

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
«ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**

до виконання індивідуального завдання з навчальної дисципліни  
«Системи автоматичного керування електромеханічними пристроями»

ХАРКІВ 2024

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
«ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**

до виконання індивідуального завдання з навчальної дисципліни  
«Системи автоматичного керування електромеханічними пристроями»  
для студентів усіх форм навчання  
за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Затверджено  
редакційно-видавничою  
радою університету  
протокол № 3 від 24.10.24 р.

Харків  
НТУ «ХПІ»

2024

Методичні вказівки до виконання індивідуального завдання з навчальної дисципліни «Системи автоматичного керування електромеханічними пристроями» : для студентів усіх форм навчання за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» / уклад.: М. А. Лелюк, О. Г. Серeda, О. Г. Серeda, М. М. Яловенко. – Харків : НТУ «ХП», 2024. – 46 с.

Укладачі: М. А. Лелюк  
О. Г. Серeda  
О. Г. Серeda  
М. М. Яловенко

Рецензент: Сергій Шевченко

Кафедра «Електричні апарати»

## ВСТУП

Автоматизація в сучасних умовах забезпечує подальшу інтенсифікацію процесів виробництва, зменшення витрат сировини, матеріалів та енергії, покращення якості продукції та культури виробництва, підвищення продуктивності праці в домашньому господарстві. Головна мета автоматичного керування будь-яким процесом та об'єктом полягає в безперервній підтримці із заданою точністю необхідної функціональної залежності між керованими (регульованими) змінними (фізичними параметрами), що характеризують стан об'єкта керування, та керівним впливом. Отже необхідно мати пристрої та прилади, що забезпечують надходження інформації про завдання (мету) керування та про стан об'єкта керування, які аналізують отриману інформацію та виробляють сигнал про необхідну зміну керівної дії, здійснюють підсилення отриманих сигналів та контролюють виконання команд [1-4].

Зростає складність об'єктів автоматизації, а отже підвищуються і вимоги до показників їх якості. Це призводить до різкого зростання обсягу обчислень, необхідних для визначення керівних впливів, що формуються системою керування (регулятором). Внаслідок цього багато прикладних проблем не можуть бути вирішені методами неперервної математики й у рамках лінійного наближення. Тому активно розвиваються такі напрями, як нелінійні, дискретні, гібридні (дискретно-неперервні), адаптивні, робастні, багатовимірні системи керування тощо. Актуальним на сьогодні є розвиток теорії автоматичного керування в умовах невизначеності й ризику. У багатьох випадках такий розвиток в сучасних умовах передбачає створення як нового теоретичного апарату, так і застосування нових програмних засобів, що, у свою чергу, потребує розробки нових або суттєвої модифікації існуючих алгоритмів досягнення мети керування [5].

Теорія автоматичного керування (ТАК), як частина загальної науки про керування – кібернетики, є наукою про принципи і методи побудови, розрахунку та дослідження систем автоматичного керування (САК) [6, 7].

Навчальна дисципліна «Системи автоматичного керування електромеханічними пристроями» належить до профільованого пакету дисциплін в процесі підготовки магістрів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» за освітньою програмою «Електромеханіка».

У результаті вивчення дисципліни студенти повинні мати необхідні теоретичні знання і практичний досвід розрахунку функціонально необхідних технічних засобів автоматизації як промислових виробництв та підприємств, так і праці в домашньому господарстві.

**Предметом** навчальної дисципліни «Системи автоматичного керування електромеханічними пристроями» є автоматичні та автоматизовані системи та засоби контролю та керування; їх математичне, інформаційне, технічне та програмне забезпечення; способи та методи їх проектування, налагодження, виробництва та експлуатації у різних галузях народного господарства: промисловості, сільського господарства, енергетики, транспорту, торгівлі, медицини тощо; технологічні та виробничі процеси; технічне діагностування, наукові дослідження та виробничі випробування.

**Мета** навчальної дисципліни «Системи автоматичного керування електромеханічними пристроями» – надати студенту знання з теорії та загальної методології проектування технічних засобів автоматизації промислових виробництв та підприємств, а також процесів в домашньому господарстві; набуття студентами практичного досвіду розрахунку, проектування та конструювання окремих елементів автоматизації, та навичок їх узгодження при об'єднанні в повноцінну систему автоматичного керування;

**Задачі** навчальної дисципліни «Системи автоматичного керування електромеханічними пристроями» – вивчення типових схем систем автоматичного керування технологічними комплексами та побутовими електроприладами, напрямів удосконалення їх статичних характеристик та динамічних властивостей, а також опанування правил безпечного проведення електромонтажних робіт й налагодження.

Навчальним планом з навчальної дисципліни «Системи автоматичного керування електромеханічними пристроями» для студентів денної форми навчання передбачено 42 години на самостійне вивчення окремих розділів теоретичної частини курсу, з яких 10 годин передбачено на виконання індивідуального завдання: **«Розрахунок підсилювального каскаду на біполярному транзисторі з температурною стабілізацією положення робочої точки»**. Виконання індивідуального завдання передбачає вивчення типів та параметрів біполярних транзисторів, опанування методів розрахунку схем підсилювальних каскадів за постійним та змінним струмом, дослідження впливу температури навколишнього середовища на положення робочої точки.

Під час виконання індивідуального завдання з навчальної дисципліни «Системи автоматичного керування електромеханічними пристроями» студенти заочної форми навчання самостійно вивчають усі розділи теоретичної частини курсу за методичними вказівками і літературою, що рекомендується, і відповідають на питання для самоперевірки.

Виклад основних питань можна знайти в навчальних посібниках, наведених у списку джерел інформації на стор. 44.

### ***Оформлення звіту за результатами виконання індивідуального завдання.***

Звіт повинен містити:

- *титульний аркуш (додаток А);*
- *зміст;*
- *завдання;*
- *вступ;*
- *параметри заданого транзистора;*
- *розрахункову схему й опис її функціонування;*
- *методику, хід та результати розрахунку;*
- *висновки та рекомендації.*

## 1 ВИХІДНІ ДАНІ ДО РОЗРАХУНКУ

На рис. 1.1 наведена найбільш повна схема підсилювального каскаду змінного струму з температурною стабілізацією положення робочої точки [8, 9], яка містить транзистор  $VT$   $p-n-p$  типу, увімкнений за схемою із спільним емітером (СЕ), джерело живлення  $E_C$ , джерело вхідного сигналу  $e_G$  з внутрішнім опором  $R_G$ , навантаження опором  $R_H$ . Джерело вхідного сигналу та навантаження відокремлені від схеми живлення транзистора  $VT$  розділювальними конденсаторами  $C_1$  та  $C_2$ . Резистор  $R_4$  шунтований за змінною складовою конденсатором  $C_E$ , а резистор  $R_5$  – конденсатором  $C_F$ .

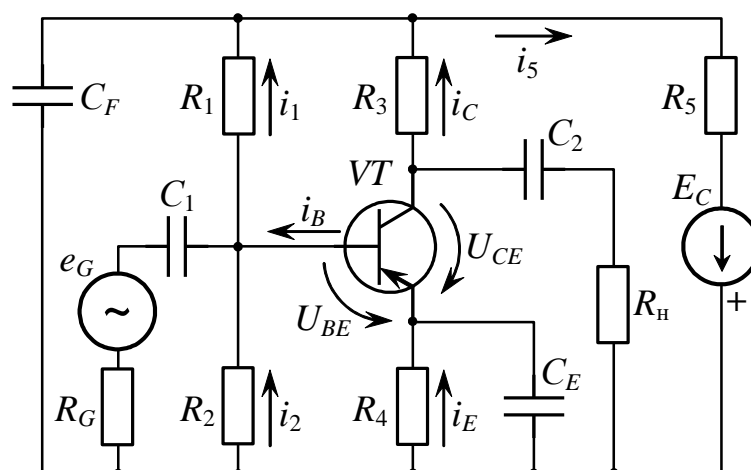


Рисунок 1.1 – Схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі з температурною стабілізацією положення робочої точки

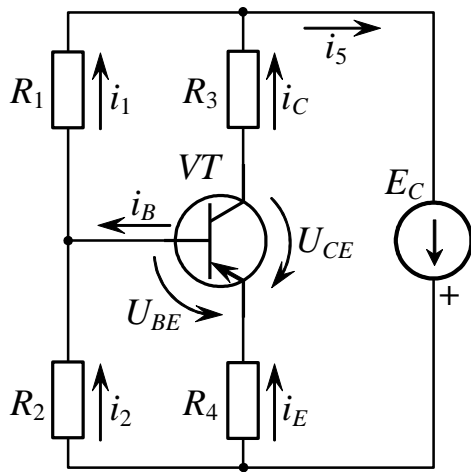
Коло живлення, яке також називають схемою підсилювального каскаду за постійною складовою, містить джерело постійної напруги  $E_C$ , та резистори опорами  $R_1$ – $R_5$ . Схема, подана на рис.1.1, містить найбільш можливу кількість резисторів. На практиці використовуються і простіші схеми з меншою кількістю резисторів. Усі можливі варіанти схем живлення підсилювального каскаду змінного струму з температурною стабілізацією положення робочої точки подані на рис. 1.2. В схемі поданій на рис. 1.2,*а* реалізована емітерна стабілізація з фіксованою напругою база-емітер  $U_{BE}$ , на рис. 1.2,*б* – комбінована стабілізація з фіксованою напругою  $U_{BE}$ ; на рис. 1.2,*в* – комбінована стабілізація

з фіксованою напругою  $U_{BE}$ ; на рис. 1.2,г – емітерна стабілізація з фіксованим струмом бази; на рис. 1.2,д – колекторна стабілізація з фіксованим струмом бази; на рис. 1.2,е подана нестабілізована схема з фіксованим струмом бази.

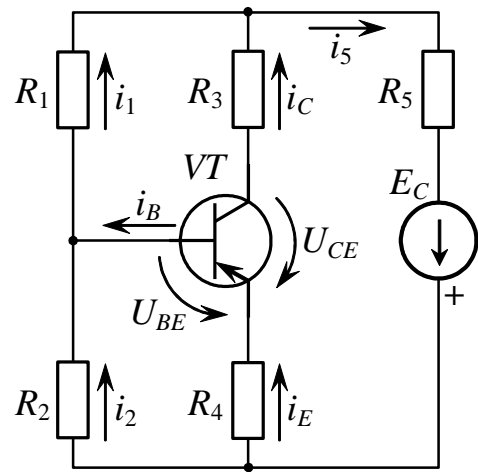
Відмінною особливістю усіх стабілізованих схем живлення (рис. 1.2, а-д) є залежність постійної складової струму бази від постійної складової струму колектора, який залежить у свою чергу від температури навколишнього середовища. Збільшення (зменшення) температури призводить до зростання (зменшення) струму колектора і, отже, збільшення (зменшення) падіння напруги на резисторах  $R_4$  та  $R_5$ , що викликає зменшення (збільшення) струму бази, який протікає через ці резистори. Зменшення (збільшення) струму бази зменшує збільшення (зменшення) струму колектора, обумовлене зміною температура. Такий вплив струму колектора на струм бази називають від'ємним зворотним зв'язком струму колектора. Резистори  $R_1$  і  $R_2$  задають постійну складову струму бази, що забезпечує задане положення робочої точки (точки спокою). На резисторах  $R_3$  або  $R_5$  виділяється підсилений сигнал змінної складової, який через конденсатор  $C_2$  надходить на опір навантаження  $R_H$ . Від'ємні зворотні зв'язки змінної складової струму колектора на резисторах  $R_4$  й  $R_5$  усуваються за допомогою конденсаторів  $C_E$  і  $C_F$ . Ємності всіх конденсаторів розраховуються таким чином, щоб падіння напруги від змінних складових на них не вносили помітних змін у роботу підсилювачів на нижчій частоті робочого діапазону підсилювача.

