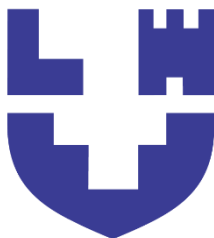


Міністерство освіти і науки України  
Луцький національний технічний університет



## **ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОНІКА**

Методичні вказівки до практичних занять  
для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти  
освітньої програми «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані  
технології»

галузь знань 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації  
спеціальність 174 Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології  
та робототехніка

УДК 621.3 (07)

Е – 50

Електронна копія друкованого видання передана для внесення в репозитарій ЛНТУ

Директор бібліотеки \_\_\_\_\_ Світлана БАКУМЕНКО

Рекомендовано до видання вченою радою факультету комп'ютерних та інформаційних технологій ЛНТУ, протокол № \_\_ від « \_\_ » \_\_\_\_\_2024 року.

Голова вченої ради ФКІТ \_\_\_\_\_ Інна КОНДІУС

Розглянуто і схвалено на засіданні кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ, протокол № \_\_ від «\_\_» \_\_\_\_\_2024 року.

Завідувач кафедри ЕіТК \_\_\_\_\_ Валентин ЗАБЛОЦЬКИЙ

Укладачі: \_\_\_\_\_ Наталія ЯКИМЧУК к.т.н., асистент кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ  
\_\_\_\_\_ Микола ЄВСЮК к.т.н., доц. кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ  
\_\_\_\_\_ Тетяна Цизь асистент кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ

Рецензент: \_\_\_\_\_ Віктор ЛИШУК к.т.н., доц. кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ

Відповідальний за випуск: \_\_\_\_\_ Валентин ЗАБЛОЦЬКИЙ к.т.н., доц., завідувач кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ

Е - 50 Електротехніка і електроніка. Методичні вказівки до практичних занять для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти освітньої програми «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології», галузь знань 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації, спеціальність 174 Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка / укладачі Н. М. Якимчук, М. М. Євсюк, Т. П. Цизь. Луцьк: ЛНТУ, 2024. 94 с.

Видання містить основні теоретичні положення, приклад розрахунку типових задач та завдання для самостійного опрацювання з дисципліни «Електротехніка і електроніка». Призначене для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти освітньої програми «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології».

Н.М. Якимчук, , М. М. Євсюк, Т. П. Цизь, 2024

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	5
Практична робота №1	
1. Аналіз електричного кола постійного струму .....	6
1.1 Визначення струмів у вітках кола методом контурних струмів.....	7
1.2 Визначення струмів у вітках кола методом вузлових потенціалів.....	9
1.3 Баланс потужності електричного кола постійного струму...	13
1.4 Завдання для самостійного опрацювання.....	14
Практична робота №2	
2. Кола змінного струму.....	15
2.1 Розрахунок однофазного кола змінного струму комплексним методом.....	16
2.2 Завдання для самостійного розв'язання .....	18
2.3 Розрахунок трифазного кола змінного струму комплексним методом.....	21
2.4 Завдання для самостійного опрацювання.....	23
Практична робота №3	
3. Магнітні кола з постійними магнітними потоками.....	25
3.1 Розв'язання прямої задачі розрахунку магнітних кіл.....	25
3.2 Завдання для самостійного розв'язання .....	27
3.3 Розв'язання оберненої задачі розрахунку магнітних кіл.....	28
3.4 Завдання для самостійного розв'язання.....	35
Практична робота №4	
4. Однофазний трансформатор.....	36
4.1 Визначення параметрів заступної схеми однофазного трансформатора.....	38
4.2 Завдання для самостійного розв'язання.....	41
Практична робота 5	
5. Розрахунок параметричного стабілізатора напруги.....	43
5.1 Приклад розрахунку параметричного стабілізатора напруги	45
5.2 Завдання для самостійного розв'язання.....	49
Практична робота №6	
6. Графоаналітичний розрахунок режиму підсилення транзистора.....	50
6.1 Приклад розрахунку підсилюючого каскаду графоаналітичним методом.....	54
6.2 Завдання для самостійного розв'язання.....	55
Практична робота №7	
7. Розрахунок та аналіз роботи підсилюючих каскадів на операційних підсилювачах.....	57

7.1 Приклад попереднього розрахунку інвертуючого підсилювача.....	60
7.2 Приклад попереднього розрахунку неінвертуючого підсилювача.....	62
7.3 Завдання для самостійного розв'язання.....	64
Практична робота №8	
8. Електронні ключі.....	66
8.1 Приклад розрахунку транзисторного ключа .....	70
8.2 Завдання для самостійного розв'язання.....	74
ДОДАТОК А.....	76
ДОДАТОК Б.....	78
ДОДАТОК В.....	80
ДОДАТОК Г.....	82
ДОДАТОК Д.....	83
ДОДАТОК Е.....	88
ЛІТЕРАТУРА.....	93

## ВСТУП

Запропонований збірник складено відповідно до програми курсу «Електротехніка та електроніка» і охоплює викладений на лекціях матеріал та допомагає студентам опанувати методи розрахунку електричних кіл, електромеханічних пристроїв та закріпити знання з основ промислової електроніки. Збірник містить основні задачі, опрацювання яких необхідне для успішного засвоєння курсу і призначений для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти освітньої програми «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» галузь знань 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації спеціальність 174 Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка для денної форми навчання. Його структура дозволяє успішно використовувати поданий матеріал як на практичних заняттях, так і для самостійної роботи студентів.

Для формування навичок розв'язання задач наводиться методика розв'язання типових задач. Після опрацювання теоретичного матеріалу студент може переходити до самостійного вирішення завдань, дотримуючись поданої методики розв'язання і правил оформлення роботи.

Здобувачі обирають номер варіанта завдання за порядковим номером у журналі відвідування. Звіти про виконання кожного завдання подаються студентами після вивчення відповідного розділу.

## 1 Аналіз електричного кола постійного струму Основні поняття

Найпростіше електричне коло складається з джерела електричної енергії, пасивного приймача і з'єднувальних провідників. Основні закони електричних кіл:

Закон Ома для ділянки кола встановлює зв'язок між електричним струмом  $I$  і напругою  $U$  на ділянці кола.

$$I = U/R \quad (1.1)$$

Тоді закон Ома для повного кола, що містить джерело ЕРС з внутрішнім опором  $r_0$ :

$$I = \frac{E}{r_0 + R} \quad (1.2)$$

1-й закон Кірхгофа: алгебрична сума струмів, що сходяться до довільного вузла розгалуженого електричного кола, дорівнює нулю.

$$\sum_{k=1}^p I_k = 0 \quad (1.3)$$

2-й закон Кірхгофа: алгебраїчна сума спадів напруг на вітках (добутків струму віток на опори віток) у довільному замкненому контурі дорівнює алгебричній сумі ЕРС у цьому контурі.

$$\sum_{k=1}^n R_k I_k = \sum_{k=1}^n E_k \quad (1.4)$$

Використання цих правил тісно пов'язане з попереднім узгодженням додатних напрямів струмів та ЕРС і правилом обходу контурів. Знаки  $E_k$  і  $R_k I_k$  в 1 і 2 рівняннях беруться додатними, якщо напрями вказаних величин співпадають з напрямом обходу контуру і від'ємними, якщо напрями протилежні до обходу контуру.

Потужність в колі постійного струму :

$$P = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R} \quad (1.5)$$

Якщо електричне коло має  $p$  віток, в кожній з яких є резистивний опір  $R$ , джерело ЕРС  $E$  з внутрішнім опором  $r_0$ , то баланс потужності :

$$\sum_{k=1}^p E_k I_k - \sum_{k=1}^p r_0 I_k^2 = \sum_{k=1}^p R_k I_k^2 \quad (1.6)$$

де  $E_k I_k$  – потужність генератора (джерела електроенергії)  $k$  – ї вітки;  
 $r_0 I_k^2$  – потужність, що витрачається на внутрішньому опорі генератора;  
 $R_k I_k^2$  – потужність, що виділяється в опорі  $R_k$  – ї вітки.

Під час визначення потужності у джерелах електричної енергії необхідно врахувати умовно-додатні напрями струмів.

### 1.1 Визначення струму у вітках кола методом контурних струмів

Для електричного кола, зображеного на рисунку 1.1 визначити струми у вітках схеми методом контурних струмів.

Метод контурних струмів, запропонований англійським фізиком Д.Д. Максвеллом (1831 – 1874 р. р.), базується на понятті про контурні струми, під якими розуміють розрахункові (умовні) струми, що протікають у кожному незалежному контурі. Рівняння кола складають відносно контурних струмів, після чого справжні (реальні) струми у вітках визначають через знайдені контурні струми

#### Приклад розрахунку

Визначимо струми у вітках кола (рисунок 1.1, а) при заданих значеннях фізичних величин:  $E_1 = 18 \text{ В}$ ;  $E_2 = 9 \text{ В}$ ;  $J = 1 \text{ А}$ ;  $R_1 = 5 \text{ Ом}$ ;  $R_2 = 12 \text{ Ом}$ ;  $R_3 = 6 \text{ Ом}$ ;  $R_4 = 7 \text{ Ом}$ ;  $R_5 = 5 \text{ Ом}$ ;  $R_6 = 10 \text{ Ом}$ .

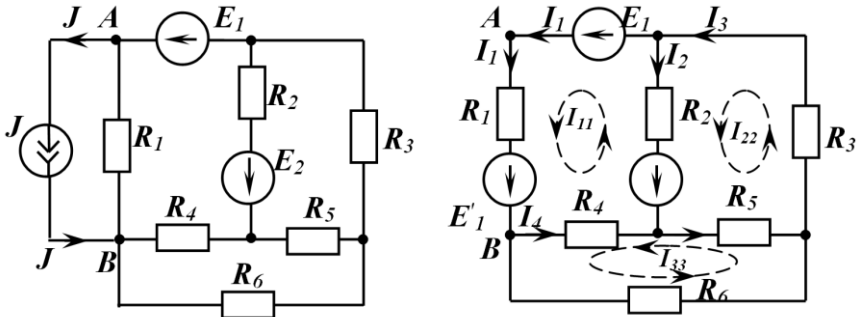


Рисунок 1.1 – Схема кола до методу контурних струмів

Для спрощення розрахунків перетворимо паралельне з'єднання ідеального джерела струму  $J$  і опору  $R_1$  між вузлами  $A$  і  $B$  (рисунок 1.1, а) в еквівалентне джерело ЕРС:  $E'_1 = R_1 \times J = 5 \times 1 = 5 \text{ В}$  і увімкнемо його послідовно з опором  $R_1$  (рисунок 1.1, б).

Виберемо довільно напрямки струмів у вітках, як показано на рисунку 1.1, б. Контурні струми позначимо  $I_{11}$ ,  $I_{22}$ ,  $I_{33}$  і, спрямувавши їх проти ходу годинникової стрілки, запишемо стосовно них систему контурних рівнянь кола:

$$\left. \begin{aligned} R_{11}I_{11} + R_{12}I_{22} + R_{13}I_{33} &= E_{11}; \\ R_{21}I_{11} + R_{22}I_{22} + R_{23}I_{33} &= E_{22}; \\ R_{31}I_{11} + R_{32}I_{22} + R_{33}I_{33} &= E_{33}. \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

Тут власні опори контурів:

$$R_{11} = R_1 + R_4 + R_2 = 5 + 7 + 12 = 24 \text{ Ом};$$

$$R_{22} = R_2 + R_5 + R_3 = 12 + 5 + 6 = 23 \text{ Ом};$$

$$R_{33} = R_4 + R_6 + R_5 = 7 + 10 + 5 = 22 \text{ Ом}.$$

Опори суміжних віток будуть від'ємними, оскільки контурні струми через них протікають у взаємно протилежних напрямках:

$$R_{12} = R_{21} = -R_2 = -12 \text{ Ом};$$

$$R_{13} = R_{31} = -R_4 = -7 \text{ Ом};$$

$$R_{23} = R_{32} = -R_5 = -5 \text{ Ом}.$$

Контурні ЕРС незалежних контурів:  $E_{11}, E_{22}, E_{33}$  – рівні відповідним алгебраїчним сумах ЕРС кожного контуру, причому, зі знаком «плюс» («мінус») входять ті ЕРС, напрямки яких співпадають (не співпадають) з напрямком обходу контуру.

Таким чином,

$$E_{11} = E_1 + E_1' - E_2 = 18 + 5 - 9 = 14 \text{ В};$$

$$E_{22} = E_2 = 9 \text{ В};$$

$$E_{33} = 0 \text{ В}.$$

Підставивши числові значення фізичних величин в систему (1.7), одержимо:

$$\left. \begin{aligned} 24I_{11} - 12I_{22} - 7I_{33} &= 14; \\ -12I_{11} + 23I_{22} - 5I_{33} &= 9; \\ -7I_{11} - 5I_{22} + 22I_{33} &= 0. \end{aligned} \right\}$$

Розв'яжемо цю систему рівнянь методом детермінантів (визначників).

Головний детермінант системи:

$$\Delta = \begin{vmatrix} 24 & -12 & -7 \\ -12 & 23 & -5 \\ -7 & -5 & 22 \end{vmatrix} = 6409 \text{ Ом}^3.$$

Допоміжні детермінанти:

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} 14 & -12 & -7 \\ 9 & 23 & -5 \\ 0 & -5 & 22 \end{vmatrix} = 9425 \text{ В} \cdot \text{Ом}^3;$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} 24 & 14 & -7 \\ -12 & 9 & -5 \\ -7 & 0 & 22 \end{vmatrix} = 8497 \text{ В} \cdot \text{Ом}^3;$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} 24 & -12 & 14 \\ -12 & 23 & 9 \\ -7 & -5 & 0 \end{vmatrix} = 4930 \text{ В} \cdot \text{Ом}^3.$$

Контурні струми визначаються, як:

$$I_{11} = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{9425}{6409} = 1,47 \text{ А};$$

$$I_{22} = \frac{\Delta_2}{\Delta} = \frac{8497}{6409} = 1,33 \text{ А};$$

$$I_{33} = \frac{\Delta_3}{\Delta} = \frac{4930}{6409} = 0,77 \text{ А}.$$

Справжні струми в зовнішніх вітках рівні відповідним контурним струмам:

$$I_1 = I_{11} = 1,47 \text{ А}; \quad I_3 = I_{22} = 1,33 \text{ А}; \quad I_6 = I_{33} = 0,77 \text{ А}.$$

Справжні струми в суміжних вітках рівні алгебраїчним суммам відповідних контурних струмів:

$$I_2 = I_{22} - I_{11} = 1,33 - 1,47 = -0,14 \text{ А};$$

$$I_4 = I_{11} - I_{33} = 1,47 - 0,77 = 0,70 \text{ А};$$

$$I_5 = I_{22} - I_{33} = 1,33 - 0,77 = 0,56 \text{ А}.$$

У результаті розрахунку виявилось, що струм  $I_2$  має від'ємне значення, яке свідчить про те, що дійсний напрямок цього струму у вітці протилежний умовно прийнятому напрямку.

Струм через опір  $R_1$  (рис. 1.1, а) визначимо на підставі першого закону Кірхгофа:

$$I'_1 = I_1 - J = 1,47 - 1 = 0,47 \text{ А}.$$

Слід зауважити, що метод контурних струмів вигідно застосовувати при розрахунку складених електричних кіл, в яких число незалежних контурів менше, ніж число вузлів у колі.

## 1.2 Визначення струмів у вітках кола методом вузлових потенціалів

При розрахунку електричних кіл методом вузлових потенціалів як допоміжні невідомі використовують потенціали вузлів кола відносно одного з них – опорного вузла, потенціал якого приймають рівним нулю.



$E_1 = 18 \text{ В}; E_2 = 9 \text{ В}; J = 1 \text{ А}; R_1 = 5 \text{ Ом}; R_2 = 12 \text{ Ом}; R_3 = 6 \text{ Ом}; R_4 = 7 \text{ Ом}; R_5 = 5 \text{ Ом}; R_6 = 10 \text{ Ом}.$

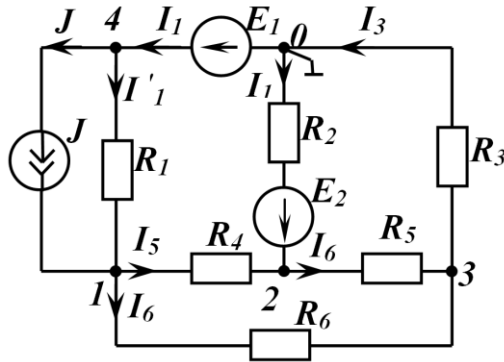


Рисунок – 1.2 Схема кола до методу вузлових потенціалів

Розв’язання. Виберемо довільно додатні напрямки струмів у вітках, позначимо цифрами вузли кола і прийнемо потенціал вузла 0 рівним нулеві ( $\phi_0 = 0 \text{ В}$ ).

Тоді: 
$$\phi_4 = \phi_0 + E_1 = 0 + 18 = 18 \text{ В}.$$

За допоміжні невідомі будемо вважати потенціали  $\phi_1$ ,  $\phi_2$  й  $\phi_3$  решти вузлів кола, для визначення яких складемо систему розрахункових рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} G_{11}\phi_1 - G_{12}\phi_2 - G_{13}\phi_3 &= I_{11}; \\ -G_{21}\phi_1 + G_{22}\phi_2 - G_{23}\phi_3 &= I_{22}; \\ -G_{31}\phi_1 - G_{32}\phi_2 + G_{33}\phi_3 &= I_{33}. \end{aligned} \right\} \quad (1.10)$$

Власні провідності вузлів:

$$G_{11} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_6} = \frac{1}{5} + \frac{1}{7} + \frac{1}{10} = 0,44 \text{ См};$$

$$G_{22} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} = \frac{1}{12} + \frac{1}{7} + \frac{1}{5} = 0,43 \text{ См};$$

$$G_{33} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} = \frac{1}{6} + \frac{1}{5} + \frac{1}{10} = 0,47 \text{ См}.$$

Міжвузлові провідності:

$$G_{12} = G_{21} = \frac{1}{R_4} = \frac{1}{7} = 0,14 \text{ См};$$

$$G_{13} = G_{31} = \frac{1}{R_6} = \frac{1}{10} = 0,10 \text{ См};$$

$$G_{23} = G_{32} = \frac{1}{R_5} = \frac{1}{5} = 0,20 \text{ См.}$$

Вузлові струми кола згідно з виразом (1.29):

$$I_{11} = \frac{E_1}{R_1} + J = \frac{18}{5} + 1 = 4,6 \text{ А};$$

$$I_{22} = \frac{E_2}{R_2} = \frac{9}{12} = 0,75 \text{ А};$$

$$I_{33} = 0 \text{ А.}$$

Вузловий струм  $I_{33}$  третього вузла рівний нулю, оскільки в жодній вітці, що приходить до цього вузла, немає ні джерела ЕРС, ні джерела струму.

Підставимо обчислені значення провідностей і вузлових струмів у систему рівнянь (1.10):

$$\left. \begin{aligned} 0,44\phi_1 - 0,14\phi_2 - 0,10\phi_3 &= 4,6; \\ -0,14\phi_1 + 0,43\phi_2 - 0,20\phi_3 &= 0,75; \\ -0,10\phi_1 - 0,20\phi_2 + 0,47\phi_3 &= 0. \end{aligned} \right\}$$

Потенціали  $\phi_1$ ,  $\phi_2$  й  $\phi_3$  знаходимо як розв'язки цієї системи:

$$\phi_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{0,810}{0,052} = 15,58 \text{ В};$$

$$\phi_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta} = \frac{0,560}{0,052} = 10,77 \text{ В};$$

$$\phi_3 = \frac{\Delta_3}{\Delta} = \frac{0,417}{0,052} = 8,02 \text{ В};$$

де  $\Delta = \begin{vmatrix} 0,44 & -0,14 & -0,10 \\ -0,14 & 0,43 & -0,20 \\ -0,10 & -0,20 & 0,47 \end{vmatrix} = 0,052 \text{ См}^3;$

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} 4,60 & -0,14 & -0,10 \\ 0,75 & 0,43 & -0,20 \\ 0 & -0,20 & 0,47 \end{vmatrix} = 0,810 \text{ А} \cdot \text{См}^2;$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} 0,44 & 4,60 & -0,10 \\ -0,14 & 0,75 & -0,20 \\ -0,10 & 0 & 0,47 \end{vmatrix} = 0,560 \text{ А} \cdot \text{См}^2;$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} 0,44 & -0,14 & 4,60 \\ -0,14 & 0,43 & 0,75 \\ -0,10 & -0,20 & 0 \end{vmatrix} = 0,417 \text{ A} \cdot \text{Cm}^2.$$

При вибраному спрямуванні струмів у вітках їх величини визначаються таким алгоритмом:

У чисельнику виразу для струму від потенціалу вузла, з якого струм витікає, віднімається потенціал вузла, до якого струм підтікає; якщо при цьому у вітці є ЕРС, то вона враховується зі знаком «+» («-»), коли її напрямок співпадає (протилежний) з напрямком струму в цій вітці. В знаменнику виразу для струму записується загальний опір вітки. Отже,

$$I'_1 = \frac{(\phi_4 - \phi_1)}{R_1} = \frac{(18 - 15,58)}{5} = 0,48 \text{ A};$$

$$I_2 = \frac{(\phi_0 - \phi_2 + E_2)}{R_2} = \frac{(0 - 10,77 + 9)}{12} = -0,15 \text{ A};$$

$$I_3 = \frac{(\phi_3 - \phi_0)}{R_3} = \frac{(8,02 - 0)}{6} = 1,34 \text{ A};$$

$$I_4 = \frac{(\phi_1 - \phi_2)}{R_4} = \frac{(15,58 - 10,77)}{7} = 0,69 \text{ A};$$

$$I_5 = \frac{(\phi_2 - \phi_3)}{R_5} = \frac{(10,77 - 8,02)}{5} = 0,55 \text{ A};$$

$$I_6 = \frac{(\phi_1 - \phi_3)}{R_6} = \frac{(15,58 - 8,02)}{10} = 0,76 \text{ A}.$$

Струм  $I_1$  визначимо з першого закону Кірхгофа, записаного стосовно вузла 4:

$$I_1 = I'_1 + J = 0,48 + 1 = 1,48 \text{ A}.$$

### 1.3 Баланс потужності електричного кола постійного струму

Для перевірки правильності розв'язання кола (рисунок 1.2) складемо баланс потужностей.

а) Потужність джерел:  $P_{дж} = E_1 \cdot I_1 + E_2 \cdot I_2 + J_K \cdot U_K$  (Вт)

Якщо напрямки ЕРС і струму співпадають, добуток  $E_k I_k$  записується зі знаком «+», якщо напрями протилежні – з «-».

б) Потужність, що виділяється на резисторах:

$$P_{\text{Спож}} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 + R_3 I_3^2 + R_4 I_4^2 + R_5 I_5^2 + R_6 I_6^2 \text{ (Вт)}.$$

Значення потужностей  $P_{\text{ДЖ}}$  та  $P_{\text{Спож}}$  повинні співпадати із заданою точністю.

### 1.4 Завдання для самостійного опрацювання

#### Аналіз електричного кола постійного струму

Для електричного кола, зображеного на рисунках додатку А, відповідно номера варіанта (таблиця 1.1) виконати наступне:

1. Визначити струми у вітках схеми методом контурних струмів.
2. Визначити струми у вітках схеми методом вузлових потенціалів.
3. Скласти баланс потужностей для всієї схеми.

Таблиця 1.1

Вихідні дані до завдання

Номер варіанта	Номер рисунка	R <sub>1</sub>	R <sub>2</sub>	R <sub>3</sub>	R <sub>4</sub>	R <sub>5</sub>	R <sub>6</sub>	R <sub>7</sub>	E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	J <sub>к</sub>
		Ом							В		А
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	A.1	40	30	20	10	15	9	4	60	20	0.1
2	A.2	50	40	10	20	20	12	3	40	35	0.2
3	A.3	60	50	20	30	30	18	5	30	25	0.3
4	A.4	70	60	30	40	40	20	6	20	15	0.4
5	A.5	80	15	40	15	20	30	9	10	5	0.5
6	A.6	90	20	50	25	25	35	10	20	18	0.6
7	A.7	40	18	40	30	30	40	7	40	30	0.7
8	A.8	21	14	28	18	38	48	8	18	28	0.8
9	A.9	22	15	29	19	39	49	9	19	29	0.9
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
10	A.10	23	16	30	20	40	50	10	20	30	1.0
11	A.1	24	17	31	21	41	51	11	21	31	1.1
12	A.2	25	18	32	22	42	52	12	22	32	1.2
13	A.3	26	19	33	23	43	53	13	23	33	1.3
14	A.4	27	20	34	24	44	54	14	24	34	1.4
15	A.5	28	21	35	25	45	55	15	25	35	1.5
16	A.6	29	22	31	26	21	11	11	11	21	1.6
17	A.7	30	23	32	32	22	12	12	12	22	1.7
18	A.8	24	33	33	33	23	13	13	13	23	1.8
19	A.9	25	34	34	34	24	14	14	14	24	1.9
20	A.10	26	35	35	35	25	15	15	15	25	2.0

## 2 Кола змінного струму Основні поняття

У лінійних електричних колах синусоїдного струму напруги, електрорушійні сили і струми є синусоїдними функціями часу:

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u), \quad e = E_m \sin(\omega t + \psi_e), \quad i = I_m \sin(\omega t + \psi_i), \quad (2.1)$$

де  $u, e, i$  – миттєві значення,  $U_m, E_m, I_m$  – амплітудні значення,  $\psi_u, \psi_e, \psi_i$  – початкові фази відповідних синусоїдних величин,  $\omega = 2\pi f$  – кутова частота.

Всі змінні величини можна представити у вигляді комплексних чисел  $\dot{U}, \dot{E}, \dot{I}$ , що записуються у трьох формах:

- показникові форма:  $\dot{A} = Ae^{j\psi_a}$ ; (2.2)

- тригонометрична форма:  $\dot{A} = A(\cos\psi_a + j \sin\psi_a)$ ; (2.3)

- алгебраїчна форма:  $\dot{A} = a + jb$ , (2.4)

де  $A = A_m / \sqrt{2}$  – модуль діючого значення змінної величини, а також:

$$A = \sqrt{a^2 + b^2}, \quad \psi_a = \arctg \frac{b}{a}. \quad (2.5)$$

Співвідношення між напругами і струмами в електричних колах змінного струму залежить від характеру навантаження в колі:

а) активне – резистивний елемент з опором  $R$ ;

б) індуктивне – котушка з опором  $X_L = \omega L$ , де  $L$  – індуктивність;

в) ємнісне – конденсатор з опором  $X_C = \frac{1}{\omega C}$ , де  $C$  – ємність котушки.

Повний опір кола з послідовним з'єднанням всіх трьох елементів:

$$\underline{Z} = R + j(X_L - X_C) = Ze^{j\varphi}, \quad (2.6)$$

де  $\varphi$  – кут зсуву фаз між струмом і напругою.

Закон Ома і середня потужність за період для кожного виду навантаження матиме вигляд:

а) активне:  $\dot{I} = \frac{\dot{U}}{R} = \frac{Ue^{j\psi_u}}{R}$ ,  $P = UI = I^2 R$ ; (2.7)

б) індуктивне:  $\dot{I} = \frac{\dot{U}}{jX_L} = \frac{Ue^{j\psi_u}}{\omega L e^{j\frac{\pi}{2}}} = \frac{U}{\omega L} e^{j(\psi_u - \frac{\pi}{2})}$ ,  $Q = UI \sin \varphi = I^2 X_L$ ; (2.8)

в) ємнісне:  $\dot{I} = \frac{\dot{U}}{-jX_C} = \frac{Ue^{j\psi_u}}{\omega C e^{-j\frac{\pi}{2}}} = U\omega C e^{j(\psi_u + \frac{\pi}{2})}$ ,  $Q = UI \sin \varphi = I^2 X_C$ . (2.9)

Закон Ома і повна потужність послідовного з'єднання  $R, L, C$ :

$$\underline{i} = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}} = \frac{Ue^{j\psi_u}}{Ze^{j\varphi}}, \quad \underline{S} = \dot{U} \cdot \dot{I}^* = Ue^{j\psi_u} \cdot Ie^{-j\psi_i} = UIe^{j\varphi}. \quad (2.10)$$

Для побудови векторної діаграми значення синусоїдних струмів і напруг відображають векторами довжиною, що дорівнює модулю діючого значення відповідної комплексної величини, у відповідному масштабі і під кутом  $\psi$  до осі  $X$ , що відповідає початковій фазі даної величини.

