac{\omega_0}{\delta}$, а напруга й струм будуть такими:

$u_C = \frac{E}{\omega_0 \sqrt{LC}} e^{-\delta t} \sin(\omega_0 t + \psi)$, де $\frac{E}{\omega_0 \sqrt{LC}} e^{-\delta t}$ – загасаюча амплітуда напруги;

$i = \frac{E}{\omega_0 L} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t$, де $\frac{E}{\omega_0 L} e^{-\delta t}$ – загасаюча амплітуда струму.

Протікання процесу в часі показано на рис. 15, в.

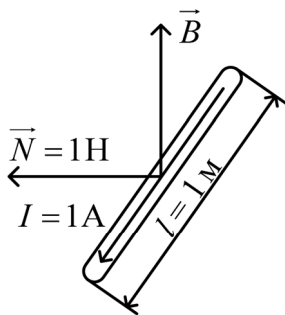
МОДУЛЬ 2 – ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ ПРИСТРОЇ

В основі роботи всіх електротехнічних пристроїв лежать або індуктивна, або силова, або обидві разом дії магнітного поля. Утворення й розподіл магнітного поля в електротехнічному пристрої визначаються його магнітним колом.

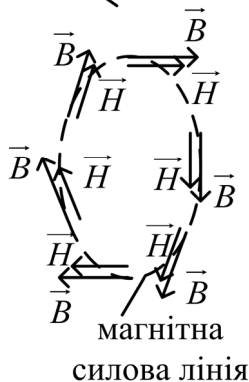
5. МАГНІТНІ КОЛА

Магнітним колом називається сукупність замкнених шляхів проходження магнітних потоків в електротехнічних пристроях, яка характеризується параметрами: B (індукція), H (напруженість магнітного поля), Φ (магнітний потік), F (магніторушійна сила).

Індукція B проявляється як силова дія магнітного поля на рухомі електричні заряди. Одиниця вимірювання *тесла* [Тл]. Якщо на провідник довжиною 1 м зі струмом 1 А діє сила 1 Н, то це означає, що він знаходиться в магнітному полі з індукцією 1 Тл, спрямованою перпендикулярно до площини, утвореною провідником і вектором сили.



Магнітна силова лінія утворюється сукупністю дотичних до неї векторів магнітної індукції.



Напруженість магнітного поля H характеризує енергетичні витрати на його утворення. Вимірюється в А/м. Напруженість – величина векторна й в ізотропних середовищах співпадає за напрямом з вектором індукції. Числовий зв'язок між ними такий:

$$B = \mu_a H,$$

де $\mu_a = \mu_0 \mu_r$ – абсолютна магнітна проникність;

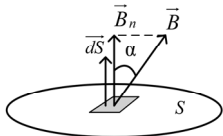
$\mu_0 = 1,24 \cdot 10^{-6}$ Гн/м – магнітна стала;

μ_r – відносна магнітна проникність (для вакууму, повітря і т.п. $\mu_r = 1$; для феромагнітних матеріалів $\mu_r \gg 1$; останнє свідчить, що енергетичні витрати на утворення магнітного поля у феромагнітному середовищі будуть на кілька порядків меншими порівняно з енергетичними витратами в немагнітному середовищі, наприклад у повітрі).

Магнітний потік Φ є інтегральною величиною від нормальної складової індукції до поверхні, крізь яку проходять магнітні силові лінії:

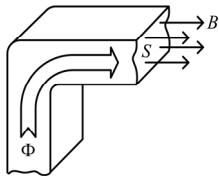
$$\Phi = \int_S \vec{B}_n d\vec{S} = \int_S B \cos \alpha dS.$$

Одиниця вимірювання вебер [Вб].



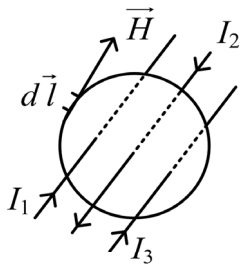
У найбільш простому випадку, що відповідає проходженню магнітного потоку в осердях електротехнічних пристроїв

$$\Phi = B S,$$



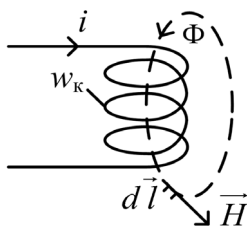
де B – індукція в осерді, орієнтована перпендикулярно до його перерізу S .

Таким чином $1 \text{ Вб} = 1 \text{ Тл} \cdot 1 \text{ м}^2$.



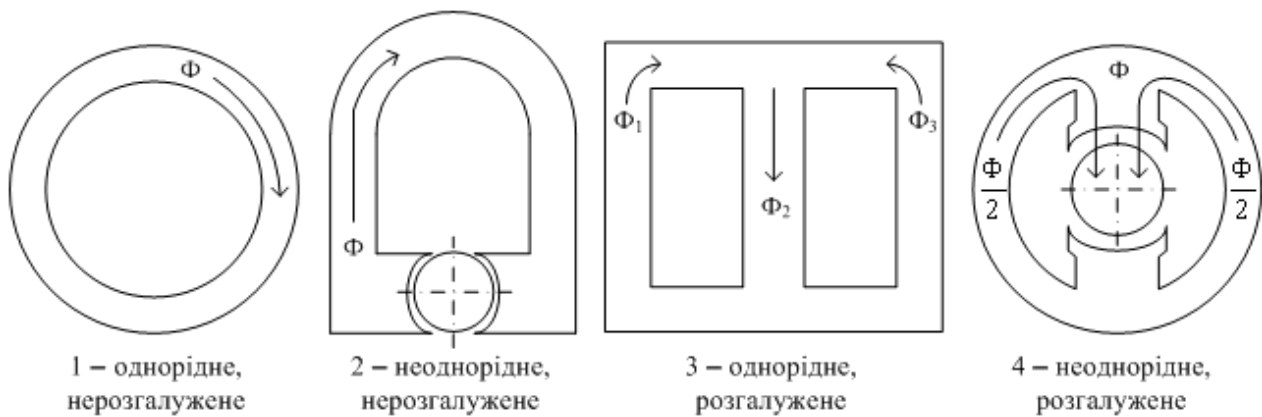
Перш ніж перейти до магніторушійної сили F , розглянемо **закон повного струму**, який трактується таким чином – інтеграл від напруженості магнітного поля по будь-якому замкненому контуру дорівнює алгебраїчній сумі струмів, охоплених цим контуром

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = I_1 - I_2 + I_3.$$



Якщо контур проходить крізь котушку, він охоплює всі витки котушки w_k і $\oint \vec{H} d\vec{l} = w_k i$. Це й буде МРС котушки $F = w_k i$, яка утворює магнітний потік Φ .

Класифікація магнітних кіл



1 – найчастіше зустрічається в магнітних дроселях, однофазних трансформаторах;

2 – у вимірювальних приладах, мікромашинах;

3 – у трифазних трансформаторах;

4 – в електричних машинах.

Закон Ома для магнітного кола

Магнітна напруга U_M вимірюється в амперах і дорівнює $U_M = R_M \Phi$, де R_M – магнітний опір ділянки магнітного кола.

З іншого боку, в однорідному магнітному полі $U_M = \int_0^l \vec{H} d\vec{l} = Hl$.

Таким чином, $R_M \Phi = Hl$, звідки $R_M = \frac{Hl}{\Phi} = \frac{H}{B} \cdot \frac{l}{S} = \frac{1}{\mu_a} \cdot \frac{l}{S}$,

де l – довжина ділянки магнітного кола; S – площа її перерізу.

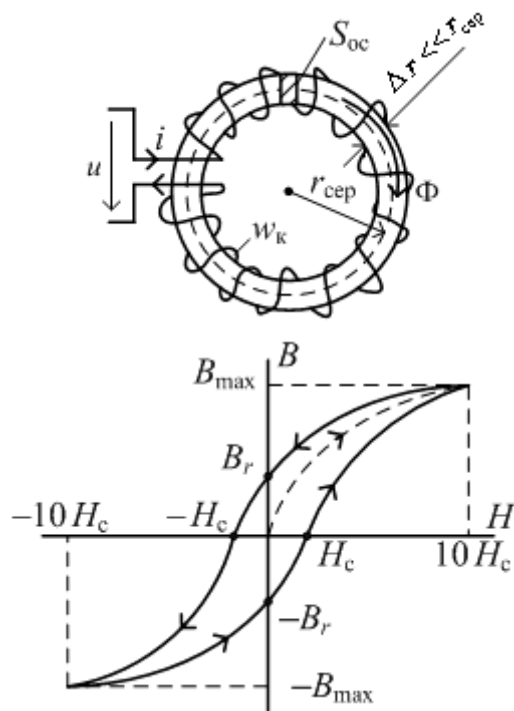
Закони Кірхгофа для магнітного кола

1-й закон (для вузла): алгебраїчна сума магнітних потоків у вузлі дорівнює нулю.

2-й закон (для контура): відповідно до вибраного напрямку обходу контура алгебраїчна сума МРС у контурі дорівнює алгебраїчній сумі магнітних напруг на ділянках контура.

Магнітні матеріали

Характерною особливістю магнітних матеріалів є нелінійний зв'язок між напруженістю магнітного поля й індукцією, яка при цьому утворюється. Підвищення напруженості магнітного поля, тобто збільшення енергетичних витрат на його утворення, не завжди приводить до адекватного підвищення індукції, тобто збільшення магнітного потоку.



Більш того, у залежності від напрямку зміни напруженості магнітного поля одному й тому же її значенню будуть відповідати різні значення індукції.

Для того, щоб проаналізувати всі ці особливості феромагнітних матеріалів, визначають так звану “петлю гістерезису”. Заміри проводять на зразку, в якому магнітне поле однорідне. Таким може бути тонкостінний тороїд, у якому довжина магнітних силових ліній близька до її середнього значення ($l_{oc} = r \pi r_{сер}$). На тороїд перерізом S_{oc} намотується котушка з числом витків w , яка при проходженні струму i утворює МРС $F = wi$. При цьому виникає магнітний потік Φ , який повністю зосереджується в тороїді,

що є осердям котушки. Вимірюючи i та Φ , визначають напруженість магнітного поля $H = wi/l_{oc}$ (за законом повного струму) й індукцію $B = \Phi/S_{oc}$ в осерді.

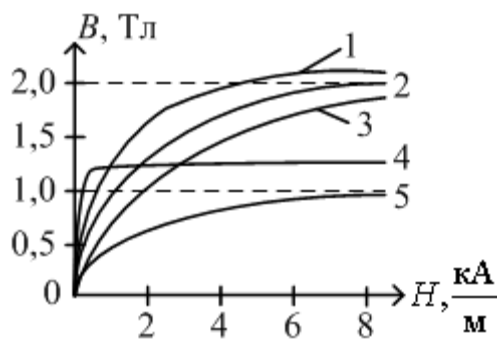
Вимірювання починають зі струму $i = 0$ і підвищують його до тих пір, коли індукція стане практично незмінною і сягне значення B_{max} . Вважається, що це відповідає 10-кратному значенню напруженості магнітного поля H_c , яка повністю розмагнічує осердя. Така напруженість називається *коерцитивною силою*. Після цього починають зменшувати струм (зменшувати H) до нульового значення. Індукція також зменшується, але при відповідних H залишається більшою. При $H = 0$ вона не дорівнює нулю, а спостерігається так звана *залишкова індукція* B_r . І тільки при збільшенні зворотного струму й досягненні напруженості магнітного поля $-H_c$ осердя розмагнічується. Подальше збільшення зворотного струму й напруженості до $-10H$ дає збільшення

зворотної індукції до $-B_{\max}$. Після цього починається повернення до вихідного стану й далі до $10H_c$, але відбувається воно вже по іншій кривій, розташованій нижче й кососиметричній по відношенню до першої.

Площа, яку охоплює петля гістерезису, пропорційна втратам енергії на перемагнічування. Чим вужче петля, тим менші гістерезисні втрати. Розрізняють:

- магнітом'які матеріали ($H_c < 100$ А/м);
- магнітотверді матеріали ($H_c > 20$ кА/м).

До перших відносяться, в основному, різного типу листові електротехнічні сталі, які ідуть на виготовлення осердь трансформаторів, електричних машин та інших електротехнічних пристроїв, осердя яких часто перемагнічуються.



Другі – це, в основному, сплави вуглецевих сталей з додаванням кобальту, молібдену, хрому та інших компонент, що ідуть на виготовлення постійних магнітів.

Користуватися петлею гістерезису для проведення практичних розрахунків магнітних кіл доволі складно, тому ідуть на спрощення і беруть *основну криву намагнічування*, що іде від нуля до B_{\max} .

Ряд таких кривих намагнічування показано на рисунку: 1 – холоднокатана листові електротехнічна сталь; 2 – гарячекатана листові електротехнічна сталь; 3 – сталеве литво; 4 – пермалой; 5 – чавунне литво.

Енергія магнітного поля

Розглянемо, якою буде енергія магнітного поля при намагнічуванні осердя, охопленого котушкою (як, наприклад, при дослідженні петлі гістерезису). Намагнічування закінчиться, коли струм у котушці, підключеній на напругу u , досягне якогось кінцевого значення I . Тобто відбудеться перехідний процес, що відповідає диференціальному рівнянню

$$u = Ri + L \frac{di}{dt},$$

де R – опір проводу котушки;

L – індуктивність котушки.

Якщо праву і ліву частини рівняння помножити на струм i та проінтегрувати за часом, то отримуємо такий баланс енергії:

$$\int_0^{\infty} u i dt = \int_0^{\infty} R i^2 dt + \int_0^I L i di,$$

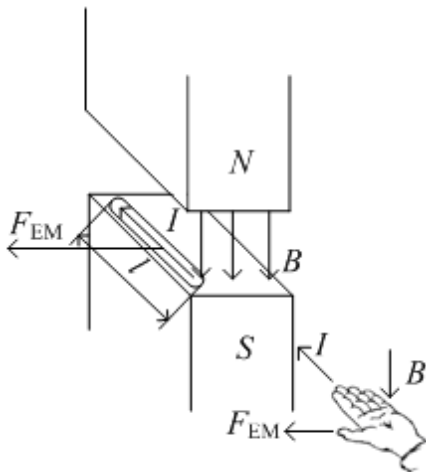
де $\int_0^{\infty} u i dt$ – електрична енергія;

$\int_0^{\infty} R i^2 dt$ – теплова енергія (нагрів проводу котушки);

$\int_0^I L i di = \frac{L I^2}{2}$ – енергія магнітного поля, що зосереджена в осерді.

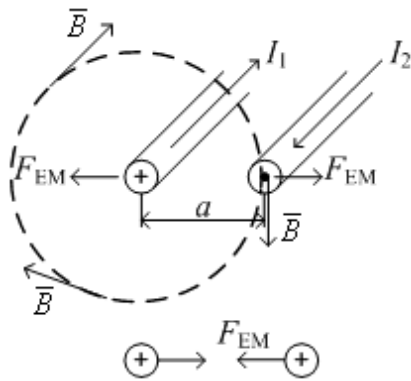
Пам'ятаючи, що $L I = \psi = \Phi w$, а $w I = F$, визначаємо питому магнітну енергію в осерді як $w_M = \frac{L I^2}{2 S_{oc} l_{oc}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Phi}{S_{oc}} \cdot \frac{F}{l_{oc}} = \frac{B H}{2} = \frac{\mu_a H^2}{2} = \frac{B^2}{2 \mu_a}$. Для немагнітного середовища (повітря, вакуум), в якому спостерігається індукція B , питома магнітна енергія $w_M = \frac{B^2}{2 \mu_0} = 0,4 B^2 \cdot 10^6 \frac{\text{Дж}}{\text{м}^3}$, якщо B [Тл].

Силова дія магнітного поля



Правило лівої руки. На провідник довжиною l зі струмом I , розташований у магнітному полі з індукцією B , діє електромагнітна сила $F_{EM} = B I l$ [Н], якщо B [Тл], I [А], l [м], напрямок цієї сили визначається за допомогою лівої руки. Якщо розташувати ліву руку таким чином, щоб у долоню входило магнітне поле, а пальці були витягнуті в напрямку струму, то відігнутий великий палець покаже напрям електромагнітної сили.

Силова взаємодія двох провідників зі струмом

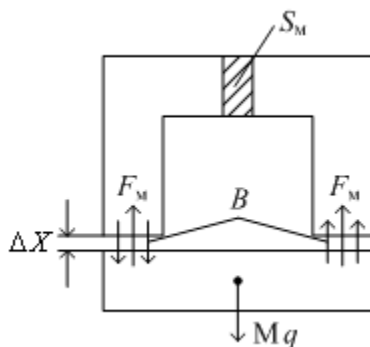


За законом повного струму напруженість магнітного поля від провідника зі струмом I_1 на відстані a , де розташований другий провідник, буде $H = \frac{I_1}{2\pi a}$, чому відповідає індукція в повітрі $B = \frac{\mu_0 I_1}{2\pi a}$.

За правилом лівої руки провідники будуть відштовхуватися, якщо напрям струму I_2 , буде зустрічним до струму I_1 , і притягуватися, якщо напрями будуть співпадати. Сила взаємодії провідників довжиною l буде такою

$$F_{EM} = \frac{\mu_0 I_1 I_2 l}{2\pi a}.$$

Сила тяжіння магніту



Можна вважати, що тяжіння магніту (не має значення який це магніт: електричний чи постійний) починається при такому малому проміжку Δx , який не впливає на загальну МРС контура. Тобто індукція B вже не змінюється.

Тоді, у міру тяжіння ваги масою M , енергія магнітного поля в проміжку Δx переходить в роботу сил тяжіння F_M і буде їй дорівнювати:

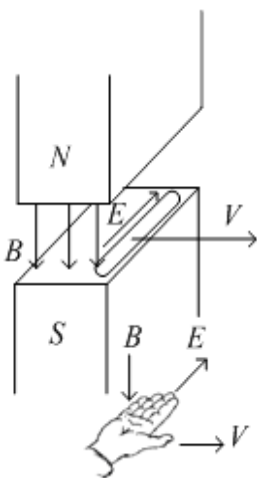
$$2 F_M \Delta x = w_M \cdot 2 S_M \Delta x.$$

Звідси сила тяжіння магніту $F_M = 0,4 B^2 S_M 10^6$ [Н], якщо B [Тл], S_M [м²].

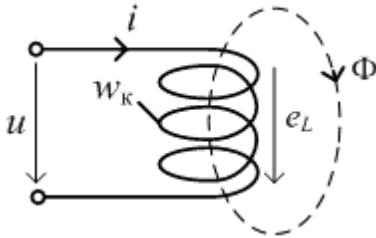
Індукційна дія магнітного поля

Правило правої руки визначається таким чином.

Якщо в долоню правої руки входить магнітний потік з індукцією B , який зі швидкістю V в напрямку відігнутого великого пальця перетинає провідник довжиною l , то в напрямку витягнутих пальців у провіднику наводиться ЕРС $E = BVl$ [В], де B [Тл], V [м/с], l [м].



Самоіндукція. Загальним є те, що при будь-якій зміні потокозчеплення в часі, в котушці, яка зчеплена з магнітним потоком Φ , наводиться ЕРС $e = -\frac{d\psi}{dt}$, де $\psi = w_k \Phi$ – потокозчеплення котушки з числом витків w_k .



Якщо ця зміна пов'язана зі струмом, який проходить в котушці, то виникає ЕРС самоіндукції

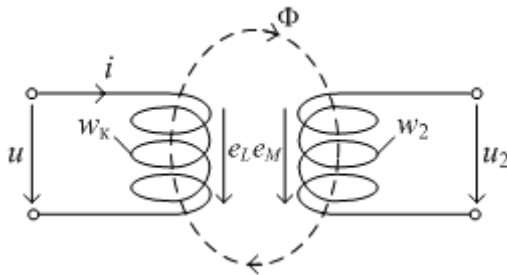
$e_L = -\frac{d\psi}{dt}$. Потокозчеплення з котушкою від власного струму $\psi = L i$, таким чином

$$e_L = -\frac{d\psi}{dt} = -L \frac{di}{dt} = -w_k \frac{d\Phi}{dt}.$$

Відповідно до другого закону Кірхгофа для ідеальної котушки

$$u = -e_L = L \frac{di}{dt} = w_k \frac{d\Phi}{dt}.$$

Взаємоіндукція виникає при потокозчепленні котушки з магнітним потоком від іншої котушки, у якій проходить струм. Тобто $\psi_2 = w_2 \Phi = M i$, де w_2 – число витків котушки без струму, яка зчеплена з магнітним потоком Φ , створеним іншою котушкою зі струмом i ; M – взаємоіндуктивність, що характеризує вплив стороннього струму i на потокозчеплення.



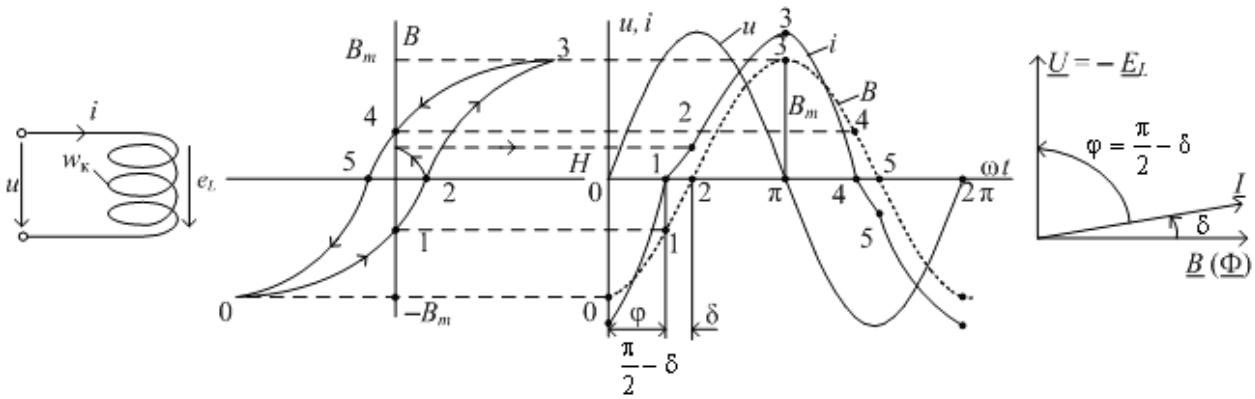
Відповідно до загального підходу ЕРС від взаємоіндукції буде дорівнювати $e_M = -\frac{d\psi_2}{dt} = -M \frac{di}{dt} = -w_2 \frac{d\Phi}{dt}$.

За другим законом Кірхгофа для другої котушки ($i_2 = 0$)

$$u_2 = -e_M = M \frac{di}{dt} = w_2 \frac{d\Phi}{dt}.$$

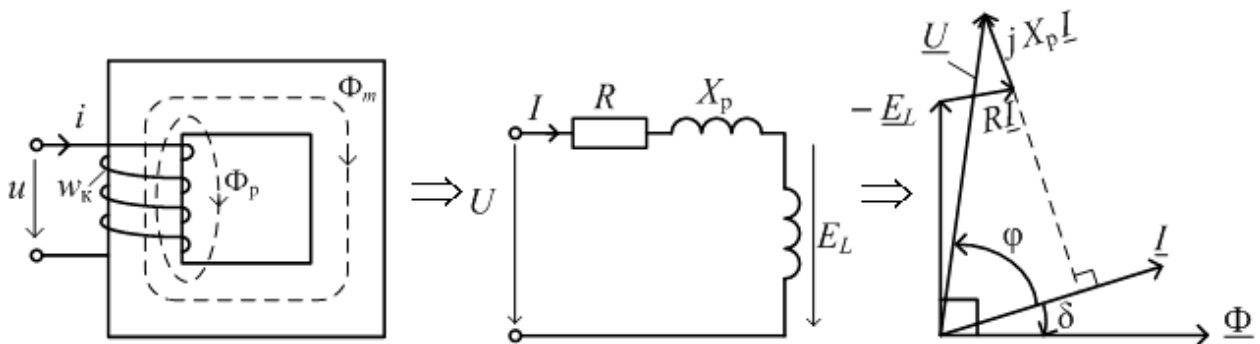
Котушка з осердям у колі змінного струму

Спочатку розглянемо ідеальну котушку з осердям, найближче до якої підходить тороїдна котушка, якщо не враховувати опір проводу (потоки розсіювання відсутні). Така котушка була прийнята при розгляді петлі гістерезису.



Цьому відповідає $u = -e_L = w_k \frac{d\Phi}{dt}$. Якщо напруга синусоїдна $u = U_m \sin \omega t$, то магнітний потік також буде змінюватися за законом синусоїди $\Phi = \frac{1}{w_k} \int u dt = \frac{1}{w_k} \int U_m \sin \omega t dt = \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$, де $\Phi_m = \frac{U_m}{\omega w_k}$. Також буде змінюватися і індукція $B = \frac{\Phi}{S_{oc}} = B_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$, яка відставатиме від напруги на $\frac{\pi}{2}$.

Враховуючи зазначений зв'язок між напругою u і індукцією B , переносимо характерні точки, що відповідають індукції на петлі гістерезису, на графік часової залежності B . Там же відкладаємо і значення струму, які відповідають напруженості магнітного поля $H = \frac{w_k i}{l_{oc}}$ в характерних точках. Виявляється, що в наслідок гістерезису індукція й струм зсунуті між собою на кут намагнічування δ , а напруга й струм на кут $\varphi = \frac{\pi}{2} - \delta$. Це відображено і на векторній діаграмі.



У реальній котушці з осердям треба враховувати опір обмотувального проводу, а також наявність магнітних потоків розсіювання Φ_p , якщо осердя не тороїдне й обмотка охоплює його частково.

Напруга U витрачається не тільки на подолання ЕРС самоіндукції E_L , а і на подолання активного R і індуктивного X_p (від потоків розсіювання) опорів: $\underline{U} = -\underline{E}_L + R\underline{I} + jX_p\underline{I}$.

Все це відображено й на векторній діаграмі.

Втрати потужності в осерді котушки змінного струму

При змінюванні магнітного потоку в осерді виникають втрати потужності, пов'язані з перемагнічуванням (гістерезисні втрати) і наведенням короткозамкнених струмів (втрати від вихрових струмів).

Питомі гістерезисні втрати

$$P_{\Gamma} = k_{\Gamma} f B_m^2,$$

де k_{Γ} – коефіцієнт гістерезисних втрат для конкретного феромагнітного матеріалу або отриманий експериментально.

Питомі втрати від вихрових струмів

$$P_{\text{вс}} = k_{\text{вс}} f^2 \Delta^2 B_m^2,$$

де $k_{\text{вс}}$ – коефіцієнт втрат для конкретного феромагнітного матеріалу;

Δ – товщина листового феромагнітного матеріалу, з якого набрано осердя (наприклад, для $f = 50$ Гц $\Delta = 0,35 \dots 0,5$ мм, а для $f = 400$ Гц $\Delta = 0,08$ мм).

При високих частотах втрати на вихрові струми стають такими великими, що осердя втрачає сенс.

6. ТРАНСФОРМАТОРИ

Трансформатором називається електротехнічний пристрій, призначений для передачі електричної енергії змінного струму шляхом взаємоіндуктивності, найчастіше зі зміною напруги.

Розрізняють *енергетичні трансформатори*, що використовуються в електроенергетичних мережах. Частина з них призначена для підвищення напруги на виході з електростанцій з метою зменшення втрат у лініях електропередачі, які зворотнопропорційні до напруги у квадраті. Вважається, що пе-

редача електричної енергії буде достатньо ефективною, якщо на 1 км лінії буде припадати 1...2 кВ напруги.