***Вихідними даними до розрахунку є:***

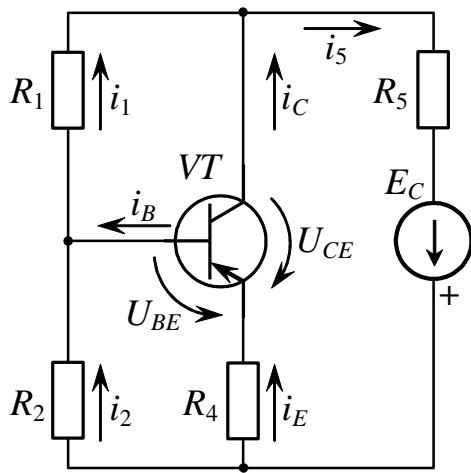
- схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі з температурною стабілізацією положення робочої точки (рис. 1.1);
- варіант схеми підсилювального каскаду за постійною складовою (рис 1.2);
- тип біполярного транзистора;
- напруга колектор-емітер  $U_{CE}$  та струм колектора  $I_C$  у робочій точці при температурі навколишнього середовища  $t_0 = 20\text{ }^\circ\text{C}$ ;
- ЕРС джерела живлення  $E_C$ ;
- опір навантаження  $R_H$  та джерела вхідного сигналу  $R_G$ ,
- мінімальна  $t_{a\text{ min}}$  та максимальна  $t_{a\text{ max}}$  температура навколишнього середовища.



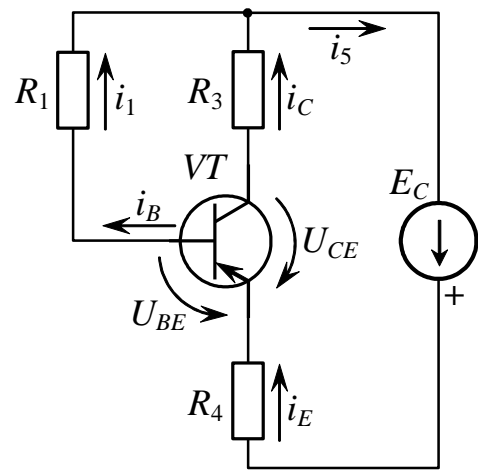
a



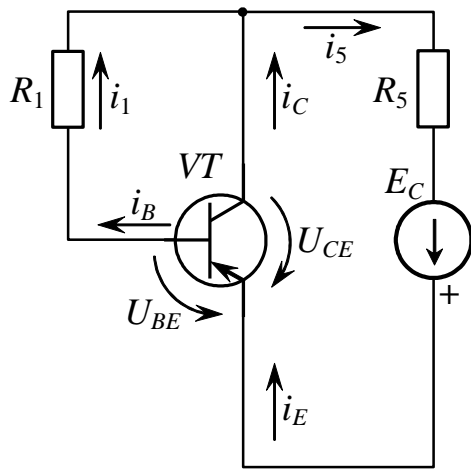
б



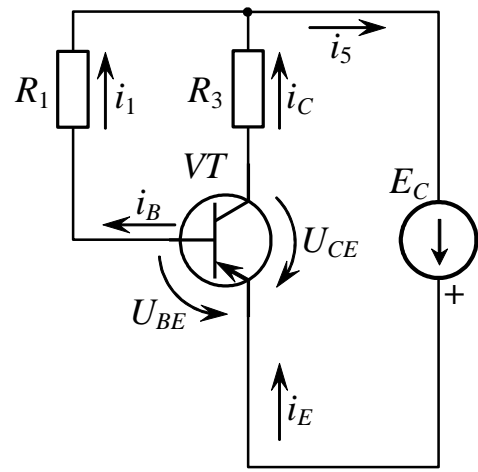
в



г



д



е

Рисунок 1.2 – Варіанти схем живлення підсилювального каскаду за постійною складовою

Таблиця 1.1 – Варіанти вихідних даних для розрахунку підсилювального каскаду на біполярному транзисторі

| № з/с | № схеми | Тип транзистора | $E_C$ , В | $U_{CE}$ , В | $I_C$ , мА | $R_H$ , Ом | $R_G$ , Ом | Діапазон температур |
|-------|---------|-----------------|-----------|--------------|------------|------------|------------|---------------------|
| 1.    | 2       | MM1748          | 8         | 4            | 11         | 200        | 40         | -20÷70              |
| 2.    | 2       | 2N741           | 5         | 2,5          | 15         | 500        | 40         | -20÷40              |
| 3.    | 2       | T1XM101         | 4         | 2            | 4,3        | 600        | 50         | -20÷40              |
| 4.    | 2       | BSY40           | 4         | 2            | 20         | 200        | 20         | -20÷70              |
| 5.    | 2       | 2N843           | 8         | 4            | 2          | 1000       | 100        | -20÷70              |
| 6.    | 2       | T1XM103         | 6         | 3            | 4          | 700        | 40         | -20÷40              |
| 7.    | 2       | BSZ12           | 12,5      | 7,5          | 1,6        | 500        | 50         | -20÷20              |
| 8.    | 2       | 2N862           | 15        | 7,5          | 5          | 400        | 40         | -20÷70              |
| 9.    | 1       | 2N503           | 4         | 2            | 5          | 1000       | 100        | -20÷40              |
| 10.   | 1       | 2N361           | 6         | 3            | 7          | 400        | 20         | -20÷40              |
| 11.   | 1       | BCY10           | 15        | 7,5          | 6          | 600        | 40         | -20÷70              |
| 12.   | 1       | 2SA234          | 8         | 4            | 15         | 400        | 40         | -20÷40              |
| 13.   | 1       | BSZ10           | 15        | 7,5          | 15         | 600        | 50         | -20÷70              |
| 14.   | 1       | 2N734           | 40        | 20           | 7          | 400        | 40         | -20÷70              |
| 15.   | 1       | BFX89           | 8         | 4            | 6          | 1000       | 100        | -20÷70              |
| 16.   | 4       | 2N3209          | 6         | 3            | 4          | 600        | 50         | -20÷70              |
| 17.   | 4       | BF208           | 20        | 10           | 7          | 1000       | 100        | -20÷70              |
| 18.   | 5       | 2N1390          | 8         | 4            | 3          | 1000       | 10         | -20÷70              |
| 19.   | 5       | 2N734           | 30        | 15           | 15         | 1000       | 100        | -20÷70              |
| 20.   | 5       | AF139           | 8         | 4            | 2,2        | 1000       | 100        | -20÷40              |
| 21.   | 1       | 2SC612          | 12        | 6            | 12         | 800        | 60         | -20÷70              |
| 22.   | 1       | 2N702           | 10        | 5            | 12,5       | 600        | 40         | -20÷40              |
| 23.   | 1       | 2N917           | 14        | 7            | 4          | 500        | 50         | -20÷70              |
| 24.   | 1       | 2N1585          | 6         | 3            | 14         | 600        | 40         | -20÷40              |
| 25.   | 3       | BFX89           | 14        | 6            | 10         | 1000       | 50         | -20÷70              |
| 26.   | 3       | 2N3546          | 8         | 4            | 12,5       | 400        | 50         | -20÷70              |
| 27.   | 3       | 2N726           | 10        | 5            | 15         | 500        | 50         | -20÷70              |
| 28.   | 3       | 2N273           | 10        | 3            | 14         | 500        | 20         | -20÷40              |

## 2 АЛГОРИТМ РОЗРАХУНКУ

1. Навести задану схему підсилювального каскаду, описати призначення усіх її компонентів та процеси у схемі.
2. Користуючись довідником навести усі електричні та максимально припустимі експлуатаційні параметри заданого транзистора, також навести габаритне креслення заданого транзистора із зазначенням його виводів.
3. Користуючись довідниковими даними побудувати суміщені статичні характеристики транзистора для схеми увімкнення із спільним емітером (СЕ): вихідні – у першому, вхідні – у третьому квадранті. За заданими ЕРС  $E_C$  джерела живлення та параметрами робочої точки  $U_{CE}$  та  $I_C$  побудувати на вихідних характеристиках лінію навантаження за постійним струмом, а у другому квадранті – динамічну характеристику прямої передачі за струмом.
4. Розрахувати максимально припустиму для даної максимальної температури навколишнього середовища  $t_{a\max}$  постійну потужність розсіювання колектора  $P_{C\max}$  без охолоджувача та побудувати криву цієї потужності на вихідних характеристиках.
5. За вихідними характеристиками транзистора визначити статичний коефіцієнт передачі струму бази  $h_{21E}$ .
6. Навести задану схему живлення підсилювального каскаду за постійною складовою. Розрахувати опір усіх резисторів схеми.
7. Навести узагальнену схему підсилювального каскаду за постійною складовою, визначити значення ЕРС її джерел, опори резисторів та величину загального коефіцієнта температурної нестабільності  $S$  за умови еквівалентності заданій схемі підсилювального каскаду.
8. Навести нестабілізовану схему підсилювального каскаду з фіксованим струмом бази для постійної складової. Розрахувати опори резисторів у колі колектора і бази при заданому положенні робочої точки та ЕРС джерела живлення.
9. Розрахувати з використанням персонального комп'ютера температурні залежності статичних коефіцієнтів передачі струмів емітера  $h_{21B}$  і бази  $h_{21E}$ , напруги база-емітер  $U_{BE}$ , зворотного струму колектора  $I_{CBO}$ , колекторного  $I_C$  та базового  $I_B$  струмів для нестабілізованої та заданої стабілізованої схем за

параметрами еквівалентної її узагальненої схеми. Розрахунок оформити у вигляді таблиць, за даними яких побудувати графіки усіх залежностей.

На лінію навантаження нанести значення струму колектора при максимальній та мінімальній температурах. Якщо перевищення струму для стабілізованої схеми виявиться вище допустимого значення, слід перерахувати опори резисторів з метою зниження коефіцієнта температурної нестабільності й повторити розрахунок.

10. Для максимальної температури навколишнього середовища для нестабілізованої та стабілізованої схем розрахувати та порівняти складові прирощення струму колектора, які обумовлені температурними залежностями коефіцієнта  $h_{21E}$ , напруги  $U_{BE}$  і струму  $I_{CBO}$ .

11. Для максимального та мінімального значень  $h_{21E}$  за довідником оцінити нестабільність обох схем при мінімальному та максимальному значеннях  $h_{21E}$ , розрахувавши прирощення струму колектора відносно його значення у робочій точці при кімнатній температурі.

12. Розрахувати втрати потужності у резисторах кіл живлення обох схем і порівняти із потужністю у транзисторі в режимі спокою.

13. За статичними характеристиками графічно визначити низькочастотні гібридні параметри ( $h$ -параметри) для схеми СЕ й за ними розрахувати  $h$ -параметри для транзистора, увімкненого за схемою із спільною базою (СБ). Навести еквівалентну схему транзистора з  $h$ -параметрами.

14. Навести повну еквівалентну Т-подібну низькочастотну схему заміщення транзистора з власними (фізичними) параметрами, отримати розрахункові рівняння та визначити власні параметри транзистора через отримані раніше  $h$ -параметри схеми заміщення транзистора при його вмиканні за схемою СЕ.

15. Навести схему підсилювального каскаду, що розраховується, за змінною складовою на квазірезонансній частоті. Розрахувати диференційні параметри транзистора та підсилювального каскаду: коефіцієнти підсилювання за напругою  $A_U$  та струмом  $A_I$ , вхідний  $R_{in}$  та вихідний  $R_{out}$  опори, ЕРС  $e_{out}$  еквівалентного джерела за змінним струмом для повної та спрощеної еквівалентних схем заміщення транзистора в  $h$ -параметрах.

16. Порівняти результати.

## 3 МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ ДО ВИКОНАННЯ РОЗРАХУНКУ ПІДСИЛЮВАЛЬНОГО КАСКАДУ ЗА ПОСТІЙНОЮ СКЛАДОВОЮ

### 3.1 Визначення експлуатаційних параметрів заданого транзистора та побудова суміщених статичних вхідної та вихідної характеристик

Користуючись довідником [10, 11] необхідно навести усі електричні та максимально допустимі експлуатаційні параметри заданого транзистора, а також його габаритне креслення із зазначенням виводів.

За довідковими даними, користуючись будь-яким графічним редактором на персональному комп'ютері, або на аркуші міліметрового паперу формату А4, будуються суміщені статичні характеристики заданого типу транзистора при увімкненні його за схемою СЕ. У першому квадранті наводяться вихідні характеристики, а саме  $I_C = f(U_{CE})|_{I_B = \text{const}}$  залежності струму колектора  $I_C$  при зміні напруги колектор-емітер  $U_{CE}$  при різних фіксованих струмах бази, у третьому – вхідна характеристика, а саме залежність  $U_{BE} = f(I_B)|_{U_{CE} = \text{const}}$  напруги база-емітер  $U_{BE}$  при зміні струму бази  $I_B$  для випадку коли напруга колектор-емітер  $U_{CE}$  не дорівнює нулю  $U_{CE} \neq 0$  (рис. 3.1).

