

**Міністерство транспорту та зв'язку України
Державна адміністрація зв'язку**

Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

Кафедра основ схемотехніки

М.П. Савицька, Л.Б. Ботнар

АНАЛОГОВІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ

Навчальний посібник

Модуль 1

**Напрямок підготовки: 0907 – Радіотехніка
Спеціальність: апаратура радіозв'язку
радіомовлення і телебачення**

ЗАТВЕРДЖЕНО
радою навчально-наукового
інституту радіо, теле-
бачення, електроніки.
Протокол № 4 від 21.12.2007 р.

Одеса – 2009

Савицька М.П., Ботнар Л.Б. Аналогові електронні пристрої: Навчальний посібник. Модуль 1. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2009. – 108 с.

Навчальний посібник складається з двох частин: модуль 1 і модуль 2. Розглянуто принципи побудови, схеми і властивості різних аналогових пристроїв, виконаних на дискретних елементах та інтегральних мікросхемах, наведено методику аналізу і дано основи синтезу цих схем.

Навчальний посібник призначений для студентів, що вивчають дисципліну «Аналогові електронні пристрої». Він містить матеріал, необхідний студентам для закріплення лекційного матеріалу, при підготовці і виконанні лабораторних робіт, вирішенні задач й виконанні комплексних завдань, а також для самостійної роботи студентів.

Навчальний посібник може бути корисним для студентів інших спеціальностей і для фахівців зв'язку.

СХВАЛЕНО
на засіданні кафедри
основ схемотехніки і
рекомендовано до друку.
Протокол № 3
від 3.12.2007 р.

ЗМІСТ

Вступ.....	5
1. ЕЛЕКТРОННІ ПІДСИЛЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ	9
1.1. Структурна схема підсилювача	9
1.2. Класифікація підсилювальних пристроїв	10
2. ТЕХНІЧНІ ПОКАЗНИКИ ПІДСИЛЮВАЧІВ	12
2.1. Вхідні та вихідні дані	12
2.2. Коефіцієнти підсилення і коефіцієнт корисної дії	14
2.3. Амплітудно-частотна, фазочастотна і перехідна характеристики	16
2.4. Лінійні спотворення підсилювача	19
2.4.1. Частотні спотворення. Смуга пропускання	19
2.4.2. Фазові спотворення	20
2.4.3. Перехідні спотворення	21
2.5. Нелінійні спотворення	21
2.6. Власні завади підсилювача	23
2.7. Амплітудна характеристика і динамічний діапазон	26
3. ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК У ПІДСИЛЮВАЧАХ	28
3.1. Основні визначення	28
3.2. Наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача з послідовним зворотним зв'язком	32
3.3. Зв'язок негативний і позитивний. Умова нейтральності зворотного зв'язку	35
3.4. Наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача з паралельним зворотним зв'язком	38
3.5. Способи введення сигналу зворотного зв'язку та його вплив на вхідний опір підсилювача	39
3.6. Способи зняття сигналу зворотного зв'язку та його вплив на вихідний опір підсилювача	42
3.7. АЧХ, ФЧХ, лінійні спотворення, смуга пропускання підсилювача із зворотним зв'язком	44
3.8. Нестабільність коефіцієнта підсилення із зворотним зв'язком	47
3.9. Внутрішні завади, нелінійні спотворення підсилювача із зворотним зв'язком	48
4. СТІЙКІСТЬ ПІДСИЛЮВАЧА ІЗ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ. КРИТЕРІЙ СТІЙКОСТІ НАЙКВІСТА	52

5. ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ЕЛЕКТРОННИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ	56
5.1. Способи включення підсилювальних елементів за сигналом	56
5.2. Складені транзистори. Каскодні схеми	63
5.3. Режим роботи підсилювального елемента	65
5.4. Кола живлення і стабілізації режимів роботи підсилювальних каскадів	70
5.4.1. Кола живлення каскадів на біполярних транзисторах	70
5.4.2. Кола стабілізації режиму роботи підсилювачів на біполярних транзисторах	77
5.4.3. Кола живлення каскадів на польових транзисторах	92
5.4.4. Кола живлення каскадів на електронних лампах	94
5.5. Кола живлення інтегральних мікросхем	95
5.6. Кола міжкаскадного зв'язку і види підсилювальних каскадів	103
Тести для перевірки знань і умінь модуля 1	105
ЛІТЕРАТУРА	107

ВСТУП

Навчальна дисципліна «Аналогові електронні пристрої» забезпечує базову підготовку студентів і дає необхідні знання для подальшого вивчення спеціальних дисциплін.

У цьому курсі студенти вивчають аналогові електронні пристрої, які призначені для підсилення, генерації і обробки інформаційних сигналів.

Дисципліна «Аналогові електронні пристрої» є однією з тих, що профілюють в навчально-науковому інституті радіо, телебачення і електроніки. В результаті вивчення дисципліни студенти повинні зрозуміти і засвоїти принципи дії різних аналогових пристроїв, ознайомитися з методикою їх аналізу, типовими інженерними рішеннями з їх синтезу, а також набути навичок з розрахунку цих пристроїв.

Дисципліна «Аналогові електронні пристрої» вивчається у навчальних семестрах: 2.3 і 2.4; складається з двох модулів: 1 та 2; має 2.4 кредитів ECTS. Загальне число годин – 99; зокрема: лекцій – 34 години; лабораторних занять – 18 годин; самостійної роботи – 47 годин.

Вид контролю: семестр 2.3 – залік, семестр 2.4 – залік.

Основу аналогових пристроїв складають електронні підсилювачі, в яких використовуються різного виду зворотні зв'язки. Тому в навчальному посібнику «Аналогові електронні пристрої. Модуль 1» розглянуто питання, які пов'язані з теорією зворотного зв'язку і принципами побудови електронних підсилювачів. Матеріал цього посібника дозволить студентам закріпити знання, одержані на лекціях, допоможе підготуватися до виконання і захисту лабораторних робіт, розв'язати завдання і виконати комплексне завдання модуля 1 з дисципліни «Аналогові електронні пристрої».

Мета дисципліни «Аналогові електронні пристрої»

Дисципліна повинна забезпечити підготовку знань, необхідних студенту для вивчення спеціальних дисциплін і подальшого вирішення виробничих, проектних і дослідницьких задач відповідно до кваліфікаційної характеристики інженера спеціальності 0907.

В результаті вивчення дисципліни студент повинен:

- знати параметри, технічні характеристики, принципові схеми, принципи роботи аналогових електронних пристроїв;
- уміти раціонально обирати тип електронного приладу або мікросхеми для вирішення технічного завдання з експлуатації і проектування аналогової апаратури;
- уміти виконувати вимірювання параметрів і характеристик аналогових пристроїв в процесі наладки і експлуатації.

Дисципліна складається з двох модулів:

Модуль 1 – Зворотний зв'язок в аналогових електронних пристроях.

Модуль 2 – Підсилювачі. Пристрої на аналогових інтегральних мікросхемах. Генератори.

Структура модуля 1

Модуль 1: Зворотний зв'язок в аналогових електронних пристроях			
Змістовий модуль	Лекції, год.	Лабораторні заняття, год.	Самостійна робота, год.
1. Технічні показники підсилювачів	4	2	6
2. Зворотний зв'язок	4	4	6
3. Стійкість підсилювача із зворотним зв'язком	2	2	4
4. Принципи побудови електронних підсилювачів	6	0	10
Всього:	16	8	26

Перелік знань і умінь, з якими студент повинен приступити до вивчення матеріалу модуля 1

Знання з тем:

- закони електротехніки;
- основи фізики твердого тіла;
- кола постійного і змінного струмів;
- закон Ома, закони Кірхгофа;
- чотириполюсники, передавальні функції;
- операторний метод, перехідні характеристики;
- радіокомпоненти;
- структурні і принципові схеми;
- характеристики сигналів; спектр.

Уміння:

- уміти використовувати закони електротехніки для вирішення завдань;
- уміти проводити аналіз і розрахунок кіл постійного і змінного струмів;
- уміти будувати графіки функцій;
- уміти креслити структурні й принципові схеми.

Теми і зміст лекцій

Модуль 1. Зворотний зв'язок в аналогових електронних пристроях.

Змістовий модуль 1. Технічні показники підсилювачів.

Лекція 1. Зміст і завдання курсу. Література. Підсилювач – основна ланка аналогових електронних пристроїв. Технічні показники підсилювачів. Коефіцієнти підсилення, енергетичні показники. Амплітудно-частотні, фазочастотні та перехідні характеристики.

Лекція 2. Частотні і фазові спотворення, смуга пропускання підсилювача, спотворення перехідної характеристики. Нелінійні спотворення, їх оцінка. Шумові параметри підсилювача. Амплітудна характеристика, динамічний діапазон.

Змістовий модуль 2. Зворотний зв'язок.

Лекція 3. Зворотний зв'язок (ЗЗ). Основні поняття і визначення. Вплив ЗЗ на параметри і характеристики підсилювача. Коефіцієнт підсилення, глибина ЗЗ, петльове підсилення. Зворотний зв'язок негативний і позитивний, глибокий зворотний зв'язок.

Лекція 4. Способи введення зворотного зв'язку та його вплив на вхідний опір підсилювача. Способи зняття зворотного зв'язку та його вплив на вихідний опір підсилювача. АЧХ, ФЧХ, лінійні спотворення, смуга пропускання підсилювача із зворотним зв'язком. Нестабільність коефіцієнта підсилення із зворотним зв'язком. Внутрішні перешкоди, нелінійні спотворення підсилювача із ЗЗ.

Змістовий модуль 3. Стійкість підсилювача із зворотним зв'язком.

Лекція 5. Стійкість підсилювача із зворотним зв'язком, умови самозбудження: амплітуд і фаз. Критерій стійкості Найквіста. Забезпечення стійкості підсилювача.

Змістовий модуль 4. Принципи побудови електронних підсилювачів.

Лекція 6. Способи включення підсилювальних елементів за сигналом, складені транзистори, каскодні схеми. Режими роботи підсилювального елемента: *A*, *B*, *C*, *D*; їх достоїнства і недоліки, використання цих режимів.

Лекція 7. Кола живлення каскадів на біполярних транзисторах, стабілізація режиму роботи (емітерна, колекторна, комбінована): принципові схеми, призначення елементів, вплив елементів схеми на коефіцієнт нестабільності, порівняльна оцінка роботи схем.

Лекція 8. Кола живлення каскадів на польових транзисторах: принципові схеми, призначення елементів, стабілізація режиму. Кола живлення каскадів на електронних лампах: принципові схеми, призначення елементів, стабілізація режиму.

Перелік лабораторних робіт модуля 1

№ п/п.	Тема	Годин
1	Дослідження однокаскадного підсилювача із зворотним зв'язком	2
2	Дослідження двокаскадного підсилювача із зворотним зв'язком	2
3	Дослідження трикаскадного підсилювача із зворотним зв'язком	2
4	Дослідження стійкості підсилювачів із зворотним зв'язком	2
	Всього:	8

Рекомендації з самостійної роботи студента
Модуль 1

Для закріплення вивчаємого матеріалу модуля 1 студенту виділяється 26 годин для самостійної роботи і виконання комплексного завдання.

Рекомендується розподілити цей час таким чином:

№ п/п.	Вид роботи	Кількість годин
1	Опрацювання лекцій	12
2	Вивчення додаткового матеріалу до лекцій	6
3	Підготовка до лабораторних робіт	4
4	Виконання комплексного індивідуального завдання	4
	Всього:	26

Комплексне завдання для самостійного виконання видає викладач.

***Перелік знань і умінь, які повинен придбати студент
в процесі вивчення матеріалу модуля 1***

Знання з тем:

- технічні показники підсилювачів;
- зворотний зв'язок;
- стійкість підсилювача із зворотним зв'язком;
- принципи побудови електронних підсилювачів;
- принципові схеми каскадів на біполярних і польових транзисторах, електронних лампах.

Уміння:

- уміти розраховувати та вимірювати параметри і характеристики підсилювача;
- уміти розраховувати та вимірювати параметри і характеристики підсилювача із зворотним зв'язком;
- уміти оцінювати і забезпечувати стійкість підсилювача із зворотним зв'язком згідно критерія Найквіста;
- уміти розраховувати кола живлення підсилювальних каскадів на біполярних і польових транзисторах, на електронних лампах.

1. ЕЛЕКТРОННІ ПІДСИЛЮВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ

1.1. Структурна схема підсилювача

Підсилювач електричних сигналів – це електронний пристрій, призначений для збільшення потужності, напруги або струму сигналу, підведеного до його входу, без істотного спотворення його форми. Оскільки потужність сигналу на виході підсилювача більша, ніж на вході, то за законом збереження енергії **підсилювальний пристрій** повинен включати джерело живлення. Тоді узагальнену структурну схему підсилювального пристрою можна зобразити, як показано на рис. 1.1.

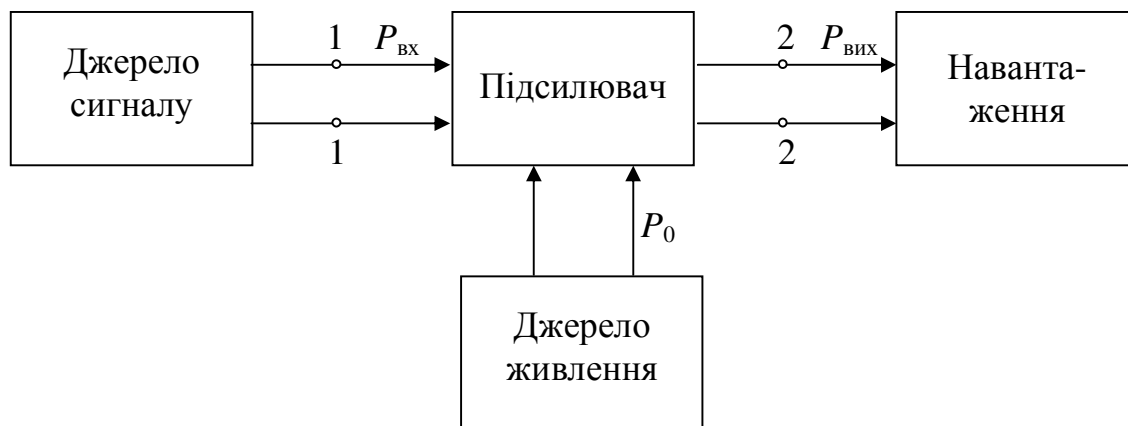


Рисунок 1.1 – Узагальнена структурна схема підсилювача

Від джерела живлення підсилювач відбирає потужність P_0 , необхідну для підсилення вхідного сигналу. Джерело сигналу забезпечує потужність на вході підсилювача $P_{\text{вх}}$, вихідна потужність $P_{\text{вих}}$ виділяється на активній частині навантаження. У підсилювачі для потужностей виконується нерівність: $P_{\text{вх}} < P_{\text{вих}} < P_0$. Отже, **підсилювач** – це **керований вхідним сигналом перетворювач енергії джерела живлення в енергію вихідного сигналу**. **Перетворення енергії здійснюється за допомогою підсилювальних елементів (ПЕ): біполярних транзисторів, польових транзисторів, електронних ламп, інтегральних мікросхем (ІМС), вариканів та інших.**

Якщо джерело живлення включити в підсилювач, то для сигналу відносно двох пар вхідних і вихідних клем підсилювач можна розглядати як **нелінійний активний чотириполіусник**. За теоремою про еквівалентний генератор джерело сигналу можна замінити генератором ЕРС E_r і внутрішнім опором Z_r , а опір навантаження можна замінити еквівалентним опором Z_n .

Простий підсилювач містить один підсилювальний елемент. Один підсилювальний елемент з приєднаними до нього елементами живлення і зв'язку утворюють **каскад підсилення**.

У більшості випадків підсилення одного каскаду недостатньо, тому підсилувач містить декілька каскадів підсилення, утворюючи багатокаскадний пристрій. Каскади з'єднані таким чином, що сигнал, підсилений одним каскадом, підводиться до входу другого, потім до третього і т.д.

Структурну схему типового багатокаскадного підсилувача наведено на рис. 1.2.



Рисунок 1.2 – Структурна схема багатокаскадного підсилувача

Вхідний каскад і попередній підсилувач призначені для підсилення сигналу до значення, необхідного для подачі на вхід підсилувача потужності (вихідного каскаду). Кількість каскадів попереднього підсилення визначається необхідним підсиленням. Вхідний каскад забезпечує, за необхідності, узгодження з джерелом сигналу, шумові параметри підсилувача і необхідні регулювання.

Вихідний каскад (каскад підсилення потужності) призначений для віддачі у навантаження заданої потужності сигналу за мінімальних спотворень його форми і максимальному ККД.

1.2. Класифікація підсилувальних пристроїв

Підсилувальні пристрої класифікують за різними ознаками.

За виглядом підсилюваних електричних сигналів підсилувачі підрозділяють на підсилувачі *гармонічних* (безперервних) сигналів і підсилувачі *імпульсних* сигналів. Для підсилувачів імпульсних сигналів найбільший інтерес представляє дослідження перехідних процесів.

За шириною смуги пропускання і абсолютним значенням підсилюваних частот підсилувачі підрозділяються на наступні типи.

Підсилувачі постійного струму (ППС) призначені для підсилення сигналів в межах від нижньої частоти $f_n = 0$ до верхньої робочої частоти f_v . ППС підсилює як змінні складові сигналу, так і його постійну складову.

Підсилувачі змінного струму у свою чергу підрозділяються на підсилувачі низької, високої та надвисокої частоти.

За шириною смуги пропускання підсилюваних частот розрізняють:

- вибіркові підсилувачі (підсилувачі високої частоти – ПВЧ), у яких відношення частот $f_v/f_n \approx 1$;

– широкосмугові підсилювачі з великим діапазоном частот, для яких відношення $f_v/f_n \gg 1$.

За типом підсилювального елемента розрізняють транзисторні, лампові, параметричні, квантові, магнітні підсилювачі. В даний час як активні елементи широко використовуються аналогові інтегральні мікросхеми.

За конструктивним виконанням підсилювачі можна підрозділити на дві великі групи: підсилювачі, виконані за допомогою дискретної технології, тобто способом навісного або друкованого монтажу, і підсилювачі, виконані за допомогою інтегральної технології. Для класифікації підсилювачів використовуються й інші ознаки.

2. ТЕХНІЧНІ ПОКАЗНИКИ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Для сигналу підсилювач можна подати активним чотириполіусником, оскільки він містить джерело живлення. Джерело сигналу і навантаження замінимо еквівалентними двополіусниками. Тоді структурну схему підсилювача можна зобразити, як показано на рис. 2.1.

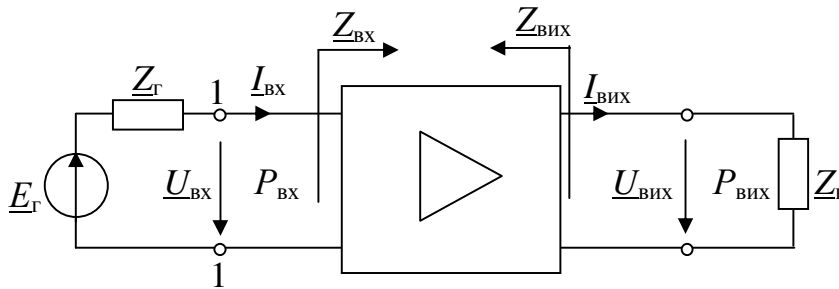


Рисунок 2.1 – Структурна схема підсилювача як активного чотириполіусника

Трикутник – це умовне позначення підсилювача. Для спрощення аналізу вважатимемо, що $Z_Г = R_Г$, $Z_Н = R_Н$, тобто є активними опорами.

Розглянемо основні технічні показники підсилювачів.

2.1. Вхідні й вихідні дані

Вхідними даними підсилювача є: вхідна напруга $U_{\text{вх}}$, вхідний струм $I_{\text{вх}}$, вхідна потужність $P_{\text{вх}}$, за яких підсилювач забезпечує в навантаженні задану технічними вимогами напругу або струм, або потужність, а також вхідний опір $Z_{\text{вх}}$.

До **вихідних даних** відносяться: номінальні (задані технічними вимогами) або напруга $U_{\text{вих}}$, або струм $I_{\text{вих}}$, або потужність $P_{\text{вих}}$, що віддається підсилювачем при роботі на задане навантаження $Z_Н$, а також вихідний опір підсилювача $Z_{\text{вих}}$.

Вхідний опір підсилювача у загальному випадку комплексний, оскільки комплексні вхідна напруга $\underline{U}_{\text{вх}}$ і вхідний струм $\underline{I}_{\text{вх}}$

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \frac{\underline{U}_{\text{вх}}}{\underline{I}_{\text{вх}}}. \quad (2.1)$$

Але вхідний опір зазвичай визначають на тій частоті (як правило, на середній частоті підсилюваного діапазону f_0), коли його можна вважати практично активним і рівним

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}, \quad (2.2)$$

де $U_{\text{вх}}$ і $I_{\text{вх}}$ – діючі значення вхідної напруги і струму.

Активна вхідна потужність дорівнює

$$P_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}. \quad (2.3)$$

Згідно теореми про еквівалентний генератор вихідне коло підсилювача можна подати у вигляді еквівалентного генератора $E_{\text{екв}} = U_{\text{вих XX}}$, ЕРС якого визначена в режимі холостого ходу на виході підсилювача (тобто при $R_{\text{н}} \rightarrow \infty$) і еквівалентного вихідного опору

$$\underline{Z}_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих XX}}}{I_{\text{вих КЗ}}}, \quad (2.4)$$

де $I_{\text{вих КЗ}}$ – вихідний струм, визначений в режимі короткого замикання на виході підсилювача (тобто при $R_{\text{н}} = 0$).

У загальному випадку вихідний опір підсилювача є комплексною величиною, але звичайно вихідний опір визначається на частоті (на частоті f_0), коли його можна вважати практично активним і рівним

$$R_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих XX}}}{I_{\text{вих КЗ}}}, \quad (2.5)$$

де $U_{\text{вих XX}}$ і $I_{\text{вих КЗ}}$ – діючі значення напруги і струму.

Співвідношення між $R_{\text{г}}$ і $R_{\text{вх}}$, а також між $R_{\text{вих}}$ і $R_{\text{н}}$ мають велике значення для отримання максимального коефіцієнта передачі ЕРС вхідного сигналу $E_{\text{г}}$ або для отримання максимального коефіцієнта передачі потужності вхідного сигналу.

На рис. 2.2 наведено структурну схему підсилювача з зазначенням еквівалентних опорів.

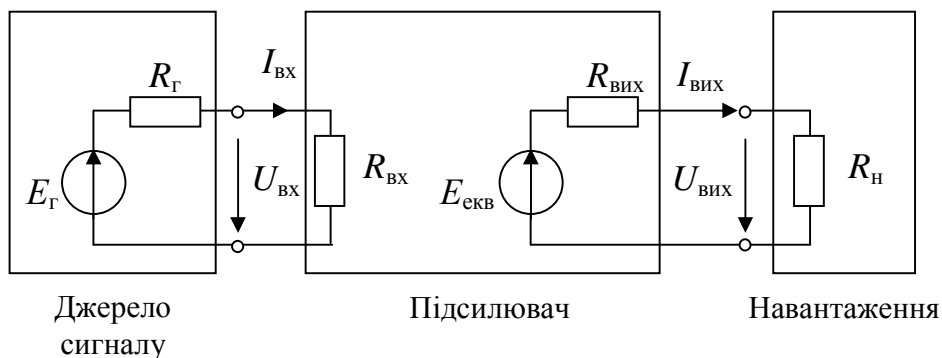


Рисунок 2.2 – Структурна схема підсилювача з зазначенням еквівалентних опорів

Як видно з рис. 2.2, опори $R_{\text{г}}$ і $R_{\text{вх}}$ утворюють подільник напруги у вхідному колі, а опори $R_{\text{вих}}$ і $R_{\text{н}}$ – подільник напруги у вихідному колі. Тому для отримання максимального коефіцієнта передачі напруги джерела сигналу $E_{\text{г}}$ в навантаженні $U_{\text{вих}}$ повинні виконуватися наступні умови:

$$R_{\text{вх}} \gg R_{\text{г}}, R_{\text{вих}} \ll R_{\text{н}}. \quad (2.6)$$

Отже, вхідний опір повинен бути великим, а вихідний – малим, у ідеального підсилювача бажано мати $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$, $R_{\text{вих}} \rightarrow 0$. На практиці ці умови, на жаль, не виконуються.

Для отримання максимального коефіцієнта передачі потужності необхідно забезпечити режим узгодження: $R_{\text{вх}} = R_{\Gamma}$, $R_{\text{вих}} = R_{\text{н}}$. Такий режим роботи є оптимальним для підсилювачів надвисоких частот (НВЧ підсилювачів).

Вихідна потужність (потужність у навантаженні) дорівнює

$$P_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} I_{\text{вих}}, \quad (2.7)$$

де $U_{\text{вих}}$, $I_{\text{вих}}$ – діючі значення вихідних напруги і струму.

2.2. Коефіцієнти підсилення і коефіцієнт корисної дії

Коефіцієнти підсилення виражають підсилювальні властивості підсилювача. Вони є передавальними функціями підсилювача. У підсилювальній техніці використовують різні коефіцієнти підсилення:

коефіцієнт підсилення напруги:

$$\underline{K}_u = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = K_u \cdot e^{j\varphi_u}; \quad (2.8)$$

коефіцієнт підсилення струму:

$$\underline{K}_i = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} = K_i \cdot e^{j\varphi_i}; \quad (2.9)$$

наскрізний коефіцієнт підсилення (коефіцієнт підсилення ЕРС):

$$\underline{K}_e = \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\Gamma}} = K_e \cdot e^{j\varphi_e}; \quad (2.10)$$

коефіцієнт підсилення потужності, рівний відношенню активних потужностей на виході і вході

$$K_p = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}}. \quad (2.11)$$

Таким чином, коефіцієнти $\underline{K}_u$, $\underline{K}_i$ і $\underline{K}_e$ є комплексними величинами, коефіцієнт K_p – дійсною величиною. Якнайповніше підсилювальні властивості підсилювача характеризує наскрізний коефіцієнт підсилення $\underline{K}_e$.

В тому випадку, якщо вхідний опір підсилювача $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ (каскади на польових транзисторах, електронних лампах, операційних підсилювачах), $I_{\text{вх}} = 0$, $P_{\text{вх}} = 0$, залишається один коефіцієнт підсилення напруги

$$\underline{K}_u = \underline{K}_e = \underline{K}. \quad (2.12)$$

Звичайно (за умовчанням) під коефіцієнтом підсилення розуміють значення його модуля на відомій частоті. Наприклад, наскрізний коефіцієнт підсилення на частоті f дорівнює відношенню діючих (або амплітудних) значень напруг

$$K_e = \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\Gamma}} = \frac{U_{\text{вихм}}}{E_{\Gammaм}}. \quad (2.13)$$

Фаза наскрізного коефіцієнта підсилення дорівнює різниці фаз вихідної напруги і ЕРС джерела вхідного сигналу (зсуву фаз)

$$\varphi_e = \varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{г}}. \quad (2.14)$$

Аналогічні формули отримаємо для коефіцієнтів підсилення K_u , K_i та фаз φ_u , φ_i .

Модулі коефіцієнтів підсилення є безрозмірними величинами, і їх можна виразити в логарифмічних одиницях – децибелах (дБ), наприклад,

$$K_{u \text{ дБ}} = 20 \lg K_u, \quad (2.15)$$

$$K_{e \text{ дБ}} = 20 \lg K_e, \quad (2.16)$$

коефіцієнт підсилення потужності в логарифмічних одиницях визначається за формулою

$$K_{p \text{ дБ}} = 10 \lg K_p. \quad (2.17)$$

Якщо задані значення коефіцієнтів підсилення в децибелах, то зворотний перехід до безрозмірних величин виконується за наступними формулами:

$$K_u = 10^{\frac{K_{u \text{ дБ}}}{20}}, \quad (2.18)$$

$$K_e = 10^{\frac{K_{e \text{ дБ}}}{20}}, \quad (2.19)$$

$$K_p = 10^{\frac{K_{p \text{ дБ}}}{10}}. \quad (2.20)$$

Підсилювач з великим коефіцієнтом підсилення містить, як правило, декілька каскадів, як показано на рис. 2.3.