Велика кількість енергетичних трансформаторів призначена для пониження високої напруги ліній електропередач у місцях споживання до рівня, прийнятого на виробництві й у побуті.

Технологічні трансформатори, що використовуються як технологічне обладнання. Найбільш поширені серед них – зварювальні трансформатори.

Вимірювальні трансформатори, що використовуються для безконтактного вимірювання напруг й струмів у лініях електропередач.

Автотрансформатори, що дозволяють при необхідності змінювати напругу на виході.

Імпульсні трансформатори, що використовуються для передачі різного виду сигналів.

Незважаючи на різне функціональне призначення, принцип дії і конструктивна основа всіх цих трансформаторів однакові, а також однакові основні співвідношення й характеристики, які розглянемо на прикладі однофазного трансформатора.

Конструкція однофазного трансформатора

На рис. 16 показані дві конструктивні схеми однофазного трансформатора: *стрижнева* (а) і *броньова* (б).

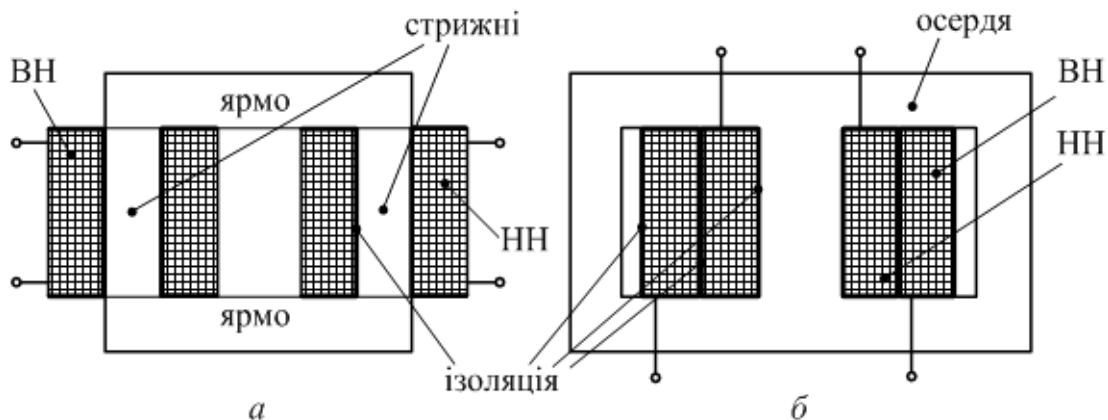


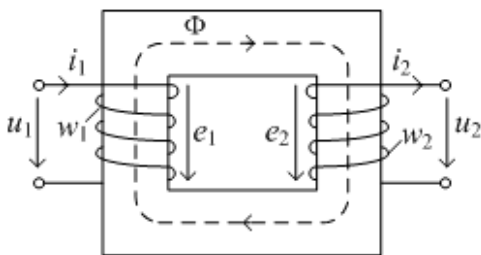
Рисунок 16

Стрижнева конструкція передбачає розташування котушок високої (ВН) і низької (НН) напруги на окремих стрижнях, з'єднаних між собою ярмами у єдине осердя. Ярма й стрижні набираються з листової електротехнічної сталі, товщина якої залежить від частоти змінного струму. Котушки, як правило, намотуються ізольованим мідним проводом.

У броньовому трансформаторі обидві котушки розташовані на одному стрижні: котушка низької напруги (НН) – всередині, ближче до заліза, котушка високої напруги (ВН) – на ній. Обидві вони як би охоплені осердям, захищені ним. Звідси і назва – *броньовий*.

Принцип дії і основні співвідношення

У трансформаторі одна з обмоток з числом витків w_1 , що споживає електричну енергію і створює магнітний потік Φ у осерді, називається *первинною*. Друга обмотка з числом витків w_2 , у якій магнітний потік Φ наводить ЕРС взаємоіндукції, називається *вторинною*.



Якщо вторинна обмотка не навантажена (неробочий режим, $i_2 = 0$), струм у первинній обмотці дуже малий і можна вважати, що $u_1 = -e_1 = w_1 \frac{d\Phi}{dt}$, $u_2 = -e_2 = w_2 \frac{d\Phi}{dt}$.

Відповідно коефіцієнт трансформації від первинної обмотки до вторинної буде

таким:
$$k_{12} = \frac{u_1}{u_2} = w_1 \frac{d\Phi}{dt} / w_2 \frac{d\Phi}{dt} = \frac{w_1}{w_2}.$$

Для діючих значень напруги U_1 і U_2 коефіцієнт трансформації такий

же:
$$k_{12} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2}.$$

При $k_{12} > 1$ трансформатор буде знижувальний, тобто $U_2 < U_1$.

При $k_{12} < 1$ трансформатор буде підвищувальний, тобто $U_2 > U_1$.

Враховуючи те, що передача повної потужності від первинної до вторинної обмотки відбувається з відносно малими втратами, тобто $S_1 \cong S_2$, отримуємо зв'язок коефіцієнта трансформації k_{12} зі струмами у первинній обмотці I_1 і вторинній – I_2 .

$$U_1 I_1 = U_2 I_2, \text{ що дає } \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_1}{U_2} = k_{12}, \quad I_2 = k_{12} I_1.$$

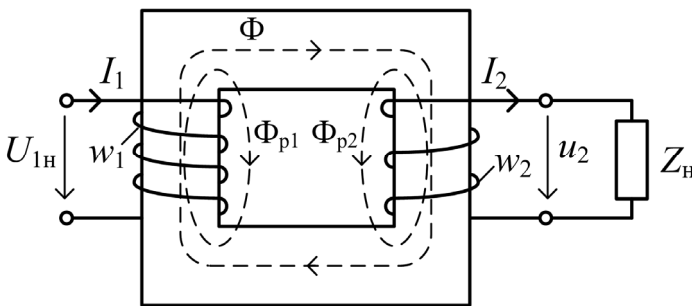
Тобто у знижувальному трансформаторі струм на виході більше ніж струм у первинній обмотці. У підвищувальному трансформаторі – навпаки.

Трансформатор має *властивість оборотності*, тобто в залежності від того, яка обмотка (НН або ВН) буде первинною (підключеною до джерела

живлення), він може бути як підвищувальним, так і знижувальним. Тому, в експлуатації користуються коефіцієнтом трансформації $n = \frac{W_{\text{ВН}}}{W_{\text{НН}}}$, який дає зв'язок між високою й низькою напругами. Він завжди більше за одиницю незалежно від того, підвищувальний трансформатор або знижувальний.

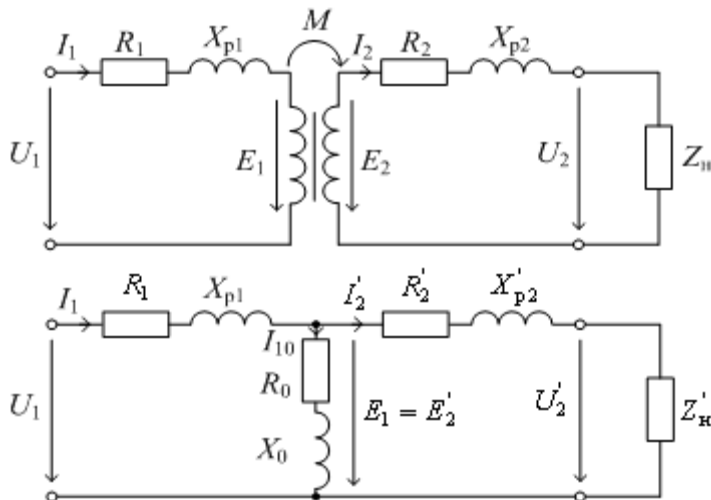
Робота трансформатора при навантаженні

Поки вторинна обмотка розімкнута, а первинна знаходиться під номінальною напругою $U_{\text{НН}}$, в ній протікає струм I_{10} , який утворює МРС $F_{10} = w_1 I_{10}$ і відповідний магнітний потік Φ .



При підключенні навантаження $Z_{\text{Н}}$ у вторинній обмотці з'являється струм I_2 , який утворює зустрічну МРС $F_2 = w_2 I_2$. Урівноваження цієї МРС, а також підтримування основного

магнітного потоку Φ , відбувається внаслідок збільшення МРС первинної обмотки до величини $F_1 = F_{10} + F_2$. У свою чергу, зростання МРС F_1 і F_2 призводить до появи та зростання магнітних потоків розсіювання Φ_{p1} і Φ_{p2} .



Таким чином, трансформатор при навантаженні являє собою дві індукційно зв'язані реальні котушки із загальним осердям. Останнє дає можливість привести параметри вторинної обмотки до параметрів первинної.

$$\text{Дійсно, } \frac{E_1}{E_2} = k_{12}, \text{ звідки}$$

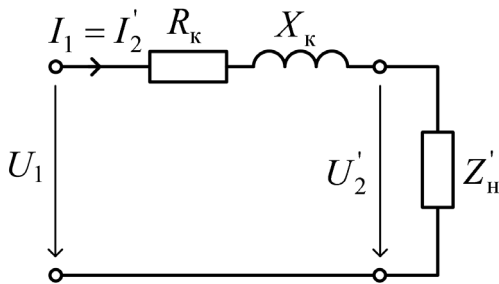
$$E'_2 = k_{12} E_2 = E_1, \text{ а } U'_2 = k_{12} U_2. \text{ З}$$

рівняння МРС $F_1 = F_{10} + F_2$, якщо подати його у вигляді $w_1 I_1 = w_1 I_{10} + w_2 I_2$,

отримуємо $I_1 = I_{10} + \frac{w_2}{w_1} I_2 = I_{10} + I'_2$, де $I'_2 = \frac{I_2}{k_{12}}$, I_{10} – струм намагнічування.

Для визначення приведених опорів скористаємося законом Ома

$$Z'_H = \frac{U'_2}{I'_2} = \frac{k_{12}^2 U_2}{I_2} = k_{12}^2 Z_H.$$



$$\text{Відповідно } R'_2 = k_{12}^2 R_2; \quad X'_{p2} = k_{12}^2 X_{p2}.$$

Враховуючи те, що $I_{10} \ll I_{1H}$, схему заміщення трансформатора можна суттєво спростити, прийнявши $I'_2 = I_1$. Тобто, зі схеми видаляється вітка намагнічування (R_0, X_0), яка потрібна тільки в неробочому режимі, і об'єднуються активні й індуктивні параметри первинної та вторинної обмоток: $R_k = R_1 + R'_2$; $X_k = X_{p1} + X'_{p2}$.

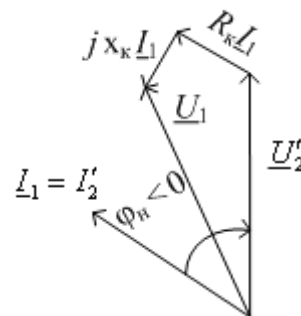
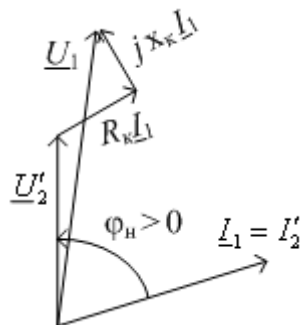
Для такої спрощеної схеми заміщення рівняння електричної рівноваги має вигляд

$$\underline{U}_1 = \underline{U}'_2 + R_k \underline{I}_1 + jX_k \underline{I}_1.$$

Векторні діаграми для різного характеру навантаження:

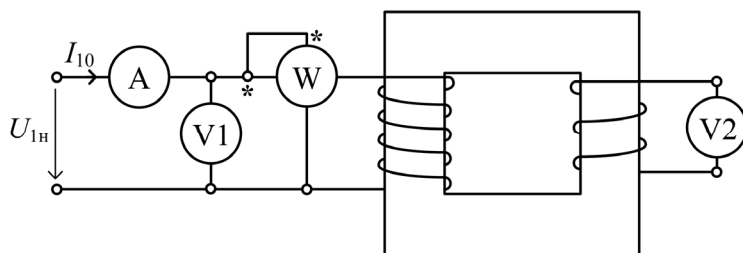
активно-індуктивне

активно-ємнісне



Параметри схеми заміщення як для неробочого режиму (R_0, X_0), так і для спрощеної схеми (R_k, X_k) визначаються з дослідів холостого ходу і короткого замикання.

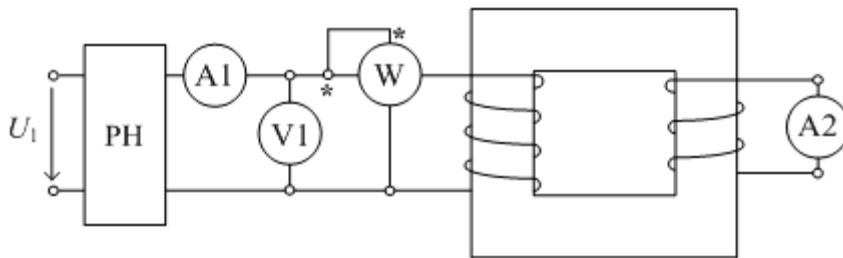
Дослід холостого ходу (неробочій режим)



По вольтметру V1 встановлюється номінальна напруга U_{1H} . Вимірюються: струм у первинній обмотці I_{10} ; втрати потужності P_x ; напруга на вторинній обмотці U_{20} .

Розраховуються параметри: $Z_0 = \frac{U_{1H}}{I_{10}}$; $R_0 = \frac{P_x}{I_{10}^2}$; $X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}$. Перевіряється коефіцієнт трансформації $k_{12} = \frac{U_{1H}}{U_{20}}$.

Дослід короткого замикання



За допомогою регулятора напруги РН, починаючи з нульового по амперметру А1 устанавлюється номінальний струм I_{1H} у первинній обмотці.

Вимірюються: напруга U_k (вольтметром V1), втрати потужності P_k , струм у вторинній обмотці I_{2k} (амперметром А2).

Розраховуються параметри: $Z_k = \frac{U_k}{I_{1H}}$; $R_k = \frac{P_k}{I_{1H}^2}$; $X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}$; $\varphi_k = \arctg \frac{X_k}{R_k}$. Перевіряється коефіцієнт трансформації $k_{12} = \frac{I_{2k}}{I_{1H}}$.

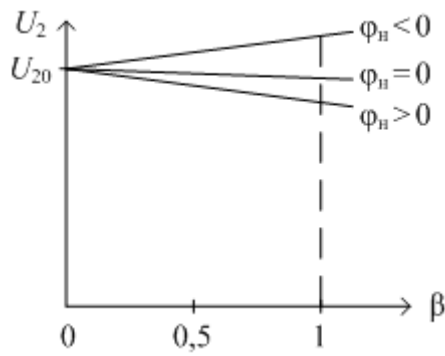
Визначається відносна напруга короткого замикання $u_k \% = \frac{U_k}{U_{1H}} \cdot 100 \%$.

Раптове коротке замикання

Виникає при роботі трансформатора з номінальною напругою на вході. Якщо таке замикання відбулося на виході із трансформатора, тобто зовнішнє навантаження повністю відпадає і вторинна обмотка замикається сама на себе, то утворюється аварійна ситуація. Вся напруга припадає на внутрішній опір трансформатора Z_k і струм в трансформаторі зростає у відношенні $\frac{100}{u_k \%}$, тобто в 10...15 разів. Трансформатор треба негайно вимикати з електричної мережі.

Експлуатаційні характеристики однофазного трансформатора

Зовнішня характеристика показує залежність напруги на виході із трансформатора U_2 від його навантаження. Напруга на вході $U_1 = \text{const}$.



Навантаження трансформатора визначається струмом I_2 , відносно значення якого

$$\beta = \frac{I_2}{I_{2H}}.$$

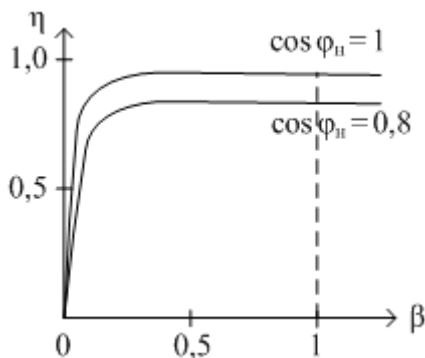
Відповідно до нього

$$U_2 = U_{20} \left[1 - \beta \frac{u_K \%}{100} \cos(\varphi_K - \varphi_H) \right].$$

Якщо характер навантаження активний ($\varphi_H = 0$) або активно-індуктивний ($\varphi_H > 0$), то $\cos(\varphi_K - \varphi_H)$ завжди більше нуля і напруга на виході буде зменшуватися при збільшенні навантаження.

Якщо характер навантаження активно-ємнісний ($\varphi_H < 0$), то $(\varphi_K - \varphi_H)$ може бути більше 90° , а $\cos(\varphi_K - \varphi_H) < 0$. У цьому випадку напруга на виході може зростати зі збільшенням навантаження.

Характеристика ККД показує залежність його від навантаження за умови $U_1 = \text{const}$, $f_1 = \text{const}$.



Потужність, яку трансформатор забирає з електричної мережі $P_1 = P_2 + P_M + P_E$, де P_2 – корисна потужність, що віддається споживачу; $P_M = P_X$ – магнітні втрати, що при незмінних напрузі U_1 і частоті f_1 дорівнюють втратам у неробочому режимі; $P_E = \beta^2 P_K$ – електричні втрати, які пропорційні квадрату струмів в обмотках трансформатора, а в номінальному режимі ($\beta = 1$)

дорівнюють втратам короткого замикання.

Враховуючи те, що $P_2 = I_2 U_2 \cos \varphi_H = \beta I_2 U_2 \cos \varphi_H \approx \beta S_H \cos \varphi_H$, ККД буде дорівнювати

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_M + P_E} = \frac{\beta S_H \cos \varphi_H}{\beta S_H \cos \varphi_H + P_X + \beta^2 P_K}.$$

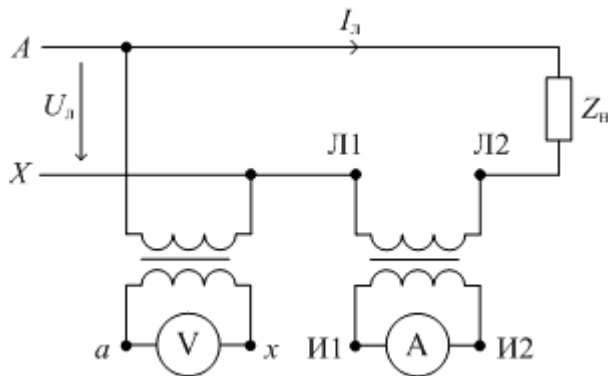
При малих β він буде лінійно зростати, але в діапазоні $\beta = 0,7 \dots 0,8$ (найбільш вірогідні робочі режими) досягне максимуму, а потім почне зменшуватися, бо в знаменнику почне переважати β^2 . Збільшення $\cos \varphi_H$ сприяє збільшенню ККД.

У потужних трансформаторах коефіцієнт корисної дії досягає значень 0,995 і вище.

Вимірювальні трансформатори

Для безконтактної передачі на вимірювальний прилад (вольтметр, амперметр) напруги й струму в лінії електропередачі використовуються трансформатори.

Для вимірювання напруги – *трансформатор напруги*, який підключається паралельно до лінії електропередачі і працює в неробочому режимі



(вторинна обмотка замкнена на вольтметр). Лінійна напруга $U_{л}$ визначається як

$$U_{л} = k_{12}U_V,$$

де k_{12} – коефіцієнт трансформації;

U_V – показ вимірювального

вольтметра зі шкалою, як правило, до 100 В.

Для вимірювання струму використовується *трансформатор струму*, первинною обмоткою якого може бути сам лінійний провід, тобто вона включена послідовно в лінію електропередачі, а вторинна – накоротко замкнена вимірювальним амперметром. Таким чином трансформатор працює в режимі короткого замикання з $k_{12} \ll 1$. Тому амперметр не можна від'єднувати від трансформатора, не закорочуючи попередньо вторинну обмотку. Якщо цього не зробити, на виводах вторинної обмотки виникне велика напруга, яка може привести до негативних наслідків.

Лінійний струм $I_{л}$ визначається як

$$I_{л} = k_{21}I_A,$$

де $k_{21} = 1/k_{12}$;

I_A – показ вимірювального амперметра зі шкалою, як правило, до 5 А.

7. ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

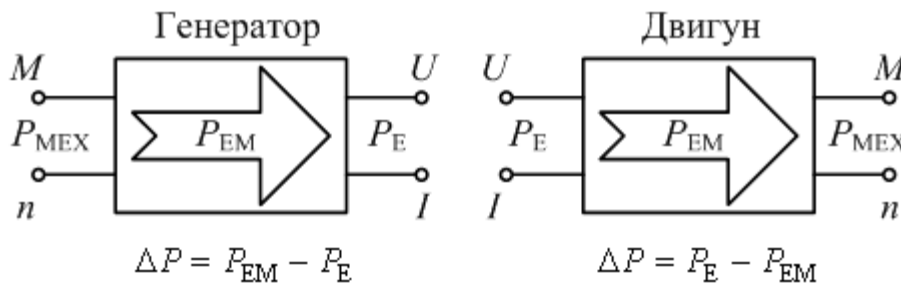
Електричною машиною називається електротехнічний пристрій, призначений для електромеханічного перетворення енергії. У залежності від напрямку перетворення енергії розрізняють: *генератори* – електричні машини, що перетворюють механічну енергію в електричну; *двигуни* – електричні машини, що перетворюють електричну енергію в механічну.

Електричним машинам, як і трансформаторам, властивий *принцип обо-*

ротності, тобто одна й та же електрична машина в залежності від напрямку перетворення енергії може бути генератором або двигуном.

Загальні поняття

Крім вхідних і вихідних видів потужності: електричної $P_E = UI$ та механічної $P_{MECH} = M \cdot n$ (M – момент на валу; n – частота обертання) – в процесі електромеханічного перетворення енергії ключове значення має електромагнітна потужність $P_{EM} = EI$, яка відповідає силі взаємодії струмів і магнітного поля в середині електричної машини.

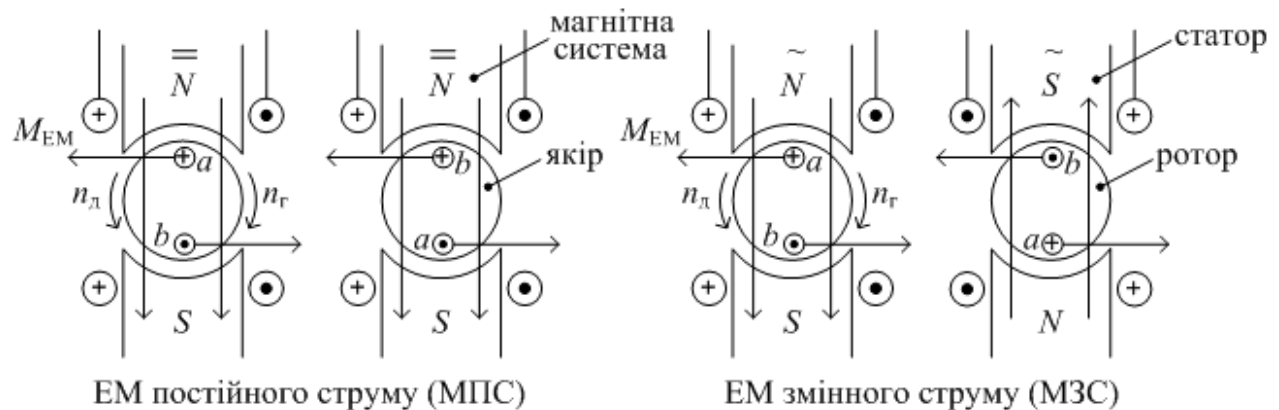


У наслідок того, що потужності P_{EM} і P_{MECH} визначаються однаковим моментом M , вони близькі одна до одної

$P_{EM} \cong P_{MECH}$ (різницю вносить частота обертання). Тому можна вважати, що втрати в електричній машині ΔP утворює різниця електричної і електромагнітної потужностей.

Види електричних машин

У залежності від струму живлення розрізняють *електричні машини постійного струму* і *електричні машини змінного струму*.



В електричній машині постійного струму нерухома магнітна система утворює незмінний у просторі магнітний потік. Провідники зі струмом, розташовані на обертовій частині електричної машини постійного струму (якорі), знаходяться у силі взаємодії з цим магнітним потоком. Відповідно до пра-

вила лівої руки утворюється електромагнітний момент M_{EM} , який у режимі двигуна співпадає з напрямом обертання якоря n_d , а в режимі генератора протидіє його обертанню n_r , яке забезпечується зовнішнім механічним приводом. Для забезпечення нормальної роботи електричної машини постійного струму необхідно, щоб напрям струму в провідниках обмотки якоря змінювався на протилежний при потраплянні їх під іншу полярність магнітної системи.

В електричній машині змінного струму просторовий напрям магнітного поля змінюється з періодичністю зміни струму в обмотці нерухомого статора. Обертання ротора забезпечується тим, що напрям струму в провідниках його обмотки не змінюється й завжди відповідає полярності магнітного потоку, що змінюється. Таким чином, як і в електричній машині постійного струму, забезпечується незмінна силова взаємодія магнітного поля статора зі струмом у роторі, а щодо напрямку його обертання, то воно визначається теж як в електричній машині постійного струму.

7.1 ЕЛЕКТРИЧНА МАШИНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Конструкція машини постійного струму (МПС) однакова як для генератора, так і для двигуна (рис. 17). Нерухома частина МПС – магнітна система – установлюється лапами 1 на фундамент; рухома – якір – тримається підшипниками 2, що закріплені в підшипникових щитах 3.

