

Міністерство освіти і науки України

Державний університет інтелектуальних технологій і зв'язку

**Кафедра комп'ютерно-інтегрованих
технологічних процесів і виробництв**

**Методичний посібник
для практичних занять
з дисципліни
«Промислова електроніка»**

Частина 1

Одеса – 2021

Воробйова О.М. Методичний посібник для практичних занять з дисципліни «Промислова електроніка». Ч. 1 / Воробйова О.М., Флейта Ю.В. – Одеса: ДУІТЗ, 2021. – 83 с.

Методичний посібник містить матеріали для практичних занять з дисципліни «Промислова електроніка», ч. 1, теоретичний матеріал за основними розділами, комплексне завдання та методику його виконання, а також матеріали для факультативної роботи студентів.

Методичний посібник дозволяє студентам самостійно готуватися до практичних занять, розбиратися у темі дисципліни, що вивчається, перевірити свої знання та застосувати їх у подальшому на практиці.

Розглянуто
на засіданні кафедри КІТП і В
і рекомендовано до друку.
Протокол № від р.

Затверджено
методичною радою університету.
Протокол № від р.

ЗМІСТ

Вступ.....	6
В.1. Пояснення застосовуваних у завданнях величин.....	6
В.2. Правила креслення принципових електричних схем.....	10
В.3. Правила креслення часових діаграм та епюр	10
Тема 1. Дискретні пасивні компоненти. Резистивний подільник напруги.	
Розрахунок подільника	11
1.1. Ключові положення	11
1.2. Завдання для розрахунку.....	13
1.3. Вихідні дані	13
1.4. Виконання розрахунку	13
1.5. Контрольні питання	14
1.6. Рекомендована література	14
Тема 2. Напівпровідникові діоди. Випрямляч. Розрахунок випрямляча	15
2.1. Ключові положення	15
2.2. Завдання для розрахунку	18
2.3. Вихідні дані.....	18
2.4. Виконання розрахунку.....	19
2.5. Контрольні питання	19
2.6. Рекомендована література.....	20
Тема 3. Параметричний стабілізатор напруги. Коефіцієнт стабілізації	21
3.1. Ключові положення	21
3.2. Завдання для розрахунку	24
3.3. Вихідні дані.....	24
3.4. Виконання розрахунку.....	24
3.5. Контрольні питання	24
3.6. Рекомендована література.....	25
Тема 4. Біполярні транзистори. Підсилювачі на біполярному транзисторі.....	26
4.1. Ключові положення	26
4.2. Діаграма роботи підсилювача зі спільним емітером.....	30
4.3. Розрахунок підсилювача на БТ зі спільним емітером.....	32
4.3.1. Завдання для розрахунку.....	32
4.3.2. Вихідні дані	33
4.3.3. Виконання розрахунку	33
4.4. Контрольні питання	36
4.5. Рекомендована література.....	36
Тема 5. Розрахунок параметрів підсилювачів з негативним зворотним зв'язком	
5.1. Ключові положення	37
5.2. Завдання для розрахунку	45

5.3. Вихідні дані.....	44
5.4. Виконання розрахунку.....	44
5.5. Контрольні питання	48
5.6. Рекомендована література.....	48
Тема 6. Підсилювачі потужності низької частоти	49
6.1. Ключові положення. Режими роботи підсилювача	49
6.1.1. Режим <i>A</i>	49
6.1.2. Режим <i>B</i>	50
6.1.3. Режим <i>C</i>	54
6.1.4. Режим <i>D</i>	55
6.1.5. Режим <i>E</i>	55
6.2. Вихідні дані.....	56
6.3. Вибір транзисторів вихідного каскаду.....	58
6.4. Розрахунок вихідного каскаду	60
6.5. Контрольні питання	61
6.6. Рекомендована література.....	61
Тема 7. Аналогові інтегральні мікросхеми. Операційний підсилювач. Інвертуючий підсилювач	62
7.1. Ключові положення	62
7.2. Операційні підсилювачі.....	63
7.3. Інвертуючий підсилювач напруги.....	68
7.3.1. Завдання для розрахунку	70
7.3.2. Вихідні дані	70
7.3.3. Виконання розрахунку	70
7.4. Контрольні питання	71
7.5. Рекомендована література.....	72
Тема 8. Операційні підсилювачі. Неінвертуючий підсилювач	73
8.1. Ключові положення	73
8.2. Завдання для розрахунку	73
8.3. Вихідні дані	74
8.4. Виконання розрахунку	74
8.5. Контрольні питання	75
8.6. Рекомендована література.....	75
Тема 9. Операційні підсилювачі. Інвертуючий суматор	76
9.1. Ключові положення	76
9.2. Завдання для розрахунку	76
9.3. Вихідні дані	77
9.4. Виконання розрахунку	77
9.5. Контрольні питання	78
9.6. Рекомендована література.....	78

Тема 10. Операційні підсилювачі. Вимірювальний підсилювач.....	79
10.1. Ключові положення	79
10.2. Завдання для розрахунку	81
10.3. Вихідні дані	81
10.4. Виконання розрахунку	81
10.5. Контрольні питання	81
10.6. Рекомендована література.....	82

Вступ

Практичні заняття (ч. 1 та 2) виконується студентами протягом двох семестрів.

Перелік практичних занять (ч. 1)

№ з/п	Тема	Кіль-сть годин
1	Дискретні пасивні компоненти. Резистивний подільник напруги. Розрахунок подільника	2
2	Напівпровідникові діоди. Випрямлячі. Розрахунок випрямляча	2
3	Параметричний стабілізатор напруги. Коефіцієнт стабілізації	2
4	Біполярні транзистори. Підсилювачі на біполярному транзисторі	2
5	Розрахунок параметрів підсилювачів з негативним зворотним зв'язком	2
6	Підсилювачі потужності низької частоти	2
7	Аналогові інтегральні мікросхеми. Операційний підсилювач. Інвертуючий підсилювач	2
8	Операційний підсилювачі. Неінвертуючий підсилювач	2
9	Операційні підсилювачі. Інвертуючий суматор	2
10	Операційні підсилювачі. Вимірювальний підсилювач	2

В.1. Пояснення застосовуваних у завданнях величин

Напруга

Напруга між двома точками x та y позначається через U_{xy} і є різницею потенціалів між цими точками:

$$U_{xy} = \varphi_y - \varphi_x. \quad (B.1)$$

Умовимось вважати напругу позитивною, якщо точка x має позитивний, тобто більш високий потенціал відносно точки y , і негативною, якщо точка x має негативний, тобто більш низький потенціал відносно точки y .

При цьому справедливе співвідношення

$$U_{xy} = -U_{yx}. \quad (B.2)$$

Тоді запис $U_{ЕК} = -5 \text{ В}$ або $-U_{ЕК} = 5 \text{ В}$, або $U_{КЕ} = 5 \text{ В}$ позначає, що між точками $Е$ і $К$ прикладена напруга 5 В , причому точка $К$ має позитивний, тобто більш високий потенціал відносно точки $Е$.

Тоді не зовсім коректно говорити про “напругу точки”, наприклад, “напругу колектора”. Напруга як різниця потенціалів може діяти тільки між двома точками. Отже, правильно буде: напруга між колектором та емітером або напруга “колектор-емітер”. Коли потенціал одного з електродів, наприклад, емітера, дорівнює нулю, то можна говорити “напруга колектора”.

Оскільки напруга діє між двома конкретними точками, то неправильно говорити, що напруга *йде* або *проходить*. Напруга може прикладатись, подаватись, передаватись, підводитись, діяти, падати (на будь-чому), але не *йти* і не *проходити*.

Одиницею виміру і розмірністю напруги є вольт, В. Застосовуються також мілівольти, мВ; мікровольти, мкВ та кіловольти, кВ:

$$\begin{aligned} 1 \text{ мВ} &= 10^{-3} \text{ В}; \\ 1 \text{ мкВ} &= 10^{-6} \text{ В}; \\ 1 \text{ кВ} &= 10^3 \text{ В}. \end{aligned} \quad (\text{В.3})$$

Струм

Електричним струмом є кількість зарядів, що проходять через переріз за одиницю часу.

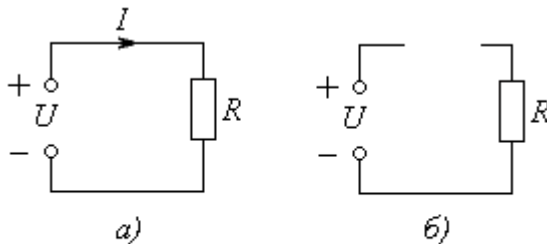


Рис. В.1 – Електричне коло:
а – замкнене; б – розірване

Струм I в колі умовно позначається стрілкою (рис. В.1,а). Струм завжди направлений від точки з високим потенціалом (+) до точки з низьким потенціалом (–), тобто тече від “+” до “–”.

Струм може протікати лише тоді, коли його коло замкнене (рис. В.1,а). З якої точки кола струм вийшов, у ту ж саму точку він має повернутись. Так, з рис. В.1 видно, що струм I тече від “+” через елемент R до “–” і через джерело напруги U до “+”.

Якщо коло розірване (рис. В.1,б), то незважаючи на наявність джерела напруги U , струму I в колі немає: $I = 0$.

Одиницею виміру і розмірністю струму є ампер, А.

Застосовуються також міліампери, мА; мікроампери, мкА та кілоампери, кА:

$$\begin{aligned} 1 \text{ мА} &= 10^{-3} \text{ А}; \\ 1 \text{ мкА} &= 10^{-6} \text{ А}; \\ 1 \text{ кА} &= 10^3 \text{ А}. \end{aligned} \quad (\text{В.4})$$

Опір

Опір R є коефіцієнтом пропорційності між струмом I , який протікає через цей опір, та напругою U , що прикладена до цього опору.

$$U = RI, \quad (\text{В.5})$$

звідки маємо

$$I = \frac{U}{R}. \quad (\text{В.6})$$

Співвідношення (В.5) та (В.6) є законом Ома.

Одиницею і розмірністю опору є ом, Ом.

Застосовуються також кілооми, кОм та мегаоми, МОм:

Таблиця В.1 – Правила підстановки величин

Величина	Запис у системі СІ	
	Правильно	Неправильно
10 мВ	$10 \cdot 10^{-3}$	10^{-2}
100 мкА	$100 \cdot 10^{-6}$	10^{-4}
82 мА	$82 \cdot 10^{-3}$	$8,2 \cdot 10^{-2}$
120 кОм	$120 \cdot 10^3$	$12 \cdot 10^4$

$$\begin{aligned} 1 \text{ кОм} &= 10^3 \text{ Ом}; \\ 1 \text{ МОм} &= 10^6 \text{ Ом}. \end{aligned} \quad (\text{В.7})$$

Щодо математичних обчислень, то в формули слід підставляти величини в системі одиниць СІ: вольт, ампер, ом. При цьому множник числа, якщо він є, має бути кратним 10^3 або 10^{-3} (див. табл. В.1).

Джерело напруги

Внутрішній опір R_i ідеального джерела напруги дорівнює нулю: $R_i = 0$.

У практиці ж використовуються реальні джерела напруги, які мають скінченний внутрішній опір R_v (рис. В.2).

Коли джерело E працює на холостому ході (рис. В.2,а), то вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ дорівнює електрорушійній силі (ЕРС) E , тобто

$$U_{\text{вих}} = E. \quad (\text{В.8})$$

Якщо ж джерело напруги працює на якесь навантаження R_n , то за законом Кірхгофа справедливе наступне співвідношення:

$$E = U_{\text{вих}} + I_{\text{вих}} R_v, \quad (\text{В.9})$$

звідки одержуємо

$$U_{\text{вих}} = E - I_{\text{вих}} R_v. \quad (\text{В.10})$$

Отже, вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ реального джерела залежить від вихідного струму $I_{\text{вих}}$ і завжди менша на величину падіння напруги $I_{\text{вих}} R_v$ на внутрішньому опорі R_v .

Ідеальне джерело напруги має нескінченно малий внутрішній опір ($R_v = 0$), через що з (В.10) одержуємо $U_{\text{вих}} = E$, тобто вихідна напруга ідеального джерела не залежить від опору навантаження R_n і завжди дорівнює ЕРС.

Джерело струму

Для реального джерела струму, схема якого наведена на рис. В.3, справедливе співвідношення

$$I_{\text{вих}} = I_0 - \frac{U_{\text{вих}}}{R_i}, \quad (\text{В.11})$$

де I_0 – струм короткого замикання.

З (В.11) видно, що вихідний струм реального джерела струму тим менше залежить від опору навантаження R_n , чим більше внутрішній опір R_i .

Для ідеального джерела струму внутрішній опір нескінченно великий ($R_i \rightarrow \infty$), через що його вихідний струм $I_{\text{вих}} = I_0$, тобто вихідний струм ідеального джерела не залежить від опору навантаження R_n і завжди дорівнює

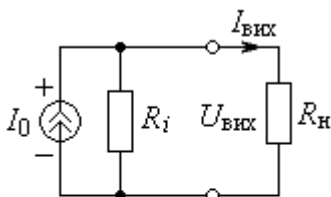


Рис. В.3 – Еквівалентна схема реального джерела струму під навантаженням

нює струму короткого замикання I_0 .

Відношення напруг

Відношення напруг може надаватись у разях, наприклад

$$K = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}, \quad (\text{В.12})$$

або у логарифмах цього відношення

$$K_{\text{дБ}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}. \quad (\text{В.13})$$

Співвідношення (В.13) вимірюється в *децибелах*, дБ. Нижче наведені деякі значення величин K і $K_{\text{дБ}}$.

Таблиця В.2 – Відношення напруг

K , разів	0,5	$0,5\sqrt{2}$	1	$\sqrt{2}$	2	10	100	1000
$K_{\text{дБ}}$, дБ	-6	-3	0	3	6	20	40	60

Основні позначення

t – астрономічний час.

E – напруга живлення.

U – будь-яка напруга в залежності від часу, в якій є постійна складова.

u – змінна напруга без постійної складової.

U_0 – напруга в робочій точці.

U_m – амплітуда напруги.

I – будь-який струм в залежності від часу, в якому є постійна складова.

i – змінний струм без постійної складової.

I_m – амплітуда струму.

R – омичний опір у статичному режимі.

$$R = \frac{U}{I}, \quad (\text{В.14})$$

r – омичний диференціальний опір:

$$r = \frac{\Delta U}{\Delta I}, \quad (\text{В.15})$$

$\parallel$ – паралельність.

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (\text{В.16})$$

Визначення амплітуд

Амплітудою U_m (рис. В.4) є максимальне відхилення ($U_{\text{max}} - U_0$) або ($U_0 - U_{\text{min}}$) від середнього значення U_0 .

Амплітуда не має знака і визначається як

$$U_m = U_{\text{max}} - U_0 = |U_0 - U_{\text{min}}| \quad (\text{В.17})$$

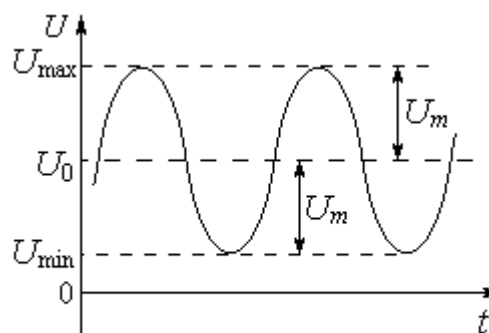


Рис. В.4 – До визначення амплітуд

В.2. Правила креслення принципів електричних схем

В.2.1 За умовними позначеннями всі елементи принципів схем (надалі: схем) мають відповідати діючим стандартам.

В.2.2 Співвідношення розмірів умовних позначень елементів має відповідати Додатку А.

В.2.3 На принципів схемі має бути позначене наступне:

- вхід та вихід;
- вхідна та вихідна величини;
- усі елементи (резистори, конденсатори, котушки, трансформатори, діоди, стабілітрони, транзистори, мікросхеми) тощо;
- усі напруги та струми, що згадуються в тексті;
- з'єднання провідних ліній між собою має позначатись точкою на їх перетині;
- кінці провідних ліній мають позначатись кружками;
- креслення схем має бути таким, що б кількість перегонів та перетинів ліній була б якомога меншою.

В.3. Правила креслення часових діаграм або епюр

В.3.1. Часові діаграми роботи схеми повинні бути розміщені на одному аркуші одна під другою.

В.3.2. На осях часових діаграм необхідно вказати параметр.

В.3.3. За необхідності часова діаграма зображується у масштабі. Масштаб кожної діаграми можна обирати різним, але зручним для нанесення та зчитування показань.

В.3.4. Приклади креслення часових діаграм роботи схеми.

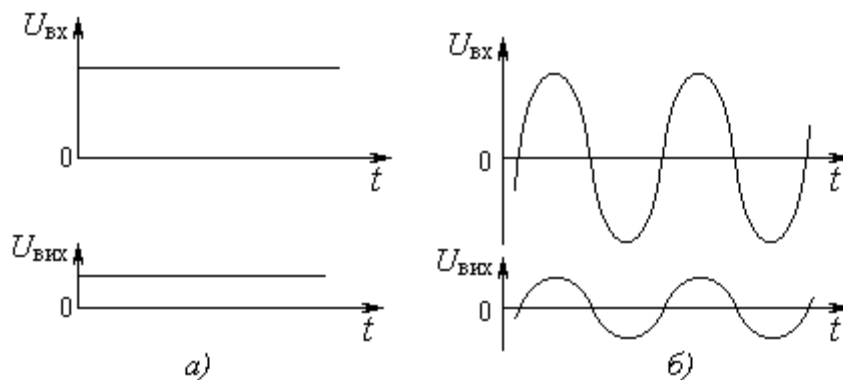


Рис. В.1. Часова діаграма
а) на постійному струмі; б) на змінному струмі

Тема 1. Дискретні пасивні компоненти

Резистивний подільник напруги. Розрахунок подільника

1.1. Ключові положення

Пасивними компонентами є *резистори, конденсатори, котушки індуктивності та трансформатори*.

Резистором називається компонент РЕА, призначений для регулювання й розподілу електричної енергії між колами та елементами схеми. Усі резистори підрозділяються на постійні й змінні.

Конденсатором називається компонент РЕА, який має зосереджену електричну ємність, тобто здатність накопичувати заряди.

Котушкою індуктивності називається компонент РЕА, функціонування якого визначається взаємодією електричного струму та магнітного поля.

Трансформатором називається компонент РЕА, який має дві або більше обмоток та призначений для перетворення за допомогою електромагнітної індукції однієї або кількох систем змінного струму в одну або кілька інших систем змінного струму.

Резистори використовуються досить широко. Незважаючи на значне різноманіття резисторів, їх застосування у більшості випадків можна звести до подільника напруги, гасника та регулятора напруги.

Схема резистивного подільника напруги без навантаження (на "холостому ході") представлена на рис. 1.1.

На схемі рис. 1.1 позначено елементи: резистор R_1 – верхнє плече подільника; резистор R_2 – нижнє плече подільника.

Одним з основних призначень подільника є зменшення напруги.

Основним параметром подільника напруги (далі: подільник) є коефіцієнт передачі, який дорівнює

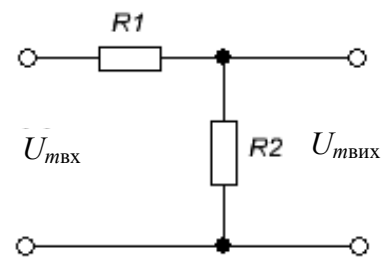


Рисунок 1.1 – Схема подільника напруги без навантаження

$$K_d = \frac{U_{mвix}}{U_{mвх}} \quad (1.1)$$

й на "холостому ході" (х.х.) визначається за формулою:

$$K_d = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (1.2)$$

де R_1 і R_2 – опори резисторів відповідно верхнього й нижнього плечей подільника;

$U_{mвх}$ і $U_{mвix}$ – амплітуди відповідно вхідної та вихідної напруги.

Вхідний опір подільника напруги дорівнює сумі опорів резисторів: $R_{вх} = R_1 + R_2$.

Потужність розсіювання резистора під постійною напругою визначається як

$$P_R = U_R \cdot I_R = \frac{U_R^2}{R} = I_R^2 \cdot R, \quad (1.3)$$

де U_R – падіння напруги на резисторі R ;

I_R – струм, який протікає через резистор R .

Для вхідної напруги опори R_1 і R_2 увімкнені послідовно, тому струм I_R дорівнює

$$I_R = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}. \quad (1.4)$$

Якщо резистор знаходиться під *змінною* напругою, то для синусоїдальної форми сигналу слід користуватися формулою

$$P_R = \frac{1}{2} U_{Rm} I_{Rm} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{Rm}^2}{R} = \frac{1}{2} I_{Rm}^2 \cdot R, \quad (1.5)$$

де U_{Rm} – амплітуда напруги на резисторі;

I_{Rm} – амплітуда струму, який протікає через резистор, дорівнює

$$I_{Rm} = \frac{U_{m\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}. \quad (1.6)$$

Якщо подільник напруги працює на навантаження R_n , яке підмикається паралельно нижньому плечу R_2 , вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ зменшується.

Схема подільника напруги під навантаженням показана на рис. 1.2.

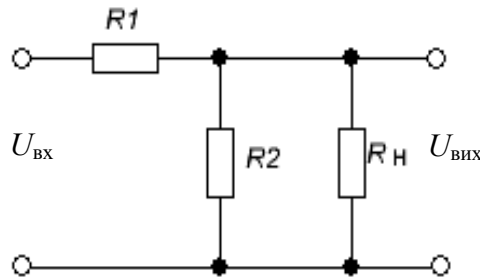


Рисунок 1.2 – Схема подільника напруги під навантаженням

Так як опори R_2 і R_n увімкнені паралельно, то їх еквівалентний опір дорівнює

$$R_{\text{екв}} = \frac{R_2 \cdot R_n}{R_2 + R_n}.$$

Тоді коефіцієнт передачі подільника під навантаженням буде дорівнювати

$$K_{\text{дн}} = \frac{R_{\text{екв}}}{R_1 + R_{\text{екв}}}. \quad (1.7)$$

Одним зі способів пояснення дії подільника є його часова діаграма роботи, тобто епюри вхідної та вихідної напруг. Часова діаграма роботи подільника наведена на рис. 1.3 для постійних (а) й змінних (б) напруг.

Ця діаграма роботи ілюструє, що вихідні напруги $U_{\text{вих}}$ менші вхідних напруг $U_{\text{вх}}$ для обох випадків: а) і б). Причому форми $U_{\text{вх}}$ і $U_{\text{вих}}$ завжди збігаються.

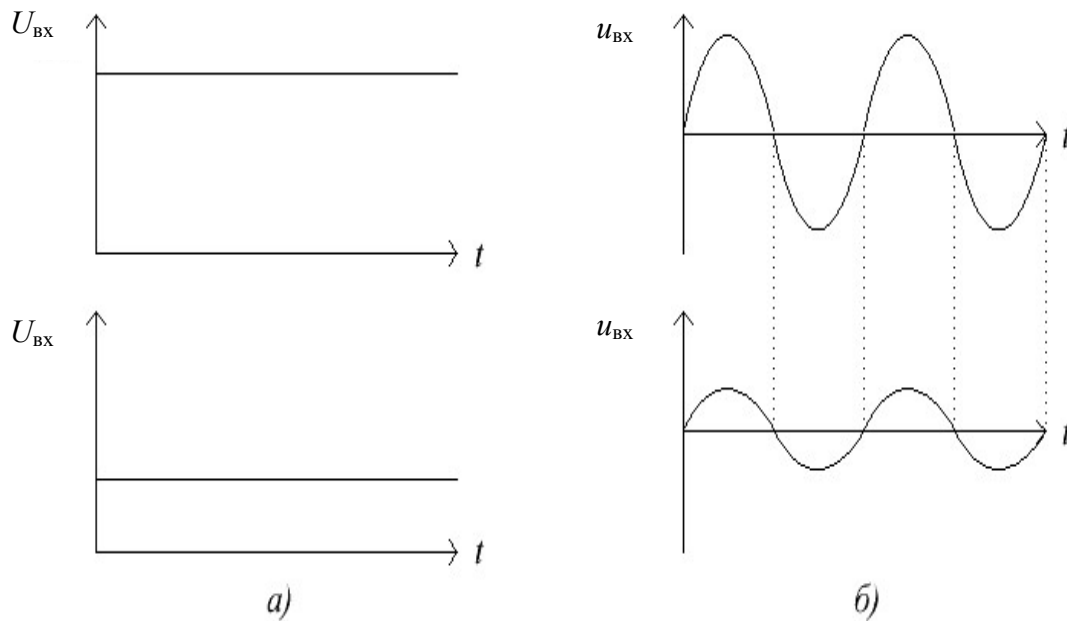


Рисунок 1.3 – Часова діаграма роботи подільника: а) для постійних напруг; б) для змінних напруг

1.2. Завдання для розрахунку

1. Наведіть схему резистивного подільника напруги без навантаження.
2. Розрахуйте опори резисторів R_1 і R_2 для отримання заданого коефіцієнта передачі, який дорівнює

$$K_d = 0,2 + 0,05 \cdot N,$$

де N – остання цифра номера залікової книжки.

3. Округліть отримані значення опорів R_1 і R_2 до стандартних номіналів (табл. 1.1) з ряду E24.
4. Визначте амплітуду вихідної напруги.
5. Розрахуйте потужності, які розсіюються резисторами R_1 і R_2 .
6. Наведіть у масштабі часову діаграму роботи подільника.

1.3. Вихідні дані

1. Значення вхідного опору: $R_{BX} \geq 1$ кОм.
2. Амплітуда вхідної напруги дорівнює: $U_{m\ BX} = (10 + M)$ В.

Ту і далі: M – передостання; N – остання цифри номера залікової книжки.

При виконанні розрахунків у всіх задачах необхідно використовувати одиниці вимірювань системи СІ: вольт, ампер, ватт, ом, фарада, генрі, герц, метр, секунда та ін.

1.4. Виконання розрахунку

1. Розраховуємо коефіцієнт передачі подільника для заданого варіанта

$$K_d = 0,2 + 0,05 \cdot N.$$
2. Обираємо значення вхідного опору подільника R_{BX} з нерівності: $R_{BX} \geq 1$ кОм.
3. Визначаємо значення опору R_2 : $R_2 = K_d \cdot R_{BX}.$
4. Розраховуємо значення опору R_1 : $R_1 = R_{BX} - R_2.$

5. Округляємо розраховані значення опорів R_1 і R_2 до стандартних номінальних значень з ряду E24, які знаходимо по табл. 1.1.

6. Визначаємо амплітуду вихідної напруги

$$U_{m\text{вих}} = K_d \cdot U_{m\text{вх}}.$$

7. Розраховуємо потужності, які розсіюються резисторами R_1 і R_2 ,

$$P_R = \frac{1}{2} I_{Rm}^2 \cdot R_x, \text{ де } x = 1, 2.$$

8. Будуємо часову діаграму роботи подільника у масштабі. Вісі $u_{\text{вх}}$ та $u_{\text{вих}}$ розбиваємо у масштабі, який зручний для зчитування. Період сигналу обираємо довільно. Дозволені масштаби: 1, 2, 4, 5, 10.

1.5. Контрольні запитання

1. Наведіть схему та поясніть принцип дії резистивного подільника напруги.
2. Поясніть вплив опорів плечей подільника на вихідну напругу.
3. Поясніть вплив опорів плечей подільника на його коефіцієнт передавання.
4. Поясніть вплив опорів навантаження на вихідну напругу подільника.
5. Поясніть вплив опору навантаження на коефіцієнт передачі подільника.

1.6. Рекомендована література

1. Воробйова О. М. Основи схемотехніки: підручник / О. М. Воробйова, В. Д. Іванченко. – [2-ге вид.]. – Одеса: Фенікс, 2009. – С. 19 – 31.
2. Воробйова О. М. Основи схемотехніки: У 2-х частинах: навч. посіб. / О. М. Воробйова, В. Д. Іванченко. – Одеса: ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2004. Частина I. – С. 14 – 18.
3. Воробьева Е. М. Основы схемотехники: конспект лекций в 2-х частях / Е. М. Воробьева, В. Д. Иванченко. – Одесса: ОНАС им. А. С. Попова, 2011. – Часть 1. – С. 28 – 30.

Тема 2. Напівпровідникові діоди. Випрямлячі. Розрахунок випрямляча

2.1. Ключові положення

Напівпровідникові діоди (далі: діоди) мають односторонню провідність.

При подачі *прямої* напруги діод відкритий, і його *прямий* струм може бути необмежено великим. Чим менша пряма напруга, тим вища якість діода. Для ідеального діода з кремнію пряма напруга не перевищує 0,7 В. Пряма напруга в реальних діодах може дещо відрізнятись від 0,7 В в обидві сторони.