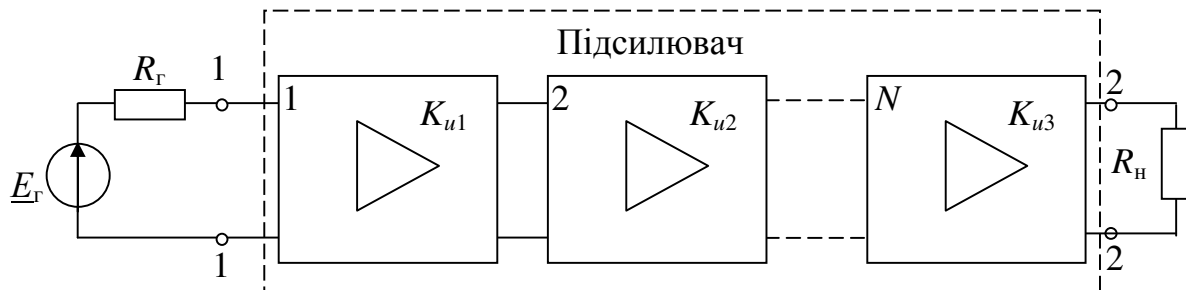


Рисунок 2.3 – Спрощена еквівалентна схема багатокаскадного підсилювача

Для багатокаскадних підсилювачів, які містять N каскадів, загальний коефіцієнт підсилення напруги дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення каскадів

$$\underline{K}_u = \underline{K}_{u1} \cdot \underline{K}_{u2} \dots \underline{K}_{uN} = K_u \cdot e^{j\varphi_u}. \quad (2.21)$$

Звідси випливає, що модулі коефіцієнтів підсилення перемножуються, фази сумуються:

$$K_u = K_{u1} \cdot K_{u2} \dots K_{uN}, \quad (2.22)$$

$$\varphi_u = \varphi_{u1} + \varphi_{u2} + \dots + \varphi_{uN}. \quad (2.23)$$

Якщо визначити загальний коефіцієнт підсилення напруги багатокаскадного підсилювача в децибелах (дБ), то отримаємо

$$K_{u \text{ дБ}} = \sum_{n=1}^N K_{un \text{ дБ}} . \quad (2.24)$$

Отже, в логарифмічних одиницях (дБ) коефіцієнти підсилення окремих каскадів сумуються. Для коефіцієнта підсилення потужності багатокаскадного підсилювача в децибелах отримаємо аналогічну формулу

$$K_{p \text{ дБ}} = \sum_{n=1}^N K_{pn \text{ дБ}} . \quad (2.25)$$

Коефіцієнт корисної дії. Підсилювач споживає від джерела живлення потужність P_0 . Для оцінки ступеня корисного використання цієї потужності в підсилювачі вводять коефіцієнт корисної дії (ККД). Промисловий (повний) ККД підсилювача визначають як відношення потужності сигналу $P_{\text{вих}}$, що віддається у навантаження, до сумарної потужності P_0 , споживаної усіма колами підсилювача від усіх джерел живлення

$$\eta_{\Pi} = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0} . \quad (2.26)$$

ККД є важливим показником економічності роботи підсилювального пристрою.

2.3. Амплітудно-частотна, фазочастотна і перехідна характеристики

Модуль і аргумент коефіцієнта підсилення залежать від частоти підсилюваного сигналу. Ці залежності подаються двома характеристиками: амплітудно-частотною (АЧХ) і фазочастотною (ФЧХ).

АЧХ підсилювача є залежністю модуля будь-якого коефіцієнта підсилення від частоти вхідного сигналу. Приблизний вигляд АЧХ підсилювача зображено на рис. 2.4.

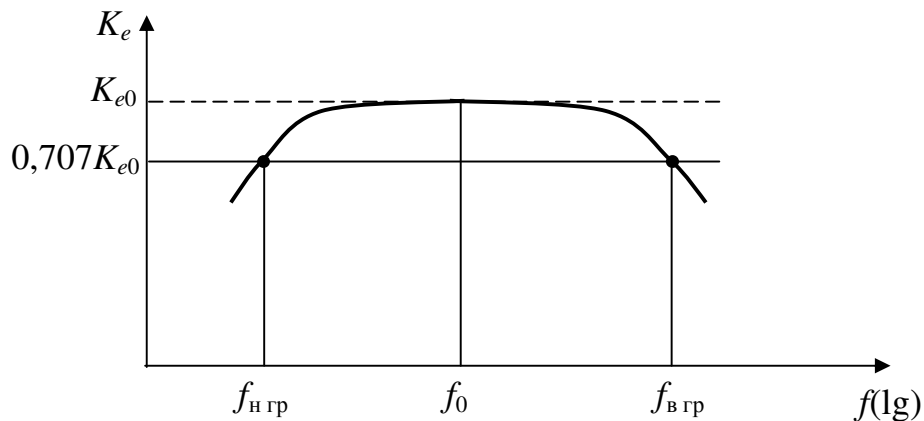


Рисунок 2.4 – Амплітудно-частотна характеристика підсилювача

АЧХ підсилювачів істотно відрізняються одна від одної залежно від їх призначення. Для підсилювачів, у яких відношення верхньої частоти $f_{\text{в}}$ підсилюваного

діапазону до нижньої частоти f_H велике $\left(\lg \left(\frac{f_B}{f_H} \right) > 2 \right)$, по осі частот використовується логарифмічний масштаб (рис. 2.4). Область частот, в якій K_e практично не залежить від частоти, називають *областю середніх частот*, f_0 – *середня частота підсилюваного діапазону*.

ФЧХ підсилювача є залежністю фази будь-якого коефіцієнта підсилення від частоти вхідного сигналу. На рис. 2.5 зображено ФЧХ підсилювача, де φ_e – фаза наскрізного коефіцієнта підсилення.

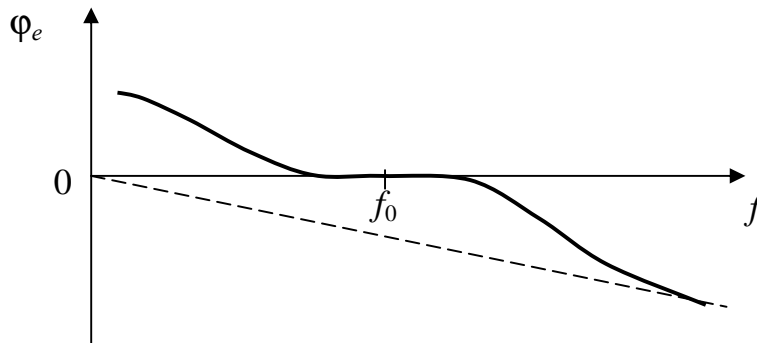


Рисунок 2.5 – Фазочастотна характеристика підсилювача

Властивості підсилювачів імпульсних сигналів описують перехідною характеристикою (ПХ), що є залежністю від часу вихідної напруги $u_{\text{вих}}(t)$ при подачі на вхід ЕРС джерела сигналу у формі стрибка напруги. $e_r(t) = E_{\text{г0}} \cdot 1(t)$, $1(t)$ – одинична функція, що описується виразом (2.27)

$$1(t) = \begin{cases} 1 & \text{їдє } t \geq 0, \\ 0 & \text{їдє } t < 0. \end{cases} \quad (2.27)$$

Перехідні процеси в підсилювачі обумовлені колами, що містять реактивні елементи, причому постійні часу цих кіл, як правило, істотно відрізняються за значеннями (звичайно на декілька порядків).

Кола з малими постійними часу визначають швидко протікаючі перехідні процеси, а кола з великими постійними часу – повільно протікаючі перехідні процеси. За відсутності реактивних елементів вихідна напруга змінювалася б так само, як і вхідна (не рахуючи множення на коефіцієнт підсилення K_e), тобто в ідеальному випадку вихідна напруга слідувала закону одиничної функції.

Для оцінки швидко протікаючих перехідних процесів користуються **перехідною характеристикою в області малих часів**. Масштаб за віссю часу для цієї характеристики сильно розтягнутий, що дозволяє показати початкову ділянку (фронт) перехідної характеристики. Після того, як швидкий перехідний процес практично завершився, напруга на виході досягає сталого значення $U_{\text{вих0}}$ (рис. 2.6).

У багатьох випадках зручніше користуватися *нормованою перехідною характеристикою* $h(t)$ (рис. 2.6):

$$h(t) = \frac{u_{\text{вих}}(t)}{U_{\text{вих0}}} \quad (2.28)$$

Перехідна характеристика в області великих часів (рис. 2.7) характеризує повільно протікаючі процеси. У цій характеристиці за віссю часу використаний сильно стиснений масштаб, тому швидко протікаючі процеси в цьому масштабі часу виглядають як миттєвий стрибок. Отже для перехідної характеристики в області великих часів стале значення вихідної напруги відповідає часу $t = 0$.

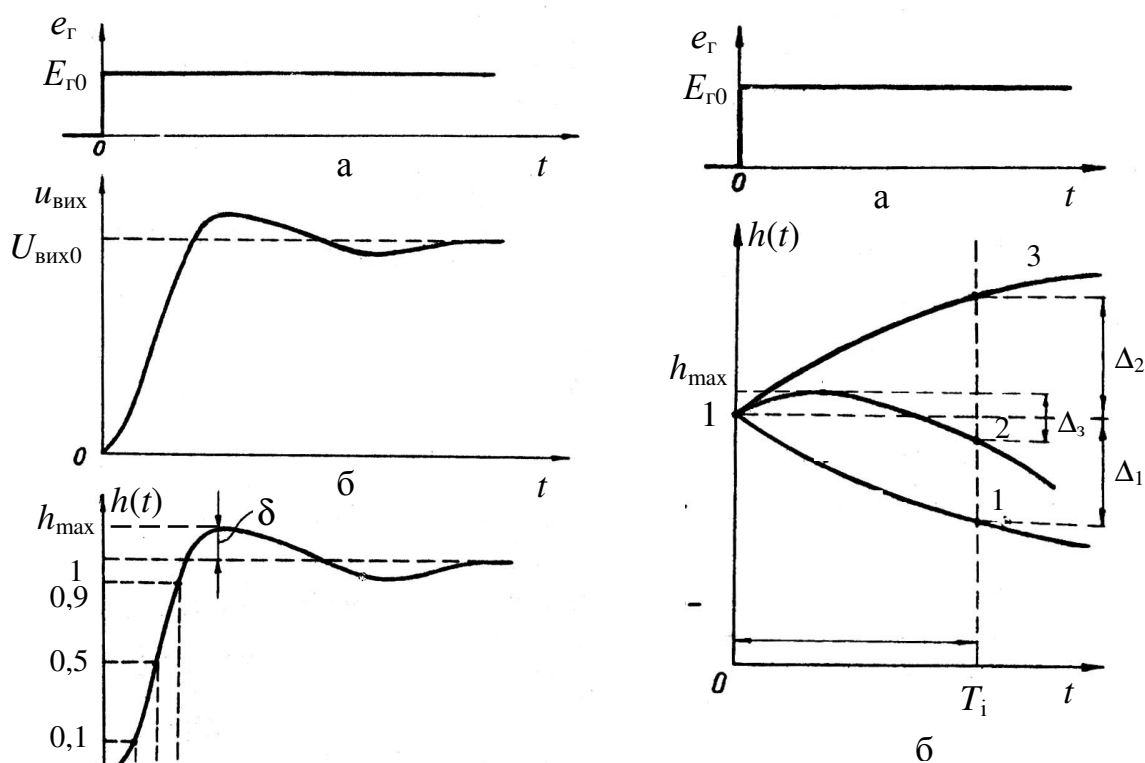


Рисунок 2.6 – Перехідна характеристика підсилювача в області малих часів:
а) вхідний сигнал; б) перехідна характеристика в області малих часів;
в) нормована перехідна характеристика в області малих часів

Рисунок 2.7 – Перехідна характеристика підсилювача в області великих часів:
а) вхідний сигнал; б) нормована перехідна характеристика в області великих часів

2.4. Лінійні спотворення підсилювача

Під спотвореннями розуміють зміну форми сигналу на виході підсилювача у порівнянні з формою сигналу на його вході. Будь-який підсилювач вносить спотворення у підсилюваний сигнал. Залежно від причин, які викликають зміну форми сигналу на виході підсилювача, розрізняють лінійні і нелінійні спотворення. Лінійні спотворення виявляються при підсиленні сигналів малого рівня (малих порівняно із постійними складовими), коли ще не виявляється вплив нелінійності вольт-амперних характеристик (ВАХ) підсилювальних елементів та інших нелінійних елементів, які використовуються в підсилювачі.

Лінійні спотворення обумовлені тим, що параметри електронних приладів (транзисторів, діодів, електронних ламп й інших), а також опори конденсаторів та індуктивностей, які використовують у підсилювачах, залежать від частоти. Якщо вхідний сигнал чисто гармонічний, то лінійні спотворення підсилювача не змінять його форму: вихідний сигнал залишається чисто гармонічним. Лінійні спотворення змінюють спектр сигналу: спектр вихідного сигналу відрізняється від спектру вхідного сигналу, внаслідок цього вихідний сигнал відрізняється від вхідного – з'являються спотворення сигналу. Лінійні спотворення оцінюються за амплітудно-частотною (АЧХ), фазочастотною (ФЧХ) й перехідною (ПХ) характеристиками підсилювача.

2.4.1. Частотні спотворення. Смуга пропускання

Ідеальна АЧХ, за якої не виникають частотні спотворення, зображена на рис. 2.4 штриховою лінією. Вона є прямою лінією, паралельною осі частот: $K_e = \text{const}$, тобто коефіцієнт підсилення не залежить від частоти. Реальна АЧХ підсилювача відрізняється від ідеальної. Цю відмінність можна охарактеризувати **коефіцієнтом частотних спотворень на частоті f**

$$M_e = \frac{K_{e0}}{K_e(f)}, \quad (2.28)$$

де K_{e0} – модуль коефіцієнта підсилення на середній частоті f_0 , $K_e(f)$ – модуль коефіцієнта підсилення на заданій частоті f . Граничні частоти підсилювача $f_{н\text{ гр}}$ і $f_{в\text{ гр}}$ визначаються на рівні $K_{e0} / \sqrt{2} = 0,707 K_{e0}$ аналогічно визначенню граничних частот фільтрів. На цих частотах коефіцієнт частотних спотворень дорівнює

$$M_e = 1,41 \text{ або } M_{e\text{ дБ}} = 20 \lg \sqrt{2} = 3 \text{ дБ}. \quad (2.29)$$

Область частот, яка розташована нижче за частоту $f_{н\text{ гр}}$, називають областю нижніх частот, вище частоти $f_{в\text{ гр}}$ – областю верхніх частот. Смугою пропускання підсилювача називають область частот, в межах якої частотні спотворення не перевищують задані значення. Якщо задані значення $M_{н\text{ дБ}} = 3 \text{ дБ}$ і $M_{в\text{ дБ}} = 3 \text{ дБ}$, то

смуга пропускання широкосмугових підсилювачів визначається областю частот від $f_{нгр}$ до $f_{вгр}$ (або записують так: $f_{нгр} \dots f_{вгр}$). Для вузькосмугових підсилювачів смуга пропускання визначається як різниця граничних частот: $\Delta f = f_{вгр} - f_{нгр}$. Залежно від призначення підсилювача спотворення $M_{ндБ}$ і $M_{вдБ}$ можуть мати інші значення.

Відхилення реальної АЧХ від ідеальної можна також оцінити її нерівномірністю μ на заданій частоті

$$\mu_{\ddot{A}} = 20 \lg \frac{K_e(f)}{K_{e0}} = 20 \lg \left(1 - \frac{\Delta K}{K_{e0}} \right) = -M_{\ddot{A}}, \quad (2.30)$$

де $\Delta K = K_{e0} - K_e(f)$.

Частотні спотворення багатокаскадного підсилювача дорівнюють сумі частотних спотворень окремих каскадів, тобто

$$M_{дБ} = M_{1дБ} + M_{2дБ} + \dots + M_{NдБ} = \sum_{k=1}^N M_{кдБ}. \quad (2.31)$$

2.4.2. Фазові спотворення

Ідеальна ФЧХ є прямою лінією, що виходить з початку координат, тобто фазовий зсув повинен бути прямо пропорційним частоті сигналу

$$\varphi_e(\omega) = -t_3 \omega = -2\pi t_3 f. \quad (2.32)$$

На рис. 2.5 ідеальна ФЧХ показана штриховою лінією. Кут нахилу цієї лінії визначає *груповий час затримки* t_3 сигналу на виході підсилювача. *Груповий час затримки* на заданій частоті визначають через похідну ФЧХ:

$$t_3 = \frac{d\varphi_e}{d\omega} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi_e}{df} \quad (2.33)$$

де φ_e вимірюється у радіанах.

У разі *ідеальної ФЧХ* груповий час затримки постійний для всіх спектральних складових сигналу: $t_3 = \text{const}$. Це означає, що всі спектральні складові вхідного сигналу зміщуються в часі на однакову величину t_3 , тому спотворень форми сигналу не буде. Реальна ФЧХ нелінійна, тому різні спектральні складові вхідного сигналу затримуватимуться на різний час, і форма вихідного сигналу буде спотвореною. Фазові спотворення підсилювача на заданій частоті оцінюють по-різному залежно від призначення підсилювача. Наприклад, спотворення можна визначити як відмінність реальної ФЧХ $\Delta\varphi = \varphi_e - \varphi_{ид}$ від ідеальної, ідеальну ФЧХ можна побудувати як дотичну до реальної ФЧХ, але що обов'язково проходить через початок координат. Або визначити за нерівномірністю групового часу затримки відносно середньої частоти

$$\Delta t_3 = t_3(f) - t_{30}, \quad (2.34)$$

де $t_3(f)$ – груповий час затримки на заданій частоті f , t_{30} – груповий час затримки на середній частоті f_0 .

Слід зазначити, що в підсилювальних каскадах може існувати постійний фазовий зсув, рівний π , незалежно від частоти вхідного сигналу. Такий фазовий зсув існує в каскадах, що інвертують сигнал. Він зумовлений схемою включення підсилювального елемента: каскади із спільним емітером, спільним витоком, спільним катодом або інвертуючі підсилювачі. Тому при побудові ФЧХ і визначенні фазових спотворень постійний фазовий зсув π не враховується.

2.4.3. Перехідні спотворення

Лінійні спотворення підсилювачів імпульсних сигналів оцінюють за перехідною характеристикою (ПХ) як відмінність реальної перехідної характеристики від ідеальної. Перехідні спотворення діляться на два основні види: спотворення фронту і спотворення вершини імпульсу.

Для оцінки спотворень фронту користуються перехідною характеристикою в області малих часів (рис. 2.6,в). Запізнення вихідного сигналу, по відношенню до вхідного, оцінюють **часом запізнення** t_z , протягом якого $h(t)$ досягає значення 0,5. Час $t_b = t_2 - t_1$, за яким $h(t)$ зростає від значення 0,1 до значення 0,9, називають **часом встановлення**. Якщо процес встановлення носить коливальний характер (рис. 2.6,в), **викид** δ визначають як різницю максимального значення перехідної характеристики $h_{\max}$ і сталого значення (тобто одиниці). Значення δ вказують у відносних одиницях або відсотках

$$\begin{aligned}\delta &= h_{\max} - 1, \\ \delta_{\%} &= 100(h_{\max} - 1).\end{aligned}\quad (2.35)$$

Нерівномірність перехідної характеристики в області великих часів Δ знаходять за певний інтервал часу T_i (рис. 2.7,б) як різницю максимального і мінімального значень перехідної характеристики на цьому інтервалі.

Отже, для характеристики:

$$\begin{aligned}1) \Delta &= 1 - h(T_i); \\ 2) \Delta &= h_{\max} - h(T_i); \\ 3) \Delta &= h(T_i) - 1.\end{aligned}\quad (2.36)$$

Для характеристики типу 1 Δ звичайно називають **спадом** вершини імпульсу.

Значення допустимих перехідних спотворень залежать від призначення підсилювача і можуть істотно відрізнятися.

2.5. Нелінійні спотворення

Нелінійні спотворення в підсилювачах виникають внаслідок нелінійності характеристик елементів підсилювачів. Із-за нелінійності характеристик змінюється форма вихідного сигналу. Зміни форми сигналу, які обумовлені нелінійністю

характеристик елементів підсилювачів, називають *нелінійними спотвореннями*. Нелінійні спотворення у підсилювачах в першу чергу пов'язані з нелінійністю вольт-амперних характеристик підсилювальних елементів і діодів. Нелінійність вольт-амперних характеристик виявляється при підсиленні сигналів великої величини, тобто у вихідних каскадах. Вплив нелінійності характеристик по-різному позначається для різного виду вхідних сигналів. Тому і нелінійні спотворення по-різному оцінюють у підсилювачах гармонічних та імпульсних сигналів.

Нелінійні спотворення гармонічних сигналів. Нехай на вхід підсилювача подано одну синусоїдну напругу з частотою f . Форма вихідної напруги стає несинусоїдною через нелінійність характеристик, тому в ньому міститимуться гармоніки основної частоти сигналу: $2f, 3f, 4f$. Ці гармоніки є новими частотами в спектрі вихідного сигналу, їх не було в спектрі вхідного сигналу. У цьому принципова відмінність нелінійних спотворень від лінійних: при лінійних спотвореннях у вихідному сигналі не з'являються нові спектральні складові.

Чим сильніше спотворюється форма вихідного сигналу, тим більші амплітуди вищих гармонік відносно амплітуди основної (першої) гармоніки. Нелінійні спотворення підсилювачів гармонічних сигналів з активним опором у навантаженні оцінюють *коефіцієнтом гармонік* при подачі на вхід одного гармонічного коливання (звичайно, частоти f_0)

$$k_r = \frac{\sqrt{U_{\text{вих}2}^2 + U_{\text{вих}3}^2 + U_{\text{вих}4}^2 + \dots}}{U_{\text{вих}1}}, \quad (2.37)$$

де $U_{\text{вих}2}, U_{\text{вих}3}, U_{\text{вих}4}, \dots$ – діючі (або амплітудні) значення напруг вищих гармонік частоти сигналу; $U_{\text{вих}1}$ – діюче (або амплітудне) значення першої гармоніки сигналу на виході підсилювача.

Вимоги до коефіцієнта гармонік залежать від призначення підсилювача. У підсилювачах звукових частот нелінійні спотворення на слух не помітні, якщо $k_r < (0,2 \dots 0,5) \%$. Вищі гармоніки одного вхідного синусоїдного сигналу лише характеризують ступінь нелінійності. Найбільш помітні нелінійні спотворення, обумовлені коливаннями комбінаційних частот, які утворюються при подачі на вхід підсилювача *двох і більшого числа синусоїдних сигналів*. Особливо помітні комбінаційні частоти різницевого типу $|f_1 - f_2|, |f_1 - 2f_2|, |2f_1 - f_2|, \dots$, оскільки ці частоти з'явилися в процесі підсилення.

Односигнальний параметр k_r не може повною мірою характеризувати появу коливань комбінаційних частот. Тому для високоякісних підсилювачів гармонічних сигналів використовують ще один показник, що характеризує їх нелінійність, – *коефіцієнт інтермодуляційних спотворень* $k_{\text{ім.с}}$.

Для вимірювання $k_{\text{ім.с}}$ на вхід підсилювача подають дві синусоїдні напруги з частотами $f_1 = (50 \dots 100)$ Гц і $f_2 = (5 \dots 10)$ кГц при відношенні їх амплітуд $U_{\text{вх}}(f_1)/U_{\text{вх}}(f_2) = 4/1$. Відношення вихідної напруги з різницевою частотою $(f_1 - f_2)$

до амплітуди вихідної напруги з частотою f_1 дає коефіцієнт інтермодуляційних спотворень

$$k_{\text{им.с}} = \frac{U_{\text{вих}}(f_2 - f_1)}{U_{\text{вих}}(f_1)}. \quad (2.38)$$

Допустиме значення $k_{\text{им.с}} = (0,5 \dots 1) \%$.

Групові підсилювачі багатоканального зв'язку повинні мати високий ступінь лінійності (малі нелінійні спотворення), оскільки продукти нелінійності (гармоніки і комбінаційні частоти) з одного каналу можуть потрапити в сусідні і викликати перехресні спотворення. Нелінійні спотворення цих підсилювачів оцінюють *загасаннями нелінійності*:

за другою гармонікою

$$a_{2\Gamma} = 20 \lg \frac{U_{\text{вих1}}}{U_{\text{вих2}}}, \quad (2.39)$$

за третьою гармонікою

$$a_{3\Gamma} = 20 \lg \frac{U_{\text{вих1}}}{U_{\text{вих3}}}. \quad (2.40)$$

Загасання нелінійності в групових підсилювачах можуть дорівнювати: $a_{2\Gamma} \approx (60 \dots 80) \text{ дБ}$, $a_{3\Gamma} \approx (80 \dots 100) \text{ дБ}$.

Нелінійні спотворення імпульсних сигналів. Вплив нелінійності по-різному позначається на імпульсних сигналах різної форми. При підсиленні прямокутних імпульсів, що модулюються за тривалістю, нелінійність не грає ролі. Якщо ж при передачі інформації змінюється розмах імпульсів, то змінюється співвідношення між імпульсами, сигнал спотворюється. Пілкоподібний сигнал помітно спотворюється навіть за малої нелінійності. Спотворення імпульсних сигналів по-різному виявляються і по-різному оцінюються в телебаченні та радіолокації.

2.6. Власні завади підсилювача

За відсутності сигналу на вході підсилювача на його виході існує невелика напруга. Ця напруга обумовлена внутрішніми завадами підсилювача. Розрізняють наступні види власних завад підсилювачів: фон, наведення, мікрофонний ефект, дрейф, теплові шуми резисторів та елементів з активними втратами, шуми підсилювальних елементів. Шумами прийнято називати флуктуаційні завади.

Фоном називають напругу на виході підсилювача, яка обумовлена недостатньою фільтрацією пульсуючої напруги джерела живлення, що працює від мережі змінного струму. Гармонічні складові фону кратні частоті живлячої мережі. Для зменшення фону необхідно збільшити фільтрацію пульсацій.

Наведення утворюються із-за паразитних електричних, магнітних, гальванічних та інших зв'язків кіл підсилювача з джерелами завад. Для боротьби з наведеннями слід застосовувати електростатичне і магнітне екранування.

Мікрофонний ефект є електричними коливаннями, що виникають при дії механічних вібрацій на елементи підсилювача. Усувається мікрофонний ефект раціональною конструкцією елементів схеми, надійним їх кріпленням і застосуванням амортизуючих пристроїв.

Дрейф – це внутрішня завада, що характеризується складовими дуже низьких частот. Причинами виникнення дрейфу є коливання температури і напруг джерел живлення, старіння підсилювальних елементів. До дрейфу найбільш чутливі підсилювачі постійного струму (ППС). Для зменшення дрейфу входні каскади ППС виконують у вигляді диференційного каскаду.

Перші чотири види завад тим або іншим способом можуть бути понижені до малих значень. Теплові шуми опорів і шуми підсилювальних елементів принципово неусувні, вдається лише мінімізувати частку шумів, що створюються підсилювальними елементами.

Теплові шуми обумовлені тепловим хаотичним (випадковим) рухом носіїв заряду. З рухом зарядів пов'язаний випадковий струм у провіднику. В результаті на кінцях провідника, що має деякий опір, діє флуктуаційна ЕРС, звана *ЕРС шуму* $E_{ш}$. Оскільки $E_{ш}$ – неперіодична функція часу, то її спектр є суцільним і практично рівномірним від нуля до тисяч гігагерц. Шум з подібним рівномірним спектром називають *білим*.

На кінцях комплексного опору $Z = R + jX$ діє ЕРС шуму, середньоквадратичне значення якої, згідно формули Найквіста, дорівнює

$$E_{ш}^2 = 4kTR(f_2 - f_1) = 4kTR\Delta f, \quad (2.41)$$

де T – абсолютна температура провідника; $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постійна Больцмана; $\Delta f = (f_2 - f_1)$ – шумова смуга частот, в межах якої необхідно враховувати спектральні складові шумів. Шумову смугу строго визначити складно. Тому вважають, що шумова смуга приблизно рівна смузі пропускання підсилювача на рівні 0,707 за напругою.

З активних опорів найбільшу напругу шумів на виході підсилювача створює опір джерела сигналу R_r , оскільки його шуми підсилюються в найбільшій мірі. ЕРС шумів джерела сигналу дорівнює

$$E_{шr}^2 = 4kTR_r\Delta f, \quad (2.42)$$

отже, ЕРС шумів тим більша, чим більше R_r і смуга пропускання підсилювача. Джерело сигналу створює на вході підсилювача потужність шуму, рівну

$$P_{шгвх} = 4kT\Delta f \frac{R_r R_{вх}}{(R_r + R_{вх})^2}, \quad (2.43)$$

де $R_{вх}$ – вхідний опір підсилювача.

На виході підсилювача до шумів джерела сигналу додаються шуми підсилювальних елементів, в основному шуми першого підсилювального елемента, які підсилюються більшою мірою, ніж шуми інших підсилювальних елементів. Шуми підсилювальних елементів складаються в основному з наступних складових: дробові шуми, шуми струморозподілення, теплові шуми, шуми мерехтіння.

Дробові шуми пов'язані з випадковим потоком дискретних носіїв заряду. Найсильніше вони виражені у лампах, меншою мірою – у польових транзисторів. Із зростанням частоти спектральні складові цих шумів зростають.