## 2.1 Розрахунок однофазного кола змінного струму комплексним методом

У коло синусоїдного струму частотою 50Гц і напругою  $U$  (рисунок 2.1) ввімкнено наступні елементи: активні опори  $R_1$  і  $R_2$  Ом, конденсатори ємністю  $C_1, C_2$  мкФ і котушка з індуктивністю  $L_1$ , Гн.

Визначити струми і напруги на всіх елементах кола. Розрахувати активну і реактивну потужності. Побудувати топографічну векторну діаграму струмів і напруг.

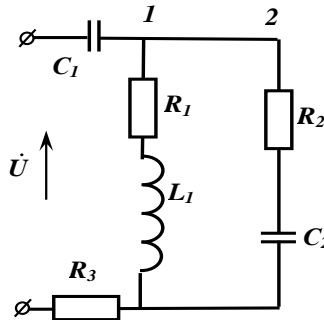


Рисунок – 2.1 Електричне коло змінного струму

Розв'язання.

Визначаємо величину (модуль) реактивних опорів елементів:

$$\omega = 2\pi f = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 = 314 \text{ рад/с}$$

$$X_{L1} = \omega L_1 \text{ Ом}, \quad X_{C1} = 1/\omega C_1 \text{ Ом}, \quad X_{C2} = 1/\omega C_2 \text{ Ом}.$$

Повні комплексні опори віток 1 і 2:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{L1} = Z_1 e^{j\varphi_1} \text{ Ом}, \quad \underline{Z}_2 = R_2 - jX_{C2} = Z_2 e^{-j\varphi_2} \text{ Ом}.$$

Еквівалентний опір паралельного з'єднання віток 1 і 2:

$$\underline{Z}_{1,2} = \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}, \text{ Ом}$$

Повний опір електричного кола дорівнює:

$$\underline{Z} = R_3 - jX_{C1} + \underline{Z}_{1,2}, \text{ Ом.}$$

Визначаємо загальний струм:  $\dot{I} = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}}$  А.

Спади напруг на послідовних елементах  $C_1$ ,  $R_3$  і паралельних вітках  $\underline{Z}_{1,2}$ :

$$\begin{aligned} \dot{U}_{R3} &= \dot{I} \cdot R_3 \text{ В,} & \dot{U}_{C1} &= \dot{I} \cdot (-jX_{C1}) = \dot{I} \cdot X_{C1} e^{-j\frac{\pi}{2}} \text{ В,} \\ \dot{U}_{1,2} &= \dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \dot{I} \cdot \underline{Z}_{1,2} \text{ В.} \end{aligned}$$

Визначаємо струми у вітках 1 і 2:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_{1,2}}{\underline{Z}_1} \text{ А,} \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_{1,2}}{\underline{Z}_2} \text{ А.}$$

Відповідно спади напруг на окремих елементах віток:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{R1} &= \dot{I}_1 \cdot R_1 \text{ В,} & \dot{U}_{L1} &= \dot{I}_1 \cdot jX_{L1} = \dot{I}_1 \cdot X_{L1} e^{j\frac{\pi}{2}} \text{ В,} \\ \dot{U}_{R2} &= \dot{I}_2 \cdot R_2 \text{ В,} & \dot{U}_{C2} &= \dot{I}_2 \cdot (-jX_{C2}) = \dot{I}_2 \cdot X_{C2} e^{-j\frac{\pi}{2}} \text{ В.} \end{aligned}$$

За даними розрахунків будемо топографічну векторну діаграму (рисунок 2.2). Для побудови векторної діаграми вибираємо масштаби  $m_U$  В/см,  $m_I$  А/см.

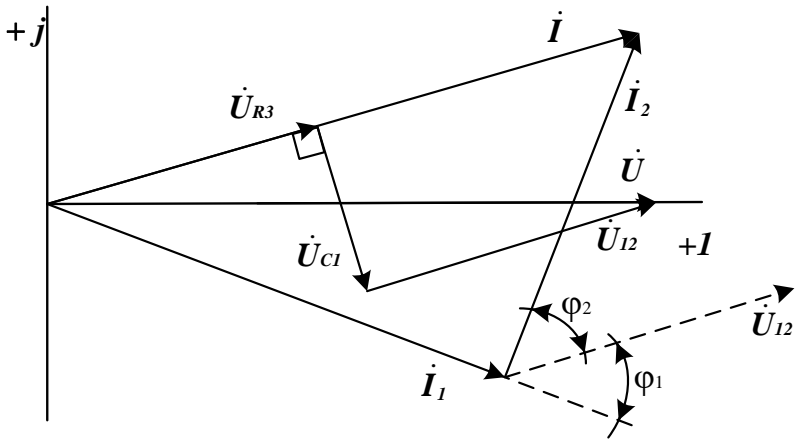


Рисунок – 2.2 Векторна діаграма схеми, зображеної на рис. 2.1  
Комплексна потужність джерела:

$$\underline{S}_{дж} = \dot{U} \cdot \dot{I}^* = P_{дж} \pm jQ_{дж} \text{ ВА.}$$

Отже, активна потужність джерела –  $P_{дж}$  Вт і реактивна –  $Q_{дж}$  ВАр.

## 2.2 Завдання для самостійного розв'язання

### Розрахунок однофазного кола змінного струму.

Для кола змінного струму синусоїдної напруги з частотою 50 Гц, зображеного на рисунках додатку Б, відповідно до номера варіанта завдання (таблиця 2.1) виконати наступне:

1. Визначити струми і напруги на всіх окремих елементах кола.
2. Розрахувати рівняння балансу потужностей.
3. Побудувати векторну діаграму струмів і напруг.

Таблиця 2.1

Вихідні дані до завдання

Номер варіанта	Номер рисунка	U, В	L1, мГн	L2, мГн	C1, мкФ	C2, мкФ	R1, Ом	R2, Ом
1	Б.1	10	10	100	120	200	20	25
2	Б.2	20	15	105	130	210	22	25
3	Б.3	30	20	110	140	220	24	25
4	Б.4	40	25	115	150	230	26	25
5	Б.5	50	30	120	160	240	28	25
6	Б.6	60	35	125	170	250	30	30
7	Б.7	70	40	130	180	260	32	30
8	Б.8	80	45	135	190	270	34	30
9	Б.9	90	50	140	200	280	36	30
10	Б.10	100	55	145	210	290	100	30
11	Б.1	15	60	150	220	300	10	40
12	Б.2	25	65	155	230	310	12	40
13	Б.3	35	70	10	240	320	14	40
14	Б.4	45	75	15	250	330	16	40
15	Б.5	55	80	20	260	340	18	40
16	Б.6	65	85	25	270	350	20	50
17	Б.7	75	90	30	280	360	22	50
18	Б.8	85	95	35	290	370	24	50
19	Б.9	95	100	40	300	380	26	50
20	Б.10	105	105	45	310	390	28	50

## Трифазні електричні кола Основні поняття

Трифазне електричне коло складається з трьох однофазних, в яких діють ЕРС одної частоти індуковані одним джерелом енергії, що відрізняються по фазі одна відносно одної на третину періоду.

Фази джерела та приймача можна з'єднувати по-різному. Зіркою називають таке з'єднання, коли кінці фаз обмоток генератора з'єднують в одну спільну точку (рисунок 2.3), яку називають нейтральною точкою N, або нейтраллю. Кінці фаз приймача також з'єднують в одну спільну точку. Провідники, що з'єднують початки фаз генератора та приймача, називають лінійними. Провідник, що з'єднує дві нейтралі, називають нейтральним.

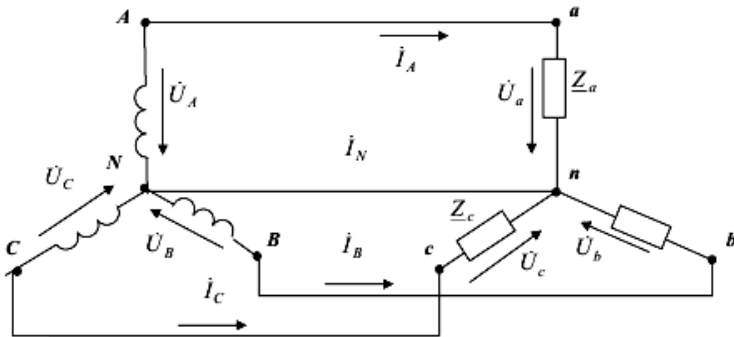


Рисунок 2.3 – З'єднання зіркою

Трикутник – це таке з'єднання, коли кінець першої фази з'єднаний з початком другої фази, кінець другої фази з'єднаний з початком третьої фази, а кінець третьої фази – з початком першої, як зображено на рисунку 2.4.

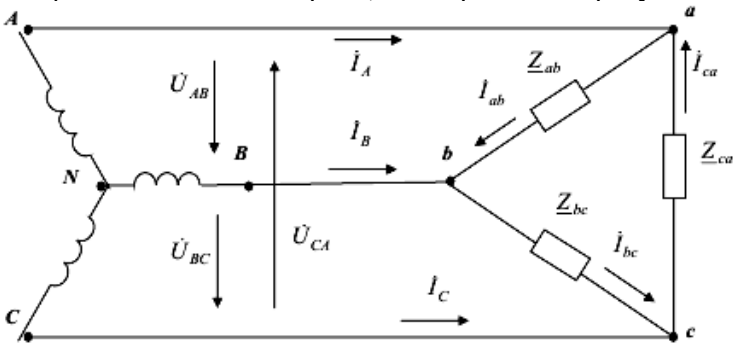


Рисунок 2.4 – З'єднання трикутником

Якщо опори  $Z_a$ ,  $Z_b$ ,  $Z_c$  приймача однакові, то таке навантаження називають симетричним. Напругу  $U_F$  між лінійним проводом та нейтраллю називають фазною. Напругу  $U_L$  між двома лінійними провідниками – лінійною.

Для з'єднання зіркою справедливі співвідношення:

Фазні напруги приймача:

$$\dot{U}_A = U_\phi e^{j0^\circ}, \dot{U}_B = U_\phi e^{-j120^\circ}, \dot{U}_C = U_\phi e^{j120^\circ}. \quad (2.11)$$

Лінійні напруги:

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B, \dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C, \dot{U}_{CA} = \dot{U}_C - \dot{U}_A. \quad (2.12)$$

Лінійні і фазні струми  $I_L = I_\phi$ :

$$\dot{I}_\phi = \frac{\dot{U}_\phi}{Z_\phi}. \quad (2.13)$$

Струм у нейтральному провіднику:

$$\dot{I}_N = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C. \quad (2.14)$$

Для приймача з'єданого трикутником.

Фазні і лінійні напруги рівні:

$$U_L = U_\phi. \quad (2.15)$$

Фазні струми:

$$\dot{I}_\phi = \frac{\dot{U}_\phi}{Z_\phi}. \quad (2.16)$$

Лінійні струми:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca}, \dot{I}_B = \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab}, \dot{I}_C = \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{ab}. \quad (3.17)$$

Для двох видів з'єднання повна комплексна потужність джерела:

$$S_{Джс} = \dot{U}_A \dot{I}_A^* + \dot{U}_B \dot{I}_B^* + \dot{U}_C \dot{I}_C^* = P_{Джс} \pm jQ_{Джс}, \text{ ВА}, \quad (2.18)$$

де  $\dot{I}_\phi^*$  – спряжений вираз комплексного значення струму фази.

Активна і реактивна потужності споживачів:

$$P_{Cn} = |I_a|^2 \cdot R_a + |I_b|^2 \cdot R_b + |I_c|^2 \cdot R_c, \text{ Вт}, \quad (2.19)$$

$$Q_{Cn} = |I_a|^2 \cdot X_a + |I_b|^2 \cdot X_b + |I_c|^2 \cdot X_c, \text{ Вар}. \quad (2.20)$$

Значення активної і реактивної потужностей споживача і джерела повинні збігатися з допустимою точністю.

$$P_{Джс} \approx P_{Спож}, Q_{Джс} \approx Q_{Спож}.$$

### 2.3 Розрахунок трифазного кола змінного струму комплексним методом

**З'єднання зіркою.** Симетричний трифазний генератор живить навантаження, з'єднане зіркою, рисунок 2.5. Фазна напруга генератора  $U_\phi$ , В, параметри кола:  $R_a$  Ом;  $R_b$  Ом;  $R_c$  Ом;  $X_a$  Ом;  $X_b$  Ом;  $X_c$  Ом.

1. Знайти комплексні опори кожної фази.
2. Визначити комплексні фазні та лінійні напруги та струми приймача.
3. Побудувати векторну діаграму струмів і напруг.
4. Розрахувати рівняння балансу потужностей джерела і приймача.

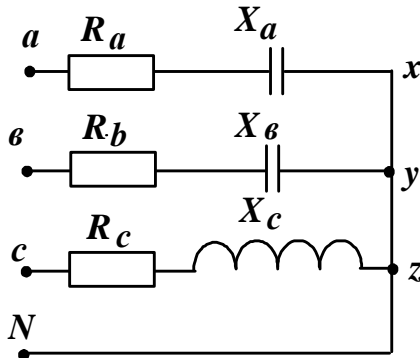


Рисунок 2.5 – Схема трифазного кола

#### Розв'язання

Розрахунок ведемо у комплексних числах.

1. Знайдемо комплексні опори кожної фази:

$$\underline{Z}_a = R_a - jX_a = Z_a e^{-j\varphi_a} \text{ (Ом);}$$

$$\underline{Z}_b = R_b - jX_b = Z_b e^{-j\varphi_b} \text{ (Ом);}$$

$$\underline{Z}_c = R_c + jX_c = Z_c e^{j\varphi_c} \text{ (Ом).}$$

2. Значення фазних напруг (однакові за модулем і зсунуті на  $120^\circ$ ):

$$\dot{U}_a = U_\phi e^{j0^\circ} = U_\phi \text{ (В);}$$

$$\dot{U}_b = U_\phi e^{-j120^\circ} \text{ (В);}$$

$$\dot{U}_c = U_\phi e^{j120^\circ} \text{ (В).}$$

3. Запишемо значення комплексних лінійних напруг:

$$\dot{U}_{ab} = \dot{U}_a - \dot{U}_b \text{ (В);}$$

$$\dot{U}_{bc} = \dot{U}_b - \dot{U}_c \text{ (В);}$$

$$\dot{U}_{ca} = \dot{U}_c - \dot{U}_a \text{ (В).}$$

4. Розрахунок комплексних фазних струмів:

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{U}_a}{\underline{Z}_a} = \frac{U_\Phi}{Z_a e^{-j\varphi_a^\circ}} = \frac{U_\Phi}{Z_a} e^{j\varphi_a^\circ} \text{ (А);}$$

$$\dot{I}_b = \frac{\dot{U}_b}{\underline{Z}_b} = \frac{U_\Phi e^{j120^\circ}}{Z_b e^{-j\varphi_b}} = \frac{U_\Phi}{Z_b} e^{j(120^\circ + \varphi_b)} \text{ (А);}$$

$$\dot{I}_c = \frac{\dot{U}_c}{\underline{Z}_c} = \frac{U_\Phi e^{-j120^\circ}}{Z_c e^{j\varphi_c^\circ}} = \frac{U_\Phi}{Z_c} e^{j(-120^\circ - \varphi_c)} \text{ (А).}$$

5. Струм у нейтральному провіднику:

$$\dot{I}_N = \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c, \text{ (А).}$$

**З'єднання трикутником.** Симетричний трифазний генератор із заданими ЕРС живить навантаження з'єднане трикутником рисунок 2.6. Фазна напруга трифазного генератора  $U_\Phi$  В, параметри кола:  $R_a$  Ом;  $R_b$  Ом;  $R_c$  Ом;  $X_a$  Ом;  $X_b$  Ом;  $X_c$  Ом.

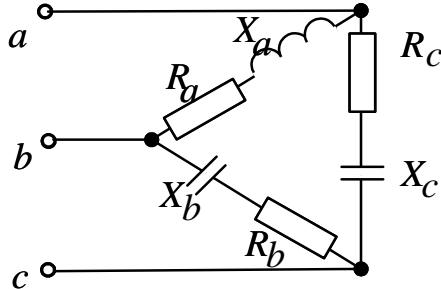


Рисунок 2.6 – Схема трифазного кола

1. Знайдемо комплексні опори кожної фази:

$$\underline{Z}_{a\bar{b}} = R_a + jX_a = Z_{a\bar{b}} e^{j\varphi_{a\bar{b}}^\circ} \text{ (Ом);}$$

$$\underline{Z}_{\bar{b}c} = R_b - jX_b = Z_{\bar{b}c} e^{-j\varphi_{\bar{b}c}^\circ} \text{ (Ом);}$$

$$\underline{Z}_{\bar{c}a} = R_c - jX_c = Z_{\bar{c}a} e^{-j\varphi_{\bar{c}a}^\circ} \text{ (Ом).}$$

2. Значення фазних напруг дорівнюють значенням лінійних напруг (однакові за модулем і зсунуті на  $120^\circ$ ):

$$\dot{U}_{a\bar{b}} = U_\Phi e^{j0^\circ} = U_\Phi \text{ (В);}$$

$$\dot{U}_{\bar{b}c} = U_\Phi e^{-j120^\circ} \text{ (В);}$$

$$\dot{U}_{\bar{c}a} = U_\Phi e^{j120^\circ} \text{ (В).}$$

3. Розрахунок комплексних фазних струмів:

$$\dot{I}_{a6} = \frac{\dot{U}_{a6}}{Z_{a6}} = \frac{U_{\Phi}}{Z_{a6} e^{j\varphi_{a6}^{\circ}}} = \frac{U_{\Phi}}{Z_{a6}} e^{-j\varphi_{a6}^{\circ}} \quad (\text{A});$$

$$\dot{I}_{6c} = \frac{\dot{U}_{6c}}{Z_{6c}} = \frac{U_{\Phi} e^{-j120^{\circ}}}{Z_{6c} e^{-j\varphi_{6c}^{\circ}}} = \frac{U_{\Phi}}{Z_{6c}} e^{j(-120^{\circ} + \varphi_{6c}^{\circ})} \quad (\text{A});$$

$$\dot{I}_{ca} = \frac{\dot{U}_c}{Z_{ca}} = \frac{U_{\Phi} e^{j120^{\circ}}}{Z_{ca} e^{-j\varphi_{ca}^{\circ}}} = \frac{U_{\Phi}}{Z_{ca}} e^{j(120^{\circ} + \varphi_{ca}^{\circ})} \quad (\text{A}).$$

5. Розрахунок лінійних струмів:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca}, \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab}, \quad \dot{I}_C = \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{ab}. \quad (\text{A}).$$

6. На основі розрахунків для кіл зі з'єднанням зіркою і трикутником будемо векторну діаграму струмів і напруг трифазного кола рисунок 2.7, а), б) відповідно. Для побудови векторної діаграми вибираємо масштаби  $m_U$  В/см,  $m_I$  А/см.

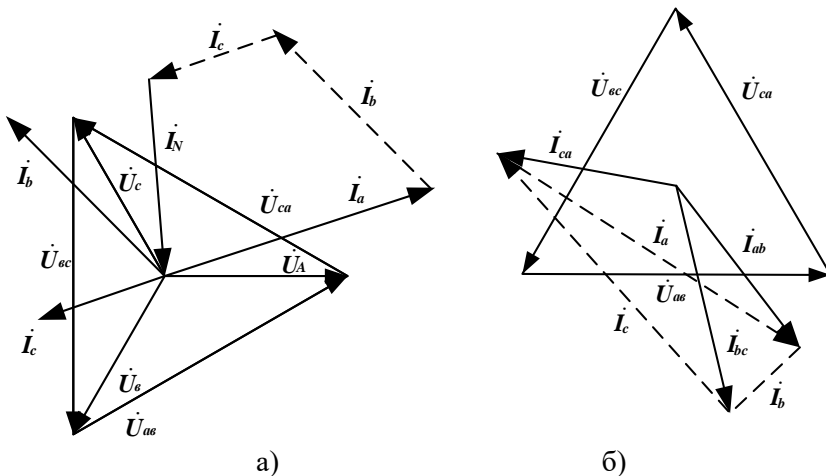


Рис. 2.7 – Векторна діаграма струмів та напруг  
а) до схеми рис. 2.5, б) до схеми 2.6

## 2.4 Завдання для самостійного опрацювання

Розрахунок трифазного електричного кола

Симетричний трифазний генератор із заданими ЕРС живить через трипровідну лінію електропередачі навантаження (схеми кіл розміщені у додатку В). Фазна напруга трифазного генератора  $U_{\Phi}$  та параметри кола задані у таблиці 2.2.

1. Знайти комплексні опори кожної фази.

2. Визначити комплексні фазні та лінійні напруги та струми приймача.
3. Побудувати векторну діаграму струмів і напруг.
4. Розрахувати рівняння балансу потужностей генератора і приймача.

Таблиця 2.2

## Вихідні дані до завдання

Номер варіанта	Номер рисунок	$U_{\phi},$ В	$R_a,$ Ом	$R_b,$ Ом	$R_c,$ Ом	$X_a,$ Ом	$X_b,$ Ом	$X_c,$ Ом
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	В.1	127	10	11	-	51	-	21
2	В.2	220	30	-	12	52	22	92
3	В.3	110	45	-	13	53	23	93
4	В.4	200	60	14	64	54	24	94
5	В.5	150	-	-	45	55	25	95
6	В.6	300	30	16	46	56	26	96
7	В.7	240	-	17	47	57	27	-
8	В.8	180	60	18	-	58	28	98
9	В.9	135	90	-	49	59	29	99
10	В.10	210	10	20	40	-	30	100
11	В.1	127	30	11	-	51	-	31
12	В.2	220	45	-	12	52	32	92
13	В.3	110	60	-	13	53	33	93
14	В.4	200	10	14	34	74	34	94
15	В.5	150	-	-	45	15	35	95
16	В.6	300	45	16	46	56	36	96
17	В.7	240	-	17	47	57	37	-
18	В.8	180	90	18	-	58	38	98
19	В.9	135	10	-	49	59	39	99
20	В.10	210	30	20	40	-	40	100

### 3 Магнітні кола з постійними магнітними потоками Основні поняття

Магнітне коло – це сукупність джерел магніторушійної сили і магнітопроводів, призначених для створення магнітного поля необхідної інтенсивності і направленості. Основні фізичні характеристики магнітного поля: магнітна індукція  $B$ , магнітний потік  $\Phi$ , напруженість магнітного поля  $H$ , магнітна проникність  $\mu$ .

Магнітний потік однорідного магнітного поля через площину  $S$ , перпендикулярну до ліній поля:

$$\Phi = B \cdot S. \quad (3.1)$$

Напруженість магнітного поля зв'язана з індукцією:

$$B = \mu\mu_0 H \quad (3.2)$$

де  $\mu$  – відносна магнітна проникність матеріалу,  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнітна стала. Залежність  $B = f(H)$  для феромагнітних матеріалів наочно ілюструється кривою намагнічування.

Закон повного струму для магнітних кіл:

$$\sum_{k=1}^{k=n} H_k l_k = \sum_{k=1}^{k=m} w_k I_k, \quad (3.3)$$

де  $l_{cp}$  – довжина середньої силової магнітної лінії,  $I$  – намагнічуючий струм котушки,  $H_k l_{cp} = U_{\mu k}$  – магнітна напруга ділянки магнітопроводу,  $w_k I_k = F_k$  –магніторушійна сила котушки.

Магнітний опір ділянки замкненого магнітного кола:

$$R_M = \frac{\ell_{cpk}}{S_k \mu \mu_0}. \quad (3.4)$$

Закон Ома для магнітного кола:

$$\Phi = \frac{U_M}{R_M}. \quad (3.5)$$

#### 3.1 Розв'язання прямої задачі розрахунку магнітних кіл

Для електромагніта постійного струму з немагнітним проміжком  $l_H$  (геометрія магнітопроводу зображена на рисунку 3.1) виконати наступне:

1. Визначити величину струму в котушці, що необхідна для створення в магнітопроводі магнітного потоку  $\Phi$ , Вб.
2. Визначити повний магнітний опір  $R_M$  магнітопроводу.

3. Скласти рівняння балансу магнітних напруг та МРС для магнітопроводу.

Електромагніт, форма магнітопроводу якого зображена на рис. 3.1. живиться від джерела постійної напруги. Вихідні дані:  $a=50$  см;  $b=6$  см;  $c=6$  см;  $d=7$  см;  $\ell_H=0,1$  мм;  $\Phi=4000$  Н;  $w=1200$  витків.

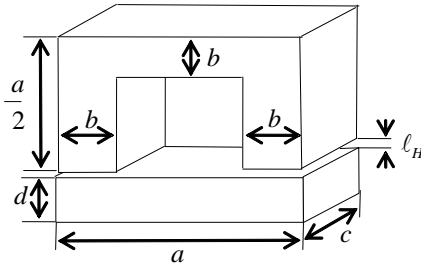


Рисунок 3.1 – Форма магнітопроводу електромагніта

1. Для розрахунку магнітне коло ділимо на ділянки з незмінними магнітними властивостями і перерізом  $S$ . В нашому випадку таких ділянок 3 з перерізами відповідно:

$$S_1 = bc \text{ м}^2, \quad S_2 = dc \text{ м}^2,$$

$$S_3 = S_H = bc \text{ м}^2 - 2 \text{ діамагнітних проміжки.}$$

Довжини середніх ліній кожної з ділянок:

$$l_1 = 2a - 2b \text{ м}, \quad l_2 = a + d - b \text{ м}, \quad l_3 = 2l_H \text{ м.}$$

2. Магнітна індукція на кожній ділянці магнітопроводу:

$$B_1 = \frac{\Phi}{S_1} \text{ Тл}, \quad B_2 = \frac{\Phi}{S_2} \text{ Тл}, \quad B_3 = B_1 = \frac{\Phi}{S_3} \text{ Тл.}$$

3. За даними табл. Г.1 додатку Г будуюмо криву намагнічування, з якої знаходимо напруженість магнітного поля при кожному значенні індукції  $B_1$  і  $B_2$ , Тл (рисунок 3.2).

Напруженість магнітного поля в діамагнітному проміжку:

$$H_3 = \frac{B_3}{\mu_0} \text{ (А/м)}, \text{ де } \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м.}$$

4. За законом повного струму магніторушійна сила котушки:

$$F_M = wI = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 l_3.$$

Тоді сила струму, необхідна для намагнічування матеріалу:

$$I = \frac{F_M}{w}.$$

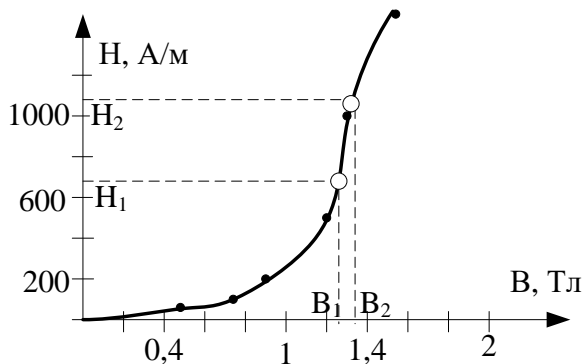


Рисунок 3.2 – Крива намагнічування матеріалу магнітопроводу

5. Магнітна проникність матеріалу 1 і 2 ділянки відповідно:

$$\mu_1 = \frac{B_1}{\mu_0 H_1} \text{ Гн/м}, \quad \mu_2 = \frac{B_2}{\mu_0 H_2} \text{ Гн/м}.$$

Визначаємо повний магнітний опір уздовж середньої лінії замкнутого магнітного кола, як суму опорів окремих його ділянок:

$$R_M = \frac{\ell_1}{S_1 \mu_1 \mu_0} + \frac{\ell_2}{S_2 \mu_2 \mu_0} + 2 \frac{\ell_H}{S_3 \mu_0} \text{ А/(В}\cdot\text{с)}.$$

6. Складаємо баланс магнітних напруг та МРС для магнітопроводу. Спад магнітної напруги у магнітопроводі дорівнює:

$$U_M = R_M \Phi \text{ (А)}.$$

Якщо  $U_M \approx F_M$  отже, баланс магнітних напруг збігається.

### 3.2 Завдання для самостійного розв'язання

Розв'язання прямої задачі розрахунку магнітного кола

Для електромагніту постійного струму з немагнітним проміжком  $\ell_H$  (геометрія магнітопроводу зображена в додатку Г), відповідно до номера варіанта (таблиця 3.1) виконати наступне:

1. Визначити величину струму в котушці, що необхідна для створення у магнітопроводі магнітного потоку  $\Phi$ , Вб.
2. Визначити повний магнітний опір  $R_M$  магнітопроводу.
3. Скласти рівняння балансу магнітних напруг та МРС для магнітопроводу.