При подачі *зворотної* напруги діод закритий, його зворотний струм мізерно малий, чим він менший, тим вища якість діода. Зворотна напруга може бути скільки завгодно великою в межах електричної міцності діода.

Таким чином, діод пропускає струм тільки в одному напрямку. Тому діоди застосовують для перетворення двополярної змінної напруги в однополярну, тобто для випрямлення напруги або струму.

Найпростішим випрямлячем є однопівперіодний, який являє собою подільник напруги, у верхньому плечі якого включений діод, а в нижньому - опір навантаження, що живиться вихідною випрямленою напругою.

Схеми однопівперіодних випрямлячів з трансформаторним входом показані на рис 2.1: а) для позитивної випрямленої напруги; б) для негативної випрямленої напруги.

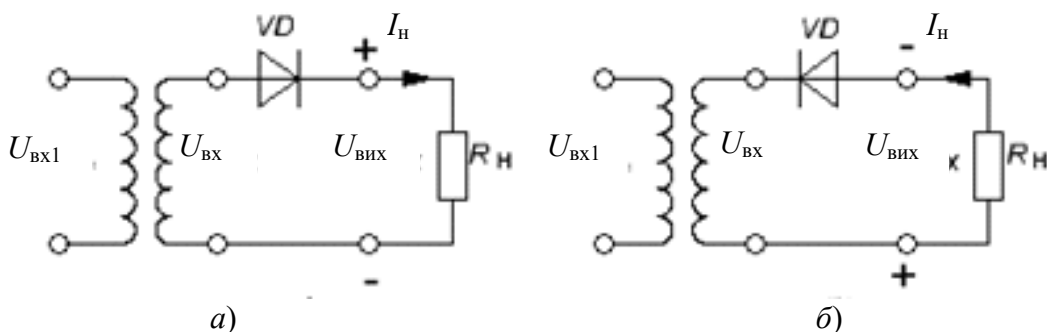


Рисунок 2.1 – Схеми однопівперіодних випрямлячів з трансформаторним входом:
а) для позитивної випрямленої напруги; б) для негативної випрямленої напруги

Розглянемо схему для позитивної випрямленої напруги (рис. 2.1, а).

Випрямляч працює таким чином.

Вхідна напруга U_{BX} розподіляється між діодом VD і опором навантаження R_H . Згідно з другим законом Кірхгофа для напруг у схемі справедливе рівняння:

$$U_{BX} = U_{VD} + U_{ВХ}. \quad (2.1)$$

Як впливає з рівняння (2.1), при позитивній півхвилі вхідної напруги, яка для діода є прямою напругою, на діоді падає мізерно мала напруга $U_{пр\ max} \ll U_{m\ ВХ}$, і тому до навантаження R_H прикладена велика частина вхідної напруги $U_{m\ ВХ}$:

$$U_{ВХ\ max} = U_{m\ ВХ} - U_{пр\ max} \approx U_{m\ ВХ}. \quad (2.2)$$

Негативна півхвиля вхідної напруги є для діода зворотною напругою і тому практично цілком падає на діоді, не надходячи до виходу, тобто $U_{m\text{ вх}} \approx U_{m\text{ зв}}$. Тому вихідна напруга близька до нуля:

$$U_{\text{вих max}} = U_{m\text{ вх}} - U_{m\text{ зв}} \approx 0. \quad (2.3)$$

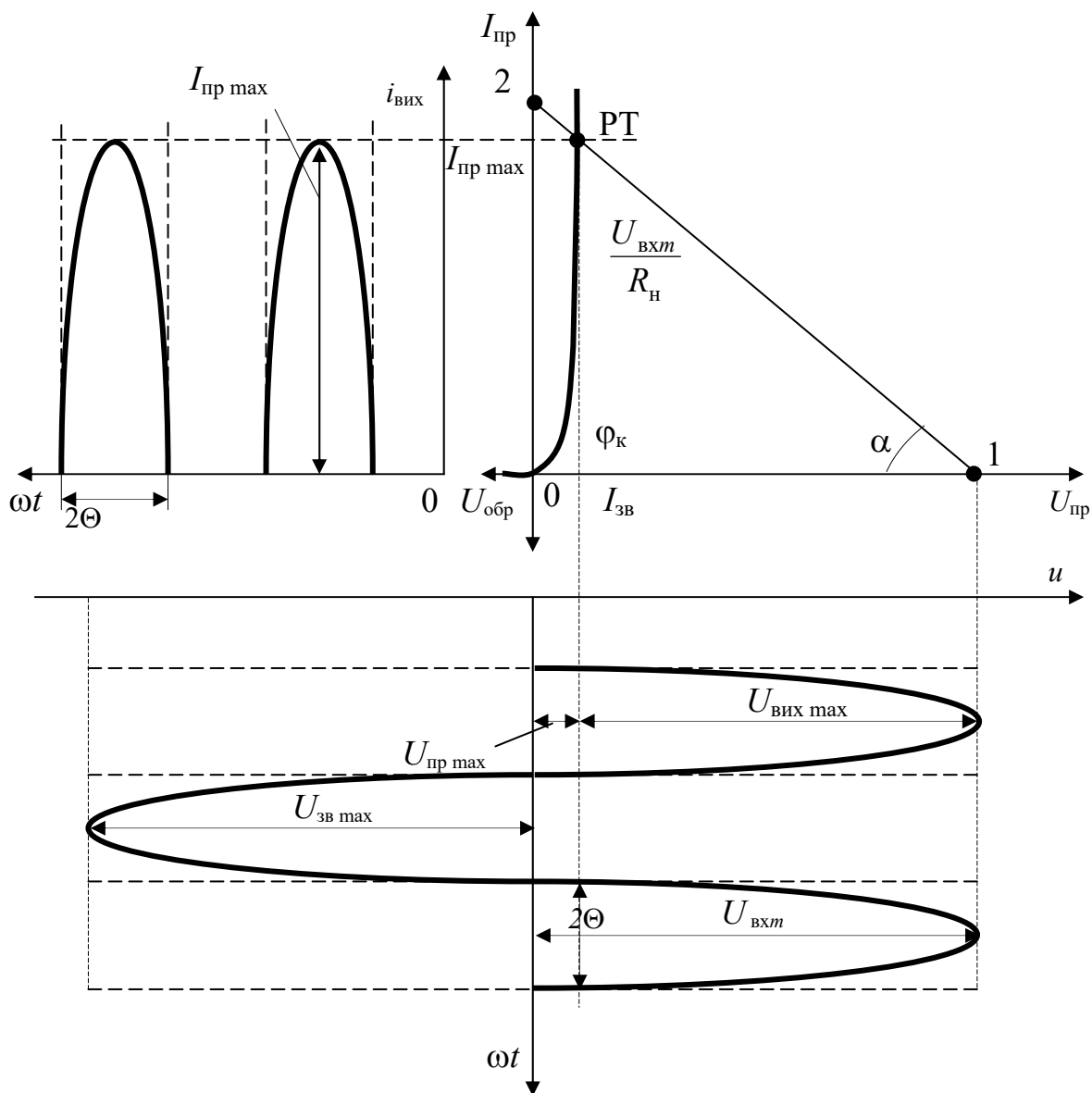


Рисунок 2.2 – Діаграма роботи однопівперіодного випрямляча

Таким чином, діод VD пропускає до навантаження R_H напругу тільки однієї полярності, тобто здійснює випрямлення.

Для наочного вивчення принципу дії випрямляча побудуємо діаграму його роботи.

Для цього знайдемо рівняння *навантажувальної прямої*. При подачі позитивної півхвилі вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ розподіляється між діодом VD і опором навантаження R_H :

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{пр}} + I_H \cdot R_H = U_{\text{пр}} + I_{\text{пр}} \cdot R_H, \quad (2.4)$$

де $U_{\text{пр}}$ – пряма напруга на діоді VD ;

$I_H = I_{\text{пр}}$ – струм навантаження, рівний прямому струму діода.

Поділимо рівняння (2.4) на R_n та знайдемо струм діода $I_{пр}$, отримаємо:

$$I_{пр} = \frac{U_{вх}}{R_n} - \frac{U_{пр}}{R_n}. \quad (2.5)$$

Вираз (2.5) є рівнянням лінії навантаження. Оскільки в системі координат $(I_{пр}, U_{пр})$ рівняння (2.4) першого ступеня, то лінія навантаження є прямою, і тому називається *навантажувальною прямою*.

Лінія навантаження «1-2» (рис. 2.2) будується по двох точках 1 і 2 перетину з осями координат наступним чином.

Точка 1: підставляємо у вираз (2.4) рівняння вісі абсцис: $I_{пр} = 0$, звідки отримуємо $U_{вх} = U_{пр}$ і відкладаємо $U_{пр} = U_{вхm}$, де $U_{вхm}$ – амплітуда вхідної напруги.

Точка 2: підставляємо у вираз (2.4) рівняння вісі ординат: $U_{пр} = 0$, звідки одержуємо співвідношення $I_{пр} = \frac{U_{вх}}{R_n}$, в яке підставляємо $U_{вх} = U_{вхm}$.

Через точки 1 і 2 проводимо пряму лінію, яка є *лінією навантаження*.

Перетин лінії навантаження з ВАХ визначає робочу точку РТ, яка задає режим діода, тобто всю сукупність напруг і струмів елементів схеми. Так, точки 1 і 0 визначають амплітуду вхідної напруги $U_{вхm}$. Робоча точка РТ є гранню між напругою на діоді $U_{пр max}$ і напругою на R_n , тобто вихідною напругою $U_{вих max}$.

Для розрахунку випрямляча основними заданими параметрами є опір навантаження R_n і випрямлена напруга на ньому $U_{вих max}$.

Необхідно скласти схему випрямляча, вибрати тип діода, визначити амплітуди вхідної напруги, вхідного струму, прямої і зворотної напруг.

Тип діода вибираємо за вхідним струмом $I_{вх max}$ і зворотною напругою $U_{мзв}$ в даній схемі рис. 2.1, а:

$$I_{вх max} = I_{н max} = \frac{U_{вих max}}{R_n}. \quad (2.6)$$

Розраховане за формулою (2.6) значення струму $I_{н max}$ не повинно перевищувати номінальне значення струму діода $I_{ном}$, яке дане у довіднику для кожного діода:

$$I_{н max} \leq I_{ном}. \quad (2.7)$$

Оскільки вхідна напруга $U_{вх}$ розподіляється між діодом VD і опором навантаження R_n , то амплітуда вхідної напруги дорівнює їх сумі:

$$U_{вх m} = U_{пр max} + U_{вих max}, \quad (2.8)$$

де $U_{пр max} \approx 0,7$ В – пряма напруга на діоді.

Амплітуда вхідної напруги $U_{м вх}$ не повинна перевищувати максимально припустимого значення зворотної напруги $U_{зв макс}$, яка є паспортним даним для кожного діода.

Зворотну напругу діода вибираємо з 20% запасом з нерівності:

$$1,2U_{м вх} \leq U_{обр макс}, \quad (2.9)$$

де $U_{м вх}$ – амплітуда вхідної напруги.

За проекціями РТ на вісі координат визначаємо розраховані параметри випрямляча.

Проекція РТ на вісь абсцис визначає:

- максимальне значення прямої напруги на діоді $U_{\text{пр max}}$;
- максимальне значення вихідної напруги (на опорі R_n):

$$U_{\text{вих max}} = U_{\text{вхm}} - U_{\text{пр max}}.$$

Проекція РТ на вісь ординат визначає максимальне значення струму в навантаженні $I_{\text{n max}} = I_{\text{пр max}}$.

Амплітуда зворотної напруги на діоді $U_{\text{звm}}$ практично дорівнює амплітуді вхідної напруги $U_{\text{вхm}}$, оскільки цілком падає на діоді, тому вихідна напруга на опорі R_n дорівнює нулю.

Результати розрахунку відображає часова діаграма роботи однопівперіодного випрямляча на рис. 2.3, де u_d – напруга на діоді.

Слід звернути увагу на те, що випрямлення досягається не за будь-якого опору навантаження R_n . Якщо опір R_n порівняний зі зворотним опором діода ($R_n \approx R_{\text{зв}}$), то зворотна півхвиля буде лише розподілятися між R_n і $R_{\text{зв}}$, тобто частково виділятися і на опорі R_n , і на діоді, але випрямлення не буде.

2.2. Завдання для розрахунку

1. Наведіть схему однопівперіодного випрямляча позитивної напруги.
2. За довідником оберіть тип діода.
3. Наведіть у масштабі діаграму роботи випрямляча.
4. Визначте амплітуди вхідної напруги, вхідного струму, прямої та зворотної напруги.
5. Наведіть в масштабі часову діаграму роботи випрямляча: епюри вхідної напруги, напруги на діоді й вихідної напруги, звертаючи увагу на фази. (Епюру вхідної напруги розмістіть зверху).

2.3. Вихідні дані

1. Максимальне значення вихідної напруги $U_{\text{вих max}} = (5 + N) \text{ В}$.
2. Опір навантаження $R_n = (200 + 10 \cdot M) \text{ Ом}$.
(N – остання; M – передостання цифри номера залікової книжки).

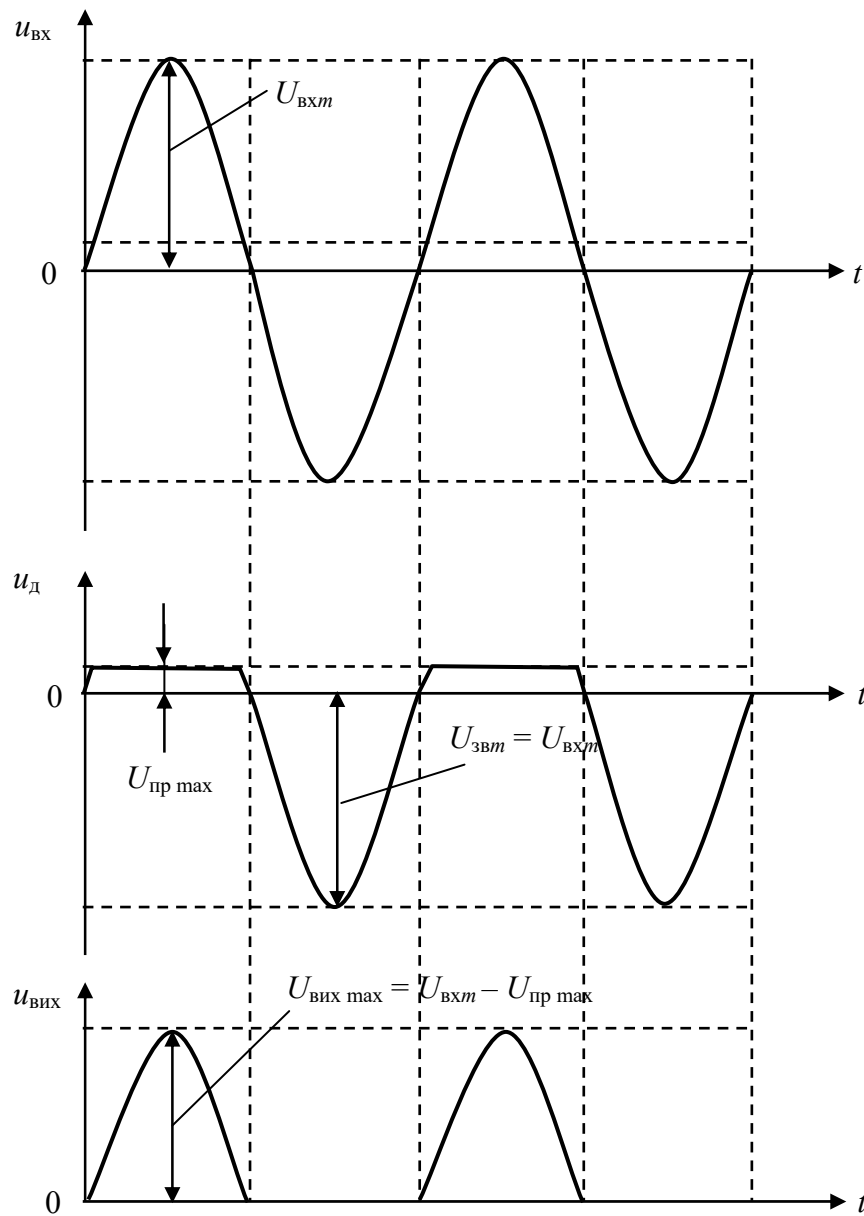


Рисунок 2.3 – Часова діаграма роботи однопівперіодного випрямляча позитивної напруги (рис. Ф1.1,а)

2.4. Виконання розрахунку

1. На рис. 2.4 наведена схема однопівперіодного випрямляча позитивної випрямленої напруги.

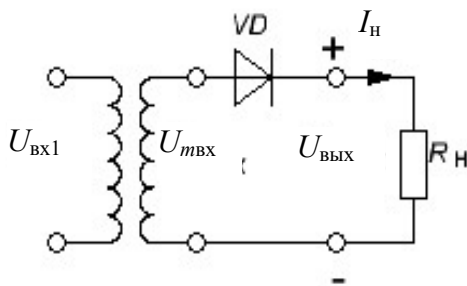


Рисунок 2.4 – Схема однопівперіодного випрямляча позитивно випрямленої напруги

2. За заданими значеннями вихідної напруги $U_{\text{вих max}}$ та опором навантаження R_H визначаємо максимальне значення прямого струму $I_{\text{пр max}}$, який протікає через діод,

$$I_{\text{пр max}} = \frac{U_{\text{вих max}}}{R_H}.$$

3. Вважаючи, що максимальне значення прямої напруги на діоді $U_{\text{пр max}} = 1$ В, визначаємо амплітуду зворотної напруги, прикладеної до діоду.

$$U_{\text{зв m}} = U_{\text{вих max}} + U_{\text{пр max}}.$$

4. Діод вибираємо за довідником із запасом за граничними параметрами, для цього значення $I_{\text{пр max}}$ і $U_{\text{зв m}}$ збільшимо на 20%:

$$I_{\text{пр}} = 1,2 \cdot I_{\text{пр max}},$$

$$U_{\text{зв}} = 1,2 \cdot U_{\text{зв m}}.$$

5. За розрахованими значеннями $I_{\text{пр}}$ і $U_{\text{обр}}$ з довідника вибираємо діод, для параметрів якого виконуються наступні нерівності:

$$I_{\text{пр макс}} \geq I_{\text{пр}} \quad \text{і} \quad U_{\text{зв макс}} \geq U_{\text{зв}}.$$

6. Для вибраного діода за довідником визначаємо падіння напруги $U_{\text{пр VD}}$.

7. Визначаємо вхідну напругу $U_{m \text{ вх}}$ випрямляча

$$U_{m \text{ вх}} = U_{\text{вих max}} + U_{\text{пр VD}}.$$

8. Будуємо часову діаграму роботи випрямляча (рис. 2.3) в масштабі. Тривалість періода при цьому вибирається довільно.

2.5. Контрольні запитання

1. Поясніть принцип роботи випрямляча.
2. Наведіть співвідношення амплітуд вхідної та вихідної напруг випрямляча.
3. Накресліть схеми випрямлячів для отримання позитивно та негативно випрямленої напруги.
4. Поясніть, чому дорівнює пряма й зворотна напруги на діоді.

2.6. Рекомендована література

1. Воробйова О.М. Промислова електроніка: навч. посіб. / О.М. Воробйова, Ю.В. Флейта. – Одеса, 2020. – С. 7-25.
2. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – [2-ге вид.]. – Одеса: Фенікс, 2009. – С. 41 – 51.
3. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: У 2-х частинах: навч. посіб. / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2004. – Частина I. – С. 26 – 42.
4. Воробьёва Е.М. Основы схемотехники: конспект лекций в 2-х частях / Е.М. Воробьёва, В.Д. Иванченко. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2011. – Часть 1. – С. 41 – 44.

Тема 3. Параметричний стабілізатор напруги. Коефіцієнт стабілізації

3.1. Ключові положення

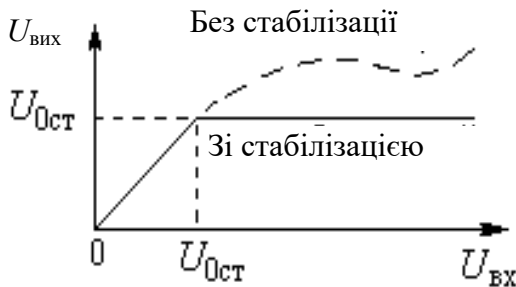


Рисунок 3.1 – Амплітудна характеристика ідеального параметричного стабілізатора напруги

Стабілізатори напруги призначені для забезпечення сталості вихідної напруги при дії різних дестабілізаційних чинників: при зміні вхідної напруги, при зміні опору навантаження, при зміні напруги живлення та інших чинників.

На рис. 3.1 наведено амплітудну характеристику $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ ідеального стабілізатора напруги. З цієї характеристики видно, що, починаючи з вхідної напруги $U_{\text{вх}} = U_{0\text{ст}}$,

подальше зростання вхідної напруги не викликає зміни вихідної напруги $U_{\text{вих}}$, тобто здійснюється стабілізація.

Принципова схема параметричного стабілізатора напруги (рис. 3.2) є подільником вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ з обмежувальним резистором $R_{\text{обм}}$ у верхньому плечі та стабілітроном VD у нижньому.

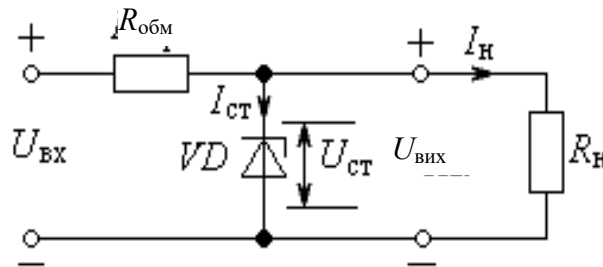


Рисунок 3.2 – Схема параметричного стабілізатора напруги

Стабілізація досягається тим, що надлишок вхідної напруги $(U_{\text{вх}} - U_{\text{ст}})$ гаситься на обмежувальному резисторі $R_{\text{обм}}$.

Оскільки стабілізатор є подільником напруги, то при $I_{\text{н}} \ll I_{\text{ст}}$, тобто при великому опорі навантаження $R_{\text{н}}$, вхідна напруга розподіляється між його плечима за законом Кірхгофа, й тому вихідна напруга дорівнює

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} - I_{\text{ст}} R_{\text{обм}}. \quad (3.1)$$

З (3.1) слідує, що єдиною можливістю стабілізувати вихідну напругу ($U_{\text{вих}} = \text{const}$) є збільшення струму $I_{\text{ст}}$ при збільшенні вхідної напруги $U_{\text{вх}} > U_{0\text{ст}}$.

Тоді ідеальна ВАХ VD повинна мати вигляд, поданий на рис. 3.3, а саме: до якоїсь певної напруги на стабілітроні ($U_{\text{ст}} < U_{0\text{ст}}$) струм стабілітрона $I_{\text{ст}}$ відсутній. Тому, як слідує з (3.1), $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$, тобто стабілізації немає.

Коли ж напруга на стабілітроні перевищує напругу стабілізації ($U_{\text{ст}} > U_{0\text{ст}}$), то з'явиться струм стабілітрона $I_{\text{ст}}$, який викличе падіння надлишкової напруги $I_{\text{ст}} R_{\text{обм}}$ на резисторі $R_{\text{обм}}$, через що вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ залишиться незмінною.

Стабілітрон, умовне позначення якого наведено на рис. 3.4, має ВАХ, близьку до ідеальної (рис. 3.5).

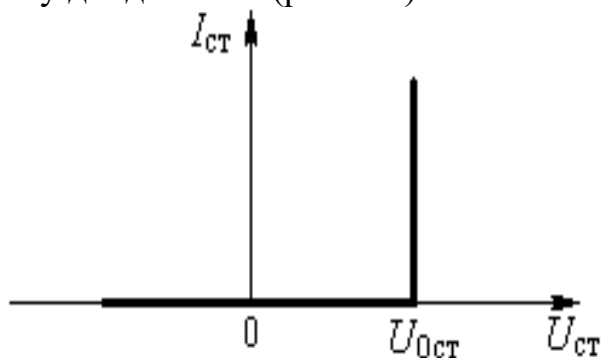


Рисунок 3.3 – ВАХ ідеального елемента стабілізації

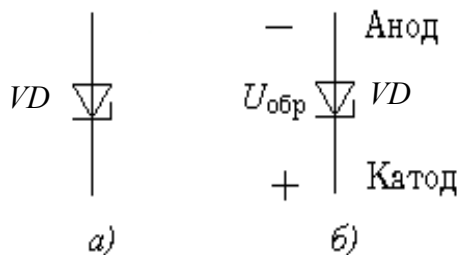


Рисунок 3.4 – Стабілітрон: а) умовне позначення; б) полярність зворотної напруги

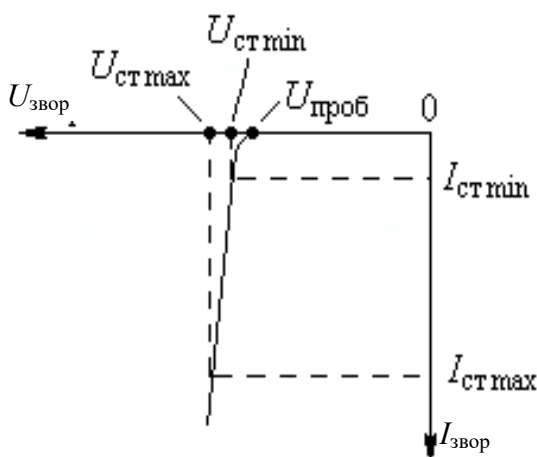


Рисунок 3.5 – ВАХ стабілітрона

Принцип дії стабілітрона можна пояснити наступним чином. При подачі зворотної напруги у стабілітроні виникає електричний пробій p - n -переходу, що викликає необмежене зростання зворотного струму через збільшення концентрації електронів у зоні провідності.

З рис. 3.5 видно, що більша зміна струму ($I_{ст\ max} - I_{ст\ min}$) супроводжується незначною зміною зворотної напруги стабілітрону ($U_{ст\ max} - U_{ст\ min}$), тобто вона залишається стабільною. Це явище й використовується у стабілізаторах напруги.

Стабілізатор виконує свої функції лише за умови $I_H \ll I_{ст\ min}$, тобто за великого опору навантаження $R_H \gg R_{обм}$.

Для пояснення принципу дії стабілізатора знайдемо рівняння лінії навантаження. За законом Кірхгофа вхідна напруга $U_{вх}$ розподіляється між стабілітроном VD та обмежувальним опором $R_{обм}$ (див. рис. 3.2):

$$U_{вх} = U_{ст} + I_{ст} R_{обм}, \quad (3.2)$$

звідки

$$I_{ст} = \frac{U_{вх}}{R_{обм}} - \frac{U_{ст}}{R_{обм}}, \quad (3.3)$$

де $U_{ст}$ – зворотна напруга на стабілітроні, яка є вихідною.

Вираз (3.3) є рівнянням лінії навантаження. Оскільки відносно осей координат ($U_{ст}$, $I_{ст}$) рівняння (3.3) першого ступеня, то лінією навантаження є пряма, яка при $U_{вх} = U_{вх1}$ будується за двома точками 1 та 2 (рис. 3.6).

Точка 1: $I_{ст} = 0$, з рівняння (3.3) отримуємо: $U_{ст} = U_{вх1}$.

Точка 2: $U_{ст} = 0$, з рівняння (3.3) отримуємо: $I_{ст} = \frac{U_{вх1}}{R_{обм}}$.



Знайдемо зміну вихідної напруги при зміні вхідної. Нехай вихідна напруга зросла від $U_{\text{вх1}}$ до $U_{\text{вх2}}$. Тоді лінія навантаження зміститься паралельно відносно самої себе (точки 3; 4). З рис. 3.6 видно, що зміна вихідної напруги $\Delta U_{\text{вих}}$ набагато менша зміні вхідної ($\Delta U_{\text{вих}} \ll \Delta U_{\text{вх}}$), тобто вихідна напруга стабільна.

Вихідна напруга за законом Кірхгофа дорівнює

За малої вхідної напруги $U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{обм}} + R_{\text{н}}} < U_{\text{проб}}$ електричний пробій ста-

Коли ж вхідна напруга велика $U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{обм}} + R_{\text{н}}} > U_{\text{проб}}$, стабілітрон VD

$$I_{\text{CT}} = \frac{U_{\text{BX}} - U_{\text{CT}}}{R_{06\text{M}}}, \quad (3.5)$$

23

Ефективність стабілізатора оцінюється коефіцієнтом стабілізації, який дорівнює відношенню відносних змін вхідної та вихідної напруг:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}}}{\frac{\Delta U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих}}}}. \quad (3.6)$$

Завжди $K_{\text{ст}} > 1$ і чим більше його значення, тим стабільніша вихідна напруга.