Шуми струморозподілення пов'язані з випадковим перерозподілом струму між електродами підсилювального елемента. Найсильніше вони виражені у багатоелектродних лампах, у меншій мірі у тріодах й біполярних транзисторах і майже відсутні у польових транзисторах із-за малого струму затвора. Спектр цих шумів рівномірний.

Теплові шуми у лампах практично відсутні, у біполярних транзисторах пов'язані з об'ємним опором r_6 . У польових транзисторах є основними і обумовлені опором струмопровідного каналу. Спектр цих шумів рівномірний.

Шуми мерехтіння або надмірні шуми пов'язані з нерівномірним виходом носіїв зарядів з окремих ділянок катода і деформацією кристалічної ґратки в транзисторах. Спектральні складові цих шумів ростуть при зменшенні частоти приблизно за законом $1/f$.

Таким чином, найменші шуми мають польові транзистори, найбільші – електронні лампи.

Для оцінки шумових властивостей підсилювачів використовують різні показники: коефіцієнт шуму, відношення сигнал / шум, шумову температуру та інші.

Коефіцієнт шуму рівний відношенню сумарної потужності шумів на виході підсилювача $P_{\text{ш вих } \Sigma}$ до потужності шумів $P_{\text{ш вих } \Gamma}$, що створюються на виході тільки джерелом сигналу, тобто

$$K_{\text{ш}} = P_{\text{ш вих } \Sigma} / P_{\text{ш вих } \Gamma}. \quad (2.44)$$

Коефіцієнт шуму часто виражають в логарифмічних одиницях

$$K_{\text{ш дБ}} = 10 \lg K_{\text{ш}}. \quad (2.45)$$

Коефіцієнт шуму не визначає однозначно абсолютний рівень шумів на виході підсилювача. Тому для оцінки високоякісних підсилювачів використовують такий показник, як відношення сигнал / шум (С/Ш). Під *відношенням С/Ш* розуміють відношення номінальної вихідної напруги сигналу до сумарної напруги шумів на виході

$$C/Ш = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{швих}\Sigma}} = \frac{\sqrt{P_{\text{вихном}} R_{\text{н}}}}{K_e \sqrt{4kTR_{\Gamma} \Delta f (K_{\text{ш}} - 1)}}. \quad (2.46)$$

Як видно з цієї формули, чим менше $K_{\text{ш}}$, тим більше відношення С/Ш можна одержати в підсилювачі. Відношення С/Ш звичайно виражають в логарифмічних одиницях

$$C/Ш_{\text{дБ}} = 20 \lg (C/Ш). \quad (2.47)$$

Для оцінки шумових властивостей підсилювачів, виконаних за інтегральною технологією, використовують напругу власних шумів, віднесену до входу підсилювача $U_{\text{влас ш вх}}$. Ця напруга пов'язана з коефіцієнтом шуму наступним співвідношенням

$$U_{\text{влас.ш вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{г}} + R_{\text{вх}}} \sqrt{4kTR_{\text{г}}\Delta f(K_{\text{ш}} - 1)}. \quad (2.48)$$

2.7. Амплітудна характеристика і динамічний діапазон

Амплітудною характеристикою (АХ) підсилювача називають залежність амплітудного (або діючого) значення вихідного сигналу від амплітудного (або діючого) значення вхідного сигналу при дії на вхід підсилювача гармонічного колювання незмінної частоти. Частота вхідного сигналу звичайно обирається рівною f_0 . Під вхідним сигналом в загальному випадку розуміють ЕРС джерела $E_{\text{г}}$. Амплітудна характеристика зображена на рис. 2.8.

У ідеальному випадку коефіцієнт підсилення K_e не повинен залежати від рівня вхідного сигналу, тобто ідеальна амплітудна характеристика є пряма, що проходить через початок координат.

На рис. 2.8 ідеальна амплітудна характеристика показана штриховою лінією, що виходить з початку координат під кутом α . Кут α визначається коефіцієнтом підсилення на частоті вхідного сигналу f_0

$$\text{tg}\alpha = \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\text{г}}} = K_{e0}.$$

Реальна АХ зображена на рис. 2.8 суцільною лінією.

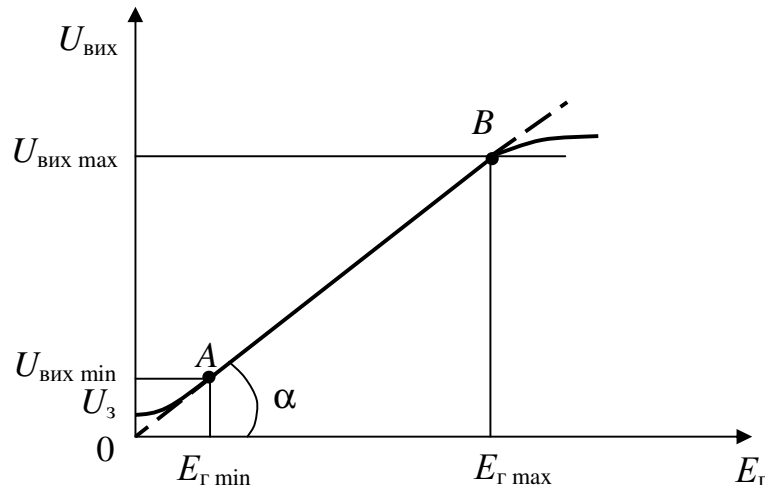


Рисунок 2.8 – Амплітудна характеристика підсилювача

Як видно з рис. 2.8, реальна АХ співпадає з ідеальною тільки на ділянці $A-B$, яка відповідає значенням вхідного сигналу $E_{\text{г min}} \dots E_{\text{г max}}$. При великих напругах $E_{\text{г}}$ вигин АХ обумовлений нелінійністю ВАХ елементів підсилювача, а також напругою джерела живлення. Підсилювальні елементи не можуть віддавати потужність більшу тій, яка визначається параметрами цих елементів і режимами їх роботи,

тому амплітуда вихідного сигналу обмежена. При цьому з'являються нелінійні спотворення вихідного сигналу. Вхідній напрузі $E_{\Gamma \max}$ відповідає вихідна напруга $U_{\text{вих max}}$, за якої коефіцієнт гармонік k_{Γ} (загасання нелінійності) досягає допустимих значень.

Вигин реальної АХ при малих вхідних напругах E_{Γ} пов'язаний з наявністю в підсилювачі власних завад, в основному, шумів. Завади можуть повністю забивати або сильно маскувати слабкий сигнал. Завадостійкість підсилювача може оцінюватися різними показниками: *відношенням сигнал/шум (С/Ш)*, *коефіцієнтом шуму ($K_{\text{ш}}$)*, *шумовою температурою ($t_{\text{ш}}$)* та іншими. Для нормальної роботи підсилювача мінімальна вихідна напруга $U_{\text{вих min}}$ повинна у декілька разів перевищувати напругу завади $U_{\text{з}}$. Необхідне перевищення визначається заданими шумовими показниками, наприклад, відношенням С/Ш.

Лише в межах $E_{\Gamma \min} \leq E_{\Gamma} \leq E_{\Gamma \max}$ підсилювач можна вважати лінійним пристроєм.

Важливою технічною характеристикою підсилювача є *динамічний діапазон*. Динамічним діапазоном підсилювача $D_{\text{у дБ}}$ називають величину, рівну

$$D_{\text{у дБ}} = 20 \lg \frac{E_{\Gamma \max}}{E_{\Gamma \min}}. \quad (2.49)$$

В даний час для кращих підсилювачів $D_{\text{у дБ}} = (80 \dots 100)$ дБ, для середнього класу підсилювачів – $(40 \dots 60)$ дБ.

При роботі підсилювача ЕРС джерела сигналу також змінюється від мінімального $E_{\text{с min}}$ до максимального $E_{\text{с max}}$ значень. *Динамічним діапазоном джерела сигналу $D_{\text{с дБ}}$* називають величину

$$D_{\text{с дБ}} = 20 \lg \frac{E_{\text{с max}}}{E_{\text{с min}}}. \quad (2.50)$$

Динамічний діапазон звучання симфонічного оркестру може перевищувати 80 дБ, художнього читання – 35 дБ.

Для підсилення сигналу з допустимими нелінійними спотвореннями і необхідною завадостійкістю необхідно, щоб виконувалася умова: $D_{\text{у дБ}} \geq D_{\text{с дБ}}$. Якщо ця нерівність не виконується, динамічний діапазон сигналу стискають шляхом регулювання коефіцієнта підсилення вручну або автоматично. При цьому дещо погіршується якість звукового відтворення, але не в такій мірі, як при перевантаженні підсилювача або заглушенні найбільш слабких звуків завадами.

3. ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК У ПІДСИЛЮВАЧАХ

3.1. Основні визначення

Зворотним зв'язком називають зв'язок між електричними колами, за допомогою якого енергія сигналу передається із кола з вищим рівнем сигналу в коло з нижчим його рівнем: наприклад, з вихідного кола підсилювача у вхідний або з подальших каскадів у попередні.

Структурну схему підсилювача із зворотним зв'язком наведено на рис. 3.1.

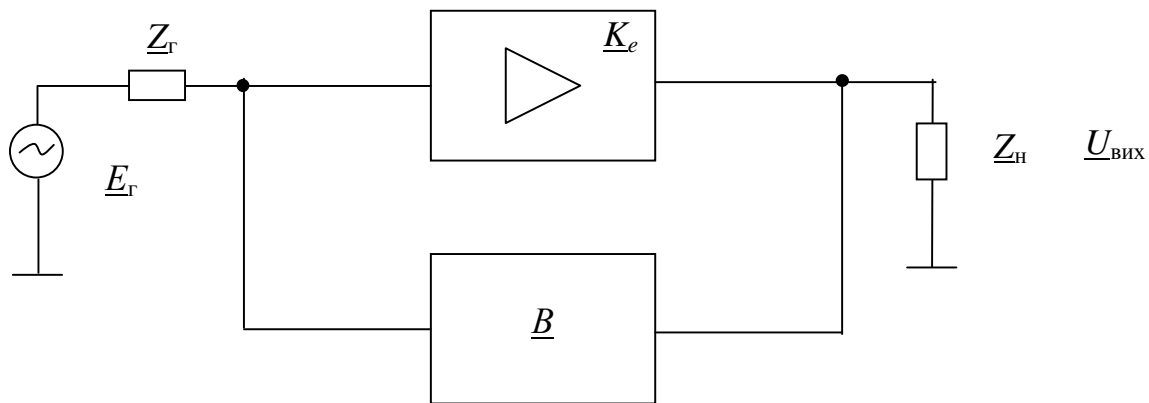


Рисунок 3.1 – Структурна схема підсилювача із зворотним зв'язком

Зворотний зв'язок може виникати в схемі через паразитні кола, такий зворотний зв'язок називається **паразитним**. Оскільки паразитні зв'язки, як правило, не можна розрахувати, а вони можуть істотно погіршити роботу підсилювача, тому паразитні зв'язки підсилювача ослаблюють, щоб вони практично не позначалися на його властивостях. Зворотний зв'язок виникає також завдяки конструктивним особливостям і фізичним властивостям підсилювальних елементів. Такий зворотний зв'язок називають **внутрішнім**, його враховують при моделюванні підсилювальних елементів. **Зовнішній** зворотний зв'язок, штучно уведений і правильно побудований, вводиться для зміни властивостей підсилювача в бажаному напрямі, додавання йому певних функціональних особливостей і для поліпшення основних показників його роботи. Далі, за умовчанням, мова буде йти про зовнішній зворотний зв'язок.

Передача сигналу з виходу на вхід підсилювача здійснюється за допомогою чотириполюсника $\underline{B}$. Чотириполюсник 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. 3.1 наведено структурну схему підсилювача із загальним зворотним зв'язком.

У схемній реалізації підсилювача і кола зворотного зв'язку можливий варіант, коли зворотний зв'язок існує тільки для складової вихідного сигналу, що повільно змінюється. У цьому випадку кажуть, що існує зворотний зв'язок за **постійним струмом**. Якщо сигнал зворотного зв'язку визначається змінною складовою вихідного сигналу, то зворотний зв'язок існує **за змінним струмом**. Як правило, в підсилювачах є кола зворотного зв'язку і за постійним, і за змінним струмом. За умовчанням, розглядають зворотний зв'язок за змінним струмом, кола зворотного зв'язку за постійним струмом розглядають окремо.

Коефіцієнт передачі чотиріполюсника зворотного зв'язку дорівнює

$$\underline{B} = \frac{\underline{U}_{33}}{\underline{U}_{\text{вих}}} . \quad (3.1)$$

Коефіцієнт $\underline{B}$ показує, яка частина вихідної напруги $\underline{U}_{\text{вих}}$ передається знову на вхід. Тому цей коефіцієнт називають **коефіцієнтом зворотного зв'язку**. Найчастіше в колі зворотного зв'язку використовують пасивні чотиріполюсники, тому $B < 1$.

Коло зворотного зв'язку разом з частиною схеми підсилювача, до якої вона підключена, утворюють замкнений контур, званий **петлею зворотного зв'язку**. Якщо в підсилювачі є одна петля зворотного зв'язку, зв'язок називається **однопетльовим** (рис. 3.1); якщо петель декілька, зв'язок називають **багатопетльовим**, якщо зворотний зв'язок охоплює тільки один каскад, зв'язок називають **місцевим**.

Зворотний зв'язок класифікується за різними ознаками. **За способом зняття сигналу зворотного зв'язку** розрізняють наступні види зворотного зв'язку: за напругою (рис. 3.2,а), за струмом (рис. 3.2,б), змішаний за виходом (рис. 3.2,в).

У схемі рис. 3.2,а сигнал зворотного зв'язку знімається паралельно навантаженню, при цьому напруга зворотного зв'язку **прямо пропорційна вихідній напрузі** підсилювача $\underline{U}_{\text{вих}}$, тому такий зв'язок називають **зворотним зв'язком за напругою**.

У схемі рис. 3.2,б сигнал зворотного зв'язку знімають послідовно з навантаженням, при цьому напруга зворотного зв'язку **прямо пропорційна вихідному струму** $\underline{I}_{\text{вих}}$, тому такий зв'язок називають **зворотним зв'язком за струмом**.

При змішаному по виходу зворотному зв'язку напруга зворотного зв'язку має дві складові: одну – пропорційну вихідному струму (на резисторі R_1), іншу – пропорційну вихідній напрузі (на резисторі R_3).

Кола підсилювача нерідко бувають складними, і тоді важко визначити, який із способів зняття сигналу зворотного зв'язку використаний в даній схемі. Для визначення способу зняття сигналу зворотного зв'язку можна **уявно** виконати два експерименти: закортити коло навантаження (режим короткого замикання: $Z_{\text{н}} = 0$) або розірвати коло навантаження (режим холостого ходу: $Z_{\text{н}} = \infty$). Якщо при $Z_{\text{н}} = \infty$, $\underline{U}_{\text{вих}} \neq 0$ і зворотний зв'язок зберігається $\underline{U}_{33} \neq 0$, а при $Z_{\text{н}} = 0$, $\underline{U}_{\text{вих}} = 0$ і $\underline{U}_{33} = 0$ (зворотний зв'язок не працює), то в схемі використовується зворотний зв'язок **за напругою**.

Якщо при $Z_H = \infty$, $I_{\text{вих}} = 0$ і $U_{33} = 0$ (зворотний зв'язок не працює), а при $Z_H = 0$, $I_{\text{вих}} \neq 0$ й $U_{33} \neq 0$ зворотний зв'язок зберігається, то в схемі використовується зворотний зв'язок *за струмом*.

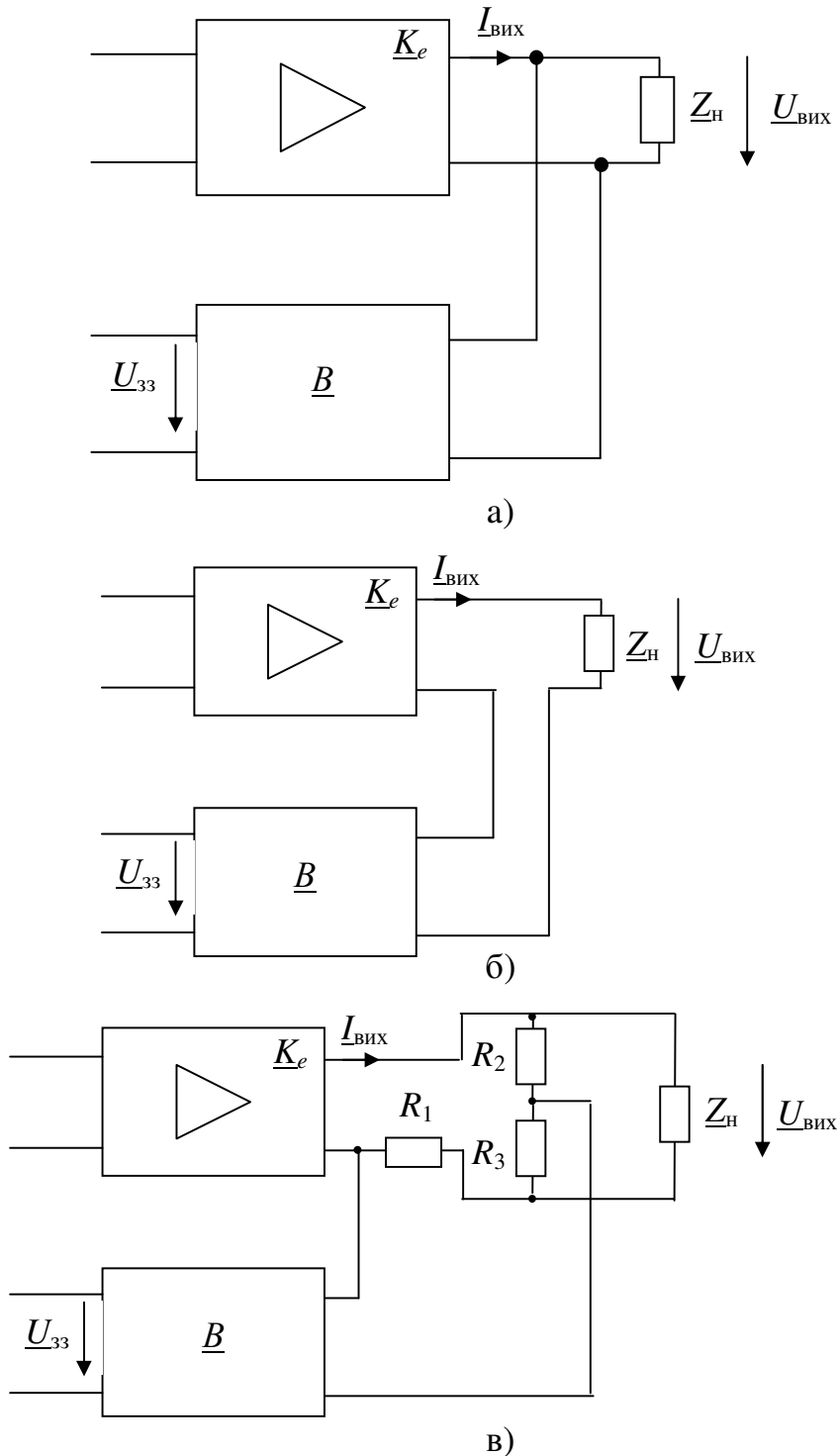


Рисунок 3.2 – Способи зняття сигналу зворотного зв'язку:
а) зворотний зв'язок за напругою; б) зворотний зв'язок за струмом;
в) змішаний по виходу зворотний зв'язок

Якщо ж і при $Z_H = \infty$, і при $Z_H = 0$ зворотний зв'язок зберігається $U_{33} \neq 0$, то в схемі використовується **змішаний за виходом** зворотний зв'язок.

За способом введення сигналу зворотного зв'язку розрізняють наступні види зворотного зв'язку: послідовний (рис. 3.3,а), паралельний (рис. 3.3,б), змішаний за входом (рис. 3.3,в).

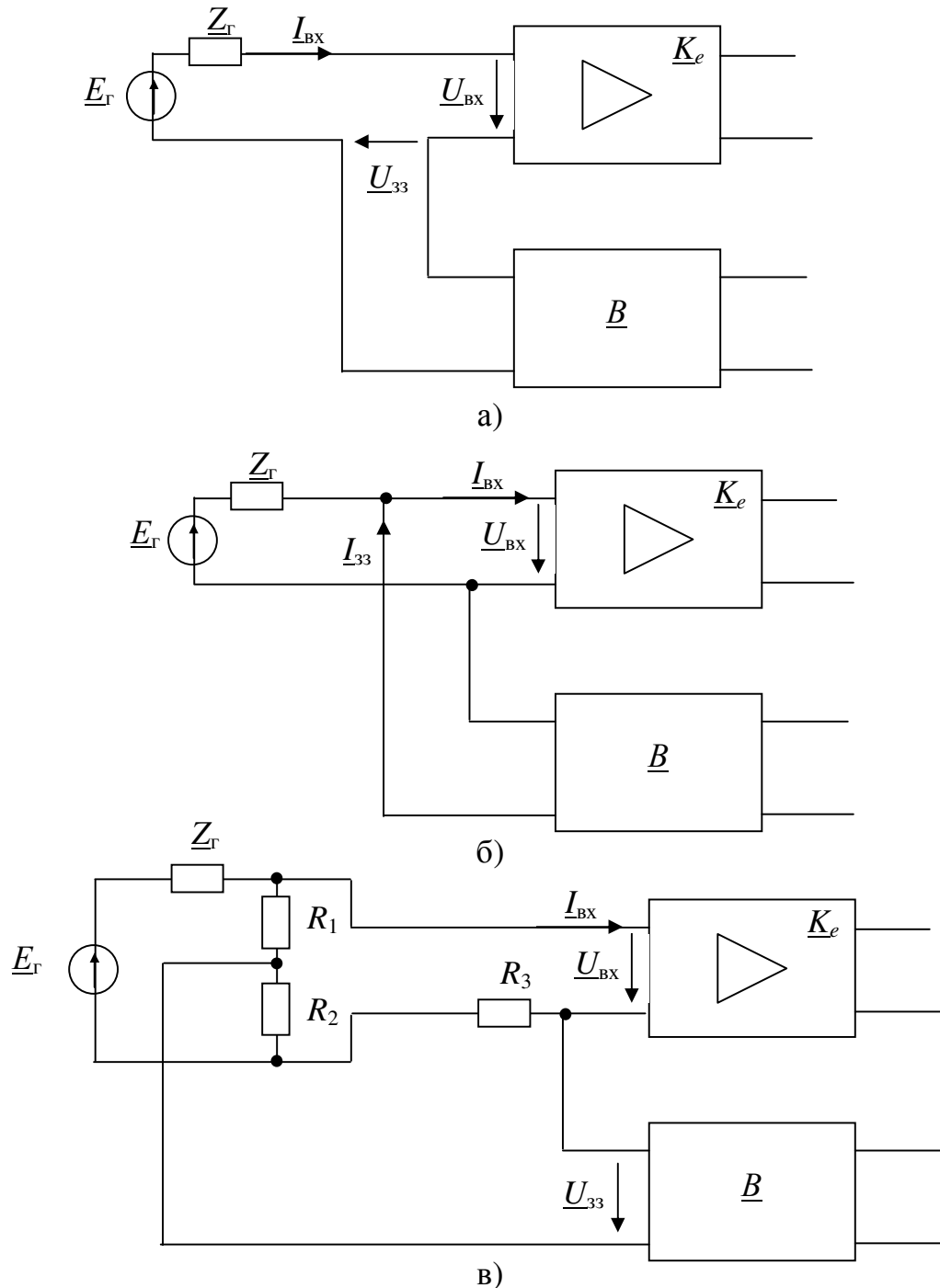


Рисунок 3.3 – Способи введення сигналу зворотного зв'язку:
а) послідовний зворотний зв'язок; б) паралельний зворотний зв'язок;
в) змішаний за входом зворотний зв'язок

У схемі рис. 3.3,а сигнал зворотного зв'язку вводять у вхідне коло послідовно з джерелом сигналу і входом підсилювача, такий зв'язок називають **послідовним**.

У схемі рис. 3.3,б сигнал зворотного зв'язку вводять у вхідне коло паралельно джерелу сигналу і входу підсилювача, такий зв'язок називають **паралельним**.

У схемі рис. 3.3,в використані обидва способи введення сигналу зворотного зв'язку: на R_2 – паралельний, на R_3 – послідовний. Такий спосіб введення сигналу зворотного зв'язку називають **змішаним за входом**.

Для визначення способу введення сигналу зворотного зв'язку можна **уявно** виконати два експерименти: закоротити коло джерела сигналу ($Z_T = 0$) або розірвати коло джерела сигналу ($Z_T = \infty$).

Якщо при $Z_T = \infty$ сигнал зворотного зв'язку не подається на вхід підсилювача, а при $Z_T = 0$ – подається, то в схемі використовується **послідовний зворотний зв'язок**.

Якщо при $Z_T = \infty$ сигнал зворотного зв'язку подається на вхід підсилювача, а при $Z_T = 0$ – не подається, то в схемі використовується **паралельний зворотний зв'язок**.

Якщо ж і при $Z_T = \infty$, і при $Z_T = 0$ зворотний зв'язок подається на вхід підсилювача, то в схемі використовується **змішаний за входом** зворотний зв'язок.

Повна характеристика схеми зворотного зв'язку включає указання способів зняття і введення сигналу зворотного зв'язку. У підсилювачах розглянуті способи зустрічаються в будь-яких поєднаннях. Вибір тих або інших варіантів схемних рішень звичайно диктується вимогами до заданої зміни певних параметрів підсилювача.

Розглянемо вплив зворотного зв'язку на різні параметри і характеристики підсилювача.

3.2. Наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача з послідовним зворотним зв'язком

Розглянемо вплив послідовного зворотного зв'язку на наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача. Структурну схему підсилювача з послідовним ЗЗ за напругою наведено на рис. 3.4,б. На рис. 3.4,а, для порівняння, наведено структурну схему підсилювача без зворотного зв'язку.

Як видно з рис. 3.4,б, послідовний зворотний зв'язок не змінює коефіцієнт підсилення струму ($I_{\text{вх ЗЗ}} = I_{\text{вх}}$), але змінює коефіцієнт підсилення напруги ($U_{\text{вх ЗЗ}} \neq U_{\text{вх}}$) і наскрізний коефіцієнт підсилення. Визначимо коефіцієнт підсилення $K_{e \text{ ЗЗ}}$, вважаючи, що вихідні напруги із зв'язком і без зв'язку однакові ($U_{\text{вих ЗЗ}} = U_{\text{вих}}$). Логічно така рівність виправдана, оскільки при розробці підсилювача задають або вихідну потужність, або вихідну напругу. Зміна коефіцієнта підсилення у цьому випадку пов'язана із зміною ЕРС джерела сигналу.

Наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку за визначенням дорівнює

$$\underline{K}_e = \frac{\underline{U}_{\text{вих}}}{\underline{E}_\Gamma}, \quad (3.2)$$

із зворотним зв'язком за визначенням

$$\underline{K}_{e\ 33} = \frac{\underline{U}_{\text{вих}\ 33}}{\underline{E}_{\Gamma\ 33}}. \quad (3.3)$$

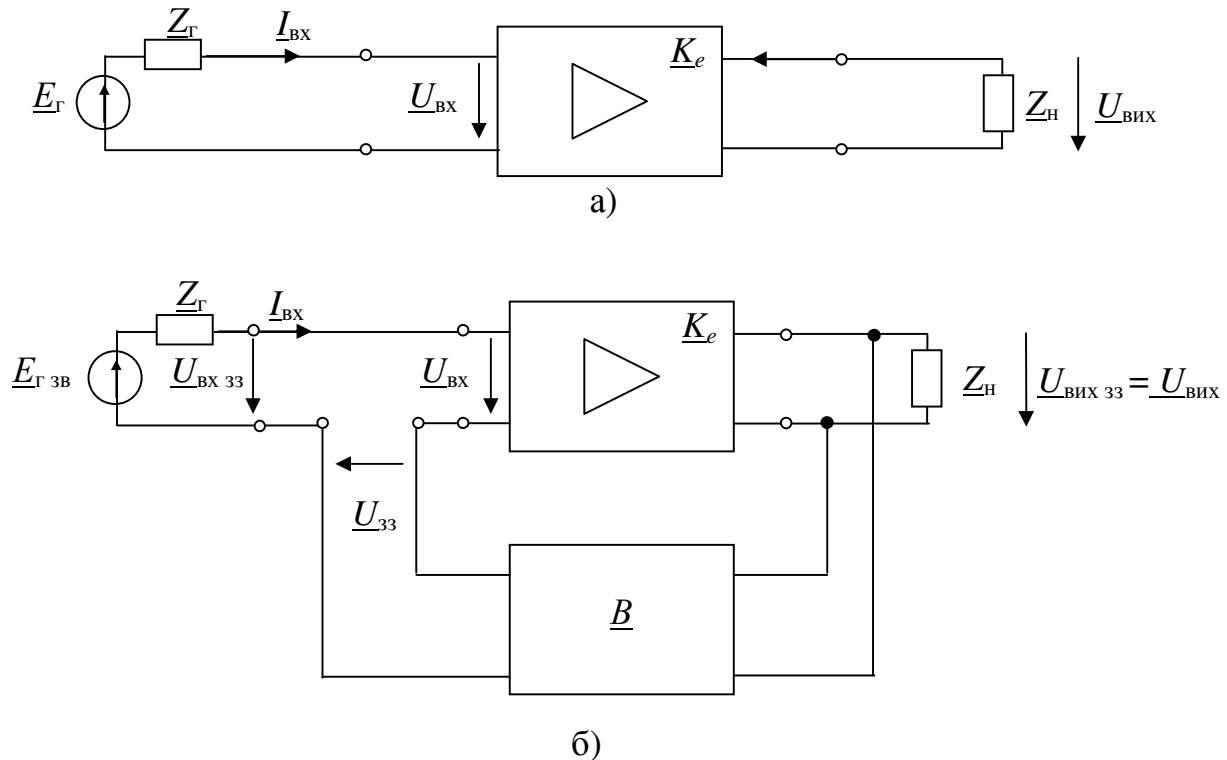


Рисунок 3.4 – Структурна схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком за напругою: а) схема підсилювача без зворотного зв'язку; б) схема підсилювача із зворотним зв'язком

Для даного випадку $\underline{U}_{\text{вих}\ 33} = \underline{U}_{\text{вих}}$, тоді

$$\underline{K}_{e\ 33} = \frac{\underline{U}_{\text{вих}}}{\underline{E}_{\Gamma\ 33}}. \quad (3.4)$$

З вхідного контура схеми рис. 3.4,б знайдемо

$$\underline{E}_{\Gamma\ 33} = \underline{I}_{\text{вх}} \underline{Z}_\Gamma + \underline{U}_{\text{вх}} - \underline{U}_{33},$$

а з вхідного контура рис. 3.4,а знайдемо

$$\underline{E}_\Gamma = \underline{I}_{\text{вх}} \underline{Z}_\Gamma + \underline{U}_{\text{вх}}. \quad (3.5)$$

Тоді

$$\underline{E}_{\Gamma\ 33} = \underline{E}_\Gamma - \underline{U}_{33}, \quad (3.6)$$

а наскрізний коефіцієнт підсилення із 33 дорівнює

$$\underline{K}_{e\ 33} = \frac{\underline{U}_{\text{вих}}}{\underline{E}_{\Gamma} - \underline{U}_{33}} = \frac{\frac{\underline{U}_{\text{вих}}}{\underline{E}_{\Gamma}}}{1 - \frac{\underline{U}_{33}}{\underline{E}_{\Gamma}}}. \quad (3.7)$$

Перетворимо цей вираз, враховуючи формулу (3.2) і представивши відношення

$$\frac{\underline{U}_{33}}{\underline{E}_{\Gamma}} = \frac{\underline{U}_{33}}{\underline{U}_{\text{вих}}} \cdot \frac{\underline{U}_{\text{вих}}}{\underline{E}_{\Gamma}} = \underline{B} \cdot \underline{K}_e, \quad (3.8)$$

де $\underline{U}_{33}$ – напруга на виході чотириполосника зворотного зв'язку з розімкненою петлею зворотного зв'язку;

$\underline{B} = \frac{\underline{U}_{33}}{\underline{U}_{\text{вих}}}$ – коефіцієнт передачі чотириполосника зворотного зв'язку (формула (3.1));

$\underline{B} \cdot \underline{K}_e = \frac{\underline{U}_{33}}{\underline{E}_{\Gamma}}$ – петльове підсилення (коефіцієнт передачі при розімкненій петлі зворотного зв'язку).

Узята із оберненим знаком величина $\underline{BK}_e$ називається зворотним відношенням і позначається

$$\underline{T} = -\underline{BK}_e.$$

Підставивши вирази (3.2) і (3.8) у формулу (3.7), одержимо наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача із зворотним зв'язком

$$\underline{K}_{e\ 33} = \frac{\underline{K}_e}{1 - \underline{BK}_e} = \frac{\underline{K}_e}{\underline{\gamma}}. \quad (3.9)$$

Таким чином, при введенні послідовного зворотного зв'язку наскрізний коефіцієнт підсилення змінюється. Величину $\underline{\gamma} = 1 - \underline{BK}_e$ називають **комплексною глибиною зворотного зв'язку**, а модуль цієї величини $\gamma = |1 - \underline{BK}_e|$ – **глибиною зворотного зв'язку**. Величину $\gamma = |1 + \underline{T}|$ називають також **зворотною різницею**.

Запишемо формулу для модуля наскрізного коефіцієнта підсилення із зворотним зв'язком (а саме його, за умовчанням, називають коефіцієнтом підсилення)

$$K_{e\ 33} = \frac{K_e}{|1 - \underline{BK}_e|} = \frac{K_e}{\gamma}. \quad (3.10)$$

Глибина зворотного зв'язку показує, у скільки разів змінився коефіцієнт підсилення при введенні зворотного зв'язку.

Зміна коефіцієнта підсилення із зворотним зв'язком дає основну класифікацію зворотному зв'язку.

1) Якщо при введенні зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення **зменшується**, тобто $K_{e\ 33} < K_e$, $\gamma > 1$, то такий зворотний зв'язок називають **негативним**.

2) Якщо при введенні зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення **збільшується**, тобто $K_{e\ 33} > K_e$, $\gamma < 1$, то такий зворотний зв'язок називають **позитивним**.

3) Якщо при введенні зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення (його модуль) **не змінюється**, тобто $K_{e\ 33} = K_e$, $\gamma = 1$, то такий зворотний зв'язок називають **нейтральним**.

3.3. Зв'язок негативний і позитивний. Умова нейтральності зворотного зв'язку

Петльове підсилення – це комплексна величина

$$\underline{BK}_e = B \cdot e^{j\varphi_B} \cdot K_e \cdot e^{j\varphi_e} = BK_e \cdot e^{j\varphi}, \quad (3.11)$$

яка характеризується своїм модулем і фазою: $\varphi = \varphi_e + \varphi_B$, рівною фазовому зсуву в петлі зворотного зв'язку. У загальному випадку глибину зворотного зв'язку γ можна подати у вигляді наступного виразу, скориставшись формулою Ейлера,

$$\begin{aligned} e^{jx} &= \cos x + j \sin x, \\ \gamma &= |1 - \underline{BK}_e| = |1 - BK_e \cos \varphi - j BK_e \sin \varphi| = \\ &= \sqrt{(1 - BK_e \cos \varphi)^2 + (BK_e \sin \varphi)^2} = \sqrt{1 - 2BK_e \cos \varphi + (BK_e)^2}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Як виходить з виразу (3.12), значення глибини зворотного зв'язку, а, значить, і зміна коефіцієнта підсилення $K_{e\ 33}$ залежать від значення зсуву фаз φ у петлі зворотного зв'язку.

Розглянемо два найбільш характерні значення зсуву фаз φ :

1) $\varphi = \pi$, тобто фаза напруги зворотного зв'язку $\underline{U}_{33}$ протилежна фазі сигналу $\underline{E}_r$ (**напруги протифазні**), то згідно формули (3.12) глибина зворотного зв'язку дорівнює

$$\gamma = 1 + BK_e, \quad (3.13)$$

тобто є дійсною величиною більшою одиниці: $\gamma > 1$, $K_{e\ 33} < K_e$, зворотний зв'язок **негативний**.

2) $\varphi = 0$, тобто фаза напруги зворотного зв'язку $\underline{U}_{33}$ і фаза сигналу $\underline{E}_r$ співпадають (**напруги синфазні**), то згідно формули (3.12) глибина 33 дорівнює

$$\gamma = 1 - BK_e, \quad (3.14)$$

тобто є дійсною величиною меншою одиниці: $\gamma < 1$, $K_{e\ 33} > K_e$, зворотний зв'язок **позитивний**.

Визначимо умову переходу одного виду зворотного зв'язку в інший. Межею переходу є нейтральний зв'язок. З формули (3.12), прирівнявши $\gamma = 1$, знайдемо **умову нейтральності зворотного зв'язку**:

$$BK_e = 2 \cos \varphi. \quad (3.15)$$

З формули (3.12) також виходить, що, якщо $BK_e > 2 \cos$, то $\gamma > 1$, зв'язок буде негативним; якщо $BK_e < 2 \cos$, то $\gamma < 1$, зв'язок буде позитивним.

Таким чином, для визначення виду зворотного зв'язку досить скористатися однією з умов:

1) якщо $K_{e\text{ зз}} < K_e$, $\gamma > 1$, $\varphi = \pi$, ($\gamma = 1 + BK_e$), то зворотний зв'язок **негативний (НЗЗ)**;

2) якщо $K_{e\text{ зз}} > K_e$, $\gamma < 1$, $\varphi = 0$, ($\gamma = 1 - BK_e$), то зворотний зв'язок **позитивний (ПЗЗ)**;

3) якщо $K_{e\text{ зз}} = K_e$, $\gamma = 1$, $BK_e = 2\cos$, то зворотний зв'язок **нейтральний**.

Якщо глибина негативного зворотного зв'язку $\gamma \gg 1$, то такий зв'язок називають **глибоким**, для нього наскрізний коефіцієнт підсилення рівний

$$K_{e\text{ зз}} = \frac{K_e}{1 + BK_e} \approx \frac{1}{B}. \quad (3.16)$$

Оскільки фазові зсуви підсилювача φ_e і кола зворотного зв'язку φ_v залежать від частоти, то в межах всього частотного діапазону **вид зворотного зв'язку може змінюватися**, як показано на рис. 3.5.

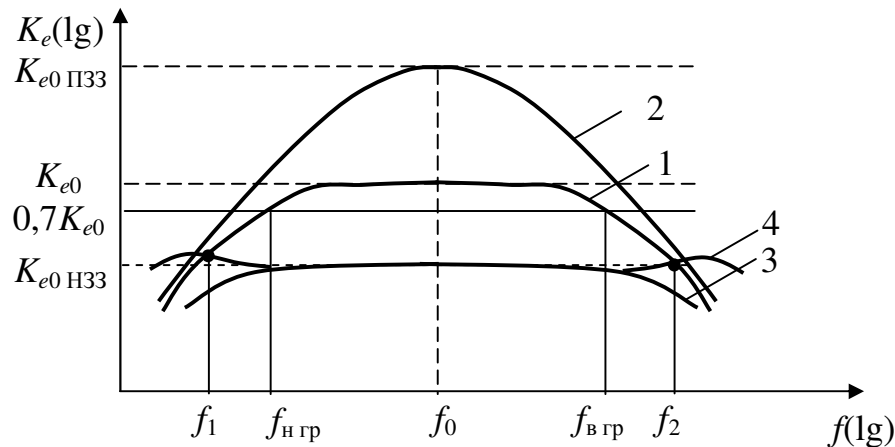


Рисунок 3.5 – АЧХ підсилювача:

1 – без зворотного зв'язку; 2 – з позитивним зворотним зв'язком; 3 – з негативним зворотним зв'язком і малими фазовими зсувами φ ; 4 – з негативним зворотним зв'язком і великими фазовими зсувами φ

Як виходить з рис. 3.5, перехід негативного зворотного зв'язку в позитивний на краях діапазону відбувається монотонно, при цьому на деяких частотах зворотний зв'язок стає нейтральним (на рис. 3.5 – зв'язок нейтральний на частотах f_1 і f_2 для характеристики 4). Цей перехід особливо помітний в багатокаскадних підсилювачах, оскільки фазові зсуви окремих каскадів сумуються.

Наприклад. Один резисторний каскад в діапазоні частот $(0; \infty)$ вносить максимальні фазові спотворення $(\pm\pi/2)$, два каскади – $(\pm\pi)$, три каскади – $(\pm\frac{3\pi}{2})$ і т.д.

Отже, в *трикаскадному підсилювачі* на тій частоті, де фазові спотворення одного каскаду рівні $\Delta\varphi = \pm \frac{\pi}{3}$, а сумарні фазові спотворення підсилювача $\Delta\varphi_e = 3\Delta\varphi = \pm\pi$, негативний зворотний зв'язок переходить у позитивний (при цьому припускаємо, що всі три каскади однакові).

У трансформаторних каскадах перехід негативного зворотного зв'язку в позитивний відбувається у більш вузькій смузі частот, ніж у резисторних каскадах, оскільки сам трансформатор може вносити великі фазові спотворення.

Тому вид зворотного зв'язку визначають і вказують на середній частоті підсилюваного діапазону f_0 , де фазові спотворення каскадів практично рівні нулю ($\Delta\varphi_e \approx 0$), а фазовий зсув у петлі зворотного зв'язку дорівнює:

- 1) $\varphi = \pi$ для негативного зворотного зв'язку;
- 2) $\varphi = 0$ для позитивного зворотного зв'язку.

Основні параметри підсилювача із зворотним зв'язком також визначають на частоті f_0 : коефіцієнти підсилення, вхідний і вихідний опори, нелінійні спотворення, нестабільність, а лінійні спотворення оцінюють відносно частоти f_0 .

У загальному випадку для визначення частот переходу негативного зворотного зв'язку в позитивний слід скористатися умовою нейтральності зворотного зв'язку (3.15).

Як виходить з формул (3.7) і (3.5), значення глибини зворотного зв'язку і її вплив на коефіцієнт підсилення $K_{e\ 33}$ залежить також від значення внутрішнього опору джерела сигналу Z_r .

Розглянемо глибину послідовного негативного зворотного зв'язку ($\varphi = \pi, f = f_0$)

$$\gamma = 1 + BK_e = 1 + \frac{U_{33}}{U_{\text{вих}}} \cdot \frac{U_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}} Z_r + U_{\text{вх}}} = 1 + \frac{U_{33}}{I_{\text{вх}} Z_r + U_{\text{вх}}}$$

для двох характерних випадків:

- 1) $Z_r = 0$ (низькоомне джерело сигналу) і позначимо

$$\gamma(Z_r = 0) = \gamma(0) = 1 + \frac{U_{33}}{U_{\text{вх}}}; \quad (3.17)$$

- 2) $Z_r = \infty$ (високоомне джерело сигналу) і позначимо

$$\gamma(Z_r = \infty) = \gamma(\infty) = 1. \quad (3.18)$$

З виразів (3.17) і (3.18) можна зробити наступний висновок: **послідовний негативний зворотний зв'язок має максимальну глибину при низькоомному джерелі сигналу**, тобто працює **найефективніше**; і **не працює** ($\gamma = 1$) (її вплив практично рівний нулю) при **високоомному джерелі сигналу**.

3.4. Наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача з паралельним зворотним зв'язком

Структурну схему підсилювача з паралельним ЗЗ наведено на рис. 3.6.

Як видно з рис. 3.6, паралельний зворотний зв'язок не змінює коефіцієнт підсилення напруги ($\underline{U}_{\text{вих } 33} = \underline{U}_{\text{вих}}$), але змінює коефіцієнт підсилення струму $\underline{I}_{\text{вих } 33} \neq \underline{I}_{\text{вих}}$ і наскрізний коефіцієнт підсилення.

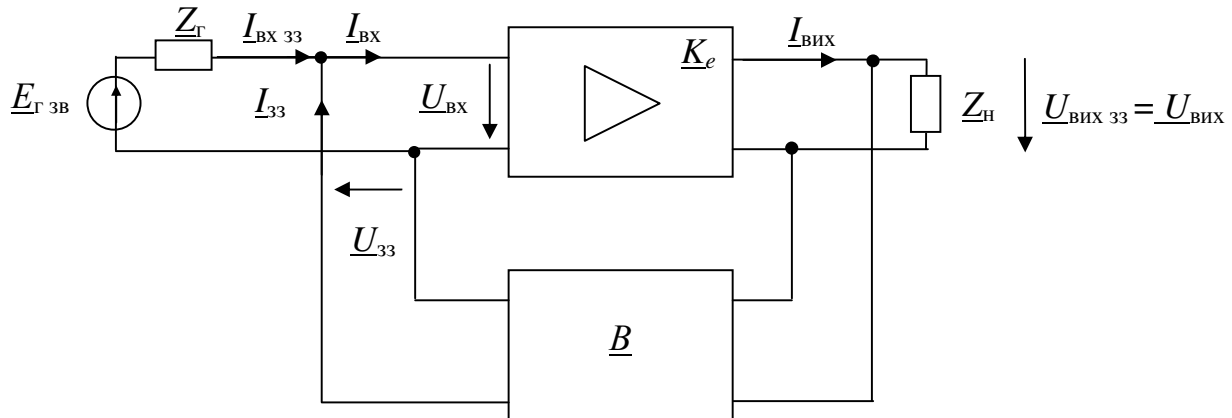


Рисунок 3.6 – Структурна схема підсилювача з паралельним зворотним зв'язком за напругою

Аналогічно аналізу схеми з послідовним зворотним зв'язком вважатимемо, що $\underline{U}_{\text{вих } 33} = \underline{U}_{\text{вих}}$, тоді наскрізний коефіцієнт підсилення із зворотним зв'язком знайдемо за формулою (3.4)

$$\underline{K}_{e33} = \frac{\underline{U}_{\text{вих}}}{\underline{E}_{\text{ГЗЗ}}},$$

де

$$\underline{E}_{\text{ГЗЗ}} = \underline{I}_{\text{ВХ } 33} \underline{Z}_{\text{Г}} + \underline{U}_{\text{ВХ}}, \quad (3.19)$$

$$\underline{I}_{\text{ВХ } 33} = \underline{I}_{\text{ВХ}} - \underline{I}_{33}. \quad (3.20)$$

Підставивши формулу (3.20) в (3.19), отримаємо

$$\underline{E}_{\text{ГЗЗ}} = \underline{I}_{\text{ВХ}} \underline{Z}_{\text{Г}} + \underline{U}_{\text{ВХ}} - \underline{I}_{33} \underline{Z}_{\text{Г}} = \underline{E}_{\text{Г}} - \underline{I}_{33} \underline{Z}_{\text{Г}}. \quad (3.21)$$

Позначимо

$$\underline{U}_{33} = \underline{I}_{33} \underline{Z}_{\text{Г}}, \quad (3.22)$$

одержимо вираз

$$\underline{E}_{\text{ГЗЗ}} = \underline{E}_{\text{Г}} - \underline{U}_{33}, \quad (3.23)$$

аналогічний виразу (3.6), і формулу для наскрізного коефіцієнта підсилення

$$\underline{K}_{e33} = \frac{\underline{K}_e}{1 - \underline{B} \underline{K}_e} = \frac{\underline{K}_e}{\underline{\gamma}},$$

аналогічну формулі (3.9), де

$$\underline{B} = \frac{\underline{I}_{33} \underline{Z}_{\text{Г}}}{\underline{U}_{\text{ВІХ}}}. \quad (3.24)$$

Таким чином, паралельний зворотний зв'язок змінює наскрізний коефіцієнт підсилення в глибину зворотного зв'язку, але напруга зворотного зв'язку визначається за формулою (3.22), тобто залежить від струму зв'язку I_{33} і опору джерела сигналу Z_r . Всі співвідношення, одержані для виразу (3.9), справедливі і для паралельного зворотного зв'язку.

Істотна відмінність між двома способами введення зворотного зв'язку полягає у впливі на глибину зворотного зв'язку опору джерела сигналу Z_r .

Розглянемо глибину паралельного негативного зворотного зв'язку ($\phi = \pi$, $f = f_0$)

$$\gamma = 1 + BK_e = 1 + \frac{I_{33} Z_r}{U_{\text{вих}}} \cdot \frac{U_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}} Z_r + U_{\text{вх}}}$$

для двох характерних випадків:

1) $Z_r = 0$ (низькоомне джерело сигналу) і позначимо

$$\gamma(Z_r = 0) = \gamma(0) = 1; \quad (3.24)$$

2) $Z_r = \infty$ (високоомне джерело сигналу) і позначимо

$$\gamma(Z_r = \infty) = \gamma(\infty) = 1 + \frac{I_{33}}{I_{\text{вх}}}. \quad (3.25)$$

З формул (3.24) і (3.25) виходить, що **паралельний негативний зворотний зв'язок** має **максимальну глибину при високоомному джерелі сигналу**, тобто працює найефективніше, і **не працює** ($\gamma = 1$) (її вплив рівний нулю) **при низькоомному джерелі сигналу**. Його вплив протилежний впливу послідовного негативного ЗЗ.

При розробці підсилювачів із зворотним зв'язком необхідно враховувати ці залежності. В тому випадку, якщо джерело сигналу низькоомне (наприклад, малий вихідний опір попереднього каскаду), при паралельному зворотному зв'язку включають резистор для утворення напруги зворотного зв'язку.

3.5. Способи введення сигналу зворотного зв'язку і їх вплив на вхідний опір підсилювача

Послідовний зворотний зв'язок

Структурну схему підсилювача з послідовним зворотним зв'язком наведено на рис. 3.4,б. За визначенням вхідний опір підсилювача без зворотного зв'язку дорівнює

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}, \quad (3.26)$$

вхідний опір підсилювача із зворотним зв'язком дорівнює

$$Z_{\text{вх зб}} = \frac{U_{\text{вх зб}}}{I_{\text{вх зб}}}. \quad (3.27)$$

Оскільки при послідовному зворотному зв'язку вхідний струм не змінюється ($\underline{I}_{\text{BX } 33} = \underline{I}_{\text{BX}}$), а змінюється вхідна напруга

$$\underline{U}_{\text{BX } 33} = \underline{U}_{\text{BX}} - \underline{U}_{33}, \quad (3.28)$$

то

$$\underline{Z}_{\text{BX } 33} = \frac{\underline{U}_{\text{BX } 33} - \underline{U}_{33}}{\underline{I}_{\text{BX}}} = \frac{\underline{U}_{\text{BX}}}{\underline{I}_{\text{BX}}} \left(1 - \frac{\underline{U}_{33}}{\underline{U}_{\text{BX}}} \right). \quad (3.29)$$

Згідно формули (3.17) $\gamma(0) = 1 - \frac{\underline{U}_{33}}{\underline{U}_{\text{BX}}}$, згідно формули (3.18) $\gamma(\infty) = 1$.

Тоді формулу (3.29) можна записати у наступному вигляді

$$\underline{Z}_{\text{BX } 33} = \underline{Z}_{\text{BX}} \frac{\gamma(Z_{\Gamma} = 0)}{\gamma(Z_{\Gamma} = \infty)} = \underline{Z}_{\text{BX}} \frac{\gamma(0)}{\gamma(\infty)}. \quad (3.30)$$

Проаналізуємо формулу (3.29).

Для негативного зворотного зв'язку $\gamma(0) = \left(1 + \frac{\underline{U}_{33}}{\underline{U}_{\text{BX}}} \right) > 1$, $\gamma(\infty) = 1$, отже,

$\underline{Z}_{\text{BX } 33} > \underline{Z}_{\text{BX}}$. Таким чином, **послідовний негативний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір підсилювача.**

Для **послідовного позитивного зворотного зв'язку** існують три ситуації (вважаємо $\varphi = 0$).

1) Якщо $\underline{U}_{33} < \underline{U}_{\text{BX}}$, то $\gamma(0) = \left(1 - \frac{\underline{U}_{33}}{\underline{U}_{\text{BX}}} \right) < 1$, $\gamma(\infty) = 1$, тобто $\underline{Z}_{\text{BX } 33} < \underline{Z}_{\text{BX}}$, послідов-

ний позитивний зворотний зв'язок зменшує вхідний опір підсилювача.

2) Якщо $\underline{U}_{33} = \underline{U}_{\text{BX}}$, то $\gamma(0) = 0$, $\gamma(\infty) = 1$, $\underline{Z}_{\text{BX } 33} = 0$, тобто підсилювач з послідовним позитивним зворотним зв'язком по відношенню до вхідних клем поводить ся як двополюсник з еквівалентним опором, рівним нулю.

3) Якщо $\underline{U}_{33} > \underline{U}_{\text{BX}}$, то $\gamma(0) = \left(1 - \frac{\underline{U}_{33}}{\underline{U}_{\text{BX}}} \right) < 0$ має негативний знак $\gamma(\infty) = 1$. В ре-

зультаті вхідний опір підсилювача з послідовним позитивним зворотним зв'язком має негативний знак $\underline{Z}_{\text{BX } 33} < 0$. Таким чином, по відношенню до вхідних клем підсилювач з послідовним позитивним зворотним зв'язком є двополюсником з еквівалентним негативним опором.

Паралельний зворотний зв'язок

Структурну схему підсилювача з паралельним зворотним зв'язком наведено на рис. 3.6. Вхідний опір підсилювача із зворотним зв'язком визначається за формулою (3.27). Але при паралельному зворотному зв'язку не змінюється вхідна напруга $\underline{U}_{\text{BX } 33} = \underline{U}_{\text{BX}}$, а змінюється вхідний струм

$$\underline{I}_{\text{BX } 33} = \underline{I}_{\text{BX}} - \underline{I}_{33}. \quad (3.31)$$

В цьому випадку вхідний опір підсилювача з паралельним зворотним зв'язком дорівнює

$$\underline{Z}_{\text{BX } 33} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\text{BX}} - I_{33}} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\text{BX}}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{I_{33}}{I_{\text{BX}}}}. \quad (3.32)$$

Згідно формули (3.25) $\gamma(\infty) = 1 - \frac{I_{33}}{I_{\text{BX}}}$, згідно формули (3.24) $\gamma(0) = 1$. Тоді формулу (3.32) можна записати у наступному вигляді

$$\underline{Z}_{\text{BX } 33} = \underline{Z}_{\text{BX}} \frac{\gamma(0)}{\gamma(\infty)}.$$

Таким чином, одержимо формулу (3.30), яка справедлива для будь-якого способу введення зворотного зв'язку. Проаналізуємо цю формулу.

Для паралельного негативного зворотного зв'язку

$$\gamma(\infty) = \left(1 + \frac{I_{33}}{I_{\text{BX}}}\right) > 1, \quad \gamma(0) = 1, \quad \text{тоді } \underline{Z}_{\text{BX } 33} < \underline{Z}_{\text{BX}}.$$

Отже, *паралельний негативний зворотний зв'язок зменшує вхідний опір підсилювача.*

Для *паралельного позитивного зворотного зв'язку* існують також три ситуації ($\varphi = 0$).

$$1) \text{ Якщо } I_{33} < I_{\text{BX}}, \gamma(\infty) = \left(1 - \frac{I_{33}}{I_{\text{BX}}}\right) < 1, \gamma(0) = 1, \text{ тобто } \underline{Z}_{\text{BX } 33} > \underline{Z}_{\text{BX}}, \text{ паралельний}$$

позитивний зворотний зв'язок збільшує вхідний опір підсилювача.

2) Якщо $I_{33} = I_{\text{BX}}$, то $\gamma(\infty) = 0$, $\gamma(0) = 1$, $\underline{Z}_{\text{BX } 33} = \infty$, тобто підсилювач з паралельним позитивним зворотним зв'язком по відношенню до вхідних клем поводить себе як двополіусник з еквівалентною провідністю, рівною нулю (опором, рівним нескінченності).

$$3) \text{ Якщо } I_{33} > I_{\text{BX}}, \text{ то } \gamma(\infty) = \left(1 - \frac{I_{33}}{I_{\text{BX}}}\right) < 0, \text{ має негативний знак, } \gamma(0) = 1. \text{ В ре-}$$

зультаті вхідний опір підсилювача з паралельним позитивним зворотним зв'язком має негативний знак ($\underline{Z}_{\text{BX } 33} < 0$, $\underline{Y}_{\text{BX } 33} < 0$). Таким чином, по відношенню до вхідних клем підсилювач з паралельним позитивним зворотним зв'язком є двополіусником з еквівалентною негативною провідністю.

Цю властивість підсилювачів з позитивним зворотним зв'язком використовують для реалізації елементів з негативним опором і провідністю.

Змішаний за входом зворотний зв'язок

Змішаним за входом використовується тільки негативний зворотний зв'язок. Згідно формули (3.30) за допомогою змішаного за входом негативного зворотного зв'язку вхідний опір можна як збільшувати, так і зменшувати відносно вхідного опору підсилювача без зворотного зв'язку. Зміна вхідного опору залежить від значення відношення $\gamma(0)/\gamma(\infty)$, де $\gamma(0)$ – глибина послідовного негативного зворотного зв'язку при $Z_r = 0$, при цьому паралельний негативний зворотний зв'язок не працює; $\gamma(\infty)$ – глибина паралельного негативного зворотного зв'язку при $Z_r = \infty$, при цьому послідовний негативний зворотний зв'язок не працює. Змішаний за входом негативний зворотний зв'язок дозволяє отримати необхідний вхідний опір підсилювача із зворотним зв'язком, і тим самим забезпечити режим узгодження з джерелом сигналу по входу.