На вихідних характеристиках виділяється зона безпечної роботи, яка обмежена максимально допустимими параметрами: постійним струмом колектора  $I_{C \text{ max}}$ , постійною напругою колектор-емітер  $U_{CE \text{ max}}$ , постійною потужністю розсіювання колектора  $P_{C \text{ max}}$ .

Значення потужності  $P_{C \text{ max}}$  для транзистора, який працює без охолоджувача, розраховується за виразом

$$P_{C \text{ max}} = \frac{t_{C \text{ max}} - t_{a \text{ max}}}{R_{thja}}, \quad (3.1)$$

де  $t_{C \text{ max}}$  – максимально допустима температура колекторного переходу (береться з довідника), °С;  $t_{a \text{ max}}$  – максимальна температура навколишнього середовища, °С;  $R_{thja}$  – питомий тепловий резистанс ділянки колекторний  $p$ - $n$ -перехід – довкілля (береться з довідника), град /Вт.

Координати точок кривої  $P_{C \max}$  для транзисторів, що працюють без примусового охолодження (тепловідведення), на вихідних характеристиках (рис. 3.1), тобто у осях  $U_{CE}$  та  $I_C$ , визначається рівнянням

$$P_{C \max} = U_{CE} \cdot I_C, \quad (3.2)$$

і виявляється гіперболою.

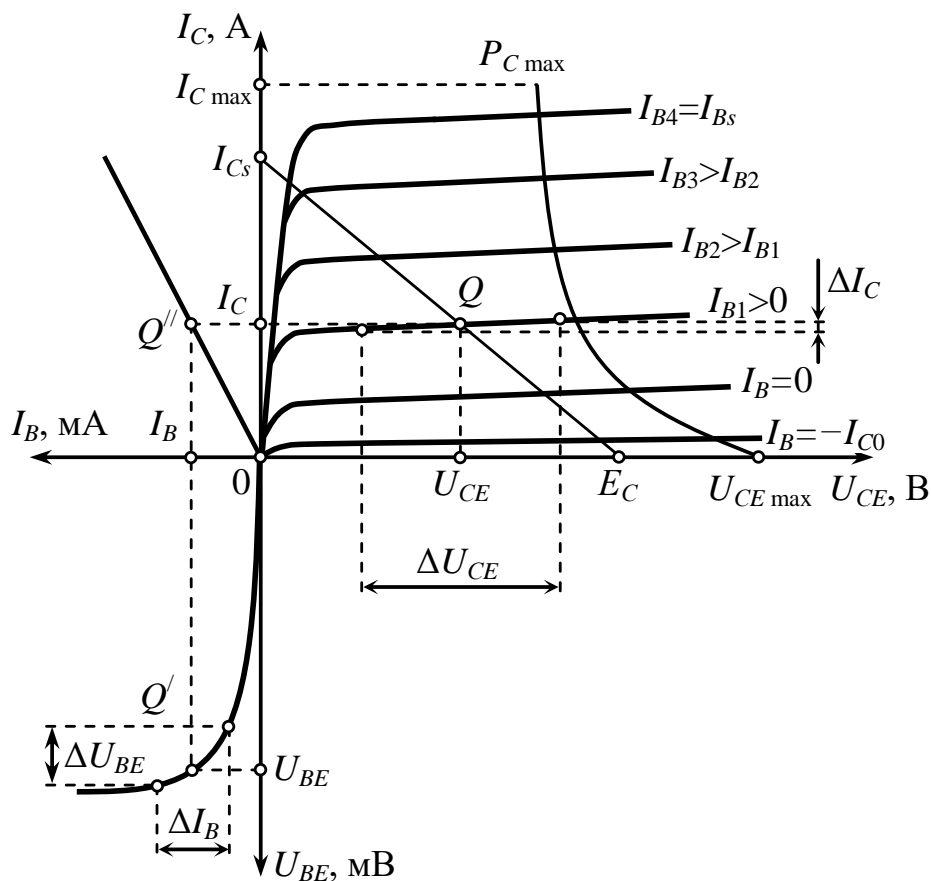


Рисунок 3.1 – Суміщені вхідна та вихідна статичні характеристики біполярного транзистора

Наступним кроком є побудова лінії навантаження транзистора за постійним струмом. На вихідних характеристиках (рис. 3.1) за заданими координатами  $U_{CE}$  та  $I_C$  (табл. 1.1) наноситься робоча точка  $Q$ , а також точка холостого ходу  $E_C$ . Пряма лінія, що з'єднує точки  $E_C$ ,  $Q$  та  $I_{Cs}$ , є лінією навантаження, яка визначає взаємозв'язок між струмом колектора  $I_C$ , напругою колектор-емітером  $U_{CE}$  та

постійним струмом бази  $I_B$ . Точка  $I_{Cs}$  перетину лінії навантаження та вісі  $I_C$  визначає струм короткого замикання транзистора, що дозволяє знайти приблизно суму опорів всіх резисторів, що входять в коло колектора. Лінія навантаження визначається напругою джерела живлення  $E_C$  та опорами резисторів  $R_3$  та  $R_4$  і, відповідно до II закону Кірхгофа, описується рівнянням (рис. 1.1)

$$U_{CE} = E_C - R_4 I_E - R_3 I_C \approx E_C - (R_3 + R_4) I_C. \quad (3.3)$$

Лінія навантаження не повинна перетинати межу зони безпечної роботи. Якщо лінія навантаження перетинає криву  $P_{C \max}$ , то необхідно застосувати додатковий тепловідвід з природним охолодженням, якому властиві теплопровідність, природна конвенція та теплове випромінювання. Для обчислення тепловідводу слід визначити найбільшу потужність  $P_{out \max}$ , що виділяється на транзисторі під час його роботи на заданій лінії навантаження. Потужність  $P'_{C \max}$ , що розсіюється транзистором має бути на 5-10% більшою за максимальну потужності  $P_{C \max}$ .

При роботі з тепловідведенням повний тепловий опір  $R_{\text{тс}}$  перехід-середовище визначається як

$$R_{\text{тс}} = R_{\text{пк}} + R_{\text{кт}} + R_{\text{тс}}, \quad (3.4)$$

де  $R_{\text{пк}}$  – тепловий опір ділянки  $p$ - $n$ -перехід-корпус, град/Вт [10];  $R_{\text{кт}}$  – тепловий опір ділянки корпус-тепловідведення, град/Вт;  $R_{\text{тс}}$  – тепловий опір ділянки тепловідведення-середовище, град/Вт.

Опір  $R_{\text{кт}}$  малий, тому їм зазвичай нехтують.

Опір  $R_{\text{тс}}$  визначають у наступний спосіб:

$$R_{\text{тс}} = \frac{t_{C \max} - t_{a \max}}{P'_{C \max}} - R_{\text{пк}}. \quad (3.5)$$

Для розрахунку тепловідведення необхідно визначити його повну поверхню  $S_t$ , що відповідає отриманому значенню  $R_{TC}$ . Орієнтовно загальну поверхню тепловідведення у вигляді пластини з ребрами при природному охолодженні можна визначити за виразом:

$$S_t = \frac{1}{k_T \cdot R_{TC}}, \quad (3.6)$$

де  $k_T$  – коефіцієнт тепловіддачі при природнім охолодженні, Вт/см<sup>2</sup>.

Коефіцієнт  $k_T$  залежить від матеріалу охолоджувача (радіатора). Для алюмінієвих сплавів, які зазвичай використовуються для тепловідведення, значення  $k_T$  дорівнює 0,0007 Вт/см<sup>2</sup>.

Постійний струм бази  $I_B$  (рис. 3.1) задається резисторами  $R_1$  та  $R_2$ , які утворюють базовий подільник напруги (рис. 1.1). Струму  $I_B$  відповідають постійні струм колектора  $I_C$  та напруга  $U_{CE}$  в робочій точці  $Q$ , яка визначена перетинанням відповідної струму  $I_B$  вихідної характеристики транзистора та лінії навантаження.

Для аналізу роботи транзистора зазвичай використовують динамічну характеристику прямої передачі за струмом, а саме залежність струму колектора  $I_C$  від струму бази  $I_B$ , яка будується у другому квадранті за точками перетину лінії навантаження з вихідними характеристиками, що відповідають визначеним струмам бази (рис. 3.1). На вхідну характеристику і характеристику прямої передачі за струмом потрібно нанести робочі точки  $Q'$  та  $Q''$  (рис. 3.1).

Таким чином, джерело живлення  $E_C$  разом з резисторами  $R_1 \dots R_5$  утворюють схему зміщення (живлення) транзистора. Резистор  $R_4$ , увімкнений у коло емітера, здійснює емітерну стабілізацію робочої точки  $Q$  при зміні температури навколишнього середовища через наявність від'ємного зворотного зв'язку за струмом колектора. Цей зв'язок необхідний також для стабілізації статичного коефіцієнта передачі струму бази  $h_{21E}$ . Для усунення від'ємного зворотного зв'язку за змінним струмом резистор  $R_4$  зашунтований конденсатором  $C_E$ .

Джерело вхідного сигналу змінного струму з ЕРС  $e_G$  і опором  $R_G$  підключено до входу підсилювача через розподілювальний конденсатор  $C_1$ . Підсилений сигнал змінної напруги надходить на резисторі  $R_3$  і через розподілювальний конденсатор  $C_2$  на резистор навантаження  $R_H$ .

Ємності усіх конденсаторів розраховуються таким чином, щоб падіння напруги на них від змінних складових струмів не вносили помітних змін до роботи підсилювачів, коли вони працюють на нижчій частоті робочого діапазону частот підсилювача. На частотах понад 1 кГц усі конденсатори схеми практично становлять коротко замкнене коло для змінної складової. Для постійної складової вони встановлюють розімкнене коло. Це означає, що для змінної та постійної складових еквівалентні схеми підсилювача розрізняються. На рис. 1.2 подані еквівалентні схеми підсилювача за постійним струмом, а на рис. 3.2 – за змінним. Розрахунок підсилювача у такому випадку доцільно проводити роздільно для постійної та змінної складових. Аналіз схеми за постійним струмом провадиться без урахування вхідного сигналу змінного струму, а аналіз схеми за змінним струмом не враховує джерело  $E_C$  та інші джерела постійної напруги. Аналіз схем рис. 1.2 та рис. 3.2 базується на рівняннях математичних моделей транзистора відповідних еквівалентних схем за постійною та змінною складовою.

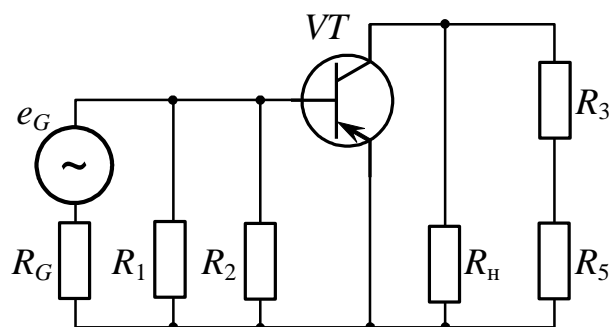


Рисунок 3.2 – Еквівалентна схема підсилювального каскаду за змінним струмом

### 3.2 Визначення коефіцієнта температурної нестабільності стабілізованої та нестабілізованої схеми підсилювального каскаду

Розрахунок схем підсилювальних каскадів за постійним струмом із включенням транзистора із СЕ провадиться з використанням ідеалізованої математичної моделі біполярного транзистора та його еквівалентної схеми. Постійний струм колектора  $I_C$  визначається у цьому випадку за виразом

$$I_C = h_{21E}I_B + (1 + h_{21E})I_{CB0}, \quad (3.7)$$

де  $h_{21E}$  – статичний коефіцієнт передачі струму бази, який надається у довідниках;  $I_B$  – постійний струм бази;  $I_{CB0}$  – зворотний струм колектора при розімкненому виводі емітера, що є обов'язковим довідковим параметром.

Другий доданок у рівнянні (3.7) визначає струм колектора  $I_{CE0}$  при розімкненому виводі бази, тобто при  $I_B = 0$ ,

$$I_{CE0} = (1 + h_{21E})I_{CB0}. \quad (3.8)$$

В ідеалізованій моделі не ураховуються залежності коефіцієнта  $h_{21E}$  від струму колектора  $I_C$  та напруги колектор-емітер  $U_{CE}$ , тобто приймається  $h_{21E} = \text{const}$ , а вихідні характеристики уявляються горизонтальними прямими, для яких однаковим прирощенням струму бази  $\Delta I_B$  відповідають однакові прирощення колекторного струму  $\Delta I_C$ , що пропорційні величині  $h_{21E}$ .