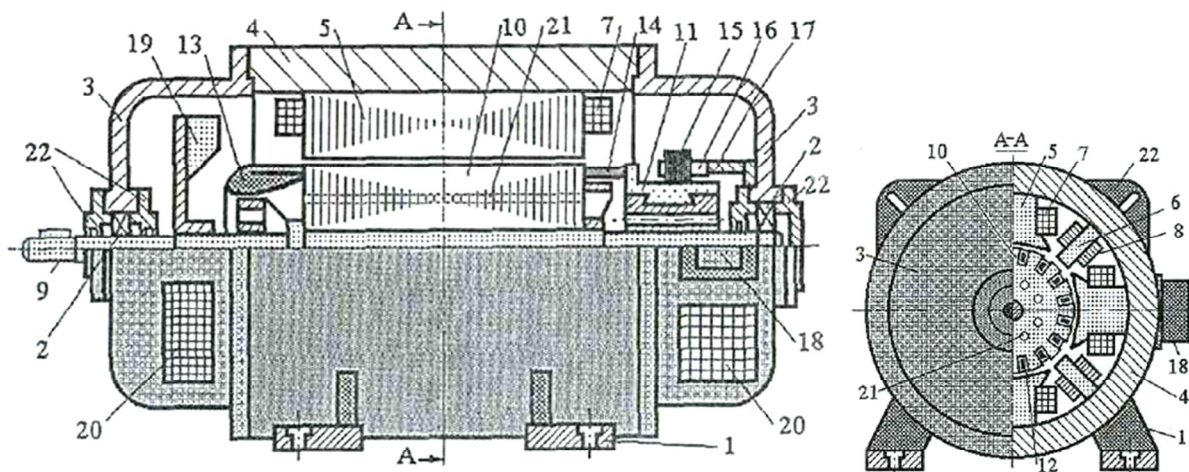


Рисунок 17

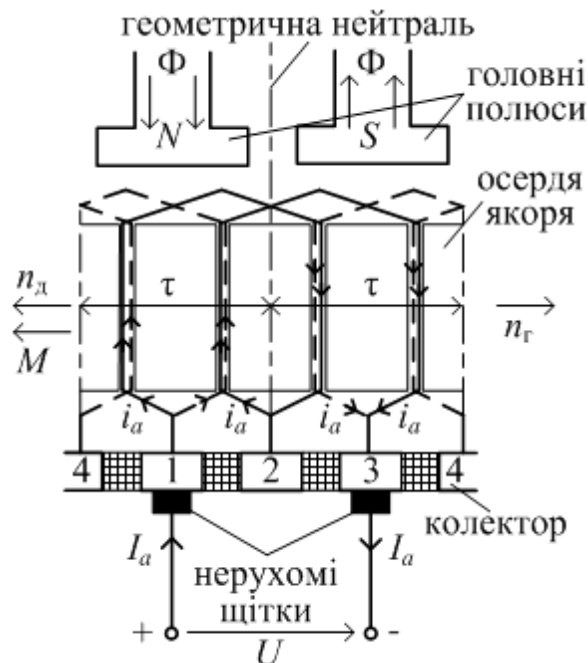
Механічною основою магнітної системи слугує станина 4, до якої болтами прикріплюються осердя головних 5 і додаткових 6 полюсів. Котушки 7, надіті на головні полюси, об'єднані в одне коло і створюють обмотку збудження; котушки 8 додаткових полюсів створюють свою обмотку. Представлений варіант МПС є чотириполюсним, тобто $2p = 4$, де p – кількість пар по-

люсів. Значення p може бути від 1 до 9 і більше, зростаючи разом з потужністю й габаритами машин.

Механічною основою якоря є вал 9, вільний кінець якого може за допомогою муфти з'єднуватися з приводним двигуном або виконавчим механізмом. На валу закріплені шихтоване феромагнітне осердя 10 і циліндричний колектор 11. У пазах на поверхні осердя якоря розташовані ізольовані провідники 12, попарно з'єднані лобовими частинами 13 і утворюють секції, кінці яких 14 припаяні до колекторних пластин 11. Ці пластини виконуються з міді або її сплаву і відділені одна від одної ізоляційними прокладками. Створене таким чином складне електричне коло називається обмоткою якоря, її зв'язок із зовнішньою мережею здійснюється через ковзні контакти, створені щітками 15 і поверхнею колектора 11.

Зрозуміло, що щітки та їхня система кріплення до підшипникового щита знаходиться на боці колектора. Кількість комплектів щіток відповідає кількості головних полюсів, і вони на однаковій відстані розподілені по окружності колектора. Щіткотримачі 16, об'єднані в бракети, встановлені на щіткових траверсах 17, що прикріплюються до підшипникового щита.

Обмотка якоря, а також інші обмотки виконуються з мідних ізольованих проводів. І тут обмотки можуть бути з'єднані одна з одною або із зовнішньою мережею.



Інтенсивне охолодження машини забезпечується вентилятором 19, закріпленим на валу; для потоку повітря передбачені жалюзі 20, а також вентиляційні канали 21 в осерді якоря. Для переміщень МПС має транспортні вушка 22.

Принцип дії МПС розглянемо, виділивши 2 полюсні ділення $\tau = \frac{\pi D_a}{2p}$, де

D_a – діаметр якоря; p – число пар полюсів.

Магнітний потік Φ , що припадає на пару головних полюсів, утворюється при проходженні струму збудження $I_{зб}$ в їх котушках.

Струм якоря I_a , що подається через нерухомі щітки, в обмотці якоря

розділяється на паралельні струми $i_a = \frac{I_a}{2a}$, де $a = p m$ – число паралельних віток (у найпростішому випадку $m = 1$ – одноходова обмотка, як на рисунку). Внаслідок взаємодії N провідників зі струмом, що розташовані в пазах якоря, з магнітним потоком Φ утворюється електромагнітний момент $M = C_M \Phi I_a$, де $C_M = \frac{pN}{2\pi a}$. Цей момент співпадає за напрямом з обертанням якоря в режимі двигуна, і зустрічний – у режимі генератора.

При обертанні якоря з кутовою частотою ω провідники перетинають магнітний потік Φ і, відповідно до правила правої руки, в них наводиться ЕРС $E = C_M \Phi \omega = C_E \Phi n$, де $C_E = \frac{pN}{a}$.

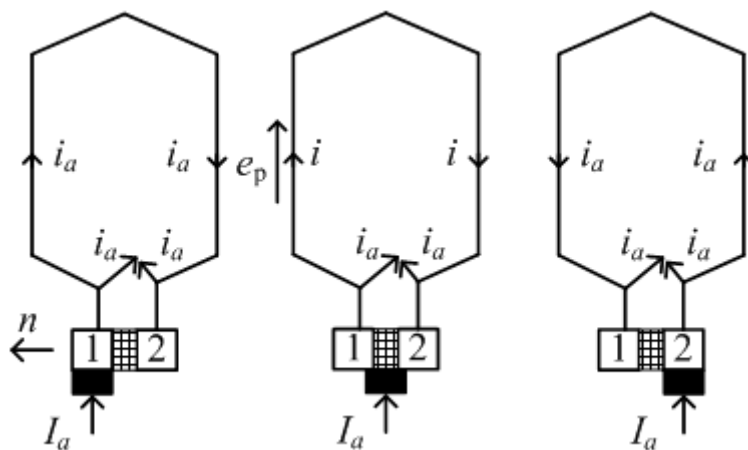
У електричному колі якоря МПС встановлюється електрична рівновага відносно прикладеної напруги U :

– у режимі двигуна $U = E + R_a I_a$;

– у режимі генератора $U = E - R_a I_a$, де R_a – опір обмотки якоря.

Комутація та її покращання

Кінці кожної секції обмотки якоря приєднані до двох поруч розташованих колекторних пластин.



При переході щітки з однієї пластини на другу відбувається зміна напрямку струму в секції. Цей процес називається *комутацією*.

Комутація може супроводжуватися значним іскрінням, тому що при замиканні щіткою секції накоротко в ній виникає реактивна

ЕРС $e_p = -L_c \frac{di}{dt}$ (де L_c – індуктивність секції), яка підтримує струм. При розриві контура (щітка повністю переходить з пластини 1 на пластину 2) виникає іскровий пробій, на що витрачається накопичена енергія, а струм у секції змінює свій напрям.

Покращують комутацію (зменшують іскріння, яке негативно впливає на

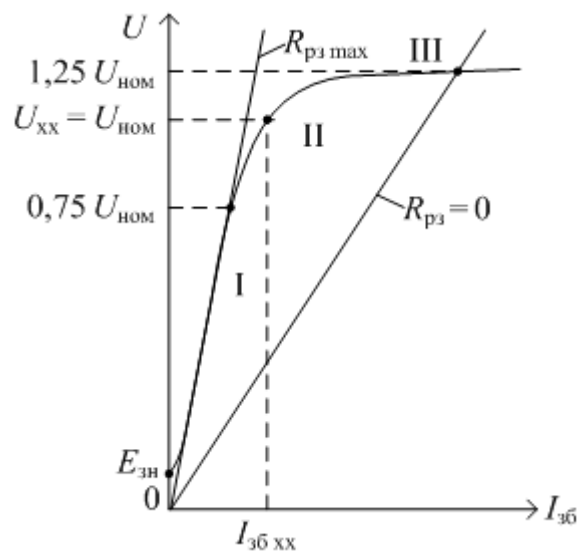
роботу колектора) за допомогою додаткових полюсів, які наводять у секції, що комутує, ЕРС, спрямовану проти реактивної ЕРС.

Способи збудження електричної машини постійного струму



R_{pz} – реостат для регулювання струму збудження. При послідовному збудженні реостат R_{pz} може бути підключений паралельно обмотці збудження і брати на себе частину загального струму I , зменшуючи тим самим струм збудження $I_{зб}$.

Характеристики генератора постійного струму



Неробоча характеристика (характеристика холостого ходу) – це залежність напруги на розімкнених виводах генератора від струму збудження: $U(I_{зб})$ при номінальній частоті обертання $n_{ном}$.

При незалежному збудженні $U = E$, тому що струм $I_a = 0$. Неробоча характеристика відповідає намагнічуванню генератора й характеризується трьома ділянками: I – ненасичена, де незначне збільшення струму $I_{зб}$ різко збільшує

ЕРС, незначні флуктуації приводять до значних коливань напруги; II – ділянка насичення, на якій уповільнюється зростання напруги при збільшенні

струму збудження; це стабільна частина характеристики і посередині неї вибирається точка, що відповідає $U_{\text{ном}}$ при $I_{\text{збхх}}$; III – насичена ділянка, що відповідає незначному впливу збільшенню струму на збільшення напруги.

При паралельному збудженні необхідне попереднє намагнічування нерухомого генератора за схемою незалежного збудження. Тоді, після переключення на паралельне збудження, створена в генераторі залишкова намагніченість $\Phi_{\text{зн}}$ дасть можливість при номінальній частоті обертання отримати ЕРС від залишкової намагніченості $E_{\text{зн}} = C_E \Phi_{\text{зн}} n_{\text{ном}}$. Ця ЕРС у свою чергу сприяє появленню струму збудження, який так пов'язаний з напругою:

$$I_{\text{зб}} = \frac{U}{R_{\text{оз}} + R_{\text{рз}}} \text{ або } U = (R_{\text{оз}} + R_{\text{рз}})I_{\text{зб}}, \text{ де } R_{\text{оз}}, R_{\text{рз}} - \text{опори обмотки збудження і}$$

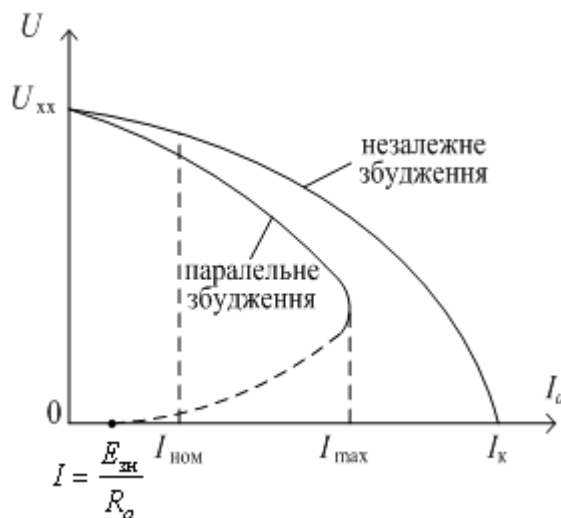
регулювального реостата.

Якщо опір регулювального реостата буде занадто великим струму збудження від залишкової ЕРС не вистачить для намагнічування генератора. Тому максимальний опір реостата вибирають за умови, що з'явиться напруга не менша за $0,75U_{\text{ном}}$. При повному виведенні реостата ($R_{\text{рз}} = 0$)

$$U_{\text{мах}} = 1,25U_{\text{ном}}.$$

Таким чином неробоча характеристика генератора з паралельним збудженням реалізується у діапазоні $0,75U_{\text{ном}} \leq U \leq 1,25U_{\text{ном}}$.

Зовнішня характеристика встановлює зв'язок між струмом якоря I_a та напругою на виході з генератора U , тобто $U(I_a)$ за умови, що $n = n_{\text{ном}}$ і збудження не регулюється.



Загальний вигляд цього зв'язку $U = E - R_a I_a$, тобто збільшення I_a лінійно впливає на зменшення U .

При незалежному збудженні ЕРС $E = C_E \Phi n$ спочатку не змінюється, тому що $\Phi = \text{const}$, і тільки при $I_a > I_{\text{ном}}$ на основний магнітний потік починає помітно впливати реакція якоря (магнітне поле від якорного струму), і він починає зменшуватися до Φ_0 . Відповідно починає зменшуватися E , і при швид-

шується зменшення напруги U . При $U = 0$ встановлюється струм короткого замикання $I_k = \frac{E_0}{R_a}$, де $E_0 = C_E \Phi_0 n$.

При паралельному збудженні магнітний потік Φ починає зменшуватися з самого початку, тому що зменшення напруги U призводить до зменшення струму збудження. Напруга падає швидше ніж при незалежному збудженні, а при досягненні $I_a = I_{\max}$ характеристика втрачає стійкість, тому що напруга вже не спроможна забезпечувати необхідний струм збудження. Генератор розмагнічується до рівня залишкової намагніченості $\Phi_{\text{зп}}$. Струм якоря зменшується до $I = \frac{E_{\text{зп}}}{R_a}$, де $E_{\text{зп}} = C_E \Phi_{\text{зп}} n$.

Регульовальна характеристика встановлює зв'язок між струмом якоря I_a й струмом збудження $I_{\text{зб}}$, який забезпечує підтримання $U_{\text{ном}}$ на виході з генератора у всьому діапазоні навантажень. Тобто це залежність $I_{\text{зб}}(I_a)$ за умови $U = U_{\text{ном}}$; $n = n_{\text{ном}}$.



При незалежному збудженні збільшення навантаження і відповідно – струму якоря I_a потребує меншого збільшення струму збудження порівняно з паралельним збудженням.

Пояснюється це тим, що при паралельному збудженні навантаження більшою мірою впливає на основний магнітний потік завдяки прямій залежності струму збудження від напруги генератора U .

ДВИГУНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Принцип саморегулювання полягає в тому, що при зміні зовнішнього моменту без будь-якого регулювання відповідно до зміни обертів змінюється електромагнітний момент двигуна до такого, що при нових обертах врівноважує зовнішній момент.

$M_{\text{зовн}} \downarrow \uparrow \Rightarrow n \uparrow \downarrow \Rightarrow E = C_E \Phi n \uparrow \downarrow \Rightarrow I_a = \frac{U - E}{R_a} \downarrow \uparrow \Rightarrow M = C_M \Phi I_a \downarrow \uparrow$ до урівноваження $M_{\text{зовн}}$.

Пуск двигуна постійного струму починається при $n = 0$. Це означає, що на початку пуску $E = 0$, а $I_{\text{пуск}} = \frac{U}{R_a}$.

При прямому пускові, коли $U = U_{\text{ном}}$, $I_{\text{пуск}} = \frac{U_{\text{ном}}}{R_a} = (5 \dots 7) I_{\text{ном}}$. Суттєво навантажується електрична мережа, а при затягуванні пуску надмірно нагрівається обмотка якоря. Тому прямий пуск допускається для двигунів потужністю не більше 1...2 кВт.

Для двигунів більшої потужності застосовується *реостатний пуск* або *пуск за пониженою напругою*.

При реостатному пускові послідовно з якорем включається реостат з максимальним опором R_{pa} . Відповідно пусковий струм зменшується до

$I_{\text{пуск}} = \frac{U_{\text{ном}}}{R_a + R_{pa}}$. У міру розкручування якоря виникає й збільшується ЕРС

якоря, опір реостата зменшується до нуля, струм якоря стає $I_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{ном}} - E}{R_a}$.

Пуск за пониженою напругою дає можливість зменшувати пусковий струм. Спочатку пуск відбувається більш повільно, але з появою і збільшенням ЕРС якоря напругу можна підняти до номінальної.

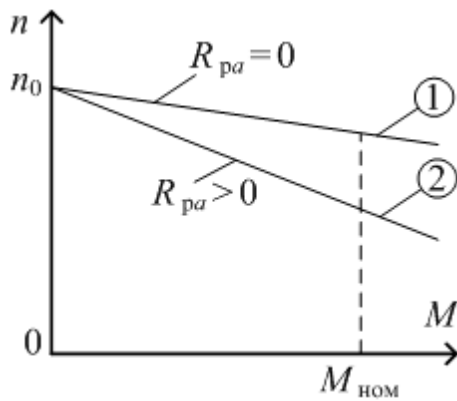
Регулювання обертів двигуна. Враховуючи те, що $E = C_E \Phi n$, з рівняння електричної рівноваги для двигуна: $U = E + R_a I_a$ – можна отримати $n = \frac{U - R_a I_a}{C_E \Phi}$, а якщо ввести в якірне коло регулювальний реостат R_{pa} , то

$$n = \frac{U - (R_a + R_{pa}) I_a}{C_E \Phi}.$$

Відповідно до отриманої формули оберти двигуна n можна регулювати трьома способами:

- струмом збудження, змінюючи основний магнітний потік Φ ;
- напругою U ;
- реостатом у якірному колі R_{pa} .

Механічна характеристика двигуна постійного струму – це залежність $n(M)$ за умови: $U = \text{const}$, збудження не регулюється.



Означені умови при паралельному збудженні дають $\Phi = \text{const}$. Підставляючи у формулу для обертів $I_a = \frac{M}{C_M \Phi}$, отримуємо

$$n = n_0 - \frac{R_a + R_{pa}}{C_E C_M \Phi^2} M, \text{ де } n_0 = \frac{U}{C_E \Phi}.$$

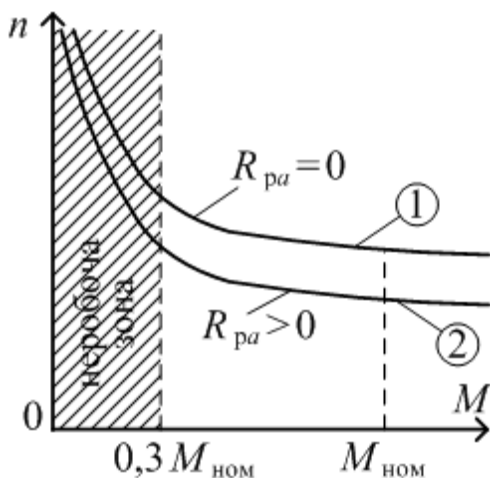
При $R_{pa} = 0$ отримуємо *природну* механічну характеристику 1.

При $R_{pa} > 0$ механічна характеристика 2 буде називатися *штучною*.

При послідовному збудженні $I_{зб} = I_a$, тому $\Phi = k_\phi I_{зб} = k_\phi I_a$ або

$$I_a = \frac{\Phi}{k_\phi}.$$

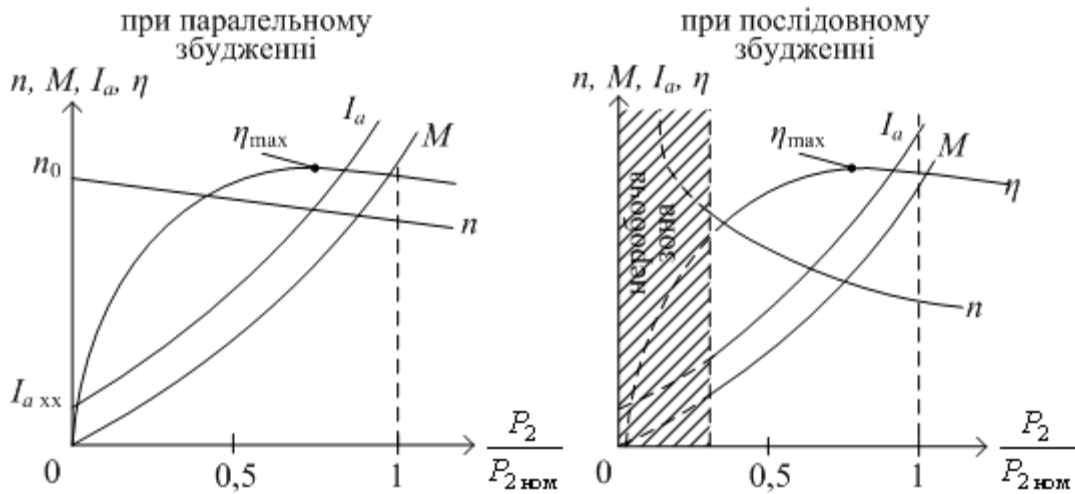
$$\text{Звідси } M = C_M \Phi I_a = \frac{C_M}{k_\phi} \Phi^2, \text{ а } n = \frac{U}{C_E \sqrt{\frac{k_\phi}{C_M} M}} - \frac{R_a + R_{pa}}{C_E k_\phi}.$$



При $R_{pa} = 0$ отримуємо *природну* механічну характеристику 1, особливість якої в тому, що при $M \rightarrow 0$ $n \rightarrow \infty$. Тому при послідовному збудженні двигун не можна включати без зовнішнього моменту. Він піде в “рознос”. Приблизно до $0,3M_{ном}$ його механічна характеристика знаходиться в “неробочій зоні”.

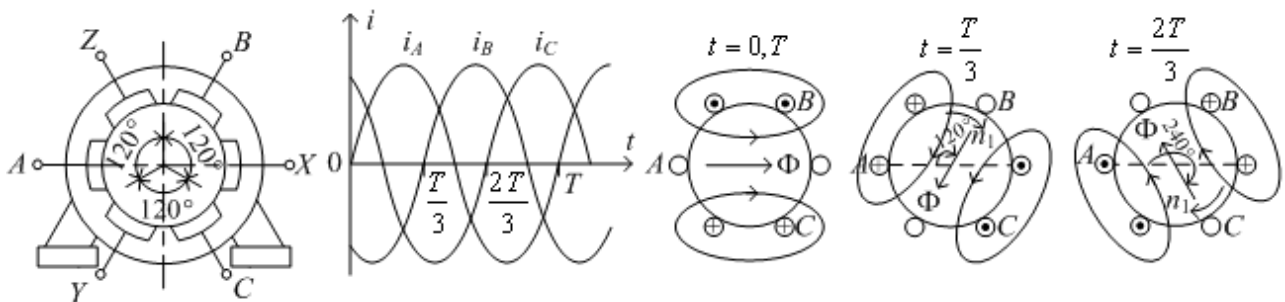
При $R_{pa} > 0$ утворюється *штучна* механічна характеристика 2 з тими ж особливостями, що й природна.

Робочі характеристики ДПС – це залежність n , M , I_a , η від потужності на валу P_2 за умови: $U = \text{const}$, збудження не регулюється. Вони мають вигляд:

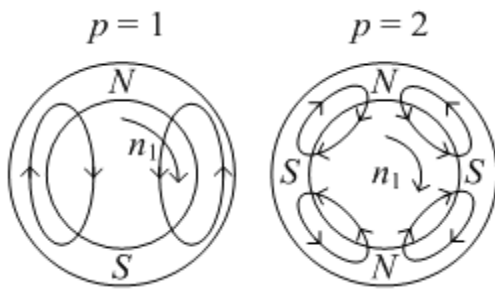


ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ЗМІННОГО СТРУМУ

Отримання обертового магнітного поля в електричній машині змінного струму досягається завдяки тому, що кути між магнітними осями фазних котушок у статорі дорівнюють або кратні кутам фазних зсувів між струмами в цих котушках.



Найпростіше обертове магнітне поле утворюється за допомогою трифазної системи струмів i_A, i_B, i_C , які подаються у фазні обмотки статора, розташовані через 120° . За один період струму T магнітний потік зробить один оберт. Таким чином, кількість обертів магнітного поля за секунду буде дорівнювати частоті змінного струму: $n_1 = f_1$. Це відповідає числу пар полюсів $p = 1$.



Якщо фазні обмотки розташовані через 60° , то за один період змінного струму магнітний потік пройде тільки півкожності, тобто зробить півоберт, що дає $n_1 = \frac{f_1}{2}$. Це відповідає числу пар полюсів $p = 2$.

У загальному випадку $n_1 = \frac{f_1}{p}$. Для еле-

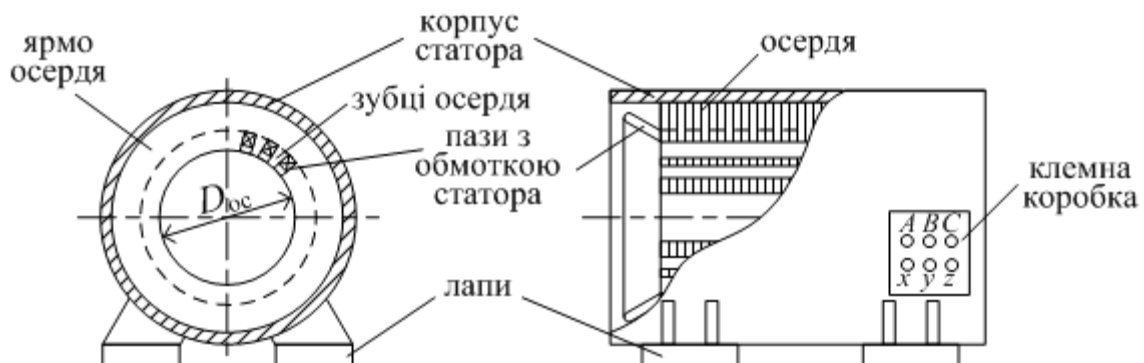
ктричних мереж з частотою $f_1 = 50$ Гц (такі мережі в Європі, зокрема Україні) у таблиці дані оберти магнітного поля в статорах електричних машин змінного струму для різного числа пар полюсів.

Таблиця

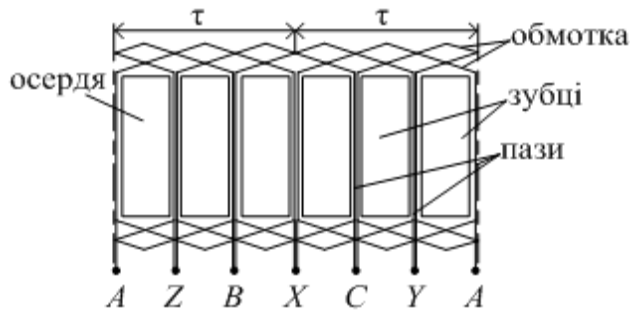
p	1	2	3	4	5	6
n_1 , об/с	50	25	16,7	12,5	10	8,33
n_1 , об/хв	3000	1500	1000	750	600	500

Конструкція статора електричної машини змінного струму, призначеного для створення обертового магнітного поля, зберігає загальну структуру незалежно від того, яка це електрична машина: асинхронна чи синхронна.

У корпусі статора розташовується осердя, набране зі штампованих листів електротехнічної сталі товщиною 0,5 мм. З внутрішнього боку осердя утворюються пази, в які закладається трифазна обмотка статора з ізолюваного мідного проводу. Кінці кожної фазної котушки виведені на клемну коробку.



Відстані між осями парі полюсів осердя статора відповідає полюсне ділення $\tau = \frac{\pi D_{oc}}{2p}$, де D_{oc} – внутрішній діаметр осердя статора.



Якщо розгорнути циліндричну внутрішню поверхню осердя статора для пари полюсів, то добре видно як укладені фазні котушки. Картина повторюється при $p = 2, 3$ і т.д.

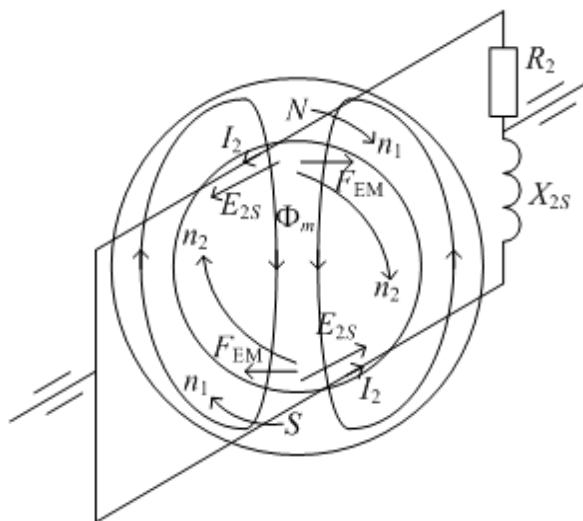
З торців статор закривається щитами, крізь які проходять кінці валу ротора, оперті на підшипники.