3.6. Способи зняття сигналу зворотного зв'язку та їх вплив на вихідний опір підсилювача

Розглянемо загальний випадок змішаного за виходом зворотного зв'язку. Згідно визначення вихідний опір підсилювача визначається за формулою (2.4)

$$\underline{Z}_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих XX}}}{I_{\text{вих КЗ}}}.$$

Аналогічно знайдемо вихідний опір підсилювача із зворотним зв'язком

$$\underline{Z}_{\text{вих ЗЗ}} = \frac{U_{\text{вих XX ЗЗ}}}{I_{\text{вих КЗ ЗЗ}}}. \quad (3.33)$$

Режим холостого ходу відповідає опорі навантаження $Z_n = \infty$, глибину зворотного зв'язку в режимі холостого ходу позначимо $\gamma(Z_n = \infty) = \gamma(\infty)$. Режим короткого замикання відповідає опорі навантаження $Z_n = 0$, глибину зворотного зв'язку в режимі короткого замикання позначимо $\gamma(Z_n = 0) = \gamma(0)$. При змішаному за виходом зворотному зв'язку в режимі холостого ходу працює зворотний зв'язок за напругою (зворотний зв'язок за струмом не працює), внаслідок цього

$$\underline{U}_{\text{вих XX ЗЗ}} = \frac{U_{\text{вих XX}}}{\gamma(\infty)}. \quad (3.34)$$

У режимі короткого замикання працює зворотний зв'язок за струмом (зворотний зв'язок за напругою не працює), внаслідок цього

$$\underline{I}_{\text{вих КЗ ЗЗ}} = \frac{I_{\text{вих КЗ}}}{\gamma(0)}. \quad (3.35)$$

Якщо підставити формули (3.34) і (3.35) у вираз (3.33), то одержимо

$$\underline{Z}_{\text{вих ЗЗ}} = \frac{U_{\text{вих XX}}}{\gamma(\infty)} \cdot \frac{\gamma(0)}{\underline{I}_{\text{вих КЗ}}} = \underline{Z}_{\text{вих}} \cdot \frac{\gamma(0)}{\gamma(\infty)}. \quad (3.36)$$

Таким чином, одержимо формулу для визначення вихідного опору підсилювача із зворотним зв'язком, аналогічну формулі (3.30) для визначення вхідного опору підсилювача із зворотним зв'язком. Формули (3.30) і (3.36) можна узагальнити за допомогою відомої з літератури формули Блекмана

$$\underline{Z}_{33} = \underline{Z} \cdot \frac{\gamma(0)}{\gamma(\infty)}, \quad (3.37)$$

де $\underline{Z}$ – опір між двома вибраними точками (наприклад, між вхідними або вихідними клемми) за відсутності зворотного зв'язку; $\underline{Z}_{33}$ – те ж, але при зворотному зв'язку; $\gamma(0)$ і $\gamma(\infty)$ – значення глибини зворотного зв'язку в режимах короткого замикання і холостого ходу між вибраними точками. Формула (3.37) особливо зручна при дослідженні складних видів зворотного зв'язку.

Зворотний зв'язок за напругою

Зворотний зв'язок за напругою (рис. 3.2,а) максимальний в режимі холостого ходу ($Z_{\text{н}} = \infty$), оскільки напруга зворотного зв'язку прямо пропорційна вихідній напрузі. У режимі короткого замикання $\underline{U}_{\text{вих}} = 0$, тому зворотний зв'язок за напругою не працює: $\gamma(0) = 1$. В результаті одержимо:

1) Для *негативного зворотного зв'язку за напругою* $\gamma(\infty) > 1$, $\gamma(0) = 1$ і $Z_{\text{вих } 33} < Z_{\text{вих}}$. Отже, **негативний зворотний зв'язок за напругою зменшує вихідний опір підсилювача**. При цьому стабілізується вихідна напруга, а вихідний струм дестабілізується.

2) Для *позитивного зворотного зв'язку за напругою* $\gamma(\infty) < 1$, $\gamma(0) = 1$ і $Z_{\text{вих } 33} > Z_{\text{вих}}$. Отже, **позитивний зворотний зв'язок за напругою збільшує вихідний опір підсилювача**. При цьому вихідна напруга дестабілізується, а вихідний струм стабілізується.

Зворотний зв'язок за струмом

Зворотний зв'язок за струмом (рис. 3.2,б) максимальний в режимі короткого замикання ($Z_{\text{н}} = 0$), оскільки напруга зворотного зв'язку прямо пропорційна вихідному струму. У режимі холостого ходу $\underline{I}_{\text{вих}} = 0$, тому зворотний зв'язок за струмом не працює: $\gamma(\infty) = 1$. В результаті одержимо:

1. Для *негативного зворотного зв'язку за струмом* $\gamma(0) > 1$, $\gamma(\infty) = 1$ і $Z_{\text{вих } 33} > Z_{\text{вих}}$. Отже, **негативний зворотний зв'язок за струмом збільшує вихідний опір підсилювача**. При цьому стабілізується вихідний струм, а вихідна напруга дестабілізується.

2. Для *позитивного зворотного зв'язку за струмом* $\gamma(0) < 1$, $\gamma(\infty) = 1$ і $Z_{\text{вих } 33} < Z_{\text{вих}}$. Отже, **позитивний зворотний зв'язок за струмом зменшує вихідний опір підсилювача**. При цьому вихідний струм дестабілізується, а вихідна напруга стабілізується.

Змішаний за виходом зворотний зв'язок

Змішаний за виходом використовується тільки негативний зворотний зв'язок (рис. 3.2,в). Згідно формули (3.36) за допомогою змішаного за виходом негативного зворотного зв'язку вихідний опір підсилювача можна як збільшувати, так і зменшувати відносно вихідного опору підсилювача без зворотного зв'язку. Зміна вихідного опору залежить від значення відношення $\gamma(0)/\gamma(\infty)$, де $\gamma(0)$ – глибина негативного зворотного зв'язку за струмом при $Z_{\text{н}} = 0$, при цьому негативний зворотний зв'язок за напругою не працює; $\gamma(\infty)$ – глибина негативного зворотного зв'язку за напругою при $Z_{\text{н}} = \infty$, при цьому негативний зворотний зв'язок за струмом не працює. Змішаний за виходом негативний зворотний зв'язок дозволяє одержати необхідний вихідний опір підсилювача із зворотним зв'язком і тим самим забезпечити режим узгодження за виходом з навантаженням.

Режим узгодження за входом і виходом важливий при роботі широкосмугових підсилювальних пристроїв від лінії і на лінію, щоб уникнути спотворень сигналів, викликаних відбиттям.

3.7. АЧХ, ФЧХ, лінійні спотворення, смуга пропускання підсилювача із зворотним зв'язком

Згідно виразу (3.9) зворотний зв'язок змінює модуль і фазу наскрізного коефіцієнта підсилення, а, отже, змінює АЧХ, ФЧХ і перехідну характеристику, а також лінійні спотворення і смугу пропускання підсилювача.

Запишемо формулу (3.9) у комплексній формі

$$K_{e33} \cdot e^{j\varphi_{e33}} = \frac{K_e \cdot e^{j\varphi_e}}{1 - B \cdot e^{j\varphi_B} \cdot K_e \cdot e^{j\varphi_e}}, \quad (3.38)$$

де $\underline{K}_e = K_e \cdot e^{j\varphi_e} = K_e (\cos \varphi_e + j \sin \varphi_e)$,

$$\underline{B} = B \cdot e^{j\varphi_B} = B (\cos \varphi_B + j \sin \varphi_B). \quad (3.39)$$

Підставивши вирази (3.39) у формулу (3.38), після перетворень знайдемо модуль K_{e33} і фазу φ_{e33}

$$K_{e33} = \frac{K_e}{\sqrt{1 - 2BK_e \cos(\varphi_e + \varphi_B) + (BK_e)^2}}, \quad (3.40)$$

$$\varphi_{e33} = \arctg \frac{\sin \varphi_e + BK_e \sin \varphi_B}{\cos \varphi_e - BK_e \cos \varphi_B}. \quad (3.41)$$

Формули (3.40) і (3.41) дозволяють розрахувати АЧХ і ФЧХ підсилювача із зворотним зв'язком, якщо відомі аналітичні залежності від частоти $\underline{K}_e$ і $\underline{B}$.

Розглянемо випадок, який найчастіше зустрічається на практиці: частотно-незалежний зворотний зв'язок ($B = B_0 = \text{const}$); зв'язок негативний в області серед-

ніх частот (тобто на частоті $f = f_0$); зсув фаз у петлі зворотного зв'язку на частоті f_0 дорівнює

$$\varphi_0 = \varphi_{e_0} + \varphi_{B_0} = \pi.$$

Для спрощення аналізу вважаємо, що фазові спотворення підсилювача без зворотного зв'язку на частоті f_0 дорівнюють нулю, тобто $\varphi_{e_0} = 0$, тоді $\varphi_{B_0} = \pi$, на інших частотах $\varphi_e \neq 0$.

Оскільки $\varphi_B = \pi = \text{const}$, то $B = -B_0$, тоді формули (3.40) і (3.41) спрощуються

$$K_{e33} = \frac{K_e}{\sqrt{1 + 2B_0K_e \cos \varphi_e + (B_0K_e)^2}}, \quad (3.42)$$

$$\varphi_{e33} = \arctg \frac{\sin \varphi_e}{\cos \varphi_e + B_0K_e}. \quad (3.43)$$

Розглянемо випадок *малих фазових спотворень* φ_e підсилювача без зворотного зв'язку. В цьому випадку можна вважати, що $\sin \varphi_e \approx \varphi_e$, $\cos \varphi_e \approx 1$, тоді формули (3.42) і (3.43) спрощуються:

$$K_{e33} = \frac{K_e}{1 + B_0K_e}, \quad (3.44)$$

$$\varphi_{e33} = \frac{\varphi_e}{1 + B_0K_e}. \quad (3.45)$$

Формули (3.44) і (3.45) дозволяють побудувати АЧХ і ФЧХ підсилювача з *частотно-незалежним негативним зворотним зв'язком при малих фазових спотвореннях* φ_e , знайти частотні і фазові спотворення, смугу пропускання підсилювача із зворотним зв'язком.

Знайдемо частотні спотворення підсилювача із зворотним зв'язком. Аналогічно формулі (2.28) коефіцієнт частотних спотворень підсилювача із зворотним зв'язком M_{e33} дорівнює

$$M_{e33} = \frac{K_{e033}}{K_{e33}(f)}, \quad (3.46)$$

де K_{e033} – коефіцієнт підсилення на частоті f_0 , $K_{e33}(f)$ – коефіцієнт підсилення на даній частоті.

Розглянемо випадок незалежного негативного зворотного зв'язку за малих фазових спотворень φ_e , для цього скористаємося формулою (3.44). Тоді

$$M_{e33} = \frac{K_{e0}}{1 + B_0K_{e0}} \cdot \frac{1 + B_0K_e(f)}{K_e(f)} = M_e \frac{1 + B_0K_e(f)}{1 + B_0K_{e0}}. \quad (3.47)$$

З виразу (3.47) виходить, що зміна коефіцієнта частотних спотворень M_{e33} , в порівнянні з M_e , пов'язана із зміною глибини негативного зворотного зв'язку при зміні частоти сигналу. Для монотонної АЧХ підсилювача (рис. 3.5 – характеристика 1) коефіцієнт підсилення K_{e0} на частоті f_0 максимальний, а при зменшенні частоти і збільшенні частоти сигналу коефіцієнти підсилення $K_e(f_H)$ і $K_e(f_B)$ зменшу-

ються. Внаслідок цього зменшується і глибина негативного зворотного зв'язку на цих частотах, оскільки вона рівна $\gamma = 1 + B_0 K_e(f)$. Тому зменшуються також відношення $\frac{1 + B_0 K_e(f)}{1 + B_0 K_{e0}}$ і коефіцієнт частотних спотворень M_{e33} . Формулу (3.47) зручно привести до наступного вигляду

$$M_{e33} - 1 = \frac{M_e - 1}{1 + B_0 K_{e0}}. \quad (3.48)$$

Оскільки коефіцієнт частотних спотворень ідеального підсилювача рівний одиниці, то формула (3.48) характеризує відхилення АЧХ від ідеальної характеристики.

З формул (3.48) і (3.45) виходить, що за малих фазових спотворень підсилювача без зворотного зв'язку (φ_e – малі) *частотнонезалежний негативний зворотний зв'язок зменшує частотні і фазові спотворення приблизно в глибину зворотного зв'язку раз* ($\gamma = 1 + B_0 K_e$) (рис. 3.5 – характеристика 3).

Це твердження несправедливе, якщо фазові спотворення φ_e великі, оскільки при великих фазових спотвореннях в петлі зворотного зв'язку негативний зворотний зв'язок може перейти в позитивний, і в цьому випадку частотні і фазові спотворення підсилювача із зворотним зв'язком, як правило, збільшуються (рис. 3.5 – характеристика 4).

В цьому випадку для розрахунку АЧХ і ФЧХ підсилювача з негативним зворотним зв'язком необхідно користуватися формулами (3.42) і (3.43).

При *позитивному зворотному зв'язку* в області середніх частот ($\varphi_B = 0$) і малих фазових спотвореннях φ_e

$$K_{e33} = \frac{K_e}{1 - B_0 K_e} \quad \varphi_{e33} \approx \frac{\varphi_e}{1 - B_0 K_e}, \quad (3.49)$$

тобто *частотні і фазові спотворення збільшуються* (рис. 3.5 – характеристика 2).

Частотнозалежний глибокий негативний зворотний зв'язок ($\underline{B} = B \cdot e^{j\varphi_B}$) при малих фазових спотвореннях φ_e застосовують для всіляких змін частотної і фазової характеристик підсилювачів. Наприклад, для корекції АЧХ, конструювання селективних підсилювачів і т.п. Оскільки при глибокому негативному зворотному зв'язку

$$\underline{K}_{e\text{ГНЗЗ}} = \frac{1}{\underline{B}}, \quad (3.50)$$

то АЧХ підсилювача з глибоким негативним зв'язком матиме вигляд, зворотний АЧХ кола B , а зсув фаз – протилежний знак.

Оскільки перехідна характеристика тісно зв'язана з АЧХ і ФЧХ підсилювача, то зменшення частотних і фазових спотворень негативним зворотним зв'язком у області нижніх і верхніх частот (за малих φ_e) призводить до зменшення спотворень перехідної характеристики як в області великих часів (пов'язані зі спотворен-

нями в області нижніх частот), так і в області малих часів (пов'язані зі спотвореннями в області верхніх частот).

Таким чином, при малих фазових спотвореннях підсилювача φ_e негативний зворотний зв'язок зменшує лінійні спотворення підсилювача приблизно в глибину зворотного зв'язку раз. При великих фазових зсувах φ_e для обчислення лінійних спотворень підсилювача з негативним зворотним зв'язком необхідно користуватися повними формулами (3.40) і (3.41).

Далі, за умовчанням, вважатимемо, що фазові спотворення підсилювача φ_e малі. Оскільки негативний зворотний зв'язок зменшує коефіцієнт частотних спотворень, то смуга пропускання підсилювача з негативним зворотним зв'язком, яка визначається при заданих значеннях $M_{e_{033}}$, **розширюється** як у бік нижніх, так і у бік верхніх частот. Таким чином, негативний зворотний зв'язок збільшує смугу пропускання підсилювача, позитивний зворотний зв'язок – зменшує смугу пропускання підсилювача. За умовчанням, рівень визначення смуги пропускання дорівнює: $0,707K_{e_{033}}$ (або – 3 дБ відносно $K_{e_{033}}$ дБ) для монотонної АЧХ; для немонотонної АЧХ: $(1,41 \dots 0,707)K_{e_{033}}$ (або ± 3 дБ).

3.8. Нестабільність коефіцієнта підсилення із зворотним зв'язком

Наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача є основним показником підсилювача, але в робочих умовах він не залишається постійним. До дестабілізуючих факторів відносяться: старіння підсилювальних елементів і деталей схеми, їх заміна, зміна напруги джерел живлення, зміна температури і вологості навколишнього середовища та інші.

Розглянемо вплив зворотного зв'язку на нестабільність коефіцієнта підсилення. Нестабільність підсилювача можна оцінити відносною зміною коефіцієнта підсилення під впливом дестабілізуючого фактора на частоті f_0

$$q = \frac{\Delta K_{e0}}{K_{e0}}. \quad (3.51)$$

Теоретично коефіцієнт нестабільності зручніше визначити через диференціал коефіцієнта підсилення dK_{e0} , тобто

$$q = \frac{dK_{e0}}{K_{e0}}. \quad (3.52)$$

Нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком визначимо відповідно

$$q_{зв} = \frac{dK_{e033}}{K_{e033}}, \quad (3.53)$$

$$\text{де } K_{e033} = \frac{K_{e0}}{1 + BK_{e0}}. \quad (3.54)$$

Знайдемо диференціал коефіцієнта підсилення підсилювача із зворотним зв'язком через його похідну, продиференціювавши вираз (3.54) по K_{e0} . Одержимо

$$dK_{e033} = \frac{dK_{e033}}{dK_{e0}} \cdot dK_{e0} = \frac{1 + BK_{e0} - BK_{e0}}{(1 + BK_{e0})^2} dK_{e0}. \quad (3.55)$$

Згідно формулам (3.53), (3.54), (3.55) знайдемо коефіцієнт нестабільності підсилювача з негативним зворотним зв'язком

$$q_{33} = \frac{dK_{e0}}{(1 + BK_{e0})^2} \cdot \frac{1 + BK_{e0}}{K_{e0}} = \frac{q}{1 + BK_{e0}} = \frac{q}{\gamma}. \quad (3.56)$$

З формули (3.56) виходить, що $q_{33} < q$, якщо $\gamma > 1$, тобто **негативний зворотний зв'язок зменшує коефіцієнт нестабільності** в глибину зворотного зв'язку γ раз, отже, стабілізує коефіцієнт підсилення.

Для позитивного зворотного зв'язку глибина $\gamma < 1$, отже, $q_{33} > q$, тобто **позитивний зворотний зв'язок збільшує нестабільність** коефіцієнта підсилення.

Стабілізуюча дія негативного зворотного зв'язку використовується в прецизійних підсилювачах, вимірювальних підсилювачах, підсилювачах багатоканальних ліній зв'язку та інших, підсилення яких повинне підтримуватися постійним з високим ступенем точності.

3.9. Внутрішні завади, нелінійні спотворення підсилювача із зворотним зв'язком

Наявність завад в підсилювачі обмежує можливість підсилювати сигнали малих рівнів (рис. 2.8). Розглянемо, як впливає негативний зворотний зв'язок на внутрішні завади підсилювача.

Нехай завада генерується усередині кола, яке охоплене зворотним зв'язком. Негативний зворотний зв'язок зменшує одночасно в однакове число разів і сигнал, і заваду, при цьому ніякого виграшу у відношенні сигнал/завада ми не одержимо. Але для збереження вихідної напруги і вихідної потужності незмінними при введенні негативного зворотного зв'язку необхідно збільшувати рівень сигналу, що подається на вхід підсилювача, в стільки разів, у скільки падає підсилення схеми при введенні зворотного зв'язку, тобто в γ раз. Це збільшення рівня сигналу повинно бути виконано за допомогою додаткового підсилювача, який не вносить власних завад.

Структурну схему підсилювача із зворотним зв'язком, внутрішньою ЕРС завади E_3 і додатковим каскадом підсилення K_{e1} наведено на рис. 3.7.

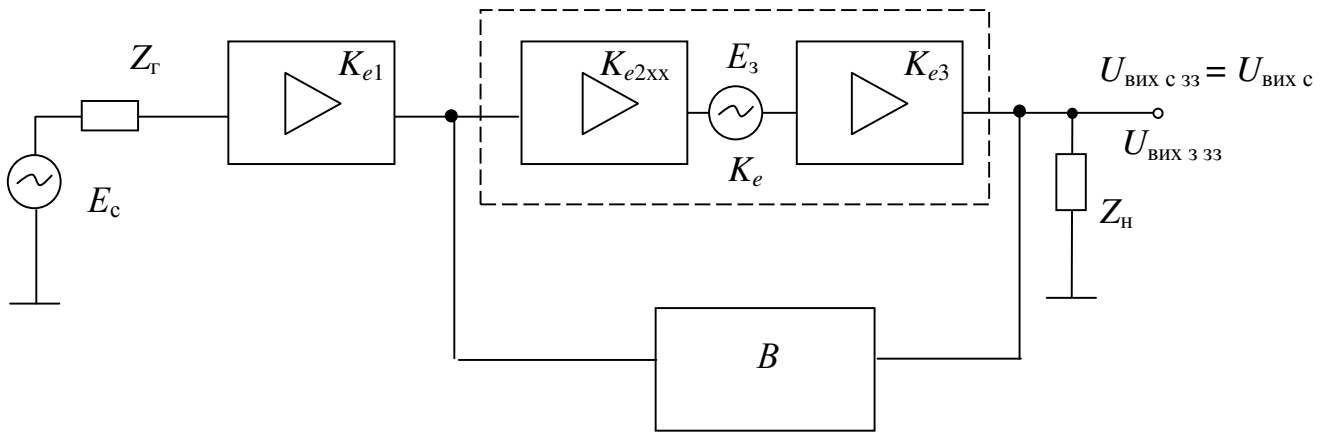


Рисунок 3.7 – Структурна схема підсилювача із зворотним зв'язком, внутрішньою ЕРС завади і додатковим каскадом підсилення

Вважатимемо, що завада генерується у середині підсилювача без зворотного зв'язку K_e . Подамо підсилювач без зворотного зв'язку K_e у вигляді двох чотириполюсників з коефіцієнтами підсилення: K_{e2xx} – до місця виникнення ЕРС завади E_3 і K_{e3} – після місця виникнення ЕРС завади. Розбиття виконане так, щоб добуток

$$K_{e2xx} \cdot K_{e3} = K_e \quad (3.57)$$

дорівнював коефіцієнту підсилення підсилювача без зворотного зв'язку K_e . Додатковий каскад з коефіцієнтом підсилення, рівним глибині негативного зворотного зв'язку ($K_{e1} = \gamma$), введений до петлі зворотного зв'язку. Таким чином, загальний коефіцієнт підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком і додатковим каскадом буде рівний підсиленню підсилювача без зворотного зв'язку. В цьому випадку напруга сигналу на виході підсилювача із зворотним зв'язком буде дорівнювати напрузі сигналу на виході підсилювача без зворотного зв'язку, тобто

$$U_{\text{вих с зз}} = U_{\text{вих с}} = \gamma \frac{K_{e2xx} \cdot K_{e3}}{1 + B \cdot K_{e2xx} \cdot K_{e3}} E_c = K_e \cdot E_c. \quad (3.58)$$

Напруга завади на виході підсилювача без зворотного зв'язку дорівнювала

$$U_{\text{вих з}} = E_3 \cdot K_{e3},$$

напруга завади на виході підсилювача з негативним зворотним зв'язком дорівнює

$$U_{\text{вих з зз}} = \frac{E_3 \cdot K_{e3}}{1 + B \cdot K_{e2xx} \cdot K_{e3}} = \frac{U_{\text{вих з}}}{1 + B \cdot K_e} = \frac{U_{\text{вих з}}}{\gamma}. \quad (3.59)$$

Отже, **напруга завади на виході підсилювача з негативним зворотним зв'язком зменшується в глибину зворотного зв'язку раз ($\gamma > 1$)**. Відношення сигнал/завада із зворотним зв'язком буде дорівнювати

$$(C/Z)_{\text{зз}} = \frac{U_{\text{вих с зз}}}{U_{\text{вих з зз}}} = \frac{U_{\text{вих с}}}{U_{\text{вих з}}} \cdot \gamma = (C/Z) \cdot \gamma, \quad (3.60)$$

тобто відношення сигнал/завада із зворотним зв'язком збільшується, якщо $\gamma > 1$ – для негативного зворотного зв'язку.

Таким чином, **негативний зворотний зв'язок збільшує відношення сигнал/завада, якщо додатковий каскад підсилення введений до місця виникнення завади.**

Джерело сигналу E_c і додатковий каскад K_{e1} не повинні вносити завад.

Проте, в тих випадках, коли завадою служить шум, джерелом якого є і джерело сигналу, і перший каскад підсилювача, негативний зворотний зв'язок не дозволяє поліпшити шумові характеристики підсилювача, наприклад, відношення сигнал/шум.

При введенні додаткового каскаду підсилення його шуми позначатимуться найбільше, і виграшу ми не одержимо. Для поліпшення шумових характеристик вхідний каскад необхідно робити малошумним.

Разом з тим **негативний зворотний зв'язок дозволяє істотно зменшити нелінійні спотворення підсилювача.** У підсилювачах з малою нелінійністю рівень вищих гармонік невеликий, і для них підсилювач допустимо розглядати як квазілінійну (близьку до лінійної) систему. Для такої системи справедливий принцип суперпозиції (накладення). Оскільки нелінійні спотворення підсилювача визначаються, в основному, вихідним каскадом, то для компенсації втрати підсилення при введенні негативного зворотного зв'язку завжди можна включити додатковий каскад, який не вносить нелінійні спотворення. Тоді, згідно наведеного вище аналізу, можна скористатися формулами (3.58) і (3.59). Напруга кожної з вищих гармонік сигналу зменшується приблизно в глибину негативного зворотного зв'язку, тобто

$$U_{\text{вих}2\text{ зз}} \approx \frac{U_{\text{вих}2}}{\gamma}, \quad U_{\text{вих}3\text{ зз}} \approx \frac{U_{\text{вих}3}}{\gamma}, \dots \quad (3.61)$$

Напруга першої (основної) гармоніки сигналу за рахунок введення додаткового каскаду з підсиленням $K_{e1} = \gamma$ (рис. 3.7) залишиться незмінною

$$U_{\text{вих}1\text{ зз}} = U_{\text{вих}1}. \quad (3.62)$$

В результаті отримаємо, що **коефіцієнт гармонік підсилювача з негативним зворотним зв'язком зменшиться в глибину зворотного зв'язку разів**

$$k_{\Gamma\text{ зз}} = \frac{\sqrt{U_{\text{вих}2\text{ зз}}^2 + U_{\text{вих}3\text{ зз}}^2 + U_{\text{вих}4\text{ зз}}^2 + \dots}}{U_{\text{вих}1}} \approx \frac{k_{\Gamma}}{1 + BK_{e0}} = \frac{k_{\Gamma}}{\gamma}. \quad (3.63)$$

У системах з великою нелінійністю квазілінійна теорія дає недостатньо точні результати визначення нелінійних спотворень при введенні негативного зворотного зв'язку, аналіз таких систем є складним.

Зменшення нелінійних спотворень негативним зворотним зв'язком призвело до його широкого використання в підсилювачах потужності, які працюють в економичних режимах AB і B . Застосування негативного зворотного зв'язку в таких підсилювачах дозволяє одержати високоякісне підсилення з великим динамічним

діапазоном і малими нелінійними спотвореннями при високому ККД. Економічно схема з негативним зворотним зв'язком є вигіднішою для поліпшення властивостей підсилювача і скорочення експлуатаційних витрат.

Таким чином, в підсилювальних пристроях для поліпшення якісних показників і характеристик використовується негативний зворотний зв'язок:

- 1) негативний зворотний зв'язок зменшує частотні і фазові спотворення при малих фазових спотвореннях в петлі зворотного зв'язку;
- 2) негативний зворотний зв'язок зменшує нелінійні спотворення;
- 3) негативний зворотний зв'язок зменшує нестабільність коефіцієнта підсилення;
- 4) негативний зворотний зв'язок змінює вхідний і вихідний опори підсилювача залежно від способу зняття і введення сигналу зворотного зв'язку.

Позитивний зворотний зв'язок робить протилежний вплив на параметри і характеристики підсилювача, тобто погіршує їх. Позитивний зворотний зв'язок використовується в спеціальних схемах, наприклад, для реалізації активних двополусників з еквівалентним негативним опором або еквівалентною негативною провідністю, в активних фільтрах, а також в схемах автогенераторів.

4. СТІЙКІСТЬ ПІДСИЛЮВАЧА ІЗ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ. КРИТЕРІЙ СТІЙКОСТІ НАЙКВІСТА

Негативний зворотний зв'язок широко використовується в підсилювачах для поліпшення його параметрів і характеристик. Проте це твердження справедливе при малих фазових спотвореннях в петлі зворотного зв'язку. Фазові спотворення оцінюють відносно фази в петлі зворотного зв'язку φ на середній частоті f_0 .