Значення коефіцієнта  $h_{21E}$  і струму  $I_{CB0}$ , що входять до рівняння (3.7), залежать від температури, тому розрахунок опорів резисторів у схемах живлення транзистора провадиться для кімнатної температури  $t_0 = 20^\circ\text{C}$ , котрій також відповідають характеристики у довіднику. В індивідуальному завданні величина коефіцієнта  $h_{21E}(t_0)$  визначається за рівнянням (3.7) як

$$h_{21E}(t_0) = \frac{I_C(t_0) - I_{CB0}(t_0)}{I_B(t_0) + I_{CB0}(t_0)}, \quad (3.9)$$

де струми  $I_C(t_0)$  та  $I_B(t_0)$  відповідають робочій точці  $Q$  на вихідних характеристиках.

Залежність коефіцієнта  $h_{21E}$  від температури розраховуються через статичний коефіцієнт передачі струму емітера

$$h_{21B} = \frac{I_C - I_{CB0}}{I_E}, \quad (3.10)$$

залежність якого від температури, що обумовлюється зміною часу життя нерівноважних носіїв заряду в базі транзистора, має вигляд

$$h_{21B}(t) = h_{21B}(t_0) + \gamma(t - t_0), \quad (3.11)$$

де  $h_{21B}(t_0)$  – значення коефіцієнта  $h_{21B}$  при кімнатній температурі  $t_0$ ;  $\gamma$  – температурний коефіцієнт,  $1/^\circ\text{C}$ ;  $t$  – значення температури,  $^\circ\text{C}$ .

В роботі величина коефіцієнта  $h_{21B}(t_0)$  знаходиться через коефіцієнт  $h_{21E}(t_0)$  як

$$h_{21B}(t_0) = \frac{h_{21E}(t_0)}{1 + h_{21E}(t_0)}. \quad (3.12)$$

Температурний коефіцієнт  $\gamma$  визначається за виразом

$$\gamma = \frac{C_A}{h_{21E}(t_0)}, \quad (3.13)$$

де  $C_A$  – емпіричний коефіцієнт, що приймається  $0,014 \text{ } 1/^\circ\text{C}$  для германієвих і  $0,005 \text{ } 1/^\circ\text{C}$  для кремнієвих транзисторів.

Величина коефіцієнта  $h_{21E}(t)$  знаходиться через значення  $h_{21B}(t)$ , що розраховується по (3.11), як

$$h_{21E}(t) = \frac{h_{21B}(t)}{1 - h_{21B}(t)}. \quad (3.14)$$

Залежність струму  $I_{CB0}$  від температури обумовлюється зміною концентрацій неосновних носіїв заряду і розраховується за виразом

$$I_{CB0}(t) = I_{CB0}(t_0) \exp[\lambda(t - t_0)], \quad (3.15)$$

де  $\lambda$  – температурний коефіцієнт, який для германієвих транзисторів дорівнює  $0,09 \text{ } 1/^\circ\text{C}$ , а для кремнієвих –  $0,07 \text{ } 1/^\circ\text{C}$ .

З рівнянь (3.14) та (3.15) видно, що коефіцієнт передачі струму бази  $h_{21E}$  і струм  $I_{CB0}$  істотно залежать від температури і, отже, при незмінному струмі бази струм колектора також сильно залежить від температури.

Значення струму бази у робочій точці визначається величиною ЕРС джерела живлення та опорам резисторів схеми. У нестабілізованій схемі живлення, що наведена на рис. 3.3, має місце контур протікання струму бази  $I_{BH}$ , який не залежить від струму колектора. Його значення визначається за виразом

$$I_{BH} = \frac{E_C - U_{BE}}{R_{BH}}, \quad (3.16)$$

де  $U_{BE}$  – напруга база-емітер транзистора у робочій точці, В;  $R_{BH}$  – опір резистора  $R_{BH}$ , Ом.

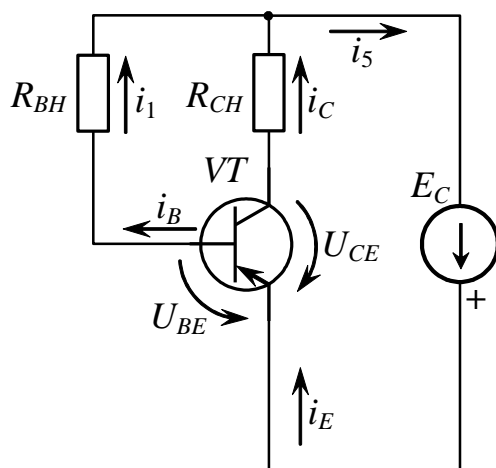


Рисунок 3.3 – Нестабілізована схема живлення

Так як напруга  $U_{BE}$ , що входить до (3.16), також залежить від температури, то розрахунок опору резистора  $R_{BH}$  провадиться із (3.16) через значення постійного струму  $I_{BH}(t_0)$  та напруги  $U_{BE}(t_0)$  у робочій точці на вхідній характеристиці (рис.1.1) при температурі  $t_0$  за рівнянням

$$R_{BH} = \frac{E_C - U_{BE}(t_0)}{I_{BH}(t_0)}. \quad (3.17)$$

Залежність постійної напруги  $U_{BE}$  від температури, що обумовлена зміною концентрації неосновних носіїв заряду, визначається за виразом

$$U_{BE}(t) = U_{BE}(t_0) - B(t - t_0), \quad (3.18)$$

де  $B$  – температурний коефіцієнт, який для германієвих та кремнієвих транзисторів дорівнює  $0,002 \text{ V/}^\circ\text{C}$ , із якого видно, що напруга  $U_{BE}$  зменшується при збільшенні температури. Це у схемі рис. 3.3 приводить до незначного зростання струму бази при збільшенні температури.

Підставивши вираз (3.16) до рівняння (3.17), отримаємо формулу постійного струму колектора у схемі рис. 3.3

$$I_{CH} = h_{21E} \frac{E_C - U_{BE}}{R_{BH}} + (1 + h_{21E}) I_{CB0}. \quad (3.19)$$

Таким чином, залежність постійного струму колектора від температури у схемі рис. 3.3 обумовлюється односпрямованими температурними залежностями коефіцієнта  $h_{21E}$ , струму  $I_{CB0}$  і струму  $I_B$ . У наслідку відбувається значне зміщення робочої точки  $Q$  по лінії навантаження на вихідних характеристиках угору при збільшенні температури та униз при її зменшенні. Зміщення (дрейф) робочої точки приводить до зменшення амплітуди неспотвореного вихідного сигналу або його спотворенню.

Із виразу (3.7) видно, що зменшити вплив температури на струм колектора, тобто стабілізувати робочу точку, можна тільки зменшенням постійного струму бази при нагріванні та збільшенням його при охолодженні транзистора. Для цього до схем живлення вводиться негативний зворотній зв'язок за постійним струмом колектора. У схемі на рис. 1.2,а цей зв'язок створюється за рахунок падіння напруги від постійного струму колектора на резисторі  $R_4$ , через який протікає також постійна складова струму бази. Схеми живлення біполярних транзисторів із негативним зворотнім зв'язком називаються також стабілізованими, до них відносяться схеми рис. 1.2,б-е. Досліджувати вплив температури на положення робочої точки у цих схемах зручніше на основі еквівалентної узагальненої схеми рис. 3.4, до якої приводиться кожна схема живлення транзистора.

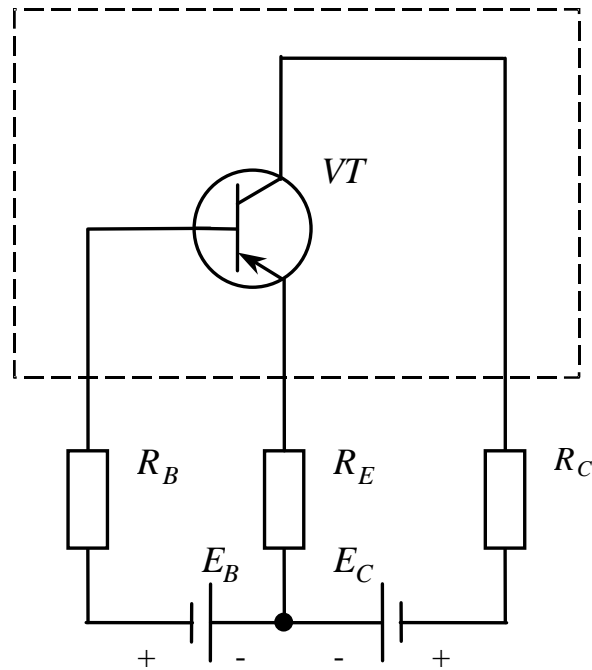


Рисунок 3.4 – Узагальнена схема живлення

Значення опорів резисторів  $R_E$ ,  $R_B$ ,  $R_C$  та ЕРС джерел  $E_B$  і  $E_C$  еквівалентної узагальненої схеми (рис. 3.4) знаходяться через опори та ЕРС джерела живлення  $E_C$  стабілізованої схеми (рис. 1.2, а-д) за умовами еквівалентності схем – рівність опорів та напруг між кожною парою однойменних виводів схем при відключених транзисторах.

Для нестабілізованої схеми (рис. 3.3)

$$R_E = 0; R_B = R_{BH}; R_C = R_{CH}; E_B = E_C.$$

Для стабілізованої схеми (рис. 1.2, а-д)  $R_E = R_4$ ;  $R_C = R_3$ , а опір резистора  $R_B$  та ЕРС  $E_B$  визначаються на основі теореми про еквівалентний генератор (теорема Тевеніна)

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}; \quad (3.20)$$

$$E_B = E_C \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.21)$$

При розрахунках інших стабілізованих схем (рис. 1.2, а-д) аналогічні вирази належить отримати самостійно.

Від’ємний зворотний зв’язок за постійним струмом у схемі рис. 3.4 здійснюється за допомогою резистора  $R_E$ , зміна падіння напруги на якому при зміні струму колектора приводить до протилежних змін струму бази.

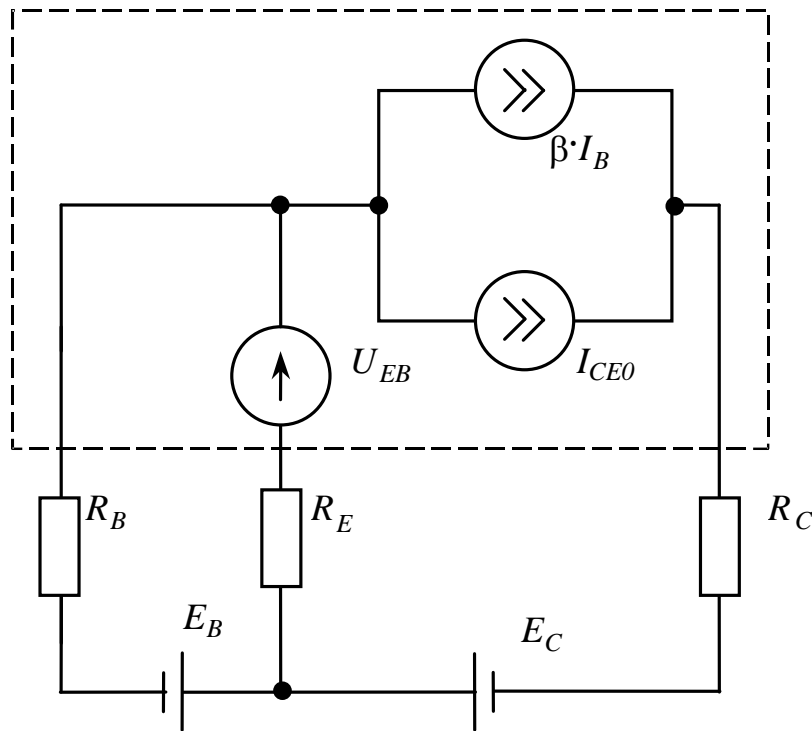


Рисунок 3.5 – Еквівалентна узагальнена схема живлення

Замінивши у схемі рис.3.4 транзистор його еквівалентною схемою для постійного струму, одержимо еквівалентну схему рис. 3.5. У цій схемі не ураховано резістанс бази транзистора, а напруга на емітерному переході подана тільки генератором напруги  $U_{BE}$ . Скориставшись методом накладення, одержимо вираз для струму бази

$$I_B = \frac{E_B - U_{BE}}{R_E + R_B} - gI_C, \quad (3.22)$$

де

$$g = \frac{R_E}{R_E + R_B}. \quad (3.23)$$

З виразу (3.22) наочно можна побачити негативний зворотний зв'язок за постійним струмом колектора  $I_C$ . Коефіцієнт  $g$  при струмі  $I_C$  визначає частку цього струму, що відводиться до кола бази.