Асинхронні електричні машини

Принцип дії.

Розглянемо, як взаємодіє обертове магнітне поле з рамкою із провідникового матеріалу, розташованою в розточці осердя статора.

При перетинанні цієї рамки магнітним потоком Φ_m за правилом правої руки в рамці наведеться ЕРС E_{2S} і виникне струм $I_2 = \frac{E_{2S}}{\sqrt{R_2^2 + X_{2S}^2}}$, де R_2 , X_{2S} – резистивний та індуктивний опори рамки.



Відповідно до правила лівої руки до рамки прикладуться електромагнітні сили F_{EM} , які будуть обертати рамку в напрямку обертання магнітного потоку Φ_m .

Якщо швидкість обертання рамки n_2 зрівняється зі швидкістю обертання магнітного потоку n_1 , ЕРС E_{2S} зникне, тому що по відношенню до обертового магнітного поля рамка стане нерухомою. Вона почне гальмуватися, знову з'явиться різниця обертів n_1 і n_2 , а це поновить ЕРС E_{2S} . Таким чином, працездатність рамки залежить від коефіцієнта ковзання $s = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$. При $s = 0$ обертовий момент буде відсутній.

При розташуванні площини рамки перпендикулярно до магнітного потоку Φ_m електромагнітні сили F_{EM} зникнуть, але якщо таких рамок, з'єднаних

між собою, буде кілька і розташовані вони будуть у різних площинах, то завжди якісь з них будуть створювати електромагнітний момент.

Частота зміни магнітного поля по відношенню до осердя статора $f_1 = p n_1$, а по відношенню до рамки, що належить роторові, $f_2 = p(n_1 - n_2) = \frac{n_1 - n_2}{n_1} p n_1 = s f_1$. При $s = 1$ ($n_2 = 0$, ротор нерухомий) $f_2 = f_1$.

Відповідно загальмовані ЕРС E_2 і індуктивний опір X_2 будуть такими:

$$E_2 = 4,44 f_1 w_2 k_{o62} \Phi_m,$$

де w_2 – число витків обмотки ротора; k_{o62} – обмотковий коефіцієнт ротора.

$$X_2 = 2\pi f_1 L_2,$$

де L_2 – індуктивність обмотки ротора.

Враховуючи те, що $f_2 = s f_1$, отримуємо $E_{2s} = s E_2$, $X_{2s} = s X_2$.

Обертовий магнітний потік Φ_m проходить як крізь обмотку ротора, так і крізь обмотку статора, наводячи в останній ЕРС $E_1 = 4,44 f_1 w_1 k_{o61} \Phi_m$, де w_1 – число витків обмотки статора; k_{o61} – обмотковий коефіцієнт статора.

Можна вважати, що $E_1 \cong U_1$ – напрузі живлення асинхронного двигуна. Коефіцієнт трансформації від обмотки статора до нерухомої обмотки ротора

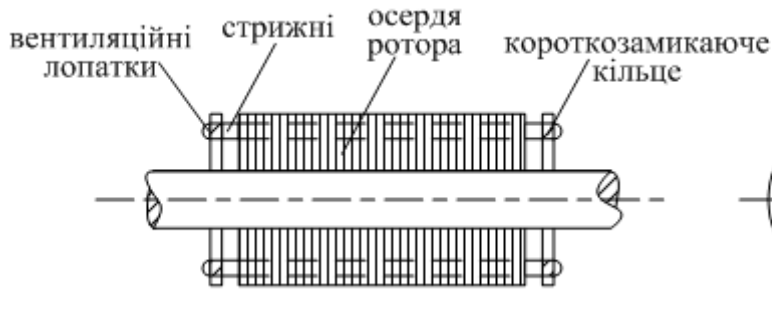
$$k_e = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1 k_{o61}}{w_2 k_{o62}}, \text{ а це дає } E_2 \cong \frac{U_1}{k_e}.$$

Відповідно, $E_{2s} = \frac{s U_1}{k_e}$, а струм в обмотці ротора

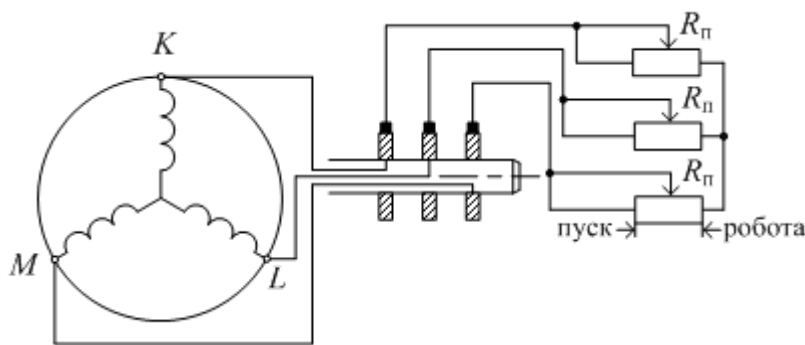
$$I_2 = \frac{E_{2s}}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}} = \frac{s U_1}{k_e \sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}}.$$

Типи роторів асинхронного двигуна

Найбільш поширені *короткозамкнені* ротори, в яких струм проходить по стрижням, що закорочені між собою. Стрижні розташовані в осерді ротора, набраного з листової електротехнічної сталі товщиною 2 мм. Крізь осердя проходить магнітний потік з частотою перемагнічування $f_2 = s f_1$ на рівні 2...3 Гц (в асинхронних двигунах $s_{\text{ном}} = 0,03...0,05$). Тому втрати потужності в осерді ротора практично відсутні.



Застосовується й інший тип обмотки ротора – котушкова трифазна обмотка, яка подібна тій, що й на статорі. Вона закладається пофазно в пази на поверхні осердя ротора, а кінці фазних котушок, з'єднаних “зіркою”, виводяться на контактні кільця.



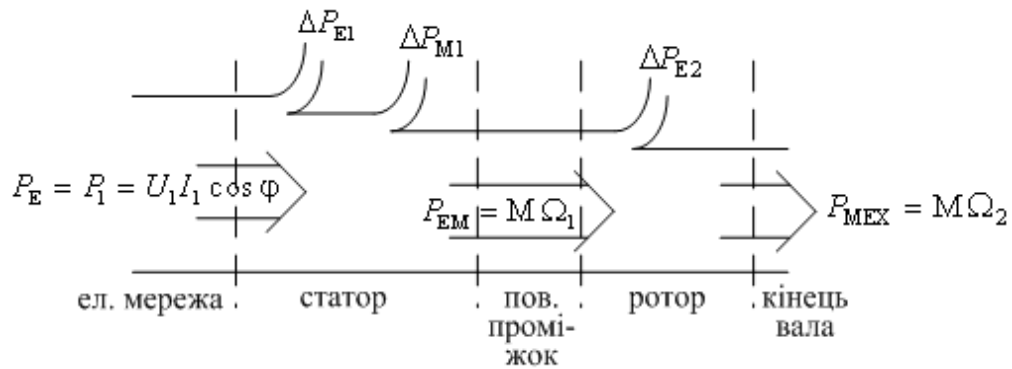
Такий тип ротора називається *фазним*. Через щітки на контактних кільцях він з'єднується з пусковим реостатом, який збільшує опір у колі ротора при пуску. А при виході на робочій режим реостат шунтується, закорочуючи обмотку ротора.

Кількість пар полюсів ротора відповідає кількості пар полюсів статора. Основні параметри двох типів роторів дані в таблиці, де m_2 – число фаз обмотки ротора; N – число стрижнів; m_1 – число фаз обмотки статора.

Таблиця

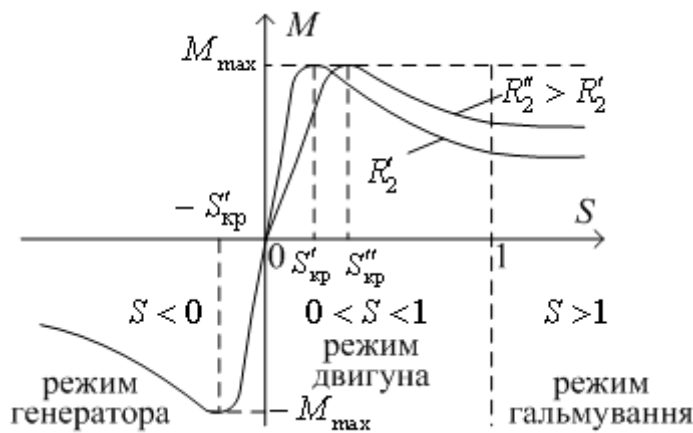
Параметр	Короткозамкнений ротор	Фазний ротор
w_2	1/2	будь-яке
$k_{об2}$	1	0,9...0,95
m_2	N	m_1

Енергетична діаграма асинхронного двигуна



На шляху перетворення електричної енергії P_E в механічну $P_{\text{МЕХ}}$ відбуваються втрати потужності в статорі (електричні в обмотці $\Delta P_{E1} = m_1 R_1 I_1^2$ і магнітні в осерді ΔP_{M1}) і в роторі.

Магнітні втрати в роторі практично відсутні і є тільки електричні $\Delta P_{E2} = m_2 R_2 I_2^2$. Ці втрати визначають різницю P_{EM} і $P_{\text{МЕХ}}$, тобто, з іншого боку, $\Delta P_{E2} = P_{EM} - P_{\text{МЕХ}} = M \Omega_1 - M \Omega_2 = \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1} M \Omega_1 = s M \Omega_1 = s P_{EM}$.



Таким чином, можна записати, враховуючи, що

$$I_2 = \frac{s U_1}{k_e \sqrt{R_2^2 + s^2 X_2^2}}, \text{ наступне}$$

$$s M \Omega_1 = m_2 R_2 \frac{s^2 U_1^2}{k_e^2 (R_2^2 + s^2 X_2^2)},$$

$$\text{де } \Omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p}.$$

Звідси

$$M = C_M \frac{s R_2 U_1^2}{R_2^2 + s^2 X_2^2}, \text{ де } C_M = \frac{p m_2}{2\pi f_1 k_e^2}.$$

Максимальне значення електромагнітного моменту M відповідає умові $\frac{dM}{ds} = 0$, що дає $M_{\text{max}} = \pm C_M \frac{U_1^2}{2X_2}$ при $s_{\text{кр}} = \pm \frac{R_2}{X_2}$. Збільшення R_2 не змінює M_{max} , але збільшує $s_{\text{кр}}$.

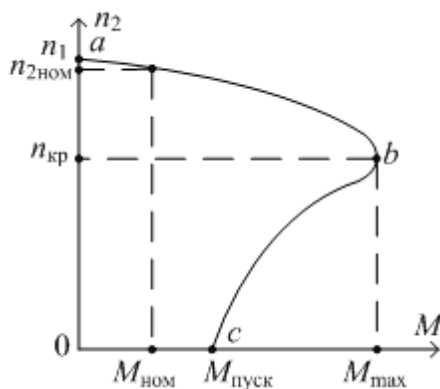
Для визначення електромагнітного моменту зручно користуватися формулою Клосса $M = \frac{2M_{\max}}{\frac{s_{\text{кр}}}{s} + \frac{s}{s_{\text{кр}}}}$.

Крім електромагнітного моменту енергетична діаграма дає можливість проаналізувати залежність від коефіцієнта ковзання s ККД асинхронного двигуна $\eta = \eta_2 \eta_1$, де η_2 – ККД ротора; η_1 – ККД статора. Останній безпосередньо не залежить від s , тому достатньо розглянути

$$\eta_2 = \frac{P_{\text{ЕМ}} - \Delta P_{\text{Е2}}}{P_{\text{ЕМ}}} = \frac{P_{\text{ЕМ}} - s P_{\text{ЕМ}}}{P_{\text{ЕМ}}} = 1 - s.$$

Таким чином, ККД асинхронного двигуна $\eta = \eta_1(1 - s)$. Збільшення ковзання зменшує ККД.

Механічна характеристика асинхронного двигуна це залежність $n_2(M)$ за умови $U_1 = \text{const}$; $f_1 = \text{const}$.



Характеристика має стійку (ab) і нестійку (bc) ділянки.

На ділянці ab при зміні зовнішнього моменту в межах $0 < M_{\text{зовн}} < M_{\text{max}}$ оберти двигуна змінюються в межах $n_1 > n_2 > n_{\text{кр}}$, що супроводжується зміною електромагнітного моменту M , який урівноважує зовнішній момент. Якщо зовнішній момент сягає M_{max} , то подальше зменшення обертів на ділянці bc не збільшує, а зменшує електромагнітний момент і він не може урівноважити зовнішній момент. Двигун зупиняється.

Характерними параметрами механічної характеристики є:

$$\lambda_M = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{ном}}} = 2 \dots 2,8; \lambda_{\text{п}} = \frac{M_{\text{пуск}}}{M_{\text{ном}}} = 1 \dots 1,8 \text{ (для короткозамкнених роторів).}$$

Робочі характеристики АД це залежності n_2 , M , I_1 , $\cos \phi$, η від P_2 за умови: $U_1 = \text{const}$; $f_1 = \text{const}$.

Максимальні значення $\cos \varphi$ і ККД знаходять в зоні $(0,7 \dots 0,8) \frac{P_2}{P_{2\text{ном}}}$, де

P_2 – потужність на валу. Для більшості асинхронних двигунів $\cos \varphi_{\text{max}} = 0,9 \dots 0,95$; $\eta_{\text{max}} = 0,85 \dots 0,95$. У неробочому режимі $\cos \varphi$ зменшується до $0,1 \dots 0,15$, що обумовлює

відносно великий струм споживання (до $0,5$ від номінального) при повній відсутності корисної роботи. Тому “ганяти” асинхронний двигун без навантаження не варто.

Пуск асинхронного двигуна

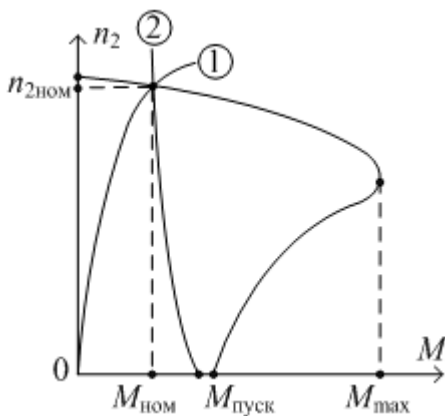
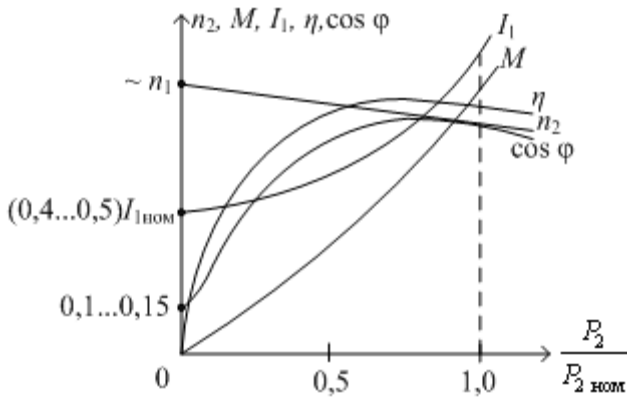
починається з $n_2 = 0$, тобто він являє собою в цю мить свого роду трансформатор, де первинною обмоткою є обмотка статора, а вторинною – короткозамкнена обмотка ротора.

Таким чином, асинхронний двигун попадає в режим короткого замикання трансформатора з відповідним кидком струму до $(5 \dots 7)I_{\text{ном}}$. Наскільки швидко він вийде з цього стану залежить від характеристики навантаження. Найбільш легкою є так звана “вентиляторна” або “насосна” характеристика 1, протидіючий момент якої близький до нуля при $n_2 = 0$.

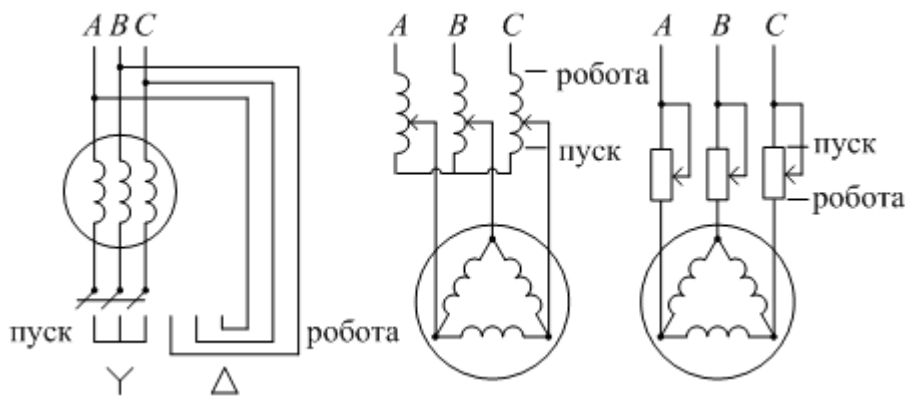
Складніше ситуація з “транспортною” характеристикою 2, коли при $n_2 = 0$ вже є момент опору, як правило, більший за $M_{\text{ном}}$. Цей момент треба подолати, і якщо $M_{\text{пуск}}$ асинхронного двигуна буде менший, то пуск взагалі неможливий.

Тому пуск при вентиляторному навантаженні вважається легким, а при транспортному – важким. У першому випадку використовуються асинхронні двигуни зі звичайними короткозамкненими роторами, в другому – асинхронні двигуни зі спеціальними короткозамкненими або фазними роторами, які забезпечують пуск при $M_{\text{пуск}} = M_{\text{max}}$.

При вентиляторній характеристиці навантаження і потужності асинхронного двигуна до $1 \dots 2$ кВт допускається так званий “прямий” пуск.



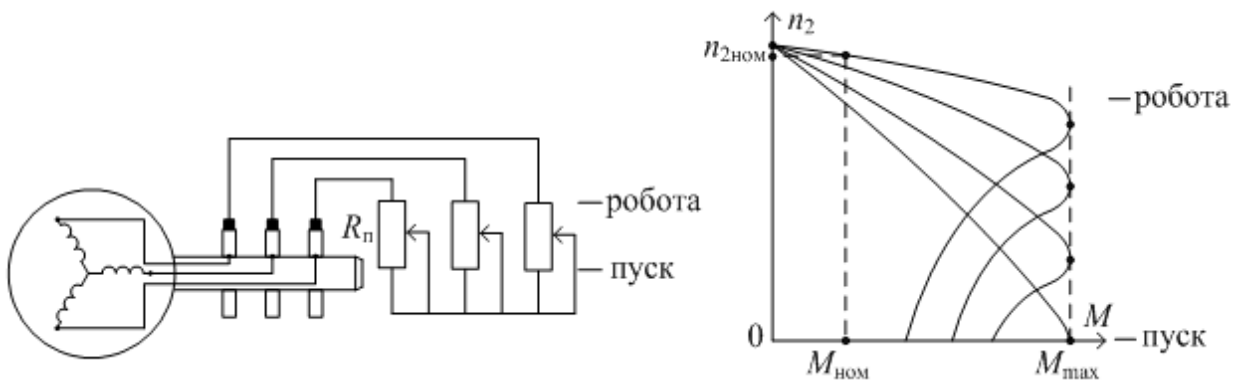
При великій потужності для зменшення пускового струму використовують



ється пуск при зниженій напрузі. Це досягається або з'єднанням фазних обмоток статора "зіркою" під час пуску, що дає зменшення фазної напруги і пускового струму

в $\sqrt{3}$ разів, або використанням пускового автотрансформатора, пускового реостата.

При важкому пускові зменшення пускового струму й збільшення пуско-



вого моменту до M_{\max} можливе за допомогою фазного ротора.

Додаючи опір пускового реостата $R_{\text{п}}$ до активного опору ротора R_2 , з одного боку, можна зменшувати пусковий струм, тому що зменшується струм

ротора $I_2 = \frac{U_1}{k_e \sqrt{(R_2 + R_{\text{п}})^2 + X_2^2}}$, з іншого боку, можна збільшити $M_{\text{пуск}}$ до

M_{\max} , якщо $R_{\text{п}} = X_2 - R_2$. Цьому відповідає $s_{\text{кр}} = \frac{R_2 + R_{\text{п}}}{X_2} = 1$ і $M_{\text{пуск}} = M_{\max}$

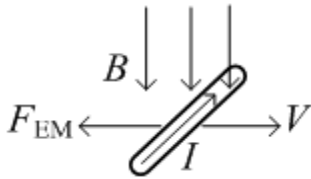
при $n_2 = 0$. Зменшуючи $R_{\text{п}}$ по мірі збільшення обертів n_2 можна проводити пуск, підтримуючи весь час максимальний момент на валу.

Гальмування асинхронного двигуна можливе двома способами.

Найбільш простий – шляхом перемикання двох фаз. Магнітне поле статора починає обертатися в протилежному напрямі – назустріч обертанню ро-

тора – і гальмує його.

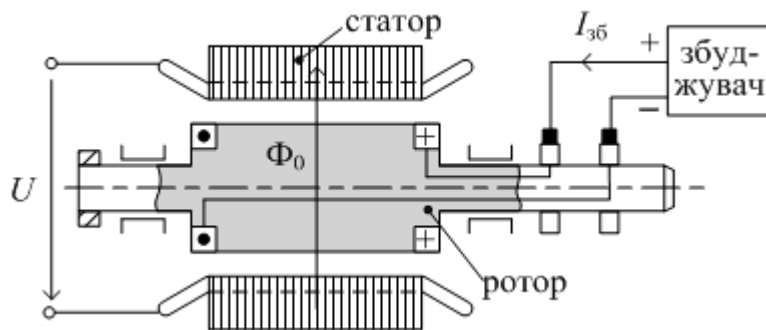
Другий спосіб – це відключення обмотки статора від змінного струму і підключення однієї з фаз до постійного струму.



У нерухомому магнітному полі відповідно до правил правої і лівої рук в обмотці ротора наведеться електромагнітна сила F_{EM} , спрямована проти напрямку обертання ротора. Відбудеться гальмування.

Синхронні електричні машини

Електрична машина змінного струму називається *синхронною*, якщо обертання її ротора дорівнюють обертанням магнітного поля статора: $n_2 = n_1$.



Досягається це завдяки тому, що в обмотку ротора подається струм $I_{зб}$ від стороннього джерела електричної енергії, яке називається *збуджувачем*. Цей струм, протікаючи в обмотці ротора, створює магнітний

потік Φ_0 , який обертається разом з ротором.

При появі струму в обмотці статора i , відповідно, обертового магнітного поля статора, останнє зчіплюється з магнітним потоком Φ_0 ротора, і вони синхронно обертаються разом з однаковим числом обертів $n_2 = n_1$.

Незалежно від того є струм чи ні в обмотці статора, магнітний потік ротора наводить в обмотці статора ЕРС

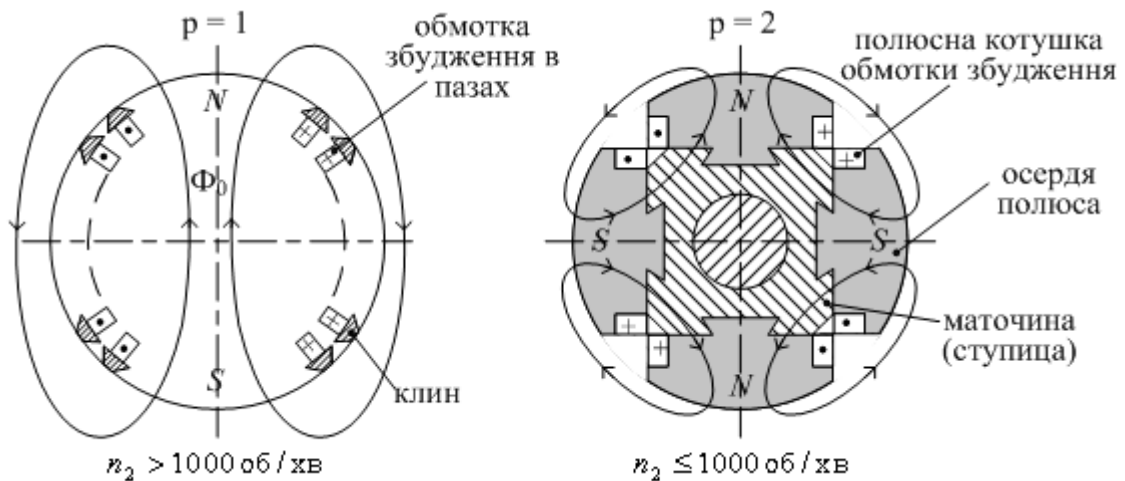
$$E_0 = 4,44 f_1 w_1 k_{об1} \Phi_0.$$

У синхронних мікромашинах магнітний потік Φ_0 утворюється постійними магнітами, розташованими на роторі.

Діапазон потужностей синхронних електричних машин дуже широкий: від кількох ват (мікромашини) до тисячі й більше МВт (турбогенератори, гідроенератори, надпотужні двигуни). У залежності від числа обертів ротори великих синхронних електричних машин бувають двох видів:

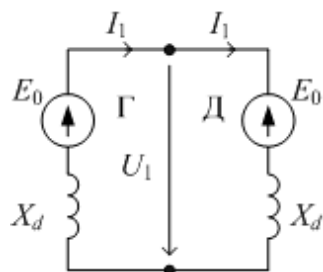
- неявнополюсні, якщо $n_2 > 1000$ об/хв;
- явнополюсні, якщо $n_2 \leq 1000$ об/хв.

Неявнополюсні ротори виготовляються з цілісної феромагнітної поков-



ки, на зовнішній частині якої профрезеровані пази. У пази закладається сідло-подібна обмотка з мідного проводу, кінці якої з'єднуються з контактними кільцями. У пазовій частині обмотка утримується клинними, а в лобовій – бандажними кільцями. Для турбогенераторів маса таких роторів сягає сотні тон.

Явнополюсні ротори складаються з окремих полюсів, закріплених на маточині (ступиці). Кожен полюс має своє осердя з розташованою на ньому котушкою збудження з ізолюваного мідного проводу. З'єднані між собою паралельно або послідовно ці котушки приєднуються до контактних кілець.



Число пар полюсів у таких роторах може сягати кількох десятків (наприклад, у гідрогенераторах), а загальна маса ротора – сотні тон.