У багатокаскадних підсилювачах із-за великих фазових спотворень, що вносяться підсилювачем і колом зворотного зв'язку, негативний зворотний зв'язок може перейти в позитивний на краях смуги пропускання або за її межами (рис. 3.5).

Проаналізуємо формулу (3.10)

$$K_{e\text{ зз}} = \frac{K_e}{|1 - \underline{BK}_e|}.$$

Якщо виконується умова

$$|1 - \underline{BK}_e| = 0, \quad (4.1)$$

то коефіцієнт підсилення підсилювача із зворотним зв'язком стає рівним нескінченності ($K_{e\text{ зз}} = \infty$). При цьому дуже мала напруга на вході, для якої виконано умову (4.1), повинна призвести до появи на виході нескінченно великої напруги цієї частоти. Насправді вихідна напруга не буде нескінченно великою, бо вона обмежена амплітудною характеристикою підсилювача (рис. 2.8), в першу чергу, напругою живлення. Оскільки на вході будь-якої схеми є напруга шумів з безперервним частотним спектром, на виході схеми *за відсутності вхідного сигналу з'являються електричні коливання частоти, для якої виконується умова (4.1). Це явище називається самозбудженням.*

Система, що самозбудилася, не може підсилювати електричні сигнали, які подаються на її вхід, оскільки вона завантажена власними коливаннями. Тому **для підсилювальних пристроїв самозбудження неприпустиме.**

З умови (4.1) одержимо умови самозбудження підсилювача:

$$\underline{BK}_e = 1, \quad \underline{BK}_e \cdot e^{j\varphi} = 1 \cdot e^{j0, 2\pi, 4\pi, \dots}.$$

З умови рівності двох комплексних чисел прирівнюємо їх модулі і фази. В результаті отримаємо дві умови самозбудження системи із зворотним зв'язком:

$$1) \underline{BK}_e = 1 - \text{умова амплітуд}; \quad (4.2)$$

$$2) \varphi = 0, 2\pi, 4\pi - \text{умова фаз}. \quad (4.3)$$

Друга умова – умова фаз відповідає позитивному зворотному зв'язку. Таким чином, при виконанні цих двох умов підсилювач генерує власні коливання.

Для забезпечення стійкості підсилювача із зворотним зв'язком необхідно виключити виконання хоч би однієї з умов: (4.2) або (4.3). Перевірку на стійкість підсилювача із зворотним зв'язком можна виконати за допомогою відомих критеріїв стійкості: Раусу-Гурвіця, Найквіста, Михайлова та інших.

Як виходить з умов стійкості (4.2) і (4.3) вектор петльового підсилення $\underline{BK}_e$ (його модуль і фаза) визначає стійкість системи із зворотним зв'язком. Якщо змінювати частоту сигналу, то кінець вектора $\underline{BK}_e$ на комплексній площині опише криву, яка називається *годографом* цього вектора. При побудові годографа зручно використовувати полярну систему координат: модуль і фазу цього вектора.

Зручним критерієм стійкості системи із зворотним зв'язком є критерій Найквіста. Критерій Найквіста накладає на систему із зворотним зв'язком два обмеження:

- 1) система повинна бути стійкою без зворотного зв'язку;
- 2) підсилення системи при $f \rightarrow \infty$ повинно наближатися до нуля: $K_e(\infty) = 0$.

Друге обмеження в реальних схемах завжди виконується за рахунок паразитних шунтуючих ємностей.

Для визначення стійкості підсилювача із зворотним зв'язком за допомогою критерію Найквіста на комплексній площині будується годограф вектора $\underline{BK}_e$ при зміні частоти сигналу від 0 до ∞ . На цій же комплексній площині вказується точка нестійкості $\underline{BK}_e = 1$ з координатами (1; 0) в полярній системі координат. Для того, щоб виміряти (або розрахувати) значення петльового підсилення, петля зворотного зв'язку повинна бути розімкненою, а підсилювач з розімкненою петлею зворотного зв'язку повинен бути стійким.

Сформулюємо критерій Найквіста.

Якщо годограф вектора петльового підсилення $\underline{BK}_e$ для діапазону частот від 0 до ∞ (а для підсилювача постійного струму від $-\infty$ до $+\infty$) не охоплює точку з координатами (1; 0), то при замиканні петлі зворотного зв'язку підсилювач буде стійким.

Якщо ж годограф вектора $\underline{BK}_e$ охоплює точку з координатами (1; 0), то при замиканні петлі зворотного зв'язку підсилювач буде нестійким.

На рис. 4.1 наведено годографи різних підсилювачів.

Рисунки виконані з різними масштабами по осях, оскільки $|\underline{BK}_{e0}| \gg 1$.

На цих годографах вказана середня частота підсилюваного діапазону f_0 , тому на рисунках 4.1, а, б, в, г, д наведено годографи підсилювачів з негативним зворотним зв'язком, на рис. 4.1, е – годограф підсилювача з позитивним зворотним зв'язком.

Годографи, які зображені на рис. 4.1, а і б, відповідають *абсолютно-стійким підсилювачам*. Фазові спотворення в цих підсилювачах такі, що за будь-якого значення BK_{e0} годограф не охоплює точку з координатами (1; 0). Максимальна глибина зворотного зв'язку $\gamma = 1 + BK_{e0}$ двокаскадного підсилювача (рис. 4.1, б) обмежена запасом стійкості, який вводиться при проектуванні, щоб запобігти впливу паразитних параметрів, технологічного розкиду, дестабілізуючих факторів і т.п.

Годограф на рис. 4.1, г деформований за допомогою кіл корекції для забезпечення стійкості підсилювача із зворотним зв'язком. Такий підсилювач називають *умовно-стійким*. Годограф $\underline{BK}_e$ такого підсилювача при зменшенні K_e (або збільшенні K_e) може охопити точку (1; 0), підсилювач стане нестійким. Це призведе до

самозбудження підсилювача. Годограф вектора $\underline{BK}_e$ нестійкого підсилювача наведено на рис. 4.1, д.

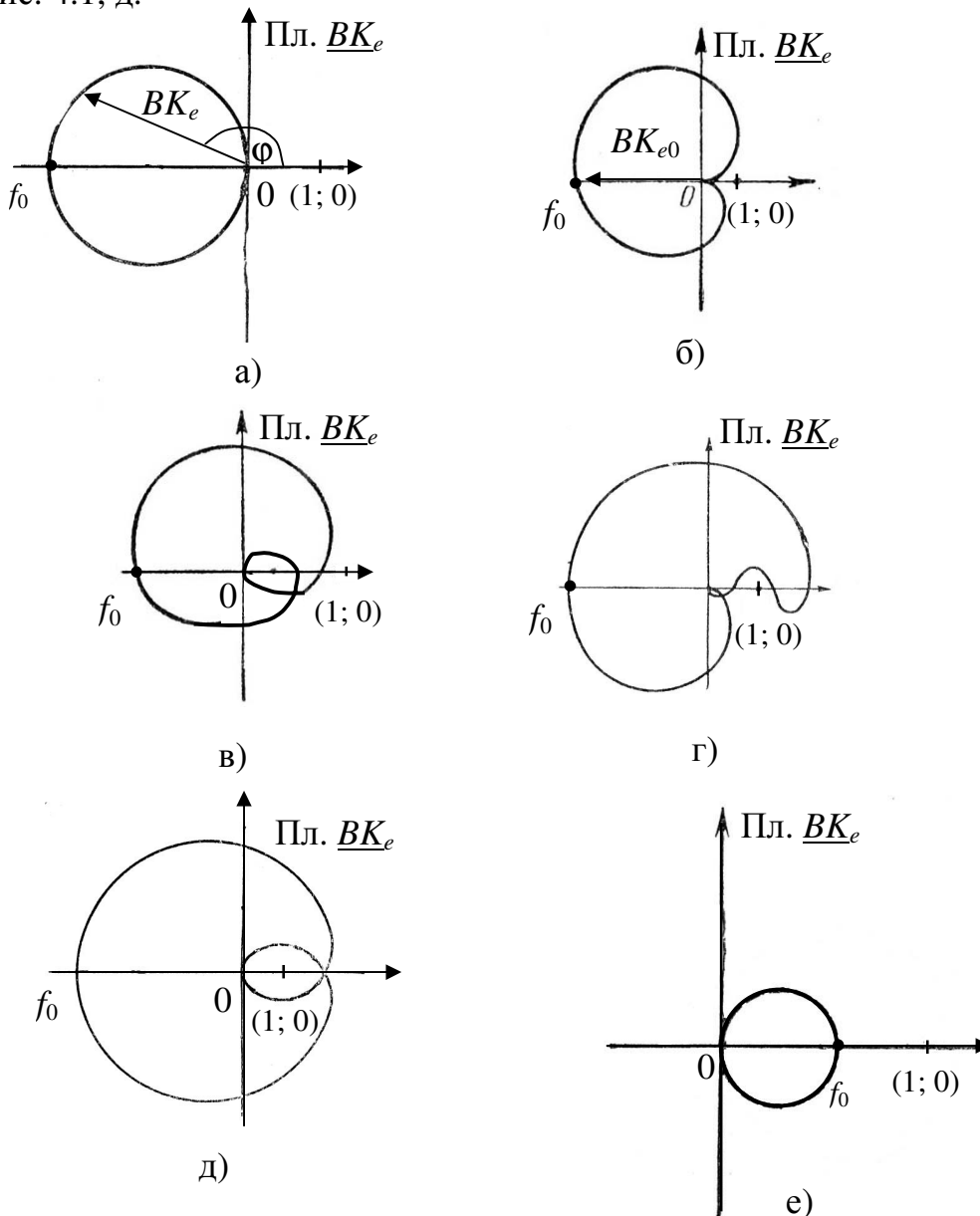


Рисунок 4.1 – Годографи вектора $\underline{BK}_e$:

- а) стійкий однокаскадний підсилювач з негативним зворотним зв'язком;
- б) стійкий двокаскадний підсилювач з негативним зворотним зв'язком;
- в) стійкий трикаскадний підсилювач з негативним зворотним зв'язком;
- г) умовно-стійкий трикаскадний підсилювач з негативним зворотним зв'язком;
- д) нестійкий трикаскадний підсилювач з негативним зворотним зв'язком;
- е) стійкий однокаскадний підсилювач з позитивним зворотним зв'язком

На рис. 4.1, е наведено годограф вектора $\underline{BK}_e$ стійкого підсилювача з позитивним зворотним зв'язком. З цього рисунка видно, що якщо збільшити петльове підсилення BK_{e0} , підсилювач стає нестійким, переходить в режим генерації.

У тих випадках, коли є аналітичний вираз $K_{e33}(p)$ ($p \equiv j\omega$) системи із зворотним зв'язком, зручніше користуватися критерієм стійкості А.В. Михайлова. Критерій Михайлова не накладає ніяких обмежень на систему, тобто є більш загальним. Крім того, критерій Михайлова не вимагає розділення системи на кола $\underline{K}_e$ і $\underline{B}$, що у багатьох випадках також істотно.

З рис. 4.1 виходить, що із зростанням числа каскадів в одній петлі зворотного зв'язку забезпечити стійкість підсилювача все складніше. Вже трикаскадний підсилювач є потенційно нестійким, якщо вибрана велика глибина негативного зворотного зв'язку $\gamma = 1 + BK_{e0}$. Для того, щоб підсилювач із зворотним зв'язком був стійкий, достатньо, щоб в тій області частот, де модуль $BK_e > 1$, додатковий фазовий зсув (фазові спотворення) в петлі зворотного зв'язку $\Delta\varphi < \pm\pi$. Ця вимога є жорсткішою, ніж вимога, щоб точка (1; 0) лежала поза годографом вектора $\underline{BK}_e$. Підсилювачі, що задовольняють **достатній умові**

$$BK_e > 1, \Delta\varphi < \pm\pi \quad (4.4)$$

називаються **абсолютно стійкими**.

При розробці підсилювачів умову (4.4) потрібно вважати і **за необхідне, оскільки під терміном стійкість розумітимемо абсолютну стійкість**.

У загальному випадку для забезпечення стійкості N -каскадного підсилювача з однаковими граничними частотами $f_{н\text{ гр}}$ і $f_{в\text{ гр}}$ доводиться зменшувати глибину однопетльового негативного зворотного зв'язку, але із збільшенням числа каскадів N максимальна глибина $\gamma_{\max} = 1 + BK_{e0}$ різко зменшується. Інакше в підсилювачі вводиться багатопетльовий негативний зворотний зв'язок, який дозволяє зменшити додатковий фазовий зсув і забезпечити стійкість підсилювача.

Забезпечити стійкість багатокаскадного підсилювача із зворотним зв'язком можна також, якщо обрати граничні частоти каскадів нерівними. Для забезпечення стійкості один з каскадів роблять вузькосмуговим, але із зростанням числа каскадів N необхідна більша відмінність їх частот, вся система стає вузькосмуговою.

Для забезпечення стійкості підсилювачів при глибокому негативному зворотному зв'язку (особливо при широкій смузі пропускання) використовуються коректуючі кола. Коректуючі елементи можуть знаходитися як в підсилювальних каскадах, так і в колі зворотного зв'язку. Коректуючі кола використовуються роздільно для нижніх і верхніх частот.

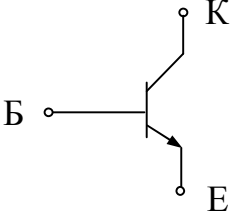
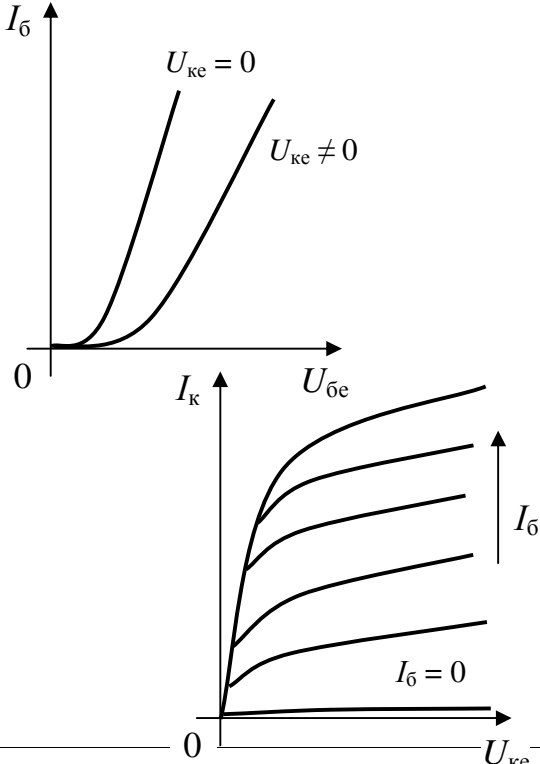
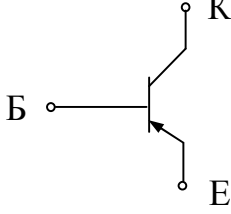
5. ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ЕЛЕКТРОННИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

5.1. Способи включення підсилювальних елементів за сигналом

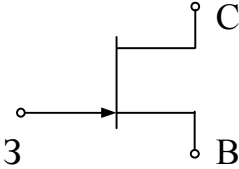
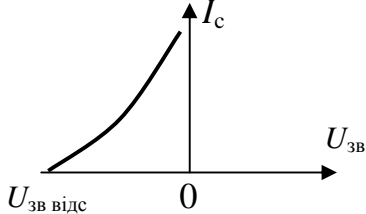
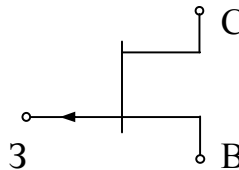
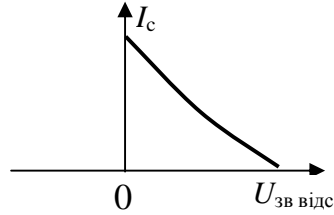
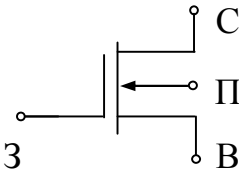
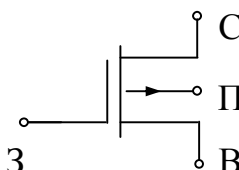
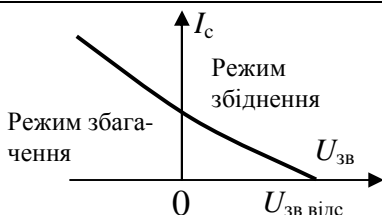
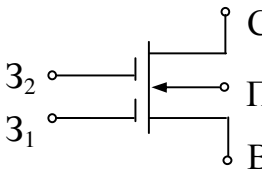
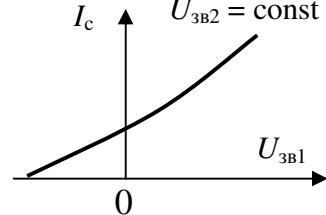
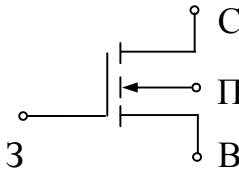
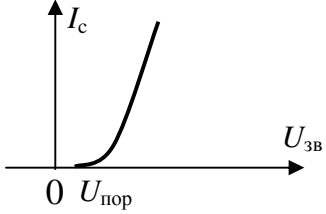
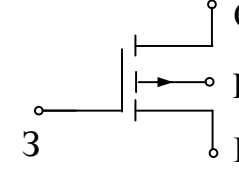
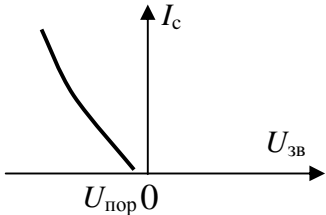
Підсилювач складається з окремих каскадів (рис. 1.2), кожен каскад можна подати у вигляді активного чотириполіусника. Основним *активним* елементом цього чотириполіусника є підсилювальний елемент (ПЕ): польовий або біполярний транзистор, електронна лампа, інтегральна мікросхема. Мікросхема є, як правило, багатокаскадний підсилювач, виконаний на одному кристалі.

Транзистор (польовий і біполярний) та електронна лампа мають три основні електроди, як показано в табл. 5.1, 5.2 і 5.3 (допоміжні електроди не враховуються). Для отримання чотириполіусника один з електродів ПЕ повинен бути спільним за змінним струмом для входу і виходу. **Спосіб включення залежить від того, який електрод ПЕ є спільним за сигналом (за змінним струмом) для вхідного і вихідного кіл підсилювача.**

Таблиця 5.1 – Умовні позначення і вольт-амперні характеристики біполярних транзисторів

№ п/п	Найменування	Умовне позначення	Вольт-амперні характеристики
1	Транзистор біполярний <i>n-p-n</i> типу		
2	Транзистор біполярний <i>p-n-p</i> типу		

Таблиця 5.2 – Умовні позначення і вольт-амперні характеристики польових транзисторів

№ п/п	Найменування	Умовне позначення	Наскрізні вольт-амперні характеристики
1	ПТз управляючим p - n -переходом і каналом n -типу		
2	ПТ з управляючим p - n -переходом і каналом p -типу		
3	МДН ПТ з ізолюваним затвором і вбудованим каналом n -типу		
4	МДН ПТ з ізолюваним затвором і вбудованим каналом p -типу		
5	МДН тетрод з ізолюваним затвором і вбудованим каналом n -типу (двозатворний ПТ)		
6	МДН ПТ з ізолюваним затвором і індукованим каналом n -типу		
7	МДН ПТ з ізолюваним затвором і індукованим каналом p -типу		

Таблиця 5.3 – Умовні позначення і вольт-амперні характеристики електронних ламп

№ п/п	Найменування	Умовне позначення	Вольт-амперні характеристики
1	Тріод		
2	Променевий тетрод		
3	Пентод		

У підсилювальних елементів є три основні електроди: емітуючий (емітер, витік, катод), керуючий (база, затвор, сітка) і керований (колектор, стік, анод). Відповідно розрізняють **три способи включення ПЕ за змінним струмом**. Із **спільним емітуючим електродом**: для біполярного транзистора – спільний емітер (СЕ), для польового транзистора – спільний витік (СВ), для електронної лампи – спільний катод (СКат). Із **спільним керуючим електродом**, відповідно: спільна база

(СБ), спільний затвор (СЗ), спільна сітка (ССіт). Із *спільним керованим електро-
дом* відповідно: спільний колектор (СК), спільний стік (СС), спільний анод (СА).

Порівнюємо основні властивості різних схем включення ПЕ. Порівняння ви-
конаємо за основними показниками: зміни фази вихідного сигналу по відношенню
до фази вхідного (інвертування або неінвертування сигналу); наскрізним коефіці-
єнтом підсилення; вхідним і вихідним опорам; частотними властивостями; нелі-
нійними спотвореннями.

Схеми із *спільним емітуючим електродом* ПЕ за змінним струмом (без кіл
живлення) наведені на рис. 5.1: $R_{н\sim}$ – опір навантаження змінному струму.

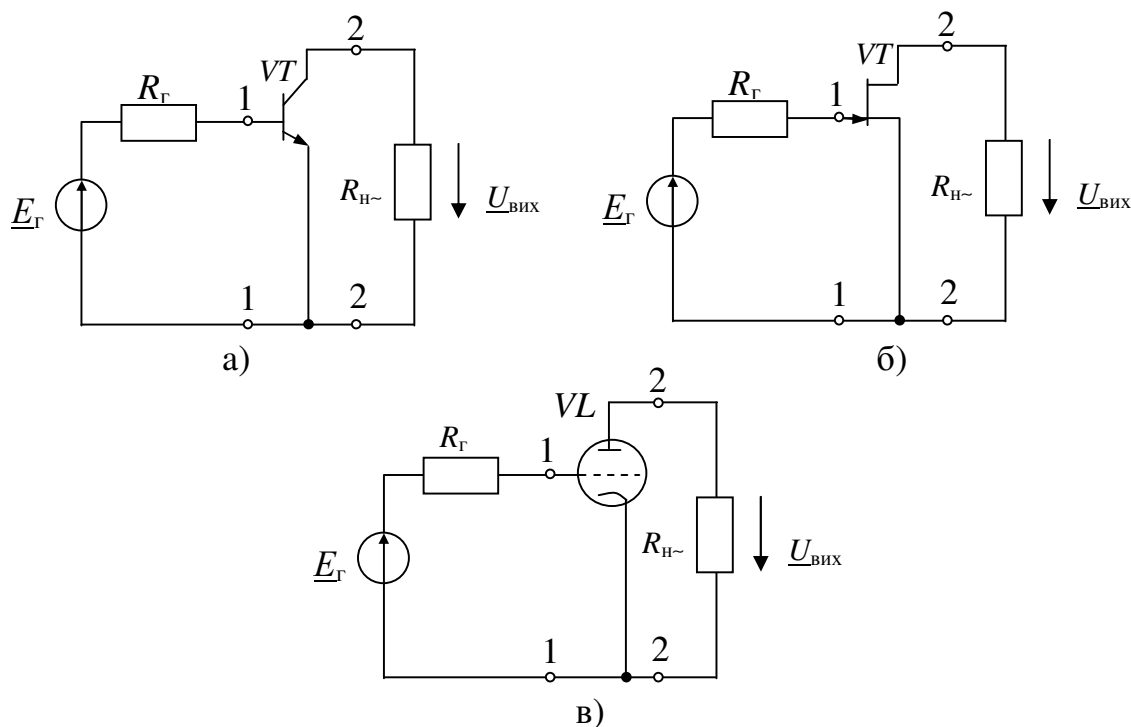


Рисунок 5.1 – Схеми із спільним емітуючим електродом: а) із спільним еміте-
ром; б) із спільним витоком; в) із спільним катодом

Характерним для підсилювачів із спільним емітуючим електродом є зміна фа-
зи підсилюваних сигналів на π , тобто підсилювачі інвертують сигнал (*інвертуючі
підсилювачі*). Дані підсилювачі забезпечують найбільший наскрізний коефіцієнт
підсилення, мають середні значення вхідного і вихідного опорів. Проте підсилю-
вачі із спільним емітуючим електродом мають якнайгірші частотні властивості і
найбільші нелінійні спотворення.

Схеми із *спільним керуючим електродом* ПЕ за змінним струмом (без кіл
живлення) наведені на рис. 5.2.

У цих підсилювачах полярність підсилюваних сигналів не змінюється (*неін-
вертуючі підсилювачі*). Наскрізний коефіцієнт підсилення менший, ніж в схемах
із спільним емітуючим електродом. Вхідний опір мінімальний порівняно з іншими

схемами включення, вихідний опір максимальний. Схеми мають якнайкращі частотні властивості і малі нелінійні спотворення.

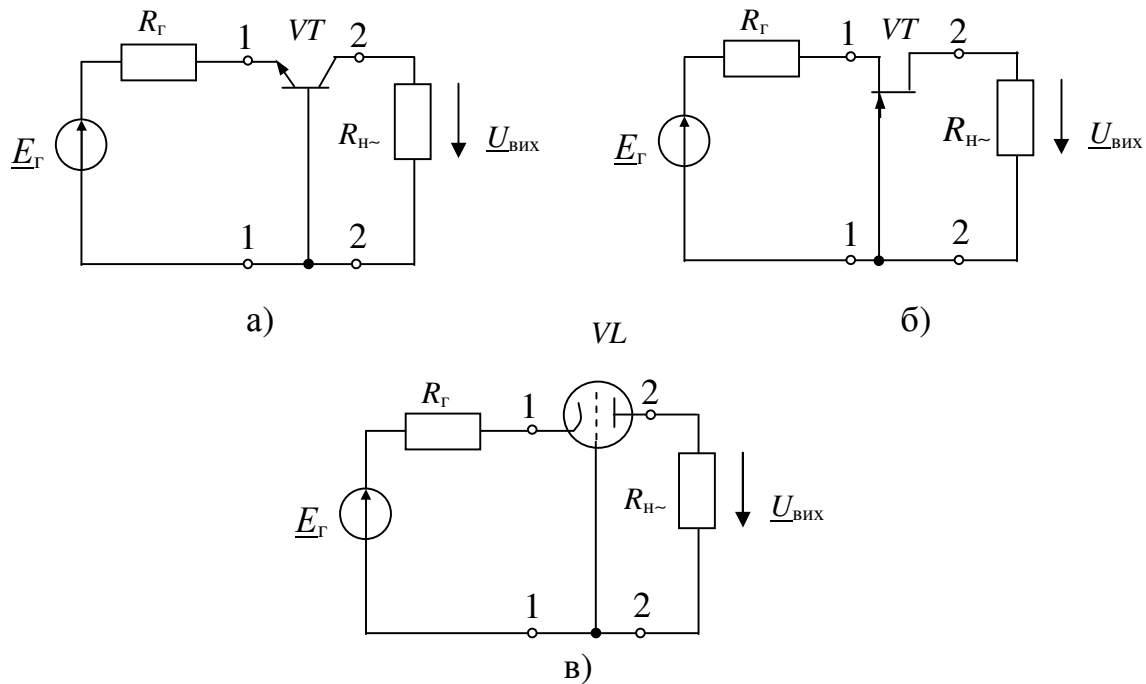


Рисунок 5.2 – Схеми із спільним керуючим електродом: а) із спільною базою; б) із спільним затвором; в) із спільною сіткою

Схеми із **спільним керуванням електродом** ПЕ за змінним струмом (без кіл живлення) наведені на рис. 5.3.