3.2. Завдання для розрахунку

1. Розробіть схему стабілізатора напруги.
2. Розрахуйте опір обмежувального резистора.
3. Оберіть номінальне значення опору обмежувального резистора за шкалою E24.
4. Визначте мінімальний опір навантаження $R_{\text{н min}}$.

3.3. Вихідні дані

1. Вхідна напруга $U_{\text{вх}} = (10 + M)$ В.
 1. Вихідна напруга $U_{\text{вих}} = (5 + M/2)$ В.
 2. Струм стабілізації $I_{\text{ст}} = (10 + N)$ мА.
- Тут M та N – передостання та остання цифри номера залікової книжки.

3.4. Виконання розрахунку

1. Схема параметричного стабілізатора напруги наведена на рис. 3.2.
2. Розраховуємо значення опору обмежувального резистора $R_{\text{обм}}$ за заданими значеннями $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вих}}$, $I_{\text{ст}}$:

$$R_{\text{обм}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}}}{I_{\text{ст}}}.$$

3. Обираємо опір резистор $R_{\text{обм}}$ за шкалою номінальних значень E24, які наведені у Додатку 2,

$$R_{\text{обм}} =$$

4. Розраховуємо значення мінімально допустимого опору навантаження, за якого стабілізація ще можлива:

$$R_{\text{н min}} = \frac{U_{\text{ст ном}}}{U_{\text{вх}} - U_{\text{ст ном}}} \cdot R_{\text{обм}},$$

де $U_{\text{ст ном}} = U_{\text{вих}}$.

3.5. Контрольні запитання

1. Дайте схему параметричного стабілізатора напруги.
2. Поясніть, як розраховується та від чого залежить коефіцієнт стабілізації.
3. Дайте діаграму роботи параметричного стабілізатора напруги.
4. Поясніть, як можна змінити полярність вихідної напруги стабілізатора.

3.6. Рекомендована література

1. Воробйова О.М. Промислова електроніка: навч. посіб. / О.М. Воробйова, Ю.В. Флейта. – Одеса, 2020. – С. 25-31.
2. Воробйова О. М. Основи схемотехніки: підручник / О. М Воробйова, В. Д. Іванченко. – [2-ге вид.]. – Одеса: Фенікс, 2009. – С. 33 – 59.
3. Воробйова О. М. Основи схемотехніки: навч. посіб. у 2-х частинах: / О. М. Воробйова, В. Д. Іванченко. – Одеса: ОНАЗ ім. О. С Попова, 2004. Частина I. – С. 31 – 42.
4. Воробьева Е. М. Основы схемотехники: конспект лекций в 2-х частях / Е. М. Воробьева, В. Д. Иванченко. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2011. – Часть 1. – С. 50 – 60.

Тема 4. Біполярні транзистори. Підсилювачі на біполярному транзисторі

4.1. Ключові положення

Біполярним транзистором (БТ) називається напівпровідниковий прилад, який має два взаємодіючих p - n -переходи. Транзистор являє собою кристал напівпровідника, що містить три області з по чергово змінюючимися типами провідності. Залежно від порядку чергування областей розрізняють БТ типів p - n - p та n - p - n . Принцип дії БТ різних типів однаковий. Транзистори назвали біполярними, тому що їх робота забезпечується носіями обох полярностей: електронами та дірками.

Схематично структура БТ та його умовне позначення показано на рис. 2.1: на рис. 4.1, а – транзистор p - n - p -типу; на рис. 4.1, б – транзистор n - p - n -типу.

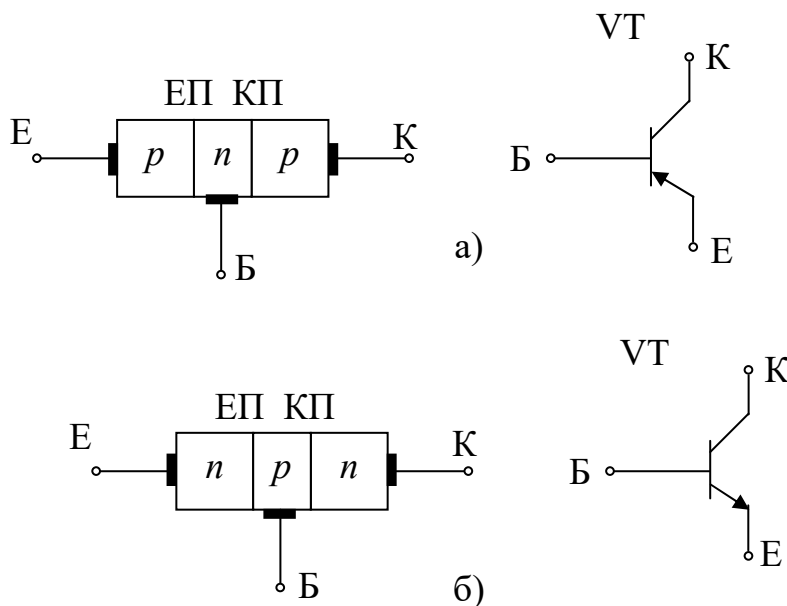


Рисунок 4.1 – Структура біполярного транзистора та його умовне позначення:
а) p - n - p -типу; б) n - p - n -типу

Одну з крайніх областей транзисторної структури створюють з підвищеною концентрацією домішок, використовують в режимі інжекції та називають *емітером* (Е). Середню область називають *базою* (Б), а іншу крайню область – *колектором* (К). Два p - n -переходи БТ називають емітерним та колекторним.

Таким чином, у транзисторі є два p - n -переходи: *емітерний* (ЕП) – між емітером та базою й *колекторний* (КП) – між базою та колектором. Відстань між переходами має бути малою, тобто область бази повинна бути дуже тонкою. Це є умовою гарної роботи транзистора. Від бази, емітера та колектора зроблено виводи.

Струми у проводах емітера, бази, колектора позначають відповідно I_e , I_b , I_k . Напруги між електродами позначають подвійними індексами, наприклад, напруга між базою й емітером U_{be} , між колектором й базою U_{kb} . В умовному позначенні транзисторів на рис. 4.1 стрілка показує вивід емітера, а її напрямок

– напрям струму (від плюсу до мінуса) у проводі емітера при прямій напрузі на емітерному переході.

Біполярний транзистор може працювати у чотирьох режимах залежно від полярності напруг на його переходах.

1) **Режим насичення:** на обидва переходи подано пряму напругу, обидва переходи відкриті.

2) **Режим відсічки:** на обидва переходи подано зворотню напругу, обидва переходи закриті.

3) **Режим активний:** на емітерний перехід подано пряму напругу, а на колекторний – зворотню напругу; емітерний перехід відкритий, колекторний закритий.

4) **Режим інверсний:** на емітерний перехід подано зворотню напругу, а на колекторний – пряму напругу; емітерний перехід закритий, колекторний відкритий, тобто режим інверсний (протилежний) по відношенню до активного. Інверсний режим використовують досить рідко.

Активний режим БТ використовується в аналогових схемах: підсилювачах та генераторах. Режими відсічки й насичення використовують для імпульсної роботи БТ та застосовують у цифрових схемах.

Як впливає з рис. 4.1, транзистор є триполюсним елементом, тому що має три виводи: емітер (Е), базу (Б) і колектор (К). Частіше за все транзистор використовують як чотириполюсний елемент, для цього один з його виводів роблять спільним між вхідним та вихідним колами. Розрізняють **три схеми включення біполярного транзистора**: зі спільним емітером (СЕ), зі спільною базою (СБ), зі спільним колектором (СК). Таке включення розглядають як для проходження постійних струмів, так і для змінних. Так, наприклад, три схеми можуть різнитися за змінним струмом, але мати однакову схему включення за постійним струмом. За умовчанням, термін СЕ, СБ, СК відноситься, як правило, до схеми включення за змінним струмом.

У довідниках зазначається більша кількість параметрів й граничних експлуатаційних даних біполярних транзисторів. Найчастіше використовують наступні граничні параметри, які визначають робочу область активного режиму транзистора.

1) $U_{ке макс}$ – максимально припустима постійна напруга колектор-емітер.

2) $U_{кб макс}$ – максимально припустима постійна напруга колектор-база.

3) $I_{к макс}$ – максимально припустимий постійний струм колектора.

4) $I_{е макс}$ – максимально припустимий постійний струм емітера.

5) $I_{б макс}$ – максимально припустимий постійний струм бази.

6) $P_{к макс}$ – максимально припустима постійна розсіювана потужність колектора.

7) $T_{п макс}$ – максимально припустима постійна температура колекторного переходу.

Всі параметри біполярного транзистора залежать від температури. Це зумовлено тим, що фізичні властивості напівпровідникового матеріалу суттєво змінюються під впливом температури.

Струм колектора I_K при збільшенні температури збільшується. В результаті режим роботи транзистора у схемі змінюється й може вийти за межі максимально припустимих значень струмів та потужностей. Потужні транзистори для нормальної роботи мають тепловідводи.

Для стабілізації режиму роботи транзистора у пристрої використовують спеціальні схеми.

У схемі зі спільним емітером емітерний перехід транзистора є входним колом підсилювача, а колекторний – вихідним. Якщо джерело входного сигналу витрачає меншу потужність, ніж отримана потужність у навантаженні підсилювача, то вхідний сигнал підсилюється.

Принципові схеми підсилювачів зі спільним емітером на транзисторах *n-p-n-типу* й *p-n-p-типу* показано на рис. 4.2. Як впливає из рис. 4.2, схеми відрізняються типом транзисторів, а також полярністю напруги живлення E_K . Підсилювач на *n-p-n*-транзисторі живиться позитивною напругою ($+E_K$) відносно корпусу, а на *p-n-p*-транзисторі – негативною ($-E_K$).

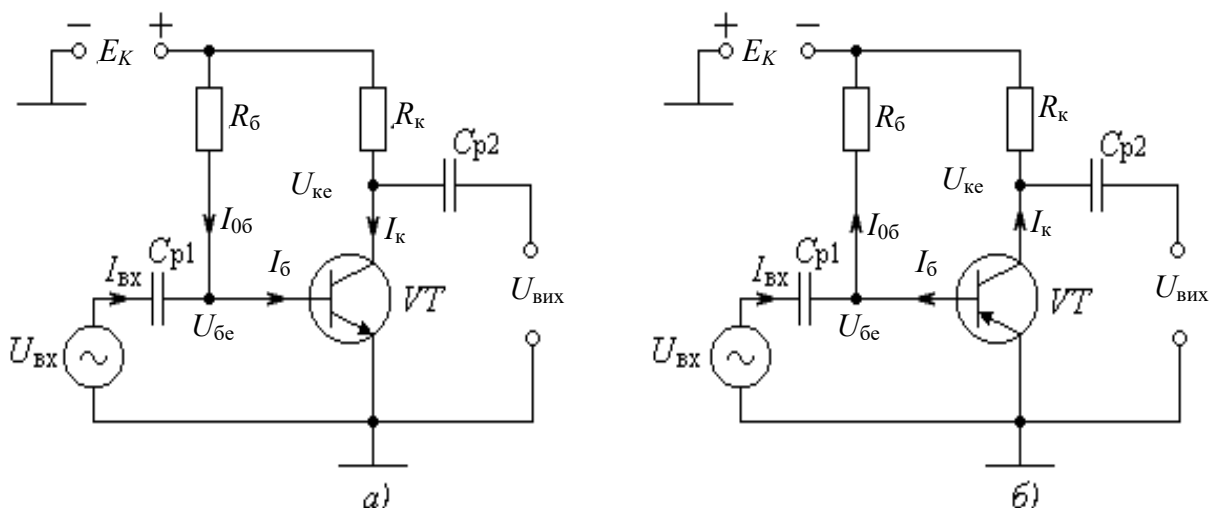


Рисунок 4.2 – Принципові схеми підсилювачів із загальним емітером:
а) на транзисторі *n-p-n*; б) на транзисторі *p-n-p*

На схемах рис. 4.2 позначено:

$U_{ВХ}$ – вхідна підсилювана напруга;

$U_{ВЫХ}$ – вихідна підсилена напруга;

VT – біполярний транзистор;

E_K – напруга живлення;

$U_{БЭ}$ – напруга між базою та емітером;

$U_{КЭ}$ – напруга між колектором та емітером;

$I_{0Б}$ – струм зміщення у колі бази;

$I_Б$ – струм бази;

$I_К$ – струм колектора;

$I_{ВХ}$ – вхідний струм;

R_6 – резистор у колі бази;

R_K – опір навантаження;

C_{p1} и C_{p2} – розділяльні конденсатори.

Підсилювач зі спільним емітером (СЕ), принципову схему якого зображено на рис. 4.2,а, є подільником напруги живлення E_K , у верхньому плечі якого увімкнено опір навантаження R_K , а у нижньому – транзистор VT . Аналогічне твердження справедливе для схеми підсилювача на рис. 4.2, б.

У цьому випадку коефіцієнт передачі подільника напруги живлення $K_{ж}$ буде дорівнювати

$$K_{ж} = \frac{U_{ке}}{E_K} = \frac{R_K}{R_K + R_{VT}}, \quad (4.1)$$

де R_{VT} – еквівалентний опір колектор–емітер транзистора.

Тоді напруга між колектором та емітером транзистора буде дорівнювати

$$U_{ке} = E_K \frac{R_{VT}}{R_K + R_{VT}}. \quad (4.2)$$

З формули (4.2) слідує:

- напруга $U_{ке}$ між колектором та емітером є частиною напруги живлення E_K ;
- напруга $U_{ке}$ між колектором та емітером тим більша, чим більша напруга живлення E_K ;
- напруга $U_{ке}$ ніколи не може бути більшою напруги живлення:

$$U_{ке} < E_K. \quad (4.3)$$

Вхідна підсилювана напруга $U_{вх}$ управляє зміненням опору транзистора R_{VT} за своїм законом і, як випливає з формули (4.1), тим самим управляє коефіцієнтом передачі напруги живлення $K_{п}$. Таким чином, в основу принципа дії підсилювача покладено те, що частина напруги живлення E_K надходить до виходу через подільник напруги з R_K та опору між колектором та емітером транзистора R_{VT} , а вхідний підсилюваний сигнал $U_{вх}$ управляє коефіцієнтом передачі $K_{ж}$ цього подільника.

Для розгляду роботи підсилювача знайдемо рівняння *лінії навантаження*.

Напруга живлення E_K за законом Кірхгофа ділиться на падіння напруги на опорі навантаження $I_K R_K$ та напругу колектор–емітер $U_{ке}$:

$$E_K = I_K R_K + U_{ке}. \quad (4.4)$$

З рівняння (4.4), поділивши його на R_K , отримаємо рівняння лінії навантаження

$$I_K = \frac{E_K}{R_K} - \frac{U_{ке}}{R_K}. \quad (4.5)$$

Рівняння (4.5) в системі координат $(I_K, U_{ке})$ першого ступеня. Тому лінія навантаження є прямою лінією (*навантажувальна пряма*), і її можна побудувати за двома точками на вісях координат (рис. 4.3).

Точка 1: $I_K = 0$; з рівняння (4.5) отримаємо: $U_{ке} = E_K$.

Точка 2: $U_{ке} = 0$; з рівняння (4.5) отримаємо: $I_K = \frac{E_K}{R_K}$.

Відрізок прямої 1–2 є лінією навантаження.

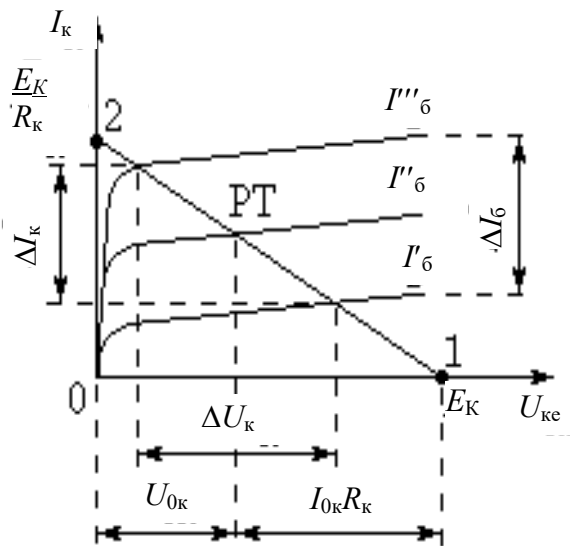


Рисунок 4.3 – Лінія навантаження й режим транзистора

Перетин лінії навантаження із заданою характеристикою визначає *робочу точку*. Якщо, наприклад, задана характеристика для струму зміщення $I_{06} = I'_6$, то робочою буде точка РТ.

Робоча точка однозначно визначає *режим роботи* транзистора, тобто *сукупність* напруг і струмів. Вона ніби розділяє напругу живлення E_K на напругу колектор-емітер в робочій точці $U_{0ке}$ й падіння напруги $I_{0к}R_K$ на опорі навантаження R_K , тобто $E_K = U_{0ке} + I_{0к}R_K$.

Лінія навантаження повністю описує режим роботи транзистора та його змінення.

Так, за допомогою лінії навантаження можна визначити вплив змінення будь-якого параметра режиму. Якщо, наприклад, змінити струм бази на ΔI_6 , то струм колектора зміниться на $\Delta I_K = h_{21e} \cdot \Delta I_6$ і, як наслідок, зміниться напруга між колектором та емітером на $\Delta U_{ке}$. Параметр h_{21e} – коефіцієнт передачі струму транзистора у схемі зі спільним емітером, значення якого дано у довіднику.

4.2. Діаграма роботи підсилювача зі спільним емітером

Підсилювач працює наступним чином.

Принцип дії підсилювача пояснює діаграма його роботи (рис. 4.4).

На рис 4.4 позначено:

$U_{m\text{ вх}}$ – амплітуда вхідної підсилюваної напруги;

$U_{m\text{ вих}}$ – амплітуда вихідної підсиленої напруги;

$I_{m\text{ вх}}$ – амплітуда вхідного струму;

$I_{m\text{ к}}$ – амплітуда струму колектора.

Як впливає з рис. 4.4, у схемі підсилювача напруги і струми транзистора змінюються у наступних межах відносно постійних складових:

– напруга база-емітер

$$U_{6e} = U_{06e} \pm U_{m\text{ вх}}; \quad (4.6)$$

– напруга колектор-емітер

$$U_{ке} = U_{0ке} \pm U_{m\text{ вих}}; \quad (4.7)$$

– струм бази

$$I_6 = I_{06} \pm I_{m\text{ вх}}; \quad (4.8)$$

– струм колектора

$$I_K = I_{0к} \pm I_{m\text{ к}}. \quad (4.9)$$

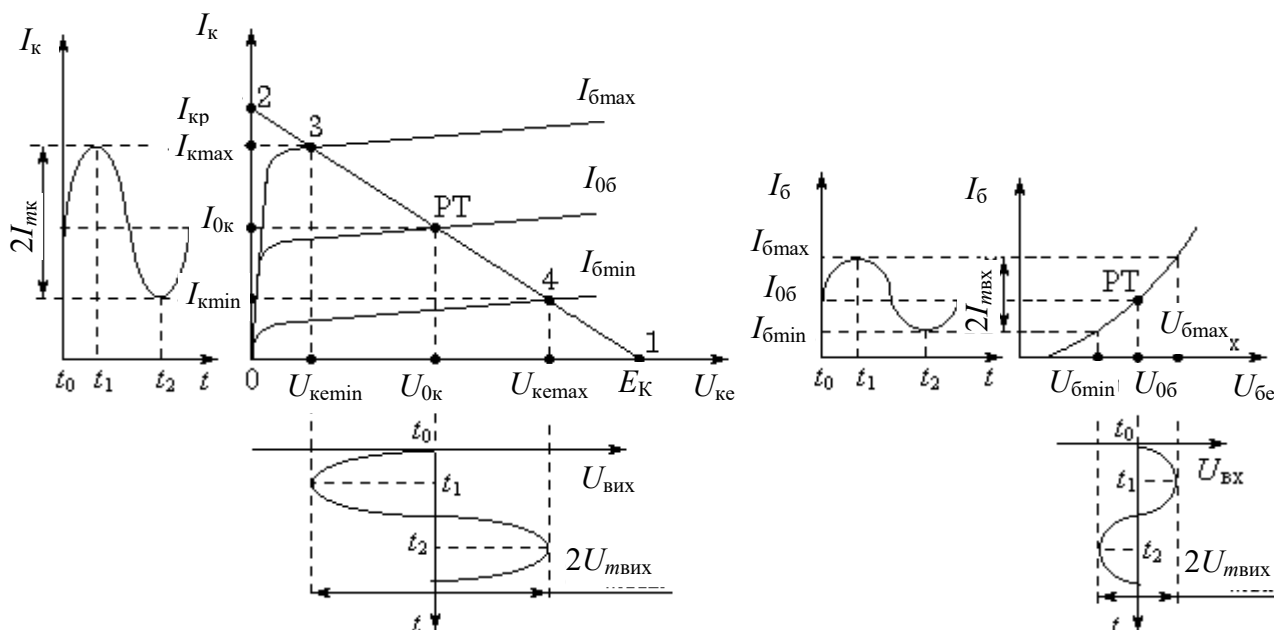


Рисунок 4.4 – Діаграма роботи підсилювача у схемі зі спільним емітером

У схемі, наведеній на рис. 4.2,а, струми протікають наступними колами.

Струм бази I_6 протікає колом: плюс джерело живлення ($+E_K$), резистор R_6 , перехід база-емітер транзистора, нульовий провід, мінус джерело живлення ($-E_K$). Оскільки протікає струм бази I_6 , то з'являється й струм колектора $I_K = h_{21e} \cdot I_6$, який протікає колом: плюс джерело живлення ($+E_K$), опір навантаження R_K , перехід колектор-емітер транзистора, нульовий провід, мінус джерело живлення ($-E_K$).

Ці кола утворюють замкнені контури, для яких згідно з другим законом Кірхгофа справедливі наступні рівняння:

$$\begin{aligned} 1) \quad & I_6 R_6 + U_{6e} - E_K = 0 \text{ або } I_6 R_6 + U_{6e} = E_K. \\ 2) \quad & I_K R_K + U_{Ke} - E_K = 0 \text{ або } I_K R_K + U_{Ke} = E_K. \end{aligned} \quad (4.10)$$

У вихідному стані до моменту t_0 , тобто за відсутності входньої напруги $U_{BX} = 0$, підсилювач знаходиться у *стані спокою*. У цьому стані параметри режиму визначаються робочою точкою і дорівнюють тільки першою складовою у формулах (4.6)...(4.9). У робочій точці постійні напруги та струми дорівнюють:

- постійна напруга база-емітер: $U_{6e} = U_{06e}$;
- постійна напруга колектор-емітер: $U_{Ke} = U_{0Ke}$;
- постійний струм баз: $I_6 = I_{06}$;
- постійний струм колектора: $I_K = I_{0K}$.

При подачі сигналу з'являється входня напруга U_{BX} . Вона викликає появу змінних складових входнього струму I_{BX} , струму колектора I_K та вихідної напруги U_{VIX} , миттєві значення яких розташовані навколо робочої точки (див. рис. 4.4).

Так, в момент t_1 на вході підсилювача діє амплітуда U_{mBX} позитивної напівхвилі, в результаті напруга база-емітер збільшується до максимального значення: $U_{6e \max} = U_{06e} + U_{mBX}$. Тому струм бази також буде максимальним: $I_{6 \max} = I_{06} + I_{m6}$. Так як ток колектора прямо пропорційний току бази ($I_K = h_{21e} \cdot I_6$), то він також буде мати максимальне значення: $I_{K \max} = I_{0K} + I_{mK}$.

Напруга колектор-емітер знайдемо з виразу (4.4):

$$U_{кз} = E_K - I_K R_K, \quad (4.11)$$

для моменту t_1 знайдемо його мінімальне значення, підставивши у вираз (4.11) значення $I_K = I_{K \max}$, отримаємо:

$$U_{ке \min} = E_K - I_{K \max} R_K. \quad (4.12)$$

В момент t_2 на вході підсилювача діє амплітуда вхідного сигналу $U_{m \text{ вх}}$ від'ємної напівхвилі, тому напруга база-емітер зменшується до мінімального значення: $U_{б\epsilon \min} = U_{0б\epsilon} - U_{m \text{ вх}}$. Струм бази також буде мінімальним: $I_{б \min} = I_{0б} - I_{mб}$. Тоді струм колектора також буде мінімальним: $I_{K \min} = I_{0K} - I_{mK}$, тому що $I_K = h_{21\epsilon} \cdot I_{б}$.

Напругу колектор-емітер в момент t_2 визначимо, підставивши у вираз (4.10) значення $I_K = I_{K \min}$, одержимо

$$U_{ке \max} = E_K - I_{K \min} R_K. \quad (4.13)$$

Як впливає з виразів (4.12) і (4.13), *максимальний* струм колектора $I_{K \max}$ зумовлює *мінімальне* значення напруги колектор-емітер $U_{ке \min}$. Це пояснюється тим, що максимальний струм колектора $I_{K \max}$ створює максимальне падіння напруги на опорі навантаження R_K , яке дорівнює: $I_{K \max} R_K$. Аналогічно, *мінімальний* струм колектора $I_{K \min}$ зумовлює *максимальне* значення напруги колектор-емітер $U_{ке \max}$.

З цього слідує, що підсилювач зі спільним емітером повертає фазу вхідної напруги на 180° .

4.3. Розрахунок підсилювача на біполярному транзисторі зі спільним емітером

4.3.1. Завдання для розрахунку

1. Розробіть схему резистивного підсилювача напруги зі спільним емітером (далі підсилювач).
2. За довідником оберіть тип біполярного транзистора.
3. Наведіть у масштабі діаграму роботи підсилювача.
4. Визначте напругу живлення колекторного кола E_K .
5. Розрахуйте опір навантаження у колекторному колі та опір резистора у колі бази.
6. Розрахуйте потужність P_{0K} , яка розсіюється колектором, порівняйте її з максимально припустимою потужністю $P_{K \max}$ та зробіть висновки про правильність вибору транзистора.
7. Розрахуйте вихідну корисну потужність $P_{\text{вых}}$ та потужність витрат $P_{\text{втр}}$.
8. Визначте коефіцієнт корисної дії (ККД).
9. Визначте коефіцієнти підсилення напруги K_u , струму K_i та потужності K_P .
10. Знайдіть вхідний опір.
11. Наведіть у масштабі часову діаграму роботи підсилювача. (*Зверху* – епюра вхідної напруги, *знизу* – вихідної). Розміщення епюр вхідної та вихідної напруг у різних стовпцях або на різних сторінках не припустимо.

4.3.2. Вихідні дані

1. Амплітуда вхідної напруги $U_{m\text{ вх}} = 0,05 (1 + 0,1 \cdot N)$ В.
2. Амплітуда вихідної напруги $U_{m\text{ вих}} = (7 + 0,3 \cdot M)$ В.
(M – передостання, N – остання цифри номера залікової книжки).

4.3.3. Виконання розрахунку

Розробка схеми

Схема підсилювача зі спільним емітером показана на рис. 4.5.

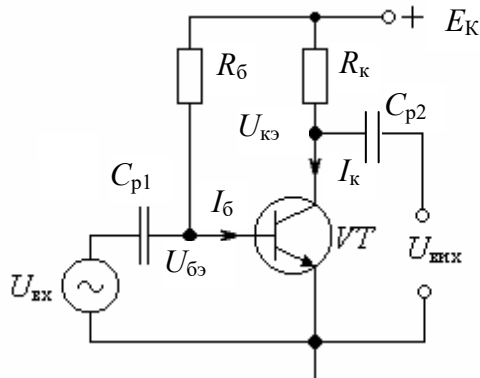


Рисунок 4.5 – Схема підсилювача зі спільним емітером

Далі необхідно пояснити всі позначення на схемі; наприклад,
 $U_{\text{вх}}$ – вхідна напруга, яку необхідно підсилити;

$U_{\text{вих}}$ – вихідна підсилена напруга;

$R_{\text{б}}$ –

$R_{\text{к}}$ – і т.д.

Вибір транзистора

Транзистор обирається за максимально допустимою напругою колектор-емітер

$U_{\text{ке max}}$, значення якого зазначається у довідниках.

Розрахункове значення напруги живлення колекторного кола для вибору транзистора дорівнює

$$E_{\text{К розр}} = 2 U_{m\text{ вих}} + 2 U_{\text{ке нас}},$$

де $U_{\text{ке нас}}$ – напруга насичення транзистора, яку зазначено у довіднику та дорівнює приблизно 1...2 В.

Має виконуватися нерівність: $E_{\text{К розр}} < U_{\text{ке max}}$.