Підставивши у (3.22) рівняння (3.7) для струму  $I_C$ , одержимо вираз для струму бази у схемі рис. 1.2 через параметри транзистора та еквівалентної узагальненої схеми живлення рис. 3.5.

$$I_B = \frac{1}{1 + gh_{21E}} \left[ \frac{E_B - U_{BE}}{R_E + R_B} - g(h_{21E} + 1)I_{CB0} \right]. \quad (3.24)$$

Підставивши у (3.7) рівняння (3.22), одержимо вираз для постійного струму колектора через ці ж параметри.

$$I_C = \frac{h_{21E}}{1 + gh_{21E}} \left[ \frac{E_B - U_{BE}}{R_E + R_B} + \frac{h_{21E} + 1}{h_{21E}} I_{CB0} \right]. \quad (3.25)$$

Множник перед квадратною дужкою називають загальним коефіцієнтом температурної нестабільності схеми живлення і позначають буквою  $S$ , тобто

$$S = \frac{h_{21E}(t_0)}{1 + gh_{21E}(t_0)} = h_{21B}(t_0) \frac{1 + R_E/R_B}{1 + R_E/R_B - h_{21B}(t_0)}. \quad (3.26)$$

Із виразу (3.25) видно, що зменшення прирощення струму  $I_C$  досягається зменшенням коефіцієнта  $S$ , для чого в узагальненій схемі рис. 3.5 належить збільшувати опір резистора  $R_E$  та зменшувати опір резистора  $R_B$ . Максимальне значення коефіцієнта  $S$  має у нестабілізованій схемі рис. 3.3, де  $R_E = 0$ , а  $S = h_{21E}(t_0)$ .

Оцінити вплив на струм  $I_C$  кожного із трьох залежних від температури параметрів ( $h_{21E}$ ,  $U_{BE}$ ,  $I_{CB0}$ ) можна, якщо ввести коефіцієнти нестабільності за кожним із параметрів. Вирази для цих коефіцієнтів знаходяться із рівняння для повного прирощення струму колектора

$$\Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial h_{21E}} \Delta h_{21E} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \Delta U_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}} \Delta I_{CB0}. \quad (3.27)$$

Кожна часткова похідна у цьому рівнянні є частковим коефіцієнтом нестабільності за відповідним параметром і його можна записати як

$$\Delta I_C = S_{h_{21E}} \Delta h_{21E} + S_U \Delta U_{BE} + S_I \Delta I_{CB0}, \quad (3.28)$$

де  $S_{h_{21E}}$  – коефіцієнт нестабільності, який ураховує зміну  $h_{21E}$ ;  $S_U$  – коефіцієнт нестабільності, який ураховує зміну  $U_{BE}$ ;  $S_I$  – коефіцієнт нестабільності, який ураховує зміну  $I_{CB0}$ .

Коефіцієнти нестабільності відображають ступінь зміни  $I_C$  з-за зміни умови роботи транзистора. Наприклад,  $S_I$  показує, як зміниться струм  $I_C$  при зміні тільки струму  $I_{CB0}$ , а  $\Delta I_{CB0}$  – це зміна струму  $I_{CB0}$ .

Вирази для  $S_{h_{21E}}$ ,  $S_U$  та  $S_I$  можна знайти, якщо взяти часткові похідні рівняння для струму  $I_C$  (3.19) для нестабілізованої схеми рис. 3.3 та (3.25) для узагальненої стабілізованої схеми рис. 3.4. Ці вирази наведені у таблиці 3.1.

Значення прирощень  $\Delta h_{21E}$ ,  $\Delta U_{BE}$  та  $\Delta I_{CB0}$  при зміні температури від  $t_0$  до  $t_{\max}$  визначаються за даними розрахунків температурних залежностей параметрів транзистора, що отримано. Якщо використати коефіцієнт  $S_{h_{21E}}$ , можна також визначити прирощення струму колектора  $\Delta I_C$  відносно струму  $I_C$  у робочій точці при  $t_0 = 20$  °C для мінімального та максимального довідкових значень коефіцієнта  $h_{21E}$ .

Таблиця 3.1 – Часткові коефіцієнти нестабільності

| Коефіцієнт нестабільності | Схема рис. 3.3                            | Схема рис. 3.4  |
|---------------------------|---|---|
| $S_{h_{21E}}, A$          | $\frac{I_C(t_0) - I_{CB0}(t_0)}{h_{21E}}$ | $\frac{I_C - I_{CB0}(t_0)}{[1 + gh_{21E}(t_0)]h_{21E}}$ |
| $S_U, C_M$                | $\frac{h_{21E}(t_0)}{R_B}$                | $\frac{h_{21E}(t_0)}{[1 + gh_{21E}(t_0)](R_E + R_B)}$   |
| $S_I$                     | $1 + h_{21E}(t_0)$                        | $\frac{1 + h_{21E}(t_0)}{1 + gh_{21E}(t_0)}$            |

Таким чином, розрахунок температурної залежності положення робочої точки в усіх схемах живлення можна провадити за еквівалентною узагальненою схемою, поданою на рис. 3.4.

### 3.3 Розрахунок елементів схеми живлення підсилювального каскаду

Розрахунок опорів резисторів стабілізованих схем живлення транзистора провадиться за умовами:

а) одержання необхідного струму бази  $I_B$ , який буде забезпечувати струм колектора  $I_C$  при температурі  $t_0 = 20$  °С, що задається.

б) допустимої величини коефіцієнта температурної нестабільності  $S$  або допустимих відхилень струму колектора у робочій точці при максимальній та мінімальній температурах навколишнього середовища.

Розрахунок починають з визначення опорів у колі колекторного струму. Для схеми рис. 1.2,а спочатку розраховується опір резистора  $R_4$  з урахуванням його ролі у стабілізації положення робочої точки. Із (3.26) виходить, що для зменшення коефіцієнта нестабільності опір цього резистора  $R_4 = R_E$  належить прийняти максимально можливим. Але при цьому необхідно урахувати, що при збільшенні значення опору резистора  $R_4$  зменшується амплітуда підсиленої змінної напруги, так як напруга живлення фактично зменшується на величину падіння напруги на резисторі  $R_4$ , що дорівнює  $I_E R_4$ , за звичаєм це падіння обмежується на рівні  $0,2 E_C$ , і тоді опір резистора  $R_4$  розраховується за формулою

$$R_4 \leq \frac{0,2 E_C}{I_E(t_0)}, \quad (3.29)$$

де  $I_E(t_0)$  – постійний струм емітера при кімнатній температурі  $t_0 = 20$  °С, який є сумою струму колектора  $I_C(t_0)$  у робочій точці та струму бази  $I_B(t_0)$ , що відповідає йому на вихідних характеристиках, тобто

$$I_E(t_0) = I_C(t_0) + I_B(t_0). \quad (3.30)$$

Дедалі у відповідності з другим законом Кірхгофа розраховується опір резистора  $R_3$ . Опори резисторів  $R_3$  та  $R_4$  необхідно скоректувати у відповідності з ДСТУ ІЕС 60063:2015 (табл. 3.2).

Опори резисторів  $R_1$  та  $R_2$  базового дільника розраховуються таким чином, щоб струм  $I_C(t_0)$  колектора у робочій точці при температурі  $t_0 = 20\text{ }^\circ\text{C}$  був би з допустимою точністю ( $\pm 5\%$ ) рівний даному. Цей розрахунок виконується на основі рівнянь, які складені за другим законом Кірхгофа для відповідних контурів.

Таблиця 3.2 – Номінальні опори постійних резисторів при дозволених відхиленнях  $\pm 5\%$  згідно ДСТУ ІЕС 60063:2015 (оми, десятки ом, сотні ом, кілооми, десятки кілоом, сотні кілоом, мегоми)

|     |     |     |     |     |     |
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 1,0 | 1,5 | 2,2 | 3,3 | 4,7 | 6,8 |
| 1,1 | 1,6 | 2,4 | 3,6 | 5,1 | 7,5 |
| 1,2 | 1,8 | 2,7 | 3,9 | 5,6 | 8,2 |
| 1,3 | 2,0 | 3,0 | 4,3 | 6,2 | 9,1 |

Для схеми рис. 1.2,*a* одержимо

$$R_2 = \frac{U_{BE}(t_0) + I_E(t_0)R_4}{I_2}; \quad (3.31)$$

$$R_1 = \frac{E_C - I_2 R_2}{I_2 + I_B(t_0)}, \quad (3.32)$$

де  $I_2$  – струм у резисторі  $R_2$  (струм базового дільника). Його приймають рівним ( $5 \div 10$ )  $I_B(t_0)$  для малопотужних підсилювачів. З величинами опорів резисторів  $R_1$  та  $R_2$  також необхідно провести коректування у відповідності з ДСТУ ІЕС 60063:2015 (табл. 3.2), а потім перевірити вірність виконання розрахунків згідно рівнянням електричної рівноваги у відповідних контурах.

Для оцінки ефективності температурної стабілізації положення робочої точки у заданій схемі належить також розглянути температурну залежність струму  $I_C$  колектора для нестабілізованої схеми (рис. 3.3) для тієї ж самої робочої точки.

Опір резистора  $R_{BH}$  визначається за виразом (3.17), а опір резистора  $R_{CH}$  за виразом

$$R_{CH} = \frac{E_C - U_{CE}(t_0)}{I_C(t_0)}. \quad (3.33)$$

Величини опорів резисторів  $R_{BH}$  та  $R_{CH}$  належить скоректувати з ДСТУ ІЕС 60063:2015 (табл. 3.2).

Після цього визначаються параметри узагальнених схем, що еквівалентні даній стабілізованій та нестабілізованій схемам, і за формулою (3.26) розраховуються значення коефіцієнтів нестабільності  $S$  для обох схем.

### 3.4 Розрахунок температурних залежностей

Температурні залежності струмів колектора  $I_C$  та бази  $I_B$  розраховуються на персональному комп'ютері за виразами (3.24) і (3.25) для обох схем. Результати розрахунків наводяться у вигляді таблиці, де крім струмів колектора та бази, потрібно навести залежності від температури коефіцієнтів  $h_{21B}$  та  $h_{21E}$ , напруги  $U_{BE}$  і струму  $I_{CB0}$ . За даними таблиці будуються графіки для усіх залежностей. Струми колектора та бази для стабілізованої та нестабілізованої схем належить побудувати попарно у загальних системах координат. Потім на лінію навантаження за постійним струмом (рис. 3.1) належить нанести точки, які відповідають струмам колектора при  $t_0 = 20$  °С,  $t_{a \max}$  та  $t_{a \min}$  та оцінити працездатність нестабілізованої та стабілізованої схем при максимальній та мінімальній температурах навколишнього середовища. Якщо у стабілізованій схемі змінювання робочої точки виявляється недопустимими, то належить провести коректування відповідних параметрів схеми. При цьому необхідно ураховувати, що у класі підсилювання А (робоча точка задається у середині лінії навантаження) допускається змінювання постійної складової струму колектора до 30%.

Дедалі за формулами табл. 3.1 належить розрахувати часткові коефіцієнти нестабільності  $S_{h_{21E}}$ ,  $S_U$  та  $S_I$  для обох схем живлення і за даними розрахунків температурних залежностей визначити та порівняти прирощення струму колектора, що обумовлені температурними змінюваннями коефіцієнта  $h_{21E}$ , напруги  $U_{BE}$  та струму  $I_{CB0}$  відносно кімнатної температури при максимальній та мінімальній температурах середовища.

Тут же для обох схем необхідно визначити та порівняти прирощення струму колектора, які обумовлені технологічним розкидом параметра  $h_{21E}$  відносно значення, що було розраховано за формулою (3.9), для максимального та мінімального значень за довідником.