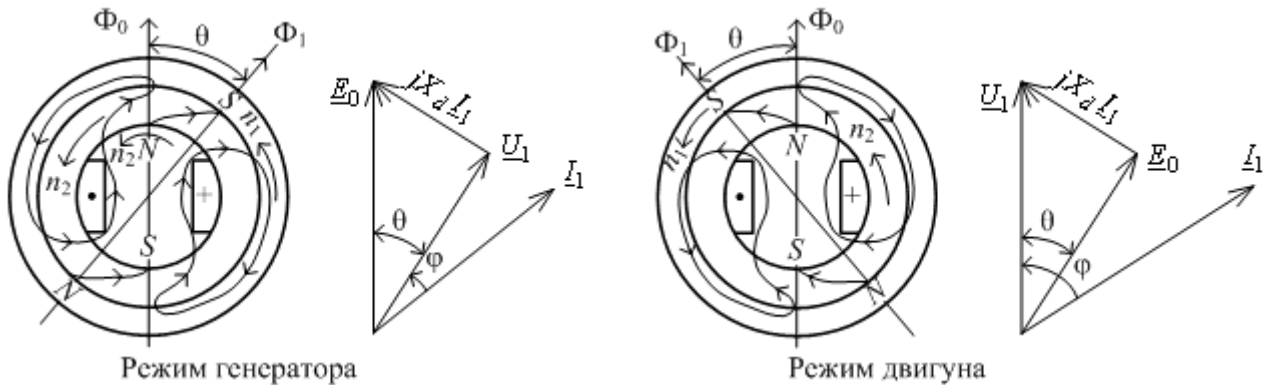
Спрощена схема заміщення синхронної електричної машини, яку можна вважати джерелом ЕРС E_0 , що наводиться магнітним потоком ротора Φ_0 в обмотці статора, яка підключена до електричної мережі з напругою U_1 . При цьому ця синхронна машина може працювати як у режимі генератора (Г), так і в режимі двигуна (Д).

Резистивний опір обмотки статора R_1 в синхронній електричній машині набагато менший за індуктивний опір X_d , який складається з основного, пов'язаного з магнітним потоком ротора Φ_0 , і додаткового, від потоків розсіювання навколо обмотки статора Φ_1 . У наслідок того, що $R_1 \ll X_d$, R_1 можна не

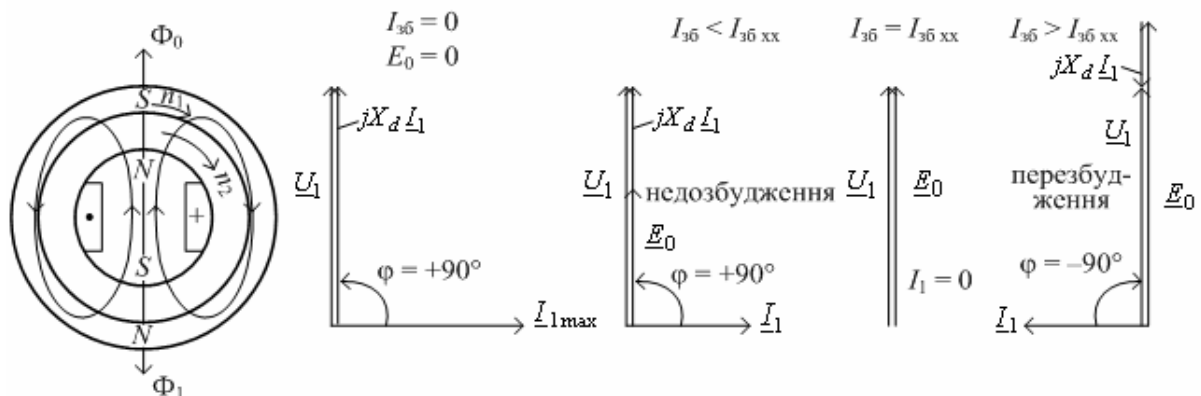
вводити в рівняння електричної рівноваги синхронної машини, яке буде мати вигляд:

- для генераторного режиму $\underline{U}_1 = \underline{E}_0 - jX_d \underline{I}_1$;
- для двигунного режиму $\underline{U}_1 = \underline{E}_0 + jX_d \underline{I}_1$.

Відповідні спрощені векторні діаграми з прив'язкою до силової взаємодії магнітних полів ротора й статора будуть такими:



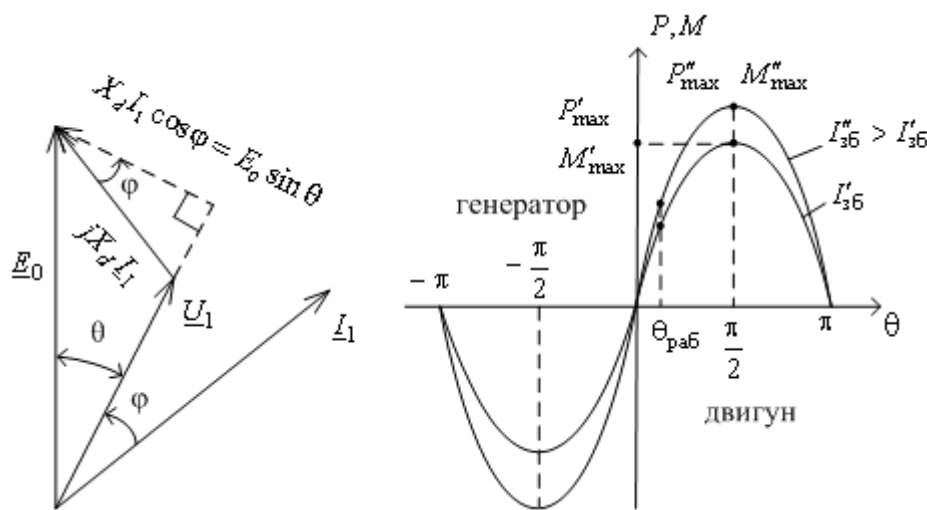
Синхронна електрична машина може працювати також у режимі синхронного компенсатора. Особливість цього режиму полягає в тому, що ротор не з чим ні з'єднаний, тобто механічна енергія не передається. У той же час, синхронна машина підключена до електричної мережі з напругою U_1 , в обмотці статора проходить струм I_1 . Такій ситуації відповідає $P = U_1 I_1 \cos \varphi = 0$, що можливо тільки за умови $\varphi = \pm 90^\circ$. При цьому $\underline{U}_1 = \underline{E}_0 + jX_d \underline{I}_1$, а кут $\theta = 0^\circ$. Тобто магнітні осі обертового магнітного поля статора й ротора спрямовані зустрічно, їх полюси притягуються один до одного й міцно утримуються взаємно нерухомими із-за відсутності зовнішнього моменту.



Якщо в ротор не подається струм збудження ($I_{зб} = 0$), в обмотці статора не наводиться ЕРС E_0 і вона являє собою котушку з індуктивним опором X_d , увімкнуту на напругу U_1 . Цьому відповідає $I_{1\max} = \frac{U_1}{X_d}$. У міру того, як збільшується струм збудження, зменшується струм в обмотці статора $I_1 = \frac{U_1 - E_0}{X_d}$ і при $U_1 = E_0$ стає рівним нулю. При подальшому збільшенні струму збудження струм в обмотці статора змінює свій напрям, і синхронний компенсатор переходить в ємнісний режим.

Таким чином, при паралельній роботі з електричною мережею синхронний компенсатор може покращувати її загальний $\cos \varphi$.

Кутова характеристика синхронної машини дає залежність P , M від кута θ за умови $U_1 = \text{const}$; $I_{зб} = \text{const}$.



З векторної діаграми отримуємо
 $X_d I_1 \cos \varphi = E_0 \sin \theta$
 , тобто

$$I_1 \cos \varphi = \frac{E_0}{X_d} \sin \theta.$$

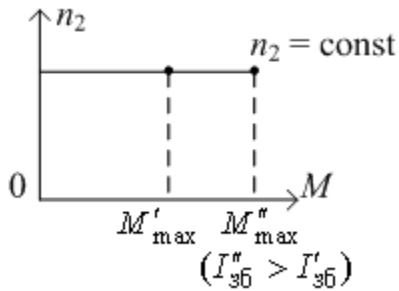
Відповідно залежність активної потужності й моменту від кута θ буде мати вигляд:

$$P = U_1 I_1 \cos \varphi = P_{\max} \sin \theta, \text{ де } P_{\max} = \frac{U_1 E_0}{X_d}; \quad M = \frac{P}{\Omega_2} = M_{\max} \sin \theta, \text{ де}$$

$$M_{\max} = \frac{U_1 E_0}{2\pi n_2 X_d}.$$

До кута $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ характеристика має стійкий характер, тобто збільшенню кута θ відповідає збільшення моменту M . Після досягнення куту $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ при подальшому його збільшенні момент падає, стійкість втрачається і синхронна машина або зупиняється (двигун), або іде в “рознос” (генератор) і потребує аварійної зупинки.

Стійкість синхронної машини підвищується при збільшенні струму збудження.



Механічна характеристика синхронного двигуна $n_2(M)$ за умови $U_1 = \text{const}$; $I_{\text{зб}} = \text{const}$ витікає з кутової характеристики.

Її особливістю є те, що до досягнення M_{max} зовнішній момент не зменшує оберти двигуна, які залишаються незмінними до втрати стійкості.

Як вже відзначалося, стійкість синхронного двигуна можна підвищувати за допомогою струму збудження.

МОДУЛЬ ТРЕТІЙ – ЕЛЕКТРОНІКА

Електроніка – це галузь науки й техніки, що базується на загальних законах і поняттях електротехніки й вивчає фізичні явища, пов'язані з пересуванням заряджених часток (переважно електронів) у вакуумі, газі, кристалічних структурах, а також устрій і характеристики приладів, пристроїв і систем, побудованих на основі цих фізичних явищ.

Таким чином, розрізняють *фізичну електроніку* і *технічну електроніку*.

Основні функціональні напрями останньої:

- *інформаційна електроніка*, яка охоплює зв'язок, електронно-обчислювальну та електронно-вимірювальну техніку, різного виду системи керування;
- *енергетична електроніка*, яка використовується при перетворенні потоків електричної енергії середньої й великої потужності;
- *медична електроніка*, що пов'язана з системами діагностики та лікування;
- *електронна технологія*, спрямована на здійснювання технологічних процесів, в основі яких лежить використання електромагнітних хвиль, електронних та іонних пучків.

Сучасні електронні прилади, які використовуються в технічній електроніці, можуть бути на струми від 10^{-18} А до 10^4 А, реагувати на напруги від 10^{-14} В до 10^4 В, споживати потужність від 10^{-25} Вт до 10^3 Вт.

Більш ніж 90 % електронних приладів напівпровідникові.

Клас напівпровідникового приладу визначає напруга, яку він може витримувати:

до 100 В – 1-й клас;

до 200 В – 2-й клас;

.....

.....

до 4000 В – 40-й клас – самий високий на сьогодні.

Напівпровідникові матеріали

Ознакою належності речовини до класу напівпровідників можна вважати рівень провідності, який відповідно до питомого опору знаходиться посередині між провідниками й діелектриками:

– для провідників $\rho = 10^{-8} \dots 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}$;

– для напівпровідників $\rho = 10^{-2} \dots 10^6 \text{ Ом} \cdot \text{м}$;

– для діелектриків $\rho > 10^{12} \text{ Ом} \cdot \text{м}$.

Найбільш поширені серед напівпровідників кремній Si (до 90 %) та германій Ge, що належать до IV валентної групи, а також цілий ряд сполук типу оксидів міді Cu_2O і цинку ZnO , арсеніду галію GaAs , карбіду кремнію SiC та ін.

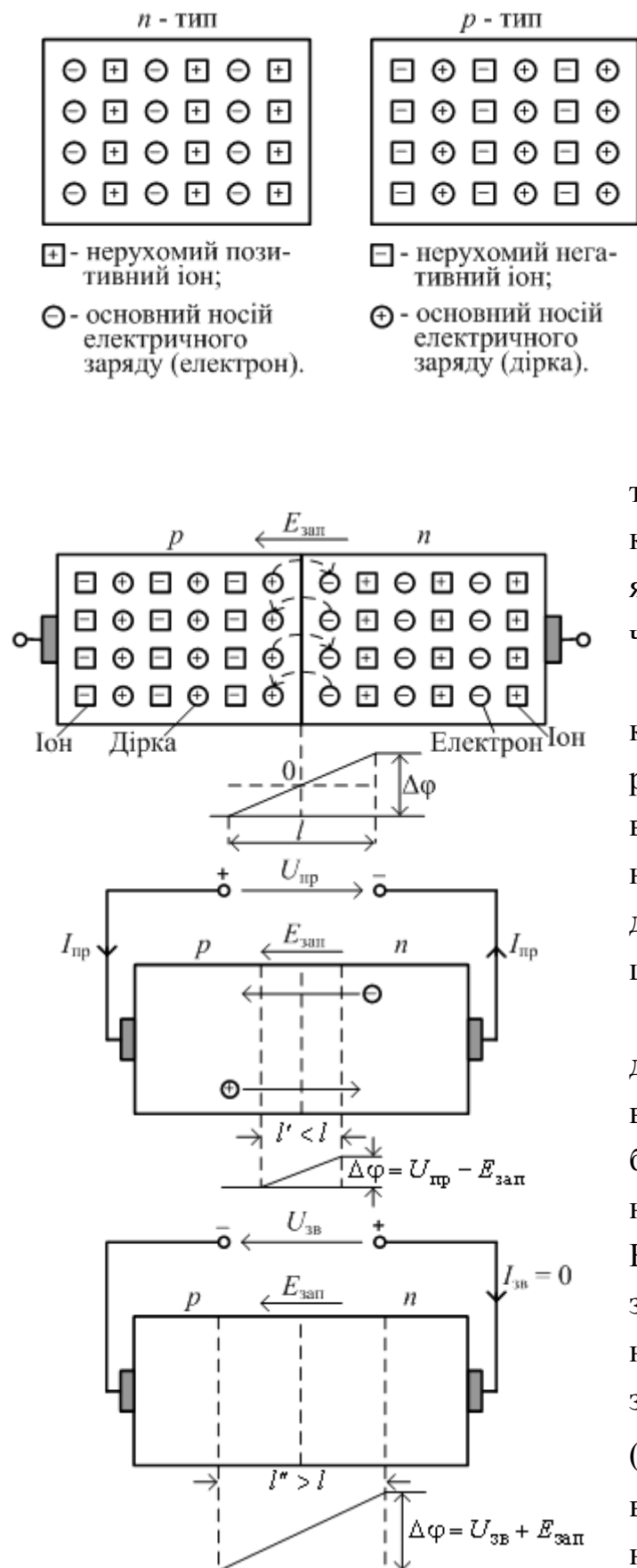
Характерною особливістю напівпровідникових матеріалів є те, що їх провідність суттєво залежить від зовнішніх факторів (температури, електричного поля, освітлення, механічного навантаження та ін.).

Особливо впливає присутність у напівпровіднику домішок, які суттєво змінюють не тільки значення, а й характер провідності. Навіть невелика домішка (до 10 атомів на 10^6 атомів напівпровідника) наближає його провідність до провідності металів.

Домішки, які сприяють збільшенню в напівпровіднику електронів, називають *донорними*, а ті, що сприяють збільшенню дірок (рухомих позитивних зарядів, які утворюються з атомів напівпровідника внаслідок втрати електрона із зовнішньої орбіти) – *акцепторними*.

Донорними будуть домішки V валентної групи (наприклад, фосфор P) по відношенню до напівпровідника IV валентної групи (наприклад, кремнію Si). Утворюється напівпровідник *n-типу*, у якому основними носіями електричних зарядів стають електрони, а домішкові атоми, що втратили електрон, стають нерухомими позитивними іонами. Незначна кількість дірок залишається в

якості неосновних носіїв електричних зарядів. Тому, у спрощеній структурі напівпровідника їх можна не показувати.



Акцепторними будуть домішки III валентної групи (наприклад, індій In) по відношенню до напівпровідника IV валентної групи. Утворюється напівпровідник *p*-типу, у якому основними носіями електричних зарядів стають дірки, а домішкові атоми, що приєднали електрон, стають нерухомими негативними іонами. Незначна кількість електронів залишається в якості неосновних носіїв електричних зарядів.

p-*n* перехід у напівпровідникові виникає при з'єднанні напівпровідників *n*- і *p*-типу. Наприклад, він утворюється в пластині кремнію, якщо з одного її боку вводити донорну домішку, а з іншого – акцепторну.

У місці контакту напівпровідників різного типу відбувається взаємна дифузія й активна рекомбінація основних носіїв електричних зарядів – електронів і дірок. Внаслідок цього в контактній зоні залишаються нерухомі позитивні й негативні іони, між якими виникає запираюче електричне поле $E_{зп}$ (потенційний бар'єр $\Delta\phi$), спрямоване проти напряму руху основних носіїв електричних зарядів.

Якщо до p - n переходу підключити пряму напругу $U_{пр}$ (“+“ на p , “-“ на n), то вона буде діяти проти запираючого електричного поля $E_{зап}$ і зменшувати потенційний бар’єр. Основні носії електричних зарядів почнуть рухатися, утвориться прямий струм $I_{пр}$.

При зворотному підключенні напруги $U_{зв}$ (“-“ на p , “+“ на n), вона додається до запираючого електричного поля $E_{зап}$, потенційний бар’єр збільшується і струм не проходить, якщо p - n перехід ідеальний (вважаємо, що неосновні носії електричних зарядів відсутні).

Таким чином, p - n перехід являє собою якісно новий вид нелінійного опору, значення якого, перш за все, залежить від полярності прикладеної напруги. За однієї полярності (пряме включення) його опір малий і близький до нуля (утворюється начебто закорочення електричного кола). За іншої полярності (зворотне включення) його опір великий – на рівні діелектриків, і можна вважати, що в цьому місці електричне коло є розірваним.

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

Усі базові напівпровідникові прилади умовно можна поділити на дві основні групи: *резистори*, що створюють більший чи менший опір на шляху електричного струму, і *вентилі*, які, використовуючи властивості p - n переходу, можуть пропускати або не пропускати електричний струм.

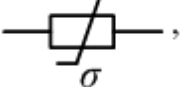
До останніх відносяться *діоди*, *транзистори* і *тиристори*.


Принцип дії, характеристики й способи включення базових напівпровідникових приладів суттєво не змінюються при їх об’єднанні в інтегральні мікросхеми. Вони також становлять основу всієї електронно-логічної схемотехніки.

лінійні резистори - 

варистори - 

термістори - 

тензорезистори - 

фоторезистори - 

Напівпровідникові резистори

До них відносяться:

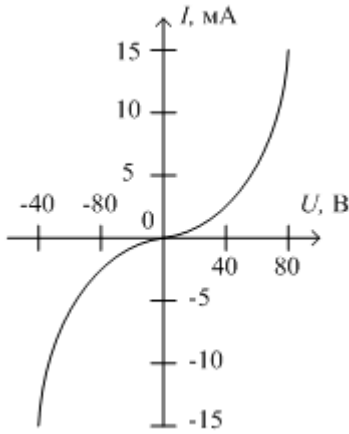
Усі ці електричні опори з двома виводами, виготовлені з рівномірно легованих напівпровідникових матеріалів.

Лінійний резистор практично не змінює свій опір у широкому діапазоні напруг й

струмів. Такі резистори поширені в інтегральних мікросхемах.

Варистор – це напівпровідниковий резистор, опір якого залежить від прикладеної напруги, його вольт-амперна характеристика нелінійна й симетрична відносно початку координат.

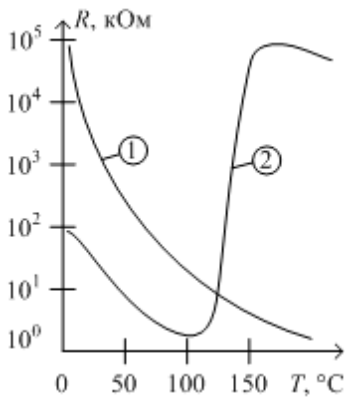
Головний параметр – це коефіцієнт нелінійності:



$$\lambda = \frac{R}{R_d} = \frac{U/I}{dU/dI},$$

де R, R_d – статичний і динамічний опори варистора;
 U, I – напруга й струм.

Коефіцієнт нелінійності варисторів знаходиться в діапазоні 2...6, що дозволяє використовувати їх для захисту приладів та елементів електричних схем від перенапруги, стабілізації й регулювання напруги й струму.

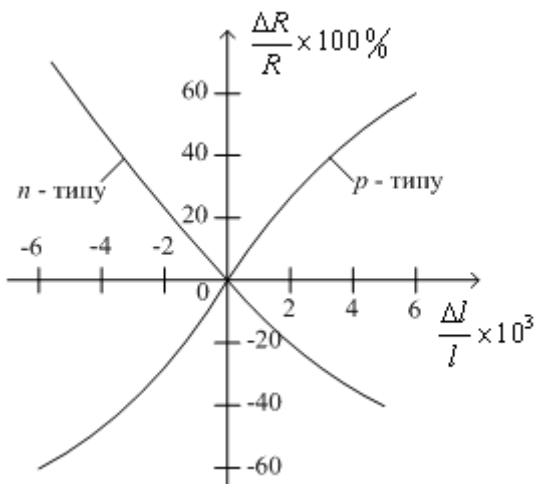


Терморезистор – це напівпровідниковий резистор, опір якого істотно залежить від температури. Розрізняють два види терморезисторів: *термістор* 1, опір якого різко зменшується при збільшенні температури, і *позистор* 2, опір якого різко збільшується при досягненні певного рівня температури (робоча ділянка характеристики).

Характеризує роботу терморезистора температурний коефіцієнт

$$\alpha = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT} \cdot 100 \% / ^\circ\text{C},$$

що показує відсоткову зміну опору при зміні температури.



Для термісторів $\alpha = -(3...7) \% / ^\circ\text{C}$;

для позисторів $\alpha = (10...50) \% / ^\circ\text{C}$.

Використовуються термістори в системах вимірювання й регулювання температури, теплового захисту, протипожежної сигналізації.

Тензорезистор – напівпровідниковий резистор, опір якого залежить від його механічної деформації. Закріплений на-

лежним чином на деталях різного роду машин і механізмів тензорезистор дозволяє вимірювати деформацію цих деталей і визначати за допомогою закону Гука механічні напруги в них.

Найважливішою для тензорезисторів є їхня деформаційна характеристика, яка показує залежність відносного опору тензорезистора $\Delta R/R$ від його відносної деформації $\Delta l/l$, де l – довжина тензорезистора.

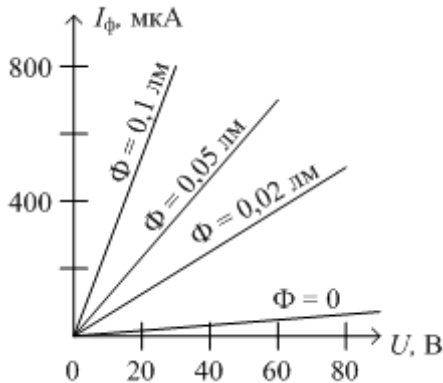
$$\text{Коефіцієнт тензочутливості } K_{\sigma} = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l}$$

знаходиться у діапазоні від -150 до +150.

Фоторезистор – це напівпровідниковий резистор, опір якого змінюється залежно від параметрів освітлення.

Основна характеристика фоторезистора це вольт-амперна характеристика, що показує, як зі збільшенням освітлення зростає струм.

Загальна чутливість фоторезистора $S = I_{\phi} / \Phi$ може досягати 20 А/лм.



Напівпровідникові діоди

Напівпровідниковим діодом називається електронний прилад з двома виводами, між якими розташований кристал з одним *p-n* переходом.

Для виготовлення напівпровідникових діодів найчастіше використовують кремній (до 150°С) або германій (до 85°С).

Основні види напівпровідникових діодів:

- випрямні діоди -

- стабілітрони -

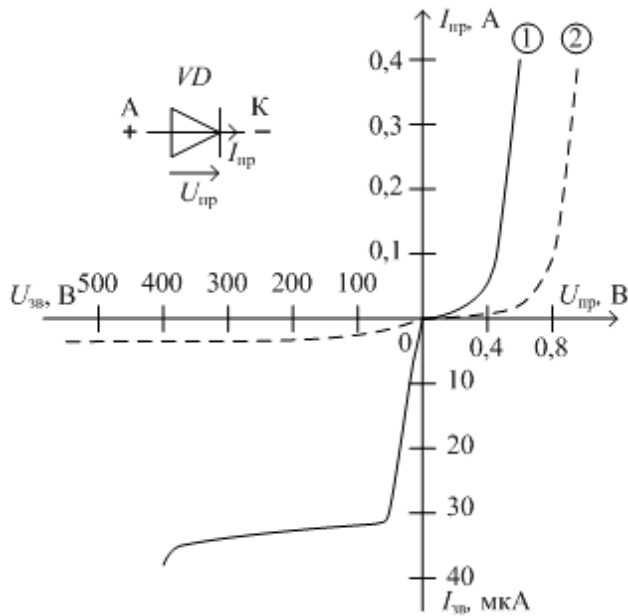
- варикапи -

- світлодіоди -

- фотодіоди -

Випрямний діод призначений для випрямлення змінного струму, його робота заснована на здатності *p-n* переходу пропускати струм практично тільки в одному напрямку. Це відповідає так званому *прямому включенню* діода, коли на аноді А “+”, а на катоді К “-“. Відповідно за іншої полярності буде *зворотне включення*.

Основною характеристикою напівпровідникового діода є вольт-амперна характеристика. У германієвих діодів 1 пряме падіння



напруги менше порівняно з кремнієвими 2, тобто менше теплова потужність, яка виділяється в діоді й гріє його. Але зворотні параметри кращі в кремнієвих діодів: менший зворотний струм і більша зворотна напруга, яку діод може витримувати.

Для зменшення нагрівання потужних діодів застосовують більш ефективні способи їх охолодження: монтаж на радіаторах, обдування та ін. Якщо до діода прикласти велику пряму напругу $U_{пр}$, то виникне неприпустимо великий прямий струм

$I_{пр}$ і за декілька секунд діод розжариться та зруйнується. Але при одноразовому короткочасному включенні (до 0,1 с) цього не станеться, діод зможе витримати 50...100-кратне перевантаження.

При включенні напівпровідникового діода на зворотну напругу $U_{зв}$ надмірне її підвищення може привести до лавинного пробію $p-n$ переходу і руйнуванню діода. Тому діоди надійно працюють при зворотних напругах, не вищих за 0,7...0,8 від пробивних.

Параметри діодів різного рівня потужності наведені в таблиці.

Тип діода	Параметри		
	Допустимий прямий струм $I_{пр\ max}$, А	Допустима зворотна напруга $U_{зв\ max}$, В	Зворотний струм $I_{зв}$, мкА при $U_{зв\ max}$
Крапкові	0,01...0,1	25...150	0,1...10
Площинні:	малопотужні	0,1...1,0	10...200
	потужні	1,0...2000	1000...5000

Для роботи з більш високими зворотними напругами випускаються так звані *діодні стовпи*, в яких послідовно з'єднані від 5 до 50 діодів.

У тому разі, коли потрібно збільшувати не тільки зворотну напругу, а й прямий струм, використовують *силові діодні збірки*, у яких діоди з'єднуються і послідовно, і паралельно.

Напівпровідниковий стабілітрон відрізняється від випрямного діода тим, що його зворотна напруга в зоні електричного пробою мало залежить від значення струму. Тому за його допомогою можна підтримувати стабільну напругу $U_{ст}$.