Побудова діаграми роботи підсилювача

1. Для обраного транзистора знімаємо вхідну вольтамперну характеристику (ВАХ) $I_{\text{б}} = f(U_{\text{бе}})$ та обираємо на ній значення мінімального струму бази $I_{\text{б min}}$, відсікаючи найбільш нелінійну ділянку вхідної ВАХ, як показано на рис. 4.4. Як правило, мінімальне значення струму бази $I_{\text{б min}}$ можна обрати рівним значенню, зазначеному на нижній вихідній ВАХ.

2. На вхідній характеристиці знаходимо точку з координатами $(U_{\text{бе min}}, I_{\text{б min}})$. Для цього значення $I_{\text{б min}}$ проеціюємо на вхідну ВАХ, знаходимо точку 1, а потім точку 1 проеціюємо на вісь напруги $U_{\text{бе}}$ й знаходимо значення $U_{\text{бе min}}$, як зображено на рис. 4.4. Записуємо значення: $U_{\text{бе min}} =$, $I_{\text{б min}} =$.

3. Потім на вхідній ВАХ знаходимо робочу точку з координатами $(U_{0\text{бе}}, I_{0\text{б}})$, розрахувавши напругу база-емітер за формулою

$$U_{0\text{бе}} = U_{\text{бе min}} + U_{m\text{ вх}}$$

і визначивши за вхідною характеристикою відповідне значення струму бази $I_{0\text{б}}$. Записуємо значення: $U_{0\text{бе}} =$, $I_{0\text{б}} =$.

4. Далі на вхідній характеристиці знаходимо точку 2 з координатами $(U_{\text{бе max}}, I_{\text{б max}})$, розрахувавши максимальну напругу база-емітер у точці 2 за формулою

$$U_{\text{бе max}} = U_{\text{бе min}} + 2U_{\text{м вх}}$$

й визначивши за вхідною характеристикою відповідне значення струму бази $I_{\text{б max}}$. Записуємо значення: $U_{\text{бе max}} =$, $I_{\text{б max}} =$.

5. На епюрі напруги $U_{\text{вх}}(t)$ навколо напруги спокою $U_{0\text{бе}}$ розміщуємо синусоїду без спотворень із заданою амплітудою $U_{\text{м вх}}$.

6. Креслимо вихідні вольтамперні характеристики для струмів бази $I_{\text{б min}}$, $I_{0\text{б}}$ й $I_{\text{б max}}$, значення яких позначено на вхідній ВАХ відповідно у точках 1, РТ, 2 (рис. 4.4).

7. На вихідних характеристиках обраного транзистора знаходимо точку 3 лінії навантаження. Для цього обираємо значення напруги $U_{\text{ке min}}$ й проєціюємо його на вихідну характеристику для струму бази $I_{\text{б max}}$.

Напруга $U_{\text{ке min}}$ повинна відсікати найбільш нелінійну ділянку вихідних ВАХ транзистора. Тому значення напруги $U_{\text{ке min}}$ слід обирати таким чином, щоб точка 3 була б як можна ближче до вісі ординат $I_{\text{к}}$, але правіше точки перетину характеристики для струму $I_{\text{б max}}$, тобто на можливо лінійній ділянці вихідної характеристики. Наприклад, $U_{\text{ке min}} = 2 U_{\text{ке нас}}$.

8. На вихідних характеристиках знаходимо точку 4 лінії навантаження, проєціюючи максимальну напругу $U_{\text{ке max}} = U_{\text{ке min}} + 2U_{\text{м вих}}$ на вихідну характеристику для струму бази $I_{\text{б min}}$.

9. Через точки 3 і 4 проводимо лінію навантаження до перетину з вісями координат $U_{\text{ке}}$ й $I_{\text{к}}$. Позначаємо робочу точку РТ, яка знаходиться на перетині ВАХ, що відповідає струму бази $I_{0\text{б}}$, й навантажувальній прямій. Проеціюючи робочу точку РТ на вісь напруги $U_{\text{ке}}$ (вісь абсцис), знаходимо напругу $U_{0\text{ке}}$.

10. Проеціюючи точки 3, РТ, 4 на вісь струму $I_{\text{к}}$ (вісь ординат), знаходимо значення відповідних струмів: $I_{\text{к max}}$, $I_{0\text{к}}$, $I_{\text{к min}}$.

11. В межах мінімальних та максимальних значень струму колектора та напруги колектор-емітер розміщуємо їх епюри, як показано на рис. 4.4.

12. Наводимо діаграму роботи розраховуваного підсилювача на вхідних й вихідних ВАХ обраного транзистора, як показано на рис. 4.4, використовуючи тільки три вихідні ВАХ для трьох значень струму бази: $I_{\text{б max}}$, $I_{0\text{б}}$, $I_{\text{б min}}$.

Через нелінійності вхідної та вихідної вольтамперних характеристик транзистора, форма вихідного сигналу відрізняється від гармонічної. Це засвідчує наявність у підсилювачі нелінійних спотворень.

Розрахунок параметрів підсилювачів

1. Розраховуємо значення потужності, яка розсіюється колектором, та порівнюємо його з максимально-припустимим значенням, зазначеним у довіднику,

$$P_{0\text{к}} = U_{0\text{ке}} I_{0\text{к}}.$$

Має виконуватися нерівність: $P_{0\text{к}} < P_{\text{к max}}$. Якщо нерівність не виконується, необхідно обрати інший, більш потужний транзистор.

2. Знаходимо напругу живлення підсилювача $E_K = \dots$, яке відраховується у точці перетину лінії навантаження з віссю абсцис – віссю напруги $U_{ке}$. На вісі ординат – вісі струму I_K у точці перетину навантажувальної прямої знаходимо значення розрахованого струму $I_{кр} = \frac{E_K}{R_K}$.

3. Визначаємо опір навантаження

$$R_K = \frac{E_K}{I_{кр}}$$

4. Розраховуємо опір резистора у колі бази

$$R_б = \frac{E_K - U_{0бe}}{I_{0б}}$$

5. Розраховуємо вихідну корисну потужність

$$P_{вих} = \frac{U_{mвих}^2}{2R_K}$$

й споживану потужність

$$P_{пот} = E_K \cdot I_{0к}$$

6. Визначаємо коефіцієнт корисної дії (ККД) підсилювача

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_{сп}}$$

Для підсилювача зі спільним емітером й резистивним навантаженням має виконуватися нерівність: $\eta < 0,25$.

Попередження: якщо нерівність не виконується, це свідчить про наявність у роботі *помилки*, яку необхідно знайти та виправити.

7. Розраховуємо коефіцієнти підсилення підсилювача:

1) коефіцієнт підсилення напруги

$$K_u = \frac{U_{mвих}}{U_{mvх}}$$

2) коефіцієнт підсилення струму

$$K_i = \frac{I_{mkсер}}{I_{mbсер}}$$

где $I_{mkсер}$ и $I_{mbсер}$ – середні значення амплітуд струмів відповідно колектора і бази:

$$I_{mkсер} = \frac{I_{кmax} - I_{кmin}}{2}, \quad I_{mbсер} = \frac{I_{бmax} - I_{бmin}}{2};$$

3) коефіцієнт підсилення потужності

$$K_P = K_u \cdot K_i.$$

Через нелінійність ВАХ транзистора виникають нелінійні спотворення сигналу (спотворення форми струмів та напруг у підсилювача), тому у розрахунках використовуються середні значення. Середні значення амплітуд струмів знаходимо за відомими формулами.

8. Знаходимо вхідний опір підсилювача

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{m \text{ вх}}}{I_{m \text{ б ср}}}.$$

9. Креслимо часову діаграму роботи підсилювача у масштабі.
(Зверху епюра вхідної напруги, знизу – вихідної).

4.4. Контрольні запитання

1. Поясніть принцип дії підсилювача.
2. Поясніть зв'язок між напругою живлення та максимальною неспотвореною амплітудою вихідної напруги.
3. Покажіть зв'язок між струмами бази і колектора.
4. Поясніть вплив значення опору резистора у колі бази на спотворення сигналу.
5. Поясніть оптимальне положення робочої точки на вихідних ВАХ транзистора для отримання мінімальних спотворень вихідної напруги.

4.5. Рекомендована література

1. Воробйова О.М. Промислова електроніка: навч. посіб. / О.М. Воробйова, Ю.В. Флейта. – Одеса, 2020. – С. 33-47.
2. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко – [2-ге вид.]. – Одеса: Фенікс, 2009. – С. 89 – 102.
3. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: У 2-х частинах: навч. посіб. / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2004. – Частина I. – С. 70 – 81.
4. Воробьёва Е.М. Основы схемотехники: конспект лекций в 2-х частях / Е.М. Воробьёва, В.Д. Иванченко. – Одесса: ОНАС им. О.С. Попова, 2011. – Часть 1. – С. 76 – 82.

Тема 5. Розрахунок параметрів підсилювача з негативним зворотним зв'язком

5.1. Ключові положення

Зворотним зв'язком називають зв'язок, що забезпечує передавання енергії сигналу з вихідного кола підсилювача у вхідне.

Задано підсилювач, охоплений петлею загального негативного зворотного зв'язку, як показано на рис. 5.1, б.

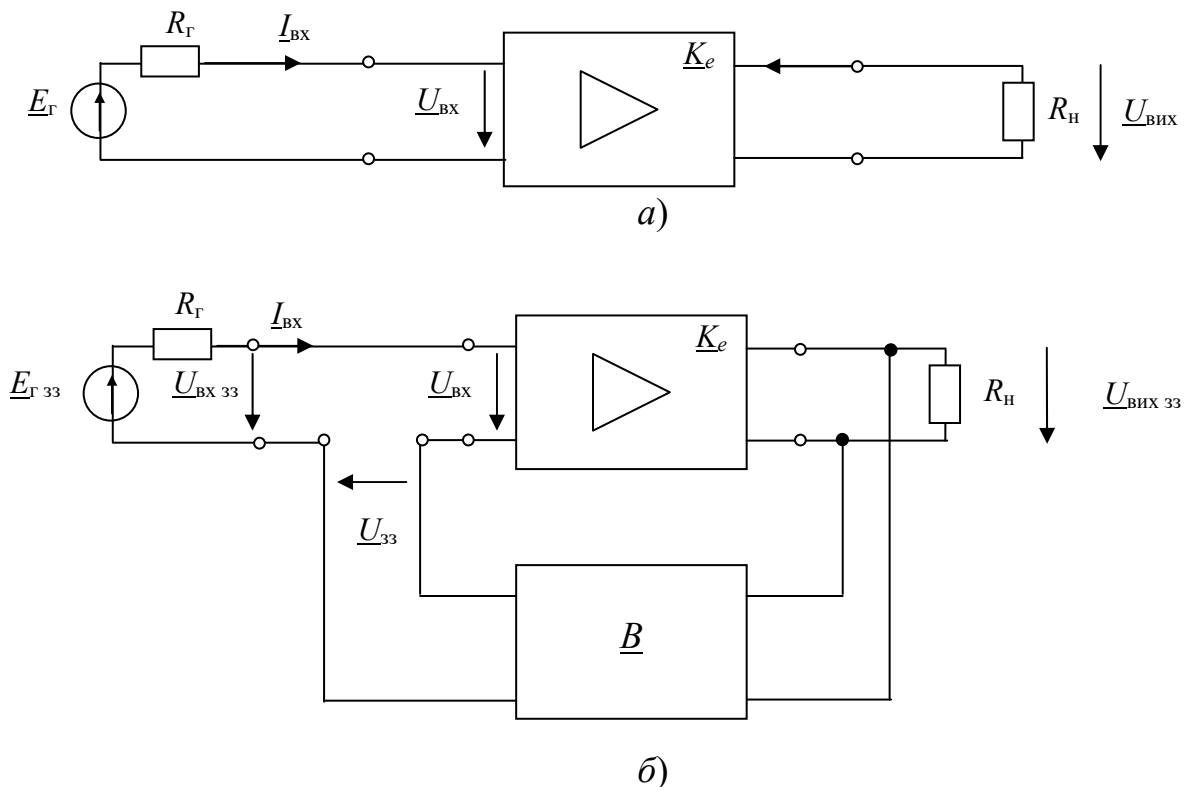


Рисунок 5.1 – Структурна схема підсилювача: а) схема підсилювача без зворотного зв'язку; б) схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком за напругою

Передача сигналу з виходу на вхід підсилювача здійснюється за допомогою чотириполосника B . Чотириполосник зворотного зв'язку є зовнішнім електричним колом, що складається з пасивних або активних, лінійних або нелінійних елементів. Якщо зворотний зв'язок охоплює весь підсилювач, то зворотний зв'язок називається **загальним**; якщо зворотний зв'язок охоплює окремі каскади або частини підсилювача, називається **місцевим**. На рис. 5.1 показано структурну схему підсилювача із загальним зворотним зв'язком.

Коефіцієнт передачі чотириполосника ЗЗ дорівнює

$$\underline{B} = \frac{\underline{U}_{\text{ЗЗ}}}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} \quad (5.1)$$

Риска знизу у формулі (5.1) й далі показує, що величина є комплексною функцією.

Коефіцієнт $\underline{B}$ показує, яка частина вихідної напруги $\underline{U}_{\text{ВХ}}$ передається знову на вхід. Тому цей коефіцієнт називають **коефіцієнтом зворотного зв'язку**.

Найчастіше в колі зворотного зв'язку використовують пасивні чотириполусники, тому $B < 1$.

Зворотний зв'язок впливає на всі параметри й характеристики підсилювача.

Наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком $\underline{K}_{e33}$ визначається виразом

$$\underline{K}_{e33} = \frac{\underline{K}_e}{1 - \underline{B}\underline{K}_e}, \quad (5.2)$$

де $\underline{K}_e = \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\Gamma}}$ – комплексний наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача без

зворотного зв'язку (коефіцієнт підсилення ЕРС);

$E_{\Gamma} = E_{\Gamma} e^{j\varphi_{\Gamma}}$ – комплексне значення ЕРС джерела сигналу;

$U_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} e^{j\varphi_{\text{вих}}}$ – комплексне значення вихідної напруги без зворотного зв'язку;

$\underline{K}_{e33} = \frac{U_{\text{вих}33}}{E_{\Gamma33}}$ – комплексний наскрізний коефіцієнт підсилення підсилю-

вача зі зворотним зв'язком.

Чотириполусники $\underline{K}_e$ й $\underline{B}$ утворюють петлю 33. Добуток $\underline{B}\underline{K}_e$ характеризує коефіцієнт передачі сигналу петлею 33, його називають *петльовим підсиленням*

$$\underline{B}\underline{K}_e = \frac{U_{33}}{E_{\Gamma}} = B \cdot K_e \cdot e^{j\varphi} = BK_e(\cos \varphi + j \sin \varphi), \quad (5.3)$$

де $\varphi = \varphi_e + \varphi_{\text{в}}$ – зміщення фаз у петлі 33.

З виразу (5.2) знайдемо модуль коефіцієнта підсилення підсилювача зі 33

$$\underline{K}_{e33} = \frac{K_e}{|1 - \underline{B}\underline{K}_e|} = \frac{K_e}{\gamma}, \quad (5.4)$$

величину

$$\gamma = |1 - \underline{B}\underline{K}_e| \quad (5.5)$$

називають *глибиною 33*.

З виразу (5.4) випливає, що при введенні зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення підсилювача зі 33 змінюється у γ разів.

Зворотний зв'язок називають **негативним**, якщо при введенні 33 коефіцієнт підсилення **зменшується**, тобто $K_{e33} < K_e$. Зворотний зв'язок називають **позитивним**, якщо при введенні 33 коефіцієнт підсилення **збільшується**, тобто $K_{e33} > K_e$. Якщо коефіцієнт підсилення при введенні 33 **не змінюється** ($K_{e33} = K_e, \gamma = |1 - \underline{B}\underline{K}_e| = 1$), такий зв'язок називають **нейтральним**.

Як впливає з формули (5.5), величина γ залежить від знака петльового підсилення $\underline{B}\underline{K}_e$, знак у свою чергу визначається зміщенням фаз у петлі 33 $\varphi = \varphi_e + \varphi_{\text{в}}$. Вид 33 може змінюватися залежно від значень величин φ_e й $\varphi_{\text{в}}$. Значення зміщень фаз φ_e й $\varphi_{\text{в}}$ змінюються при зміні частоти, тому вид 33 (негатив-

ний чи позитивний) визначається в області середніх частот підсилюваного діапазону на частоті f_0 :

1) Якщо $\varphi = \pi$, то BK_e – негативна дійсна величина (згідно з формулою 1.3), $\gamma = 1 + BK_e$ (згідно з формулою 1.5), глибина ЗЗ більша одиниці, $K_{e_{ЗЗ}} < K_e$, отже, зв'язок **негативний**.

2) Якщо $\varphi = 0$, то BK_e – позитивна дійсна величина, а $\gamma = 1 - BK_e$, глибина ЗЗ менша одиниці $K_{e_{ЗЗ}} > K_e$, отже, зв'язок **позитивний**.

Іншими словами, якщо сигнал зворотного зв'язку надходить у **протифазі з вхідним сигналом** (з інверсією, $\varphi = \pi$), то такий зв'язок – **негативний** (НЗЗ). Якщо сигнал зворотного зв'язку надходить у **фазі з вхідним сигналом** ($\varphi = 0$), то такий зв'язок – **позитивний** (ПЗЗ).

Якщо глибина негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) $\gamma \gg 1$, то такий НЗЗ називають *глибоким*, для нього

$$K_{e_{ЗЗ}} = \frac{K_e}{1 + BK_e} \approx \frac{1}{B}, \quad (5.6)$$

тобто коефіцієнт підсилення підсилювача з глибоким НЗЗ визначається лише параметрами кола ЗЗ.

У багатокаскадних підсилювачах фазові зміщення φ_e можуть призвести до того, що у смузі пропускання та за її границями зв'язок стане позитивним.

У підсилювальних пристроях для покращення якісних показників й характеристик використовується негативний ЗЗ:

- 1) НЗЗ зменшує частотні й фазові спотворення, розширює смугу пропускання за малих фазових зміщень у петлі ЗЗ φ .
- 2) НЗЗ зменшує коефіцієнт гармонік.
- 3) НЗЗ зменшує нестабільність коефіцієнта підсилення.
- 4) НЗЗ змінює вхідний та вихідний опір залежно від способу введення та зняття сигналу НЗЗ. Послідовний НЗЗ збільшує вхідний опір, паралельний НЗЗ зменшує вхідний опір. НЗЗ за струмом збільшує вихідний опір, НЗЗ за напругою зменшує вихідний опір.

Позитивний ЗЗ має протилежний вплив на параметри й характеристики підсилювача, тобто їх погіршує. ПЗЗ використовується у спеціальних схемах, наприклад, для реалізації активних двополюсників з еквівалентним негативним опором або еквівалентною негативною провідністю, а також у схемах автогенераторів.

Стійкість підсилювачів зі зворотним зв'язком

Негативний зворотний зв'язок широко використовується в підсилювачах для поліпшення його параметрів і характеристик. Проте ЗЗ, що здійснюється у середині робочого діапазону частот як негативний, може перейти в позитивний на краях смуги пропускання або за її межами через фазові спотворення, що вносяться підсилювачем та петлею ЗЗ. У цьому випадку можуть виникнути умови, за яких на виході підсилювача з'явиться напруга за відсутності напруги на вході. Виникнення власних коливань у підсилювачі називається *самозбудженням* або *генерацією*.

Проаналізуємо формулу (5.4)

$$K_{e_{33}} = \frac{K_e}{|1 - BK_e|}.$$

Якщо коефіцієнт петльового підсилення буде дорівнювати одиниці

$$|1 - BK_e| = 0, \quad (5.7)$$

то знаменник виразу (5.4) буде дорівнювати нулю, а коефіцієнт підсилення підсилувача зі ЗЗ збільшується до нескінченності. Умова (5.7) є умовою самозбудження підсилувача зі ЗЗ. З умови (5.7) випливають дві умови *самозбудження*: для модуля й фази петльового підсилення:

1) умова амплітуд

$$BK_e = 1; \quad (5.8)$$

2) умова фаз

$$\varphi = 0; \quad 2\pi, \dots, n \cdot 2\pi; \quad (n = 0, 1, \dots). \quad (5.9)$$

Умова фаз означає, що для самозбудження підсилувача зворотний зв'язок має бути *позитивним*.

При виконанні на будь-якій частоті умов (5.8) та (5.9) у підсилувачі виникнуть коливання, що не залежать від наявності сигналу на його вході. Поява цих коливань зумовлена тим, що енергія з виходу, що надходить колами ЗЗ на вхід, компенсує втрати сигналу у колах підсилувача. У цьому випадку в підсилувачі встановлюються стаціонарні автоколивання за будь-якої, навіть дуже малої дії (наприклад, від флуктуацій теплового шуму джерела сигналу, шумів підсилювальних елементів, флуктуацій напруги джерела живлення тощо). Власні коливання у підсилувачі або надто спотворюють корисний сигнал, або значно погіршують технічні показники підсилувача, або (найбільш часто) просто подавляють корисний сигнал. Тому виникнення генерації (автоколивань) у підсилувачі неприпустиме. Забезпечення стійкості підсилувача є однією з важливих задач при розробці та експлуатації підсилувачів зі зворотним зв'язком.

Для зменшення фазових зсувів та *забезпечення стійкості багатокаскадних підсилувачів у петлі загального негативного зворотного зв'язку* використовують *місцеві негативні зворотні зв'язки*, які охоплюють один або два каскади.

Використовують також *кола корекції*, які *забезпечують стійкість багатокаскадного підсилувача при введенні загального негативного зворотного зв'язку*.

При розрахунку параметрів підсилувача з негативним зворотним зв'язком будемо вважати, що *фазові зміщення у петлі зворотного зв'язку незначні*. У цьому випадку у широкій смузі частот зворотний зв'язок буде негативним.

Негативний зворотний зв'язок (НЗЗ) зменшує наскрізний коефіцієнт підсилення підсилувача, який дорівнює

$$K_{e_{33}} = \frac{K_e}{\gamma}, \quad (5.10)$$

де $K_e = \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\text{г}}}$ – наскрізний коефіцієнт підсилення підсилувача без зворотного зв'язку;

$$K_{e\text{ зз}} = \frac{U_{\text{вих зз}}}{E_{\Gamma\text{ зз}}} - \text{наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним}$$

зв'язком;

$$\gamma = 1 + B_0 K_e - \text{глибина негативного ЗЗ}; \quad (5.11)$$

$$B_0 = \frac{U_{\text{зз}}}{U_{\text{вих}}} - \text{коефіцієнт передачі чотириполюсника зворотного зв'язку.}$$

У загальному випадку всі зазначені величини є комплексними. Так як розрахунок виконується у смузі пропускання, де фазові зсуви незначні, розглядаємо їхні модулі. Для спрощення розрахунків будемо розглядати частотно незалежний зворотний зв'язок, для якого $B = B_0 = \text{const}$.

Як впливає з формули (5.11), глибина НЗЗ $\gamma > 1$, а коефіцієнт підсилення підсилювача при введенні НЗЗ зменшується $K_{e\text{ зз}} < K_e$ (формула 5.10).

З формули (5.11) також впливає, що значення глибини НЗЗ γ залежить від значення коефіцієнта підсилення K_e : при зменшенні K_e значення γ також зменшується

$$K_{e\text{ зз}} = \frac{K_e}{1 + B_0 K_e}. \quad (5.12)$$

У загальному випадку $\underline{K}_e = K_e \cdot e^{j\varphi_e}$ – комплексна величина, модуль й фаза якої залежить від частоти сигналу. Тому при введенні у підсилювач негативно-го зворотного зв'язку змінюються АЧХ і ФЧХ підсилювача, отже, змінюються частотні та фазові спотворення, як показано на рис. 5.2.

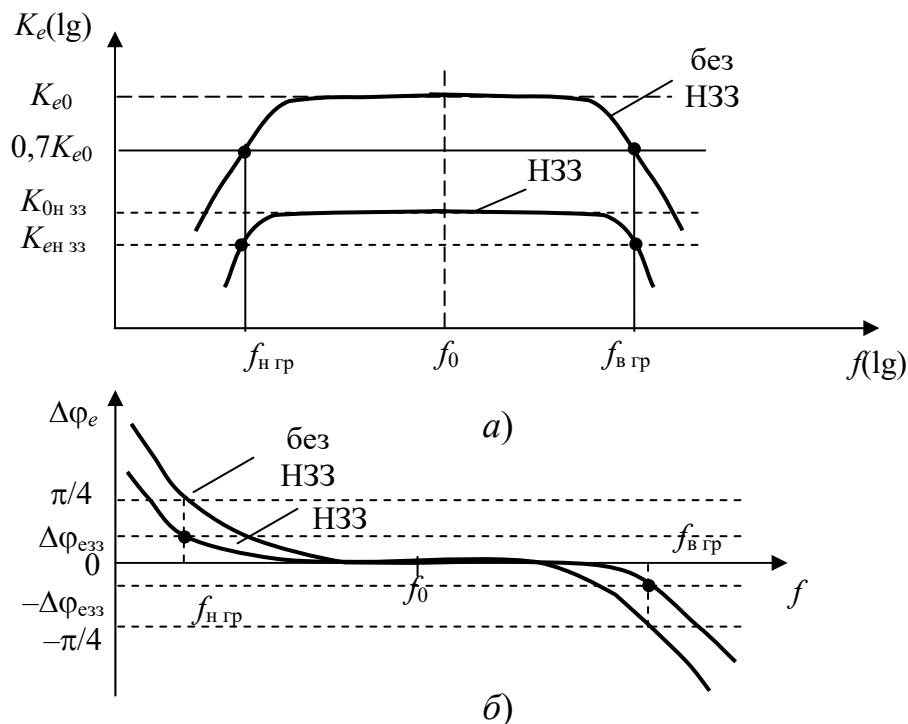


Рисунок 5.2 – АЧХ й ФЧХ підсилювача без зворотного зв'язку та з негативним зворотним зв'язком (НЗЗ)

Коефіцієнт частотних спотворень підсилювача без зворотного зв'язку дорівнює

$$M_e = \frac{K_{e0}}{K_e(f)}, \quad (5.13)$$

де K_{e0} – коефіцієнт підсилення підсилювача на середній частоті підсилюваного діапазону f_0 ;

$K_e(f)$ – коефіцієнт підсилення підсилювача на розглядуваній частоті.

На рис. 5.2 діапазон частот підсилювача без ЗЗ заданий граничними частотами $f_{н\text{ гр}} \dots f_{в\text{ гр}}$, які визначаються на рівні $0,707 K_{e0}$.

Аналогічно розраховується коефіцієнт частотних спотворень підсилювача зі зворотним зв'язком

$$M_{e\text{ зз}} = \frac{K_{e0\text{ зз}}}{K_{e\text{ зз}}(f)}. \quad (5.14)$$

Як впливає з рис. 5.2,а за негативного зворотного зв'язку коефіцієнт частотних спотворень зменшується.

Фазові спотворення підсилювача з негативним зворотним зв'язком можна розрахувати за наступною формулою

$$\varphi_{e\text{ зз}} = \frac{\varphi_e}{1 + B_0 K_{e0}}. \quad (5.15)$$

Отже, за негативного зворотного зв'язку фазові спотворення підсилювача зменшуються в глибину НЗЗ, що також видно з рис. 5.2,б.

Нелінійні спотворення підсилювача при уведенні негативного зворотного зв'язку зменшуються. Коефіцієнт гармонік підсилювача з НЗЗ дорівнює

$$k_{г\text{ зз}} = \frac{k_{г}}{1 + B_0 K_{e0}}. \quad (5.16)$$

Тому що значення глибини НЗЗ $\gamma_0 = 1 + B_0 K_{e0}$ залежить від значення коефіцієнта підсилення K_{e0} , то при зміні K_{e0} (його нестабільності) нестабільність коефіцієнта підсилення зі зв'язком зменшується.

Коефіцієнт нестабільності можна визначити як відносну зміну коефіцієнта підсилення. Тоді коефіцієнт нестабільності коефіцієнта підсилення без зворотного зв'язку дорівнює

$$q = \frac{\Delta K_{e0}}{K_{e0}}, \quad (5.17)$$

де $\Delta K_{e0} = K_{e01} - K_{e0}$ – абсолютна зміна коефіцієнта підсилення;

K_{e0} – номінальне (задане) значення коефіцієнта підсилення.

Коефіцієнт нестабільності підсилювача з негативним зворотним зв'язком дорівнює

$$q_{зз} = \frac{q}{1 + B_0 K_{e0}}. \quad (5.18)$$

Усі наведені формули справедливі за малих фазових зміщень у петлі зворотного зв'язку.

За способом уведення сигналу зворотного зв'язку розрізняють наступні види: а) послідовний зворотний зв'язок; б) паралельний зворотний зв'язок; в) змішаний за входом зворотний зв'язок.