Таблиця 3.1

## Вихідні дані до завдання

Номер варіанта	Номер рисунок	$a$ , см	$b$ , см	$c$ , см	$d$ , см	$\ell_H$ , мм	$\Phi$ , мВб	$w$ , витків
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	Г.1	40	10	2	12	0,1	0,5	1000
2	Г.2	20	9	3	13	0,2	0,6	1200
3	Г.3	30	8	4	10	0,05	0,7	1400
4	Г.4	40	7	5	8	0,05	0,8	1500
5	Г.5	45	6	4	73	0,06	0,9	2000
6	Г.1	50	5	5	5	0,08	1	2200
7	Г.2	55	4	4	6	0,06	1,1	2100
8	Г.3	25	4	3	4	0,1	1,1	1000
9	Г.4	35	5	2	6	0,05	1,3	1200
10	Г.5	45	6	3	7	0,1	1,4	1400
11	Г.1	10	3	7	4	0,2	1,5	1500
12	Г.2	20	4	3	5	0,05	1,6	2000
13	Г.3	30	7	4	7	0,05	1,7	2200
14	Г.4	40	5	5	6	0,06	1,8	2100
15	Г.5	45	4	6	4	0,08	1,9	1000
16	Г.1	50	6	5	8	0,06	2	1200
17	Г.2	55	3	4	5	0,1	2,1	1400
18	Г.3	25	6	3	7	0,05	2,2	1500
19	Г.4	35	8	2	9	0,1	2,3	2000
20	Г.5	45	5	4	8	0,2	2,4	2200

### 3.3 Розв'язання оберненої задачі розрахунку магнітних кіл

Коли розв'язується обернена магнітна задача, тобто коли необхідно за заданою намагнічувальною силою  $F = wI$  визначити збуджуваний нею магнітний потік  $\Phi$ , задають ряд значень магнітного потоку  $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n$ , визначають для кожного з них відповідну намагнічу-вальну силу  $(wI)_1, (wI)_2, \dots, (wI)_n$ , а потім будують магнітну характеристику  $\Phi = F(wI)$ , що дає можливість знайти графічно необхідний магнітний потік  $\Phi$  за заданою величиною намагнічу вальної сили  $wI$ .

Визначимо магнітні потоки в стрижнях магнітопроводу (рис.3.3) при заданих величинах струмів у котушках, якщо відомі фізичні параметри магнітного кола:

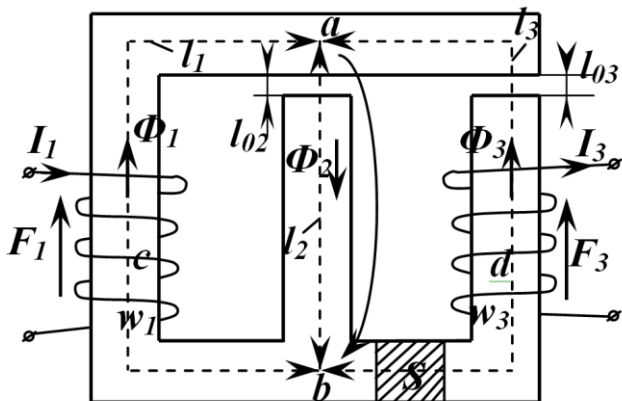


Рисунок 3.3 – Форма магнітопроводу електромагніта

$l_1, l_2, l_3$  – довжини середніх магнітних ліній;

$l_{01}, l_{02}, l_{03}$  – довжини повітряних проміжків у стрижнях магнітопроводу;

$S$  – площа поперечного перерізу стрижня;

$w_1, w_2, w_3$  – кількість витків проводу в котушках.

$F_1 = w_1 I_1$  і  $F_2 = w_2 I_2$  – магніторушійні сили (МРС) котушок.

Крива намагнічування електротехнічної сталі магнітопроводу приведена на рисунок 3.4.

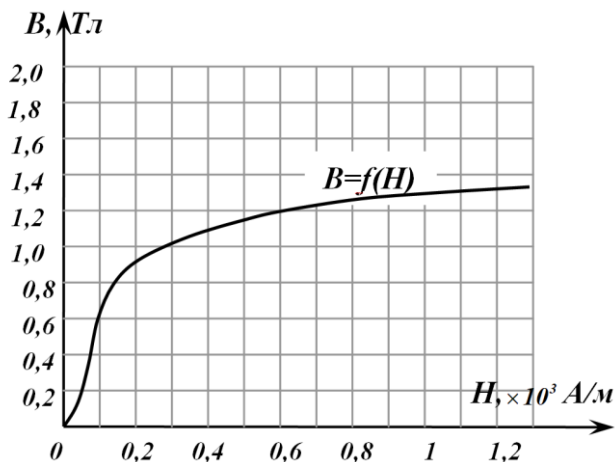


Рисунок 3.4 – Крива намагнічування електротехнічної сталі магнітопроводу

Розрахунок нелінійного магнітного кола проведемо за числовими даними, наведеними в табл. 3.2.

Таблиця 3.2

$I_1, A$	$I_2, A$	$I_3, A$	$l_1 \times 10^{-2}, M$	$l_2 \times 10^{-2}, M$	$l_3 \times 10^{-2}, M$	$L_{01}, \times 10^{-3}, M$	$L_{02}, \times 10^{-3}, M$	$L_{03}, \times 10^{-3}, M$	$S \times 10^{-3}, M^2$	$w$
20	-	30	1,3	0,6	1,3	-	0,2	0,1	2	50

Магнітне коло, представлене на рис. 3.3, є нелінійним, так як магнітний опір електротехнічної сталі є функцією її магнітної проникності  $\mu_a$ , яка нелінійно залежить від напруженості магнітного поля  $H$ , що також видно з нелінійності кривої намагнічування (рис. 3.4).

Розрахунок заданого магнітного кола проведемо графо-аналітичним методом по аналогії з розрахунком нелінійного електричного кола подібної конфігурації.

Зображене на рис. 3.3 коло є простим розгалуженим магнітним колом, що має два магнітних вузли «а» та «b» і три паралельні магнітні вітки. Для проведення розрахунку задамося умовними додатними напрямками магнітних потоків  $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3$  в стрижнях магнітопроводу і покажемо їх на схемі.

Складемо для вузла «а» рівняння рівноваги магнітних потоків згідно з першим законом Кірхгофа:

$$\Phi_2 = \Phi_1 + \Phi_3. \quad (3.6)$$

У відповідності з вибраними напрямками струмів  $I_1$  й  $I_3$  в котушках  $w_1$  і  $w_3$  позначимо на схемі додатні напрямки магніторушійних сил (МРС)  $F_1$  і  $F_3$ , визначені згідно з правилом правої руки: якщо котушку охопити правою рукою так, щоб струм «витікав» з чотирьох пальців, то випрямлений великий палець вкаже напрямок магніторушійної сили.

Згідно з другим законом Кірхгофа складемо рівняння рівноваги для замкнених магнітних контурів магнітопроводу, використовуючи аналогії: магніторушійна сила  $F = wI$  і електрорушійна сила  $E$ , спад магнітної напруги  $Hl$  і спад електричної напруги  $RI$ .

Виберемо напрямки обходу магнітних контурів у відповідності з рухом годинкової стрілки. При цьому спад магнітної напруги увійде в рівняння зі знаком „+”, якщо напрямок магнітного потоку співпадає з напрямком обходу контуру, і навпаки.

Будемо вважати, що міжвузлова напруга  $U_{Mab}$  направлена від вузла «а» до вузла «b», а в стрижнях магнітопроводу діють магнітні напруги:

$$U_{M1} = H_1 l_1; \quad (3.7)$$

$$U_{M_2} = H_2 l_2 + H_{02} l_{02}; \quad (3.8)$$

$$U_{M_3} = H_3 l_3 + H_{03} l_{03}, \quad (3.9)$$

де  $H_1 = H_2 = H_3 = H$  – напруженості магнітного поля в стрижнях магнітопроводу;

$H_{01} = H_{02} = H_0$  – напруженості магнітного поля в повітряних проміжках магнітопроводу;

$l_1, l_2, l_3$  – довжини середніх магнітних ліній в магнітних вітках  $a-c-b$ ,  $a-b$  і  $a-d-b$  відповідно;

$l_{02}, l_{03}$  – довжини повітряних проміжків у стрижнях магнітопроводу.

Тоді рівняння рівноваги для трьох магнітних контурів згідно з другим законом Кірхгофа запишуться:

$$U_{M_1} + U_{M_{ab}} = F_1; \quad (3.10)$$

$$U_{M_2} - U_{M_{ab}} = 0; \quad (3.11)$$

$$-U_{M_3} - U_{M_{ab}} = -F_3, \quad (3.12)$$

де

$$F_1 = w_1 I_1 = 50 \times 20 = 1000 \text{ A};$$

$$F_2 = w_2 I_2 = 50 \times 30 = 1500 \text{ A}.$$

Перенісши міжвузлову магнітну напругу  $U_{M_{ab}}$  в ліву частину рівнянь, одержимо залежності міжвузлової магнітної напруги від МРС і спадів магнітних напруг для кожного стрижня магнітопроводу:

$$U_{M_{ab}}^{(1)} = F_1 - U_{M_1}; \quad (3.13)$$

$$U_{M_{ab}}^{(2)} = U_{M_2}; \quad (3.14)$$

$$U_{M_{ab}}^{(3)} = F_3 - U_{M_3}. \quad (3.15)$$

Для спрощення аналізу задачі всі дані розрахунків будемо записувати в табл. 3.3.

Тепер, задавшись значеннями магнітної індукції  $B = 0; 0,1; 0,2; \dots; 1,4 \text{ Тл}$  (1-й рядок табл. 3.3), обчислимо для кожного з них:

а) магнітний потік  $\Phi$  у стрижнях магнітопроводу за формулою  $\Phi = B \times S$ , де  $S$  – поперечний переріз стрижня (2-й рядок табл. 6.3);

б) напруженість магнітного поля  $H$ , користуючись кривою намагнічування  $B = f(H)$ , приведеною на рис. 3.4 (3-й рядок табл. 3.3);

в) напруженість магнітного поля  $H_0$  в повітряних проміжках магнітопроводу за формулою:

$$H_0 = B / \mu_0 = B / 4\pi \times 10^{-7} = 7,96 \times 10^5 \times B \cong 8 \times 10^5 \text{ B};$$

г) спади магнітних напруг  $H_k \times l_k$  в сталі магнітопроводу (5-й, 8-й і 12-й рядки табл. 3.3);

д) спади магнітних напруг  $H_{0k} \times l_{0k}$  в повітряних проміжках магнітопроводу (9-й і 13-й рядки табл.3.3);

е) повні спади магнітних напруг на магнітних вітках магнітопроводу (6-й, 10-й і 14-й рядки табл. 3.3);

Таблиця 3.3

№	Параметри магнітного поля	Числові дані												
		0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,2	1,4
1	$B, Tл$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,2	1,4
2	$\Phi = B \times S,$ $\times 10^{-4} Вб$	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	24	28
3	$H, \times 10^4 A/м$	0	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,9	1,0	1,5	1,9	2,6	6,0	17
4	$H_0, \times 10^4 A/м$	0	8	16	24	32	40	48	56	64	72	80	96	112
5	$H_1 l_1, A$	0	39	52	65	78	91	117	143	195	247	238	780	2200
6	$U_{M1} = H_1 \times l_1,$ $A$	0	39	52	65	78	91	117	143	195	247	238	780	2200
7	$U_{Mab}^{(1)} = (F_1 - U_{M1}),$ $A$	1000	961	948	935	922	908	883	857	805	753	662	220	-1200
8	$H_2 \times l_2, A$	0	18	24	30	36	42	54	66	90	114	156	360	10200
9	$H_{02} \times l_{02}, A$	0	16	32	48	64	80	96	112	128	144	160	192	224
10	$U_{M2} = (H_2 \times l_2 +$ $+ H_{02} \times l_{02}), A$	0	34	56	78	100	122	150	178	218	258	316	552	1244
11	$U_{Mab}^{(2)} = U_{M2}, A$	0	34	56	78	100	122	150	178	218	258	316	552	1244
12	$H_3 \times l_3, A$	0	39	52	65	78	91	117	143	195	247	338	780	2200
13	$H_{03} \times l_{03}, A$	0	8	16	24	32	40	48	56	64	72	80	96	112
14	$U_{M3} = (H_3 \times l_3 +$ $+ H_{03} \times l_{03}), A$	0	47	68	89	110	131	165	199	259	319	419	876	2312
15	$U_{Mab}^{(3)} = (F_3 - U_{M3}),$ $\times 10^3 A$	1,5	1,45	1,43	1,41	1,39	1,37	1,35	1,30	1,24	1,18	1,08	0,62	-0,8

е) міжвузлову магнітну напругу  $U_{Mab}$  для кожного стрижня магнітопроводу за формулами (3.13), (3.14) й (3.15) відповідно (7-й, 11-й і 15-й рядки табл. 3.3).

Далі розрахунок будемо проводити графічним методом.

Для цього побудуємо в спільній системі координат графіки  $\Phi_1(U_{Mab}^{(1)})$ ,  $\Phi_2(U_{Mab}^{(2)})$  й  $\Phi_3(U_{Mab}^{(3)})$ , використовуючи попарно числові дані 2-го рядка і 7-го, 11-го та 15-го рядків табл. 3.3 відповідно.

Будуємо сумарну криву  $\Phi_{13}(U_{Mab}) = \Phi_1(U_{Mab}^{(1)}) + \Phi_3(U_{Mab}^{(3)})$ , додаючи відповідні ординати кривих  $\Phi_1(U_{Mab}^{(1)})$  та  $\Phi_3(U_{Mab}^{(3)})$ , і знаходимо точку перетину її з кривою  $\Phi_2(U_{Mab}^{(2)})$ , тобто точку *A* (рис. 3.5). Ця точка задовільняє рівняння (3.6) для магнітних потоків і визначає єдине значення міжвузлової магнітної напруги  $U_{Mab}$  при незмінних струмах  $I_1$  й  $I_3$  в котушках  $w_1$  і  $w_3$ .

Перпендикуляр, опущений з точки *A* на вісь магнітних напруг, визначить на ній міжвузлову напругу  $U_{Mab} = 960$ . Цей перпендикуляр перетинає графіки  $\Phi_1(U_{Mab}^{(1)})$ ,  $\Phi_2(U_{Mab}^{(2)})$ ,  $\Phi_3(U_{Mab}^{(3)})$  в точках *C*, *A*, *B*, ординати яких визначають при магнітній напрузі  $U_{Mab} = 960$  А відповідні значення магнітних потоків:  $\Phi_1 = 1,8 \times 10^{-4}$  Вб,  $\Phi_2 = 23,2 \times 10^{-4}$  Вб, й  $\Phi_3 = 21 \times 10^{-4}$  Вб.

Якби в результаті розрахунку якийсь магнітний потік отримав від'ємне значення, то це означало б, що його справжній напрямок є протилежним тому, який ми на початку розрахунку умовно вибрали за додатний. Цей справжній напрямок слід нанести на схему магнітного кола (рис. 3.3) пунктиром або іншим кольором, зберігши обов'язково початковий напрямок.

Для перевірки точності проведених розрахунків запишемо рівняння другого закону Кірхгофа для магнітних контурів і підставимо в них числові значення визначених величин. З цією метою обчислимо значення магнітної індукції  $B_1$ , яке відповідає знайденому значенню магнітного потоку  $\Phi_1 = 1,8 \times 10^{-4}$  Вб в першому стрижні магнітопроводу:

$$B_1 = \frac{\Phi}{S_1} = \frac{1,8 \times 10^{-4}}{20 \times 10^{-4}} = 0,09 \text{ Т.}$$

На кривій намагнічування сталі  $B = f(H)$  (рис.3.5) значенню індукції  $B_1 = 0,09$  Тл відповідає значення напруженості магнітного поля  $H_1 = 0,027 \times 10^3$  А/м = 27 А. Підставивши ці числові значення у рівність (3.13):

$$U_{Mab}^{(1)} = F_1 - U_{M1} = w \times I_1 - H_1 \times l_1,$$

отримаємо

$$960 = 50 \times 20 - 27 \times 1,3$$

$$960 A \approx 956 A.$$

або

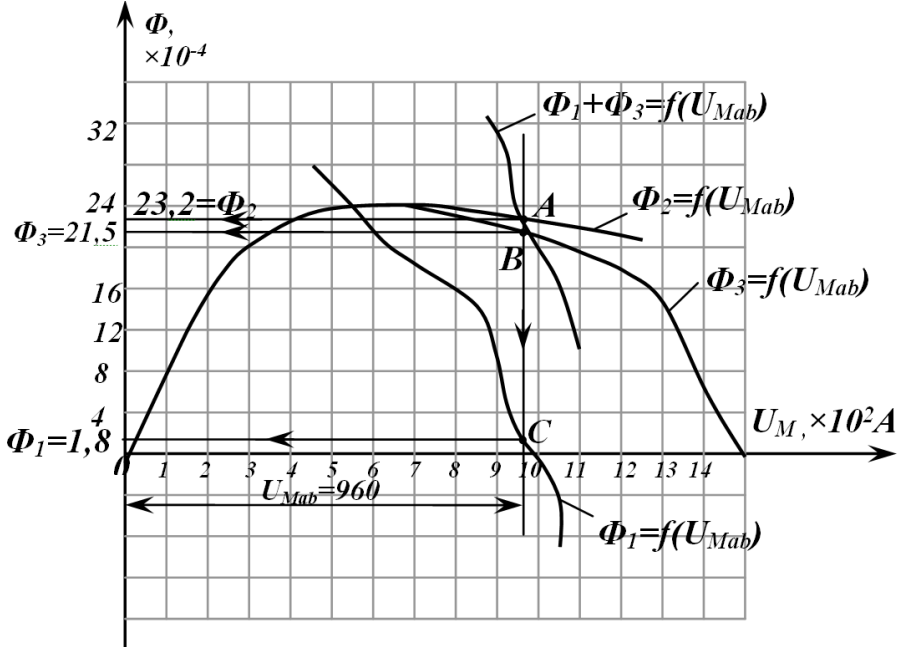


Рисунок 3.5 – Графік значень магнітного потоку в стрижнях

Магнітному потоку  $\Phi_3 = 21,5 \times 10^{-4}$  Вб відповідає магнітна індукція:

$$B_3 = \frac{\Phi_3}{S_3} = \frac{21,5 \times 10^{-4}}{20 \times 10^{-4}} = 1,08 \text{ Тл}.$$

На кривій намагнічування (рис. 3.4) значенню індукції  $B_3 = 1,08$  Тл відповідає значення напруженості магнітного поля  $H_2 = 0,39 \times 10^3$  А / м = 390 А.

Підставимо ці числові значення у рівність (6.15):

$$U_{Mab}^{(3)} = F_3 - U_{M3} = w \times I_3 - H_3 \times l_3 - H_{03} \times l_{03},$$

отримаємо

$$960 = 50 \times 30 - 390 \times 1,3 - 7,96 \times 10^5 \times 1,08 \times 10^{-4}$$

або

$$960 A \approx 927 A.$$

### 3.4 Завдання для самостійного розв'язання

Розв'язання оберненої задачі розрахунку магнітного кола

Згідно з варіантом підібрати в табл. 3.4 і в табл. 3. необхідні числові значення фізичних параметрів кола і визначити магнітні потоки в стрижнях магнітопроводу (рис. 3.3) при заданих величинах струмів у котушках.

Таблиця 3.4

Число десятків у шифрі	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$I_1, A$	-	10	12	8	-	12	10	-	10	15
$I_2, A$	6	7	-	16	5	-	8	18	-	10
$I_3, A$	5	-	16	-	12	8	-	12	12	-
w	65	50	60	70	50	40	60	55	60	80
$S, \times 10^{-3}, m^2$	4,5	2,0	2,2	4,0	3,6	2,4	1,6	2,8	3,0	2,6

Таблиця 3.5

Число одиниць у шифрі	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$l_1, m$	0,36	0,30	0,40	0,36	0,44	0,50	0,40	0,48	0,42	0,42
$l_2, m$	0,14	0,12	0,16	0,16	0,16	0,18	0,18	0,14	0,14	0,16
$l_3, m$	0,36	0,30	0,40	0,36	0,44	0,50	0,40	0,48	0,42	0,42
$L_{01}, \times 10^{-4}, m$	0,1	0,1	0,1	0,1	-	0,2	-	0,2	-	0,2
$L_{02}, \times 10^{-4}, m$	-	-	0,1	-	0,1	0,1	0,1	-	0,2	0,1
$L_{03}, \times 10^{-4}, m$	0,2	0,2	-	0,1	0,2	-	0,2	0,1	0,1	-

#### 4 Однофазний трансформатор

Трансформатор – це статичний електромагнітний пристрій, призначений для перетворення електричної енергії змінного струму однієї напруги в електричну енергію змінного струму іншої напруги за допомогою магнітного поля при незмінній частоті.

При живленні первинної обмотки трансформатора від джерела напруги  $u_1$  струм первинної обмотки  $i_1$  створює у магнітопроводі основний магнітний потік  $\Phi(t)$ , що наводить у первинній і вторинній обмотках трансформатора ЕРС  $e_1$  і  $e_2$ . Діючі значення ЕРС визначаються як:

$$E_1 = 4,44 f w_1 \Phi_m, \quad E_2 = 4,44 f w_2 \Phi_m, \quad (4.1)$$

де  $f$  – частота змінного струму,  $\Phi_m$  – амплітуда основного магнітного потоку,  $w_1, w_2$  – кількість витків первинної і вторинної обмоток.

Коефіцієнт трансформації:

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{U_{1НОМ}}{U_{2НОМ}}, \quad (4.2)$$

де  $U_{1НОМ}, U_{2НОМ}$  – номінальна напруга первинної і вторинної обмоток.

Номінальна потужність трансформатора:

$$S_{НОМ} = U_{2НОМ} I_{2НОМ} \approx U_{1НОМ} I_{1НОМ} \quad (4.3)$$

Рівняння електричного і магнітного станів трансформатора:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + R_1 \dot{I}_1 + jX_1 \dot{I}_1 \quad (4.4)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - R_2 \dot{I}_2 - jX_2 \dot{I}_2 \quad (4.5)$$

$$\dot{I}_1 w_1 + \dot{I}_2 w_2 = \dot{I}_{1X} w_1 \quad (4.6)$$

Для зручності і спрощення розрахунків трансформатор із магнітозв'язаними контурами заміняють заступною схемою з електрично-зв'язаними контурами первинної і вторинної обмоток (рис. 4.1). При цьому вторинну обмотку трансформатора заміщають зведеною з кількістю витків  $w'_2 = w_1$ . Тоді формули зведення для інших величин:

$$E'_2 = kE_1, \quad U'_2 = kU_2, \quad I'_2 = I_2/k, \quad R'_2 = k^2 R_2, \quad X'_2 = k^2 X_2, \quad Z'_2 = k^2 Z_2 \quad (4.7)$$

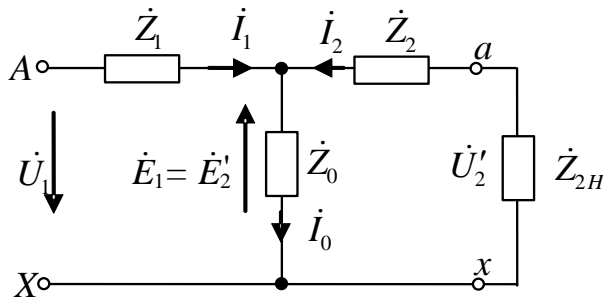


Рисунок 4.1 – Заступна схема зведеного трансформатора

Параметри заступної схеми можна визначити з дослідів холостого ходу і короткого замикання.

$$Z_0 = \frac{U_{10}}{I_{10}}; \quad R_0 = \frac{P_0}{I_{10}^2}; \quad X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}. \quad (4.8)$$

$P_0$  – потужність холостого ходу, що відповідає втратам у магнітопроводі.

$$Z_k = \frac{U_{1k}}{I_{1k}}; \quad R_k = \frac{P_k}{I_{1k}^2}; \quad X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2} \quad (4.9)$$

$P_k = R_1 I_{1H}^2 + R_2 I_{2H}^2$  – потужність короткого замикання, що відповідає втратам на нагрівання первинної і вторинної обмотки при номінальних струмах.

Відносне значення напруги короткого замикання, його активна і реактивна складова:

$$u_k = \frac{U_{1k}}{U_{1НОМ}} \cdot 100\% = \frac{Z_k I_{1НОМ}}{U_{1НОМ}} \cdot 100\%, \quad u_k = \sqrt{(u_{k.a.})^2 + (u_{k.p.})^2}, \quad (4.10)$$

$$u_{k.a.} = \frac{R_k I_{1НОМ}}{U_{1НОМ}} \cdot 100\% = \frac{P_k}{S_{НОМ}} \cdot 100\% = u_k \cos \varphi_k, \quad (4.11)$$

$$u_{k.p.} = \frac{X_k I_{1НОМ}}{U_{1НОМ}} \cdot 100\% = u_k \sin \varphi_k. \quad (4.12)$$

Зовнішня характеристика трансформатора – це залежність навантаження вторинної обмотки трансформатора  $U_2$  від струму навантаження  $I_2$  при номінальній напрузі первинної обмотки  $U_{1НОМ}$ :

$$U_2 = U_{2X} - \Delta U_2 \quad (4.13)$$

де  $U_{2X}$  – напруга холостого ходу,  $\Delta U_2$  – зміна вторинної напруги:

$$\Delta U_2 = \frac{1}{n} I_1 (R_k \cos \varphi_2 + X_k \sin \varphi_2). \quad (4.14)$$

або 
$$\Delta U_2 \% = \beta (u_{k.a.} \cos \varphi_2 + u_{k.p.} \sin \varphi_2) = \beta u_k \cos(\varphi_2 - \varphi_k), \quad (4.15)$$

де  $\beta = \frac{I_1}{I_{1НОМ}} \approx \frac{I_2}{I_{2НОМ}} \approx \frac{S}{S_{НОМ}}$  – коефіцієнт навантаження трансформатора.

Тоді вторинна напруга:

$$U_2 = U_{2X} \left(1 - \frac{\Delta U_2}{100\%}\right). \quad (4.16)$$

Коефіцієнт корисної дії трансформатора:

$$\eta = \frac{\beta S_{НОМ} \cos \varphi_2}{\beta S_{НОМ} \cos \varphi_2 + \beta^2 P_k + P_0}. \quad (4.17)$$

#### 4.1 Визначення параметрів заступної схеми однофазного трансформатора

Трансформатор має наступні паспортні дані: номінальна потужність  $S_H$  кВА, номінальна напруга первинної і вторинної обмоток  $U_{1H}$ , В,  $U_{2H}$ , В, потужність короткого замикання і холостого ходу  $P_k$ , Вт і  $P_0$ , Вт, струм холостого ходу  $I_{10}$ , в % від номінального і напруга короткого замикання  $u_k$ , в % від номінальної. За даними дослідів неробочого ходу та короткого замикання відповідно до варіанта завдання (таблиця 4.1) виконати наступне:

1. Побудувати заступну схему трансформатора і визначити параметри елементів заступної схеми.
2. Визначити опори обмоток трансформатора.
3. Визначити вторинну напругу та струм при під'єднанні споживача з параметрами  $Z_H$ ,  $\cos \varphi_H$ .
4. Побудувати зовнішню характеристику і залежність  $\eta = f(\beta)$  при заданому  $\cos \varphi_H$ .

Розв'язання.

1. Заступна схеми зведеного трансформатора наведена на рис. 4.1.

Обчислюємо коефіцієнт трансформації:  $k = \frac{U_{1H}}{U_{2H}}$ .

Номінальний первинний струм:  $I_{1H} = \frac{S_H}{U_{1H}}$ , А.

2. Параметри холостого ходу трансформатора.

Струм первинної обмотки холостого ходу заданий в % від  $I_{1H}$ , тому:

$$I_{10} = \frac{I_{10}\%}{100\%} \cdot I_{1H}, \text{ А.}$$

Напруга холостого ходу:  $U_{10} = U_{1H}$ , В.