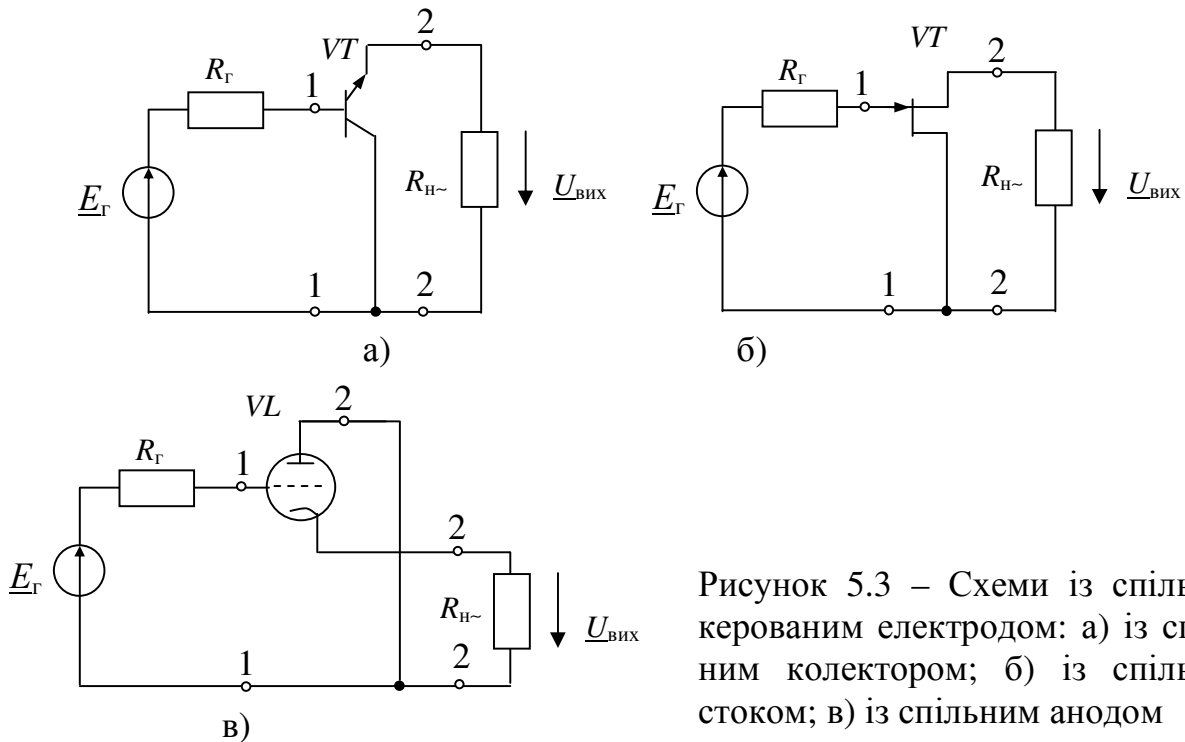


Рисунок 5.3 – Схеми із спільним керуванням електродом: а) із спільним колектором; б) із спільним стоком; в) із спільним анодом

Всі підсилювачі мають загальні властивості: полярність підсилюваних сигналів не змінюється (*неінвертуючі підсилювачі*); коефіцієнт підсилення за напругою трохи менший одиниці; максимальний вхідний і мінімальний вихідний опори; достатньо хороші частотні властивості і малі нелінійні спотворення.

Оскільки напруга на виході підсилювача, зібраного за схемою із спільним керуванням електродами, за величиною і фазою близька до вхідної напруги і як би повторює його, такі підсилювачі називають повторювачами. Розрізняють наступні типи повторювачів: емітерний (рис. 5.3,а), витоковий (рис. 5.3,б), катодний (рис. 5.3,в).

Властивості розглянутих підсилювачів визначили області їх застосування. Найширше застосовуються підсилювальні каскади із спільним емітуючим електродом (СЕ, СВ, СКат), оскільки вони мають найбільший наскрізний коефіцієнт підсилення.

Підсилювальні каскади із спільним керуючим електродом (СБ, СЗ, ССіт), що мають якнайкращі частотні властивості, застосовуються на ВЧ та НВЧ, а також в каскодних схемах. *Каскодна схема* є з'єднанням двох каскадів, зібраних за схемою: спільний емітуючий – спільний керуючий електроди (наприклад, СЕ – СБ, СВ – СЗ, СКат – ССіт та інші). Каскодні схеми широко використовуються на ВЧ і НВЧ.

Підсилювальні каскади із спільним керуванням електродом (повторювачі) використовуються як вхідні і вихідні каскади, а також як узгоджуючі каскади (трансформатори опорів).

5.2. Складені транзистори. Каскодні схеми

Як підсилювальний елемент можна використовувати не тільки один транзистор, а і комбінацію з двох або більше транзисторів. Таку комбінацію називають *складеним транзистором*. Найчастіше складений транзистор є комбінацією з двох транзисторів з безпосереднім зв'язком між ними. Складений транзистор має три виводи, еквівалентні за своїм використанням базі, колектору й емітеру, тобто він поводить себе як одиночний транзистор, але має свої параметри.

Схеми найбільш часто використовуваних складених транзисторів наведено на рис. 5.4 (без кіл живлення).

Найбільшого поширення набула схема рис. 5.4,а, відома під назвою схеми Дарлінгтона.

Знайдемо еквівалентний коефіцієнт підсилення струму пари Дарлінгтона.

$$h_{21e} = \frac{I_k}{I_b} = \frac{I_{k1} + I_{k2}}{I_{b1}} = \frac{h_{21e1} \cdot I_{b1} + h_{21e2} \cdot I_{b2}}{I_{b1}},$$

але $I_{b2} = I_{e1} = (1 + h_{21e1})I_{b1}$,

тоді

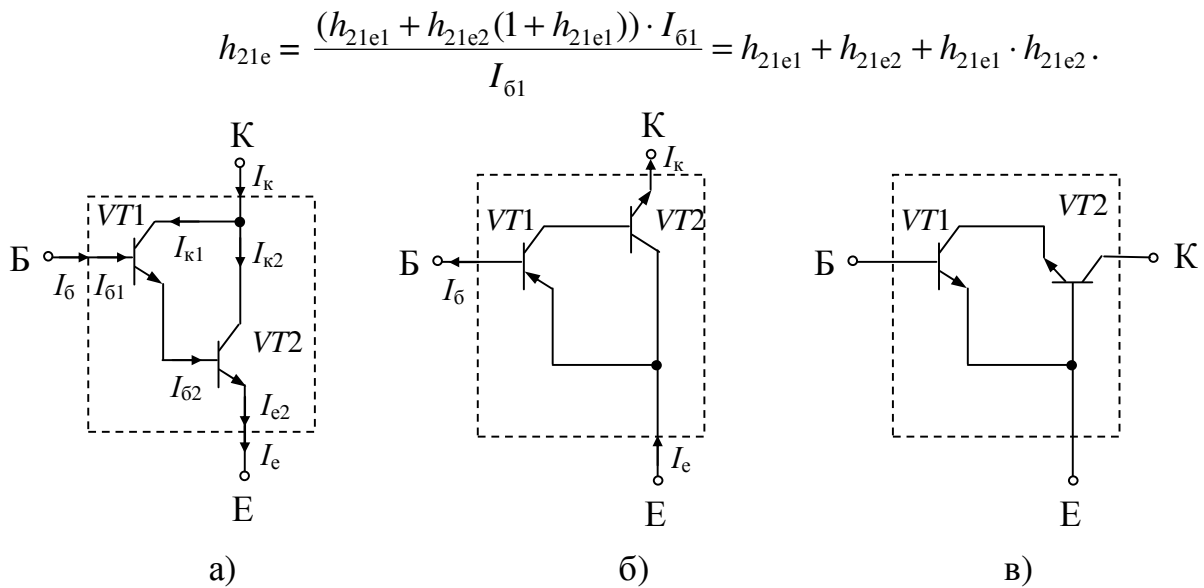


Рисунок 5.4 – Складені транзистори: а) *n-p-n* – типу; б) *p-n-p* – типу; в) каскодна схема

Якщо h_{21e1} і h_{21e2} мають значення (50...100), то еквівалентний коефіцієнт підсилення струму дорівнює

$$h_{21e} \approx h_{21e1} \cdot h_{21e2} \approx (2,5 \dots 10) \cdot 10^3,$$

тобто має велике значення.

Транзистори $VT1$ і $VT2$ у парі Дарлінгтона працюють при різних значеннях струмів колекторів: $I_{к1} = h_{21e1} I_{61}$, $I_{к2} = h_{21e2} (1 + h_{21e1}) \cdot I_{61}$, тобто струм $I_{к2} \gg I_{к1}$. Для вирівнювання струмів I_{e1} і I_{e2} , отже, вирівнювання $I_{к1}$ і $I_{к2}$, паралельно емітерному переходу Б-Е транзистора $VT2$ ставлять шунтуючий резистор.

На рис. 5.4,б наведено схему складеного транзистора *p-n-p* типу. У цій схемі використані транзистори різного типу провідності: $VT1$ – *p-n-p* типу, $VT2$ – *n-p-n* типу. Еквівалентний коефіцієнт підсилення струму цієї схеми дорівнює

$$\begin{aligned} h_{21e} &= \frac{I_{к}}{I_{6}} = \frac{I_{e2}}{I_{61}} = \frac{(1 + h_{21e2}) I_{к1}}{I_{61}} = \frac{(1 + h_{21e2}) h_{21e1} I_{61}}{I_{61}} = \\ &= h_{21e1} + h_{21e2} \cdot h_{21e1} \approx h_{21e2} \cdot h_{21e1}. \end{aligned}$$

Таким чином, обидві схеми рис. 5.4,а і б мають великий еквівалентний коефіцієнт підсилення струму, дорівнює

$$h_{21e} \approx h_{21e2} \cdot h_{21e1}. \quad (5.1)$$

Складені транзистори широко застосовуються в сучасних підсилювачах з безтрансформаторним двотактним виходом.

Каскодна схема утворена із каскадно з'єднаних транзисторів, включених за схемою із СЕ і СБ. Еквівалентний коефіцієнт підсилення каскодної схеми дорівнює

$$h_{21e} = \frac{I_{k2}}{I_{б1}} = \frac{I_{e2} h_{21б2}}{I_{б1}}, \quad \text{де} \quad h_{21б2} = \frac{h_{21e2}}{1 + h_{21e2}}, \quad \text{але} \quad I_{e2} = I_{k1} = h_{21e1} \cdot I_{б1},$$

тоді

$$h_{21e} = h_{21e1} \frac{h_{21e2}}{1 + h_{21e2}} \approx h_{21e1}, \quad (5.2)$$

якщо $h_{21e2} \gg 1$.

Отже, коефіцієнт підсилення струму каскодної схеми практично дорівнює коефіцієнту підсилення струму транзистора $VT1$. Вхідний опір каскодного підсилювача визначається вхідним опором транзистора $VT1$.

Проте, каскодний підсилювач має важливу перевагу: слабкий вплив ємності колекторного переходу $C_{к1}$ транзистора $VT1$ тому, що транзистор $VT1$ навантажений на малий вхідний опір каскаду із СБ. В цьому випадку негативний зворотний зв'язок через ємність $C_{к1}$ малий і збільшення вхідної динамічної ємності істотно менше, частотні властивості першого каскаду поліпшуються. А схема із СБ є дуже широкопasmовою. Тому каскодна схема має ширшу смугу пропускання, ніж один каскад із СЕ.

Хороша розв'язка входу і виходу в каскодному підсилювачі зменшує паразитний зв'язок, підвищує стійкість підсилювача. Оскільки транзистор $VT2$ включений за схемою із СБ, то і нелінійні спотворення каскодної схеми виходять меншими, ніж каскаду із СЕ. Практичних варіантів виконання каскодних схем існує багато. Каскодні підсилювачі широко застосовуються в резонансних каскадах, широкопasmових підсилювачах і мікросхемах.

5.3. Режим роботи підсилювального елемента

Режим роботи підсилювального елемента у схемі визначається положенням точки спокою на наскрізній динамічній характеристиці підсилювального елемента. Точка спокою визначає значення струмів і напруг на виводах підсилювального елемента за відсутності вхідного сигналу.

Наскрізна динамічна характеристика називають залежність вихідного струму $i_{\text{вих}}$ підсилювального елемента (ПЕ) від ЕРС джерела сигналу e_{Γ} : $i_{\text{вих}}(e_{\Gamma})$, де $e_{\Gamma} = i_{\text{вх}} R_{\Gamma} + u_{\text{вх}}$. Для побудови цієї характеристики використовують статичні вольт-амперні характеристики (ВАХ) підсилювального елемента і пряму навантаження.

Наскрізна динамічна характеристика дозволяє врахувати нелінійності як вхідних, так і вихідних кіл ПЕ.

Якщо підсилювальним елементом є біполярний транзистор, то наскрізна динамічна характеристика для схеми із СЕ є залежністю $i_{\text{к}}(e_{\Gamma})$, де $e_{\Gamma} = i_{\text{б}} R_{\Gamma} + u_{\text{бe}}$. Для схеми із спільним витоком на польовому транзисторі $i_{\text{вх}} = 0$, $e_{\Gamma} = u_{\text{зв}}$, тоді наскрізна динамічна характеристика є залежністю $i_{\text{с}}(u_{\text{зв}})$, для схеми із спільним катодом на електронній лампі $i_{\text{а}}(u_{\text{ск}})$.

Підсилювальні елементи можуть працювати в різних режимах, що відрізняються один від одного тим, що струм у вихідному колі ПЕ може протікати протягом різної частини періоду сигналу, що діє на його вході. **Розрізняють наступні основні режими роботи підсилювальних елементів: А, В, С, D.**

Режим А. У режимі А точка спокою $I_{\text{вих}0}$ обирається на прямолінійній ділянці наскрізної динамічної характеристики так, щоб вхідний сигнал знаходився в межах прямолінійної ділянки (рис. 5.5). Як видно з рис. 5.5, в режимі А вихідний струм $i_{\text{вих}}$ існує протягом всього періоду підсилюваного сигналу $e_{\text{г}}$ і практично повторює форму вхідного сигналу. Нелінійні спотворення вихідного сигналу виходять мінімальними. При цьому середнє значення вихідного струму дорівнює $I_{\text{вих сер}} \approx I_{\text{вих}0}$, воно більше амплітуди змінної складової $I_{\text{вих}0} > I_{\text{вих}m}$. Тому ККД каскаду в режимі А виходить невеликим: максимальний ККД в резисторних каскадах не перевищує 25%, в трансформаторних – 50%, реальний ККД значно менший.

Істотною перевагою режиму А є малі нелінійні спотворення сигналу. Через вказані властивості режим А використовується в каскадах попереднього підсилення, а також у вихідних каскадах невеликої потужності.

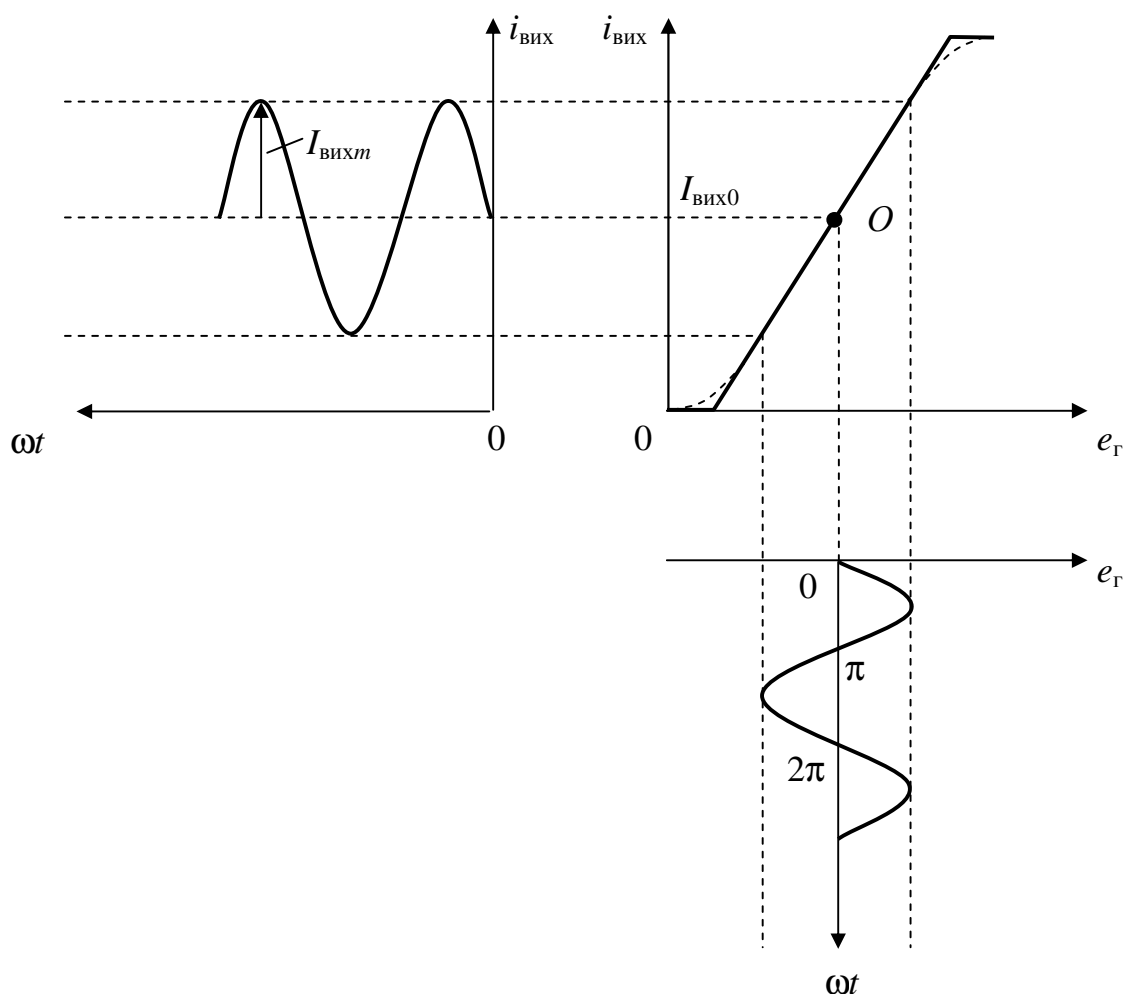


Рисунок 5.5 – Діаграма роботи підсилювального елемента в режимі А

Режим В. При роботі ПЕ в режимі В його вихідний струм існує протягом половини періоду підсилюваного сигналу, протягом іншої половини періоду струм дорівнює нулю, тобто каскад працює з відсічкою струму. Проте таке визначення режиму В справедливе тільки для ідеалізованого випадку, коли наскрізну динамічну характеристику апроксимують лінійно-ламаною прямою. За такої ідеалізації струм спокою $I_{\text{вих}0}$ у режимі В дорівнює нулю, проте в реальному випадку струм має мале кінцеве значення. На рис. 5.6, що ілюструє роботу ПЕ в режимі В, суцільною лінією показано ідеальну наскрізну характеристику, штриховою – реальну.

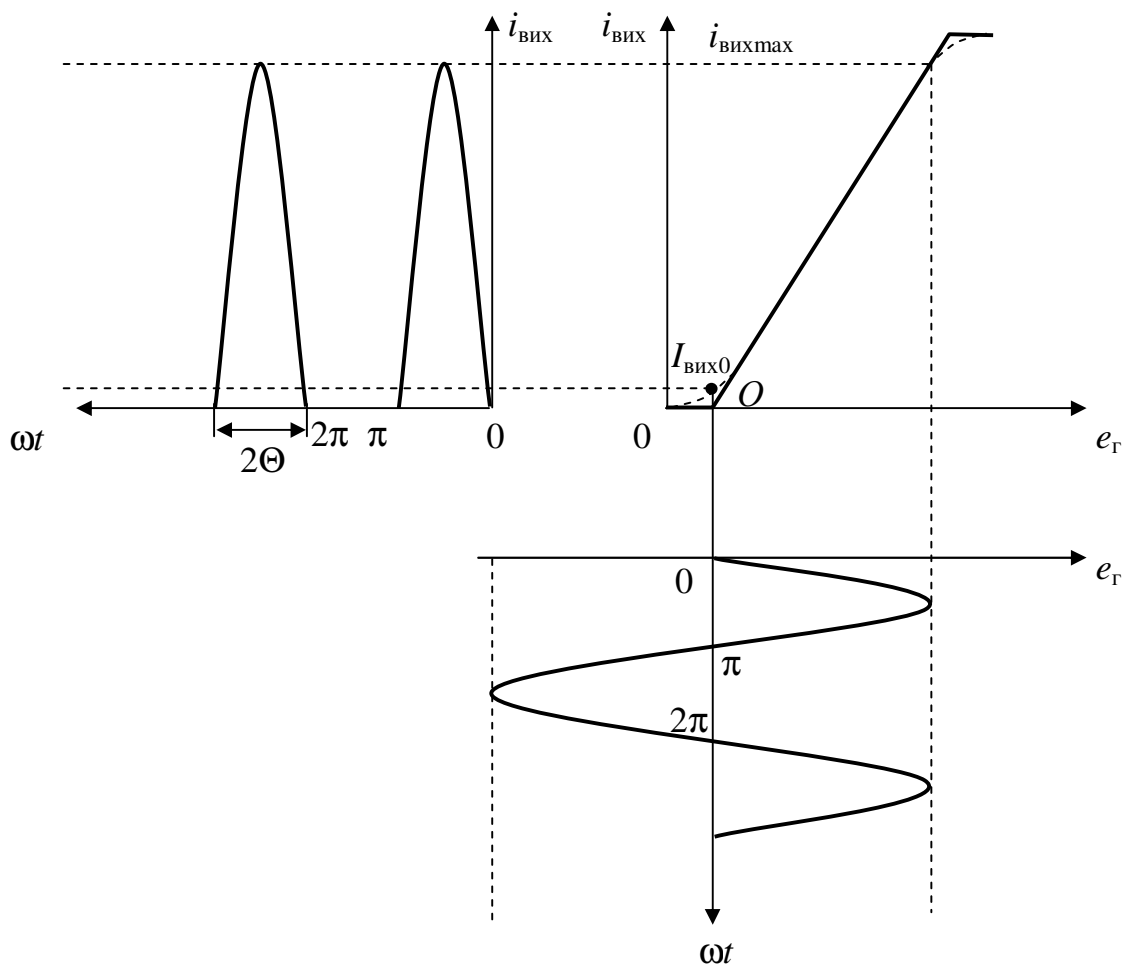


Рисунок 5.6 – Діаграма роботи підсилювального елемента в режимі В

При роботі ПЕ з відсічкою вихідного струму вводять поняття **кута відсічки** Θ . Кут відсічки називають половину тієї частини періоду, протягом якої існує вихідний струм. Вимірюється кут відсічки в радіанах або в градусах. Як виходить з діаграми рис. 5.6 в режимі В, в ідеалізованому випадку $\Theta = \frac{\pi}{2}$, в реально-

му $\Theta > \frac{\pi}{2}$. У режимі *A* кут відсічки $\Theta = \pi$, оскільки вихідний струм протікає протягом всього періоду вхідного сигналу.

Для визначення ККД каскаду в режимі *B* розкладемо імпульси вихідного струму в ряд Фур'є, вважаючи $\Theta = \frac{\pi}{2}$:

$$i_{\text{вих}} = i_{\text{вих max}} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots \right), \quad (5.3)$$

де $i_{\text{вих max}}$ – максимальне значення вихідного струму.

Перший доданок виразу (5.3) є середнім значенням (постійною складовою) вихідного струму

$$I_{\text{вих сер}} = \frac{1}{\pi} i_{\text{вих max}}, \quad (5.4)$$

далі розраховуються амплітуди гармонік.

Аналізуючи вираз (5.3), можна зробити ряд важливих практичних висновків.

1. Середнє значення вихідного струму $I_{\text{вих сер}}$ залежить від рівня вхідного сигналу, за відсутності сигналу в ідеалізованому випадку струм від джерела живлення не споживається ($I_{\text{вих сер}} = 0$). У реальній схемі споживається невеликий струм $I_{\text{вих0}}$. За тривалої роботи підсилювача в режимі *B* витрати енергії джерела живлення виявляються значно меншими, ніж при роботі в режимі *A*. Це одна з головних переваг режиму.

2. Амплітуда першої гармоніки в режимі *B* у $\pi/2 = 1,57$ разів більша середнього значення $\frac{I_{\text{вих1m}}}{I_{\text{вих сер}}} = \frac{\pi}{2}$. В результаті максимальне значення ККД в режимі *B* (для ідеалізованого випадку) дорівнює

$$\eta_{\text{в}} = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{\text{вих1m}} \cdot U_{\text{вих1m}}}{I_{\text{вих сер}} \cdot E_{\text{ж}}} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{\text{вих1m}}}{E_{\text{ж}}} \approx 0,785 \quad (\text{при } U_{\text{вих1m}} \approx E_{\text{ж}}), \text{ для реальних}$$

схем $\eta_{\text{в}} = 0,6$.

Істотним недоліком режиму *B* є високий рівень вищих гармонічних складових. Для підсилення гармонічних сигналів режим *B* можна використовувати тільки в двотактному вихідному каскаді. У двотактному каскаді одне плече працює протягом позитивного напівперіоду сигналу, а інше – протягом негативного. У навантаженні обидва сигнали складаються, утворюючи повний сигнал.

В ідеальному двотактному каскаді (при повній симетрії схеми) парні гармоніки вихідного сигналу компенсуються, що призводить до зменшення нелінійних спотворень каскаду. Якщо в схемі існує несиметрія, нелінійні спотворення зростають. Через нелінійність реальної наскрізної характеристики (пунктирна лінія) нелінійні спотворення великі за малого рівня сигналу: у вихідному сигналі з'являється так звана «сходінка сполучення» (рис. 5.7).

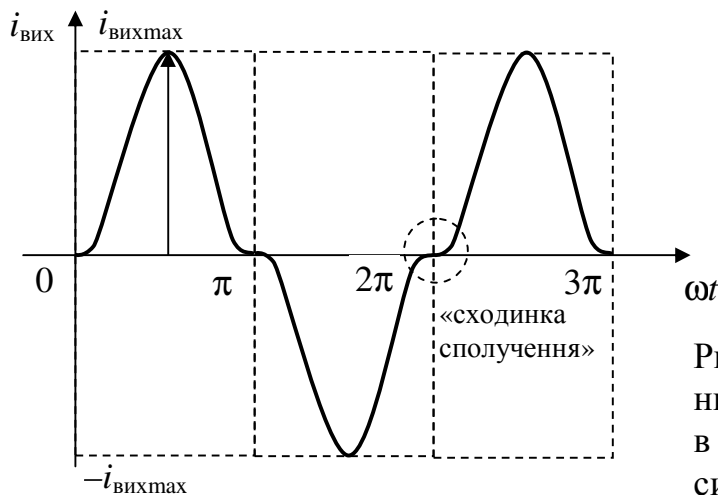


Рисунок 5.7 – Спотворений вихідний сигнал в двотактному каскаді в режимі *B* (за малого рівня сигналу)

Для зменшення «сходінки сполучення» необхідно збільшувати значення струму $I_{\text{вих}0}$, що призводить до зменшення ККД двотактного каскаду.

Режим *C*. Кут відсічки вихідного струму ПЕ, який працює в режимі *C*, менший $\pi/2$, що забезпечується вибором точки спокою на осі абсцис ліворуч точки перетину з нею ідеальної наскрізної характеристики (рис. 5.8). Характерним для режиму *C* є те, що за відсутності сигналу, а також за малого його рівня, вихідний струм дорівнює нулю.

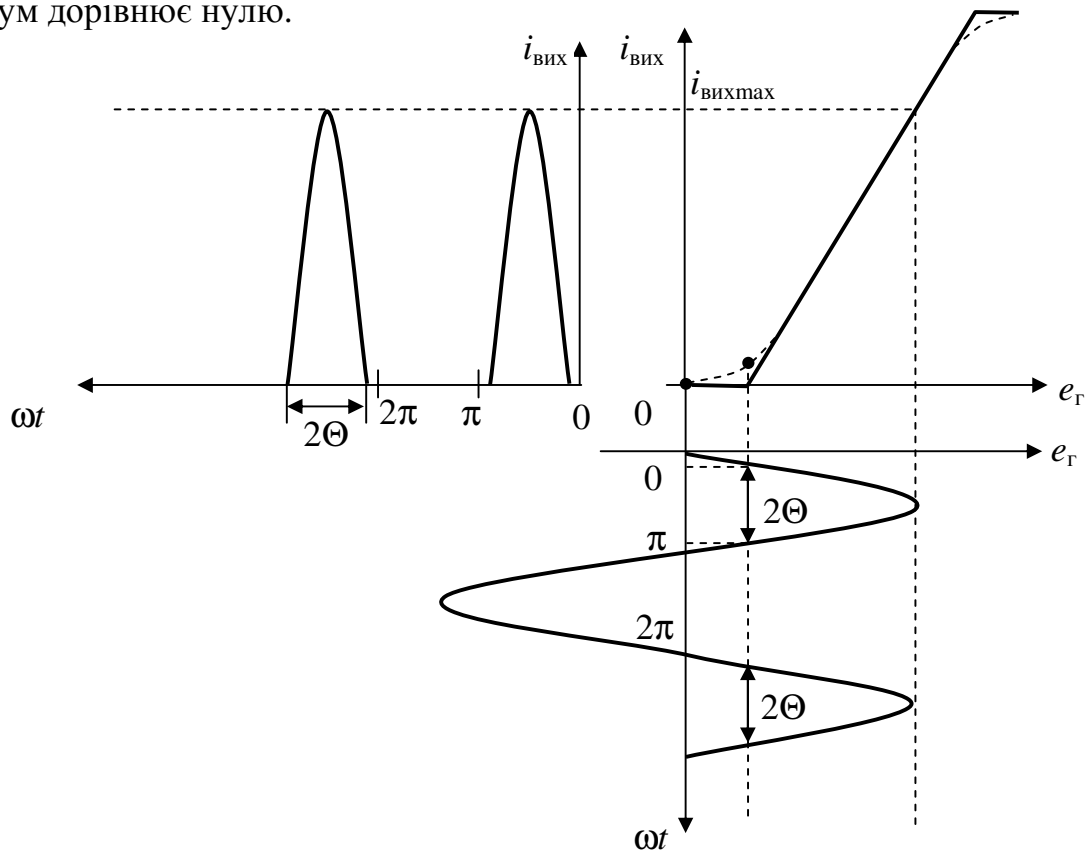


Рисунок 5.8 – Діаграма роботи підсилювального елемента в режимі *C*

Перевагою режиму C порівняно з режимами A і B є вища економічність. Але нелінійні спотворення сигналу в каскадах, що працюють в режимі C , істотно більші. Через високий ККД режим C використовується в потужних каскадах, навантажених яких є вибіркові кола, які здійснюють ефективне подавлення вищих гармонік.