За способом зняття сигналу зворотний зв'язок розрізняють наступні види: а) зворотний зв'язок за напругою; б) зворотний зв'язок за струмом; в) змішаний за виходом зворотний зв'язок.

На рис. 5.1,б показана структурна схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком за напругою. На рис. 5.3 надано структурну схему підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за струмом. Для паралельного зворотного зв'язку напруга зворотного зв'язку дорівнює

$$\underline{U}_{33} = \underline{I}_{33} R_{\Gamma}. \quad (5.19)$$

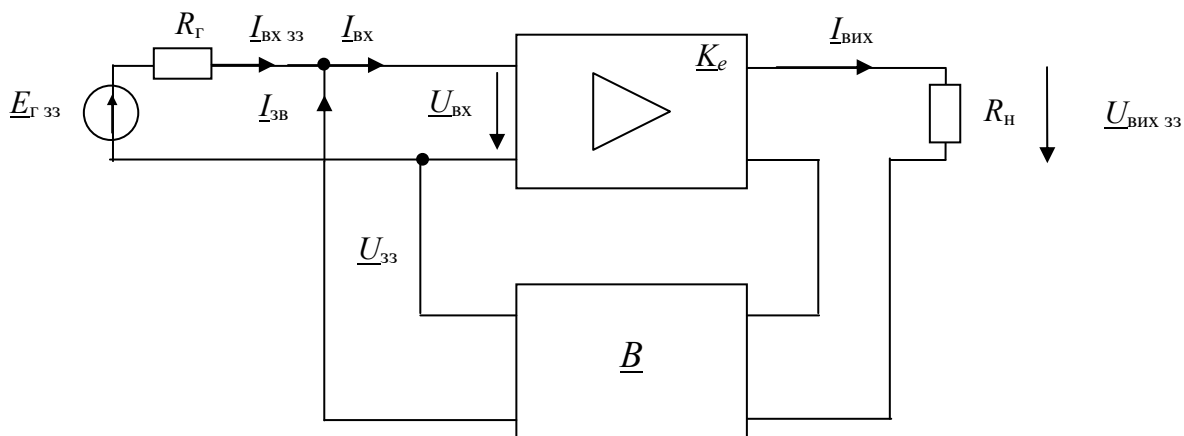


Рисунок 5.3 – Структурна схема підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за струмом

Послідовний негативний зворотний зв'язок має максимальну глибину за низькоомного джерела сигналу ($R_{\Gamma} = 0$), тобто працює найбільш ефективно; та не працює ($\gamma = 1$) за високоомного джерела сигналу ($R_{\Gamma} \rightarrow \infty$).

Паралельний негативний зворотний зв'язок має максимальну глибину за високоомного джерела сигналу ($R_{\Gamma} \rightarrow \infty$), тобто працює найбільш ефективно; та не працює ($\gamma = 1$) за низькоомного джерела сигналу ($R_{\Gamma} = 0$).

Спосіб уведення сигналу зворотного зв'язку впливає на вхідний опір підсилювача.

Послідовний негативний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір, який дорівнює

$$R_{\text{ВХ 33 посл}} = R_{\text{ВХ}}(1 + B_0 K_{u0}), \quad (5.20)$$

де $R_{\text{ВХ}}$ – вхідний опір підсилювача без зворотного зв'язку;

$K_{u0} = \frac{U_{\text{ВІХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ – коефіцієнт підсилення напруги підсилювача без зворотного зв'язку.

Якщо задано значення наскрізного коефіцієнта підсилення K_{e0} , то коефіцієнт підсилення напруги K_{u0} розраховується за формулою

$$K_{u0} = \frac{K_{e0}}{K_{\text{ВХ}}}, \quad (5.21)$$

де

$$K_{\text{ВХ}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} \quad (5.22)$$

коефіцієнт передачі напруги вхідного кола підсилювача.

Паралельний негативний зворотний зв'язок збільшує вхідну провідність підсилювача, тобто зменшує вхідний опір.

Вхідний опір підсилювача з паралельним негативним зворотним зв'язком дорівнює

$$R_{\text{вх зз пар}} = R_{\text{вх}} \cdot \frac{1}{1 + B_0 K_{e0} \left(1 + \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\Gamma}} \right)}. \quad (5.23)$$

Вхідна провідність підсилювача з паралельним негативним зворотним зв'язком дорівнює

$$Y_{\text{вх зз пар}} = \frac{1}{R_{\text{вх зз пар}}}. \quad (5.24)$$

Спосіб зняття сигналу зворотного зв'язку впливає на вихідний опір підсилювача. Згідно з визначенням вихідний опір підсилювача визначається за формулою

$$R_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих хх}}}{I_{\text{вих кз}}}, \quad (5.25)$$

де $U_{\text{вих хх}}$ – вихідна напруга підсилювача в режимі холостого ходу ($R_{\text{н}} \rightarrow \infty$ для сигналу);

$I_{\text{вих кз}}$ – вихідний струм підсилювача в режимі короткого замикання ($R_{\text{н}} = 0$ для сигналу).

За цих обчислень або вимірювань режими схеми за постійним струмом не повинні змінитися.

Аналогічно розраховується вихідний опір підсилювача зі зворотним зв'язком

$$R_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих зз хх}}}{I_{\text{вих зз кз}}}. \quad (5.26)$$

Після перетворення формули (5.26) отримаємо вираз (5.27):

$$R_{\text{вих зз}} = R_{\text{вих}} \frac{\gamma(0)}{\gamma(\infty)}, \quad (5.27)$$

де $\gamma(0)$ – глибина негативного зворотного зв'язку в режимі короткого замикання ($R_{\text{н}} = 0$);

$\gamma(\infty)$ – глибина негативного зворотного зв'язку в режимі холостого ходу ($R_{\text{н}} \rightarrow \infty$).

З аналізу формули (5.27) випливає, що

– *негативний зворотний зв'язок за напругою зменшує вихідний опір підсилювача: $R_{\text{вих зз}} < R_{\text{вих}}$, тому що $\gamma(0) = 1$, $\gamma(\infty) > 1$;*

– *негативний зворотний зв'язок за струмом збільшує вихідний опір підсилювача: $R_{\text{вих зз}} > R_{\text{вих}}$, тому що $\gamma(0) > 1$, $\gamma(\infty) = 1$.*

Змішаний за входом негативний зворотний зв'язок дозволяє як збільшити, так і зменшити вхідний опір підсилювача порівняно з вихідним значенням. То-

му його використовують у тому випадку, якщо необхідно забезпечити режим узгодження з джерелом сигналу.

Змішаний за виходом негативний зворотний зв'язок дозволяє як збільшити, так і зменшити вихідний опір підсилювача порівняно з вихідним значенням. Тому його використовують у тому випадку, якщо необхідно забезпечити режим узгодження з навантаженням.

Режим узгодження за входом та виходом підсилювача важливий при роботі з кабельними лініями передачі для отримання максимального ККД.

5.2. Завдання для розрахунку

1) Накресліть структурні схеми підсилювачів зі зворотним зв'язком: рис. 5.1,б й 5.3.

2) Розрахуйте коефіцієнти підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком на середній частоті f_0 та на граничних частотах $f_{н\text{ гр}}$ і $f_{в\text{ гр}}$: $K_{е0\text{ зз}}$, $K_{ен\text{ зз}} = K_{ев\text{ зз}}$.

3) Накресліть за трьома точками: для частот f_0 , $f_{н\text{ гр}}$ і $f_{в\text{ гр}}$ АЧХ підсилювача без ЗЗ й зі НЗЗ (рис. 5.2,а), зазначивши на рисунку отримані значення $K_{е0}$, $0,707K_{е0}$, $K_{е0\text{ зз}}$, $K_{ен\text{ зз}} = K_{ев\text{ зз}}$. Графік АЧХ слід накреслити у логарифмічному масштабі по осі K_e , по осі f – умовно.

4) Розрахуйте частотні спотворення підсилювача без зворотного зв'язку M_e та з негативним зворотним зв'язком $M_{е\text{ зз}}$ на граничних частотах $f_{н\text{ гр}}$ і $f_{в\text{ гр}}$.

5) Розрахуйте фазові спотворення підсилювача з негативним зворотним зв'язком на граничних частотах $f_{н\text{ гр}}$ і $f_{в\text{ гр}}$. Накресліть ФЧХ підсилювача без ЗЗ й з НЗЗ (рис. 5.2,б), зазначивши значення $\Delta\varphi_e$ і $\Delta\varphi_{е\text{ зз}}$.

6) Розрахуйте коефіцієнт гармонік підсилювача з негативним зворотним зв'язком $k_{г\text{ зз}}$.

7) Розрахуйте коефіцієнт нестабільності підсилювача без зворотного зв'язку q та з негативним зворотним зв'язком $q_{зз}$.

8) Розрахуйте вхідний опір підсилювача з послідовним негативним зворотним зв'язком (рис. 5.1,а) та паралельним негативним зворотним зв'язком (рис. 5.3).

9) Складіть табл. 5.1, у якій зазначте значення параметрів підсилювачів без зворотного зв'язку та з негативним зворотним зв'язком.

Таблиця 5.1 – Параметри підсилювача

Параметр	$K_{е0}$	M_e	$\Delta\varphi_e$, рад	$k_{г}$, %	q	$R_{вх}$	
Значення без ЗЗ							
Параметр	$K_{е0\text{ зз}}$	$M_{е\text{ зз}}$	$\Delta\varphi_{е\text{ зз}}$, рад	$k_{г\text{ зз}}$, %	$q_{зз}$	$R_{вх\text{ зз посл}}$	$R_{вх\text{ зз пар}}$
Значення з НЗЗ							

10) Зробіть висновки про те, як змінилися спотворення підсилювача після введення негативного зворотного зв'язку: частотні й фазові, нелінійні, нестабі-

льність коефіцієнта підсилення, а також вхідний опір підсилювача з послідовним та паралельним зворотним зв'язком.

5.3. Вихідні дані

1) Коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку на частоті f_0 дорівнює

$$K_{e0} = 100 \left(1 + \frac{N}{3} \right), \quad (5.28)$$

де N – остання цифра; M – передостання цифра номера залікової книжки.

Варіант MN – останні дві цифри номера залікової книжки, виключаючи рік вступу до академії, якщо він зазначений.

2) Коефіцієнт передачі чотириполюсника зворотного зв'язку B_0 не залежить від частоти і дорівнює

$$B_0 = 0,05. \quad (5.29)$$

3) Фазові спотворення підсилювача без зворотного зв'язку на граничних частотах дорівнюють

$$\Delta\varphi_e = \pm \frac{\pi}{4}. \quad (5.30)$$

4) Коефіцієнт гармонік підсилювача без зворотного зв'язку дорівнює

$$k_r = \left(5 + \frac{M}{3} \right) \%. \quad (5.31)$$

5) Коефіцієнт підсилення підсилювача на частоті f_0 збільшується у A разів порівняно із заданим номінальним значенням K_{e0} , тобто

$$K_{e01} = A K_{e0}, \text{ де } A = 2 + \frac{N}{5}. \quad (5.32)$$

6) Вхідний опір підсилювача без зворотного зв'язку

$$R_{вх} = \left(0,6 + \frac{N}{5} \right) \text{ кОм.}$$

7) Опір джерела сигналу

$$R_r = \left(1 + \frac{M}{4} \right) \text{ кОм.}$$

5.4. Виконання розрахунку

1) Структурні схеми підсилювачів зі зворотним зв'язком показано на рис. 5.1,б й 5.3.

2) Розраховуємо коефіцієнт підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком на середній частоті f_0

$$K_{e0\text{ зз}} = \frac{K_{e0}}{1 + B_0 K_{e0}}. \quad (5.33)$$

3) Розраховуємо коефіцієнти підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком на граничних частотах $f_{н\text{ гр}}$ і $f_{в\text{ гр}}$.

$$K_{\text{ен 33}} = K_{\text{ев 33}} = \frac{K_{\text{ен}}}{1 + B_0 K_{\text{ен}}}, \quad (5.34)$$

$$\text{де } K_{\text{ен}} = K_{\text{ев}} = 0,707 K_{\text{е0}} - \quad (5.35)$$

коефіцієнт підсилення підсилювача на граничних частотах без зворотного зв'язку.

4) Креслимо АЧХ підсилювача (рис. 1.2,а), на ньому зазначаємо: $K_{\text{е0}}$; $K_{\text{ен}} = K_{\text{ев}}$; $K_{\text{е0 33}}$; $K_{\text{ен 33}} = K_{\text{ев 33}}$.

5) Розраховуємо частотні спотворення підсилювача:

а) без зворотного зв'язку

$$M_{\text{ен}} = M_{\text{ев}} = \frac{K_{\text{е0}}}{K_{\text{ен}}} = \frac{K_{\text{е0}}}{K_{\text{ев}}}; \quad (5.36)$$

б) з негативним зворотним зв'язком

$$M_{\text{ен 33}} = M_{\text{ев 33}} = \frac{K_{\text{е0 33}}}{K_{\text{ен 33}}} = \frac{K_{\text{е0 33}}}{K_{\text{ев 33}}}. \quad (5.37)$$

6) Визначаємо, у скільки разів зменшились частотні спотворення підсилювача на граничних частотах $f_{\text{н гр}}$ і $f_{\text{в гр}}$, при уведенні негативного зворотного зв'язку порівняно з ідеальним підсилювачем

$$k_1 = \frac{M_{\text{ен}} - 1}{M_{\text{ен 33}} - 1} = \frac{M_{\text{ев}} - 1}{M_{\text{ев 33}} - 1}. \quad (5.38)$$

Отримане значення k_1 порівнюємо зі значенням глибини НЗЗ на середній частоті

$$\gamma_0 = 1 + B_0 K_{\text{е0}}. \quad (5.39)$$

7) Знаходимо фазові спотворення підсилювача на граничних частотах з негативним зворотним зв'язком

$$\Delta\varphi_{\text{е 33}} = \frac{\Delta\varphi_{\text{е}}}{1 + B_0 K_{\text{е0}}}, \quad (5.40)$$

де $\Delta\varphi_{\text{ен}} = + \frac{\pi}{4}$; $\Delta\varphi_{\text{ев}} = - \frac{\pi}{4}$ – фазові спотворення підсилювача на граничних частотах без зворотного зв'язку.

8) Креслимо ФЧХ підсилювача (рис. 5.2,б), на ньому зазначаємо значення $\Delta\varphi_{\text{е}}$ і $\Delta\varphi_{\text{е 33}}$ на граничних частотах $f_{\text{н гр}}$ і $f_{\text{в гр}}$.

9) Розраховуємо коефіцієнт гармонік підсилювача з негативним зворотним зв'язком

$$k_{\text{Г 33}} = \frac{k_{\text{Г}}}{1 + B_0 K_{\text{е0}}}. \quad (5.41)$$

10) Розраховуємо коефіцієнт нестабільності підсилювача q без зворотного зв'язку

$$q = \frac{\Delta K_{\text{е0}}}{K_{\text{е0}}} = \frac{K_{\text{е01}} - K_{\text{е0}}}{K_{\text{е0}}}. \quad (5.42)$$

11) Розраховуємо коефіцієнт нестабільності підсилювача з негативним зворотним зв'язком q_{33}

$$q_{зз} = \frac{q}{1 + B_0 K_{e0}}. \quad (5.43)$$

12) Розраховуємо вхідний опір підсилювача з послідовним негативним зворотним зв'язком

$$R_{вх\ зз\ посл} = R_{вх}(1 + B_0 K_{u0}), \quad (5.44)$$

$$K_{u0} = \frac{K_{e0}}{K_{вх}}, K_{вх} = \frac{R_{вх}}{R_{г} + R_{вх}}.$$

13) Розраховуємо вхідний опір підсилювача з паралельним негативним зворотним зв'язком

$$R_{вх\ зз\ пар} = R_{вх} \cdot \frac{1}{1 + B_0 K_{e0} \left(1 + \frac{R_{вх}}{R_{г}} \right)}. \quad (5.45)$$

14) Отримані значення заносимо до табл. 5.1.

5.5. Контрольні запитання

1. Як впливає НЗЗ на частотні спотворення підсилювача на частотах $f_{н\ гр.}$ і $f_{в\ гр.}$?
2. Як впливає НЗЗ на фазові спотворення підсилювача на частотах $f_{н\ гр.}$ і $f_{в\ гр.}$?
3. Як впливає НЗЗ на нелінійні спотворення підсилювача?
4. Як впливає НЗЗ на коефіцієнт нестабільності підсилювача?
5. Як змінює послідовний НЗ вхідний опір підсилювача?
6. Як змінює паралельний НЗ вхідний опір підсилювача?

5.6. Рекомендована література

1. Воробйова О.М. Промислова електроніка: навч. посіб. / О.М. Воробйова, Ю.В. Флейта. – Одеса, 2020. – С. 81-86.
2. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко – [2-ге вид.]. – Одеса: Фенікс, 2009. – С. 137 – 142.
3. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: У 2-х частинах: навч. посіб. / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2004. – Частина I. – С. 70 – 81.
4. Воробьёва Е.М. Основы схемотехники: конспект лекций в 2-х частях / Е.М. Воробьёва, В.Д. Иванченко. – Одесса: ОНАС им. Ф.С. Попова, 2011. – Часть 1. – С. 76 – 82.

Тема 6. Підсилювачі потужності низької частоти

6.1. Ключові положення

Режими роботи підсилювача

Режимом називається сукупність напруг та струмів електродів транзистора, які визначають місцеположення робочої точки.

У залежності від місцеположення робочої точки та форми сигналу, яку треба одержати, підсилювач може працювати в режимах *A*, *B*, *C*, *D* та *E*, а також у комбінованих режимах, наприклад *AB*.

6.1.1. Режим *A*

У режимі *A* робоча точка РТ (точка спокою) лежить на середині ділянки 1–2 лінії навантаження (рис. 1.63), через що відтворюються обидві напівхвилі сигналу: і позитивна, і негативна.

Тому спотворення сигналу в режимі *A* найменші. У цьому значна перевага режиму *A* і через це режим *A* використовується переважно у вхідних та вимірних підсилювачах.

Не зважаючи на важливі переваги режиму *A*, він має суттєві недоліки, основні з яких наступні:

- щоб відтворити обидві напівхвилі, напруга живлення E_{KE} має перевищувати амплітуду сигналу вдвічі ($E_{KE} > 2U_{mвих}$), тобто бути відносно високою;
- велике струмоспоживання зумовлене тим, що в робочій точці струм I_{0K} протікає завжди, незалежно від наявності чи відсутності сигналу;
- малий коефіцієнт корисної дії (ККД), максимальне значення якого не перевищує 25% (див. п. 1.4.6).

Тому режим *A* доцільно використовувати тільки в малопотужних каскадах, наприклад, у вхідних, де потужність незначна.

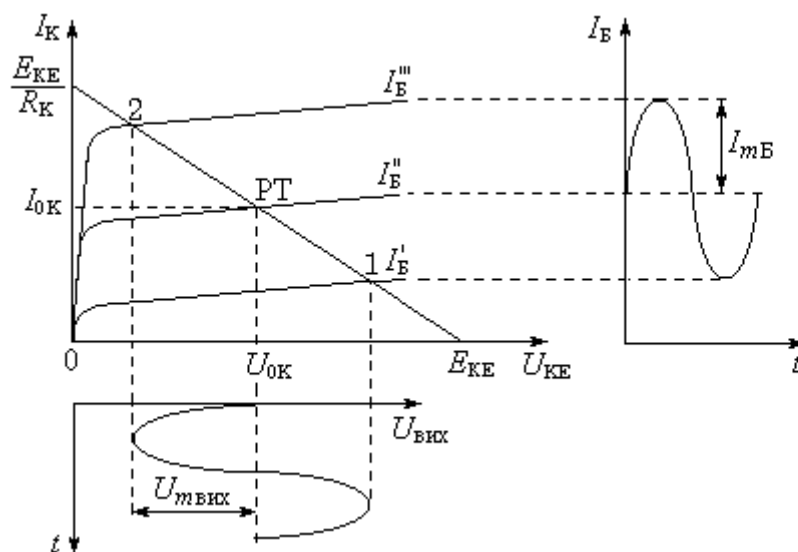


Рисунок 6.1 – Діаграма роботи підсилювача в режимі *A*

Основною причиною малого ККД є великий струм спокою I_{0K} (див. рис. 6.1), який протікає незалежно від того, чи є сигнал, чи його нема, великий він

чи малий. Якби здійснити залежність I_{0K} від амплітуди сигналу, то ККД можна було б збільшити. Це реалізується у режимі B .

Щодо схем підсилювачів режиму A , то ними є усі, що розглянуті раніше.

6.1.2. Режим B

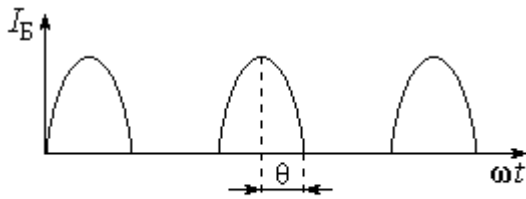


Рисунок 6.2 – Форма струму бази в режимі B

Режим B характеризується так званим *кутом відсікання* θ . Для режиму B кут відсікання становить $\theta = \frac{\pi}{2}$ (рис. 6.2). Це означає, що в одному підсилювачі підсилюється тільки одна з двох напівхвиль сигналу.

Щоб відтворити повністю сигнал, треба мати ще один інший підсилювач, тобто підсилювач режиму B має бути двоканальним.

З діаграми роботи одного з двох каналів, що наведена на рис. 6.3 видно, що для здійснення режиму B , робоча точка РТ має вибиратися на характеристиці $I_{0B} = 0$.

Знайдемо ККД підсилювача в режимі B . Він визначається, як і в режимі A :

$$\eta_B = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вт}}} \quad (6.1)$$

Зважаючи на те, що на виході підсилювача діє лише одна напівхвиля, вихідну потужність одного підсилювача знайдемо, як

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{4} \frac{U_{m\text{вих}}^2}{R_K} \quad (6.2)$$

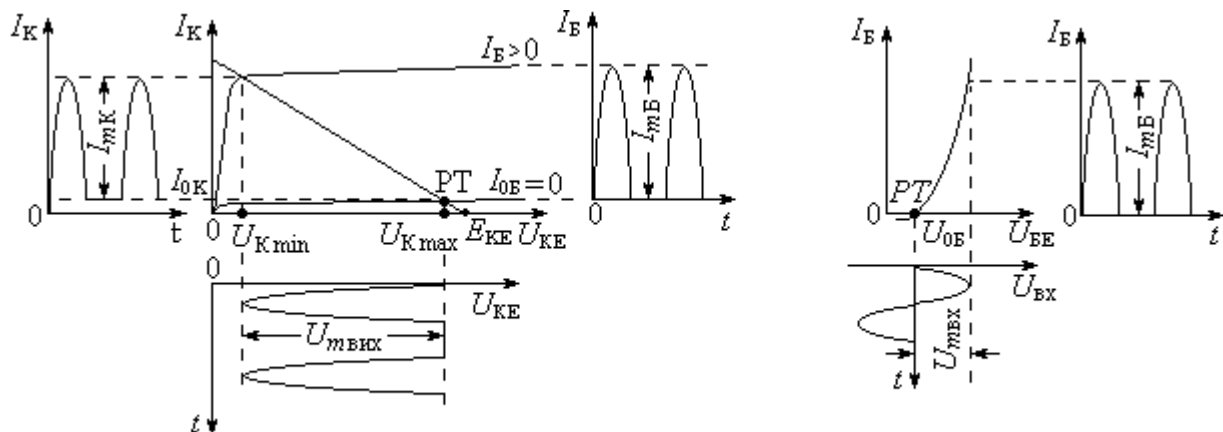


Рисунок 6.3 – Діаграма роботи підсилювача в режимі B

Потужність витрат становить

$$P_{\text{вт}} = E_K I_{0K} \quad (6.3)$$

Постійна складова колекторного струму залежить від амплітуди струму колектора і визначається, як

$$I_{0K} = \frac{I_{mK}}{\pi}, \quad (6.4)$$

З урахуванням того, що $U_{mвих} \approx E_{KE}$, амплітуда колекторного струму становить

$$I_{mK} \cong \frac{E_K}{R_K}. \quad (6.5)$$

На підставі формул (6.1)...(6.5) знаходимо, що в режимі *B* максимальний ККД становить

$$\eta_B = \frac{\pi}{4} = 0,75, \quad (6.6)$$

тобто втричі більше, ніж у режимі *A*.

Зазвичай, в режимі класу *B* транзистор працює у двотактній схемі.

Двотактними називають підсилювачі, що містять два (або дві групи) біполярних транзистори, що працюють на спільне навантаження, вихідні струми яких зміщені на π . Кожен БТ з відповідними колами утворює плече двотактного підсилювача. Зазвичай кажуть, що плечі працюють у протифазі. Двотактні підсилювачі дозволяють використовувати режим *B* і забезпечити необхідну потужність у навантаженні при високому ККД і допустимих нелінійних спотвореннях.

Трансформаторний двотактний вихідний підсилювач

Принципову схему двотактного трансформаторного підсилювача зі спільним емітером показано на рис. 6.4.

Тут *VT1* та *VT2* – транзистори, на яких створені відповідно перший та другий канали підсилення.

Подільники *R1*, *R2* та *R4*, *R3* створюють напруги живлення баз, $U_{B1} = U_{0B}$ та $U_{B2} = U_{0B}$ (див. рис. 6.4), тобто визначають робочі точки, в яких транзистори *VT1* та *VT2* виводяться на межі відкриття.

За допомогою змінного резистора *R5* симетрують канали.

Підсилювач режиму *B* працює наступним чином.

У початковому стані, тобто за відсутності сигналу ($U_{BX} = 0$) обидва транзистори *VT1* та *VT2* закриті. Тому за відсутності сигналу, наприклад, у паузах, струму I_K немає. Через це додатково підвищується ККД, тому що при $I_K = 0$ підсилювач не споживає енергії.

З поданням сигналу напруги обмоток W_1 та W_2 протилежні. Якщо, напри-

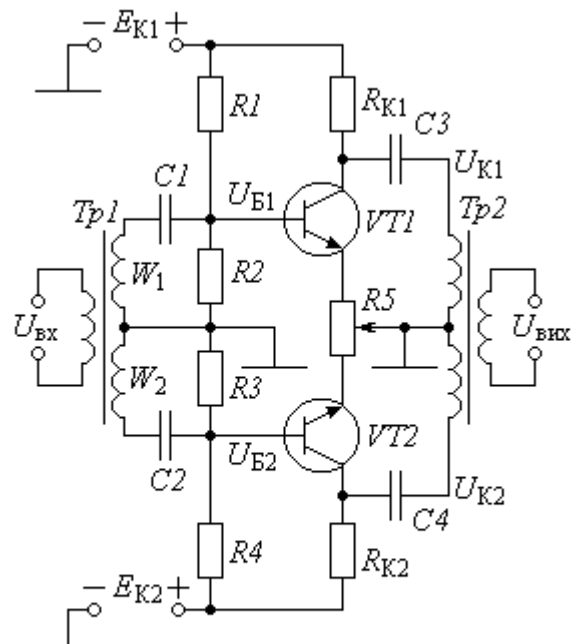


Рисунок 6.4 – Принципова схема підсилювача режиму *B*

клад, напруга обмотки W_1 позитивна, то транзистор $VT1$ відкритий, а $VT2$ – закритий. Через це в інтервалі моментів $t_1 \dots t_2$ (рис. 6.5) на виході U_{K1} сигнал є, а на виході U_{K2} сигналу немає.

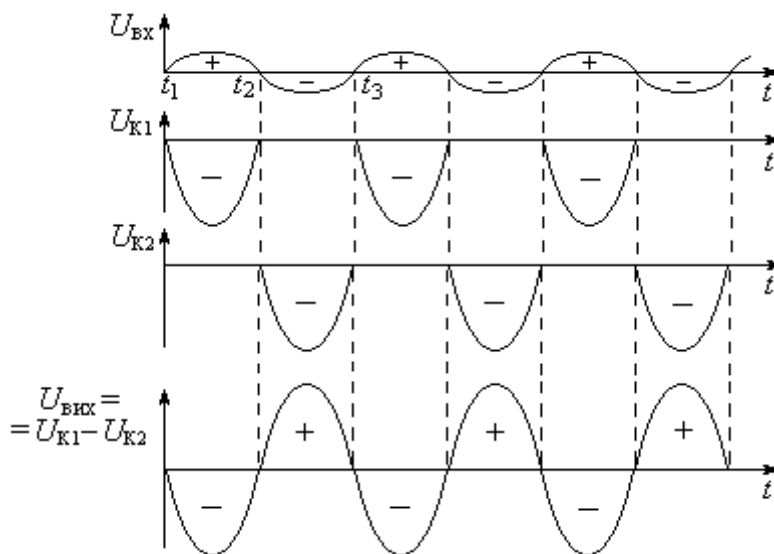


Рисунок 6.5 – Відтворення сигналу в підсилювачі режиму В

Через напівперіод полярність вхідного сигналу зміниться на протилежну. Тому напруга обмотки W_2 стане позитивною і відкриє транзистор $VT2$, а негативна напруга обмотки W_1 закриє транзистор $VT1$. Тому в інтервалі моментів $t_2 \dots t_3$ на виході U_{K2} сигнал є, а на виході U_{K1} сигналу немає. Різниця потенціалів U_{K1} та U_{K2} відтворює повний вихідний сигнал $U_{\text{вих}} = U_{K1} - U_{K2}$ без будь-яких спотворень.