Повний, активний та реактивний опори та коефіцієнт потужності трансформатора при неробочому ході визначаємо за формулами:

$$Z_0 = \frac{U_{10}}{I_{10}}; \quad R_0 = \frac{P_0}{I_{10}^2}; \quad X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}; \quad \cos \varphi_0 = \frac{P_0}{I_{10} U_{10}}.$$

3. Параметри трансформатора в режимі короткого замикання.

Дослід короткого замикання проводиться при пониженій напрузі  $U_{1k}$ , якщо вона задана у % від  $U_{1H}$ , тоді:

$$U_{1k} = \frac{u_k \%}{100\%} \cdot U_{1H}, \text{ В.}$$

Струм короткого замикання:

$$I_{1k} = I_{1H}, \text{ А.}$$

Повний, активний та реактивний опори трансформатора у режимі короткого замикання:

$$Z_k = \frac{U_{1k}}{I_{1k}}; \quad R_k = \frac{P_k}{I_{1k}^2}; \quad X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}; \quad \cos \varphi_k = \frac{R_k}{Z_k}.$$

4. Опір первинної обмотки (зведений трансформатор симетричний, тому активні та реактивні опори первинної і вторинної обмоток однакові, вони дорівнюють половині опорів короткого замикання):

$$R_1 = R_2' = \frac{1}{2} R_k; \quad X_1 = X_2' = \frac{1}{2} X_k.$$

Опір вторинної обмотки:

$$R_2 = \frac{R_2'}{k^2}, \quad X_2 = \frac{X_2'}{k^2}.$$

5. Визначаємо вторинну напругу і струм при навантаженні  $Z_H$ , Ом.

Активна і реактивна складові зведеного опору навантаження:

$$R_H' = Z_H' \cos \varphi_H = k^2 Z_H \cos \varphi_H, \text{ Ом} \quad X_H' = Z_H' \sin \varphi_H = k^2 Z_H \sin \varphi_H, \text{ Ом}$$

Коефіцієнт навантаження:

$$\beta = \frac{I_1}{I_{1H}},$$

$$\text{де } I_1 = \frac{U_{1H}}{\sqrt{(R_k + R_H')^2 + (X_k + X_H')^2}}, \text{ А}$$

– струм первинної обмотки при навантаженні.

Тоді зміна вторинної напруги при навантаженні:

$$\Delta U_2 \% = \beta (u_{k.a.} \cos \varphi_H + u_{k.p.} \sin \varphi_H),$$

$$\text{де } u_{k.a.} \% = u_k \% \cos \varphi_k, \quad u_{k.p.} = \sqrt{(u_k \%)^2 - (u_{k.a.} \%)^2}.$$

Отже вторинна напруга і струм:

$$U_2 = U_{2H} \left(1 - \frac{\Delta U_2}{100\%}\right), \quad \text{В } I_2 = \frac{U_2}{Z_H}, \text{А.}$$

6. Для побудови зовнішньої характеристики трансформатора, задаючи значення коефіцієнта навантаження  $0 \leq \beta \leq 1$ , визначаємо:

$$\Delta U_2 \% = \beta(u_{k.a.} \cos \varphi_H + u_{k.p.} \sin \varphi_H), \text{ та } U_2 = U_{2H} \left(1 - \frac{\Delta U_2}{100\%}\right).$$

Складаємо таблицю значень  $U_2 = f(\beta)$ . За даними таблиці будемо графік залежності зміни вторинної напруги трансформатора від навантаження (рис 4.2).

Аналогічно для різних значень коефіцієнта навантаження  $0 \leq \beta \leq 1$  розраховуємо коефіцієнт корисної дії трансформатора  $\eta = f(\beta)$ , дані записуємо в таблицю і будемо відповідний графік:

$$\eta = \frac{\beta S_{НОМ} \cos \varphi_H}{\beta S_{НОМ} \cos \varphi_H + \beta^2 P_k + P_0}.$$

Таблиця 4.1

№	$\beta$	$\Delta U_2 \%$	$U_2, \text{В}$	$\eta$
1	0	0	$U_{20}$	0
2	0,1	...	...	...
3	0,2			
...	...			
10	1,0			

Максимальний ККД  $\eta_{\max}$  отримуємо при навантаженні  $\beta = \sqrt{\frac{P_0}{P_k}}$ .

Активна потужність, що віддає трансформатор  $P = S_{НОМ} \cos \varphi_H$ .

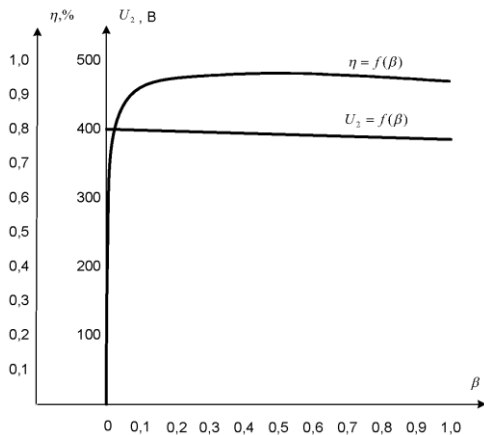


Рисунок 4.2 – Зовнішня характеристика і ККД трансформатора

#### 4.2 Завдання для самостійного розв’язання

Визначення параметрів заступної схеми однофазного трансформатора

Трансформатор має наступні паспортні дані: номінальна потужність  $S_H$  кВА, номінальна напруга первинної і вторинної обмоток  $U_{1H}$ , В,  $U_{2H}$ , В, потужність короткого замикання і холостого ходу  $P_k$ , Вт і  $P_o$ , Вт, струм холостого ходу  $I_{10}$ , в % від номінального і напруга короткого замикання  $u_k$ , в % від номінальної. За даними дослідів неробочого ходу та короткого замикання відповідно до варіанта завдання (таблиця 6.5) виконати наступне:

1. Побудувати заступну схему трансформатора і визначити параметри елементів заступної схеми.
2. Визначити опори обмоток трансформатора.
3. Визначити вторинну напругу та струм при під’єднанні споживача з параметрами  $Z_H$ ,  $\cos \varphi_H$ .
4. Побудувати зовнішню характеристику і залежність  $\eta = f(\beta)$  при заданому  $\cos \varphi_H$ .

Зауваження. При визначенні параметрів еквівалентної електричної заступної схеми трансформатора знехтувати спадом напруги у первинній обмотці у режимі неробочого ходу та намагнічуючою складовою струму в первинній обмотці у режимі короткого замикання. Зведений трансформатор вважати симетричним.

Таблиця 4.2.

## Вихідні дані до завдання

Номер варіанта	$S_H$ , кВА	$U_{1H}$ , кВ	$U_{2H}$ , В	$I_{10}$ , %	$P_0$ , Вт	$u_k$ , %	$P_k$ , Вт	$Z_H$ , Ом	$\cos \varphi_H$
1	2,5	500	100	2	25	10	50	0,5	1
2	6,3	500	90	2,2	30	9,5	60	0,55	0,9
3	10	500	80	2,4	35	8	70	1	0,8
4	16	500	70	2,6	40	8,5	80	1,5	0,7
5	25	500	50	2,8	25	7	60	2	0,5
6	40	380	220	3	50	7,5	100	2,5	1
7	63	380	127	3,2	75	6	150	3	0,75
8	100	380	100	3,4	60	6,5	120	3,5	0,5
9	160	380	36	3,6	40	5	80	4	0,8
10	250	380	12	3,8	25	5,5	50	4,5	1
11	2,5	1000	380	4	200	4	400	5	0,9
12	6,3	1000	220	4,2	150	4,5	300	5,5	0,8
13	10	1000	100	4,6	100	10,5	200	6	0,5
14	16	1000	127	4,8	50	11	100	6,5	0,6
15	25	1000	36	5	20	11,5	40	7	1
16	40	220	127	5,2	20	10	40	7,5	1
17	63	220	36	5,4	10	9,5	20	8	0,8
18	100	220	500	5,6	30	8	60	8,5	0,75
19	160	220	1000	5,8	20	8,5	40	9	1
20	250	220	12	6	30	7	60	9,5	0,9

## 5 Розрахунок параметричного стабілізатора напруги

### Основні поняття

Принцип дії параметричних стабілізаторів напруги ґрунтується на використанні напівпровідникових діодів – стабілітронів, вольт-амперні характеристики (ВАХ) яких мають ділянки з практично відсутньою залежністю напруги від струму. При увімкненні стабілітрона в зворотному напрямі його ВАХ в цьому разі має вигляд прямої вертикальної лінії, яка проходить майже паралельно осі струмів. При зміні в широких межах струму через прилад, спад напруги на ньому практично не змінюється.

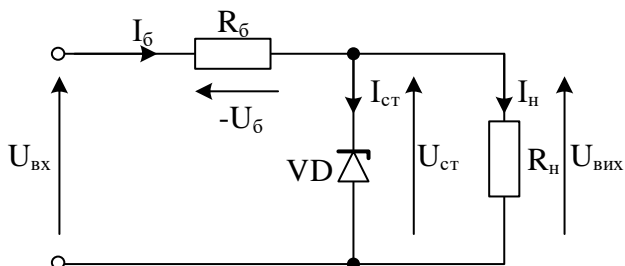


Рисунок 5.1 – Схема параметричного стабілізатора напруги

На рис. 5.1 наведена схема параметричного стабілізатора напруги. Якщо вхідна напруга  $U_{вх}$  стабілізатора збільшується, то це приводить до збільшення струму через стабілітрон і баластний резистор  $R_b$  ( $R_n = const$ ). Надлишок вхідної напруги падає на  $R_b$ , а напруга  $U_{вих}$  – на опорі навантаження, що дорівнює  $U_{ст}$ , залишається незмінною. При зміні опору  $R_n$ , струм, що протікає через опір  $R_b$  збільшується внаслідок збільшення струму навантаження і струму через стабілітрон, зростає напруга на резисторі  $R_b$ , а напруга  $U_{вих}$  практично зберігається незмінною.

Стабілітрони допускають їх послідовне включення. Напруга стабілізації при цьому додається. Паралельне сполучення стабілітронів недопустиме, тому що внаслідок неідентичності їх характеристик струми, які протікають через стабілітрони, розподіляються нерівномірно, що призведе до виходу з ладу одного із стабілітронів.

Напруга стабілізації стабілітрона  $U_{ст}$  вибирається рівною номінальній робочій напрузі  $U_n$ .

На рис. 5.2 наведено побудову навантажувальних характеристик стабілітрона.

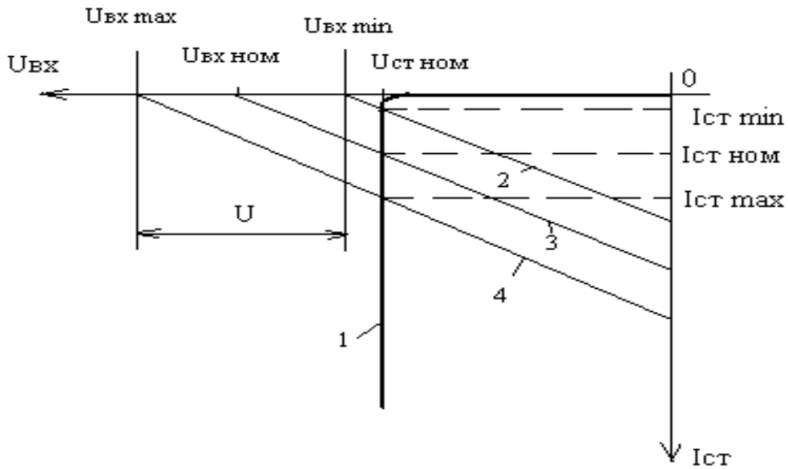


Рисунок 5.2 – Побудова навантажувальних характеристик стабілітрона

Тут прийнято такі позначення:

- 1 – ВАХ ідеального стабілітрона;
- 2 – лінія навантаження при  $I_{ст.min}$ ;
- 3 – лінія навантаження при  $I_{ст.ном}$ ;
- 4 – лінія навантаження при  $I_{ст.max}$ .

Із рис. 5.2 видно, що зміна входньої напруги у межах від  $U_{вх.min}$  до  $U_{вх.max}$  не призводить до зміни напруги на навантаженні, яка при цьому становить  $U_n = U_{ст.n}$  (якщо не враховувати динамічного опору стабілітрона  $R_d = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}$ ).

Основні параметри кремнієвих стабілітронів:

- номінальна напруга стабілізації  $U_{ст.ном}$ ;
- максимальний струм стабілізації  $I_{ст.max}$ ;
- мінімальний струм стабілізації  $I_{ст.min}$ ;
- диференціальний опір стабілітрона  $R_d = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}$ , що визначає реальну ВАХ (як правило, в довідниках ВАХ стабілітронів не приводиться);
- максимальна потужність розсіювання  $P_{max}$ ;
- температурний коефіцієнт напруги стабілізації  $\alpha_{ст} = \Delta U_{ст} / (U_{ст.ном} \cdot \Delta T)$ , де  $\Delta U_{ст}$  – зміна напруги стабілізації;  $\Delta T$  – абсолютна зміна температури навколишнього середовища.

Номінальний струм стабілізації стабілітрона вираховують за формулою:

$$I_{ст.ном} = (I_{ст.max} - I_{ст.min}) / 2, U_{ст.ном} = const \quad (5.1)$$

Вихідними даними для розрахунку елементів схеми (рис.5.1) є:

- напруга на навантаженні  $U_n = U_{вих}$ ;

- максимальна величина струму навантаження  $I_{н.мах}$  (може бути потужність  $P_n$ );
- номінальне значення вхідної напруги  $U_{вх.ном}$ ;
- допустимі відхилення вхідної напруги  $\Delta U$  (абсолютна зміна) або  $\delta$  (відносна зміна вхідної напруги).

Необхідно визначити:

- тип стабілітрона (за номінальною напругою стабілізації і допустимими струмами стабілізації);
- величину та потужність баластного опору.

Для забезпечення ефективної роботи стабілізатора необхідно вибирати:

$$U_{вх} \approx (2...3) U_{ст.ном} \quad (5.2)$$

Аналітичний розрахунок схеми зручно проводити, виходячи із наступних умов:

а) Опір навантаження має незмінну величину  $R_n = const$  ( $U_{вх} = var$ )

За другим законом Кірхгофа для схеми на рис. 5.1 маємо:

$$U_{вх.мах} = R_b (I_n + I_{ст.мах}) + U_{ст.ном} \quad (5.3)$$

$$U_{вх.мін} = R_b (I_n + I_{ст.мін}) + U_{ст.ном} \quad (5.4)$$

Тоді

$$\Delta U = U_{вх.мах} - U_{вх.мін} = R_b (I_{ст.мах} - I_{ст.мін}) \quad (5.5)$$

Із рівняння (5.5) визначаємо баластний опір:

$$R_b = \Delta U / I_{ст.мах} - I_{ст.мін} \quad (5.6)$$

Стабілітрон вибирають за значеннями  $U_{ст.ном}$ ,  $I_{ст.мін}$ ,  $I_{ст.мах}$ .

Потужність баластного резистора:

$$P_{r_b} \geq R_b \cdot I_2_{вх.мах} \quad (5.7),$$

де  $I_{вх.мах} = I_n + I_{ст.мах}$ .

Ефективність роботи стабілізатора визначаємо коефіцієнтом стабілізації:

$$K_{ст} = \Delta U_{вх} / U_{вх.ном} : \Delta U_{вих} / U_n; K_{ст} \leq 100 \quad (5.8)$$

б) Опір навантаження має змінну величину  $R_n = var$  і міняється в межах від  $R_n = \infty$  (навантаження відімкнено) до мінімальної величини  $R_n_{мін} = U_{ст.ном} / I_{н.мах}$ .

Для забезпечення працездатності схеми необхідно виконати умови:

$$I_{вх.мах} = U_{вх.мах} - U_{ст.ном} / R_b < I_{ст.мах} \text{ (що відповідає } R_n = \infty); \quad (5.9)$$

$$I_{ст} = I_{вх.мін} - I_{н.мах} > I_{ст.мін} \text{ (що відповідає } R_n = R_{н.мін}); \quad (5.10)$$

$$I_{вх.мін} = (U_{вх.мін} - U_{ст}) / R_b \geq I_{н.мах} + I_{ст.мін} \quad (5.11)$$

## 5.1. Приклад розрахунку параметричного стабілізатора напруги

1. Розрахувати параметричний стабілізатор напруги відповідно заданого варіанту за вихідними даними.

2. Побудувати ВАХ вибраного стабілітрона (з урахуванням  $R\delta$ ) та навантажувальні прямі при  $I_{ст.ном}$ ,  $I_{ст.мін}$ ,  $I_{ст.макс}$ .

3. Із побудованих графіків визначити чи забезпечуються умови стабілізації та коефіцієнт стабілізації схеми  $K_{ст}$ .

Вихідні дані для розрахунку параметричного стабілізатора:

- потужність навантаження  $P_H$ ;
- напруга на навантаженні  $U_{вих}$ ;
- номінальне значення вхідної напруги  $U_{н.вх}$ ;
- відносна зміна вхідної напруги  $\delta = \delta nI = \delta vI$

Приклад:  $P_H = 100$  мВт

$U_H = U_{вих} = 10$  В

$U_{н.вх} = 14$  В

$\delta = 0,1$ .

1) Визначаємо параметри навантаження:

$$I_H = \frac{P_H}{U_H} = \frac{0,1}{10} = 10(\text{мА}); \quad R_H = \frac{U_H}{I_H} = \frac{10}{0,01} = 1000(\text{Ом});$$

Розрахунок параметричного стабілізатора зводиться до:

- вибору стабілітрона;
- розрахунку баластного опору  $R\delta$ ;
- перевірки забезпечення умов стабілізації джерела;

2) Вибір стабілітрона

Так як напруга навантаження  $U_{вих} = U_H = 10$ В, то для її стабілізації номінальна напруга стабілітрона повинна дорівнювати:  $U_{ст.н} = U_H = 10$ В.

Із таблиці Е.5, додатку Е вибираємо стабілітрон, що задовільняє цю умову, а саме: Д814В, паспортні дані якого:  $U_{ст.н} = 10$ В;  $I_{ст.мін} = 3$ мА;  $I_{ст.макс} = 32$ мА;  $R\delta = 12$ Ом.

Визначаємо номінальне значення струму стабілізації стабілітрона:

$$I_{ст.н} = (I_{ст.мін} + I_{ст.макс})/2 = 17,5(\text{мА})$$

3) Розрахунок баластного опору.

Для схеми рис.5.1 згідно законів Кірхгофа запишемо наступні рівняння:

$$U_{вх} = U_{ст} + U\delta = U_{ст.н} + R\delta I\delta \quad (5.12)$$

$$I\delta = I_{ст} + I_H \quad (5.13)$$

Тоді із (5.12) і (5.13) можна визначити значення баластного резистора  $R\delta$ :

$$R\delta = \frac{U_{вх} - U_{ст.н}}{I_{ст.н} + I_H} = \frac{14 - 10}{(17,5 + 10) \cdot 10^{-3}} = 145,4(\text{Ом})$$

Потужність баластного резистора

$$P_{R\delta} \geq R\delta(I_{ст.н} + I_H)^2 = 145,4 \cdot (27,5 \cdot 10^{-3})^2 = 0,1 \text{ Вт.}$$

За шкалою номінальних величин (таблиці Е.1 та Е.2, додаток Е) вибираємо резистор С2-33-0,125-150 Ом  $\pm 5\%$ .

4) Перевірка умов стабілізації постійної напруги.

Для цього побудуємо ділянку ВАХ стабілітрона та навантажувальні прямі з врахуванням зміни напруги на вході схеми. Робочу ділянку ВАХ стабілітрона будемо за значеннями динамічного опору стабілітрона  $R_d$ , напруги  $U_{ст.н.}$ ,  $I_{ст.н.}$  (Рис.5.2).

Кут  $\alpha$  між робочою ділянкою ВАХ стабілітрона та віссю ординат з врахуванням масштабів струму визначається так:

$$\alpha = \arctg\left(R_d \frac{m_i}{m_u}\right) = \arctg\left(R_d \frac{0,005}{1}\right) = 3,45^\circ$$

де  $m_u = 1B/cm$ ;  $m_i = 0,005 A/cm$ .

Для побудови навантажувальної прямої при  $U_{н.вх}$  необхідно зробити деякі перетворення. Так як вітка з джерелом напруги  $U_{н.вх}$  (рис.5.1) й резистори  $R_b$  та вітка з навантаженням  $R_H$  з'єднані паралельно і містять тільки лінійні елементи, то замінимо їх еквівалентною віткою (рис. 5.3).

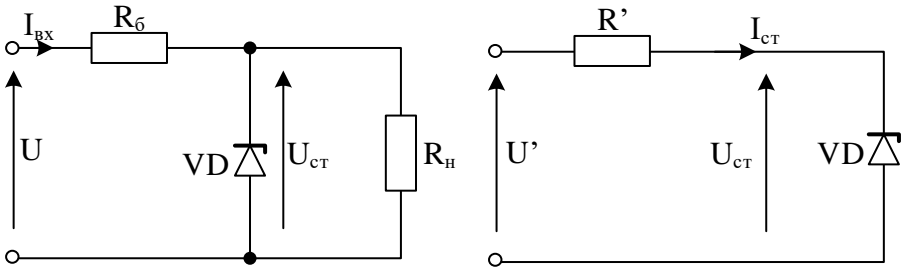


Рис.5.3 – Еквівалентна схема параметричного стабілізатора напруги

Параметри схеми визначаються такими виразами:

$$U' = \frac{U_{н.вх} R_H}{R_b + R_H} = \frac{14 * 1000}{145,4 + 1000} = 12,2 (B),$$

$$R' = \frac{R_b R_H}{R_b + R_H} = \frac{145,4 * 1000}{145,4 + 1000} = 126,98 (Ом).$$

Для схеми рис.5.1 згідно закону Кірхгофа запишемо:

$$U' = R' I_{ст} + U_{ст}$$

За цим рівнянням побудуємо навантажувальну пряму. Для цього визначимо координати 2-х точок, а саме:

$$\text{на осі ординат при } I_{ст.} = 0; U_{ст} = U' = 12,2(B)$$

$$\text{на осі абсцис при } U_{ст} = 0; I_{ст} = \frac{U'}{R'} = \frac{U}{R_b} = \frac{12,2}{126,98} = 0,096(A).$$

Через ці точки проведемо навантажувальну пряму (рис.5.4).

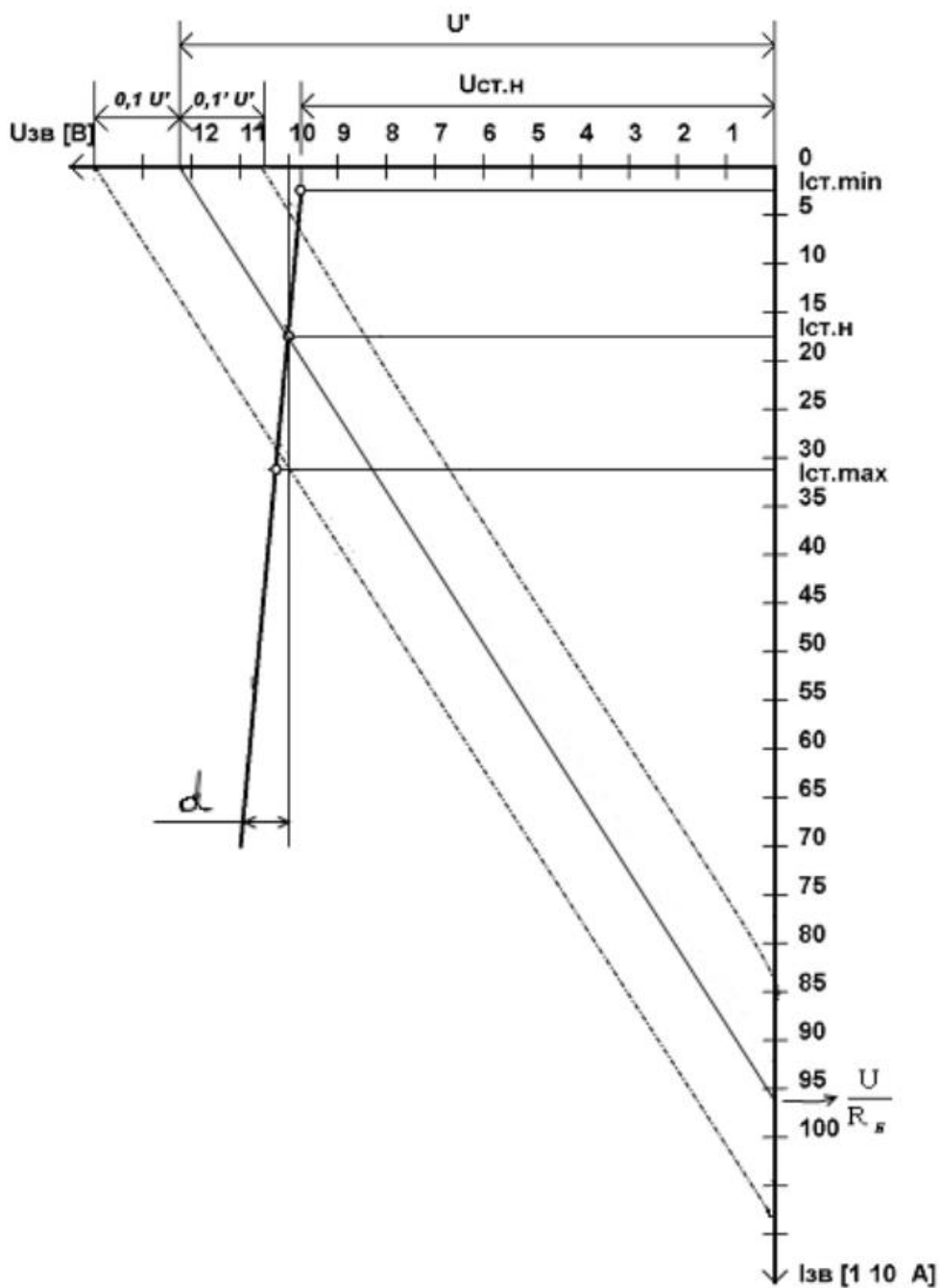


Рисунок 5.4 – ВАХ стабілітрона та навантажувальна пряма

Для перевірки забезпечення умови стабілізації джерела необхідно побудувати дві навантажувальні прямі, що відповідають зміні напруги в межах  $0,9U_{н.вх}$  до  $1,1U_{н.вх}$  (від  $0,9 U'$  до  $1,1U'$ );

$$U_{вх.min} = U_{н.вх} (1-\delta) = 14*(1-0,1) = 14 * 0,9 = 12,6 (В)$$

$$U_{вх.max} = U_{н.вх} (1+\delta) = 14*(1+0,1) = 14 * 1,1 = 15,6 (В)$$

Або:

$$U'_{вх.min} = U'(1-\delta) = 12,2 * 0,9 = 10,96 (В)$$

$$U_{вх.max} = U'(1+\delta) = 12,2 * 1,1 = 13,44 (В)$$

Побудова цих навантажувальних прямих здійснюється шляхом проведення двох прямих, паралельних до навантажувальної прямої при номінальній напрузі  $U_{н.вх}$ , через точки, що зсунені вліво та вправо на  $0,1 U'$  від напруги  $U' = 12,2 В$ . З рис.5.4 видно, що побудовані паралельні прямі перетинають робочу ділянку ВАХ стабілітрона в точках, які розташовані в межах від  $I_{ст.min}$  до  $I_{ст.max}$ . Отже, умови стабілізації забезпечуються. Визначимо коефіцієнт стабілізації  $K_{ст}$ .

Із рис. 5.4 маємо:  $\Delta U_{вх} = 3,3 В$ ,  $\Delta U_{вих} = 0,2 В$ .

Тоді  $K_{ст} = (\Delta U_{вх}/U_{вх.ном}):(\Delta U_{вих}/U_{н}) = (3,3*10)/(14*0,2) = 11,8$ .

## 5.2 Завдання для самостійного розв'язання

1. Розрахувати параметричний стабілізатор напруги відповідно заданого варіанту за вихідними даними приведеними у табл. 5.1.

2. Побудувати ВАХ вибраного стабілітрона (з урахуванням  $R_d$ ) та навантажувальні прямі при  $I_{ст.ном}$ ,  $I_{ст.min}$ ,  $I_{ст.max}$ .

3. Із побудованих графіків визначити чи забезпечуються умови стабілізації та коефіцієнт стабілізації схеми  $K_{ст}$ .

Таблиця 5.1.