## 4 ВИЗНАЧЕННЯ НИЗЬКОЧАСТОТНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕКВІВАЛЕНТНОЇ СХЕМИ ЗАМІЩЕННЯ ТРАНЗИСТОРА

При подачі на вхід підсилювача змінної напруги від джерела вхідного сигналу з ЕРС  $e_G$  та внутрішнім опором  $R_G$  на постійний струм та напругу, що задаються схемою живлення транзистора, накладаються змінні складові. При малій амплітуді ЕРС  $e_G$  зміни струмів та напруг транзистора відбуваються у межах лінійних ділянок його характеристик. На низьких та середній частотах звукового діапазону це дозволяє зобразити транзистор у еквівалентній схемі каскаду (рис. 1.2) у вигляді комбінації генераторів, що управляються, та резисторів. У більшості випадків транзистор розглядається, як активний чотирьохполюсник, що має два вхідних та два вихідних виводи. Будь-який чотирьохполюсник можна охарактеризувати за допомогою чотирьох параметрів. Якщо дані чотири параметри для даної схеми відомі та відомі будь-які дві змінні на виводах, то інші дві змінні можна визначити за допомогою двох рівнянь чотирьохполюсника. Для біполярних транзисторів використовуються гібридні малосигнальні параметри (або  $h$ -параметри, від латинського *h*ibris – помісь), що мають відмінні розмірності.

Еквівалентна схема з  $h$ -параметрами наведена на рис. 4.1.

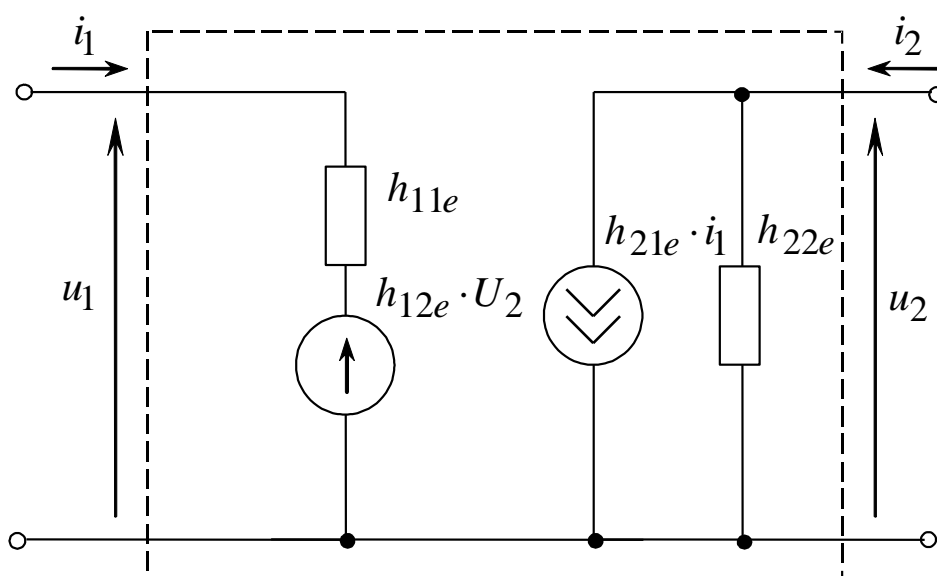


Рисунок 4.1 – Еквівалентна схема з  $h$ -параметрами

Схема, подана на рис. 4.1, містить генератор напруги  $h_{12}u_2$  та резистор  $h_{11}$  увімкнений послідовно з генератором на вході, а також генератор струму  $h_{21}i_1$  та провідність  $h_{22}$ , увімкнена паралельно, на виході.

Рівняння чотирьохполюсника у цьому випадку мають вигляд:

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2; \quad (4.1)$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2. \quad (4.2)$$

де  $h_{11}$  – малосигнальний вхідний імпеданс (опір). Його величина визначається при короткому замиканні на виході, тобто при  $u_2 = 0$ :  $h_{11} = u_1 / i_1$ ;

$h_{21}$  – малосигнальний коефіцієнт передачі струму. Генератор струму створює струм  $h_{21}i_1$ , що дорівнює струму  $i_2$  при короткому замиканні на виході, тобто при  $u_2 = 0$ . Це означає, що  $h_{21} = i_2 / i_1$  при  $u_2 = 0$ ;

$h_{12}$  – малосигнальний коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою, що обумовлений модуляцією ширини базового шару колекторною напругою. Генератор напруги створює напругу  $h_{12}u_2$  у вхідному колі. Коли вхід розімкнутий, тобто  $i_1 = 0$ , і до виходу прикладається напруга  $u_2$ , то  $h_{12} = u_1 / u_2$  і показує вплив на напругу  $u_1$  зміни напруги  $u_2$ ;

$h_{22}$  – вихідний малосигнальний адмітанс (провідність) біполярного транзистора. Коли вихідне коло є розімкнене ( $i_2 = 0$ ), то  $h_{22} = i_1 / u_2$ .

При вимірюванні  $h$ -параметрів задаються постійні струми та напруги (робоча точка). Для змінного струму коротке замикання на виході імітується підключенням до вихідного виводу конденсатора великої ємності, а холостий хід на вході – підключенням у вхідне коло резистора великого опору або котушки індуктивності (дроселя).

Відповідність режиму роботи транзистора та простота вимірювання  $h$ -параметрів обумовлює їх переважне використання. Значення  $h$ -параметрів залежать від схеми включення транзистора, що відображається додатковою рядковою латинською буквою в (для СБ) або е (для СЕ) у індексі параметрів і можуть визначатися графічно за відповідними статичними характеристиками. Для схеми із спільним емітером графічне визначення  $h$ -параметрів ілюструється на рис. 3.1.

Вхідний імпеданс (опір)  $h_{11e}$  визначається у робочій точці  $Q'$  на вхідній характеристиці

$$h_{11e} = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} \Big|_{u_{CE} = \text{const}}, \quad (4.3)$$

коефіцієнт передачі струму емітера  $h_{21e}$  – у робочій точці  $Q$  на вихідних характеристиках

$$h_{21e} = \frac{\Delta i_c^*}{i_{B3} - i_{B1}} \Big|_{u_{CE} = \text{const}}, \quad (4.4)$$

вихідний адмітанс (провідність)  $h_{22e}$  – за вихідними характеристиками у робочій точці  $Q$

$$h_{22e} = \frac{\Delta i_c}{\Delta u_{CE}} \Big|_{i_B = \text{const}}. \quad (4.5)$$

Параметр  $h_{12e}$  графічно визначити неможливо, бо він характеризує зміну напруги  $U_{BE}$ , що забезпечує сталість базового струму при модуляції ширини базового шару, яка спричиняється малими змінами напруги  $U_{CE}$ , що не відображається на вхідних характеристиках. Тому для визначення коефіцієнта зворотного зв'язку по напрузі  $h_{12e}$  належить скористуватися рівнянням зв'язку  $h_{12e}$  та  $h_{22e}$  параметрів

$$h_{12e} = \frac{\varphi_T}{I_E(t_0)} \cdot \frac{h_{22e}}{2}, \quad (4.6)$$

де  $\varphi_T = kT/e$  – температурний потенціал, що дорівнює 0,025 В при кімнатній температурі  $t_0 = 20$  °С;  $I_E(t_0)$  – постійний струм емітера у робочій точці.

Множник  $\varphi_T / I_E(t_0)$  – є диференціальним резистансом (опором) емітерного переходу транзистора

$$r_e = \frac{du_{BE}}{di_e} \Big|_{u_{CE} = \text{const}}. \quad (4.7)$$

Правильність визначення  $h$ -параметрів схеми із СЕ належить перевірити за значенням визначника

$$\Delta h_e = h_{11e} \cdot h_{22e} - h_{21e} \cdot h_{12e}, \quad (4.8)$$

що відповідно із фізичними процесами у структурі транзистора повинен задовольняти умові  $0 < \Delta h_e < 1$ .

У зв'язку з тим, що параметри  $h_{12}$  та  $h_{22}$  мають малі значення, ними часто нехтують і користуються спрощеною схемою, що надана на рис.4.2.

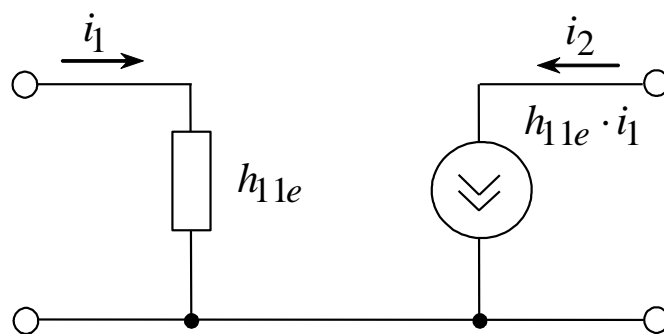


Рисунок 4.2 – Спрощена схема з  $h$ -параметрами

Значення  $h$ -параметрів залежить від схеми включення транзистора. Якщо порівняти схеми включення транзистора із спільним емітером та спільною базою, виразити напруги та струми однієї схеми через напруги та струми іншої або скористатися будь-яким іншим методом, то можна одержати вирази для визначення  $h$ -параметрів схеми із СБ через  $h$ -параметри схеми із СЕ:

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}; \quad (4.9)$$

$$h_{12b} = \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e}}; \quad (4.10)$$

$$h_{21b} = -\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}; \quad (4.11)$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}}. \quad (4.12)$$

У деяких випадках використовуються також власні або фізичні низькочастотні параметри транзистора. Еквівалентна схема з цими параметрами для включення транзистора із СЕ наведена на рис. 4.3.

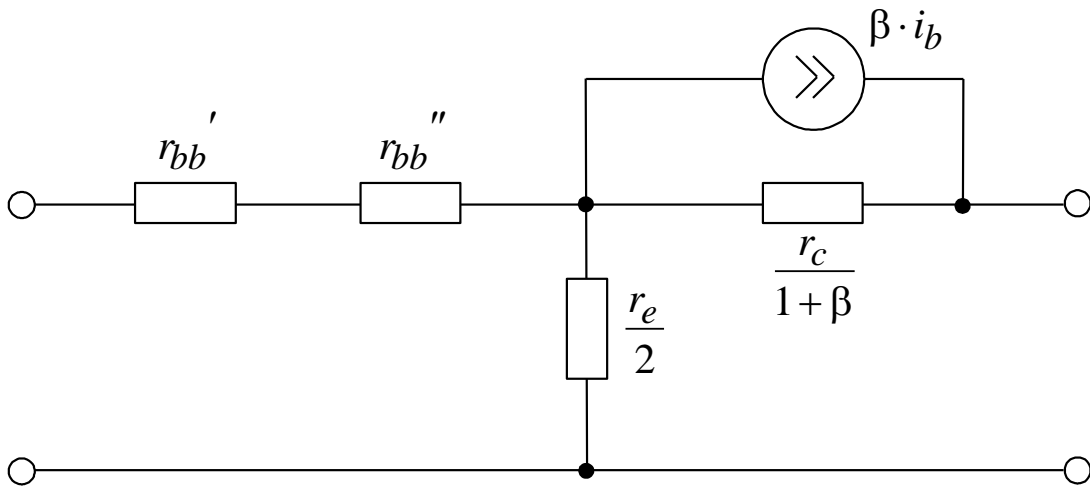


Рисунок 4.3 – Еквівалентна схема із власними параметрами

Власні параметри безпосередньо відображають фізичні властивості структури і не залежать від схеми включення транзистора. Власними параметрами є:  $r_e$  та  $r_c$  – диференційні резистанси (опори) емітерного та колекторного переходів;  $r_{bb}'$  – резистанс (опір) бази;  $r_{bb}''$  – дифузійний резистанс (опір) бази, що ураховує внутрішній зворотний зв'язок за напругою у транзисторі, що обумовлено модуляцією ширини базового шару;  $\beta$  – диференційний коефіцієнт передачі струму бази у нормальному активному режимі.