Значне застосування двотактних вихідних підсилювачів зумовлено цілою низкою позитивних властивостей цих схем:

1) Струм у навантаженні, а, отже, і *вихідний сигнал не містить парних гармонік*. Компенсація парних гармонік дозволяє використовувати економічний режим В.

2) *На виході підсилювача компенсуються всі синфазні завади*. Це знижує чутливість двотактного підсилювача до пульсацій напруги живлення, що дозволяє спростити згладжувальні фільтри випрямлячів, які живлять підсилювач. При цьому збільшується динамічний діапазон підсилювача.

3) *Відсутнє постійне підмагнічування осердя вихідного трансформатора TV2*, тому що різницевий струм не містить середньої складової $I_{\text{сер}}$. Це дозволяє при заданій вихідній потужності значно знизити масу, габарити і вартість трансформатора TV2.

4) *Струм, що протікає через спільне джерело живлення $E_{\text{ж}}$, не містить основну частоту (першу гармоніку) сигналу*, тому що загальний струм у колах живлення дорівнює сумі струмів плечей

$$i_{\Sigma} = i_{k1} + i_{k2} = 2I_{\text{сер}} + 2I_{m2}\cos 2\omega t + \dots \quad (6.7)$$

і містить тільки постійну складову і парні гармоніки, непарні гармоніки компенсуються. Завдяки цьому помітно знижується паразитний міжкаскадний зв'язок через спільне джерело живлення, спрощуються розв'язувальні фільтри.

Безтрансформаторний двотактний вихідний підсилювач

Використання трансформаторів у підсилювачах потужності призводить до низки суттєвих недоліків. Трансформатор вносить додаткові частотні, фазові, перехідні й нелінійні спотворення сигналу і має великі масу, габарити та вартість. У трансформаторі втрачається частина потужності, тому зменшується ККД підсилювача. Але, найголовніше, трансформатор неможливо виконати за інтегральною технологією.

На даний час широкого застосування набули безтрансформаторні транзисторні двотактні вихідні підсилювачі, особливо у зв'язку з можливістю використання таких підсилювачів в інтегральних мікросхемах (ІМС).

Найбільшого розповсюдження набули двотактні схеми, в яких використовуються комплементарні пари. *Комплементарну пару* утворюють транзистори з однаковими параметрами, але різними типами провідності, наприклад, біполярні транзистори $n\text{-}p\text{-}n$ і $p\text{-}n\text{-}p$ типу. У цьому випадку входи обох плечей двотактної схеми можна об'єднати. Тоді сигнал, що відкриває транзистор $n\text{-}p\text{-}n$ типу, буде відповідно закривати транзистор $p\text{-}n\text{-}p$ типу, і навпаки. Таким чином, схема буде працювати як двотактна.

Для отримання високого ККД безтрансформаторні вихідні підсилювачі найчастіше працюють в режимі B (AB). Транзистори у вихідних підсилювачах включаються як повторювачі, тобто використовуються *двотактні емітерні повторювачі*. Для отримання великої потужності промисловість спеціально випускає комплементарні пари потужних транзисторів з великими струмами колекторів і великими коефіцієнтами підсилення струму. Ці комплементарні пари широко використовуються у побутовій апаратурі. Для збільшення потужності можна використовувати комплементарні пари, виконані на складених транзисторах. Використання комплементарних пар дозволило суттєво спростити і здешевити схеми вихідних підсилювачів.

Схема двотактного безтрансформаторного підсилювача на біполярних транзисторах, що працює в режимі B (AB), показана на рис. 6.6. У схемі використано безпосередній зв'язок між каскадами та з навантаженням (відсутні розділяльні конденсатори), що полегшує використання інтегральної технології. У схемі транзистори $VT1$ і $VT2$ включені як емітерні повторювачі. Тому схему називали *двотактним емітерним повторювачем*.

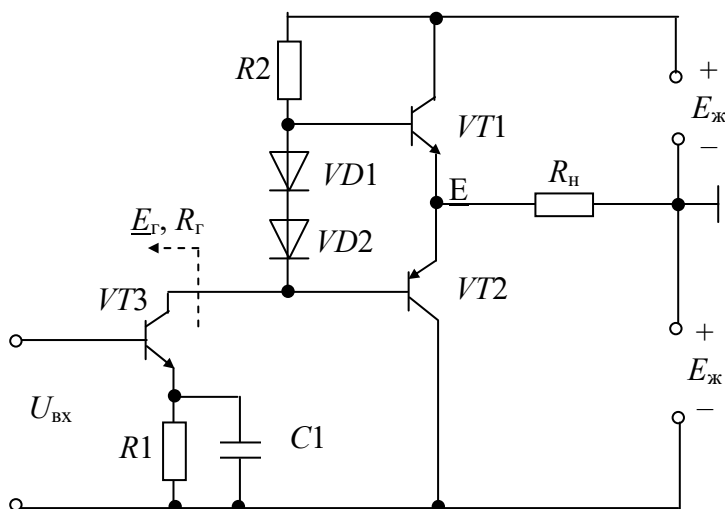


Рисунок 6.6 – Двотактний безтрансформаторний вихідний підсилювач на біполярних транзисторах

У схемі використане двополярне джерело живлення. Транзистори $VT1$ і $VT2$ утворюють комплементарну пару.

Зупинимося детальніше на роботі схеми рис. 6.6. У схемі використані два діоди $VD1$ і $VD2$ для отримання невеликої напруги зсуву на транзисторах $VT1$ і $VT2$ та забезпечення режиму роботи AB . Число діодів вибрано рівним числу проміжків база-емітер. Постійна напруга, існуюча на діодному колі, надходить на бази транзисторів $VT1$ і $VT2$. Сигнал на транзистори $VT1$ і $VT2$ надходить з колекторного кола транзистора $VT3$ передвихідного однотактного каскаду, що працює в режимі A . Постійний струм колектора транзистора $VT3$ створює на діодах необхідну (подвоєну) напругу зміщення транзисторів $VT1$ і $VT2$. Резистор R_1 призначений для стабілізації режиму роботи транзистора $VT3$. Опори відкритих діодів $VD1$ і $VD2$ для сигналу малі, тому можна вважати, що бази транзисторів $VT1$ і $VT2$ безпосередньо приєднані за сигналом до колектора транзистора $VT3$. Діоди $VD1$ і $VD2$ забезпечують також стабільність струмів спокою вихідних транзисторів (компенсацію). Транзистори $VT1$ і $VT2$ включені за схемою зі спільним колектором (емітерні повторювачі), тому що колектори для сигналу підключені до корпусу через джерела живлення, а навантаження включене у кола емітерів.

Підсилювач працює таким чином. У стані спокою (за відсутності вхідного сигналу) транзистори $VT1$ і $VT2$ майже закриті, через них протікає невеликий струм спокою $I_{к0}$. При появі на колекторі транзистора $VT3$ миттєвої напруги сигналу, наприклад, *позитивної полярності*, $n-p-n$ -транзистор $VT1$ відкривається і через навантаження R_n протікає струм колектора $i_{к1}$ транзистора $VT1$. Транзистор $VT2$ у цей час практично закритий. Імпульс струму $i_{к1}$ спрямований від точки E до корпусу, на навантаженні утворюється вихідна напруга *позитивної полярності* відносно корпусу.

У другому напівперіоді вхідного сигналу полярність напруги на колекторі $VT3$ змінюється на протилежну, стає *негативною полярністю*. Тепер відкривається $p-n-p$ -транзистор $VT2$, транзистор $VT1$ практично закритий. Імпульс струму тепер спрямований від корпусу до точки E . На навантаженні утворюється вихідна напруга *негативної полярності*. У результаті на навантаженні отримуємо повний період вихідного сигналу.

6.1.3. Режим C

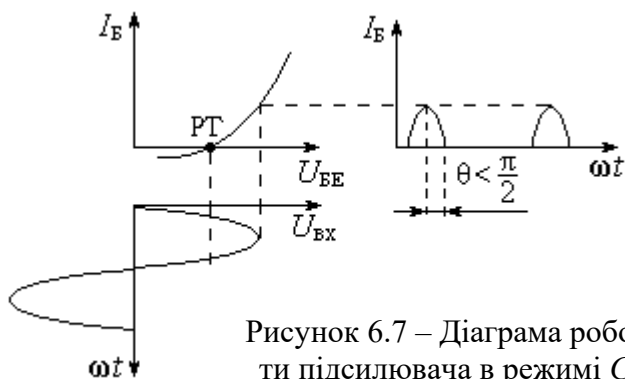


Рисунок 6.7 – Діаграма роботи підсилювача в режимі C

Режим C визначається таким вибором робочої точки, за якого кут відсікання становить $\theta < \frac{\pi}{2}$ (рис. 6.7).

Цей режим можна здійснити, якщо в схемі, яка наведена на рис. 6.7, вилучити резистор $R1$.

Режим C створює значну частку вищих гармонік ($2\omega, 3\omega \dots$) і тому в резистивних підсилювачах не викори-

стовується. Він забезпечує високий ККД у підсилювачах та автогенераторах, які містять коли-вальні системи. Тому далі режим *C* буде розглядатися при вивченні автогенераторів.

6.1.4. Режим *D*

Режим *D* називається ще *ключовим*, тому що в ньому транзистор виконує роль ключа, тобто він або повністю відкритий і замикає коло, або повністю закритий і саме тим розриває коло.

У відкритому стані транзистора через нього протікає значний струм, а напруга на транзисторі мала. У закритому стані майже вся напруга живлення падає на транзисторі, а струм дуже малий. Тому як у закритому, так і у відкритому станах транзистора втрати підсилювача режиму *D* нехтовно малі, через що ККД значний і перевищує 90%.

Режим *D* характеризується тим, що вихідним сигналом $U_{\text{вих}}$ підсилювача є прямокутні біполярні імпульси (рис. 6.8).

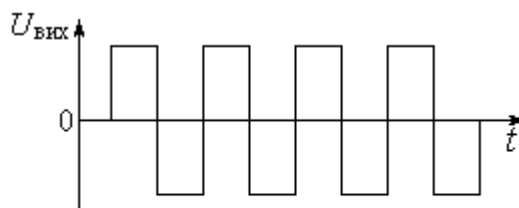


Рисунок 6.8 – Часова діаграма роботи підсилювача режиму *D*

Підсилення гармонічних сигналів у режимі *D* неможливе.

Перевагою режиму *D* є високий ККД, а недоліком є біполярні імпульси, що потребує ускладнення схеми підсилювача через потребу двох різнополярних джерел живлення. Цього недоліку позбавлені підсилювачі режиму *E*.

6.1.5. Режим *E*

Режим *E*, як і режим *D*, обробляє сигнали тільки прямокутної форми і має високий ККД, який досягає 90 – 95%.

Режим *E* характеризується тим, що вихідним сигналом $U_{\text{вих}}$ підсилювача є прямокутні однополярні імпульси (рис. 6.9), через що підсилювач живиться тільки від одного джерела.

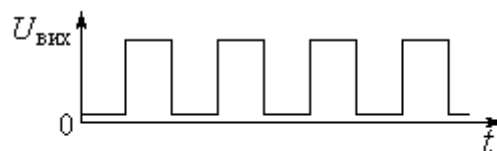


Рисунок 6.9 – Часова діаграма роботи підсилювача режиму *E*

Через цю однополярність вихідного сигналу режим *E* здобув найширшого розповсюдження в цифрових схемах, які розглядатимуться нижче.

Розрахунок двокаскадного підсилювача потужності низької частоти

Необхідно розрахувати двокаскадний підсилювач потужності низької частоти, схему підсилювача показано на рис. 6.10.

Вихідний каскад підсилювача виконано за схемою безтрансформаторного емітерного повторювача на комплементарній парі біполярних транзисторів $VT1$ й $VT2$. У схемі використане однополярне джерело живлення $E_{\text{ж}}$.

Попередній каскад підсилювача виконаний на операційному підсилювачі $A1$ за схемою неінвертуючого підсилювача з живленням від однополярного джерела $U_{\text{ж}}$.

Для стабілізації напруги живлення операційного підсилювача використано стабілітрон $VD1$.

Призначення елементів схеми підсилювача (рис. 6.10):

$A1$ – операційний підсилювач (ОП);

$VT1$ й $VT2$ – біполярні транзистори, що утворюють комплементарну пару ($VT1$ – n - p - n -типу й $VT2$ – p - n - p -типу);

$VD1$ – стабілітрон, стабілізує напругу живлення $U_{\text{ж}}$ операційного підсилювача $A1$;

$VD2$ и $VD3$ – напівпровідникові діоди, які подають напругу зміщення на транзистори $VT1$ й $VT2$;

$R1$ і $R2$ – подільник напруги, який подає напругу зміщення на вхід операційного підсилювача за несиметричного джерела живлення;

$R3$ і $R4$ – резистори кола негативного зворотного зв'язку послідовного за напругою, який охоплює увесь підсилювач;

$R5$ – додатковий опір, обмежуючий вихідний струм операційного підсилювача (вмикається у тому випадку, якщо $R_{\text{вх наст}} < R_{\text{н min}}^{\text{ОП}}$), тому показаний пунктирною лінією;

$R6$ – обмежувальний резистор у колі стабілізації напруги живлення операційного підсилювача $U_{\text{ж}}$;

$R7, R8$ – резистори, що задають струм діодів $VD2$ і $VD3$;

$R_{\text{н}}$ – опір навантаження;

$E_{\text{ж}}$ – напруга живлення підсилювача;

$U_{\text{ж}}$ – напруга живлення операційного підсилювача;

$U_{\text{вх}}$ – вхідна змінна напруга, яку необхідно підсилити;

$C1, C2, C3, C4$ – розділювальні конденсатори, які слугують для розділення змінних та постійних складових струмів та напруг.

6.2. Вихідні дані

1) Накресліть принципову схему підсилювача та назвіть призначення елементів.

2) Вихідна потужність

$$P_{\text{вих}} = 2 \left(1 + \frac{N}{5} \right), \text{ Вт.}$$

3) Напруга джерела живлення

$$E_{\text{ж}} \geq 33 \text{ В.}$$

4) Опір навантаження

$$R_{\text{н}} = 4 \left(1 + \frac{N}{5} \right), \text{ Ом.}$$

5) Амплітуда вхідної напруги підсилювача

$$U_{\text{вх м}} = 0,2 \left(1 + \frac{M}{10} \right), \text{ В.}$$



6) Смуга пропускання підсилювача

$$f_{\text{н}} \dots f_{\text{в}} = 20 \text{ Гц} \dots 20 \text{ кГц}.$$

Тут і далі: N – остання цифра номера залікової книжки; M – передостання цифра.

6.3. Вибір транзисторів вихідного каскаду

Параметри комплементарних пар біполярних транзисторів, використовуваних у підсилювачах низької частоти, надано у табл. 6.1.

У табл. 6.1 прийнято наступні позначення:

1) $h_{21\text{етабл min}}$ – мінімальне значення статичного коефіцієнта передачі струму у схемі з СЕ;

2) $f_{\text{гр}}$ – гранична частота коефіцієнта передачі струму у схемі з СЕ;

3) $U_{\text{ке нас}}$ – напруга насичення колектор – емітер.

Граничні експлуатаційні дані:

4) $U_{\text{ке max}}$ – постійна напруга колектор – емітер;

5) $U_{\text{бе max}}$ – постійна напруга база – емітер;

6) $I_{\text{к max}}$ – постійний струм колектора;

7) $I_{\text{кі max}}$ – імпульсний струм колектора;

8) $I_{\text{б max}}$ – постійний струм бази;

9) $P_{\text{к max з т.в.}}$ – постійна розсіювана потужність з тепловідведенням;

10) $T_{\text{п max}}$ – температура p - n -переходу.

У табл. 3.1 надані як корпусні, так і безкорпусні транзистори.

Значення параметрів транзисторів вихідного каскаду повинні задовольняти наступним умовам.

1) Максимальне значення імпульсної напруги колектор – емітер

$$U_{\text{ке i max}} \geq 1,2E_{\text{ж}}. \quad (6.8)$$

Можна прийняти максимальне значення імпульсної напруги

$$U_{\text{ке i max}} \approx 2U_{\text{ке max}}, \quad (6.9)$$

де $U_{\text{ке max}}$ – максимальне значення постійної напруги колектор – емітер, надане у табл. 6.1.

2) Максимальне значення імпульсного струму колектора

$$I_{\text{к i max}} \geq 1,3i_{\text{к max}}, \quad (6.10)$$

де максимальне значення струму колектора дорівнює

$$i_{\text{к max}} = \sqrt{\frac{2P_{\text{вих}}}{R_{\text{н}}}}. \quad (6.11)$$

3) Максимальне значення постійної розсіюваної потужності транзистора

$$P_{\text{к max}} \geq P_{\text{к}} \approx 0,3P_{\text{вих}}. \quad (6.12)$$

З табл. 6.1 обираємо комплементарну пару (зазначаємо тип): $VT1 - \dots, VT2$

–

Таблиця 6.1 – Параметри комплементарних пар біполярних транзисторів

№ з/п	Біполярний транзистор	Тип	$h_{21\text{етабл min}}$	$f_{\text{Гр}}$, МГц	$U_{\text{ке max}}$, В	$U_{\text{бе max}}$, В	$I_{\text{к max}}$, А	$I_{\text{кі max}}$, А	$I_{\text{б max}}$, А	$P_{\text{к max з т.в.}}$, Вт	$T_{\text{п max}}$, °С	$U_{\text{ке нас}}$, В	Конст-рукція
1	КТ814А	<i>p-n-p</i>	40	3	25	5	1,5	3	0,5	10	+125	≤0,6	корп.
2	КТ815А	<i>n-p-n</i>	40	3	25	5	1,5	3	0,5	10	+125	≤0,6	корп.
3	КТ816А	<i>p-n-p</i>	25	3	25	5	3	6	1	25	+125	≤0,6	корп.
4	КТ817А	<i>n-p-n</i>	25	3	25	5	3	6	1	25	+125	≤0,6	корп.
5	2Т818А	<i>p-n-p</i>	20	3	100	5	10	15	-	40	+150	≤1,0	корп.
6	2Т819А	<i>n-p-n</i>	20	3	100	5	10	15	-	40	+150	≤1,0	корп.
7	КТ820А	<i>p-n-p</i>	40	3	50	5	0,5	1,5	0,3	10	+125	≤0,6	безкорп.
8	КТ821А	<i>n-p-n</i>	40	3	50	5	0,5	1,5	0,3	10	+125	≤0,6	безкорп.
9	КТ822А	<i>p-n-p</i>	25	3	45	5	2	4	0,5	20	+125	≤0,6	безкорп.
10	КТ823А	<i>n-p-n</i>	25	3	45	5	2	4	0,5	20	+125	≤0,6	безкорп.
11	КТ825А	<i>p-n-p</i>	500	4	100	-	20	40	0,5	125	+200	≤2	корп.
12	КТ827А	<i>n-p-n</i>	750	40	100	-	20	40	0,5	125	+200	≤2	корп.
13	КТ853А	<i>p-n-p</i>	750	7	100	-	8	-	-	60	-	-	корп.
14	КТ829А	<i>n-p-n</i>	750	4	100	-	8	-	-	60	-	-	корп.
15	КТ973А	<i>p-n-p</i>	750	200	60	5	4	-	-	150	+85	-	корп.
16	КТ972А	<i>n-p-n</i>	750	200	60	5	4	-	-	150	+85	-	корп.

6.4. Розрахунок вихідного каскаду

Розрахунок виконується для одного плеча, тому що вихідний двотактний емітерний повторювач працює в режимі *AB*.

1) Для імпульсу колекторного струму $i_{k \max}$ визначаємо амплітуду колекторної напруги, яка дорівнює амплітуді напруги на навантаженні,

$$U_{\text{вих } m} = U_{\text{ке } m} = i_{k \max} R_{\text{н}}. \quad (6.13)$$

2) Мінімальну напругу колектор – емітер можна прийняти

$$U_{\text{ост}} \approx 1,2 U_{\text{ке нас}}. \quad (6.14)$$

3) Перевіряємо необхідне значення напруги джерела живлення

$$E_{\text{ж}} \geq 2,1(U_{\text{ке } m} + U_{\text{ост}}). \quad (6.15)$$

У тому випадку, коли нерівність (6.15) не виконується, необхідно збільшити напругу живлення $E_{\text{ж}}$ до необхідного значення, як зазначено у вихідних даних, але не менше $E_{\text{ж}} = 33 \text{ В}$.

4) Визначаємо імпульсне значення базового струму транзисторів з мінімальним значенням коефіцієнта передачі струму у схемі з СЕ (табл. 6.1)

$$i_{\text{б max}} = \frac{i_{k \max}}{h_{21 \text{ етабл min}}}. \quad (6.16)$$

5) Вважаючи коефіцієнт передачі напруги каскаду зі спільним колектором (емітерного повторювача) рівним

$$K_{uOK} = \frac{U_{\text{вих } m}}{U_{\text{вх } m}} = (0,8 \dots 0,9), \quad (6.17)$$

розрахуємо амплітуду вхідної напруги вихідного каскаду

$$U_{\text{вх } m} = \frac{U_{\text{вих } m}}{K_{uCK}}. \quad (6.18)$$

6) Отже, попередній підсилювач, виконаний на операційному підсилювачі, повинен забезпечити:

– амплітуду вхідного струму вихідного каскаду

$$I_{\text{вх } m} = i_{\text{б max}} = \dots; \quad (6.19)$$

– амплітуду вхідної напруги вихідного каскаду

$$U_{\text{вх } m} = \dots$$

7) Розраховуємо вхідний опір вихідного каскаду

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх } m}}{I_{\text{вх } m}}. \quad (6.20)$$

8) Необхідна вхідна потужність вихідного каскаду дорівнює

$$P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} U_{\text{вх } m} \cdot I_{\text{вх } m}. \quad (6.21)$$

Розрахунок кола зміщення вихідного каскаду

9) Тому що вихідний двотактний каскад працює в режимі *AB*, задаємося колекторним струмом вихідних транзисторів *VT1* і *VT2*

$$I_{k0} = (0,05 \dots 0,1) \cdot i_{k \max}. \quad (6.22)$$

10) Визначаємо струм баз у точці спокою для транзисторів з мінімальним значенням $h_{21 \text{ етабл min}}$

$$I_{\text{б0}} = \frac{I_{\text{к0}}}{h_{21\text{етабл min}}}. \quad (6.23)$$

11) Розрахованому значенню $I_{\text{б0}}$ відповідає напруга зміщення

$$U_{\text{бe0}} \leq U_{\text{ке нас}}. \quad (6.24)$$

12) Розраховуємо опір резисторів у колі зміщення вихідного каскаду R_7 і R_8 . Обираємо струм у колі подачі зміщення

$$I_{R8} = I_{R7} = 5 I_{\text{б0}}.$$

Тоді

$$R_7 = R_8 = \frac{E_{\text{ж}} - 2U_{\text{бe0}}}{I_{R8}}. \quad (6.25)$$

Опори резисторів R_8 і R_7 обираємо з ряду Е24: $R_8 = \dots$; $R_7 = \dots$.

13) Напруги зміщення на транзистори $VT1$ і $VT2$ забезпечують діоди $VD1$ і $VD2$, які також забезпечують температурну компенсацію зміни режимів $VT1$ і $VT2$ при зміні температури навколишнього середовища.

За табл. 6.2 обираємо тип діодів $VD1$ і $VD2$, які мають забезпечити напругу зміщення $U_{\text{бe0}}$ за прямого струму $I_{\text{пр}} = I_{R8}$: $VD1 - \dots$, $VD2 - \dots$.

Таблиця 6.2 – Параметри малопотужних випрямних діодів

Тип діода	2Д101А	1КД104	КД409А	КД522А	КД103А	2Д121А	КД128А
$I_{\text{пр сер}}, \text{мА}$	20	30	50	100	100	100	160
$U_{\text{зв макс}}, \text{В}$	30	100	24	40	50	80	75

6.5. Контрольні запитання

1. Поясніть вибір робочої точки для здійснення режиму *A*.
2. Поясніть вибір робочої точки для здійснення режиму *B*.
3. Порівняйте ККД в режимах *A* і *B*.
4. Наведіть принципову схему двотактного трансформаторного підсилювача зі спільним емітером.
5. Наведіть принципову схему без трансформаторного вихідного підсилювача на біполярному транзисторі.

6.6. Рекомендована література

1. Воробйова О.М. Промислова електроніка: навч. посіб. / О.М. Воробйова, Ю.В. Флейта. – Одеса, 2020. – С. 59-66.
2. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко – [2-ге вид.]. – Одеса: Фенікс, 2009. – С. 117 – 121.

Тема 7. Аналогові інтегральні мікросхеми. Операційний підсилювач. Інвертуючий підсилювач

7.1. Ключові положення

Інтегральна мікросхема (ІМС) – це мікроелектронний виріб, який виконує функції перетворення й обробки сигналу. ІМС має високу щільність упакування електрично з'єднаних елементів й розглядається як єдине ціле.

За своїм функціональним застосуванням інтегральні мікросхеми підрозділяються на два основних види: аналогові та цифрові.

Аналогові ІМС призначені для перетворення й оброблення сигналів, що змінюються за законом неперервної функції. **Цифрові ІМС** призначені для перетворення й оброблення сигналів, що змінюються за законом дискретної функції.

До аналогових відносяться ІМС, що виконують функції підсилення, генерування сигналів різної форми, а також перетворення сигналів (модулятори, демодулятори, перетворювачі частоти та ін.). До складу аналогових ІМС входять також інтегральні схеми, що виконують допоміжні функції – стабілізатори напруги й струму, випрямлячі та інші, а також набори транзисторів, діодів та інших елементів, які використовують при конструюванні мікроелектронних приладів.

Аналогові і цифрові ІМС розроблюються та виготовляються підприємствами-виготівниками у вигляді серій. **Серією** називають сукупність ІМС, які можуть виконувати різні функції, мають єдине конструктивно-технологічне виконання й призначені для сумісного застосування. Випуск кожної нової серії ІМС потребує великих витрат часу та коштів, тому до ІМС пред'являються вимоги універсальності, багатоцільового використання у пристроях різного призначення.

Серій аналогових ІМС значна кількість.

Основну елементну базу аналогової мкroeлектронної апаратури складають операційні підсилювачі, компаратори та перемножувачі, завдяки універсальності їх застосування. Умовні позначення цих аналогових мікросхем показано на рис. 7.1.

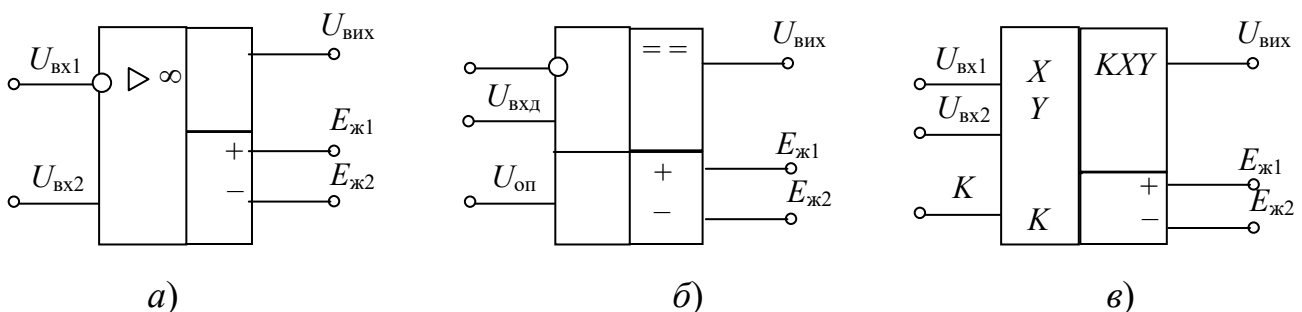


Рисунок 7.1 – Умовні позначення аналогових інтегральних мікросхем:
а) операційний підсилювач; б) компаратор; в) перемножувач

7.2. Операційні підсилювачі

Найбільш розповсюдженими аналоговими ІМС є операційні підсилювачі завдяки універсальності їх застосування.