Вихідні дані до завдання

№ п/п	$U_{вх.ном}$ В	$\delta$	$U_{н}=U_{вих}$ В	$P_{н}$ , Вт	№ п/п	$U_{вх.ном}$ В	$\delta$	$U_{н}=U_{вих}$ В	$P_{н}$ , Вт
1	6.8	0,1	3,3	0,14	11	24	0,15	12	0,4
2	8	0,1	3,9	0,14	12	30	0,15	15	0,4
3	9	0,1	4,7	0,14	13	12	0,15	5,6	0,4
4	12	0,1	5,6	0,14	14	12	0,15	6,8	0,4
5	14	0,1	6,8	0,14	15	40	0,15	22	0,2
6	18	0,1	9,1	0,2	16	54	0,15	27	0,2
7	16	0,1	8	0,2	17	8	0,15	4,7	0,4
8	18	0,1	9	0,2	18	12	0,15	5,6	0,4
9	20	0,1	10	0,2	19	14	0,15	6,8	0,4
10	22	0,1	11	0,2	20	16	0,15	8	0,4

## 6 Графоаналітичний розрахунок режиму підсилення транзистора Основні поняття

Основні параметри підсилювача можуть бути визначені одним із двох методів: графоаналітичним або аналітичним.

Графоаналітичний метод являється більш точним, так як він враховує нелінійні властивості транзистора. Крім того, графоаналітичний метод дозволяє зробити більш повний розрахунок: в ньому визначаються величини, які зв'язані не тільки із змінними, але із постійними складовими струмів і напруг.

На рис.6.1 приведена схема принципова, електрична однокаскадного підсилювача на БТ із спільним емітером.

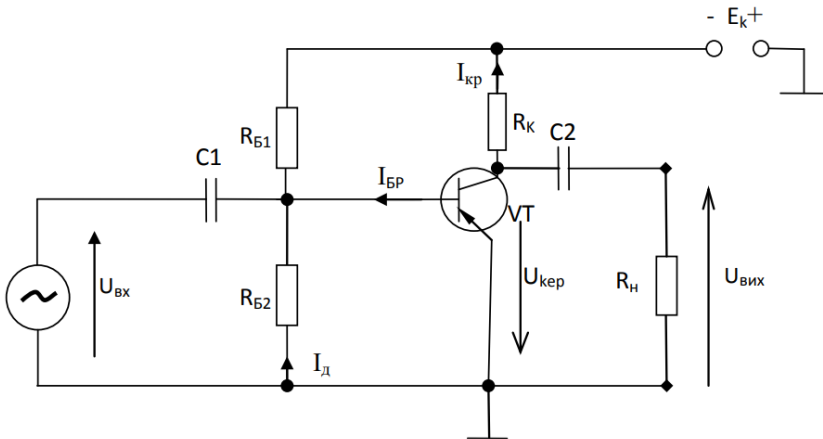
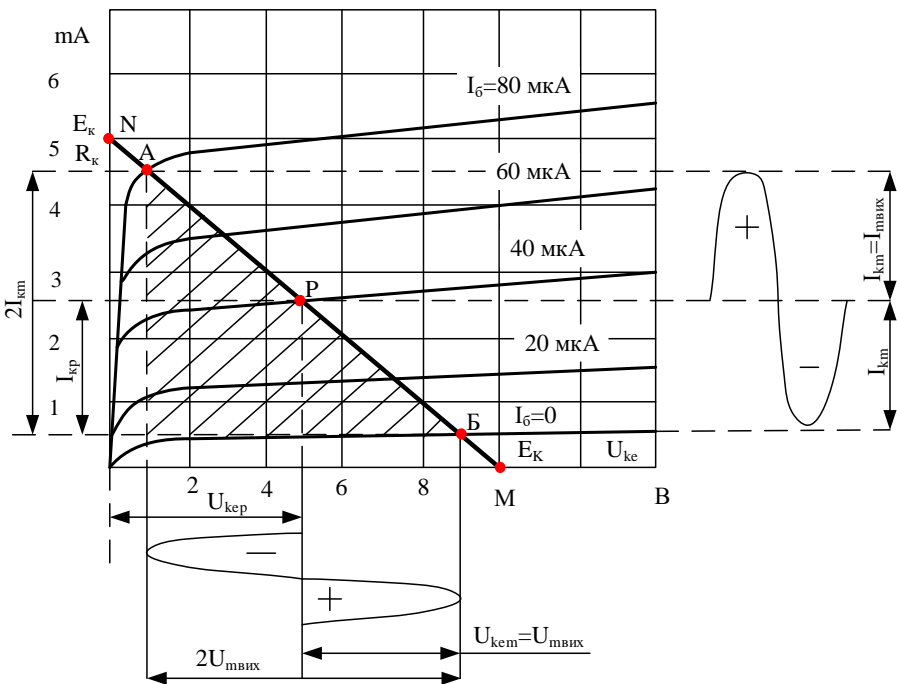


Рисунок 6.1 – Принципова електрична схема однокаскадного підсилювача на БТ із СЕ.

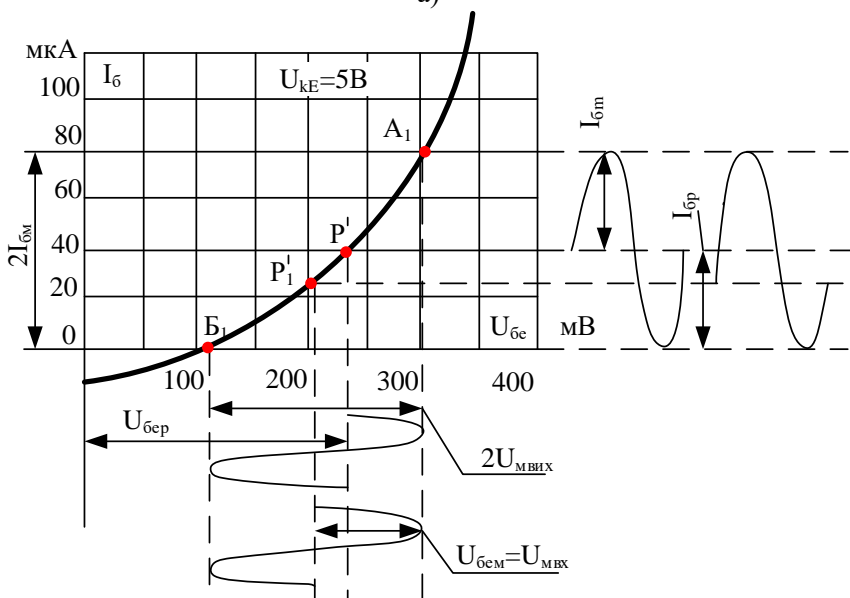
Розрахунок за постійним струмом дозволяє визначити елементи схеми, які забезпечують потрібний режим роботи транзистора, тобто необхідні початкові напруги на виводах транзистора, а розрахунок за змінним струмом – параметри каскаду як однієї з ланок передачі інформаційного сигналу ( $R_{вх}$ ,  $R_{вих}$ ,  $K_u$ ,  $K_i$ ,  $K_p$ ).

Розрахунок каскаду виконується з використанням сім'ї статичних вихідних характеристик (Рис. 6.2, а) і статичної вхідної (Рис. 6.2, б) характеристики, знятої при  $U_{ке} \neq 0$ .

В сім'ї вихідних характеристик будемо лінію навантаження за заданим або вибраним значенням напруги джерела живлення  $E_k$  і опору резистора в колекторі  $R_k$ .



a)



б)

Рисунок 6.2– Статичні характеристики транзистора: а-вихідна; б-вхідна

Графоаналітичний метод дозволяє розраховувати спільні струми і напруги у разі з'єднання лінійної і нелінійної схем. Лінійна схема у цьому випадку утворюється джерелом живлення і резистором  $R_k$ , нелінійна представлена безпосередньо транзистором. Для пошуку необхідних струмів і напруг за графоаналітичним методом необхідно побудувати ВАХ лінійної і нелінійної схем і відмітити точку їх перетину. Ці точки перетину визначають збіжні струми і напруги.

Для вихідного кола транзистора справедливе рівняння:

$$E_k = U_{ke} + I_k R_k \quad (6.1)$$

Побудова лінії навантаження проводиться по точках її перетину з осями координат. При  $I_k = 0$  отримуємо  $E_k = U_{ke}$ , тобто відкладаємо  $E_k$  по осі напруги (точка М). При  $U_{ke} = 0$  отримуємо  $I_k = E_k / R_k$  і відкладаємо це значення по осі струму (точка N). З'єднуючи ці точки отримуємо пряму лінію – лінію навантаження (рівняння (6.1) є рівнянням лінії навантаження). Потім на ній вибираємо робочу ділянку.

Наприклад, для отримання великої вихідної потужності слід вибрати робочу ділянку АБ. За проекціями робочої ділянки на осі координат визначаються подвійні амплітуди перших гармонік змінних складових вихідного струму і вихідної напруги:  $2I_{km}$  і  $2U_{km}$ .

Після цього можна знайти вихідну потужність:

$$P_{вих} = I / (2I_{km} U_{km}) \quad (6.2)$$

На рис. 6.2а заштриховано так званий трикутник корисної потужності. Його гіпотенузою являється робоча ділянка АБ, а катетами – відповідно подвійні амплітуди струму  $2I_{km}$  і напруги  $2U_{km}$ . Площа трикутника відповідає  $4P_{вих}$ .

Якщо опір джерела коливачів  $R_g$  набагато більший за вхідний опір транзистора  $R_{вх}$ , то нелінійністю  $R_{вх}$  можна нехтувати, так як властивість вхідного кола визначається  $R_g$ . Якщо він являється лінійним, то при синусоїдній ЕРС джерела коливачів струм  $i_{вх}$  теж буде синусоїдним. В цьому випадку робоча точка Р відповідає струмові  $I_{БР}$ , який являється середнім по відношенню до струмів бази в точках А і Б.

Робоча точка Р визначає амплітуду першої гармоніки  $I_{бт}$  як половину різниці струмів бази в точках А і Б, а також струм  $I_{кр}$  і напругу  $U_{кер}$  в режимі спокою (вхідний сигнал відсутній).

За цими значеннями можна знайти потужність  $P_{кр}$ , що виділяється в транзисторі в режимі спокою і яка не повинна перевищувати граничну потужність  $P_{кмах}$ , яка являється одним із параметрів транзистора:

$$P_{кр} = I_{кр} U_{кр} \leq P_{кмах} \quad (6.3)$$

Якщо є сімейство вхідних характеристик транзистора, то можна побудувати вхідну робочу характеристику шляхом перенесення по точках в це сімейство вихідну робочу характеристику. Так як в довідниках приводяться вхідні характеристики лише для  $U_{ке} = 0В$  і для деякого  $U_{ке} > 0$  і

вони розміщені дуже близько один до одного, то і робоча характеристика має відрізнятись від них.

Тому розрахунок вхідних струмів і напруг можна приблизно робити за вхідною характеристикою для значення  $U_{ke}=5B$ , взятої із довідника. На цю криву переносять точки А<sub>1</sub>, Р, Б вихідної робочої характеристики і отримується точки А<sub>1</sub>,Р', Б<sub>1</sub> (Рис.6.2, б). Проекція робочої ділянки А<sub>1</sub>,Б<sub>1</sub> на вісь напруг виражає подвійну амплітуду вхідної напруги  $U_{бет}$ , а на вісь струмів – подвійний вхідний струм  $I_{бт}$ .

Користуючись графічними побудовами, приведеними на рис. 6.2 можна визначити наступні величини:

Вхідний опір:

$$R_{вх} = U_{вх} / I_{вх} = U_{бет} / I_{бт} \quad (6.4)$$

Вхідну потужність каскаду:

Коефіцієнт підсилення за напругою:

$$K_U = U_{твих} / U_{вх} = U_{кет} / U_{бет} \quad (6.6)$$

Коефіцієнт підсилення за струмом:

$$K_I = I_{твих} / I_{вх} = I_{кт} / I_{бт} \quad (6.7)$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю:

$$K_P = K_U \cdot K_I \quad (6.8)$$

Потужність споживана від джерела живлення:

$$P_0 = E_K \cdot I_{KP} \quad (6.9)$$

Елементи схеми напруги зміщення:

$$R_{Б1} = (E_K - U_{бет}) / (I_D + I_{бр}) \quad (6.10)$$

$$R_{Б2} = U_{БЕР} / I_D \quad (6.11)$$

де  $I_D$  - струм діляника;  $I_D \approx (2 \div 5) I_{бр}$ .

На рис.6.2, б показано, що при робочій точці Р' вхідний струм мало спотворений: дві його півхвилі мають однакові амплітуди. Вхідні напруги при цьому сильно спотворені (позитивна півхвиля значно менша за від'ємну). При цьому вихідний струм і вихідна напруга получаются мало спотворені. Такий результат отримують, коли джерело вхідного сигналу працює як генератор струму (при  $R_r \gg R_{вх}$ ) і задає на вхід транзистора синусоїдний струм. Якщо джерело сигналу працює як генератор напруги (при  $R_r \ll R_{вх}$ ) і задає на вхід синусоїдну напругу, то робоча точка буде знаходитись в положенні Р<sub>1</sub>', а вхідним струм буде сильно спотворений. Відповідно будуть сильно спотворені вихідний струм і вихідна напруга.

## 6.1 Приклад розрахунку підсилюючого каскаду графоаналітичним методом

Вихідні дані:

- Схема електрична принципова підсилювача приведена на рис.6.1;
- Статичні характеристики транзистора приведені на рис. 6.2; а-вихідні; б-вхідні;
- $E_K=10\text{ В}$ ;  $R_K=2\text{ кОм}$ .

Необхідно визначити:

- $R_{вх}$  – вхідний опір підсилювача;
- $P_{вх}$  – вхідну потужність;
- $P_{вих}$  – вихідну потужність підсилювача;
- $K_U$  – коефіцієнт підсилення за напругою;
- $K_I$  – коефіцієнт підсилення за струмом;
- $K_P$  – коефіцієнт підсилення за потужністю;
- $P_0$  – потужність витрат джерела живлення;
- $P_{КР}$  – потужність, що виділяється в транзисторі;
- $R_1, R_2$  – параметри кола зміщення;
- $\eta$  – ККД.

1) Будуємо лінію навантаження на вихідних статичних характеристиках транзистора (рис. 6.2, а), яка проходить через дві точки з координатами:

$$I_k = 0; U_{ke} = E_k = 10\text{ В (точка М)}$$

$$U_{ke} = 0; I_k = E_k/R_k = 10/2 = 5\text{ мА (точка N)}$$

2) Фіксуємо точки перетину А, Б лінії навантаження із статичними характеристиками і вибираємо робочу ділянку на лінії навантаження – відрізок АБ. Для отримання мінімальних спотворень підсилюючого сигналу на середині відрізка АВ фіксуємо робочу точку Р із координатами:

$$I_{кр} = 2,5\text{ мА} – \text{струм в режимі спокою};$$

$$U_{кер} = 5\text{ В} – \text{напруга в режимі спокою}.$$

3) За проєкціями робочої ділянки АБ на осі координат визначаємо подвійні амплітуди перших гармонік змінних складових вихідного струму і вихідної напруги:

$$2 I_{кт} = 2 I_{твих} = 4,5\text{ мА}$$

$$2 U_{кет} = 2 U_{твих} = 9\text{ В}.$$

Звідси знаходимо:

$$I_{твих} = I_{кт} = 2,25\text{ мА}$$

$$U_{твих} = U_{кет} = 4,5\text{ В}$$

4) Переносимо фіксовані точки А, Б, Р на вхідну статичну характеристику і відзначаємо їх як А1, Б1, Р'. Будемо вважати, що джерело вхідного сигналу  $U_{вх}$  працює в режимі генератора струму.

Визначаємо координати точки Р' на вхідній статичній характеристиці:

$$I_{бр} = 40 \text{ мкА} \quad U_{бер} = 227 \text{ мВ}$$

5) За проекціями робочої ділянки А1, Б1 на осі координат визначаємо подвійні амплітуди вхідної напруги  $2U_{вх}$  та вхідного струму  $2I_{бт}$ :

$$2U_{вх} = 2U_{бет} \approx 150 \text{ мВ},$$

$$2I_{вх} = 2I_{бет} = 80 \text{ мкА}.$$

Звідси знаходимо:

$$U_{вх} = U_{бет} = 75 \text{ мВ},$$

$$I_{бт} = I_{вх} = 40 \text{ мкА}.$$

6) Розраховуємо вхідну потужність і вхідний опір:

$$P_{вх} = 0,5 \cdot I_{бт} \cdot U_{бет} = 0,5 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 75 = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ мВт}$$

$$R_{вх} = U_{бет} / I_{бт} = 75 \cdot 10^{-3} / 40 \cdot 10^{-6} = 1875 \text{ Ом}.$$

7) Коефіцієнт підсилення за струмом:

$$KI = I_{кт} / I_{бт} = I_{ввих} / I_{вх} = 2,25 \cdot 10^{-3} / 40 \cdot 10^{-6} = 56;$$

8) Коефіцієнт підсилення за напругою:

$$KU = U_{ввих} / U_{вх} = U_{кет} / U_{бет} = 4,5 / 75 \cdot 10^{-3} = 60.$$

9) Вихідна потужність сигналу:

$$P_{ввих} = 0,5 \cdot I_{кт} \cdot U_{кет} = 0,5 \cdot 2,25 \cdot 4,5 = 5 \text{ мВт}$$

10) Коефіцієнт підсилення за потужністю:

$$Kp = KI \cdot KU = 56 \cdot 60 = 3360,$$

$$\text{або } Kp = P_{ввих} / P_{вх} = 5 / 1,5 \cdot 10^{-3} \approx 3330$$

11) Потужність, що виділяється в транзисторі:

$$P_{кр} = I_{кр} \cdot U_{кер} = 2,5 \cdot 5 = 12,5 \text{ мВт}$$

12) Потужність, що витрачається джерелом живлення:

$$P_0 = E_k \cdot I_{кр} = 10 \cdot 2,5 = 25 \text{ мВ}$$

13) Визначаємо ККД:

$$\eta = P_{ввих} / P_0 = 5 / 25 = 0,2; \text{ або } 20\%$$

14) Розрахунок елементів схеми напруги зміщення:

В цій схемі резистори  $R_1$  і  $R_2$  представляють дільник напруги, підключений до  $E_k$  – Визначаємо струм дільника  $I_d$  за формулою:

$$I_d \approx (2 \div 5) I_{бр} = 5 \cdot 40 = 200 \text{ мкА}$$

Розрахуємо опір  $R_1$  дільника:

$$R_{Б1} = (E_k - U_{бер}) / (I_d + I_{бр}) = (10 - 0,227) / ((200 + 40) \cdot 10^{-6}) = 40,72 \text{ кОм}$$

Розрахуємо опір  $R_2$  дільника:

$$R_{Б2} = U_{бер} / I_d = 0,227 / (200 \cdot 10^{-6}) = 1,2 \text{ кОм}$$

## 6.2 Завдання для самостійного розв'язання

Розрахувати основні параметри підсилюючого каскаду низької частоти графоаналітичним методом:  $R_{вх}$ ,  $K_U$ ,  $K_I$ ,  $K_P$ ,  $P_{вх}$ ,  $P_0$ .

Визначити елементи схеми напруги зміщення:  $R_1$ ,  $R_2$ . Вихідні дані для розрахунку приведені в табл.6.1 Статичні характеристики транзисторів приведені в додатку Е, таблиця Е.6.

## Вихідні дані до завдання

№ п/п	Ек, В	Rк, Ом	Статичні вхідні та вихідні характеристики транзистора	
			№ рисунку	Тип транзистора
1	12	300	Е.1	КТ312А
2	16	510	Е.2	КТ202А
3	20	500	Е.2	КТ201Г
4	10	1200	Е.3	ГТ322А
5	9	300	Е.4	КТ342А
6	20	510	Е.5	ПЗ07А
7	12	310	Е.6	МП36А
8	15	360	Е.1	КТ312А
9	20	680	Е.2	КТ201А
10	15	360	Е.1	КТ312В
11	14	1000	Е.3	ГТ322А
12	30	910	Е.5	КТ342А
13	15	390	Е.6	ПЗ07А
14	12	360	Е.7	МП41
15	10	310	Е.7	МП41
16	10	2500	Е.8	КТ373А
17	12	750	Е.9	ГТ122А
18	10	2400	Е.8	КТ373А
19	16	1000	Е.9	ГТ122А
20	10	390	Е.10	ГТ108Г

## 7 Розрахунок та аналіз роботи підсилюючих каскадів на операційних підсилювачах Основні поняття

Інтегральний операційний підсилювач (ОП) являється універсальною мікросхемою. Це підсилювач постійного струму, який в діапазоні частот від нуля до одиниць мегагерц має коефіцієнт підсилення  $K_u=(10^4 - 10^6)$ . Операційний підсилювач з від'ємним зворотнім зв'язком (ВЗЗ) має коефіцієнт передачі, який визначається тільки відношенням значень елементів кола ВЗЗ. При відповідному виборі зовнішніх елементів ОП може використовуватись для додавання, віднімання, усереднення, інтегрування, диференціювання сигналів. За можливість виконувати різні математичні операції він і отримав назву «операційний підсилювач». За високими параметрами ОП для багатьох застосувань наближається до «ідеального підсилювача» з наступними параметрами:

- 1) безкінечний коефіцієнт підсилення за напругою  $K_u \rightarrow \infty$ .
- 2) безкінечний вхідний опір  $R_{вх} \rightarrow \infty$ .
- 3) нульовий вихідний опір  $R_{вх} \rightarrow 0$ .
- 4) рівність нулю вихідної напруги ( $U_{вих} = 0$ ) при однакових напругах на входах ( $U_1=U_2$ ).
- 5) безмежна ширина смуги пропускання сигналу.

На практиці ні одна з цих умов не може виконуватись повністю. Умовне позначення ОП приведено на рисунку 7.1

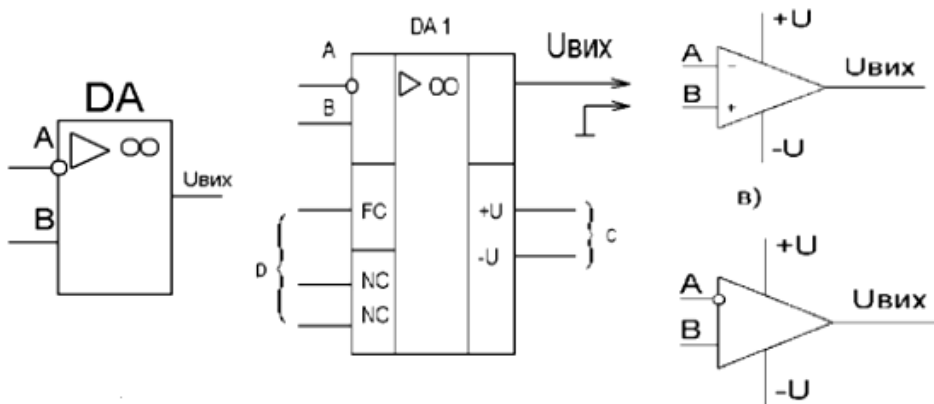


Рисунок 7.1 – Умовні позначення ОП:

- вхід А – інвертуючий вхід; вхід В – неінвертуючий вхід;
- вхід С- для підключення двополярного живлення;
- вхід Д – виводи для підключення кіл корекції;
- «+U» і «-U» - виводи для підключення джерел живлення

**Інвертуючий підсилювач.** На рисунку 7.2, а) приведено принципову схему інвертуючого підсилювача на ОП. Інвертуючий підсилювач змінює знак вихідного сигналу відносно вхідного (рисунк 7.2, б)) це створюється введенням паралельного ВЗЗ за допомогою резистора  $R_2$  на інвертуючий вхід ОП – на цей вхід подається частина вихідного сигналу з дільниками  $R_2, R_1$ .

Неінвертуючий вхід з'єднується із точкою з нульовим потенціалом. Вхідний сигнал через резистор  $R_1$  подається на інвертуючий вхід ОП.

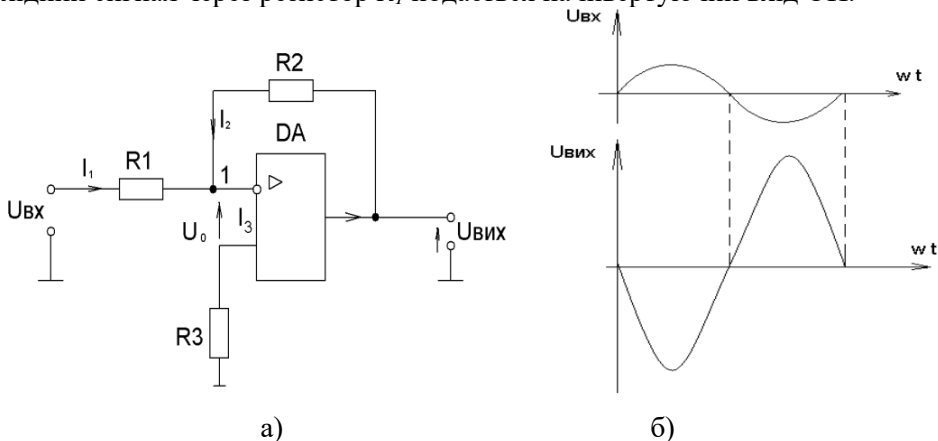


Рисунок 7.2 – а) Схема інвертуючого підсилювача на ОП  
б) Вхідна і вихідна напруги інвертуючого підсилювача на ОП

Для вузла 1 запишемо перший закон Кірхгофа:

$$I_1 + I_2 - I_3 = 0 \quad (7.1)$$

Для ідеального ОП справедливі наступні припущення:

- 1)  $R_{вх} \rightarrow \infty$  (входи ОП струму не споживають);
- 2)  $K_{и.оп} \rightarrow \infty$ ;
- 3)  $U_{вх.оп} = U_0 = 0$ .

Тоді рівняння (1) можна записати так:

$$I_1 + I_2 = 0 \quad (7.2)$$

Так як

$$I_1 = (U_{вх} - U_0) / R_1 = U_{вх} / R_1; \quad I_2 = U_{вих} / R_2;$$

Підставивши в (7.2) значення  $I_1$  і  $I_2$  отримаємо, що

$$U_{вх} / R_1 + U_{вих} / R_2 = 0.$$

Тобто

$$U_{вих} = -U_{вх} \frac{R_2}{R_1}$$

З останнього виразу знайдено коефіцієнт підсилення за напругою для інвертуючого підсилювача:

$$k_u = \frac{U_{ВНХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (7.3)$$

Отже,  $K_u$  залежить лише від співвідношення опорів резисторів дільника ВЗЗ. Знак «-» вказує на інверсію вхідного сигналу.

Вхідний опір схеми:

Зважаючи на те, що точка 1 є віртуальним нулем, отримаємо  $R_{вх} = R_1$ , де  $R_{вх}$  – вхідний опір схеми.

Вихідний опір підсилювача:

Визначається ВЗЗ за напругою виразом:

$$R_{вх} = R_{вх.он} / (1 + \beta K_{u.он}) \quad (7.4)$$

де  $R_{вх} \approx 500$  Ом – вихідний опір ОП без ВЗЗ;

$\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$  – коефіцієнт передачі кола зворотнього зв'язку.

Через входи реального ОП проходять струми, так як  $R_{вх} \neq \infty$ . Їх вплив на зміщення нуля буде значно послаблюватися, коли опори в колах входів ОП будуть однаковими, тобто неінвертуючий вхід ОП через резистор  $R_3$  під'єднують до спільної точки схеми, причому:

$$R_3 = R_1 \parallel R_2.$$

**Неінвертуючий підсилювач.** В неінвертуючому підсилювачі (рисунок 7.3, а) сигнал  $U_{вх}$  подають на неінвертуючий вхід ОП і вводять послідовний ВЗЗ за напругою на інвертуючий вхід, причому  $U_{вх}$  синфазна  $U_{вх}$  (рис.7.3, б)).