Власні параметри транзистора можна визначити через  $h$ -параметри. Для цього належить розглянути схему рис. 4.3 при холостому ході на вході та короткому замиканні на виході і одержати вирази для  $h$ -параметрів чотирьохполюсника, еквівалентного даній схемі. А з цих виразів, у свою чергу, можна одержати вирази для власних параметрів через  $h$ -параметри схеми із СЕ:

$$r_e = 2 \cdot \frac{h_{12e}}{h_{22e}}; \quad (4.13)$$

$$r_{bb}' = h_{11e} - 2 \cdot \frac{h_{12e}}{h_{22e}} (1 + h_{21e}); \quad (4.14)$$

$$r_{bb}'' = \frac{h_{12e}}{h_{22e}} (1 + h_{21e}); \quad (4.15)$$

$$r_c = \frac{1 + h_{21e}}{h_{22e}}; \quad (4.16)$$

$$\beta = \frac{h_{21e} + h_{21e}}{1 - h_{12e}} \approx h_{21e}. \quad (4.17)$$

У схемі рис. 4.3 із власними параметрами можна знехтувати дифузійним резистансом (опором) бази  $r_{bb}''$  та диференційним резистансом (опором)  $r_c$  колекторного переходу. Тоді еквівалентна схема для включення із СЕ приймає вигляд, який наведено на рис. 4.4.

У схемі, що отримана, з урахуванням сталості струму у колі колектора, можна розділити вхідне та вихідне кола, як подано на рис. 4.5.

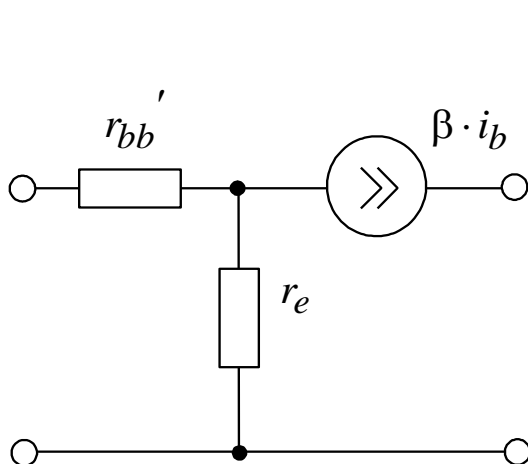


Рисунок 4.4 – Спрощена еквівалентна схема із власними параметрами

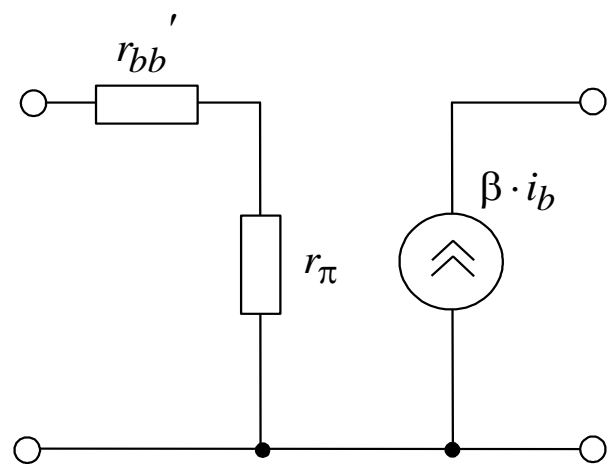


Рисунок 4.5 – П-подібна еквівалентна схема

Значення резистансу (опору)  $r_{\pi}$  у вхідному колі визначається за умовами еквівалентності схем

$$r_{\pi} = r_e(1 + h_{21e}). \quad (4.18)$$

Із порівняння схем рис. 4.4 та 4.5 виходить, що вхідний опір чотирьохполюсника  $h_{11e}$  визначається через власні параметри за виразом

$$h_{11e} = r'_{bb} + r_e(1 + \beta). \quad (4.19)$$

Диференційний резистанс (опір) емітерного переходу розраховується за рівнянням

$$r_e = \frac{\Phi_T}{I_E}. \quad (4.20)$$

Тоді резистанс бази  $r'_{bb}$  визначається як

$$r'_{bb} = h_{11e} - r_e(1 + \beta). \quad (4.21)$$

Із рівнянь (4.14) та (4.21) виходить, що

$$r_e = 2 \frac{h_{12e}}{h_{22e}}. \quad (4.22)$$

Звідки з урахуванням виразу (4.20) одержана формула (4.6) для визначення коефіцієнта зворотного зв'язку по напрузі  $h_{12e}$ .

На основі П-образної схеми рис. 4.5 будується високочастотна еквівалентна схема біполярного транзистора при включенні із СЕ.

## 5 РОЗРАХУНОК КАСКАДУ ЗА ЗМІННИМ СТРУМОМ

Розрахунок підсилювального каскаду за змінним струмом провадиться за еквівалентною схемою для змінної складової (рис. 3.2) шляхом заміни умовного позначення транзистора його еквівалентною схемою з  $h$ -параметрами для включення з СЕ.

Розрахункова еквівалентна схема наведена на рис. 5.1.

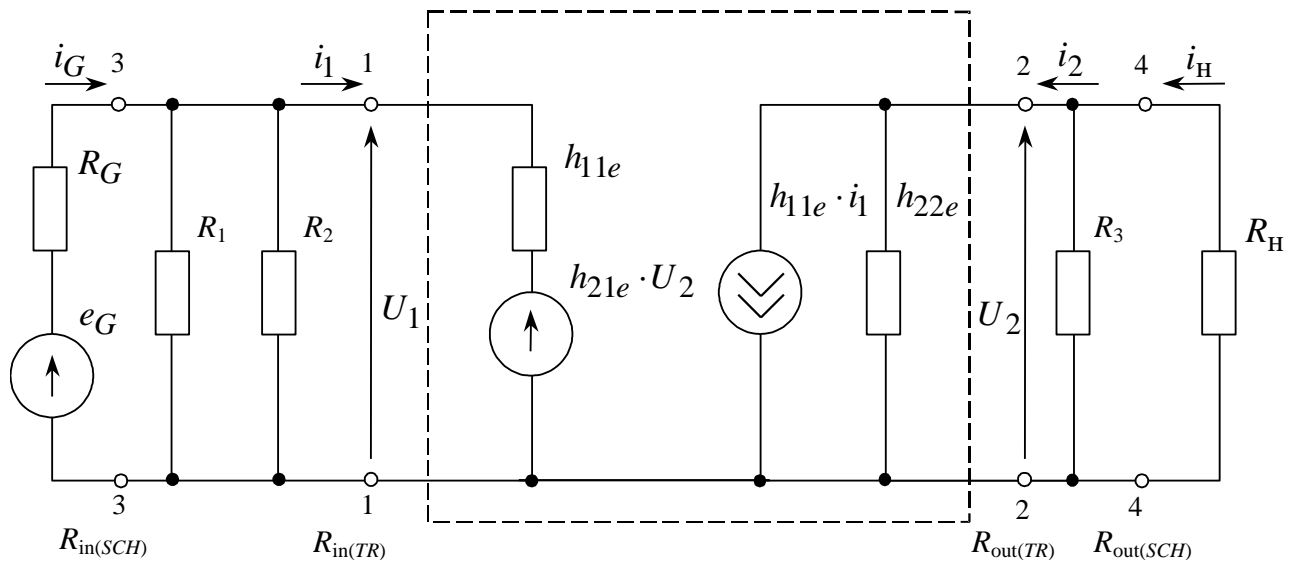


Рисунок 5.1 – Еквівалентна схема каскаду за змінним струмом

У поданій схемі змінні напруги та струми позначені наступним чином:

$e_G$  – ЕРС джерела сигналу;

$u_1$  – напруга на вході транзистора, що дорівнює напрузі на вході схеми підсилювача;

$u_2$  – напруга на виході транзистора, що дорівнює напрузі на навантаженні;

$i_G$  – вхідний струм схеми підсилювача, що дорівнює струму джерела сигналу;

$i_1$  – вхідний струм транзистора;

$i_2$  – вихідний струм транзистора;

$i_H$  – вихідний струм схеми підсилювача, що дорівнює струму навантаження.

Головними параметрами схеми є коефіцієнти підсилювання за напругою та струмом. Вони визначаються відношенням відповідних напруг та струмів і позначаються відповідно як  $A_U$  та  $A_I$ .

Розрізняють чотири коефіцієнта підсилювання:

– коефіцієнт підсилювання змінної напруги транзистора

$$A_{U(TR)} = \frac{u_2}{u_1},$$

– коефіцієнт підсилювання змінної напруги схеми підсилювача

$$A_{U(SCH)} = \frac{u_2}{e_G},$$

– коефіцієнт підсилювання змінного струму транзистора

$$A_{I(TR)} = \frac{i_2}{i_1},$$

– коефіцієнт підсилювання змінного струму схеми підсилювача

$$A_{I(SCH)} = \frac{i_H}{i_G}.$$

Крім коефіцієнтів підсилювання, підсилювальний каскад характеризується вхідними та вихідними опорами змінного струму (рис. 5.1). Вхідний опір транзистора – опір правої частини схеми з боку вхідних виводів 1-1 транзистора

$$R_{in(TR)} = \frac{u_1}{i_1}.$$

Вхідний опір схеми підсилювача – опір правої частини схеми з боку вхідних виводів 3-3 схеми підсилювача

$$R_{in(SCH)} = \frac{u_1}{i_G}.$$

Вихідний опір транзистора – опір лівої частини схеми з боку вихідних виводів 2-2 транзистора при виключених резисторах  $R_3$  та  $R_4$  та закороченому генераторі  $e_G$  джерела сигналу

$$R_{\text{out}(TR)} = \frac{u_2}{i_2}.$$

Вихідний опір схеми підсилювача – опір лівої частини схеми з боку вихідних виводів 4-4 схеми підсилювача при виключеному резисторі  $R_H$  та закороченому генераторі  $e_G$  джерела сигналу

$$R_{\text{out}(SCH)} = \frac{u_2}{i_H}.$$

Значення коефіцієнтів підсилювача за струмом, вхідний та вихідний опори схеми підсилювача визначаються через відповідні параметри транзистора і опори схеми підсилювача

$$A_I(SCH) = \frac{i_H}{i_G} = A_I(TR) \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_{\text{in}(TR)} + R_2 \cdot R_{\text{in}(TR)}} \cdot \frac{R_H}{R_3 + R_H}; \quad (5.1)$$

$$R_{\text{in}(SCH)} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot R_{\text{in}(TR)}}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_{\text{in}(TR)} + R_2 \cdot R_{\text{in}(TR)}}; \quad (5.2)$$

$$R_{\text{out}(SCH)} = \frac{u_2}{i_2} = \frac{R_{\text{out}(TR)} \cdot R_3}{R_{\text{out}(TR)} + R_3}. \quad (5.3)$$

Коефіцієнт підсилювання за напругою схеми (підсилювача) розраховується через цей же коефіцієнт для транзистора та вхідний опір схеми підсилювача

$$A_U(SCH) = \frac{u_2}{e_G} = A_U(TR) \cdot \frac{R_{\text{in}(SCH)}}{R_{\text{in}(SCH)} + R_G}. \quad (5.4)$$

Коефіцієнти підсилювання дозволяють визначити значення напруг та струмів на вихідних виводах транзистора і схеми підсилювача за відомим

значенням напруги джерела сигналу. Вхідні та вихідні опори дають можливість узгоджувати опори на вході та виході транзистора і схеми. Вхідний опір схеми  $R_{in(SCH)}$  є навантаженням для джерела сигналу. Вихідний опір схеми  $R_{out(SCH)}$  є внутрішнім опором еквівалентного по відношенню до опора навантаження генератора напруги з ЕРС  $e_{out(SCH)}$ , що визначається через параметри транзистора і схеми підсилювача при відключеному опорі  $R_H$  як

$$e_{out(SCH)} = e_G \cdot A_U(SCH)', \quad (5.5)$$

де  $A_U(SCH)'$  – коефіцієнт підсилювання змінної напруги схеми при відключеному опорі  $R_H$ .

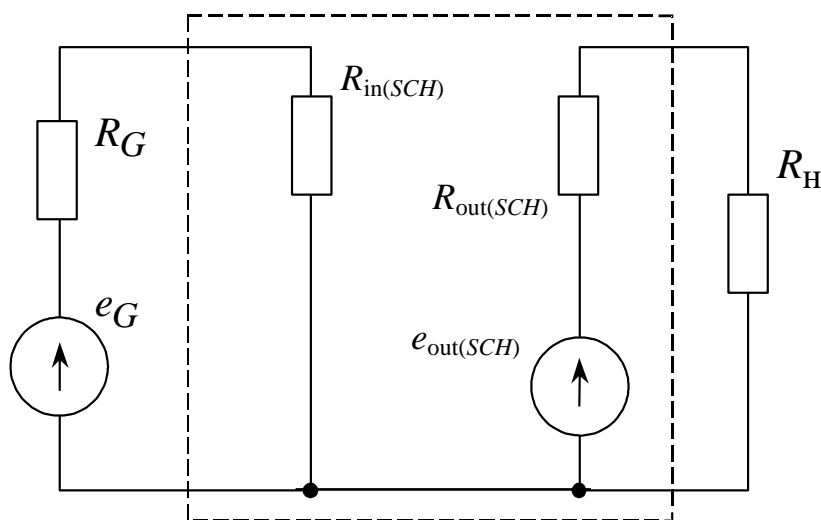


Рисунок 5.2 – Еквівалентна схема каскаду

При використанні даних параметрів схема підсилювального каскаду подається у вигляді більш простої схеми, що надана на рис. 5.2, де пунктиром позначена еквівалентна схема підсилювача.