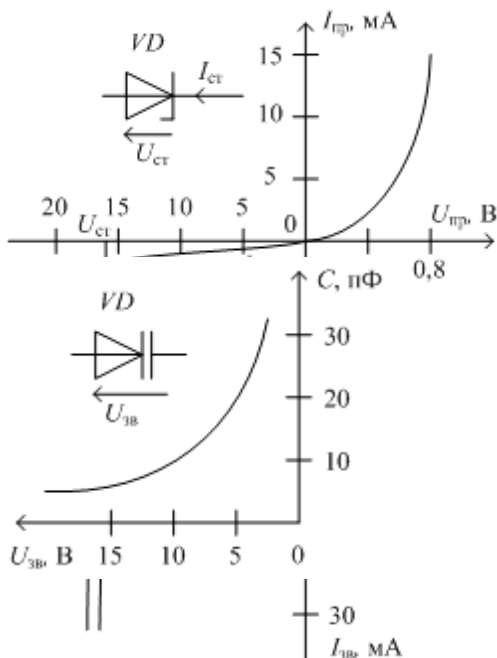
На вольт-амперній характеристиці стабілітрона виділяються такі параметри: практично незмінна напруга $U_{ст}$; мінімальний $I_{ст\ min}$ і максимальний $I_{ст\ max}$ струми стабілізації; температурний коефіцієнт напруги на ділянці стабілізації

$$TKU = \frac{1}{U_{ст}} \cdot \frac{dU_{ст}}{dT} \cdot 100 \% / ^\circ C.$$

Стабілітрони випускаються на $U_{ст} = 1...1000$ В за зворотними струмами на ділянці стабілізації від $I_{ст\ min} \approx 1...10$ мА до $I_{ст\ max} \approx 50...2000$ мА, тобто

$$\frac{I_{ст\ max}}{I_{ст\ min}} \approx 50...200.$$

Температурний коефіцієнт напруги TKU для більшості стабілітронів до-



рівнює $(-0,05...+0,2) \% / ^\circ C$, а для прецизійних стабілітронів, призначених для використання в перевірочних електровимірювальних приладах високого класу, він сягає $\pm 0,0005 \% / ^\circ C$.

Варикап – це напівпровідниковий діод, у якому ємність залежить від зворотної напруги $U_{зв}$. Тому він використовується як елемент з електрично керованою ємністю.

Основними параметрами варикапа є загальна ємність C , яка фіксується при зворотній напрузі $U_{зв} = 2...5$ В, і коефіцієнт перекриття за ємністю $K_C = C_{max} / C_{min}$. Для більшості варикапів $C = 10...500$ пФ, $K_C = 2...20$.

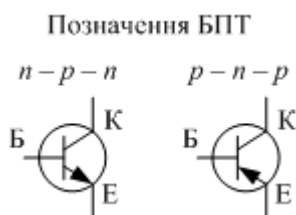
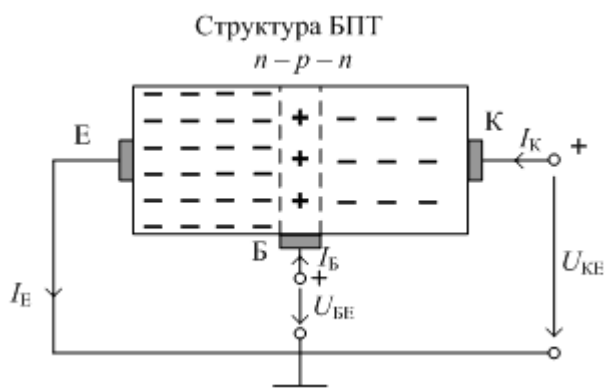
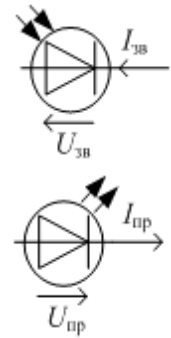
Найчастіше варикапи використовують у системах дистанційного керування й автоматичного підстроювання частоти.

Фото- і світло діоди засновані на взаємодії оптичного випромінювання (видимого, інфрачервоного або ультрафіолетового) з носіями електричного заряду в $p-n$ переході.

У фотодіоді внаслідок освітлення збільшується зворотний струм.

У світлодіоді при проходженні прямого струму виникає інфрачервоне або видиме випромінювання.

Світлодіоди з інфрачервоним випромінюванням використовуються в оптоелектроніці. У видимому діапазоні застосовуються індикаторні світлодіоди (СІД), розміри кристала в яких приблизно $0,3 \times 0,3 \times 0,2$ мм³, а колір випромінювання може відповідати будь-якому кольору веселки.



найбільш насичена основними носіями електричних зарядів (електронами або дірками), називається *емітером* Е. Мало насичений зарядами того ж знаку шар називається *колектором* К. Розділяє емітер і колектор дуже вузький слабологований шар з основними носіями електричних зарядів протилежного знаку, який називається *базою* Б. Основний струм має проходити між колектором і емітером під впливом напруги U_{KE} .

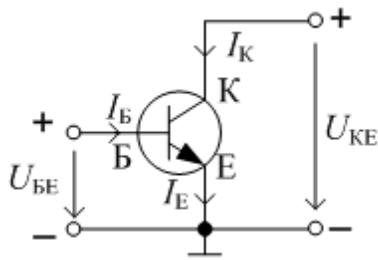
Транзистори

Транзистором називається напівпровідниковий прилад, у якому можна змінювати протікаючий струм за допомогою набагато меншого струму або електричного поля.

Залежно від способу керування струмом транзистори діляться на *біполярні, польові та IGBT*.

Біполярний транзистор складається з трьох шарів з провідністю p - і n -типів, які чергуються в напівпровідниковому кристалі. Частина кристала,

У активному режимі біполярний транзистор вмикається таким чином, що емітер знаходиться під прямою напругою і $p-n$ перехід між ним і базою відкритий. Колектор, знаходиться під зворотною напругою, і $p-n$ перехід між ним і базою закритий. Тому достатньо подати невелику пряму напругу на базу U_{BE} , щоб цей $p-n$ перехід відкрився і основні носії електричних зарядів з емітера через базу пішли на колектор. Виникає струм емітера $I_E = I_K + I_B$ з кое-



фіцієнтом передачі на колектор

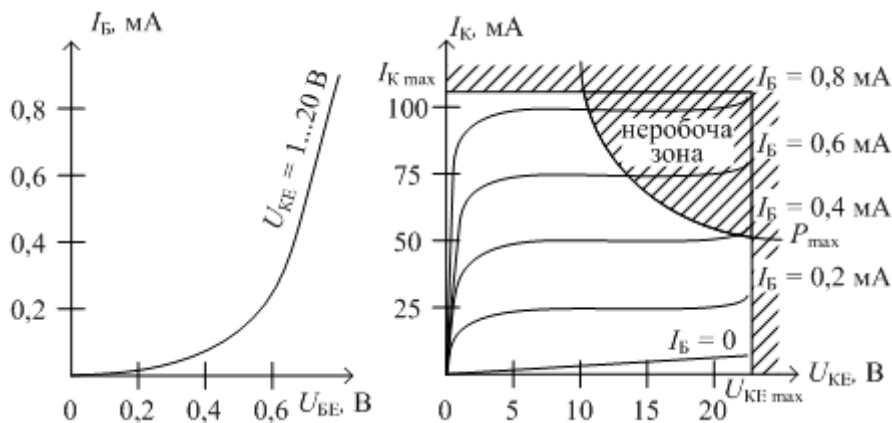
$$\alpha = \frac{I_K}{I_E} = 0,995 \dots 0,95.$$

Струм бази I_B невеликий і пов'язаний зі струмом колектора I_K таким чином $I_K = \beta I_B$, де

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cong 20 \dots 200.$$

Можливі три схеми включення біполярного транзистора: зі *спільною базою* (СБ), зі *спільним емітером* (СЕ), зі *спільним колектором* (СК). Найчастіше вживається та, де спільним для входу й виходу є емітер. При такому включенні транзистора підсилювання входної напруги й струму буде найбільшим:

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{KE}}{U_{BE}} \gg 1; \quad K_I = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_K}{I_B} = \beta \gg 1.$$



Для такого включення біполярного транзистора залежність $I_B(U_{BE})$ буде входною характеристикою, а залежність $I_K(U_{CE})$ при $I_B = \text{const}$ – вихідною характеристикою. Зазвичай надається набір вихідних характеристик при різних значеннях базового струму.

Робота біполярного транзистора істотно залежить від температури, яка пропорційна втратам потужності в ньому $P = U_{KE} \cdot I_K$. Тому його робоча зона обмежена максимально допустимими: потужністю втрат P_{max} , струмом $I_{K \text{ max}}$

(руйнація кристалічної структури), напругою $U_{KE \max}$ (електричний пробій).

Колекторний струм помітно збільшується з підвищенням температури, що негативно впливає на роботу транзистора, тому в разі необхідності транзистор треба ефективно охолоджувати.

Підвищення частоти струму зменшує час на проходження носія електричних зарядів відстань від емітера до колектора, а це призводить до зменшення коефіцієнта передачі за струмом β . На практиці *граничною частотою* $f_{гр}$ вважається така, за якою β зменшується в $\sqrt{2}$ рази.

Класифікація й деякі параметри біполярних транзисторів наведені в таблиці.

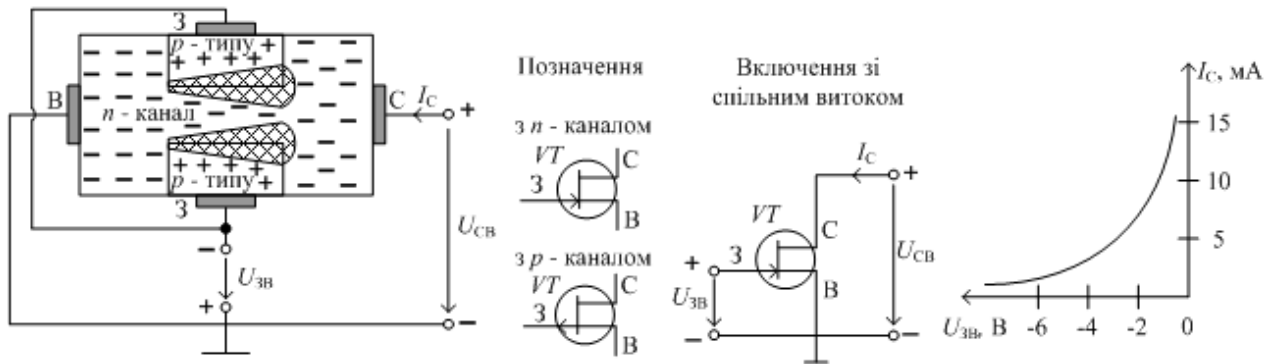
Тип транзистора	Параметри		
	$U_{KE \max}$, В	$I_{K \max}$, А	$f_{гр}$, МГц
Малопотужні	5...25	0,01...0,3	до 8000
Середньої потужності	25...100	0,3...3,0	до 1000
Великої потужності	50...1000	0,5...10	до 300

Польові транзистори

Керуються електричним полем (напругою) і поділяються на такі види:

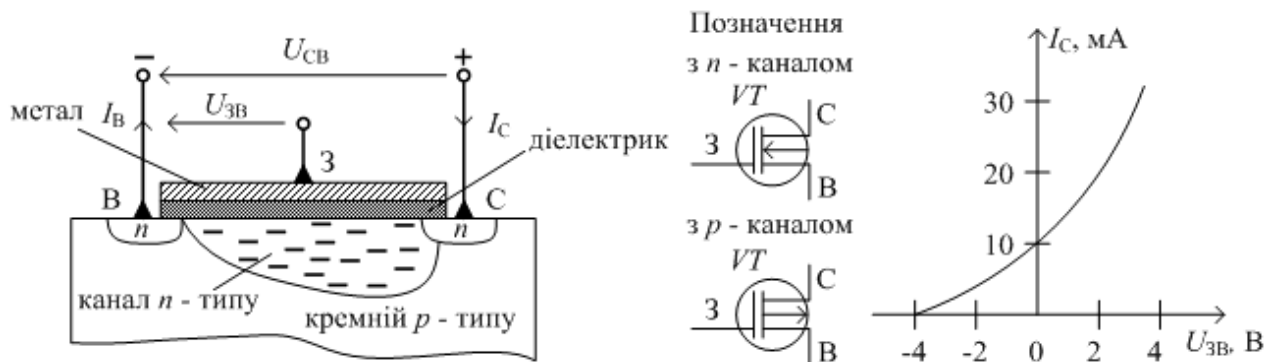
- з керованими $p-n$ переходами (канальні або уніполярні);
- з ізольованим затвором;
- з індукованим каналом.

Польові транзистори з керованими $p-n$ переходами побудовані таким чином, що між двома електродами, приєднаними до напівпровідника n - або p -типу: *стоком* (С) і *витоком* (В) – утворюється канал дуже малого перерізу, затиснутий з боків напівпровідниками протилежного типу, до яких приєднуються керуючі електроди – *затвори* (З). Якщо напруга між затвором і витоком відсутня ($U_{зв} = 0$), зони $p-n$ переходу, в яких немає електричних зарядів, мінімальні, канал відкритий і струм I_C максимальний. У міру того, як між затвором і витоком збільшується зворотна напруга, збільшуються зони $p-n$ переходу і зменшується струм I_C . При якомусь рівні від'ємної напруги $U_{зв}$ канал перекривається і струм I_C стає практично рівним нулю. Такий режим роботи називається *режимом збіднення*.

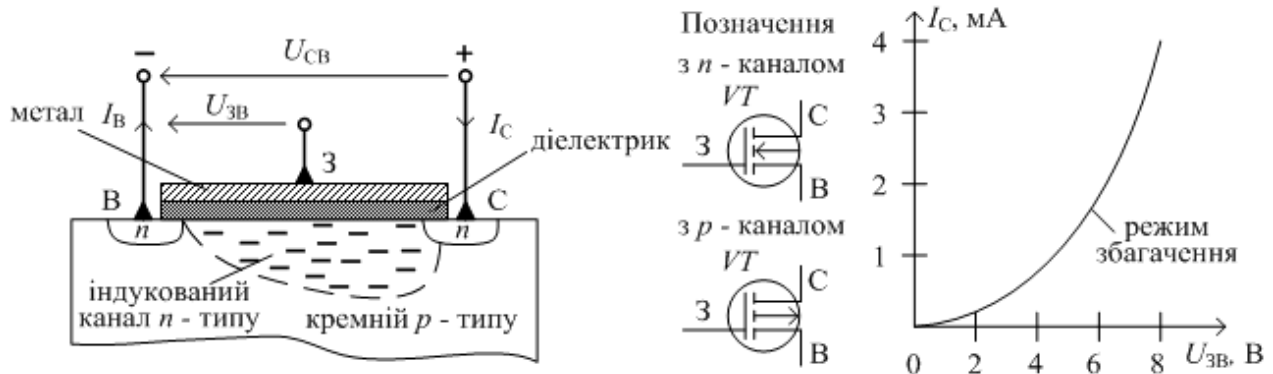


Недолік такого польового транзистора полягає в тому, що струм I_C можна звести до нуля тільки приклавши від'ємну напругу $U_{зв}$ і постійно її утримуючи. Тобто відсутня синхронність між керуючою напругою $U_{зв}$ і струмом I_C .

Польовий транзистор з ізолюваним затвором керується електричним полем, яке утворюється напругою $U_{зв}$, і через тонкий ізоляційний шар проникає у провідний канал. Воно може як виштовхувати носії електричних зарядів з каналу (збіднювати його), так і втягувати їх в канал (збагачувати його). Це призводить до зменшення або збільшення струму I_C .



Польовий транзистор з індукованим каналом працює тільки в збагаченому режимі. За відсутності $U_{зв}$ канал з носіями електричних зарядів не утворюється і струм I_C не проходить. Тільки з появою напруги $U_{зв}$ в канал втягуються носії електричних зарядів і починає проходити струм I_C . Таким чином у польовому транзисторі з індукованим каналом вдається досягти синхронності між напругою $U_{зв}$ і струмом I_C .



IGBT-транзистори

Польовий транзистор індукційного типу в парі з біполярним дає можливість створювати у вигляді інтегральних мікросхем монолітні транзисторні збірки, параметри яких є не нижчими за параметри потужних діодів і тиристорів. Ці транзисторні збірки мають назву транзисторів типу *IGBT* (біполярні транзистори з ізольованим затвором), їхні параметри досягають за напругою – 6000 В (60-й клас), за струмом – 3000 А.

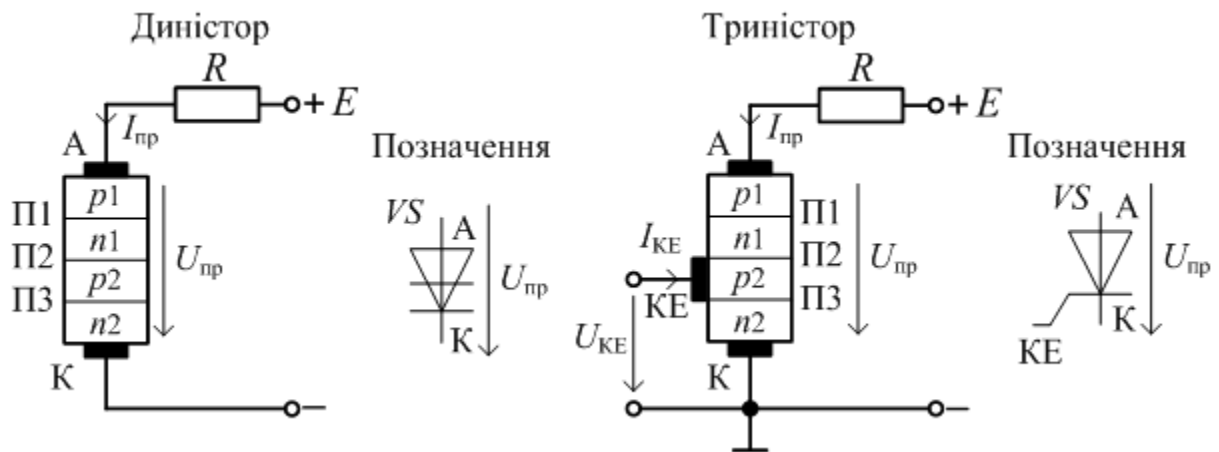
У таблиці наведені параметри польових транзисторів і транзисторних збірок.

Тип транзистора	Параметри		
	$U_{CB \max}$, В	$I_{C \max}$, А	I_3 , мкА
З керованим <i>p-n</i> переходом	5...100	10^{-2} ...1,0	10^{-3} ... 10^{-2}
З ізольованим затвором	10...1000	10^{-4} ...5,0	10^{-9} ... 10^{-4}
З індукованим каналом	50...1000	10^{-4} ...1,0	≈ 0
Транзисторні збірки (типу <i>IGBT</i>)	1000...6000	100...3000	10^{-4} ... 10^{-1}

Тиристори

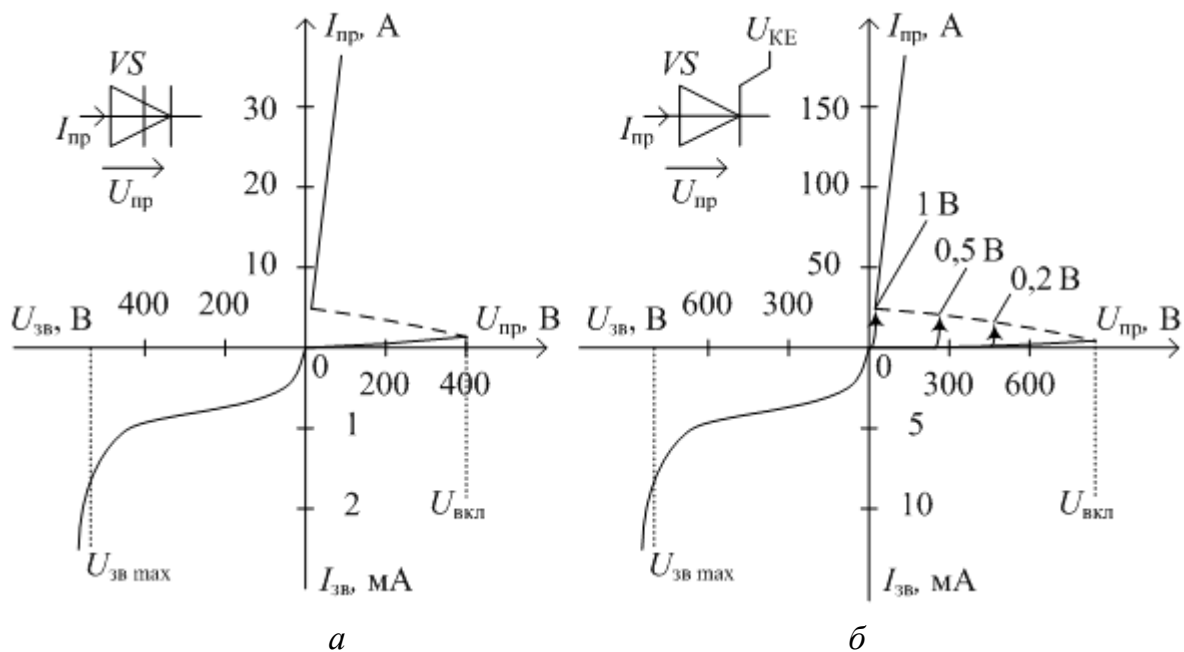
Тиристором називається напівпровідниковий прилад вентиляного типу, який відкривається для пропускання електричного струму при досягненні порогового значення напруги між анодом А й катодом К або за умови подачі невеликої напруги на керуючий електрод КЕ.

Структура й умовні позначення двох видів тиристорів:



При включенні тиристора на пряму напругу p - n переходи П1 і П3 відкриваються, але перехід П2 попадає під зворотну напругу й може відкритися тільки при досягненні пробійного рівня напруги (диністор) або завдяки подачі напруги $U_{КЕ}$ на керуючий електрод (триністор). В обох випадках відкривається p - n перехід П2 і починає проходити прямий струм $I_{пр}$, а падіння прямої напруги $U_{пр}$ на тиристорі стає менше одного вольт. Відбувається так зване «включення» тиристора. Щоб тиристор заклався треба зменшити прямий струм до нуля й подати зворотну напругу $U_{зв}$.

Вольт-амперні характеристики диністора (а) і триністора (б):



ЛЕКЦІЯ 17

ДЖЕРЕЛА ВТОРИННОГО ЖИВЛЕННЯ ВТОРИННІ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Параметри струму головного (первинного) джерела електричної енергії (наприклад, електромережі) не завжди збігаються з тими, які потрібні для живлення як окремих електромеханічних і електронних приладів та пристроїв, так і тих, що входять до складу систем та комплексів. Тому для отримання струму потрібного виду і з потрібними параметрами застосовують перетворювачі електричної енергії, які щодо основного джерела живлення називаються *джерелами вторинного живлення*.

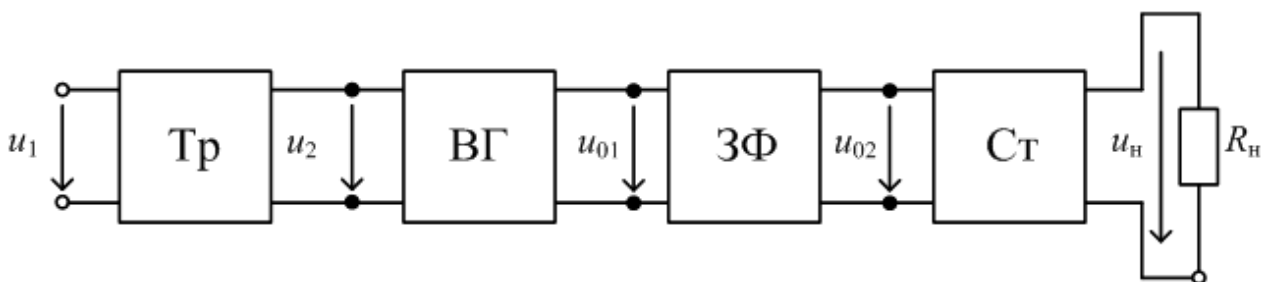
До них відносяться:

- вже відомі нам трансформатори (зміна напруги);
- випрямлячі (змінний струм на постійний);
- інвертори (постійний на змінний);
- перетворювачі частоти (зміна частоти і, якщо потрібно, напруги).

Випрямлячі

Випрямлячі бувають однофазні й багатозфазні (в основному, трифазні), некеровані й керовані.

Структурна схема випрямляча



Тр – трансформатор; ВГ – вентиляна група;

ЗФ – згладжувальний фільтр; СТ – стабілізатор постійної напруги

За допомогою трансформатора первинна напруга u_1 перетворюється на змінну напругу u_2 потрібного рівня, а далі вентиляною групою (або одним вентиляем) перетворюється на випрямлену пульсуючу напругу u_{01} . Напруга u_{02} на виході з фільтра майже не має пульсацій, а стабільну напругу u_n на навантаженні R_n підтримує блок стабілізації.

Основні електричні параметри випрямляча:

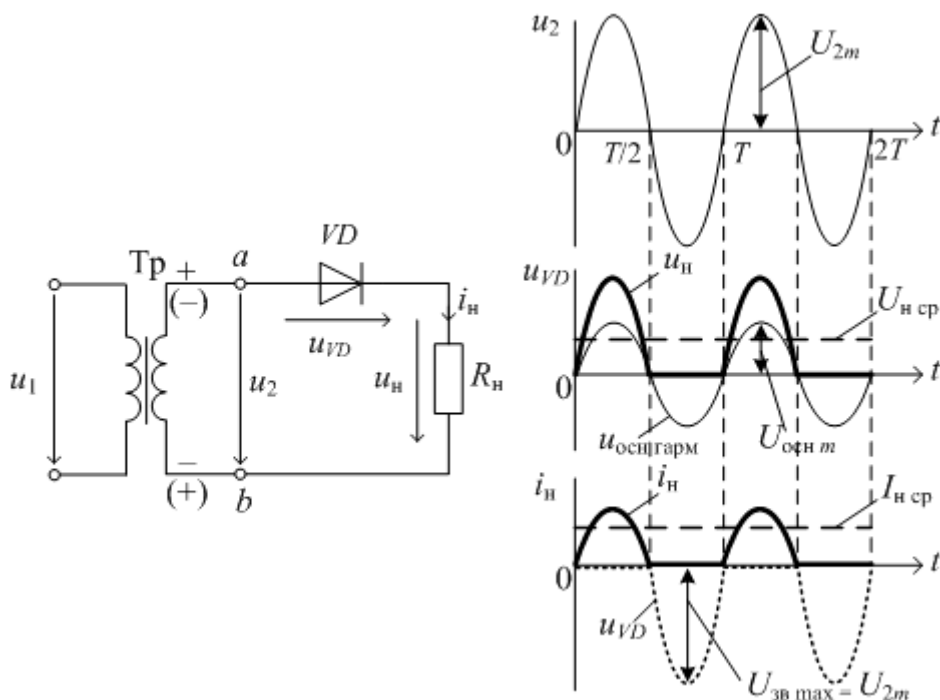
- середні значення випрямлених струму й напруги $I_{н\text{сер}}, U_{н\text{сер}}$;
- потужність навантаження $P_{н\text{сер}} = U_{н\text{сер}} I_{н\text{сер}}$;
- частота основної гармоніки $f_{осн} = k f_1$ (k – число пульсів за період; f_1 – частота в електричній мережі);
- амплітуда основної гармоніки випрямленої напруги $U_{осн\text{м}}$;
- коефіцієнт пульсації випрямленої напруги $p = \frac{U_{осн\text{м}}}{U_{н\text{сер}}}$;
- максимальна зворотна напруга $U_{зв\text{макс}}$.