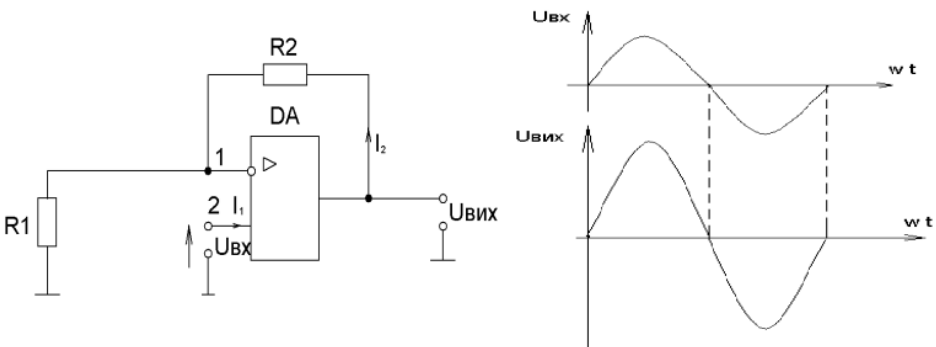


Рисунок 7.3 – а) Схема неінвертуючого підсилювача на ОП  
б) Вхідна і вихідна напруги неінвертуючого підсилювача на ОП

Визначимо  $U_{10}$ :

$$U_{10} = \frac{U_{ВНХ}}{R_1 + R_2} R_1.$$

Якщо  $K_{он} \rightarrow \infty$ , то  $U_{12} = 0$  і  $U_{10} = U_{20} = U_{вх}$ , тоді

$$U_{BX} = \frac{U_{ВНХ}}{R_1 + R_2} R_1, \quad U_{ВНХ} = \frac{U_{BX} (R_1 + R_2)}{R_1}.$$

Коефіцієнт підсилення за напругою без інвертування:

$$k_u = \frac{U_{ВНХ}}{U_{BX}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (7.5)$$

Вхідний опір в даній схемі великий: до опору  $R_{ex.диф}$  між входами ОП прикладено напругу  $U_0 = 0$ . Завдяки цьому через  $R_{ex.диф}$  проходить дуже малий струм, що еквівалентно великому вхідному опору.

$$R_{ex} = R_{ex.диф} (1 + \beta K_{u.on}) \quad (7.6)$$

Вихідний опір підсилювача, навпаки, невеликий. Як і в випадку інвертую чого підсилювача, від дорівнює:

$$R_{вих} = R_{вих.on} / (1 + \beta K_{u.on}).$$

## 7.1 Приклад попереднього розрахунку інвертуючого підсилювача

Вихідні дані до розрахунку:

$$U_{BX} = U_1 = 150 \text{ мВ}, \quad U_{ВНХ} = U_3 = -3 \text{ В}, \quad R_4 = 2 \text{ кОм}.$$

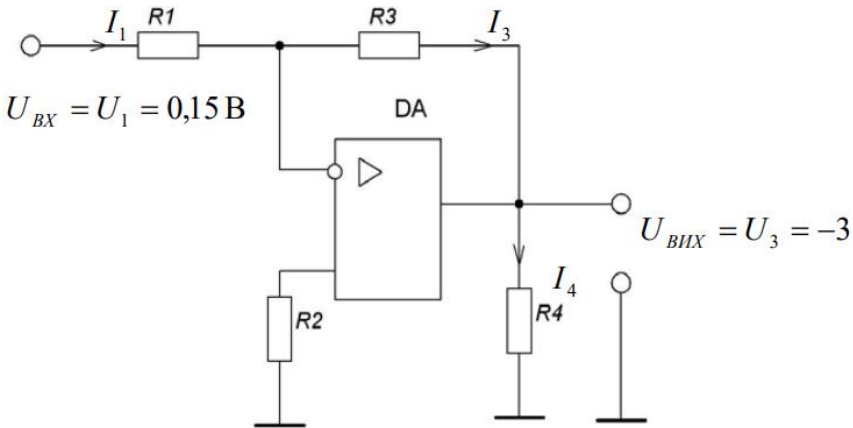


Рисунок 7.4 – Розрахункова схема інвертую чого підсилювача на ОП.

Необхідно визначити:

- 1) опір резисторів  $R_1, R_2, R_3$ ;
- 2) величини струмів  $I_1, I_3, I_4$ ;
- 3) коефіцієнт підсилення  $K_{U3}$ ;
- 4) правильність позначення напрямків протікання струмів;
- 5) тип та потужність резисторів каскаду;

6) навести схему електричну принципову з вказанням заданих та отриманих результатів розрахунку (номінальних значень опорів резисторів, величин напруг і струмів та їх напрямків протікання).

Порядок розрахунку.

1) Необхідний коефіцієнт підсилення ОП:

$$k_{u33} = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{-3}{0,15} = -20$$

Для визначення опорів резисторів врахуємо, що зі збільшенням  $R_1$  збільшується вхідний опір ОП ( $R_{ВХОП} = R_1$ ), але збільшується і спад напруги на  $R_1$  за рахунок вхідного струму  $I_{ВХ}$  ІМС. Вважається задовільним, якщо ця напруга не перевищує  $0,1 U_{ВХ}$ . Зауважимо теж, що із-за великої різниці  $R_1$  і  $R_2$  увесь струм  $I_{ВХ}$  практично проходить тільки через резистор  $R_1$ . При зроблених припущеннях  $I_{ВХ} = 200$  нА (що відповідає заданій ІМС):

$$R_1 = \frac{0,1U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = \frac{0,1 \cdot 150 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 10^{-9}} = 75 \text{кОм}$$

$$R_3 = -k_{u33} \cdot R_1 = -(-20) \cdot 75 = 1500 \text{кОм} = 1,5 \text{МОм}$$

Вибираємо за таблицями Е.1 та Е.2, стандартні значення резисторів:

$$R_1 = 75 \text{кОм} \pm 5\%;$$

$$R_3 = 1,5 \text{МОм} \pm 5\%.$$

2) Для вирівнювання вхідних струмів реальної ІМС вводять резистор  $R_2$ , що з'єднує із «землею» вхід «+» ІМС:

$$R_2 = R_1 \parallel R_3 = \frac{75 \cdot 1500}{75 + 1500} = 71 \text{кОм}$$

Вибираємо стандартне значення  $R_2 = 75 \text{кОм}$ .

3) Оскільки інтервал інвертуючого входу ОП для даної схеми дорівнює нулеві, маємо:

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1} = \frac{0,15}{75 \cdot 10^3} = 2 \cdot 10^{-6} \text{А} = 2 \text{мкА}$$

Напрямок протікання  $I_1$  вказаний вірно.

За першим законом Кірхгофа маємо:

$$I_3 = I_1 = 2 \text{мкА}$$

4) Визначимо значення  $I_4$  та напрямку його протікання:

$$I_4 = \frac{U_{ВИХ}}{R_4} = \frac{U_3}{R_4} = \frac{-3}{2 \cdot 10^3} = -1,5 \text{мА}$$

Напрямок  $I_4$  є зворотнім до вказаного.

5) Потужність, що виділяється в резисторах підсилювача, становить:

$$P_R = R \cdot I^2$$

Отже,

$$P_{R1} = 75 \cdot 10^3 \cdot (2 \cdot 10^{-6})^2 = 3 \cdot 10^{-7} \text{ Вт},$$

$$P_{R3} = 1500 \cdot 10^3 \cdot (2 \cdot 10^{-6})^2 = 6 \cdot 10^{-6} \text{ Вт},$$

$$P_{R4} = 2 \cdot 10^3 \cdot (1,5 \cdot 10^{-3})^2 = 4,5 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}.$$

За таблицями Е.1 та Е.2, (додаток Е) вибираємо резистори типу С2-33 з номінальною потужністю 0,125 Вт.

б) Схема електрична принципова інвертуючого підсилювача на базі ОП 140 УД<sub>7</sub> з параметрами за даними розрахунку:

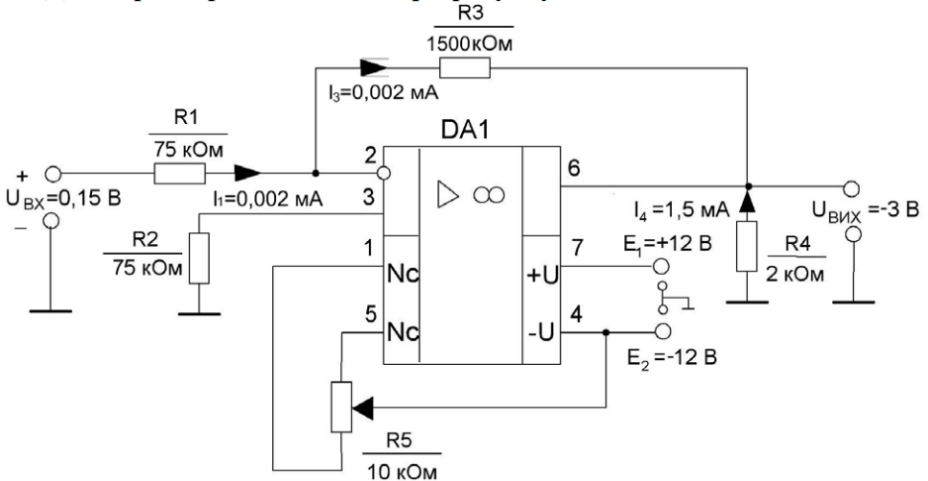


Рисунок 7.5 – Схема електрична принципова інвертуючого підсилювача на базі ОП 140 УД<sub>7</sub>

## 7.2 Приклад попереднього розрахунку неінвертуючого підсилювача

Вихідні дані для розрахунку:

$$U_{BX} = U_1 = 200 \text{ мВ}, U_{BВХ} = U_3 = 4 \text{ В}, R_1 = 6,8 \text{ кОм}, R_4 = 2 \text{ кОм}.$$

Необхідно визначити:

- 1) опір резисторів  $R_2, R_3$ ;
- 2) величини струмів  $I_1, I_2, I_3, I_4$ ;
- 3) коефіцієнт підсилення  $K_{U33}$ ;
- 4) правильність позначення напрямків протікання струмів;
- 5) тип та потужність резисторів каскаду;

б) навести схему електричну принципову з вказанням заданих та отриманих результатів розрахунку (номінальних значень опорів резисторів, величин напруг і струмів та їх напрямків протікання).

Порядок розрахунку.

1) Необхідний коефіцієнт підсилення ОП:

$$k_{u33} = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}} = 1 + \frac{R_3}{R_1} = \frac{4}{0,2} = 20$$

$$R_3 = R_1 \cdot (k_{u33} - 1) = 668 \cdot (2 - 1) = 129,2 \text{ кОм}$$

Вибираємо за таблицями Е.1 та Е.2, (додаток Е) стандартне значення резистора:  $R_3 = 130 \text{ кОм} \pm 5\%$ .

2) Опір резистора  $R_2$  визначаємо за формулою:

$$R_2 = R_1 \parallel R_3 = \frac{6,8 \cdot 130}{6,8 + 130} \approx 6,2 \text{ кОм}$$

Вибираємо стандартне значення  $R_2 = 6,8 \text{ кОм}$ .

3) Оскільки  $R_{ВХОП} \rightarrow \infty$ , то:

$$I_3 = I_1 = \frac{U_{Вих}}{R_1 + R_3} = \frac{4}{(6,8 + 129,2) \cdot 10^3} = 2,94 \cdot 10^{-5} \text{ А} = 29,4 \text{ мкА}$$

Напрямок протікання  $I_1$  вказаний вірно.

4) Визначимо значення  $I_4$  та напрямок його протікання:

$$I_4 = \frac{U_{ВИХ}}{R_4} = \frac{U_3}{R_4} = \frac{4}{2 \cdot 10^3} = 2 \text{ мА}$$

Напрямок  $I_4$  вказано вірно.

5) Потужність, що виділяється в резисторах підсилювача, становить:

$$P_R = R \cdot I^2$$

Отже,

$$P_{R1} = 6,8 \cdot 10^3 \cdot (2 \cdot 10^{-5})^2 = 2,72 \cdot 10^{-6} \text{ Вт},$$

$$P_{R3} = 130 \cdot 10^3 \cdot (2 \cdot 10^{-5})^2 = 5,2 \cdot 10^{-5} \text{ Вт},$$

$$P_{R4} = 2 \cdot 10^3 \cdot (2 \cdot 10^{-3})^2 = 8 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}.$$

За таблицями Е.1 та Е.2, (додаток Е) вибираємо резистори типу С2–33 з номінальною потужністю 0,125 Вт.

6) Схема електрична принципова неінвертуючого підсилювача на базі ОП 140 УД7 з параметрами, отриманими за даними розрахунку:

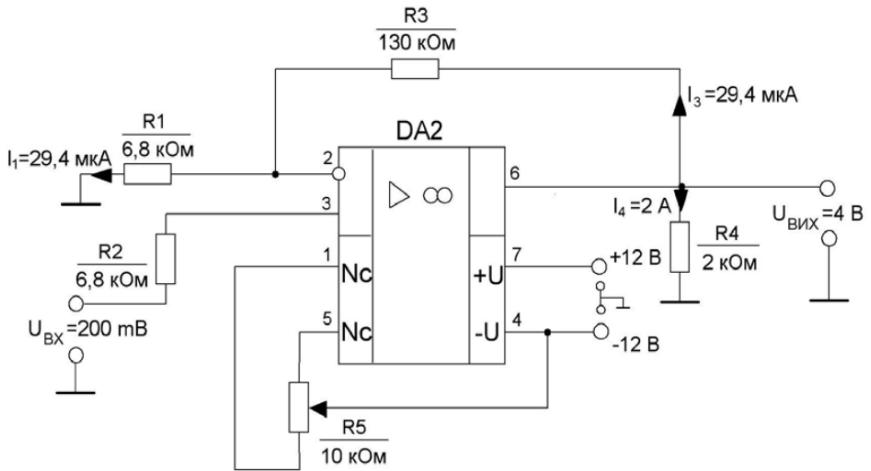


Рисунок 7.6 – Схема електрична принципова неінвертуючого підсилювача на ОП 140 УД7

### 7.3 Завдання для самостійного розв’язання

- 1) Згідно вихідних даних, приведених в таблиці 7.1 спроектувати на базі ІМС ОП інвертуючий або неінвертуючий підсилювачі.
- 2) Визначити величини параметрів, позначених в таблиці 7.1 «X».
- 3) Вказати, чи правильно позначені на рис 7.7 напрямки протікання струмів.
- 4) Визначити тип та потужність резисторів пристрою.
- 5) Навести схему електричну принципову каскаду з вказанням заданих та отриманих за результатами розрахунку номінальних значень опорів, величин напруг і струмів, напрямків протікання струмів.

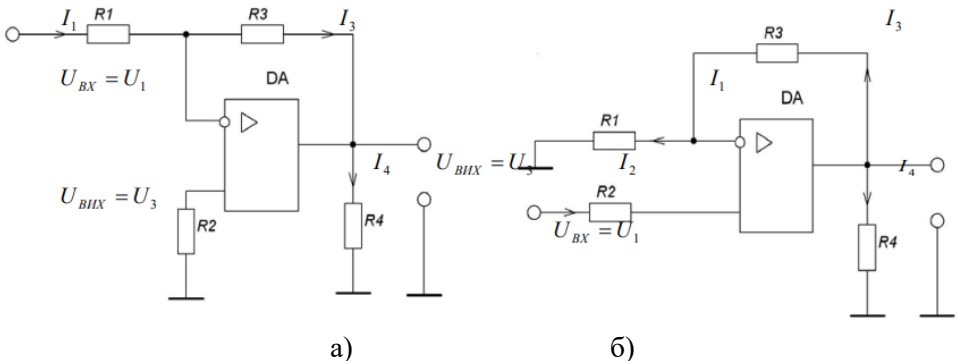


Рисунок 7.7 – Розрахункова схема інвертуючого та неінвертуючого підсилювача

Таблиця 7.1

## Вихідні дані до завдання

№ п/п	$U_{\text{вх}}=U_1$	$U_{\text{вих}}=U_3$	Схема	$R_4$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$I_1$	$I_2$	$I_3$	$K_{\text{цз}}$
	В	В	7.7	кОм	кОм	кОм	кОм	мА	мА	мА	
1	0,1	4	б)	2	X	X	X	X	X	X	X
2	0,15	-6	а)	1,8	X	X	X	X	X	X	X
3	-0,2	-6	б)	2,2	X	X	X	X	X	X	X
4	0,25	-10	а)	2,4	X	X	X	X	X	X	X
5	0,05	3	б)	3,3	X	X	X	X	X	X	X
6	0,3	-3	а)	4,7	X	X	X	X	X	X	X
7	0,4	8	б)	2	X	X	X	X	X	X	X
8	0,6	-6	а)	1,8	X	X	X	X	X	X	X
9	-0,8	-4,8	б)	2,2	X	X	X	X	X	X	X
10	-1	8	а)	2,4	X	X	X	X	X	X	X
11	-0,25	1,5	б)	3,3	X	X	X	X	X	X	X
12	-0,04	2	а)	4,7	X	X	X	X	X	X	X
13	0,06	1,2	б)	2	3,2	X	X	X	X	X	X
14	0,08	-2,4	а)	1,8	4,7	X	X	X	X	X	X
15	-0,25	-5	б)	2,2	6,8	X	X	X	X	X	X
16	0,2	-4	а)	2,4	X	X	120	X	X	X	X
17	-0,3	-3	б)	3,3	X	X	100	X	X	X	X
18	-0,15	7	а)	4,7	X	X	160	X	X	X	X
19	-0,1	-5	б)	2	8,2	X	X	X	X	X	X
20	-0,3	2,4	а)	1,8	9,1	X	X	X	X	X	X

## 8 Електроні ключі Основні поняття

Ключі на біполярних транзисторах складають основу більшості імпульсних і цифрових схем, з їх допомогою реалізуються схеми транзистор-транзисторної логіки ТТЛ.

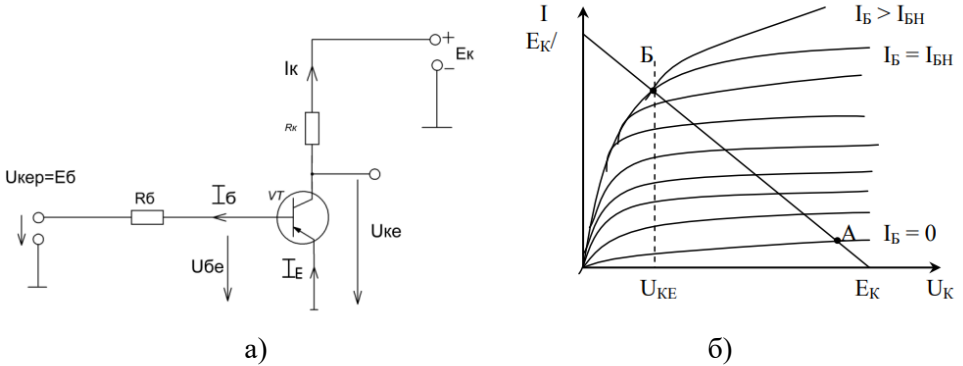


Рисунок 8.1 – Схема електронного ключа на біполярному транзисторі

Найбільше поширення отримав ключ із загальним емітером (рис. 8.1), в якому активне навантаження  $R_K$  увімкнено в коло колектора.

Стационарні стани ключа. Ключовий каскад може знаходитися в двох стаціонарних станах:

1. Стан відсічки (ключ розімкнутий). В цьому режимі емітерний і колекторний переходи зміщені в зворотньому напрямку (закриті). При цьому через транзистор протікає мінімальний струм. Цей стан відповідає точці А на характеристиці рис. 8.1, б) і виникає при додатній керуючій напрузі на базі, якщо вона забезпечує закривання емітерного переходу ( $U_{BE} \geq 0$ ). В цьому стані через базу протікає зворотній струм колектора ( $I_{K0}$  – тепловий струм). Тоді умова стану відсікання має вигляд:

$$U_{BE} = U_{KEP} - I_{K0,max} \cdot R_B \geq 0; \quad (8.1)$$

де  $U_{KEP} = E_B$ ;  $I_B = -I_{K0}$ ,  
або  $E_B \geq I_{K0,max} \cdot R_B$  (8.2)

В цьому режимі справедливі наступні вирази:

$$I_K = I_{K0} \approx 0; \quad I_B = -I_{K0}; \quad U_{KE} = E_K - I_{K0} \cdot R_K \approx E_K$$

2. Стан насичення (ключ замкнений) виникає при від'ємній керуючій напрузі  $U_{KEP}$ , якщо створюваний нею базовий струм  $I_B$  задовільняє умову:

$$I_B \cdot \beta \geq I_{KH},$$

де  $\beta$  - коефіцієнт підсилення базового струму;

$I_{KH}$  – струм насичення колектора.

Перехідний стан ключа. Перехідний режим ключа виникає при увімкненні і вимкненні ключа і визначає його швидкодію. Процес увімкнення транзисторного ключа умовно можна розділити на три етапи: затримка фронту увімкнення  $t_{з.ув}$ , формування фронту увімкнення  $t_{ф.ув}$  і накопичення надлишкового заряду в базі транзистора. Затримка  $t_{з.ув}$  обумовлена наявністю вхідної ємності  $C_{вх}$  транзистора, яка заряджається через резистор  $R_B$ , завдяки чому напруга на емітерному переході запізнюється відносно вхідної напруги  $U_{КЕР}$  (рис. 8.2).

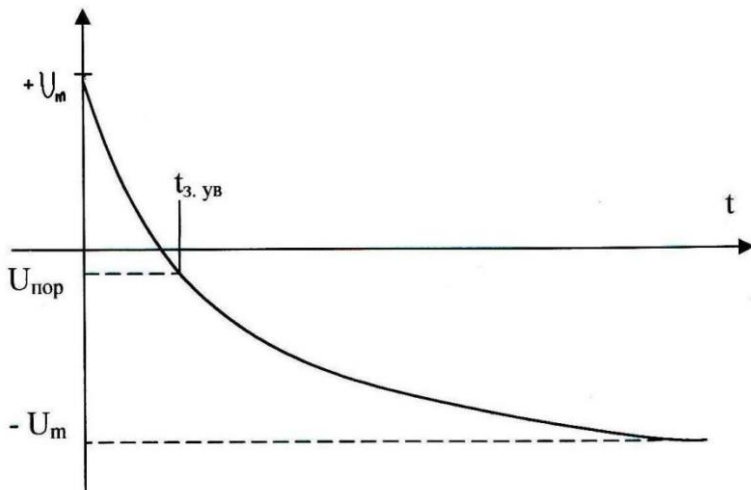


Рисунок 8.2 – Перехідний режим ключа

Тривалість фронту увімкнення  $t_{ф.ув}$  залежить від часу прольоту носіїв від емітера через базу до колектора, значення колекторної ємності  $C_k$  і зменшується зі збільшенням базового струму увімкнення транзистора (рис. 8.3).

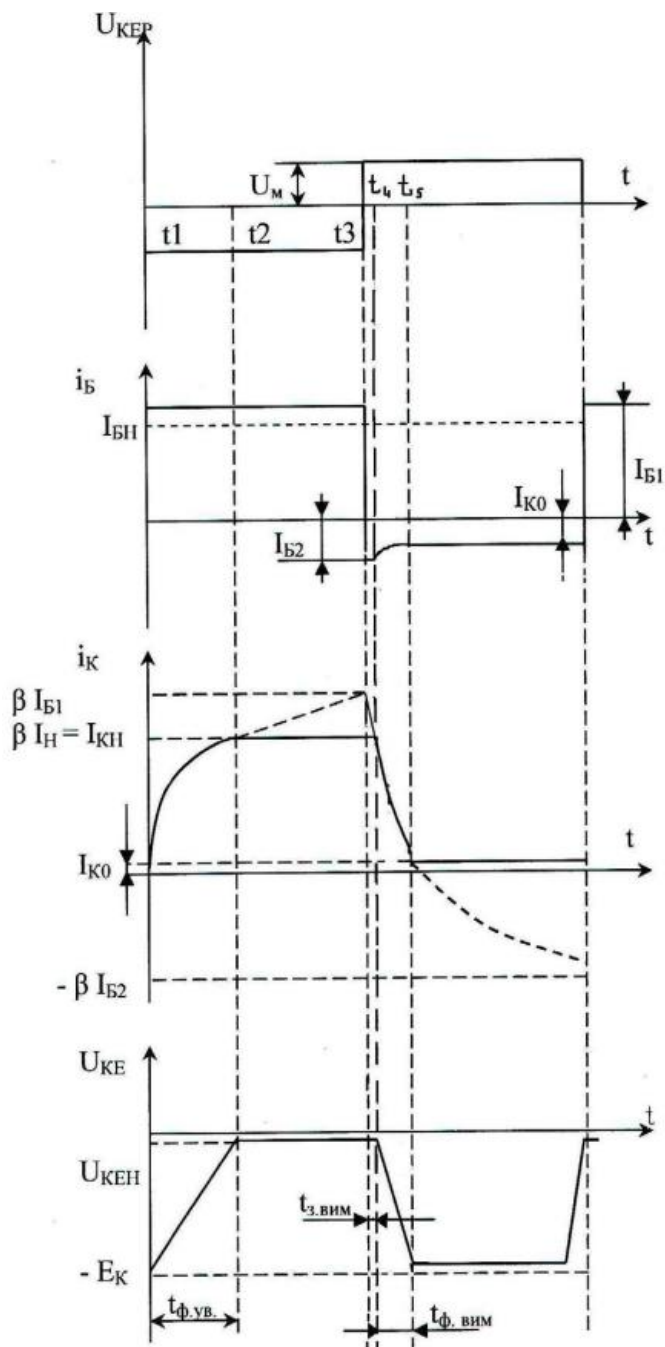


Рисунок 8.3 – Робота електронних ключів

Процес вимкнення ключа має стадію затримки і фронт вимкнення. Затримка вимкнення пов'язана з тим, що під дією вимикаючого сигналу ( $+U_{KEP}$ ) проходить розсмоктування надлишкового заряду бази (неосновних носіїв), що створився при насиченні транзистора. Тривалість розсмоктування збільшується при збільшенні степені насичення транзистора і зменшується при збільшенні базового струму вимкнення. Тривалість фронту вимкнення  $t_{ф.вим.}$  залежить від тих же факторів, що і тривалість фронту увімкнення і зменшується при збільшенні базового струму вимкнення.

Розрахунок параметрів перехідного стану ключа: Затримка увімкнення обумовлена наявністю вхідної ємності  $C_{вх}$  транзистора. В початковому стані ця ємність заряджена до напруги  $+U_M$ , а з моменту появи від'ємного вхідного імпульсу починає перезаряджатися і напруга на ній прямує до значення  $-U_M$  (рис. 8.2):

$$U_{C_{вх}} = 2 U_M (1 - e^{-t/\tau_{вх}}) - U_M \quad (8.3)$$

де  $\tau_{вх} = R_B \cdot C_{вх}$  – постійна часу вхідного кола транзистора. Будемо вважати, що емітерний перехід зміститься в прямому напрямі, коли напруга на ємності досягне деякого порогового рівня  $U_{C_{вх}} = U_{пор} < 0$  (для кремнієвих транзисторів  $U_{пор} = 0.6 B$ ). Це наступить через час  $t_{з.ув.}$  після того, як на вхід ключа почне діяти від'ємний імпульс:  $U_{C_{вх}} = U_{пор}$  при  $t = t_{з.вкл.}$

Підставляючи ці значення в (8.3) після простих перетворень отримаємо:

$$t_{з.ув.} = 2.3 \tau_{вх} \lg (2 U_M / (U_M - U_{пор}))$$

Якщо  $U_{пор} = 0$  (так можна вважати для германієвих транзисторів), то  $t_{з.ув.} = 0.7 \tau_{вх.}$

Фронт увімкнення транзистора представляє собою початкову ділянку експоненти, у відповідності з якою колекторний струм в підсилювальному (активному) режимі описується так:

$$i_K = \beta I_{Б1} (1 - e^{-t/\tau_{ЕК}}) \quad (8.4)$$

де  $\beta$  - коефіцієнт підсилення базового струму в схемі з СЕ;

$I_{Б1} = E_B/R_B$  – імпульс базового струму увімкнення;

$\beta I_{Б1}$  – струм колектора, який був би при відсутності насичення (уявний струм);

$$\tau_{ЕК} = \tau_\beta + R_K C_K (\beta + 1);$$

$\tau_\beta$  - постійна часу транзистора в схемі зі СЕ при  $R_K = 0$ ;

$C_K$  – ємність колекторного переходу.

До границі насичення колекторний струм збільшується від  $i_K = I_{K0} \approx 0$  до значення  $i_K = I_{KH}$ , яке досягається за час  $t_{ф.ув.}$  з моменту відкриття емітерного переходу. Підставляючи  $t_{ф.ув.}$  і  $I_{KH}$  у (8.4) після перетворень отримаємо тривалість фронту увімкнення транзистора

$$t_{ф.ув.} = 2,3 \tau_{ЕК} \lg (1 / [1 - I_{KH} / (\beta I_{Б1})]).$$

Відношення  $\beta I_{B1} / I_{KH} = I_{B1} / I_{BH} = S$  називають коефіцієнтом насичення.