Операційний підсилювач (ОП) – це підсилювач напруги з безпосередніми зв'язками між каскадами, який має великий коефіцієнт підсилення, малий рівень шумів, великий вхідний опір, малий вихідний опір і широку смугу одиничного підсилення. ОП є підсилювачем постійного струму (ППС), так як здатний підсилювати постійні сигнали. Назва «операційний підсилювач» було дано спочатку підсилювачам з великим коефіцієнтом підсилення, розробленим для виконання математичних операцій додавання, віднімання, множення і ділення. У даний час інтегральні ОП використовуються для створення різних функціональних вузлів.

Умовні позначення операційного підсилювача з колами корекції показані на рис. 7.2.

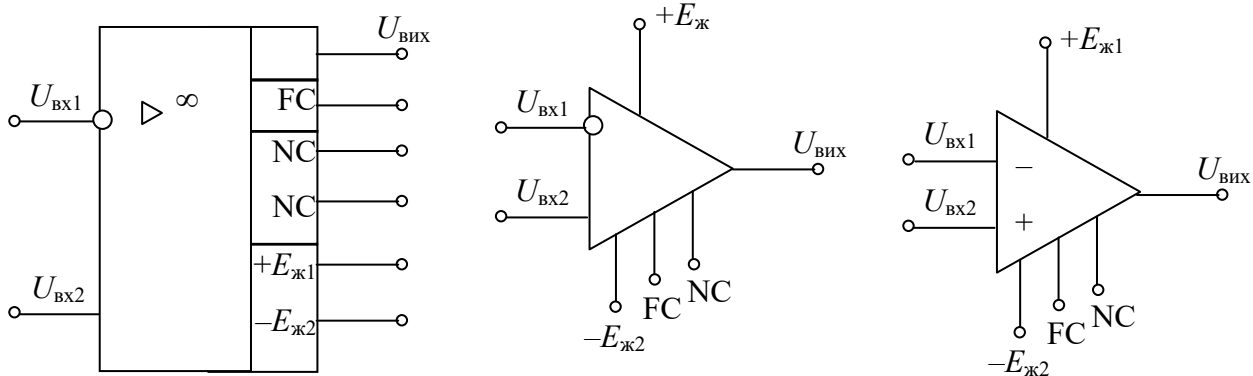


Рисунок 7.2 – Умовні позначення операційного підсилювача:
а) згідно з ЄСКД; б) за функціональній ознаці (підсилювач);
в) застаріле позначення

Операційний підсилювач має два входи: *інвертуючий* і *неінвертуючий*. На рис. 7.2, а і б інвертуючий вхід позначений кружечком, на рис. 7.2, в – знаком мінус (–). Обидва входи називають *диференціальними* (або *різницеви*). Так як вхідний каскад ОП є диференціальним, то вихідна напруга ОП $U_{\text{ВИХ}}$ залежить від різниці напруг

$$U_{\text{ВХ Д}} = U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}, \quad (7.1)$$

$U_{\text{ВХ Д}}$ називається *диференціальним вхідним сигналом*.

Якщо $U_{\text{ВХ2}} > U_{\text{ВХ1}}$, то полярність вихідного сигналу збігається з полярністю сигналу $U_{\text{ВХ2}}$ (сигнал не інвертується). Якщо $U_{\text{ВХ1}} > U_{\text{ВХ2}}$, то полярність вихідного сигналу протилежна полярності сигналу $U_{\text{ВХ1}}$ (сигнал інвертується). Формула (7.1) справедлива також для випадку, коли або $U_{\text{ВХ2}} = 0$, або $U_{\text{ВХ1}} = 0$.

Операційний підсилювач не чутливий до *синфазної складової* вхідних сигналів, яка дорівнює

$$U_{\text{ВХ С}} = \frac{1}{2} (U_{\text{ВХ2}} + U_{\text{ВХ1}}). \quad (7.2)$$

Тому коефіцієнт підсилення ОП визначається тільки для диференціального вхідного сигналу

$$K_{\text{ОП}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх д}}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}}. \quad (7.3)$$

Напруги $U_{\text{вх1}}$, $U_{\text{вх2}}$ і $U_{\text{вих}}$ відраховуються відносно корпусу.

Операційний підсилювач має один вхід і два виводи для підключення джерела живлення: $+E_{\text{ж1}}$, $-E_{\text{ж2}}$. Для ОП використовується, як правило, симетричне (відносно корпусу) джерело живлення ($\pm E_{\text{ж}}$), як показано на рис. 7.3.

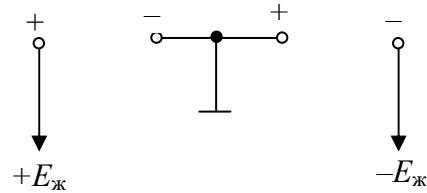


Рисунок 7.3 – Симетричне джерело живлення

Таке живлення називають *двополярним*, може використовуватися також несиметричне (однополярне) живлення.

Виводи, які призначені для підключення кіл корекції нуля ОП, позначаються символами НС, а для підключення елементів частотної корекції – символами ФС.

Операційний підсилювач за своїми характеристиками й параметрами наближається до «ідеального» підсилювача.

Параметри ідеального ОП:

- 1) нескінченний коефіцієнт підсилення напруги ($K_{\text{ОП}} \rightarrow \infty$);
- 2) нескінченний повний вхідний опір ($Z_{\text{вх ОП}} \rightarrow \infty$);
- 3) нульовий повний вихідний опір ($Z_{\text{вих ОП}} = 0$);
- 4) рівна нулю вихідна напруга $U_{\text{вих}} = 0$ при рівних напругах на обох входах $U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх1}}$ ($U_{\text{вхд}} = 0$);
- 5) нескінченна ширина смуги пропускання (відсутність затримки при проходженні сигналу через підсилювач).

На практиці ні одна з цих властивостей не може бути здійснена повністю, проте до них можна наблизитися з достатньою точністю для багатьох застосувань.

Параметри операційного підсилювача

Властивості ОП визначаються значною кількістю параметрів. Основними технічними показниками ОП є:

- 1) Коефіцієнт підсилення напруги $K_{\text{ОП}}$, що рівний відношенню вихідної напруги до диференціальної вхідної напруги (формула 7.3). Для сучасних ОП значення коефіцієнта підсилення дорівнює: $K_{\text{ОП}} = 10^5 \dots 10^6$.
- 2) Напруга джерела живлення $\pm E_{\text{ж}}$, В при симетричному живленні.
- 3) Споживаний струм $I_{\text{сп}}$, мА.
- 4) Максимальна вихідна напруга: позитивного плеча $U_{\text{вих max}}^{(+)}$; негативного плеча $U_{\text{вих max}}^{(-)}$. Максимальна вихідна напруга зазвичай на (1...2) В менша напруги живлення.
- 5) Коефіцієнт послаблення синфазних вхідних напруг

$$K_{\text{пос сф дБ}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх с}}}. \quad (7.4)$$

Значення цього коефіцієнта для сучасних ОП дорівнює (70...80) дБ.

6) Вхідна напруга зміщення нуля $U_{зм}$, мВ, дорівнює напрузі, яку необхідно подати на диференціальний вхід, щоб $U_{вих} = 0$.

7) Вхідний опір ОП $R_{вх\ ОП}$ для диференціального сигналу: $R_{вх\ ОП} = (10^6...10^{10})$ Ом.

8) Вихідний опір ОП $R_{вих\ ОП}$ при подачі диференціального вхідного сигналу: $R_{вих\ ОП} = (10...100)$ Ом.

9) Частота одиничного підсилення f_1 , на якій модуль коефіцієнта підсилення ОП дорівнює одиниці, тобто $|K_{ОП}| = 1$ або $K_{ОП, дБ} = 20\lg K_{ОП} = 0$ дБ. У сучасних ОП $f_1 = (1...12)$ МГц.

Структура операційного підсилювача

Більшість операційних підсилювачів виконується у вигляді трикаскадних підсилювачів. Структурна схема ОП показана на рис. 7.4.

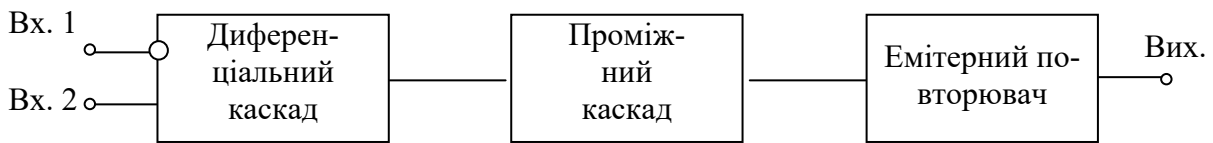


Рисунок 7.4 – Структурна схема операційного підсилювача

Вхідний каскад ОП – це диференціальний підсилювач. Диференціальний підсилювач має великий коефіцієнт підсилення диференціального вхідного сигналу і велике послаблення синфазного вхідного сигналу. Диференціальний підсилювач має також великий вхідний опір для будь-яких вхідних сигналів. Вхідний каскад є найбільш відповідальним каскадом ОП.

За вхідним слідує проміжний каскад, який здійснює основне підсилення струму та напруги ОП. У ОП використовується безпосередній (гальванічний) зв'язок між каскадами, тому проміжний каскад повинен забезпечити також зниження напруги спокою, щоб на виході ОП напруга спокою дорівнювала нулю.

Вихідний каскад повинен забезпечити малий вихідний опір ОП і струм, достатній для живлення бажаного навантаження. Крім того, цей каскад повинен мати великий вхідний опір, щоб не навантажувати проміжний каскад. Як вихідний каскад в ОП використовують двотактний емісний повторювач, який працює в режимі *B* (або *AB*). Використання режиму *B* дозволяє підвищити ККД вихідного каскада, зменшити втрати в його транзисторах та спростити процес охолодження кристалу.

Зворотний зв'язок

Операційні підсилювачі використовуються для створення значної кількості функціональних вузлів, в яких використовується зворотний зв'язок.

Зворотним називається зв'язок, який забезпечує передавання енергії сигналу з вихідного кола підсилювача у вхідне. Він використовується для покращення технічних параметрів та характеристик підсилювача. Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком (ЗЗ) зображена на рис. 7.5.

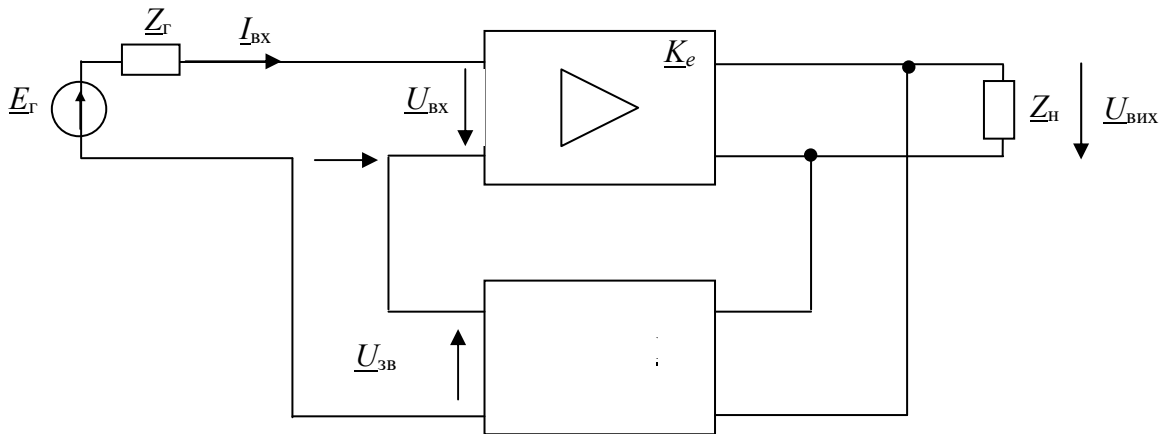


Рисунок 7.5 – Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком

Передача сигналу з виходу на вхід підсилювача здійснюється за допомогою чотириполюсника B . Чотириполюсник $ЗЗ$ являє собою зовнішнє електричне коло, яке складається з пасивних або активних, лінійних або нелінійних елементів. Якщо $ЗЗ$ охоплює увесь підсилювач, то $ЗЗ$ називається *загальною*; якщо охоплює окремі каскади або частини підсилювача, називається *місцевою*. На рис. 7.5 показана структурна схема підсилювача із загальним $ЗЗ$.

Коефіцієнт передавання чотириполюсника $ЗЗ$ дорівнює

$$\underline{B} = \frac{\underline{U}_{зв}}{\underline{U}_{вих}}. \quad (7.5)$$

Риска знизу у формулі (7.5) і далі показує, що величина є комплексною функцією.

Коефіцієнт B показує, яка частина вихідної напруги $U_{вих}$ передається знову на вхід. Тому цей коефіцієнт називають *коефіцієнтом зворотного зв'язку*. Частіш за все у колі $ЗЗ$ використовують пасивні чотириполюсники, тому $B < 1$.

Вплив зворотного зв'язку на параметри й характеристики підсилювача

Зворотний зв'язок впливає на усі параметри й характеристики підсилювача.

Наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком $\underline{K}_{e\text{ зв}}$ визначається виразом

$$\underline{K}_{e\text{ зв}} = \frac{\underline{K}_e}{1 - \underline{B}\underline{K}_e}, \quad (7.6)$$

де $\underline{K}_e = \frac{\underline{U}_{вих}}{\underline{E}_r}$ – комплексний наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку;

$\underline{E}_r = E_r e^{j\varphi_r}$ – комплексне значення ЕРС джерела сигналу;

$\underline{U}_{вих} = U_{вих} e^{j\varphi_{вих}}$ – комплексне значення вхідної напруги без зворотного зв'язку;

$$\underline{K}_{e\text{ зз}} = \frac{\underline{U}_{\text{вих зз}}}{\underline{E}_\Gamma} - \text{комплексний наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком.}$$

Чотириполюсники $\underline{K}_e$ і $\underline{B}$ утворюють петлю ЗЗ. Добуток $\underline{B}\underline{K}_e$ характеризує коефіцієнт передавання сигналу по петлі ЗЗ, його називають **петльовим підсиленням**

$$\underline{B}\underline{K}_e = \frac{\underline{U}_{\text{зз}}}{\underline{E}_\Gamma} = B \cdot K_e \cdot e^{j\varphi} = BK_e(\cos \varphi + j\sin \varphi), \quad (7.7)$$

де $\varphi = \varphi_e + \varphi_b$ – зсув фаз у петлі ЗЗ.

З виразу (7.6) знайдемо модуль коефіцієнта підсилення підсилювача зі ЗЗ

$$\underline{K}_{e\text{ зз}} = \frac{K_e}{|1 - \underline{B}\underline{K}_e| \gamma} = \frac{K_e}{\gamma} \quad (7.8)$$

величину

$$\gamma = |1 - \underline{B}\underline{K}_e| \quad (7.9)$$

називають **глибиною ЗЗ**.

З виразу (7.8) випливає, що при введенні зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення підсилювача з ЗЗ змінюється у γ разів.

Зворотний зв'язок називають **негативним**, якщо при введенні ЗЗ **коефіцієнт підсилення зменшується**, тобто $K_{e\text{ зз}} < K_e$. Зворотний зв'язок називають **позитивним**, якщо при введенні ЗЗ **коефіцієнт підсилення збільшується**, тобто $K_{e\text{ зз}} > K_e$. Якщо **коефіцієнт підсилення** при введенні ЗЗ **не змінюється** ($K_{e\text{ св}} = K_e, \gamma = |1 - \underline{B}\underline{K}_e| = 1$), такий зв'язок називають **нейтральним**.

Як випливає з формули (7.9), величина γ залежить від знака петльового підсилення $\underline{B}\underline{K}_e$, знак у свою чергу визначається зсувом фаз у петлі ОС $\varphi = \varphi_e + \varphi_b$. Вид ЗЗ може змінюватися залежно від значень величин φ_e і φ_b . Значення зсувів фаз φ_e і φ_b змінюються при зміні частоти, тому вид ЗЗ (негативний чи позитивний) визначається в області середніх частот підсилюваного діапазону.

1) **Якщо $\varphi = \pi$** , то $\underline{B}\underline{K}_e$ – негативна дійсна величина (згідно з формулою 7.8), $\gamma = 1 + BK_e$ (згідно з формулою 7.9), глибина ЗЗ більша одиниці, $K_{e\text{ св}} < K_e$, отже, зв'язок **негативний**.

2) **Якщо $\varphi = 0$** , то $\underline{B}\underline{K}_e$ – позитивна дійсна величина, а $\gamma = 1 - BK_e$, глибина ЗЗ менша одиниці $K_{e\text{ св}} > K_e$, отже, зв'язок **позитивний**.

Іншими словами, якщо сигнал зворотного зв'язку надходить у **протифазі з вхідним сигналом** (з інверсією, $\varphi = \pi$), то такий зв'язок – **негативний (НЗЗ)**. Якщо сигнал зворотного зв'язку надходить у **фазі з вхідним сигналом** ($\varphi = 0$), то такий зв'язок – **позитивний (ПЗЗ)**.

Якщо глибина негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) $\gamma \gg 1$, то такий НЗЗ називають **глибоким**, для нього

$$K_{e\text{ зз}} = \frac{K_e}{1 + BK_e} \approx \frac{1}{B}, \quad (7.10)$$

тобто коефіцієнт підсилення підсилювача з глибоким НЗЗ визначається тільки параметрами кола ЗЗ.

У багатокаскадних підсилювачах фазові зсуви φ_e можуть призвести до того, що у смузі пропускання та за її межами зв'язок стане позитивним.

У підсилювальних пристроях для покращення якісних показників і характеристик використовується *негативний ЗЗ*:

- 1) НЗЗ зменшує частотні і фазові спотворення, розширює смугу пропускання за малих фазових зсувів у петлі ЗЗ φ .
- 2) НЗЗ зменшує коефіцієнт гармонік.
- 3) НЗЗС зменшує нестабільність коефіцієнта підсилення.
- 4) НЗЗ змінює вхідний та вихідний опір залежно від способу введення і зняття сигналу НЗЗ. Послідовний НЗЗ збільшує вхідний опір, паралельний НЗЗ зменшує вхідний опір. НЗЗ за струмом збільшує вихідний опір, НЗЗ за напругою зменшує вихідний опір.

Позитивний ЗЗ має протилежний вплив на параметри і характеристики підсилювача, тобто їх погуршує. ПЗЗ використовується у спеціальних схемах, наприклад, для реалізації активних двополюсників з еквівалентним негативним опором або еквівалентною негативною провідністю, а також у схемах автогенераторів.

Стійкість підсилювачів зі зворотним зв'язком

Негативний ЗЗ у підсилювачах широко використовується для покращення їх показників. Проте ЗЗ, який здійснюється у середині робочого діапазона частот як негативний, може бути позитивним на краях діапазона або за його межами через фазові зсуви, які вносяться підсилювачем та колом ЗЗ. У цьому випадку можуть виникнути умови, за яких на виході підсилювача з'являється напруга за відсутності напруги на вході. Виникнення власних коливань у підсилювачі називається *самозбудженням* або *генерацією*.

7.3. Інвертуючий підсилювач напруги

Схема інвертуючого підсилювача показана на рис. 7.6. Аналогові ІМС на схемах позначаються літерою *A*, цифрові – літерою *D*.

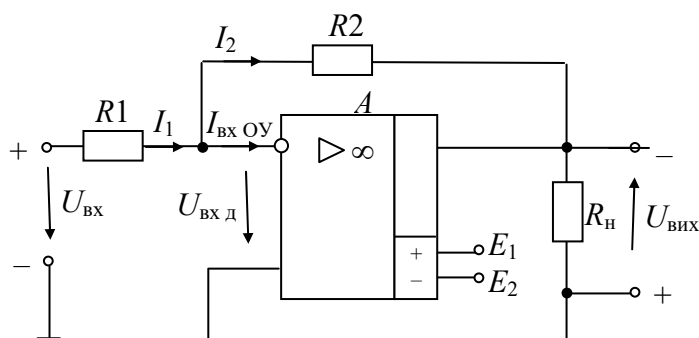


Рисунок 7.6 – Інвертуючий підсилювач напруги

Схема інвертує напругу, тому що вхідний сигнал подано на інвертуючий вхід. Отже, напруги $U_{вх}$ і $U_{вих}$ зміщені по фазі на π . Зворотний зв'язок подається на вхід підсилювача за допомогою резистора R_2 , коло зворотного зв'язку B утворене зовнішніми елементами R_2 і R_1 . Так як напруги вхідне $U_{вх}$ та зворотного зв'язку $U_{зв}$ зміщені на π , то зв'язок негативний. *За способом введення – зв'язок паралельний, за способом зняття – за напругою.* Паралельний негатив-

ний ЗЗ призводить до збільшення вхідного струму схеми $I_{\text{вх}} = I_1$, і, як наслідок, до зменшення вхідного опору інвертуючого підсилювача порівняно з вхідним опором операційного підсилювача. Негативний ЗЗ за напругою призводить до зменшення вихідного опору інвертуючого підсилювача, тобто $R_{\text{вих}} < R_{\text{вих ОП}}$, яке й без зворотного зв'язку мале.

Для спрощення аналізу будемо вважати, що у розглядуваній смузі частот операційний підсилювач *близький до ідеального*: $K_{\text{ОП}} \rightarrow \infty$, $R_{\text{вх ОП}} \rightarrow \infty$, $R_{\text{вих ОП}} \rightarrow 0$. Це припущення можна вважати справедливим, тому що вхідна напруга ОП $U_{\text{вх д max}}$ дорівнює дуже маленькому значенню. У цьому випадку вважаємо, що $U_{\text{вх д}} \approx 0$, а вхідний струм ОП $I_{\text{вх ОП}} \approx 0$, так як вхідний опір $R_{\text{вх ОП}} \rightarrow \infty$.

Тоді для схеми рис. 4.6 справедлива рівність

$$I_1 = I_2,$$

а вхідний опір інвертуючого підсилювача

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_1} = R_1. \quad (7.11)$$

Для визначення коефіцієнта підсилення інвертуючого підсилювача знайдемо струми:

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1},$$

з врахуванням полярності вихідної напруги

$$I_2 = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_2}.$$

Так як $I_1 = I_2$, то справедлива рівність

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_2}.$$

З цієї рівності знайдемо коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача

$$K_{ui} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (7.12)$$

Таким чином, коефіцієнт підсилення K_{ui} визначається тільки зовнішніми елементами схеми й не залежить від коефіцієнта підсилення операційного підсилювача $K_{\text{ОП}}$. Знак мінус свідчить про інверсію сигналу.

Для змінного вхідного сигналу

$$\underline{K}_{ui} = \frac{\underline{U}_{\text{вих}}}{\underline{U}_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

По умовчання, під коефіцієнтом підсилення розуміють його модуль.

Операційний підсилювач є підсилювачем постійного струму, тому підсилювач (рис. 7.6) підсилює і постійну, і змінну напруги. У загальному випадку, якщо вхідний сигнал містить і постійну, і змінну складові, обидві складові будуть підсилені у K_{ui} разів. Перевагою операційних підсилювачів є те, що при використанні симетричного двополярного живлення, якщо сигнал не містить постійної складової, то й вихідний сигнал також не буде містити постійної

складової. Це суттєво спрощує каскадне з'єднання таких підсилювачів, тому що немає необхідності використовувати розділяльні конденсатори між каскадами.

Вхідний опір інвертуючого підсилювача дорівнює R_1 , тому значення R_1 обирають з умови забезпечення необхідного вхідного опору. Значить, потрібний коефіцієнт підсилення забезпечують вибором значень опору R_2 .

7.3.1. Завдання для розрахунку

1. Розробіть схему інвертуючого підсилювача.
2. Розрахуйте опори резисторів й виберіть номінальні значення за шкалою E24 (табл. 7.1).
3. Розрахуйте необхідний коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача по заданим значенням вхідної та вихідної напруг.
4. Визначте отриманий коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача за значеннями опорів резисторів вхідного кола та кола НЗЗ.
5. Порівняйте отримані результати розрахунків та зробіть висновки про похибку розрахунків.
6. Накресліть в масштабі часові діаграми напруг розробленого підсилювача.

7.3.2. Вихідні дані

1. Амплітуда вхідної напруги $U_{m\text{ вх}} = (0,1 + 0,01 \cdot N)$ В.
2. Амплітуда вихідної напруги $U_{m\text{ вих}} = (5 + 0,7 \cdot M)$ В.
3. Опір навантаження $R_{\text{н}} = 2$ кОм.

7.3.3. Виконання розрахунку

1. Розробка схеми

Схема інвертуючого підсилювача показана на рис. 7.6. Далі необхідно пояснити всі позначення на схемі:

- A – операційний підсилювач;
- R_1 – опір у вхідному колі, що визначає вхідний опір підсилювача;
- R_2 – опір кола зворотного зв'язку;
- $R_{\text{н}}$ – опір навантаження;
- $U_{\text{вх}}$ – вхідна напруга;
- $U_{\text{вих}}$ – вихідна напруга;
- $+E_1$, и $-E_2$ – джерела живлення, як правило, однакові за величиною.

2. Розрахунок підсилювача

- 1) Розраховуємо амплітуду струму у колі навантаження

$$I_{\text{мн}} = \frac{U_{\text{мвих}}}{R_{\text{н}}}.$$

- 2) Вибираємо значення амплітуди струму у колі зворотного зв'язку із співвідношення

$$I_{\text{м2}} = (0,02 \dots 0,05) \cdot I_{\text{мн}}.$$

Вибираємо, наприклад, значення: $I_{\text{м2}} = 0,04 \cdot I_{\text{мн}}$.

3) Так як амплітуди струмів I_{m1} і I_{m2} рівні, то:

$$I_{m1} = I_{m2}.$$

4) Визначаємо опір резистора у вхідному колі

$$R_1 = \frac{U_{m\text{вх}}}{I_{m1}}.$$

5) Визначаємо опір резистора у колі зворотного зв'язку

$$R_2 = \frac{U_{m\text{вих}}}{I_{m2}}.$$

6) Вибираємо значення опорів резисторів R_1 і R_2 за табл. 1.1 з ряду Е 24:

$$R_1 = \quad , \quad R_2 = \quad .$$

7) Розраховуємо заданий коефіцієнт підсилення напруги

$$K_u = \frac{U_{m\text{вих}}}{U_{m\text{вх}}}.$$

8) Так як значення опорів резисторів R_1 і R_2 обрано з номінальних значень, то отриманий коефіцієнт підсилення розробленого інвертуючого підсилювача може відрізнятись від заданого значення. Тому розраховуємо коефіцієнт підсилення напруги розробленого інвертуючого підсилювача

$$K_{ui} = \frac{R_2}{R_1}.$$

9) Порівнюємо значення K_u і K_{ui} й знаходимо відносну похибку коефіцієнта підсилення розробленого інвертуючого підсилювача

$$\delta\% = \frac{K_{ui} - K_u}{K_u} \cdot 100.$$

10) Робимо висновки про отриманий результат: відносна похибка не повинна перевищувати значення: $\pm 5\%$.

11) Будуємо епюри $u_{\text{вх}} = f(t)$; $u_{\text{вих}} = f(t)$ в масштабі: рис. 7.7.

7.4. Контрольні запитання

1. Накресліть схему інвертуючого підсилювача на ОП.
2. Запишіть формулу для визначення коефіцієнта підсилення інвертуючого підсилювача за значеннями вхідної та вихідної напруг та за значеннями опорів резисторів R_1 і R_2 .
3. Доведіть, що вхідний струм дорівнює струму в колі НЗЗ.
4. Накресліть епюри вхідної та вихідної напруг.
5. Поясніть, що у схемі інвертуючого підсилювача уведений негативний зворотний зв'язок, паралельний за напругою.

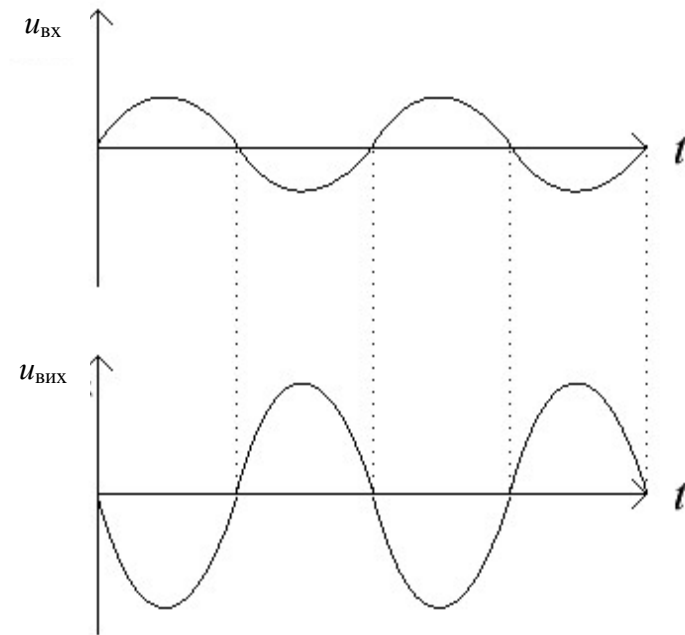


Рисунок 7.7. – Епюри напруг інвертуючого підсилювача

7.5. Рекомендована література

1. Воробйова О.М. Промислова електроніка: навч. посіб. / О.М. Воробйова, Ю.В. Флейта. – Одеса, 2020. – С. 139-158.

2. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – [2-ге вид.]. – Одеса: Фенікс, 2009. – С. 159 – 166.

3. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: У 2-х частинах: навч. посіб. / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2004. – Частина 2. – С. 136 – 145.

4. Воробьева Е. М. Основы схемотехники: В 2-х частях: конспект лекций / Е.М. Воробьева, В.Д. Иванченко. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2012. – Часть 2. – С. 55-65.

Тема 8. Операційний підсилювач. Неінвертуючий підсилювач

8.1. Ключові положення

Неінвертуючий підсилювач напруги

Схема неінвертуючого підсилювача показана на рис. 8.1.

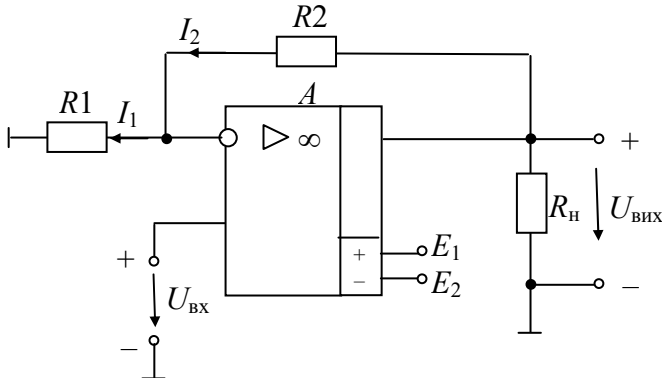


Рисунок 8.1 – Неінвертуючий підсилювач

Підсилювач *вхідної напруги не інвертує, так як вхідний сигнал подано на неінвертуючий вхід*. Отже, напруги $U_{\text{ВХ}}$ і $U_{\text{ВІХ}}$ збігаються за фазою. Резистори R_1 і R_2 утворюють чотириполосник зворотного зв'язку B . Напруга зворотного зв'язку $U_{\text{ЗВ}}$, яка виділяється на резисторі R_1 ($U_{\text{ЗВ}} = I_1 R_1$), увімкнена послідовно зі вхідною напругою у протифазі. Таким чином, у схемі рис. 8.1 використаний *негативний ЗЗ послідовний за напругою*. Послідовний ЗЗ збільшує вхідний опір неінвертуючого підсилювача, тобто $R_{\text{ВХ}} > R_{\text{ВХ ОП}}$, який й без зворотного зв'язку значний ($R_{\text{ВХ ОП}} \rightarrow \infty$). Негативний ЗЗ за напругою зменшує вихідний опір неінвертуючого підсилювача, тобто $R_{\text{ВІХ}} < R_{\text{ВІХ ОП}}$.

Знайдемо коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача, вважаючи $U_{\text{ВХ Д}} \approx 0$, $I_{\text{ВХ ОП}} \approx 0$. У цьому випадку $I_1 = I_2$, а $U_{\text{ВХ}} = I_1 R_1$, $U_{\text{ВІХ}} = I_2 R_2 + I_1 R_1 = I_2 R_2 + U_{\text{ВХ}}$. Знайдемо струми:

$$I_1 = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{\text{ВІХ}} - U_{\text{ВХ}}}{R_2}.$$

Прирівнявши струми, отримаємо

$$\frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1} = \frac{U_{\text{ВІХ}} - U_{\text{ВХ}}}{R_2}.$$

Звідси знайдемо коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K_{\text{ін}} = \frac{U_{\text{ВІХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (8.1)$$

Порівнюючи формули (7.19) і (8.1), бачимо, що $K_{\text{ін}}$ більший $K_{\text{ін}}$ на одиницю. Для значних коефіцієнтів підсилення ($K_{\text{ін}} \gg 1$) це не має значення, а для незначних значень $K_{\text{ін}}$ одиниця впливає суттєво.

8.2. Завдання для розрахунку

1. Розробіть схему неінвертуючого підсилювача.
2. Розрахуйте значення опорів резисторів й оберіть їх номінальні значення за шкалою Е24.

3. Розрахуйте необхідний коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача за заданими значеннями вхідної й вихідної напруг.
4. Розрахуйте отриманий коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача за значеннями опорів резисторів кола НЗЗ.
5. Порівняйте отримані результати розрахунків та зробіть висновки про похибку розрахунків.
6. Накресліть у масштабі часові діаграми напруг розробленого підсилювача.

8.3. Вихідні дані

1. Амплітуда вхідної напруги $U_{m\text{ ВХ}} = (0,1 + 0,01 \cdot N)$ В.
2. Амплітуда вихідної напруги $U_{m\text{ ВИХ}} = (5 + 0,7 \cdot M)$ В.
3. Опір навантаження $R_{\text{Н}} = 2$ кОм.

8.4. Виконання розрахунку

1. Розробка схеми

Схема неінвертуючого підсилювача наведена на рис. 8.1. Далі необхідно пояснити всі позначення на схемі.

На схемі рис. 8.1 позначено:

A – операційний підсилювач; R_1, R_2 – опори кола негативного зворотного зв'язку; $R_{\text{Н}}$ – опір навантаження; $U_{\text{ВХ}}$ – вхідна напруга; $U_{\text{ВИХ}}$ – вихідна напруга; $+E_1, -E_2$ – джерела живлення, як правило, однакові за величиною.

2. Розрахунок схеми

- 1) Розраховуємо амплітуду струму у колі навантаження

$$I_{m\text{Н}} = \frac{U_{m\text{ВИХ}}}{R_{\text{Н}}}.$$

- 2) Вибираємо значення амплітуди струму у колі зв'язку із співвідношення

$$I_{m2} = (0,02 \dots 0,05) \cdot I_{m\text{Н}}.$$

Вибираємо, наприклад, значення: $I_{m2} = 0,04 \cdot I_{m\text{Н}}$.

- 3) Так як амплітуди струмів I_{m1} і I_{m2} рівні, то:

$$I_{m1} = I_{m2}.$$

- 4) Визначаємо опір резистора у вхідному колі

$$R_1 = \frac{U_{m\text{ВХ}}}{I_{m1}}.$$

- 5) Визначаємо опір резистора у колі зворотного зв'язку

$$R_2 = \frac{U_{m\text{ВИХ}} - U_{m\text{ВХ}}}{I_{m2}}.$$

- 6) Вибираємо значення опорів резисторів R_1 і R_2 за табл. з ряду E24:

$$R_1 = \quad, \quad R_2 = \quad.$$

- 7) Розраховуємо заданий коефіцієнт підсилення напруги

$$K_u = \frac{U_{m\text{ВИХ}}}{U_{m\text{ВХ}}}.$$

8) Оскільки значення опорів резисторів R_1 і R_2 вибрано з номінальних значень, то отриманий коефіцієнт підсилення розробленого неінвертуючого підсилювача може відрізнятись від заданого значення. Тому розраховуємо коефіцієнт підсилення напруги розробленого неінвертуючого підсилювача

$$K_{uн} = \frac{R_2}{R_1} + 1.$$

9) Порівнюємо значення K_u і $K_{uн}$ та знаходимо відносну похибку коефіцієнта підсилення розробленого інвертуючого підсилювача

$$\delta\% = \frac{K_{uн} - K_u}{K_u} \cdot 100.$$

10) Робимо висновки про отриманий результат: відносна похибка не повинна перевищувати значення: $\pm 5\%$.

11) Будуємо епюри $u_{вх} = f(t)$; $u_{вих} = f(t)$ в масштабі: рис. 8.2.

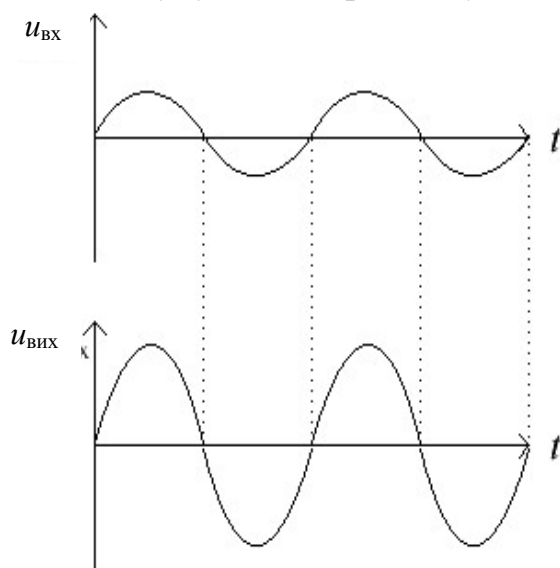


Рисунок 8.2 – Епюри напруг неінвертуючого підсилювача

8.5. Контрольні запитання

1. Наведіть схему неінвертуючого підсилювача на ОП.

2. Запишіть формулу для визначення коефіцієнта підсилення неінвертуючого підсилювача за значеннями вхідної і вихідної напруг та за значеннями опорів резисторів R_1 і R_2 .

3. Запишіть формули для визначення коефіцієнтів підсилення інвертуючого та неінвертуючого підсилювачів за значеннями опорів резисторів R_1 і R_2 . Поясніть, чим вони відрізняються.

4. Накресліть епюри вхідної та вихідної напруг.

5. Поясніть, що у схемі неінвертуючого підсилювача уведений негативний зворотний зв'язок послідовний за напругою.

8.6. Рекомендована література

1. Воробйова О.М. Промислова електроніка: навч. посіб. / О.М. Воробйова, Ю.В. Флейта. – Одеса, 2020. – С. 159-160.

2. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – [2-ге вид.]. – Одеса: Фенікс, 2009. – С. 159 – 166.

3. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: У 2-х частинах: навч. посіб. / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2004. – Частина 2. – С. 136 – 145.

4. Воробьева Е. М. Основы схемотехники: В 2-х частях: конспект лекций / Е.М. Воробьева, В.Д. Иванченко. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2012. – Часть 2. – С. 55-65.

Тема 9. Операційні підсилювачі. Інвертуючий суматор

9.1. Ключові положення

Інвертуючий суматор

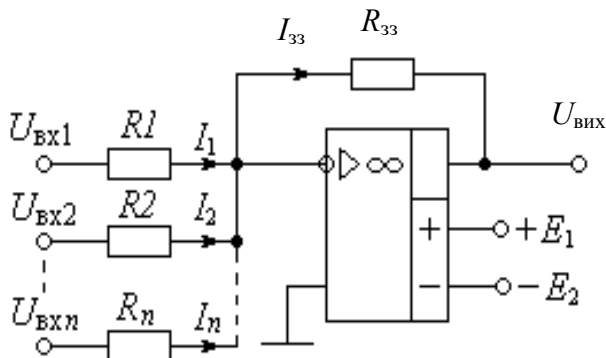


Рисунок 9.1 – Схема інвертуючого суматора

Інвертуючий суматор, схема якого показана на рис. 9.1, у загальному випадку складає струми. Ця властивість обумовлена дуже значним входним опором ($R_{\text{вхОП}}$) і дуже малим власним струмом ($I_{\text{вхОП}}$) операційного підсилювача A , на якому реалізований суматор.

Оскільки сума входних струмів протікає по колу 33, то справедлива рівність

$$I_{\text{ос}} = I_1 + I_2 + \dots + I_n. \quad (9.1)$$

У цьому випадку вихідна напруга буде дорівнювати

$$U_{\text{вих}} = - (I_1 + I_2 + \dots + I_n) \cdot R_{33}. \quad (9.2)$$

Вхідні струми визначаються вхідними напругами та опорами резисторів в їх вхідних колах, тому

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх}1}}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U_{\text{вх}2}}{R_2}; \quad \dots; \quad I_n = \frac{U_{\text{вх}n}}{R_n}. \quad (9.3)$$

З формул (9.1)...(9.3) знаходимо вихідну напругу

$$U_{\text{вих}} = - \left(\frac{U_{\text{вх}1}}{R_1} + \frac{U_{\text{вх}2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{\text{вх}n}}{R_n} \right) \cdot R_{33}. \quad (9.4)$$

З виразу (9.4) випливає, що суматор складає напруги $U_{\text{вх}1} \dots U_{\text{вх}n}$ зі своїми масштабними коефіцієнтами, які визначаються опорами $R_1 \dots R_n$. Наприклад, при $U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2}$ і $R_2 = 2R_1$ внесок напруги $U_{\text{вх}2}$ у вихідний сигнал буде вдвічі меншим, ніж напруги $U_{\text{вх}1}$. Вираз у дужках (9.4) носить назву *зваженої суми*.

Якщо необхідно отримати *арифметичну* суму напруг, то згадані *масштабні коефіцієнти* повинні дорівнювати *одиниці*. З цього слідує, що опори всіх резисторів повинні бути однаковими:

$$R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_{33} = R. \quad (9.5)$$

З формул (9.4) і (9.5) випливає, що в окремому випадку за однакових опорів всіх резисторів отримаємо алгебраїчну суму вхідних напруг:

$$U_{\text{вих}} = - (U_{\text{вх}1} + U_{\text{вх}2} + \dots + U_{\text{вх}n}). \quad (9.6)$$

9.2. Завдання для розрахунку

1. Розробіть схему інвертуючого суматора.
2. Розрахуйте опори резисторів для суматора струмів.
3. Побудуйте в масштабі діаграму роботи суматора напруг.

9.3. Вихідні дані

1. Амплітуди входних напруг

$$U_{m\text{ вх1}} = (0,1 + 0,01 \cdot N) \text{ В};$$

$$U_{m\text{ вх2}} = (0,1 + 0,01 \cdot M) \text{ В}.$$

2. Амплітуда вихідної напруги

$$U_{m\text{ вх2}} = (5 + 0,7 \cdot M) \text{ В}.$$

3. Амплітуди входних струмів

$$I_{m\text{ вх1}} = I_{m\text{ вх2}}.$$

4. Опори навантаження

$$R_{\text{н}} = 2 \text{ кОм}.$$

9.4. Виконання розрахунку

1) Розробка схеми

Схема інвертуючого суматора двох входних напруг показана на рис. 9.2. Далі необхідно пояснити всі позначення на схемі.

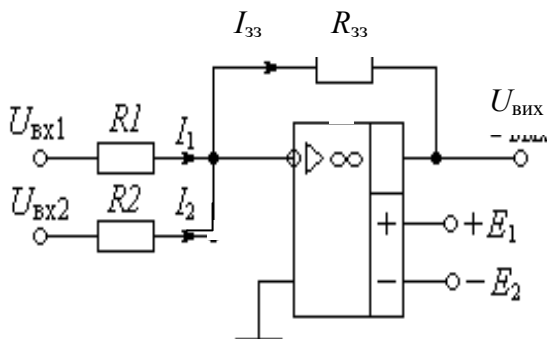


Рисунок 9.2 – Схема інвертуючого суматора

На схемі рис. 9.2 позначено:
A – операційний підсилювач;
*R*₁ і *R*₂ – опори у входних колах суматора;
*R*_{зз} – опір кола зворотного зв'язку;
*R*_н – опір навантаження;
*U*_{вх1}, *U*_{вх2} – входні напруги;
*U*_{вих} – вихідні напруги;
 +*E*₂, і −*E*₁ – джерела живлення, як правило, однакові за величиною.

2. Розрахунок інвертуючого суматора напруг

1) Визначаємо амплітуду струму у колі навантаження

$$I_{m\text{ н}} = \frac{U_{m\text{ вих}}}{R_{\text{н}}}.$$

2) Вибираємо струм у колі зворотного зв'язку із співвідношення

$$I_{m\text{ зз}} = (0,02 \dots 0,05) \cdot I_{m\text{ н}}.$$

Наприклад, виберемо $I_{m\text{ зз}} = 0,05 \cdot I_{m\text{ н}}$.

3) Розраховуємо опір у колі зворотного зв'язку

$$R_{\text{зз}} = \frac{U_{m\text{ вих}}}{I_{m\text{ вих}}}.$$

4) Так як за завданням амплітуди входних струмів рівні: $I_{m\text{ вх1}} = I_{m\text{ вх2}}$, отже,

$$I_{m\text{ вх1}} = I_{m\text{ вх2}} = 0,5 I_{m\text{ зз}}.$$

5) Визначаємо опори у входних колах суматора

$$R_1 = \frac{U_{m\text{ вх1}}}{I_{m\text{ вх1}}}, \quad R_2 = \frac{U_{m\text{ вх2}}}{I_{m\text{ вх2}}}.$$

6) Опори резисторів обираємо за шкалою номінальних значень з ряду E24:

$$R_1 = \quad ; R_2 = \quad ; R_{\text{зз}} = \quad .$$

- 7) Будуємо епюри напруг $u_{\text{вх1}}$, $u_{\text{вх2}}$, $u_{\text{вих}}$ суматора напруг у масштабі.
- 8) Розраховуємо вихідну напругу за формулою (9.5).

9.5. Контрольні запитання

1. Наведіть схему суматора.
2. Поясніть, як отримана сума зі зваженими коефіцієнтами та алгебраїчна сума вхідних напруг.
3. Наведіть епюри вхідних напруг та вихідної напруги інвертуючого суматора напруг.

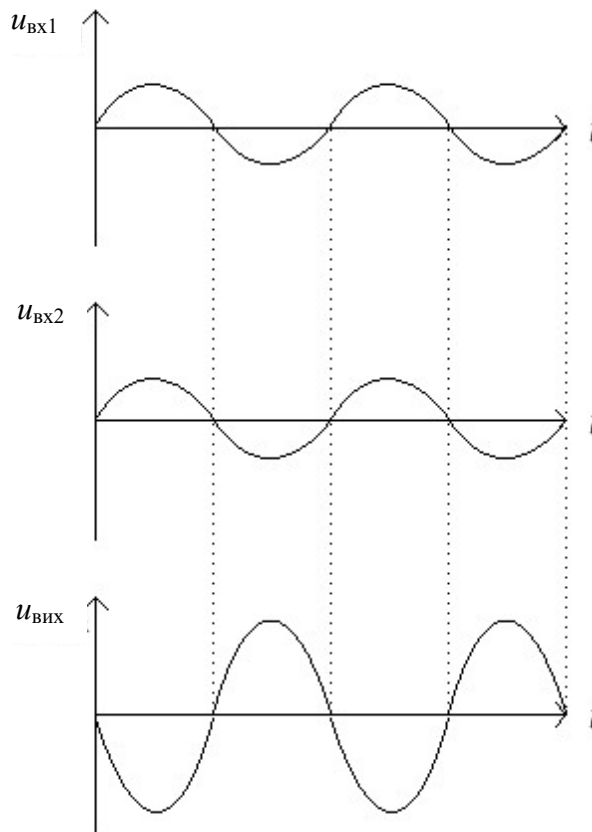


Рисунок 9.3 – Епюри напруг інвертуючого суматора

9.6. Рекомендована література

1. Воробйова О.М. Промислова електроніка: навч. посіб. / О.М. Воробйова, Ю.В. Флейта. – Одеса, 2020. – С. 160-161.
2. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – [2-ге вид.]. – Одеса: Фенікс, 2009. – С. 159 – 166.
3. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: У 2-х частинах: навч. посіб. / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2004. – Частина 2. – С. 136 – 145.
4. Воробьева Е. М. Основы схемотехники: В 2-х частях: конспект лекций / Е.М. Воробьева, В.Д. Иванченко. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2012. – Часть 2. – С. 55-65.

Тема 10. Операційні підсилювачі. Вимірювальний підсилювач

10.1. Ключові положення

Вимірювальний підсилювач – це один з найбільш широко застосовуваних, точних та багатофункціональних підсилювачів. Схему вимірювального підсилювача показано на рис. 10.1.

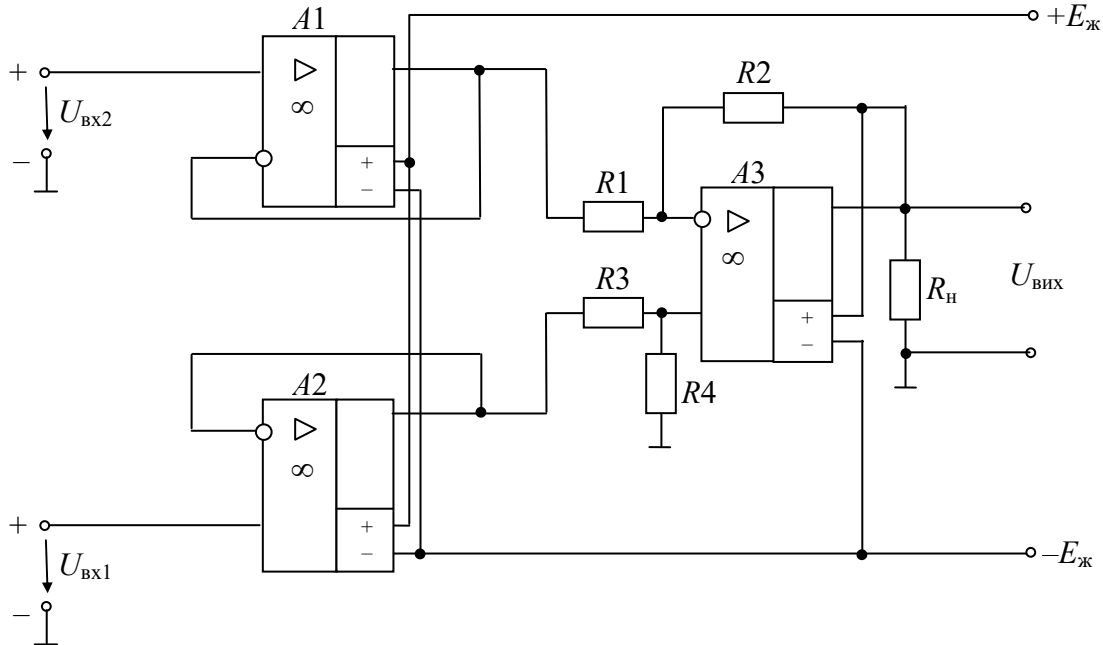


Рисунок 10.1 – Вимірювальний підсилювач

Вимірювальний підсилювач використовується для підсилення та вимірювання малих різниць напруг від віддалених джерел сигналу. При передаванні малих сигналів виникають синфазні завади, напруга яких часто буває значно більшою, ніж вимірювана різницева напруга. Різницеву вхідну напругу назовемо диференціальним вхідним сигналом

$$U_{\text{вх д}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}. \quad (10.1)$$

Диференціальний вхідний сигнал часто являє собою сигнал, що знімається з давача. Давач або перетворювач являє собою пристрій, який перетворює вимірюваний параметр та його зміну в електричний сигнал. Приклади давачів-перетворювачів: 1) фототранзистор, який перетворює рівень освітленості у струм; 2) термістор, який перетворює зміну температури у зміну опору; 3) термопара, яка дає на виході напругу, пропорційну температурі спаду; 4) тензодавач, опір якого змінюється пропорційно механічній деформації матеріалу, та інші.

Основою вимірювального підсилювача (рис. 10.1) є диференціальний (різницевий) підсилювач, виконаний на операційному підсилювачі АЗ. У диференціального підсилювача (ДУ) вхідні сигнали подаються на обидва входи операційного підсилювача: *інвертуючий* та *неінвертуючий*. Отже, вихідна напруга буде визначатися різницею вхідних сигналів та коефіцієнтом підсилення ДУ.

Якщо виконати коефіцієнти підсилення ДУ за інвертуючим та неінвертуючим входами однаковими, то ДУ не буде підсилювати синфазні сигнали. Тому далі розглянемо лише різницевий (диференціальний) вихідний сигнал.

Операційні підсилювачі $A1$ й $A2$ увімкнено за схемою повторювачів. Це дозволяє збільшити вхідний опір вимірювального підсилювача й розв'язати вхідні та вихідні сигнали. Тому що коефіцієнт підсилення напруги повторювача дорівнює одиниці, то вхідні напруги $U_{\text{вх1}}$ й $U_{\text{вх2}}$ подано на входи ДУ, який виконано на $A3$.

Для сигналу $U_{\text{вх1}}$ підсилювач увімкнений за неінвертуючою схемою, напруга на неінвертуючому вході дорівнює

$$U_{\text{вх1}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4},$$

а коефіцієнт підсилення за неінвертуючим входом дорівнює

$$K_{\text{н}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (10.2)$$

Отже, вихідна напруга від неінвертуючого входу буде дорівнювати

$$U_{\text{вих1}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{\text{вх1}}. \quad (10.3)$$

Для інвертуючого входу коефіцієнт підсилення дорівнює

$$K_{\text{і}} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (10.4)$$

отже

$$U_{\text{вих2}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{\text{вх2}}. \quad (10.5)$$

Користуючись принципом суперпозиції, знайдемо вихідну напругу

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вих1}} + U_{\text{вих2}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{\text{вх1}} - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_{\text{вх2}}. \quad (10.6)$$

Для отримання однакових коефіцієнтів підсилення за обома входами ДУ оберемо

$$R_3 = R_1, R_4 = R_2. \quad (10.7)$$

У цьому випадку синфазний сигнал на виході ДУ буде відсутнім, а вихідна напруга буде дорівнювати

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_2}{R_1} (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) = K(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}), \quad (10.8)$$

$$\text{де } K = \frac{R_2}{R_1}. \quad (10.9)$$

Отже, вимірювальний підсилювач підсилює різницю вхідних напруг.

Якщо обрати опір усіх резисторів рівним: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, то вихідна напруга буде дорівнювати різниці вхідних напруг

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}. \quad (10.10)$$

Якщо на обидва входи подано синфазні сигнали: $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$, то $U_{\text{вих}} = 0$, отже, вимірювальний підсилювач не підсилює синфазні сигнали.

10.2. Завдання для розрахунку

- 1) Накресліть схему вимірювального підсилювача й призначення елементів.
- 2) Розрахуйте опори резисторів R_1, R_2, R_3, R_4 .
- 3) Округліть значення опорів R_1, R_2, R_3, R_4 до стандартних номіналів з ряду E24.
- 4) Розрахуйте вихідну напругу.
- 5) Визначте задане значення вихідної напруги.
- 6) Знайдіть похибку отриманої вихідної напруги відносно заданої.

10.3. Вихідні дані

- 1) Напруга вхідних сигналів:
 $U_{\text{вх1}} = (0,2 + 0,01N), \text{ В.}$
 $U_{\text{вх2}} = (0,3 + 0,01M), \text{ В.}$
- 2) Коефіцієнт підсилення підсилювача
 $K = 20 + N.$
- 3) Опір резистора R_1 :
 $R_1 = (1 + M), \text{ кОм.}$

10.4. Виконання розрахунку

- 1) Схему вимірювального підсилювача показано на рис. 10.1.
- 2) Розрахуємо опір резистора R_2

$$R_2 = R_1 K.$$

- 3) Обираємо опір резисторів з ряду E24:

$$R_1 = R_3 = \dots, R_2 = R_4 = \dots.$$

- 4) Розраховуємо вихідну напругу

$$U_{\text{вих}} = \frac{R_2}{R_1} (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}).$$

- 5) Визначаємо задане значення вихідної напруги

$$U_{\text{вих зад}} = K(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}).$$

- 6) Знаходимо похибку розрахованої вихідної напруги

$$\delta\% = \frac{U_{\text{вих зад}} - U_{\text{вих}}}{U_{\text{вих зад}}} \cdot 100.$$

Похибка не повинна перевищувати $\delta\% \leq \pm 5\%$.

10.5. Контрольні запитання

1. Де використовується вимірювальний підсилювач?
2. Що таке диференційний вхідний сигнал?
3. Чому операційні підсилювачі $A1$ та $A2$ увімкнено за схемою повторювачів?
4. Наведіть схему вимірюючого підсилювача.

10.6. Рекомендована література

1. Воробйова О.М. Промислова електроніка: навч. посіб. / О.М. Воробйова, Ю.В. Флейта. – Одеса, 2020. – С. 164-166.
2. Воробйова О.М. Основи схемотехніки: підручник / О.М. Воробйова, В.Д. Іванченко. – [2-ге вид.]. – Одеса: Фенікс, 2009. – С. 184 – 185.

Навчально-методичне видання

Олена Михайлівна Воробйова,
Юрій Вікторович Флейта

**Методичний посібник
для практичних занять
з дисципліни
«Промислова електроніка»**

Частина 1