Однофазні некеровані випрямлячі

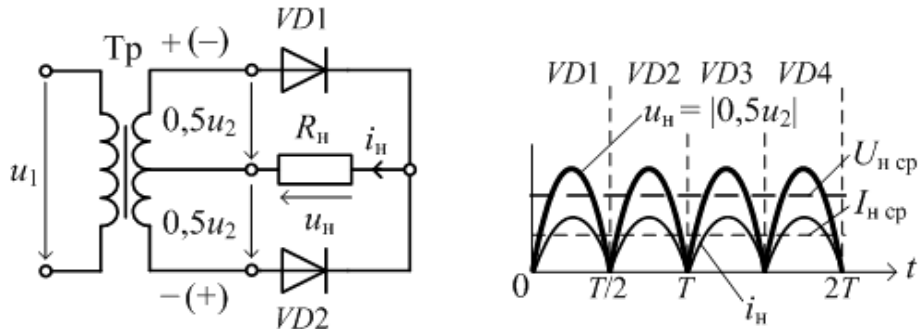
Розглянемо роботу некерованих випрямлячів на активне навантаження, зосередившись на перетворенні струму у вентиляційній групі.

Розглянемо три види випрямлячів однофазного змінного струму: *однопівперіодний, двопівперіодний з виводом середньої точки вторинної обмотки трансформатора, двопівперіодний мостовий.*

Схема однопівперіодного випрямляча і його часові діаграми напруг і струмів мають такий вигляд:



Коли діод VD знаходиться під прямою напругою, крізь навантаження R_H проходить струм $i_H = \frac{u_2}{R_H}$, і $u_H = R_H \cdot i_H = u_2$. У наступному півперіоді діод підпадає під зворотну напругу і розриває електричне коло, тому струм $i_H = 0$, а $u_H = R_H \cdot i_H = 0$. Вся напруга u_2 прикладається до діода, а її максимальне значення дорівнює $U_{зв\ max} = U_{2m}$. Щоб не сталося пробоя діода, його треба вибирати з приблизно 30 % запасом: $U_{\max\ доп} \geq 1,3U_{2m}$.



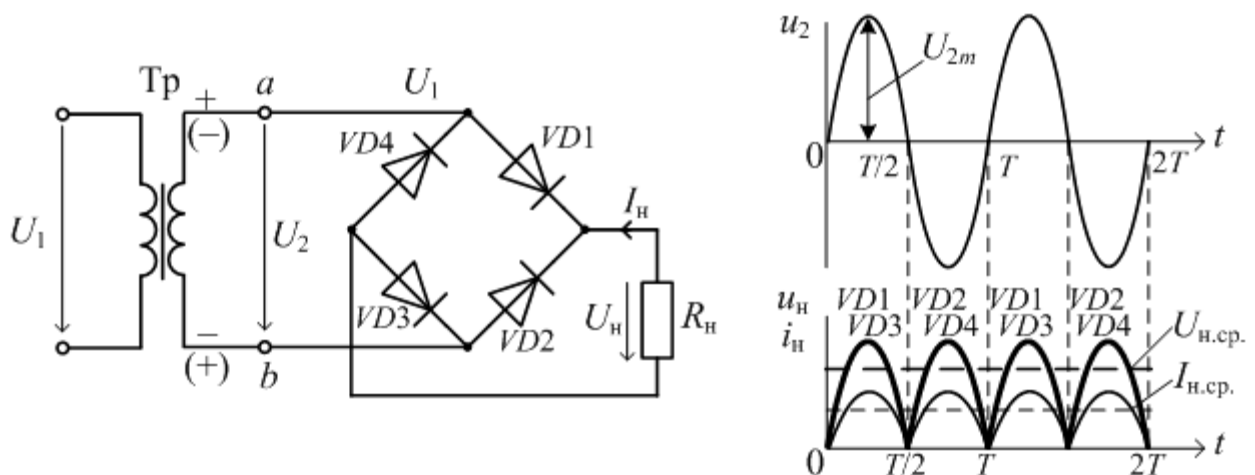
Основна перевага однопівперіодного випрямляча полягає в його простоті. Недоліки – у великому коефіцієнті пульсації p і низькому значенні випрямлених струму й напруги.

Всі параметри випрямлячів, що розглядаються, подані в таблиці.

Схема *двопівперіодного випрямляча з виводом середньої точки* і його часові діаграми мають такий вигляд.

Кожні півперіоду під пряму напругу підпадає діод $VD1$ або діод $VD2$ (відповідно, під зворотну напругу діод $VD2$ або діод $VD1$). Зворотна напруга на закритому діоді дорівнює повній напрузі u_2 , а максимальне її значення – U_{2m} .

Найбільш поширеним є *двопівперіодний мостовий випрямляч*, схема й часові діаграми якого мають такий вигляд:



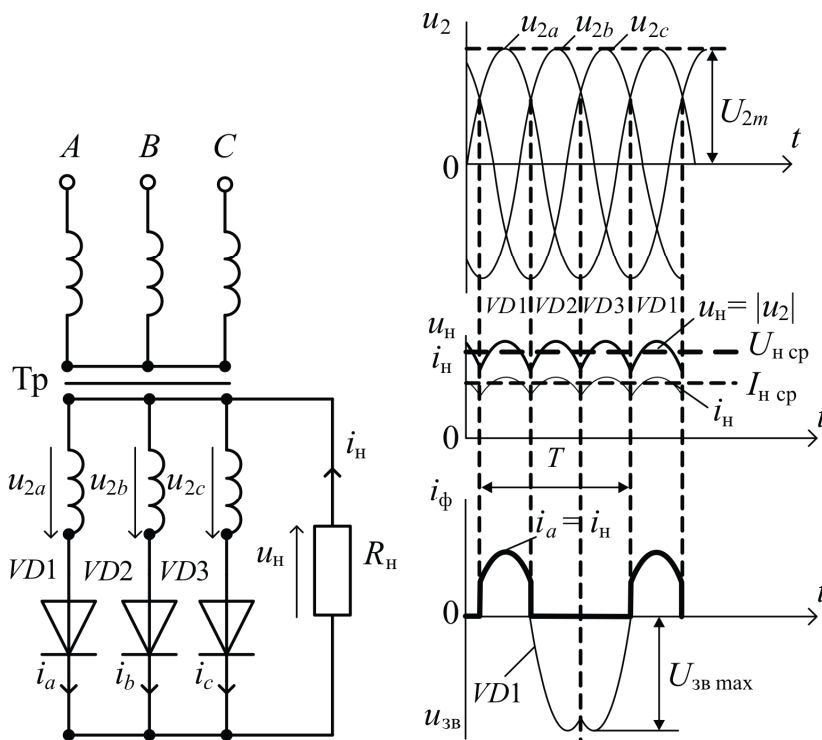
Якщо в першому півперіоді діоди $VD1$ і $VD3$ відкриті, то діоди $VD2$ і $VD4$ знаходяться під зворотною напругою, максимальне значення якої досягає U_{2m} .

Мостова схема дає можливість удвічі підвищити струм й напругу при однаковій напрузі u_2 .

Трифазні некеровані випрямлячі

Розрізняють два основні типи випрямлячів: з нейтральним виводом і мостовий.

Схема трифазного випрямляча з нейтральним виводом і його часові діаграми мають такий вигляд:



Він складається з трифазного трансформатора, обмотки якого з'єднані „зіркою”, а в кожній фазі вторинної обмотки встановлений діод. Кожну третину періоду один з діодів знаходиться під більшою (порівняно з двома іншими) фазною напругою. Він відкривається, і крізь нього проходить струм i_H на навантаження R_H . До двох інших

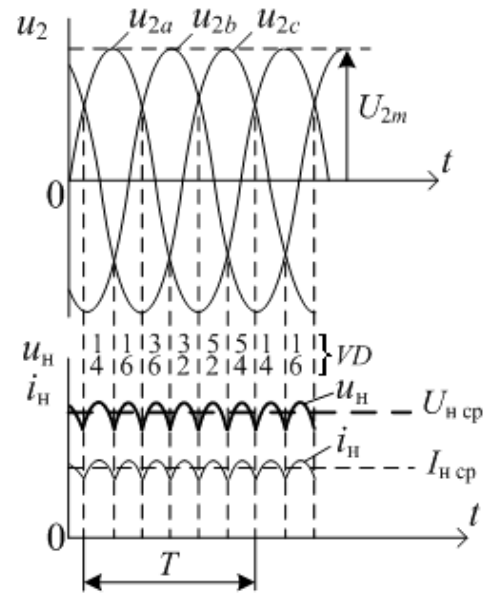
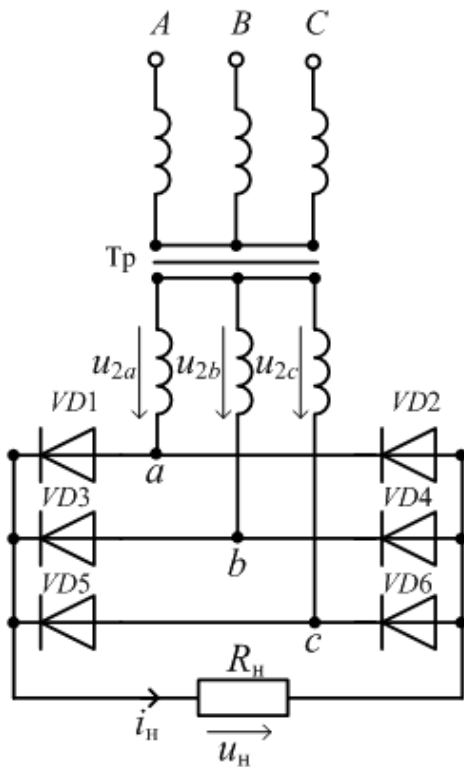
прикладена зворотна напруга, що дорівнює лінійній напрузі u_2 , а її максимальне значення $U_{зв\text{max}} = \sqrt{3}U_2$.

Коефіцієнт пульсації p у такому випрямлячі є значно меншим порівняно з однофазними випрямлячами.

Трифазний мостовий випрямляч, незважаючи на подвійну кількість діодів, за багатьма показниками кращий за розглянутий випрямляч з нейтральним виводом. Його схема й часові діаграми мають такий вигляд.

Пульсації випрямленої напруги є набагато меншими, а сама напруга стає удвічі більшою.

Основні параметри розглянутих одно- і трифазних випрямлячів дані в таблиці (k – число пульсів на період).



Таблиця $p = \frac{U_{m\text{осн}}}{U_{H\text{сер}}}$

Тип випрямляча	Параметри				
	$U_{H\text{сер}}$	$f_{\text{осн}} = kf_1$	$U_{m\text{осн}}$	$p = \frac{U_{m\text{осн}}}{U_{H\text{сер}}}$	$U_{зв\text{ max}}$
<u>Однофазні:</u>					
- однопівперіодні	$0,45U_2$	f_1	$\frac{\pi}{2}U_{H\text{сер}}$	1,57	U_{2m}
- двопівперіодні:					
а) з виводом середньої точки;	$0,45U_2$	$2f_1$	$\frac{2}{1,3}U_{H\text{сер}}$	0,67	U_{2m}
б) мостові	$0,9U_2$	$2f_1$	$\frac{2}{1,3}U_{H\text{сер}}$	0,67	U_{2m}
<u>Трифазні:</u>					
- з нейтральним виводом	$1,17U_2$	$3f_1$	$\frac{2}{2,4}U_{H\text{сер}}$ $\frac{2}{5,7}U_{H\text{сер}}$	0,25	$\sqrt{3}U_{2m}$
- мостові	$2,34U_2$	$6f_1$		0,057	$\sqrt{3}U_{2m}$

Згладжувальні фільтри

Основним параметром, який характеризує ефективність згладжувального фільтра, є коефіцієнт згладжування

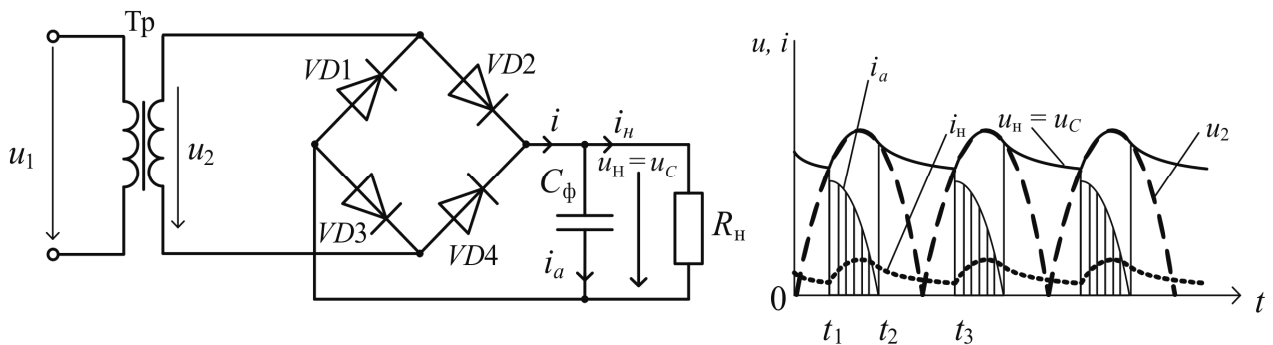
$$q = p_{\text{вх}} / p_{\text{вих}},$$

де $p_{\text{вх}}$ і $p_{\text{вих}}$ – коефіцієнти пульсацій на вході й виході фільтра.

Найбільш поширеними є прості ємнісний та індуктивний фільтри. Їх робота визначається тим, що зміна напруги на конденсаторі й струму в індуктивній котушці не може відбуватися миттєво.

Ємнісний фільтр

Ємнісний фільтр включається паралельно навантаженню R_H . Використовується ємнісний фільтр при $R_H \gg 0$. Його роботу пояснюють часові діаграми.



У момент часу t_1 , коли напруга трансформатора u_2 починає перевищувати напругу конденсатора u_c , відповідна група діодів у мості відкривається і пропускає струм i_a , більша частина якого йде на зарядку конденсатора. Максимальна напруга, до якої може бути заряджений конденсатор C_ϕ , дорівнює амплітудному значенню напруги трансформатора U_{2m} . Потім, коли починається зменшення напруги u_2 і змінюється її полярність, зменшення напруги конденсатора u_c може бути повільнішим, і з моменту часу t_2 вона почне перевищувати напругу трансформатора. Відповідна група діодів у мості підпадає під зворотну напругу й не пропускає прямий струм i_a , але струм i_H крізь навантаження R_H продовжує проходити завдяки розрядці конденсатора C_ϕ .

Час розрядки конденсатора визначає стала часу $\tau_{\text{розр}} = C_\phi R_H$. Тому, чим більше C_ϕ і R_H , тим повільніше буде спадати напруга u_c на конденсаторі під

час зменшення напруги на виході з трансформатора і зміни її полярності.

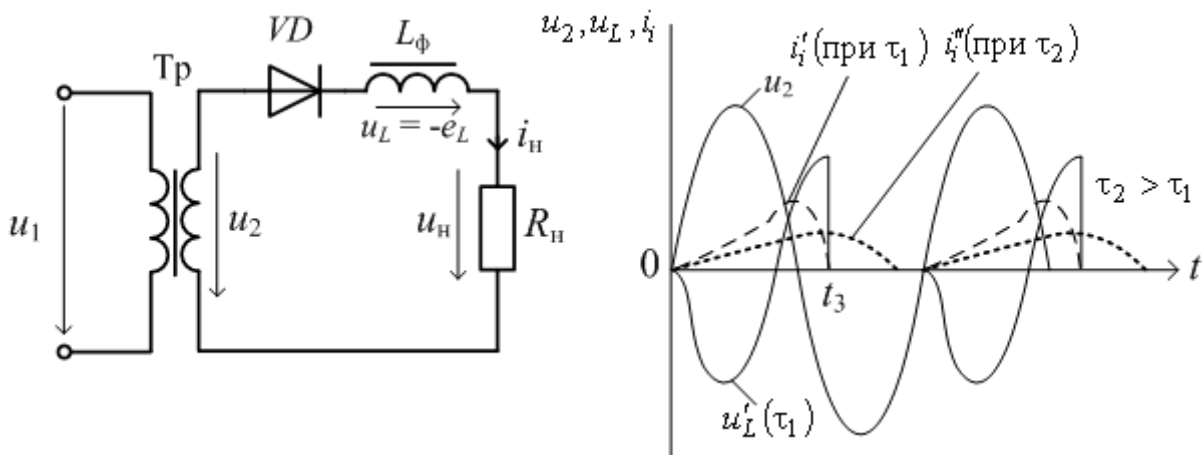
Коефіцієнт пульсацій на виході з фільтра буде при цьому таким:

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{осн}} \cdot C_{\text{ф}} \cdot R_{\text{н}}},$$

де $f_{\text{осн}}$ – частота основної гармоніки.

Індуктивний фільтр

Індуктивний фільтр – це дросель $L_{\text{ф}}$, послідовно з'єднаний з навантаженням $R_{\text{н}}$. Внаслідок того що при зміні струму в дроселі виникає ЕРС самоіндукції $e_L = -u_L = -L_{\text{ф}} \frac{di}{dt}$, яка буде підтримувати струм при його зменшенні, процес проходження струму $i_{\text{н}}$ крізь діод VD та опір $R_{\text{н}}$ не припиняється відразу після зміни полярності напруги на виході трансформатора u_2 .



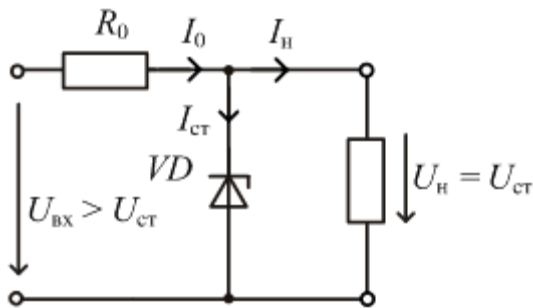
Уповільнення процесу залежить від сталої часу $\tau = L_{\text{ф}} / R_{\text{н}}$. Коефіцієнт пульсацій на виході з індуктивного фільтра

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{осн}} \cdot L_{\text{ф}} / R_{\text{н}}}.$$

Чим менше $R_{\text{н}}$ і, відповідно, більше струм $i_{\text{н}}$, тим меншими є пульсації. Тому індуктивний фільтр, на відміну від ємнісного, який використовується у випрямлячах малої потужності ($R_{\text{н}} \gg 0$), ставлять у випрямлячах середньої і великої потужності ($R_{\text{н}} \rightarrow 0$).

Стабілізатор напруги на стабілітроні

Схема найпростішого стабілізатора напруги зображена на рисунку. В основу його покладено стабілітрон, струм крізь який може змінюватися багаторазово при незмінній напрузі на стабілітроні $U_{ст}$.



Відповідно $U_{н} = U_{ст}$, а

$$I_{н} = \frac{U_{н}}{R_{н}} = \frac{U_{ст}}{R_{н}} = \text{const.}$$

Враховуючі те, що $I_0 = I_{ст} + I_{н}$, вхідну напругу можна зв'язати зі струмом стабілітрона $I_{ст}$:

$$\frac{U_{вх} - U_{ст}}{R_0} = I_{ст} + \frac{U_{ст}}{R_{н}},$$

звідки

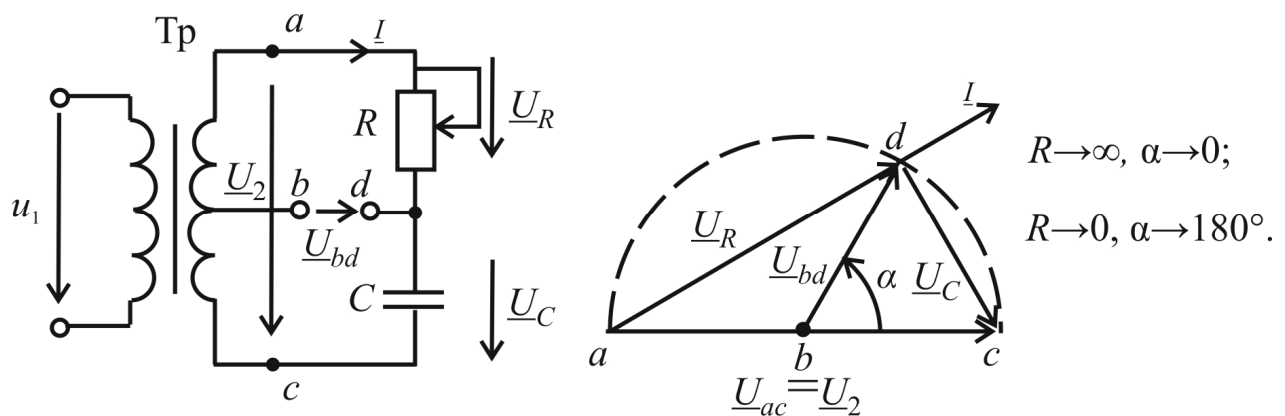
$$I_{ст} = \frac{U_{вх} - \frac{R_0}{R_{н}} U_{ст} - U_{ст}}{R_0}.$$

Таким чином, зміна вхідної напруги $U_{вх}$ призводить до зміни струму стабілітрона $I_{ст}$, який повинен залишатися в допустимих межах (від $I_{ст\text{min}}$ до $I_{ст\text{max}}$) струму I_0 , а струм $I_{н}$ залишається незмінним.

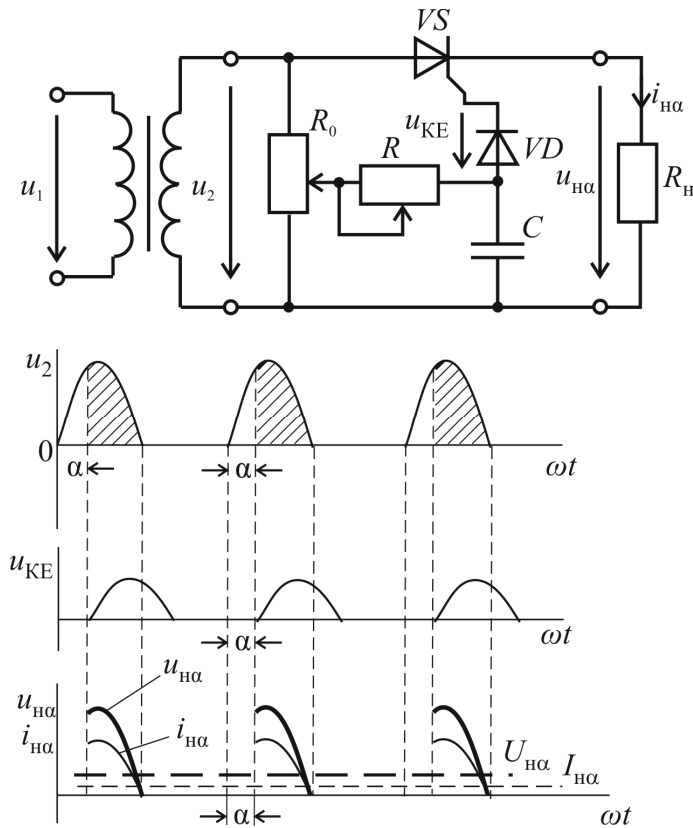
Керовані випрямлячі

Керовані випрямлячі відрізняються від некерованих тим, що випрямлену напругу можна змінювати. Досягається це завдяки тому, що в якості вентиля в них використовуються не діоди, а тиристори або транзистори, відкриттям яких можна керувати, пропускаючи лише частину прямого струму.

Досягається це за допомогою фазообертача, найпростіша схема якого й векторна діаграма такі:



Вектори напруг \underline{U}_R і \underline{U}_C завжди перпендикулярні один одному, а їх векторна сума дорівнює напрузі \underline{U}_2 . Таким чином, утворюється прямокутний трикутник, який вписується в півколо, діаметром якого є вектор напруги U_2 . Зміною опору R можна змінювати розташування вершини цього прямокутного трикутника і, відповідно, розташування вектора напруги \underline{U}_{bd} по відношенню до основної напруги U_2 (кут α), тобто змінювати зсув по фазі між ними.



Як це реалізується в керованих випрямлячах розглянемо на прикладі *однофазного однопівперіодного керованого випрямляча*, схема й часові діаграми якого мають такий вигляд.

Якщо середня випрямлена напруга некерovanого випрямляча $U_{нсер}$, то у керованого вона буде

такою

$$U_{на} = \frac{1 + \cos\alpha}{2} U_{нсер},$$

де α – кут відкриття тиристора.

Інвертори

Призначаються для перетворення постійної напруги на змінну.

За видом задіяних у них комутаційних приладів розрізняють тиристорні й транзисторні інвертори.

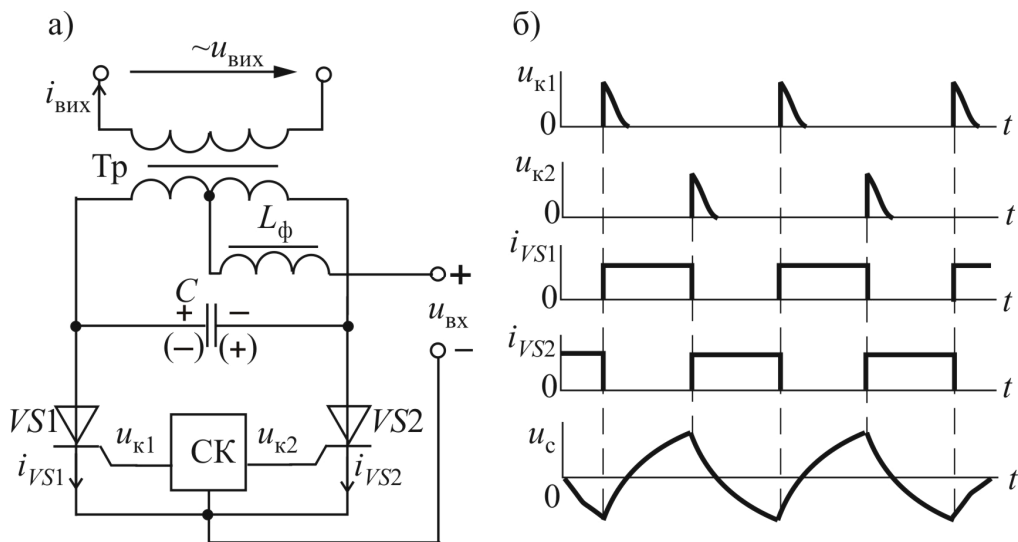
За принципом дії – *інвертори, ведені мережею, і автономні*.

Інвертори, ведені електричною мережею, найчастіше використовують на електротранспорті. По суті це керовані випрямлячі, які залежно від напрямку потоку енергії працюють або як джерело постійного струму ($\alpha < 90^\circ$) для тягових електродвигунів у режимі активного руху, або як генератор ($\alpha > 90^\circ$),

що віддає енергію в мережу змінного струму під час гальмування. Такий процес називається *рекуперацією*.

Автономні інвертори працюють на автономне навантаження і не зв'язані з загальною мережею змінного струму. Тому вони можуть перетворювати постійний струм на змінний будь-якої частоти.

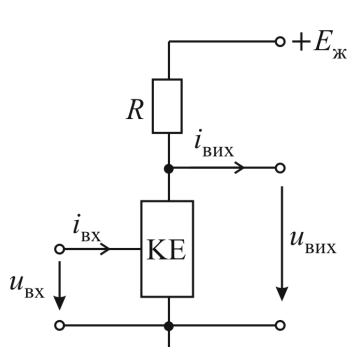
Схема найпростішого автономного інвертора й часові діаграми струмів і напруг, які пояснюють його роботу, мають такий вигляд:



Напруга, що утворюється на конденсаторі, згладжується трансформатором, і на його виході напруга $u_{ВИХ}$ практично синусоїдна.