Тоді тривалість фронту увімкнення запишемо у наступному вигляді:

$$t_{\phi, y\phi} = 2,3 \lg S / (S - 1)$$

Загальна тривалість увімкнення транзистора:

$$t_{y\phi} = t_{z, y\phi} + t_{\phi, y\phi}$$

З моменту появи на вході ключа додатного імпульсу починається процес вимкнення (закривання) транзистора.

Затримка вимкнення обумовлена тим, що заряд, що накопичився в базі, не може миттєво змінитися. Під дією закриваючого імпульсу базового струму  $I_{B2} = U_{ex} / R_B$  проходить розсмоктування цього заряду. Вихід транзистора із насичення описують експоненціальним спадом уявного колекторного струму, що прямує від  $I_{B1}$  до  $I_{B2}$ :

$$I_K = \beta (I_{B1} + I_{B2}) e^{-t/\tau_n} - \beta I_{B2}$$

де постійна часу в режимі насичення  $\tau_n = (0,7 \div 1,5) \tau_{EK}$  можна приблизно вважати рівною  $\tau_{EK}$ . Тривалість виходу із насичення  $t_{z, вим}$  – час  $t_p$  розсмоктування заряду – інтервал, протягом якого уявний струм знижується до  $I_{KH}$ . Підставляючи  $t_{z, вим}$  і  $I_{KH}$  в попередній вираз, після простих перетворень отримаємо час затримки вимкнення транзистора:

$$t_{z, вим} = 2,3 \tau_{EK} \lg [(I_{KH} + \beta I_{B2}) / (\beta I_{B2})]$$

Висновки: Із збільшенням базового струму увімкнення ( $I_{B1}$ ) зменшується час увімкнення, але за рахунок збільшення коефіцієнта насичення збільшується час вимкнення (за рахунок затримки  $t_{z, вим}$ ).

## 8.1 Приклад розрахунку транзисторного ключа

Вихідні дані:

Амплітуда імпульсу на виході  $U_{m, вих} = 8B$ ;

Тривалість увімкнення і вимкнення транзистора  $t_{y\phi} = t_{вим} \leq 1_{мкс}$ ;

Амплітуда керуючих імпульсів  $U(+)_m, ex = U(-)_m, ex = 3 B$ ;

Тривалість керуючих імпульсів  $t^{(+)}_i = t^{(-)}_i = 10_{мкс}$ ;

Внутрішній опір генератора керуючих імпульсів  $R_c = 510 \text{ Ом}$ .

1. Визначаємо напругу джерела живлення колекторного кола:

$$E_K = (1,1 : 1,4) U_{m, вих};$$

$$E_K = (1,1 : 1,4) 8 = 8,8 \div 11,2 B.$$

Приймаємо  $E_K = 10B$

2. Вибираємо джерело зміщення в базовому колі з напругою  $E_\phi = 2B$ .

3. Вибираємо транзистор, параметри якого повинні задовільняти наступні умови:

а) Максимально-допустима напруга між колектором та емітером

$$U_{ке. доп} \geq E_K = 10B;$$

б) Максимально допустима напруга між колектором та базою

$$U_{кб.дон} \geq U_{m.вх} - (-E_k) = U_{m.вх}^+ + E_k;$$

$$U_{кб.дон} \geq 3 + 10 = 13 \text{ В}$$

в) гранична частота  $f\alpha \geq 1/(2\pi t_\phi)$ ;

де  $t_\phi$  – тривалість фронту імпульсу при відкритому транзисторі;  $t_\phi$  складає частину  $t_{ув}$  ( $t_{вим}$ ).

Прийmemo  $t_\phi = 0,8 \text{ мкс}$ . Тоді

$$f\alpha \geq \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 0,8 \cdot 10^{-6}} = 199 \text{ кГц}$$

Із довідника (таблиця Е.6, додаток Е) вибираємо транзистор КТ315В, для якого:

$$U_{КБ.дон} = 40 \text{ В}; U_{КБ.дон} = 40 \text{ В}; f\alpha \geq 100 \text{ мГц}; [f\alpha \approx (\beta + 1) f_\beta]; \beta = h_{21E} = 30 \div 120;$$

$$I_{кo.маx} = 10 \text{ мкА}; I_{к.дон} = 100 \text{ мА}; C_k = 7 \text{ нф}; C_E = 7 \text{ нф};$$

4. Визначаємо опір резистора  $R_k$ :

$$R_k \geq E_k / I_{к.дон};$$

$$R_k \geq 10 / 100 \cdot 10^{-3} = 100 \text{ Ом};$$

Вибираємо із таблиці Е.2, додаток Е резистор  $R_k = 510 \text{ Ом}$

$$R_k: C2-33-0,125-510 \text{ Ом} \pm 5\%$$

5. Визначаємо опір резистора  $R_\sigma$ :

$$R_\sigma \leq E_\sigma / I_{кdмаx}; R_\sigma \leq 2/10 \cdot 10^{-6} = 500 \text{ кОм}$$

Вибираємо із таблиці 2  $R_\sigma = 100 \text{ кОм}$

$$R_k: C2-33-0,125-100 \text{ кОм} \pm 5\%$$

6. Вибираємо опір резистора  $R$  з таким розрахунком, щоби забезпечити неглибоке насичення транзистора (ступінь насичення  $S \approx 2$ ) При глибокому насиченні збільшується час розсмоктування неосновних носіїв; на границі насичення режим стає нестабільним. Установлений струм бази  $I_\sigma$  повинен бути в  $S$  разів більшим за струм бази  $I_{\sigmaн}$  на границі насичення. Нехтуючи вхідним опором транзистора в режимі насичення маємо:

$$I_\sigma = \frac{U_{max}^{(-)}}{R_\Gamma + R} - \frac{E_\sigma}{R_\sigma}; I_{\sigmaн} = \frac{I_{кн}}{\beta_{min}} = \frac{E_k}{R_k \beta_{min}}.$$

Після перетворень отримуємо:

$$R = \frac{\beta_{min} R_k}{S \frac{E_k}{U_{max}^{(-)}} + \beta_{min} \frac{R_k}{R_\sigma} \frac{E_\sigma}{U_{max}^{(-)}}}, R = \frac{30 \cdot 510}{2 \frac{10}{3} + 30 \frac{510}{100 \cdot 10^3} \cdot \frac{2}{3}} \approx 2263 \text{ Ом}.$$

Вибираємо із таблиці Е.2, додаток Е  $R = 2,2 \text{ кОм}$

$$R: C-2-23-0,125-2,2 \text{ кОм} \pm 5\%.$$

При цьому установлений струм бази в режимі насичення:

$$I_\sigma = \frac{3}{510 + 2200} - \frac{2}{100 \cdot 10^3} \approx 1,1 \text{ мА}$$

Струм бази на границі насичення:

$$I_{\text{бн}} = \frac{10}{510 \cdot 30} \approx 0,65 \text{ мА}$$

7. Ємність конденсатора  $C$  вибирається з таким розрахунком, щоб час його заряду  $t_3 \approx 3\tau c$  перевищував час увімкнення (вимкнення) транзистора. При цій умові під час переключення струм бази не буде обмежуватися резистором  $R$ .

$$t_3 \approx 3\tau c > t_{\text{yb}}; \tau c = c(R_{\Gamma}/R);$$

звідки

$$C > \frac{t_{\text{yb}}(R_{\Gamma} + R)}{3R_{\Gamma}R} = \frac{1 \cdot 10^{-6}(510 + 2200)}{3 \cdot 510 \cdot 2200} = 805 \text{ нФ}.$$

З другої сторони, напруга на конденсаторі повинна встигати встановитися, так транзистор закритий:

$$t_{\text{всм}} < t_1^{(+)}; t_{\text{всм}} \approx 3\tau_{\text{всм}} \approx 3C[R \parallel (R_{\delta} + R_{\Gamma})];$$

$$C < \frac{t^{(+)}i(R + R_{\delta} + R_{\Gamma})}{3R(R_{\delta} + R_{\Gamma})}; C < \frac{10 \cdot 10^{-6}(2,2 + 100 + 0,51) \cdot 10^3}{3 \cdot 1,2 \cdot 10^3 \cdot (100 + 0,51) \cdot 10^3} \approx 4080 \text{ нФ}.$$

Попередній розрахунок дозволив оцінити параметри електричної схеми. Тепер перевіримо чи задовольняє схема з такими елементами поставленим технічним вимогам.

8. Визначаємо амплітуду імпульсу струму бази для відкриття транзистора:

$$I_{\delta 1} = \frac{U_m^{(-)} + U_c^{(-)}}{R_{\Gamma}} - \frac{E_{\delta}}{R_{\delta}};$$

де  $U_c^{(-)}$  — напруга, яка встановилася на конденсаторі  $C$  (резистор  $R$ ), в такий час коли транзистор закритий.

$$U_c^{(-)} = \frac{U_m^{(+)} - E_{\delta}}{R_{\Gamma} + R + R_{\delta}} - R = \frac{(3-2) \cdot 2,2 \cdot 10^3}{(0,51 + 2,2 + 100) \cdot 10^3} \approx 0,02 \text{ В}$$

$$I_{\delta 1} \approx \frac{3 + 0,02}{510} - \frac{2}{100 \cdot 10^3} \approx 5,9 \text{ мА}$$

9. Визначимо амплітуду струму бази для закривання транзистора:

$$I_{\delta 2} \approx \frac{U_m^{(+)} + U_c^{(+)}}{R_{\Gamma}} + \frac{E_{\delta}}{R_{\delta}},$$

де  $U_c^{(+)}$  — напруга на конденсаторі  $C$  (на резисторі  $R$ ), яка встановлюється в той час, коли транзистор закритий.

$$U_c^{(+)} \approx \frac{U_m^{(-)}}{R_{\Gamma} + R} R = \frac{3 \cdot 2,2 \cdot 10^3}{510 + 2,2 \cdot 10^3} \approx 2,4 \text{ В},$$

$$I_{\delta 2} \approx \frac{3+2,4}{510} + \frac{2}{100 \cdot 10^3} = 10,6 \text{ мА}$$

Визначимо час запізнення, (час розсмоктування  $t_p$ ) протягом якого транзистор виходить із насичення:

$$t_3 \approx 2,3\tau \lg \frac{I_{\delta 2} + I_{\delta}}{I_{\delta 2} + I_{\delta n}};$$

де

$$\tau \approx \tau_{\beta} + \beta C_K R_K = \frac{\beta}{2\pi f \alpha} + \beta C_K R_K.$$

Будемо вважати  $\beta = 75$ .

Тоді

$$\tau = \frac{75}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^6} + 75 \cdot 7 \cdot 10^{-12} \cdot 510 \approx 0,4 \text{ мкс},$$

$$t_3 \approx 2,3 \cdot 0,4 \cdot 10^{-6} \lg \frac{(10,6 + 1,1) \cdot 10^{-3}}{(10,6 + 0,65) \cdot 10^{-3}} \approx 0,016 \text{ мкс}.$$

11. Визначаємо тривалість фронту закривання, підчас формування якого транзистор працює в активному режимі:

$$t_{\phi, \text{зак}} \approx 2,3\tau \lg \frac{I_{\delta 2} + I_{\delta n}}{I_{\delta 2}},$$

$$t_3 \approx 2,3 \cdot 0,4 \cdot 10^{-6} \lg \frac{(10,6 + 0,65) \cdot 10^{-3}}{10,6 \cdot 10^{-3}} \approx 0,024 \text{ мкс}.$$

12. Час підготовки (затримки)  $t_n$  відкривання транзистора, визначається розрядом ємності емітерного переходу з напруги  $U_{\text{від}}=0$ . Приймаючи до уваги, що ємність  $C$  протягом  $t_n$  представляє коротко замкнуту ділянку кола, маємо:

$$t_{II} \approx C_E \frac{U_{\text{зак}}}{I_{\delta 1}}, \quad U_{\text{зак}} \approx \frac{U_{\text{вхм}}^{(+)} \cdot R_{\delta}}{R_{\Gamma} + R + R_{\delta}} + \frac{E_{\delta} (R_{\Gamma} + R)}{R_{\Gamma} + R + R_{\delta}},$$

$$U_{\text{зак}} = \frac{3 \cdot 100 \cdot 10^3}{(0,51 + 2,2 + 100) \cdot 10^3} + \frac{2(0,51 + 2,2) \cdot 10^3}{(0,51 + 2,2 + 100) \cdot 10^3} \approx 2,95 \text{ В},$$

$$t_{II} \approx 7 \cdot 10^{-12} \frac{2,95}{5,9 \cdot 10^{-3}} = 0,0034 \text{ мкс}.$$

13. Визначаємо тривалість фронту відкривання транзистора, працюючого в активному режимі:

$$t_{\phi, \text{від}} \approx 2,3\tau \lg \frac{I_{\delta 1}}{I_{\delta 1} - I_{\delta n}},$$

$$t_{\phi, \text{від}} \approx 2,3 \cdot 0,4 \cdot 10^{-6} \lg \frac{5,9 \cdot 10^{-3}}{(5,9 - 0,65) \cdot 10^{-3}} \approx 0,047 \text{ мкс}.$$

14. Час увімкнення транзистора:

$$t_{ув} = t_{\Pi} + t_{\phi.від} \approx 0,0034 + 0,047 \approx 0,05 \text{ мкс},$$

що менше заданого.

15. Час вимкнення транзистора:

$$t_{вим} = t_3 + t_{\phi.зак} \approx 0,0016 + 0,024 \approx 0,040 \text{ мкс},$$

що менше заданого.

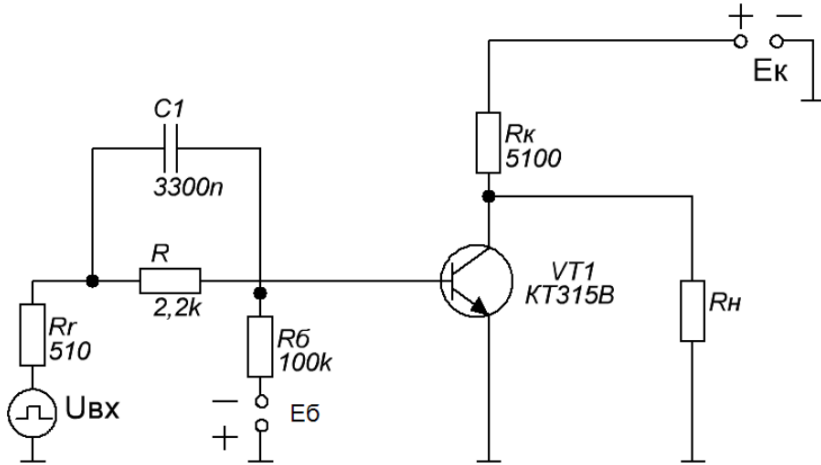


Рисунок 8.4 – Розрахункова схема транзисторного ключа

## 8.2 Завдання для самостійного розв'язання

1. Розрахувати транзисторний ключ з прискорюючим конденсатором.
2. Схема транзисторного ключа приведена на рисунку 8.5.
3. Вихідні дані для розрахунку ключа приведені в таблиці 8.1.

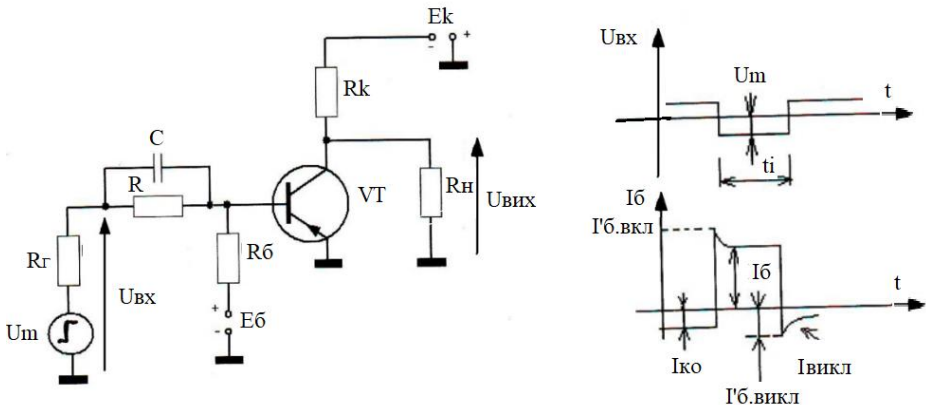


Рисунок 8.5 – Схема транзисторного ключа

## Вихідні дані до завдання

№ п/п	$U_{m.вих}$ [В]	$t_{вкл} = t_{викл}$ [мкс]	Вхідна напряга $U_{m.вих}^{(+)} =$ $U_{m.вих}^{(-)}$ [ В ]	Тривалість керуючих імпульсів $t_f^{(+)} = t_f^{(-)}$ [ мкс ]	Внутрішній опір $R_r$ [Ом]
1	8	1	3	30	510
2	8	1	2,5	25	510
3	8	0,8	2	25	470
4	8	1	3	20	470
5	10	0,8	2,5	30	510
6	10	1	2	20	510
7	10	0,6	2	40	470
8	10	0,8	2,5	20	510
9	10	1	2,5	15	470
10	10	0,8	2	20	330
11	5	0,6	2,5	25	330
12	5	1	2,5	40	330
13	5	0,8	2,5	20	470
14	5	1	2	30	510
15	9	1	2,5	25	510
16	9	0,8	3	30	510
17	9	0,6	2,5	40	470
18	9	0,5	3	20	510
19	10	1	2,5	30	470
20	10	0,8	3	40	510

Схеми до завдання 1

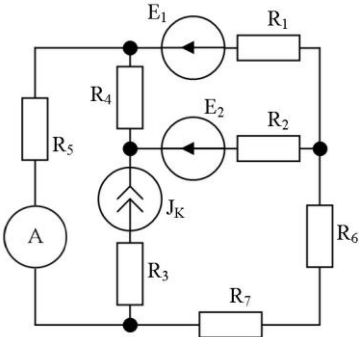


Рисунок А.1

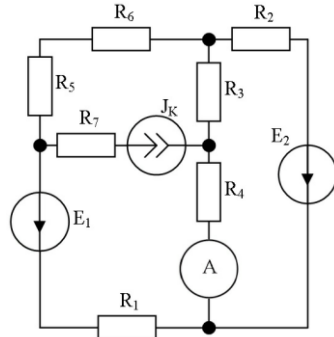


Рисунок А.2

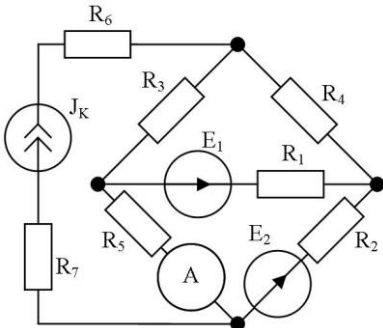


Рисунок А.3

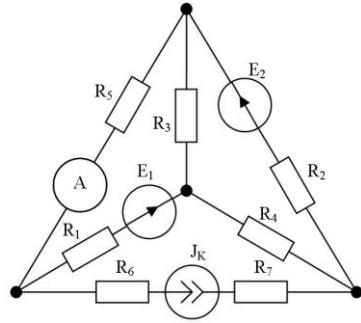


Рисунок А.4

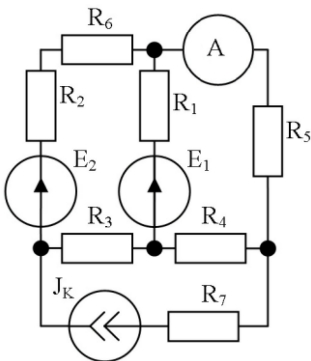


Рисунок А.5

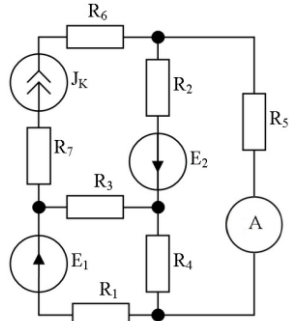


Рисунок А.6

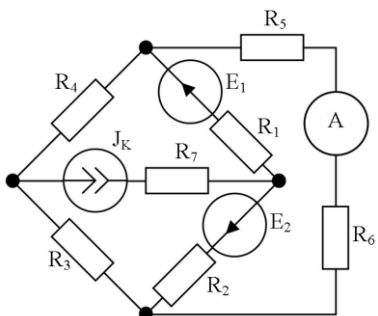


Рисунок А.7

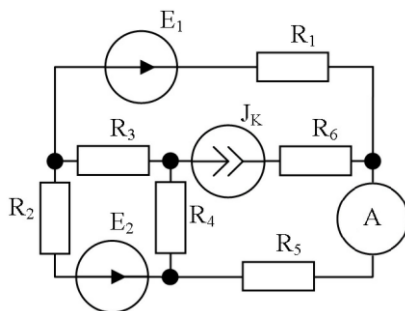


Рисунок А.8

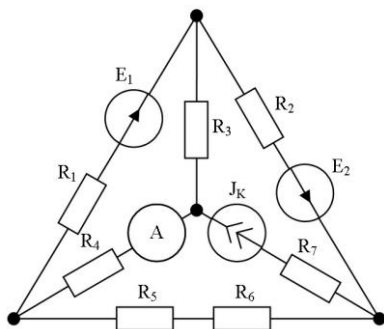


Рисунок А.9

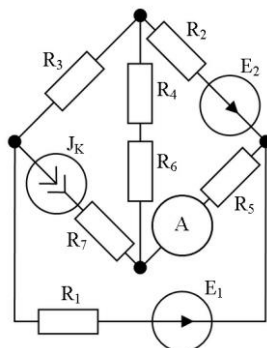


Рисунок А.10

Схеми до завдання 2

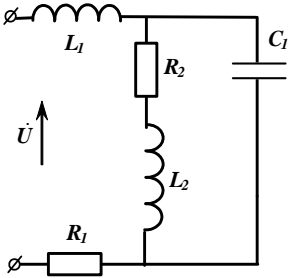


Рисунок Б.1

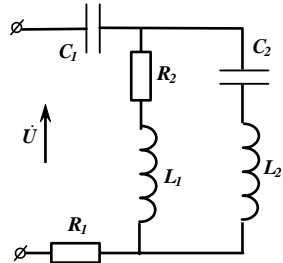


Рисунок Б.2

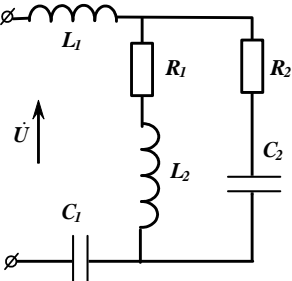


Рисунок Б.3

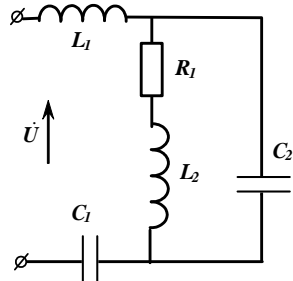


Рисунок Б.4

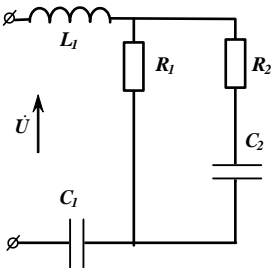


Рисунок Б.5

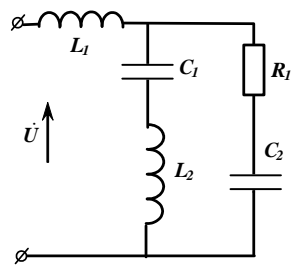


Рисунок Б.6

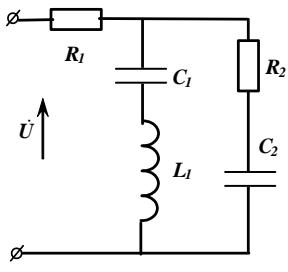


Рисунок Б.7

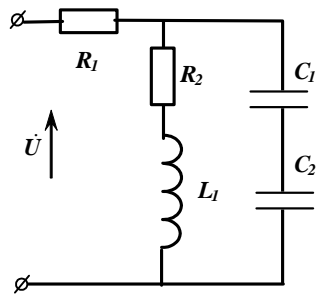


Рисунок Б.8

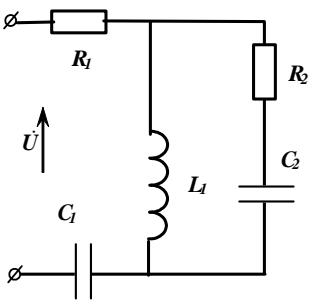


Рисунок Б.9

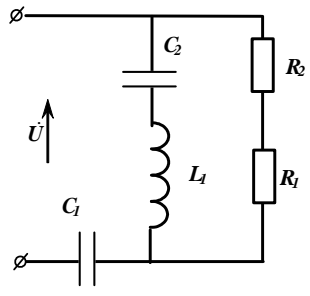


Рисунок Б.10

Схеми до завдання 3

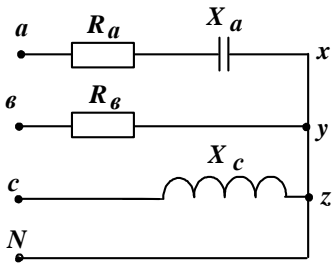


Рисунок В.1

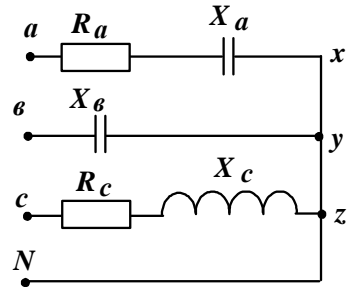


Рисунок В.2

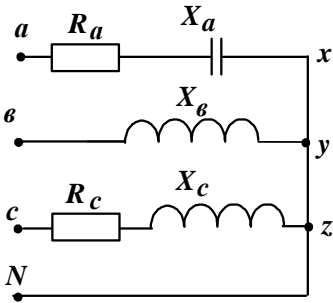


Рисунок В.3

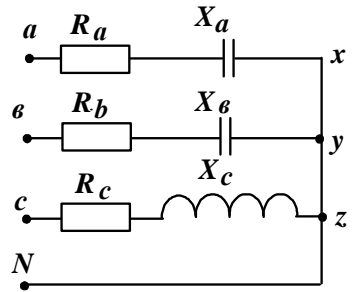


Рисунок В.4

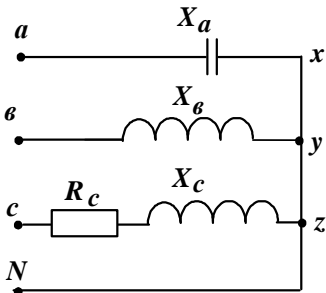


Рисунок В.5

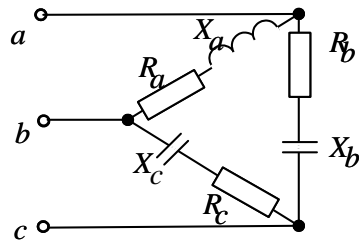


Рисунок В.6

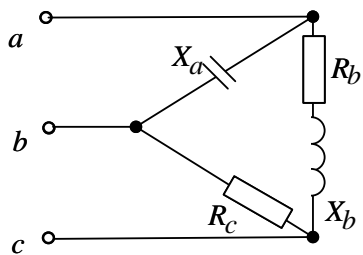


Рисунок В.7

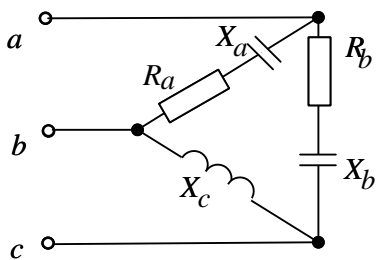


Рисунок В.8

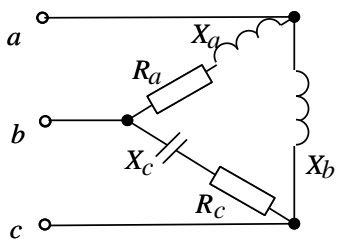


Рисунок В.9

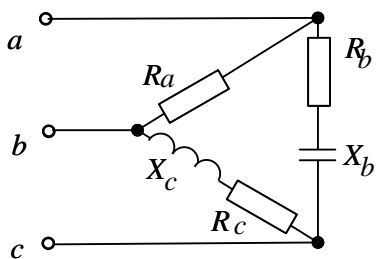


Рисунок В.10

Схеми до завдання 4

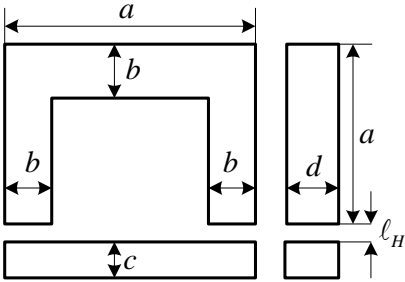


Рисунок Г.1

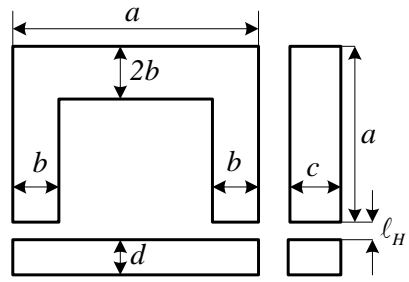


Рисунок Г.2

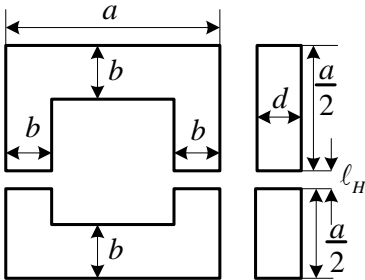


Рисунок Г.3

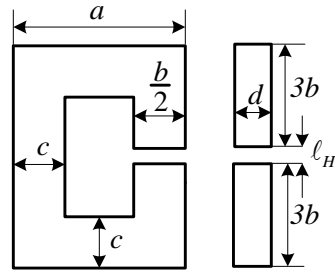


Рисунок Г.4

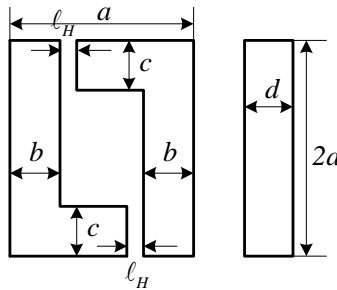


Рисунок Г.5

Таблиця Г.1.