Для розрахунку диференціальних параметрів транзистора  $A_{U(TR)}$ ,  $A_{I(TR)}$ ,  $R_{in(TR)}$  та  $R_{out(TR)}$  схему на рис. 5.1 належить зобразити у вигляді еквівалентної схеми на рис. 5.3, де використані еквівалентні параметри:  $R_{Hekv}$  – еквівалентний опір

навантаження за змінним струмом,  $e_{G\text{ekv}}$  та  $R_{G\text{ekv}}$  – ЕРС та внутрішній опір джерела сигналу. Їх значення визначаються за виразами

$$R_{H\text{ekv}} = \frac{R_H \cdot R_3}{R_H + R_3}; \quad (5.6)$$

$$R_{G\text{ekv}} = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot R_G}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_G + R_2 \cdot R_G}; \quad (5.7)$$

$$e_{G\text{ekv}} = e_{\Gamma} \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_G + R_2 \cdot R_G}. \quad (5.8)$$

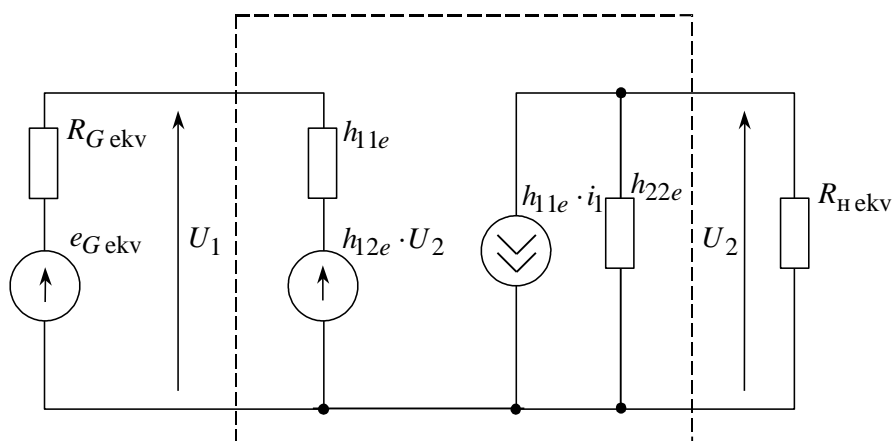


Рисунок 5.3 – Розрахункова схема

Так як схема рис. 5.3 не залежить від способу включення транзистора, то розрахункові вирази для основних показників будуть загальними для усіх схем включення транзисторів. Вирази для диференційних параметрів транзистора у схемі рис. 5.3 отримують спільним розв’язанням системи рівнянь (4.1) та (4.2), що описують еквівалентну схему для чотирьохполюсника та рівнянь для напруг еквівалентних джерела сигналу та навантаження

$$u_1 = e_{G\text{ekv}} - i_1 R_{G\text{ekv}}; \quad (5.9)$$

$$u_2 = -i_2 R_{H\text{ekv}}. \quad (5.10)$$

Параметри транзистора у схемі рис. 5.3 визначаються за виразами

$$A_{U(TR)} = -\frac{h_{21e} \cdot R_{Hekv}}{h_{11e} + \Delta h_e R_{Hekv}}; \quad (5.11)$$

$$A_{I(TR)} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} R_{Hekv}}; \quad (5.12)$$

$$R_{in(TR)} = \frac{h_{11e} + \Delta h_e R_{Hekv}}{1 + h_{22e} R_{Hekv}}; \quad (5.13)$$

$$R_{out(TR)} = \frac{h_{11e} + R_{Gekv}}{h_{22e} R_{Gekv} + \Delta h_e}. \quad (5.14)$$

У схемах підсилювачів, де резистор  $R_1$  виявляється підключеним до бази та колектору, як це наведено на рис. 5.4, належить урахувувати наявність негативного зворотного зв'язку за змінною складовою напруги колектора. Щоб перейти до схеми рис. 5.3 та скористатися виразами (5.11) – (5.14), належить схему рис. 5.4 замінити еквівалентним чотирьохполюсником,  $h'$  – параметри якого ураховують наявність резистора  $R_1$  і визначаються виразами

$$h_{11}' = \frac{R_1 \cdot h_{11e}}{R_1 + h_{11e}}; \quad (5.15)$$

$$h_{12}' = \frac{R_1 h_{21e} + h_{11e}}{R_1 + h_{11e}}; \quad (5.16)$$

$$h_{21}' = \frac{R_1 \cdot h_{21e} - h_{11e}}{R_1 + h_{11e}}; \quad (5.17)$$

$$h_{22}' = h_{22e} + \frac{(1 - h_{12e})(1 + h_{21e})}{R_1 + h_{11e}}. \quad (5.18)$$

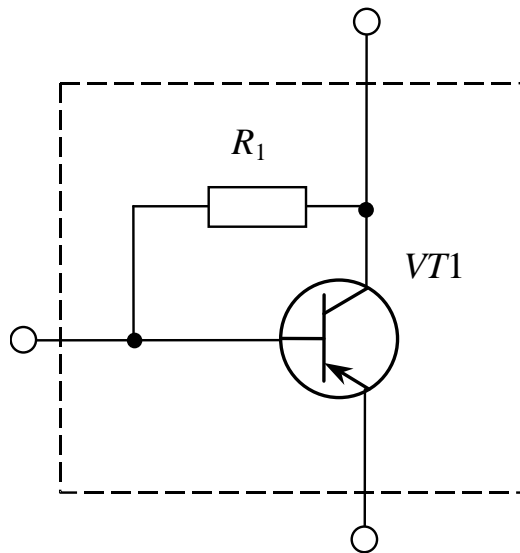


Рисунок 5.4 – Схема урахування резистора  $R_1$

Для визначення величини ЕРС  $e_{out(SCH)}$  еквівалентного генератора напруги за виразом (5.5) необхідно попередньо знайти значення  $A_{U(TR)}$ ,  $R_{in(TR)}$ ,  $R_{in(SCH)}$ ,  $A_{U(SCH)}$  за рівняннями (5.11), (5.13), (5.2) та (5.4) при відключеному опорі навантаження, тобто при  $R_{н\text{екв}} = R_3$ .

На закінчення належить визначити коефіцієнт підсилювання за потужністю  $A_{P(SCH)}$  схеми підсилювального каскаду як

$$A_{P(SCH)} = A_{U(SCH)} \cdot A_I(SCH). \quad (5.19)$$

Після розрахунку усіх параметрів підсилювача за схемою рис. 5.3, що включає повну еквівалентну схему транзистора з  $h$ -параметрами (рис. 4.1), належить замінити повну схему спрощеною (рис. 4.2) виконати розрахунок усіх параметрів на виводах транзистора і порівняти з параметрами, що були одержані для повної еквівалентної схеми.

## СПИСОК ДЖЕРЕЛ ІНФОРМАЦІЇ

1. Попович М. Г., Ковальчук О. В. Теорія автоматичного керування: підручник. Вид. 2-ге, переробл. і допов. Київ : Либідь, 2007. 656 с.
2. Серeda О. Г. Безконтактні елементи автоматики в електропобутовій техніці : навч. посіб. Харків: НТУ «ХП», 2008. 224 с.
3. Лозинський А. О. Системи керування електропобутовими приладами [Текст] : навч. посіб. / А. О. Лозинський, Б. Л. Копчак, В. В. Бушер. – Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2010. 304 с.
4. Бахрушин В. Є., Огаренко Т. Ю. Теорія керування : навч. посіб. Запоріжжя : КПУ, 2014. 224 с.
5. Автоматизація виробничих процесів : підручник. Вид. 2-ге / І. В. Ельперін, О. М. Пупена, В. М. Сідлецький, С. М. Швед. Київ : Вид. Ліра-К, 2017. 378 с.
6. Приймак Б. І. Теорія автоматичного керування. Лінійні системи : навч. посіб. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2023. 310 с.
7. Системи автоматичного керування технологічними комплексами : навч. посіб. / А. М. Сільвестров, М. Я. Островерхов, О. В. Шефер, Н. А. Ладік, Д. К. Зіменков. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. 466 с.
8. Промислова електроніка : підручник / А. Г. Сосков, Ю. П. Колонтаєвський ; за ред. А. Г. Соскова. Київ : Каравела, 2015. 536 с.
9. Проектування і розрахунок напівпровідникових реле автоматики : навч. посіб. / О. Г. Серeda, І. С. Варшамова. Харків : Друкарня Мадрид, 2015. 160 с.
10. All Transistors. Datasheet : веб-сайт. URL: <https://alltransistors.com/> (дата звернення: 14.11.2024).
11. Electronic Components Datasheet Search : веб-сайт. URL: <https://www.alldatasheet.com/> (дата звернення: 14.11.2024).

Додаток А

**ЗРАЗОК ТИТУЛЬНОГО ЛИСТА ІНДИВІДУАЛЬНОГО ЗАВДАННЯ**

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
«ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

КАФЕДРА ЕЛЕКТРИЧНИХ АПАРАТІВ

**ІНДИВІДУАЛЬНЕ ЗАВДАННЯ  
РОЗРАХУНОК ПІДСИЛЮВАЛЬНОГО КАСКАДУ НА БІПОЛЯРНОМУ  
ТРАНЗИСТОРІ З ТЕМПЕРАТУРНОЮ СТАБІЛІЗАЦІЄЮ ПОЛОЖЕННЯ  
РОБОЧОЇ ТОЧКИ**

з навчальної дисципліни

«Системи автоматичного керування електромеханічними пристроями»

|                 |              |               |
|-----------------|--------------|---------------|
| Виконав студент | (підпис)     | Ім'я ПРІЗВИЩЕ |
| Група           | (№ групи)    |               |
| Варіант         | (№ варіанта) |               |
| Прийняв         | (підпис)     | Ім'я ПРІЗВИЩЕ |

Рік

## ЗМІСТ

|  |    |
|--|----|
| Вступ .....  | 3  |
| 1 Вихідні дані до розрахунку .....   | 6  |
| 2 Алгоритм розрахунку .....  | 10 |
| 3 Методичні вказівки до виконання розрахунку підсилювального каскаду за постійною складовою .....                                      | 12 |
| 3.1 Визначення експлуатаційних параметрів заданого транзистора та побудова суміщених статичних вхідної та вихідної характеристик ..... | 12 |
| 3.2 Визначення коефіцієнта температурної нестабільності стабілізованої та нестабілізованої схеми підсилювального каскаду .....         | 17 |
| 3.3 Розрахунок елементів схеми живлення підсилювального каскаду .....  | 25 |
| 3.4 Розрахунок температурних залежностей .....   | 28 |
| 4 Низькочастотні параметри та еквівалентні схеми транзисторів .....  | 29 |
| 5 Розрахунок каскаду за змінним струмом .....  | 36 |
| Список джерел інформації .....   | 43 |
| Додаток А. Зразок титульного листа індивідуального завдання .....  | 44 |

Навчальне видання

Методичні вказівки

до виконання індивідуального завдання з навчальної дисципліни  
«Системи автоматичного керування електромеханічними пристроями» :  
для студентів усіх форм навчання за спеціальністю  
141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Укладачі:

ЛЕЛЮК Микола Анатолійович  
СЕРЕДА Олександр Григорійович  
СЕРЕДА Олена Геннадіївна  
ЯЛОВЕНКО Максим Михайлович

Відповідальний за випуск: Байда Є.І.

Роботу до видання рекомендував: Чепелюк О.О.

В авторській редакції

План 2024 р., поз. 803

Підп. до друку 2024 р. Гарнітура Times New Roman

---

Видавничий центр НТУ «ХП»,  
вул. Кирпичова, 2, м. Харків, 61002.  
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 5478 від 21.08.2017 р.

---

Електронне видання

---