ЛЕКЦІЯ 19

Електронні підсилювачі ЕЛЕКТРОННІ ПІДСИЛЮВАЧІ НА ТРАНЗИСТОРАХ



Електронний пристрій, що сприяє багаторазовому збільшенню струму й напруги вхідного сигналу завдяки використанню енергії джерела живлення, називається *електронним підсилювачем*. У його основі лежить *підсилювальний каскад*, структурна схема якого має такий вигляд.

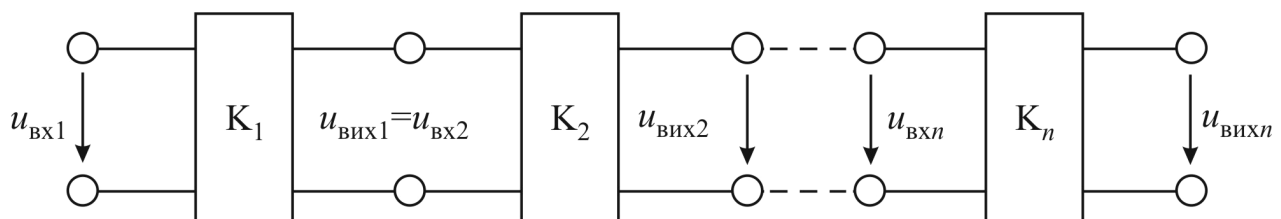
У якості керуючого елемента (KE) використовуються біполярні або польові транзистори. Слабкий вхі-

дний сигнал відкриває або закриває транзистор, що відбивається на виході зміною напруги $0 \leq u_{\text{вих}} \leq E$ і струму $0 \leq i_{\text{вих}} \leq \frac{E}{R}$. Відповідно, це визначає коефіцієнт підсилювання:

- за напругою $K_U = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$;
- за струмом $K_I = I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}$.

Залежно від того, який параметр домінує, розрізняють підсилювальні каскади напруги, струму й потужності.

Якщо забезпечити потрібне підсилювання одним каскадом неможливо, створюється багатокаскадний підсилювач, структурна схема якого має такий вигляд:



Коефіцієнт підсилювання багатокаскадного підсилювача, наприклад, за напругою

$$K_U = U_{\text{вих}n} / U_{\text{вх}1}.$$

Відповідно до того, що $U_{\text{вих}1} = U_{\text{вх}2}$, $U_{\text{вих}2} = U_{\text{вх}3}$, ..., $U_{\text{вих}n-1} = U_{\text{вх}n}$, коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення всіх каскадів

$$K_U = U_{\text{вих}n} / U_{\text{вх}1} = K_1 K_2 \dots K_n.$$

Залежно від діапазону частот вхідних сигналів розрізняють:

- *підсилювачі постійного струму* (ППС) для підсилювання сигналів, які змінюються повільно (від 0 Гц і вище);
- *підсилювачі низької частоти* (ПНЧ) для підсилювання в діапазоні від звукових частот і вище (від десятків герц до 10...15 МГц);
- *підсилювачі високої частоти* (ПВЧ) для підсилювання в діапазоні частот від десятків кілогерц до сотень мегагерц;
- *широкопasmові підсилювачі* (ШСП) для підсилювання імпульсних сигналів, що мають спектр частот від десятків герц до сотень мегагерц;
- *вузькопasmові (вибірні) підсилювачі* (ВСП) для підсилювання сигналів у вузькому діапазоні частот.

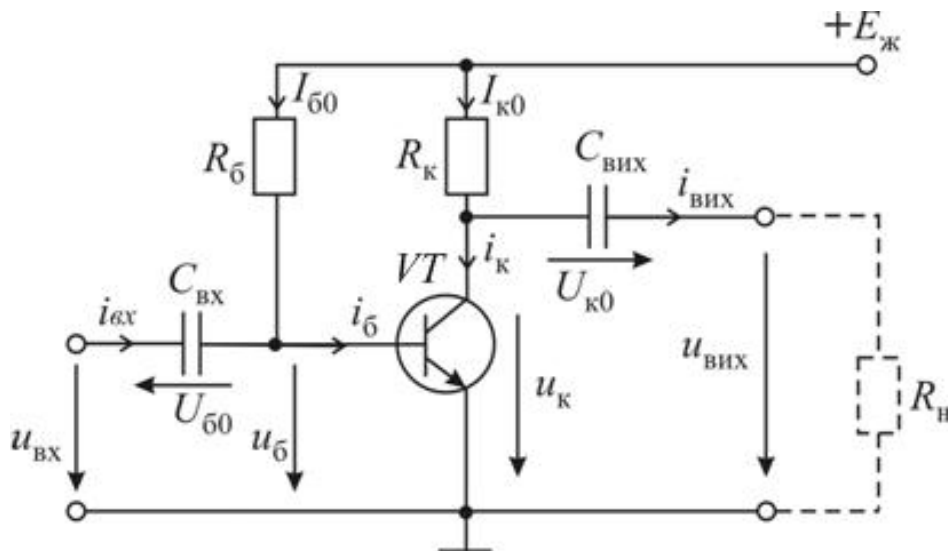
Способи з'єднання (зв'язок) каскадів у багатокаскадному підсилювачі залежать від його виду.

У підсилювачах постійного струму каскади з'єднуються безпосередньо або за допомогою резисторів. Такі підсилювачі називають *підсилювачами з безпосереднім або резистивним зв'язком*.

У підсилювачах змінної напруги (ПНЧ, ПВЧ, ШСП) зв'язок між каскадами найчастіше створюється за допомогою конденсаторів й резисторів. Такі підсилювачі називають *підсилювачами з резистивно-ємнісним зв'язком*.

І нарешті, у вибіркових підсилювачах для з'єднування каскадів між собою та в підсилювачах потужності для зв'язку вихідного каскаду з навантажувальним пристроєм іноді використовують трансформатори. Ці підсилювачі називаються *підсилювачами з трансформаторним зв'язком*.

Будова і принцип дії підсилювального каскаду як на біполярному транзисторі, так і на польовому суттєво не різняться. Тому розглянемо підсилювальний каскад на біполярному транзисторі зі спільним емітером. Його схема з транзистором типу $n-p-n$ в найпростішому варіанті має такий вигляд:

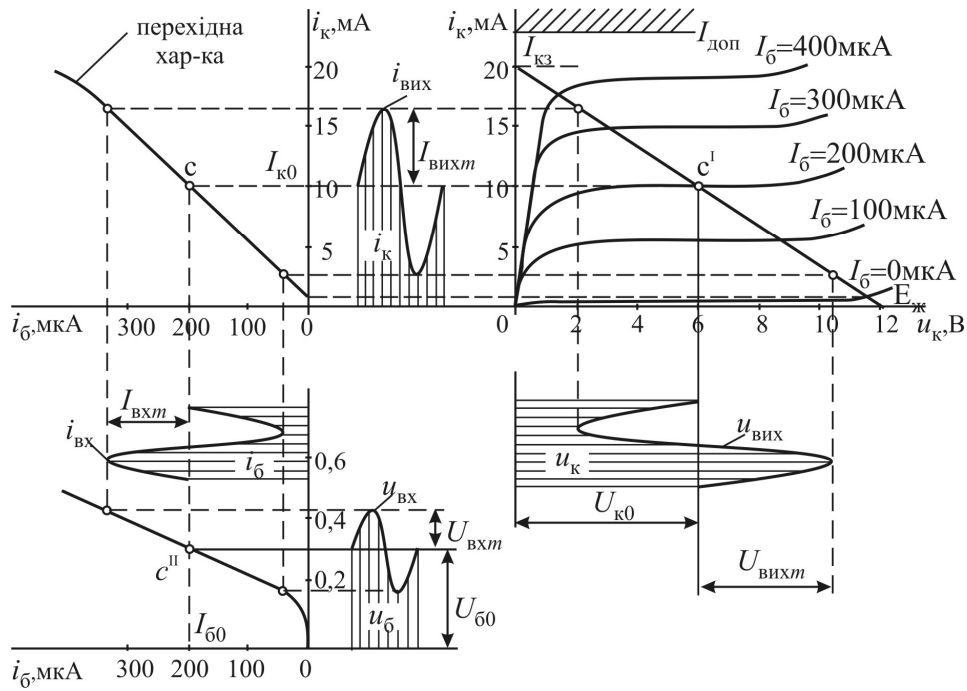


Транзистор VT з'єднується із входом і виходом підсилювального каскаду конденсаторами $C_{вх}$ та $C_{вих}$, ємність яких обирається такою, щоб у діапазоні робочих частот змінний струм проходив крізь них без помітного падіння напруги. Опір $R_к$ обмежує струм короткого замикання транзистора, і дорівнює

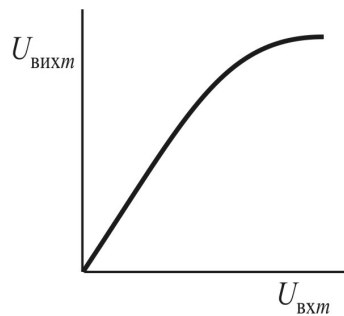
$$R_к = E_ж / I_{к3}.$$

Він же визначає характеристику навантаження $u_к = E_ж - R_к i_к$.

Підсилювання вхідного сигналу відбувається таким чином.



Визначальним для роботи підсилювального каскаду є режим спокою, який відповідає розподілу напруг й струмів за відсутності вхідного сигналу.



Обраний режим, який відповідає точці спокою $c'(U_{к0}, I_{к0})$ забезпечується опором

$$R_6 = \frac{E_{ж} - U_{60}}{I_{60}} \cong \frac{E_{ж}}{I_{60}}, \text{ тому що } E_{ж} \gg U_{60}. \text{ Значення}$$

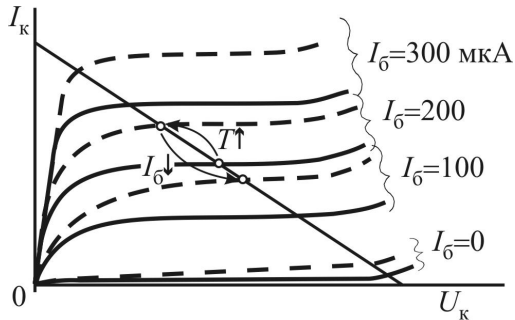
U_{60} і I_{60} знаходяться за допомогою перехідної характеристики.

Якщо зміна вхідної напруги, струмів бази й колектора перебуває в межах лінійних частин характеристик, то форма вихідної напруги буде відповідати формі вхідної. Але занадто велика вхідна напруга буде за межами лінійної частини вхідної характеристики, внаслідок чого форма вихідної напруги спотворюється, а коефіцієнт підсилення за напругою $K_U = U_{вих} / U_{вх}$ зменшується.

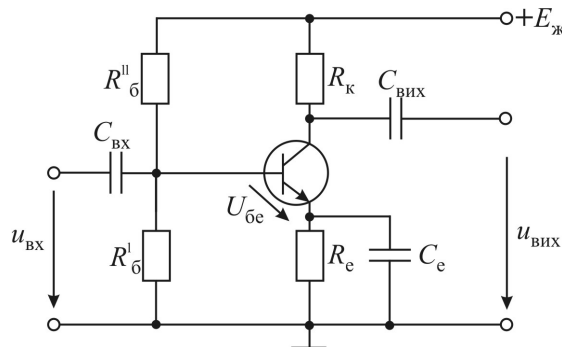
Це добре відображає амплітудна характеристика підсилювального каскаду $U_{вихт}(U_{вхт})$, лінійна частина якої відповідає діапазону вхідних напруг, які не спотворюють вихідну напругу.

Температурна стабілізація підсилювального каскаду

На роботу біполярного транзистора суттєво впливає температура. Підвищення температури збільшує колекторний струм, а це погіршує роботу підсилювального каскаду, оскільки лінійний діапазон підсилювання звужується.



Для того, щоб запобігти цьому, в емітерне коло додається резистор R_e і паралельно йому конденсатор C_e , емнісний опір якого в діапазоні робочих частот близький до нуля. У коло бази вводиться розподільовач напруг $R'_б R''_б$ для створення початкової напруги зсуву між базою й емітером:



$$U_{бe} = \frac{E_{ж} R'_б}{R'_б + R''_б} = R_e I_{ко}.$$

При збільшенні емітерного струму $I_E \cong I_K$ внаслідок підвищення температури зменшується $U_{бe}$ і, відповідно, базовий струм. Зменшення базового струму сприяє поверненню назад точки спокою на колекторній характеристиці.

Одночасно конденсатор C_e , що шунтує резистор R_e , дозволяє уникнути зменшення змінної напруги вхідного сигналу при передачі її на базу – емітер:

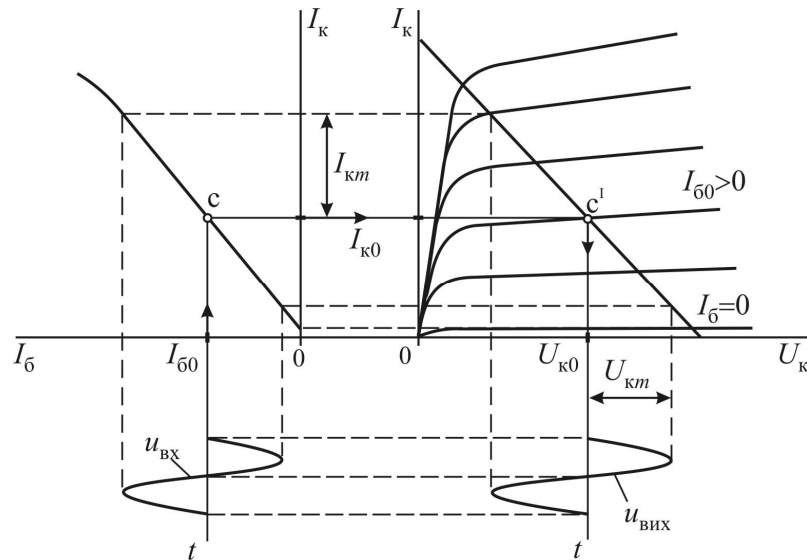
$$u_{бe} = u_{вх} - \frac{R_e x_{C_e}}{R_e + x_{C_e}} \cdot i_e \cong u_{вх},$$

тому що $x_{C_e} \rightarrow 0$.

Режими роботи підсилювального каскаду

Залежно від розташування точки спокою розрізняють три основні режими роботи підсилювальних каскадів: А, В, С.

Режим А. Робоча точка s , як правило, обирається посередині лінійних ділянок вхідної й перехідної характеристик.



Підсилювання вхідного сигналу відбувається практично без спотворень. Однак він має такий суттєвий недолік, як низький ККД.

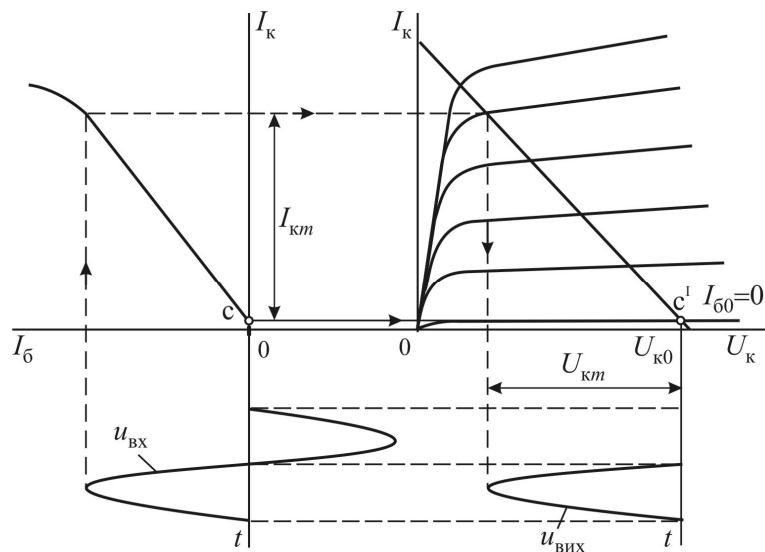
Коефіцієнт корисної дії підсилювального каскаду $\eta = P_{\text{вих}} / P_0$, де $P_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} I_{\text{вих}}$ – потужність на виході; $P_0 = E_{\text{ж}} I_{\text{к0}}$ – потужність, яку витрачає джерело живлення.

У режимі А $U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{км}}}{\sqrt{2}}$ за $U_{\text{км}} < \frac{E_{\text{ж}}}{2}$, $I_{\text{вих}} < \frac{I_{\text{км}}}{\sqrt{2}}$ за $I_{\text{км}} < I_{\text{к0}}$.

Таким чином $\eta_A = \frac{U_{\text{км}} \cdot I_{\text{км}}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2} E_{\text{ж}} I_{\text{к0}}} < \frac{E_{\text{ж}} I_{\text{к0}}}{2 \cdot 2 \cdot E_{\text{ж}} I_{\text{к0}}} = 0,25$.

На практиці η_A рідко перевищує 0,15.

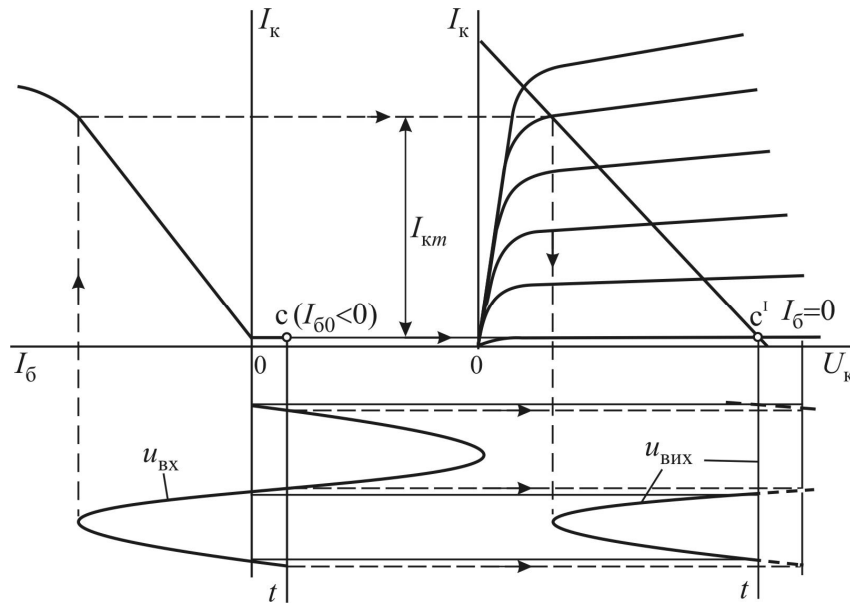
Режим В. Робоча точка c обирається на початку перехідної характеристики транзистора. Внаслідок цього змінні складові струму й напруги на виході виникають тільки в позитивні півперіоди вхідного сигналу.



При синусоїдній вхідній напрузі вихідна напруга має форму напівсинусоїди. Для того щоб на виході була синусоїда, підсилювальний каскад має бути двотактним.

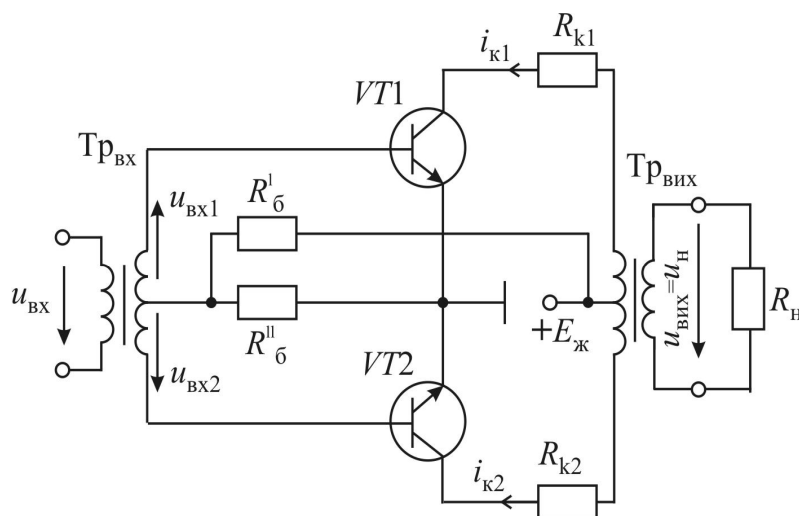
У наслідок того, що струм спокою близький до нуля, η_V може дорівнювати 0,6.

Режим С. Робоча точка c обирається за точкою відсічки. Тому струм у транзисторі проходить протягом частини позитивного півперіоду вхідного сигналу.



Це призводить до значних спотворень напруги, але η_C може бути значним і наближається до 0,8.

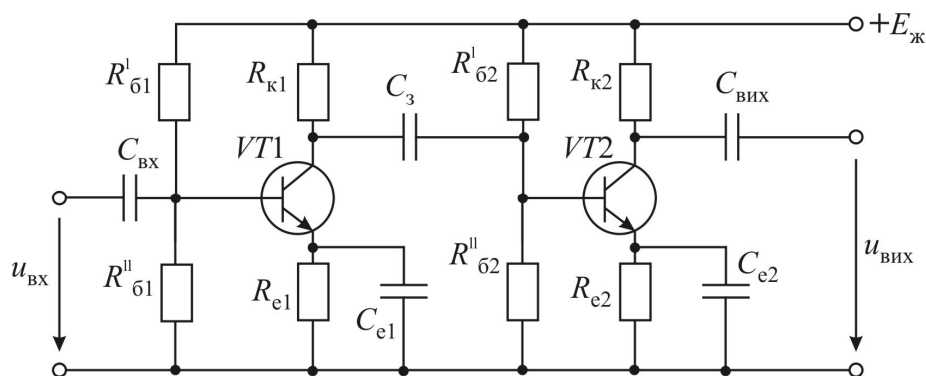
Двотактний підсилювальний каскад складається з двох симетричних частин.



Транзистори $VT1$ і $VT2$, які повинні мати максимально близькі характеристики, працюють в однаковому режимі. Єдина відмінність у роботі цих тра-

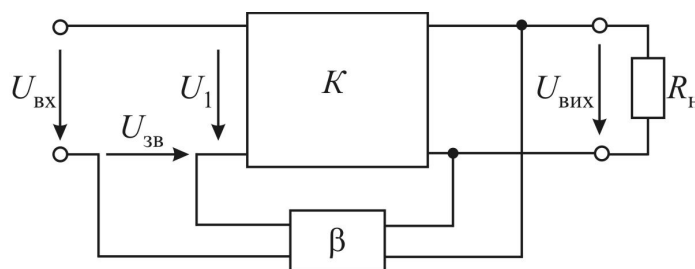
нзисторів полягає в протифазній подачі напруги на їхні бази з вхідного трансформатора $Tr_{вх}$. Відповідно, зміни напруги в колекторних колах транзисторів $VT1$ і $VT2$ також будуть знаходитись у протифазі. При роботі в режимі В, коли при синусоїдній напрузі на вході залишається тільки одна напівсинусоїда на виході з транзистора, можна за допомогою вихідного трансформатора $Tr_{вих}$ скласти ці протифазні напівсинусоїди з транзисторів $VT1$ і $VT2$ та отримати синусоїдну напругу на виході з підсилювача потужності.

Резистивне-ємнісне з'єднання підсилювальних каскадів дає можливість збільшувати коефіцієнт підсилювання. Схема двокаскадного підсилювача на біполярних транзисторах має такий вигляд.



Якщо двох каскадів замало для отримання потрібного коефіцієнта підсилювання, можна збільшити їх кількість до 4...5, аналогічно з'єднуючі їх за допомогою конденсаторів зв'язку.

Зворотні зв'язки в підсилювачах пов'язані з використанням вихідних напруги або струму задля впливу на вхідний сигнал. Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком по напрузі має такий вигляд.



На вхід підсилювача через ланку зворотного зв'язку подається напруга $U_{зв} = \beta U_1$. Зворотний зв'язок може бути *позитивним* (вхідний сигнал збільшується) і *негативним* (вхідний сигнал зменшується).

Зрозуміло, що для підсилювача без зворотного зв'язку $U_{вх} = U_1$, тому його коефіцієнт підсилювання $K = U_{вих} / U_1$.

За другим законом Кірхгофа

$$U_{\text{ВХ}} = U_1 - U_{\text{ЗВ}} = U_1 - \beta U_{\text{ВІХ}}.$$

Відповідно для підсилювача зі зворотним зв'язком коефіцієнт підсилення

$$K_{\text{ЗВ}} = U_{\text{ВІХ}} / U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВІХ}} / (U_1 - \beta U_{\text{ВІХ}}) = K / (1 - \beta K).$$

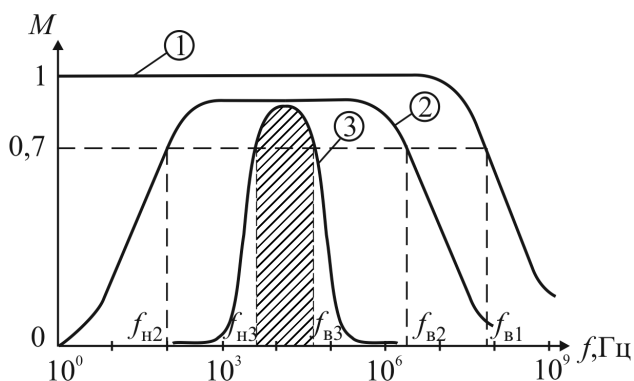
Ця формула наочно показує, що при $\beta > 0$ (позитивний зворотний зв'язок) коефіцієнт підсилювання $K_{\text{ЗВ}}$ збільшується порівняно з коефіцієнтом підсилення K без зворотного зв'язку, а при $\beta < 0$ (негативний зворотний зв'язок) – зменшується.

Незважаючи на зменшення коефіцієнта підсилення, негативний зворотний зв'язок використовують дуже часто. Це дозволяє істотно поліпшити роботу підсилювача через те, що:

- зростає стабільність підсилювання при зміні параметрів транзисторів;
- знижується рівень різного виду спотворень;
- розширюється пропускна смуга частот.

Амплітудно-частотні характеристики електронних підсилювачів

При зміні робочої частоти підсилювача його коефіцієнт підсилювання може суттєво зменшуватися по відношенню до номінального. При зменшенні частоти цьому сприяє збільшення падіння змінної напруги на конденсаторах; при великих частотах – ємнісні шунтування у самих транзисторах і монтажних з'єднаннях. Крім цього, на роботу підсилювачів впливають зворотні зв'язки, особливо у вибіркового підсилювача.



Зменшення коефіцієнта підсилювання допускається до $0,7 K_{\text{НОМ}}$. Діапазон частот між верхньою $f_{\text{В}}$ і нижньою $f_{\text{Н}}$ допустимими частотами називається *смугою пропускання* підсилювача. Поза смугою пропускання відбувається спотворення вихідного сигналу відносно вхідного.

Залежність відносного коефіцієнта підсилювання $M = \frac{K}{K_{\text{НОМ}}}$ для основних видів підсилювачів (амплітудно-частотні характеристики): 1 – підсилювач постійного струму (ППС); 2 – широкопasmовий підсилювач (ШСП); 3 – вузькопasmовий підсилювач (ВСП), вибіркового.