Крива намагнічування сталі 1511 ГОСТ 3836-80

$H$ , А/м	20	50	100	200	500	1000	2,500	5000	10000	30000
$B$ , Тл	0,14	0,48	0,77	0,92	1,21	1,30	1,46	1,57	1,70	1,90

Дані до завдання 6

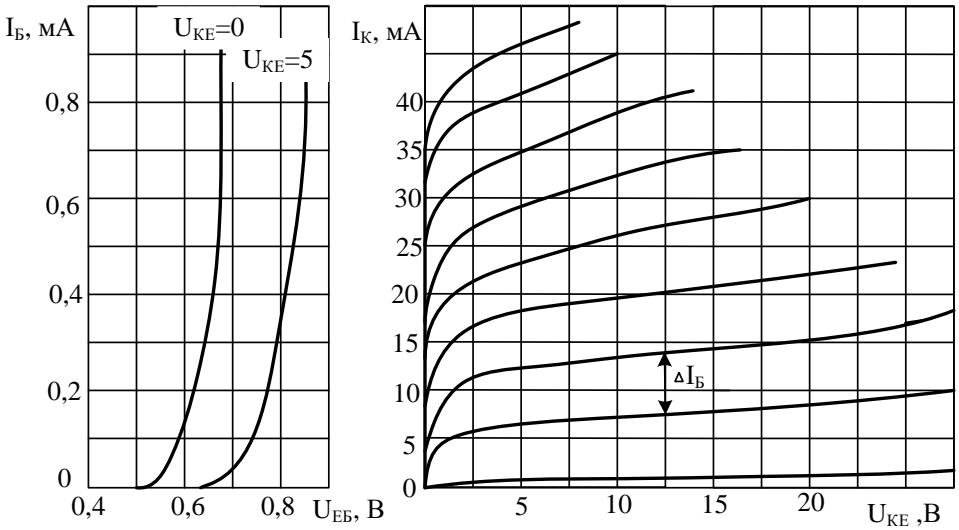


Рисунок Д.1

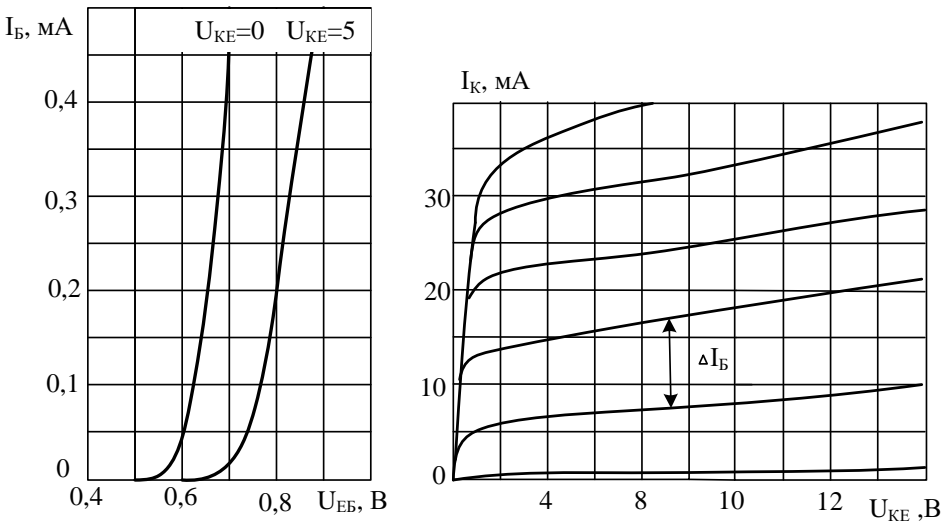


Рисунок Д.2

КТ201А, КТ201Б, КТ201В, КТ201Д –  $\Delta I_B = 0,1$  мА;

КТ201Г –  $\Delta I_B = 0,05$  мА

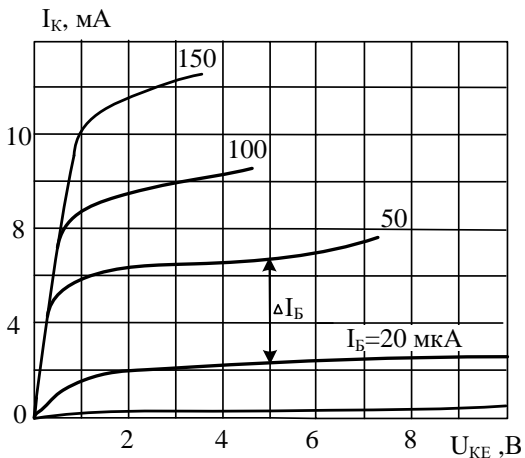
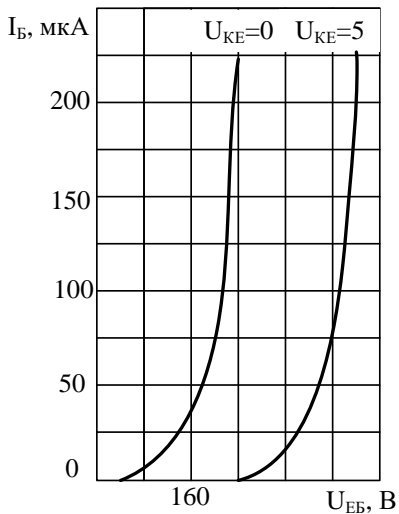


Рисунок Д.3

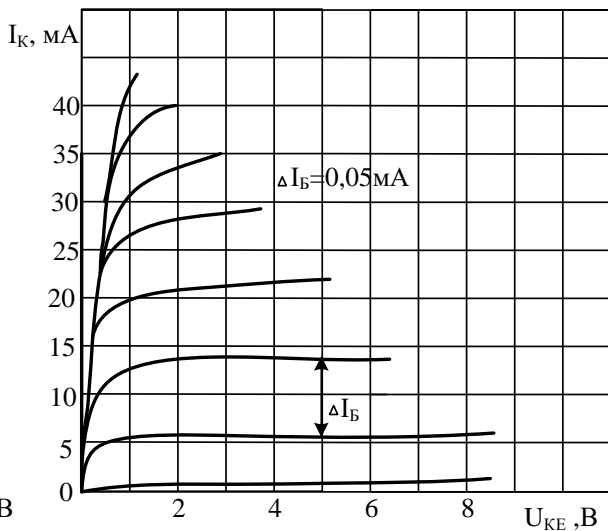
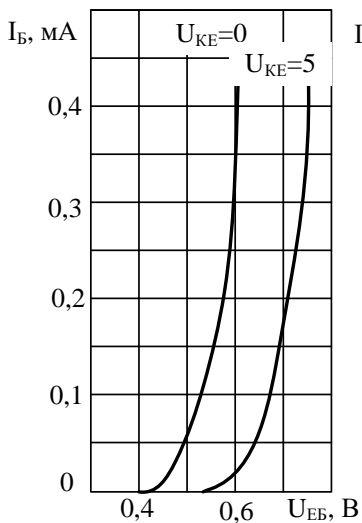


Рисунок Д.4

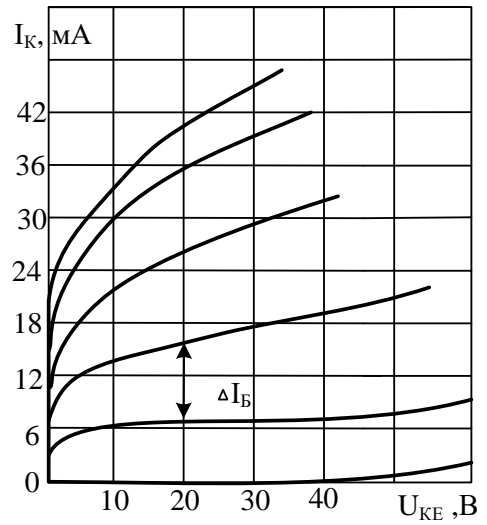
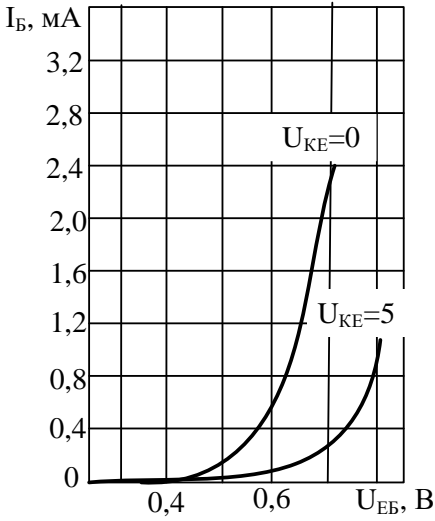


Рисунок Д.5

ПЗ07, ПЗ07Г, ПЗ09 –  $\Delta I_B = 350 \text{ мА}$ ; ПЗ07А, ПЗ08 –  $\Delta I_B = 200 \text{ мА}$ ;  
 ПЗ07Б, ПЗ07В –  $\Delta I_B = 100 \text{ мА}$ .

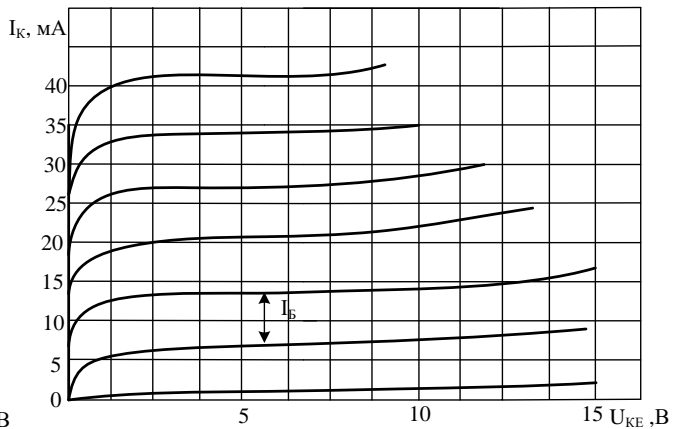
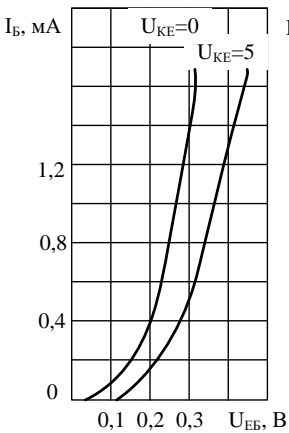


Рисунок Д.6

МП35, МП36А, МП37Б, МП38 –  $\Delta I_B = 200 \text{ мкА}$ ;  
 МП37, МП37А –  $\Delta I_B = 300 \text{ мкА}$ ;  
 МП38А –  $\Delta I_B = 50 \text{ мкА}$ .

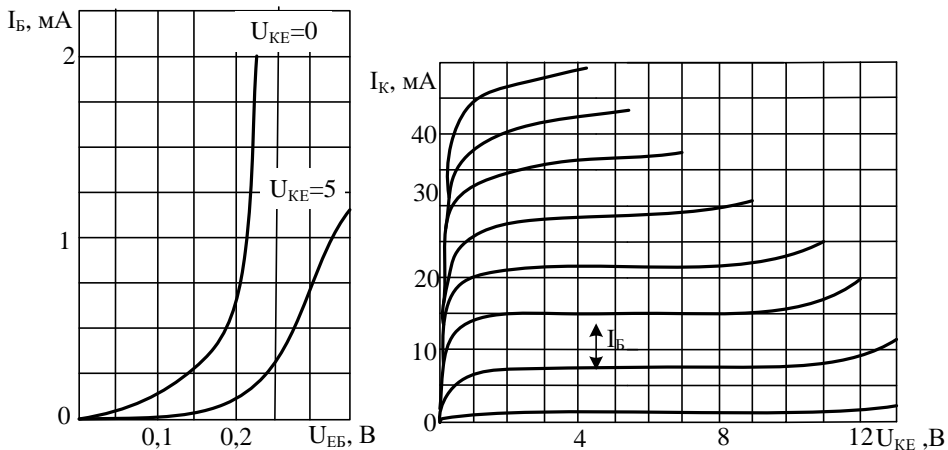


Рисунок Д.7

МП39 –  $\Delta I_B = 400$  мкА; МП396, МП40, МП40А, МП41 –  $\Delta I_B = 200$  мкА;  
 МП41А –  $\Delta I_B = 100$  мкА.

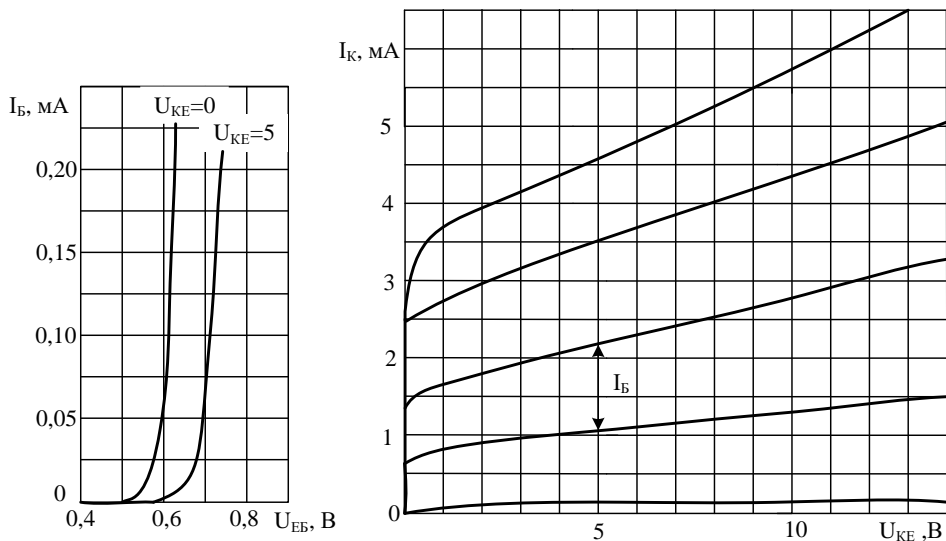


Рисунок Д.8

КТ373А –  $\Delta I_B = 0,01$  мА; КТ373Б –  $\Delta I_B = 0,004$  мА;  
 КТ373В –  $\Delta I_B = 0,002$  мА; КТ373Г –  $\Delta I_B = 0,008$  мА.

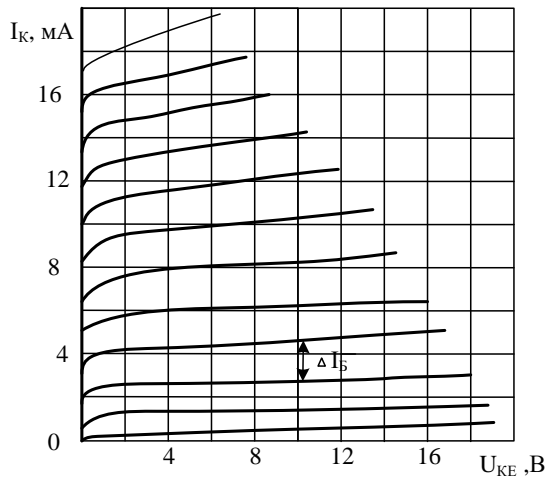
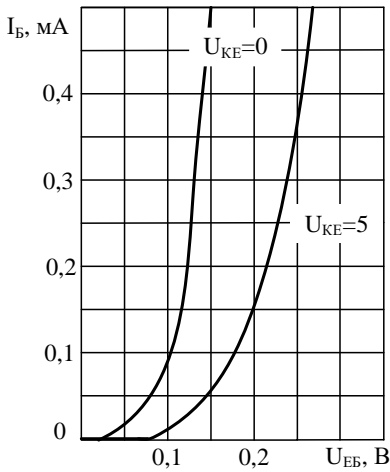


Рисунок Д.9

ГТ122А, ГТ122Б –  $\Delta I_B = 0,05$  мА;

ГТ122В, ГТ122Г –  $\Delta I_B = 0,02$  мА.

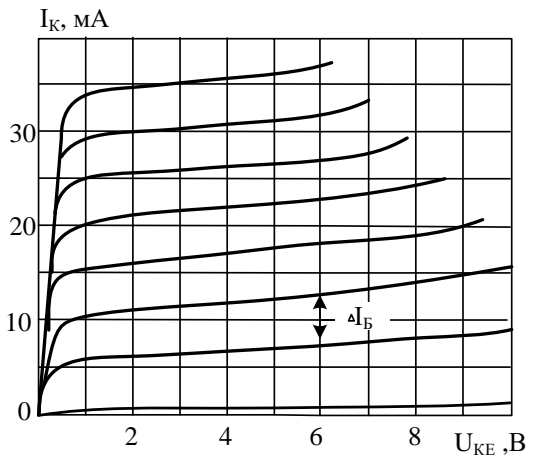
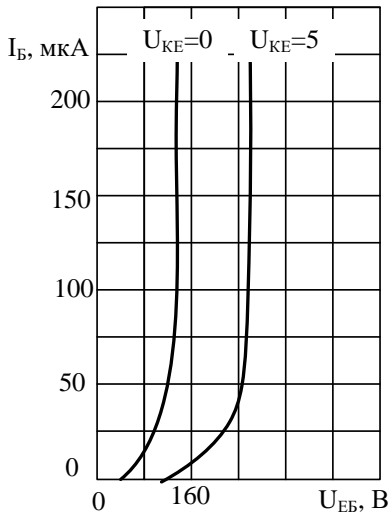


Рисунок Д.10

ГТ108Г, ГТ108В –  $\Delta I_B = 50$  мкА;

ГТ108А, ГТ108Б –  $\Delta I_B = 100$  мкА.

## Параметри електронних компонентів

### Резистори

Для резисторів встановлено шість рядів номінальних опорів: Е6, Е12, Е24, Е48, Е96, Е192. Число, що стоїть після символу Е, визначає кількість номінальних величин у ряду. Кожний ряд задається числовими коефіцієнтами, помноженими на  $10^n$ , де  $n$  – ціле додатне або від'ємне число. Найбільш поширеними є ряди Е6, Е12, Е24, що подані в таблиці 1.3.

Таблиця Е.1

Ряди номінальних значень

Індекс ряду	Позиції ряду	Допустиме відхилення від номінальної величини, %
Е 6	1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8	$\pm 20$
Е 12	1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2	$\pm 10$
Е 24	1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1	$\pm 5$

Таблиця Е.2

Постійні резистори

Тип резистора	Діапазон опорів	Номінальна потужність, Вт
МЛТ	1 Ом-3,01 МОм	0,125
	1 Ом-5,1 МОм	0,25; 0,5
	1 Ом -10 МОм	1; 2
С2-33	1 Ом - 3 МОм	0,125
	1 Ом-5,1 МОм	0,25
	0,1 Ом-5,1 МОм	0,5
	1 Ом - 10 МОм	1
	1 Ом - 22 МОм	2
ПЕВ-2,5	45 Ом ÷ 430 Ом	2,5
ПЕВ-7	5 Ом ÷ 33 кОм	7
ПЕВ-10	5 Ом ÷ 10 кОм	10

## Конденсатори

Для конденсаторів встановлено три ряди номінальних ємностей Е6, Е12, Е24 (таблиця Е.3). Конденсатори виготовляють із номінальними ємностями, що відповідають одному з числових коефіцієнтів, який треба помножити на  $10^n$ , де для рядів:

Е6  $n=0,1,2,3,4$ .

Е12  $n=0,2,3,4$ .

Е24  $n=2,3,4$ .

Таблиця Е.3

Ряди номінальних значень

Індекс ряду	Числові коефіцієнти					
Е 6	0,01; 0,015; 0,022; 0,033; 0,047; 0,068					
Е 12	0,01; 0,015; 0,022; 0,033; 0,047; 0,068; 0,012; 0,018; 0,027; 0,037; 0,056; 0,082					
Е 24	1	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8
	1,1	1,6	2,4	3,3	5,1	7,5
	1,2	1,8	2,7	3,6	5,6	8,2
	1,3	2,0	3,0	3,9	6,2	9,1

Таблиця Е.4

Конденсатори постійної ємності

Ном. напруга В	Номінальна ємність, мкФ				
	К 50-7	К 50-35	К 50- 18	К10- 17	К73-17
6,3		20; 30; 50; 100; 200; 500	220000		
10		10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000; 5000	100000		
16		5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 1000; 2000; 5000	22000 68000 100000		
25		2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000; 5000	15000 33000 100000		
50		2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 500; 1000; 2000	4700 10000 15000 22000	0,001; 0,01; 0,022; 0,056	
63					0,22;

					0,33; 0,47; 0,68; 1; 1,5; 2.2; 3,3; 4,1
100		0,5; 1; 2,5; 10; 20; 30; 50	2200 4700 10000		
160	2; 50; 100; 200;500	1,2; 5; 10; 20			1,5; 2,2
250	10; 20; 50; 100; 200		1000 4700		0,047; 0,068; 0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1
300	5; 10; 20; 50; 100; 200				
350	10; 20; 50; 100				
450	10; 20; 50; 100				

## Параметри стабілітронів

Тип стабілітрона	Напруга стабілізації $U_{ст}$ , В	ТКН, град <sup>-1</sup>	Диф. опір $R_{д}$ , Ом	Максим. струм $I_{ст.маx}$ мА	Мінім. струм $I_{ст.мін}$ мА
КС133А	3,0 ÷ 3,6	0,11	65	81	3
КС139А	3,7 ÷ 4,2	0,1	60	70	3
КС147А	4,2 ÷ 5,2	0,1	56	58	3
КС156А	5,0 ÷ 6,4	0,05	46	55	3
КС168А	6,12 ÷ 7,5	0,06	28	45	3
Д808	7 ÷ 8,5	0,05	6	33	5
Д809	8 ÷ 9,5	0,05	10	29	5
Д810	9 ÷ 10,5	0,05	12	26	5
Д811	10-12	0,05	12	23	4
Д813	11,5 ÷ 14	0,05	18	20	3
Д814А	8	0,07	6	40	3
Д814Б	9	0,08	10	36	3
Д814В	10	0,09	12	32	3
Д814Г	11	0,095	15	29	3
Д814Д	13	0,095	18	24	3
Д815Д	12	0,095	10	300	3
ДВ 16А	22	0,095	10	230	10
ДВ16Б	27	0,095	12	180	10
КС515Г	15	0,005	25	31	3
КС520В	20	0,001	210	22	3
КС524Г	24	0,005	40	19	3
КС531	31	0,005	350	15	3
КС547В	47	0,001	490	10	3
КС568	68	0,001	700	10	3
КС596	96	0,001	980	7	3

Параметри деяких транзисторів

Параметри	Тип транзистора									
	p-n-p КТ3107В	n-p-n КТ3102В	n-p-n ГТ311Ж	n-p-n КТ316Б	n-p-n КТ324Б	p-n-p ГТ328А	n-p-n КТ315В	p-n-p КТ361Е		
Напруга колектор-база $U_{КБ, \max}$ , В	30	30	220	10	10	15	40	30		
Напруга колектор-емітер $U_{КЕ, \max}$ , В	25	30	12	10	10	15	40	30		
Зворотній струм колектора $I_{К0, \max}$ , мкА	0,100	0,05	5	5	10	100	10	25		
$I_{к, \text{доп}}$ , мА	100	100	50	30	20	10	100	50		
$P_{к, \max}$ , мВт	300	250	150	150	15	50	150	150		
Коеф. передачі струму $\beta = h_{21E}$	70...140	200...500	50...200	40...120	40...120	20...200	30...120	50...350		
Гранична частота $f_{h21E}$ , МГц	100	1000	100	100	100	400	100	100		
$C_{к}$ , пФ	7	6	2,5	3	2,5	1,5	7	7		
$C_{Е}$ , пФ	2,5		5,0	2,5	2,5	2,5		2,5		
$\tau_{к}$ , нс	100	100	0,1	0,15	0,18	0,01	0,1	0,15		

## Література

1. Болюх В. Ф., Коритченко К. В., Марков В. С. Збірник задач з електротехніки. Харків: НТУ «ХП», 2021. 196 с.
2. Болюх В. Ф., Данько В. Г., Гончаров Є. В. Основи електротехніки, електроніки та мікропроцесорної техніки: навч. Посібник. Нац. техн. ун-т «Харків. політехн. ін-т». Харків: Планета-Прінт, 2019. 248 с.
3. Болюх В. Ф., Бондарук П. А., Коритченко К. В., Марков В. С., Поляков І. В., Шпінда Є. М. Електротехніка та електромеханіка: Навчальний посібник. Харків: ВІТВ НТУ «ХП», 2020. 352 с.
4. Болюх В. Ф., Коритченко К. В., Марков В. С., Поляков І. В. Розрахунок електричних кіл та електротехнічних пристроїв: навч. посібник. Харків: НТУ «ХП», 2019. 288 с.
5. Гуржій А. М., Мещанінов С. К., Нельга А. Т., Співак В. М. Електротехніка та основи електроніки: підручник. Київ: Література ЛТД, 2020. 288 с.
6. Котовський В. Й., Семікіна Т. В., Слободян Н. В., Немировський А. В., Клименко В. А. Основи електроніки. Методичні вказівки до лабораторних та практичних занять з курсу основи електроніки. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. 84 с.
7. Гуранич П. П. Кедюлич В. М. Методи розрахунку електричних кіл. Методична розробка з курсу «Теорія електричних кіл». Ужгород. 2020. 43 с.
8. Bartlett J. Electronics for Beginners: A Practical Introduction to Schematics, Circuits, and Microcontrollers. Apress. 2020. 530 p.
9. Eggleston D. L. Basic Electronics for Scientists and Engineers. Cambridge University Press. URL: <https://cis.rmuti.ac.th/electricrail/wp-content/uploads/2020/08/BasicElectronicsforScientistsandEngineers-2.pdf>
10. Tooley M. Electronic Circuits. Fundamentals and Applications. 5th Edition. 2020. 522p.



Е - 50

Електротехніка і електроніка. Методичні вказівки до практичних занять для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти освітньої програми «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології», галузь знань 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації, спеціальність 174 Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка/ укладачі Н. М. Якимчук, М. М. Євсюк, Т. П. Цизь. Луцьк: ЛНТУ, 2024. 94 с.

Комп'ютерний набір:  
Редактор:

Наталія ЯКИМЧУК  
Микола ЄВСЮК

Підп. до друку «\_\_»\_\_\_\_\_2024 р.  
Формат 60x80/16. Папір офс.  
Гарн. Таймс. Ум. друк. арк. 4,2.  
Тираж 50 прим.

Відділ іміджу та промоції  
Луцького національного технічного університету  
43018 м. Луцьк, вул. Львівська, 75  
Друк – ВІП Луцького НТУ