Режим D . Одним з недоліків режимів A , B і C є зменшення ККД при зменшенні амплітуди підсилюваного сигналу. Тому зміна в широких межах амплітуди сигналу призводить до зниження середнього ККД порівняно з його максимально можливим значенням. Цей недолік усунений в каскадах з режимом D . У підсилювальних каскадах з режимом D підсилювальний елемент працює в ключовому режимі, тобто знаходиться або в закритому, або у відкритому стані. Закритий стан ПЕ характеризується тим, що вихідний струм мінімальний ($i_{\text{вих}} = i_{\text{вих min}}$), вихідна напруга близька до максимальної ($u_{\text{вих}} \approx E_{\text{ж}}$). У відкритому стані струм через ПЕ $i_{\text{вих}}$ максимальний, вихідна напруга близька до нуля ($u_{\text{вих}} \approx u_{\text{вих min}}$). При ключовому режимі втрати енергії усередині ПЕ дуже малі, що дає можливість реалізувати ККД, близький до одиниці. Режим D широко використовується в імпульсних пристроях і цифровій техніці.

5.4. Кола живлення і стабілізації режимів роботи підсилювальних каскадів

Для роботи підсилювальних елементів в каскадах, схеми яких наведено на рис. 5.1...5.3, необхідно ввести кола живлення. Кола живлення забезпечують необхідний режим роботи підсилювального елемента, який визначається положенням точки спокою, як показано на рис. 5.5, 5.6, 5.8. Струми і напруги спокою підсилювального елемента встановлюються подачею відповідних постійних напруг і струмів від джерела живлення.

5.4.1. Кола живлення каскадів на біполярних транзисторах

Живлення кіл колекторів в підсилювачах на біполярних транзисторах звичайно здійснюється від спільного джерела живлення, до якого паралельно підключаються кола живлення (рис. 5.9).

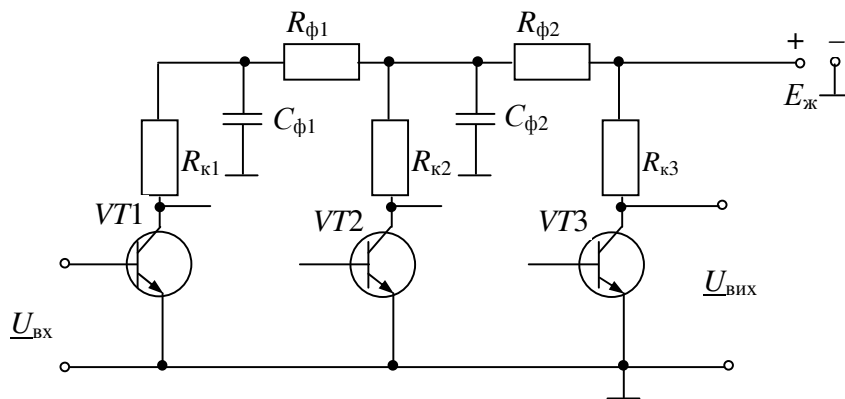


Рисунок 5.9 – Кола живлення колекторів від спільного джерела

При підключенні до одного джерела живлення колекторних кіл декількох каскадів змінна складова колекторного струму кожного з них створює змінну складову напруги на клеммах джерела живлення. Ця змінна складова напруги на клеммах $E_{\text{ж}}$ потім потрапляє на входи каскадів. Це призводить до виникнення паразитного міжкаскадного зв'язку через джерело живлення $E_{\text{ж}}$, що спотворює характеристики підсилювача, а ще іноді викликає його самозбудження. Для ослаблення цього зв'язку в колекторні кола включають розв'язуючі фільтри $C_{\text{ф1}}R_{\text{ф1}}$, $C_{\text{ф2}}R_{\text{ф2}}$, як зображено на рис. 5.9. Фільтри ослаблюють змінну складову напруги при передачі її від джерела живлення до колекторних кіл каскадів. Останній каскад звичайно не має розв'язуючого фільтра, бо вимагає найбільшої напруги живлення.

Для встановлення необхідного режиму роботи на базу транзистора подають напругу зміщення, яка задає положення точки спокою O (рис. 5.5, 5.6). Це зміщення бажано одержати від джерела колекторної напруги $E_{\text{ж}}$ тому, що при цьому для живлення всього підсилювача буде потрібно тільки одне джерело.

На рис. 5.10 показано прості схеми подачі зміщення в коло бази біполярного транзистора. У обох каскадах транзистор працює в режимі A (рис. 5.5), тобто в режимі спокою (за відсутності вхідного сигналу) в транзисторі протікають постійні складові струму колектора $I_{\text{к0}}$, струму бази $I_{\text{б0}}$ і струму емітера $I_{\text{е0}} = I_{\text{к0}} + I_{\text{б0}}$. Оскільки звичайно $I_{\text{к0}} \gg I_{\text{б0}}$, то можна вважати, що струм $I_{\text{е0}} \approx I_{\text{к0}}$. На виводах транзистора утворюються постійні напруги $U_{\text{ке0}}$ і $U_{\text{бе0}}$ (стрілки, як прийнято, направлені від плюса до мінуса). Розділяльні конденсатори $C_{\text{р1}}$ і $C_{\text{р2}}$ розділяють джерело сигналу, підсилювальний каскад і навантаження за постійним струмом. Значення ємностей розділяльних конденсаторів обирають великими, щоб їх опори для нижньої частоти підсилюваного діапазону були невеликими.

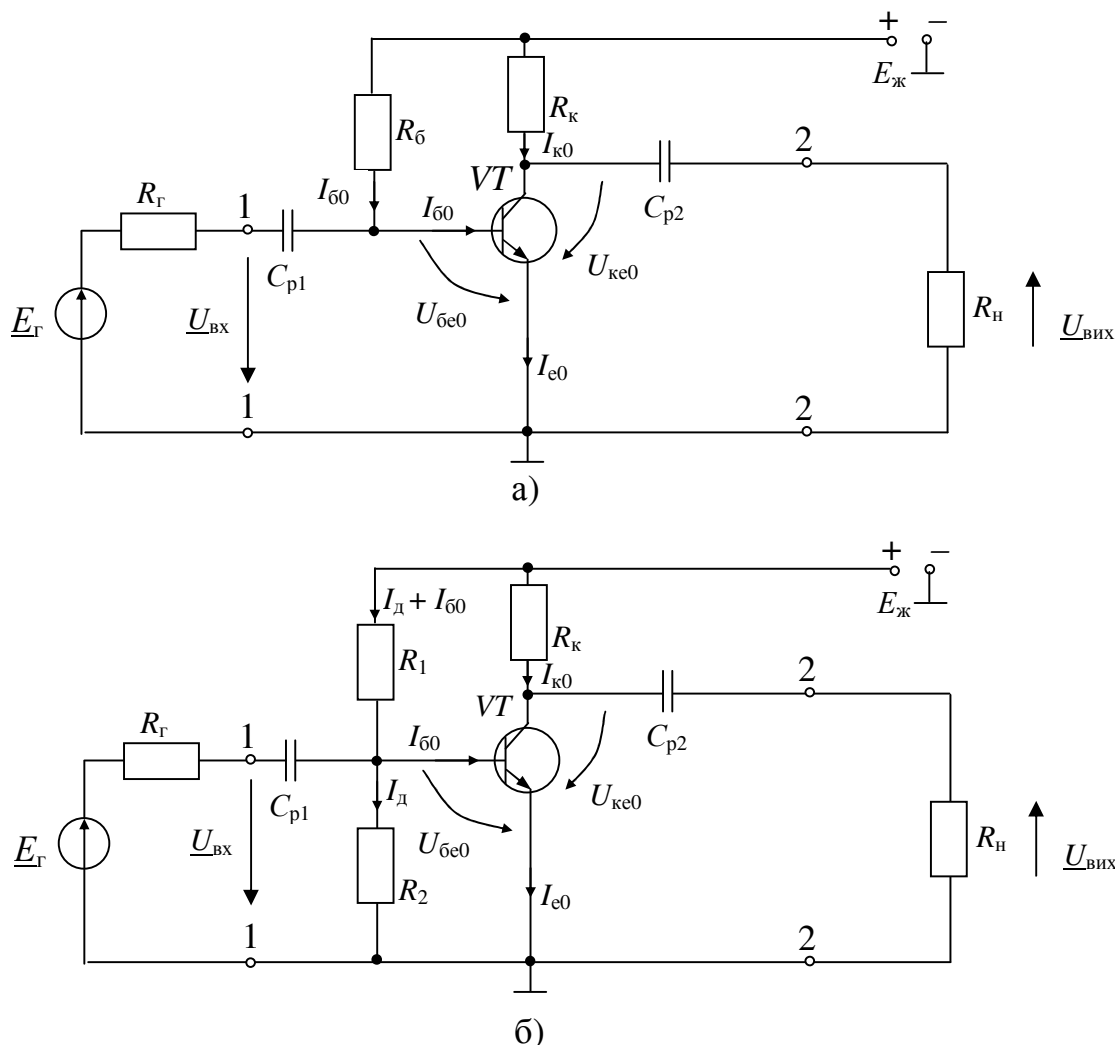


Рисунок 5.10 – Прості схеми подачі зміщення в коло бази біполярного транзистора: а) фіксованим струмом бази; б) фіксованою напругою база – емітер

Схема подачі зміщення фіксованим струмом бази (рис. 5.10,а).

Розглянемо кола протікання постійних струмів і згідно другого закону Кірхгофа складемо рівняння для цих кіл.

Струм бази $I_{б0}$ протікає від плюса джерела живлення $E_{ж}$ через опір $R_{б}$, через перехід база – емітер і на спільний провідник (корпус, мінус $E_{ж}$). Запишемо рівняння для кола базового струму

$$E_{ж} = I_{б0}R_{б} + U_{бe0}. \quad (5.6)$$

З рівняння (5.6) знайдемо струм зміщення $I_{б0}$

$$I_{б0} = \frac{E_{ж} - U_{бe0}}{R_{б}} \approx \frac{E_{ж}}{R_{б}}, \quad (5.7)$$

оскільки звичайно виконується нерівність $E_{ж} \gg U_{бe0}$.

З формули (5.7) виходить, що *струм зміщення $I_{б0}$ практично не залежить від параметрів транзистора, має фіксоване значення, яке практично визначається ли-*

ше напругою джерела живлення $E_{\text{ж}}$ і опором $R_{\text{б}}$. Значення $I_{\text{б0}}$ і $U_{\text{бe0}}$ задані режимом роботи транзистора (точка спокою O), тому для забезпечення заданого режиму необхідно визначити значення опору $R_{\text{б}}$

$$R_{\text{б}} \approx \frac{E_{\text{ж}}}{I_{\text{б0}}}. \quad (5.8)$$

Струм колектора протікає від плюса джерела живлення $E_{\text{ж}}$ через опір $R_{\text{к}}$, через перехід колектор – емітер і на корпус. Запишемо рівняння для кола колекторного струму

$$E_{\text{ж}} = I_{\text{к0}} R_{\text{к}} + U_{\text{ке0}}. \quad (5.9)$$

Значення $I_{\text{к0}}$ і $U_{\text{ке0}}$ задані режимом роботи, тоді опір $R_{\text{к}}$ дорівнюватиме

$$R_{\text{к}} = \frac{E_{\text{ж}} - U_{\text{ке0}}}{I_{\text{к0}}}. \quad (5.10)$$

Схема подачі зміщення фіксованою напругою база – емітер (рис. 5.10,б).

У схемі рис. 5.10,б необхідна напруга зміщення $U_{\text{бe0}}$ забезпечується за допомогою подільника напруги R_1 і R_2 у колі бази. Розглянемо кола протікання постійних струмів в цій схемі. Струм подільника $I_{\text{д}}$ протікає від плюса джерела живлення $E_{\text{ж}}$ через опори R_1 і R_2 на корпус. Струм бази $I_{\text{б0}}$ протікає від плюса $E_{\text{ж}}$ через опір R_1 , перехід база – емітер і на корпус. Для цих двох кіл складемо рівняння:

$$E_{\text{ж}} = (I_{\text{д}} + I_{\text{б0}}) R_1 + I_{\text{д}} R_2, \quad (5.11)$$

$$E_{\text{ж}} = (I_{\text{д}} + I_{\text{б0}}) R_1 + U_{\text{бe0}}. \quad (5.12)$$

Напруга зміщення

$$U_{\text{бe0}} = I_{\text{д}} R_2, \quad (5.13)$$

струм подільника знайдемо з рівняння (5.11)

$$I_{\text{д}} = \frac{E_{\text{ж}} - I_{\text{б0}} R_1}{R_1 + R_2}.$$

Якщо вибрати $I_{\text{д}} \gg I_{\text{б0}}$, то згідно рівняння (5.11) $I_{\text{д}} \approx \frac{E_{\text{ж}}}{R_1 + R_2}$, а напруга змі-

щення

$$U_{\text{бe0}} \approx E_{\text{ж}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (5.13)$$

тобто напруга зміщення $U_{\text{бe0}}$ має фіксоване значення, яке визначається лише напругою джерела живлення $E_{\text{ж}}$ і опорами подільника R_1 і R_2 .

Для колекторного струму $I_{\text{к0}}$ коло протікання аналогічне схемі рис. 5.10,а, рівняння колекторного кола – формулі (5.9).

Розглянемо роботу підсилювального каскаду із спільним емітером (рис. 5.10,а), коли на його вхід подано гармонічний сигнал. За наявності ЕРС сигналу на вході підсилювача в колах транзистора з'являються змінні складові струмів і напруг. Розрахунок каскаду виконаємо графоаналітичним методом, використовуючи статичні вольт-амперні характеристики транзистора, як показано на рис. 5.11. Каскад працює в режимі А. Для отримання невеликих нелінійних спотво-

рень сигнал повинен розташовуватися в межах лінійних ділянок вхідних і вихідний ВАХ. Для цього необхідно задати режим роботи транзистора. Постійні струми і напруги в колах біполярного транзистора (БТ), відповідні стану спокою ($I_{\text{б}0}$, $U_{\text{б}e0}$, $I_{\text{к}0}$, $U_{\text{к}e0}$), визначають **точку спокою** O на статичних характеристиках біполярного транзистора.

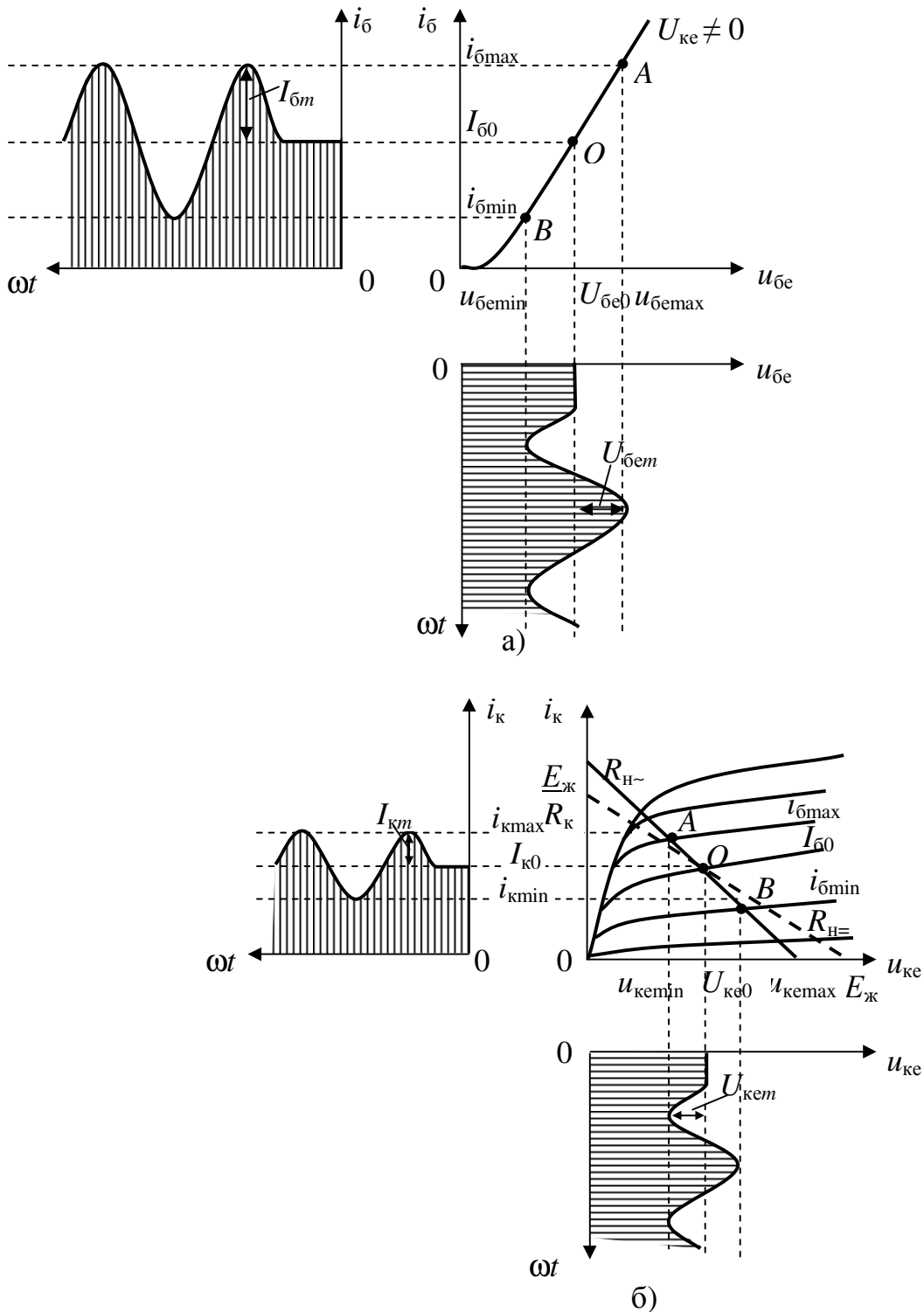


Рисунок 5.11 – Діаграма роботи підсилювача із спільним емітером в режимі A

Графоаналітичний аналіз наочний і дозволяє краще з'ясувати роботу підсилювача. Для проведення графічного аналізу на сімействі вихідних характеристик транзистора будується **лінія навантаження**, тобто залежність $i_k(u_{ке})$ при включеному опорі навантаження.

Оскільки опори колекторного кола для постійного і змінного струмів різні, $R_{н=} = R_k$, $R_{н\sim} = \frac{R_{н\sim} \cdot R_k}{R_{н\sim} + R_k}$ (паралельному з'єднанню R_k і $R_{н\sim}$), будують дві прямі навантаження: постійного струму $R_{н=}$ (штрихова лінія) і змінного струму $R_{н\sim}$ (суцільна лінія, $\text{tg } \alpha = \frac{1}{R_{н\sim}}$). Обидві прямі навантаження перетинаються в точці спокою O .

Найбільшу інформацію про роботу каскаду дає пряма навантаження змінного струму.

Для побудови прямої навантаження постійного струму, скористаємося рівнянням (5.9). У координатах $i_k(u_{ке})$ це рівняння прямої лінії, яку побудуємо як лінію у відрізках:

1) при $i_k = 0$, $u_{ке} = E_{ж}$;

2) при $u_{ке} = 0$, $i_{кр} = E_{ж}/R_k$ – це розрахункове значення координати.

Відкладаючи ці точки на відповідних осях і з'єднуючи їх прямою лінією, побудуємо пряму навантаження постійного струму (пунктирна лінія на рис. 5.11,б). У схемі рис 5.10,а положення точки спокою O на вхідній ВАХ задається фіксованим струмом бази (струмом зміщення)

$$I_{б0} = \frac{E_{ж} - U_{бe0}}{R_б} \approx \frac{E_{ж}}{R_б}, \quad (5.14)$$

оскільки $E_{ж} \gg U_{бe0}$.

В цьому випадку положення точки O на вихідних ВАХ задано точкою перетину статичної вихідної характеристики при $i_б = I_{б0}$ і прямої навантаження постійного струму (рис. 5.11,б). Координати цієї точки визначають струм спокою $I_{к0}$ і напругу спокою $U_{ке0}$. Між струмом $I_{к0}$ і напругою $U_{ке0}$ є однозначний зв'язок:

$$U_{ке0} = E_{ж} - I_{к0}R_k. \quad (5.15)$$

Нахил прямої навантаження постійного струму залежить від опору $R_{н=}$.

Як видно з рис. 5.11,а, при подачі на вхід каскаду гармонічного сигналу

$$u_{вх} = U_{вхm} \sin \omega t$$

миттєва напруга між базою і емітером транзистора дорівнює:

$$u_{бe} = U_{бe0} + U_{бem} \sin \omega t, \quad (5.16)$$

де $U_{бem} = U_{вхm}$.

При цьому положення робочої точки на вхідній характеристиці починає періодично змінюватися від точки A до точки B , миттєве значення струму бази змінюється з амплітудою $I_{бm}$:

$$i_б = I_{б0} + I_{бm} \sin \omega t.$$

З рис. 5.11,б виходить, що при зміні струму бази від величини $i_{б\max}$ до величини $i_{б\min}$ змінюється також положення робочої точки на вихідних характеристиках від точки A до точки B на прямій навантаження $R_{н\sim}$. При цьому змінюються струм колектора з амплітудою $I_{км}$ і напруга колектор – емітер з амплітудою $U_{кем}$; миттєві значення їх дорівнюють:

$$i_k = I_{к0} + I_{км} \sin \omega t; \quad (5.17)$$

$$\begin{aligned} u_{ке} &= E_{ж} - I_{к0} R_{к\sim} - I_{км} \sin \omega t R_{к\sim} = \\ &= U_{ке0} - I_{км} \sin \omega t R_{к\sim} = U_{ке0} - U_{кем} \sin \omega t. \end{aligned} \quad (5.18)$$

Ординати на епюрах показують миттєві значення струмів і напруг (заштриховані ділянки на епюрах рис. 5.11).

За рівнянням (5.18) будемо пряму навантаження змінного струму (суцільна лінія), де кут нахилу цієї лінії дорівнює

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{R_{н\sim}}. \quad (5.19)$$

Обидві прямі навантажень перетинаються в точці спокою O . В схемі рис. 5.10, а $R_{н\sim} > R_{н}$, тому прямі навантажень проходять під різними кутами.

Зміна напруги $u_{ке}$ відбувається в протифазі із зміною напруги $u_{бе}$. Вихідна напруга каскаду дорівнює змінній складовій напруги колектор – емітер, отже

$$u_{вих} = U_{кем} \sin(\omega t - \pi), \quad (5.20)$$

а

$$u_{вх} = U_{бе\text{м}} \sin \omega t.$$

Таким чином, каскад із СЕ *інвертує* вхідний сигнал.

Амплітуда колекторного струму $I_{км}$ у багато разів більша амплітуди струму бази $I_{б\text{м}}$, оскільки коефіцієнт передачі струму бази в схемі із СЕ $h_{21\text{е}} = \frac{I_{к}}{I_{б}} \gg 1$. Ам-

плітуда колекторної напруги $U_{ке\text{м}}$ у багато разів більше амплітуди вхідного сигналу $U_{бе\text{м}} = U_{вх\text{м}}$, оскільки колекторна напруга у багато разів більша управляючої напруги на базі. Отже, каскад із СЕ підсилює і струм, і напругу вхідного сигналу.

Користуючись графіками, наведеними на рис. 5.11, можна визначити основні параметри каскаду:

коефіцієнт підсилення струму

$$K_i = \frac{I_{км}}{I_{б\text{м}}}; \quad (5.21)$$

коефіцієнт підсилення напруги

$$K_u = \frac{U_{ке\text{м}}}{U_{бе\text{м}}}; \quad (5.22)$$

коефіцієнт підсилення потужності

$$K_p = K_u K_i;$$

вихідну потужність

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{2} I_{\text{км}} U_{\text{кет}} = \frac{1}{2} I_{\text{км}}^2 R_{\text{н-}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{кет}}^2}{R_{\text{н-}}}; \quad (5.23)$$

вхідний опір

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{бет}}}{I_{\text{бт}}}. \quad (5.24)$$

Потужність, споживана підсилювальним каскадом від джерела живлення, дорівнює

$$P_{\text{спож}} = E_{\text{ж}} I_{\text{к сер}} \approx E_{\text{ж}} I_{\text{к0}}, \quad (5.25)$$

оскільки в режимі A за малих нелінійних спотворень $I_{\text{к сер}} = I_{\text{к0}}$.

Частина цієї потужності, у вигляді потужності змінного струму, віддається навантаженню, частина витрачається на опорі $R_{\text{к}}$, а залишок розсіюється на колекторі. За відсутності сигналу $P_{\text{вих}} = 0$, потужність розсіювання на колекторі максимальна і дорівнює

$$P_{\text{к0}} = U_{\text{ке0}} \cdot I_{\text{к0}}. \quad (5.26)$$

Спожита колектором енергія переходить в тепло і призводить до нагрівання колекторного переходу. Для того, щоб транзистор не вийшов з ладу, повинна виконуватися наступна нерівність

$$P_{\text{к0}} \leq 0,9 P_{\text{к max}}, \quad (5.27)$$

де $P_{\text{к max}}$ – максимально допустима потужність розсіювання на колекторі. Значення потужності $P_{\text{к max}}$ залежить від типу транзистора, максимальної температури навколишнього середовища $t_{\text{с max}}^{\circ}$, максимально припустимої температури переходу $t_{\text{п max}}$ і теплового опору перехід – навколишнє середовище $R_{\text{пс}}$ град/Вт:

$$P_{\text{к max}} = \frac{t_{\text{п max}}^{\circ} - t_{\text{с max}}^{\circ}}{R_{\text{пс}}}. \quad (5.27)$$

Значення $P_{\text{к max}}$, $t_{\text{п max}}$ і $R_{\text{пс}}$ звичайно вказуються у довідковій літературі.

Повний коефіцієнт корисної дії (ККД) каскаду дорівнює відношенню корисної потужності (вихідної) до спожитої

$$\eta = P_{\text{вих}} / P_{\text{спож}}. \quad (5.28)$$

Для резисторних каскадів (рис. 5.10) повний ККД $\eta < 0,25$.

5.4.2. Кола стабілізації режиму роботи підсилювачів на біполярних транзисторах

Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі зберігає працездатність і має розрахункові параметри лише в тому випадку, якщо струм спокою $I_{\text{к0}}$ змінюється в допустимих межах. Проте струм спокою $I_{\text{к0}}$ може змінюватися в широких межах через цілу низку факторів, основними серед яких є технологічний розкид параметрів транзистора від одного екземпляра до іншого та сильна залежність параметрів від температури.

Як виходить з рис. 5.11,б, при збільшенні струму $I_{к0}$ точка спокою O зміщується вгору по прямій навантаження постійного струму (пунктирна лінія) в нелінійну область вихідних ВАХ транзистора, при цьому збільшуються нелінійні спотворення, зменшується підсилення, змінюються інші параметри підсилювача. При зменшенні $I_{к0}$ точка спокою O зміщується вниз по прямій навантаження постійного струму в нелінійну область вхідних ВАХ транзистора, при цьому також збільшуються нелінійні спотворення, змінюються всі параметри підсилювача.

У схемах з трансформаторним навантаженням в колекторному колі $U_{кe0} \approx E_{ж}$, тому при збільшенні струму колектора $I_{к0}$ зростає потужність розсіювання на колекторі $P_{к0} \approx E_{ж}I_{к0}$. Це може призвести до теплового пробію транзистора, тобто до виходу його з ладу.

Серійна і масова апаратура повинна зберігати свої властивості при встановленні до неї будь-яких справних екземплярів транзисторів рекомендованого типу і працювати в широкому діапазоні температур. Тому в підсилювачах на біполярних транзисторах застосовують різні способи стабілізації струму спокою $I_{к0}$, при цьому стабілізується положення точки спокою O , тобто режим роботи транзистора.

Застосовують два методи стабілізації струму $I_{к0}$: 1) за допомогою негативного зворотного зв'язку для приростів постійних складових (зворотний зв'язок за постійним струмом); 2) температурної компенсації.

Перший метод придатний для каскадів, у яких середнє значення струму колектора не залежить від амплітуди сигналу $I_{к\text{сер}} \approx I_{к0}$ (режим A , рис. 5.11), він стабілізує режим при дії всіх дестабілізуючих факторів. Для каскадів, у яких середнє значення струму колектора $I_{к\text{сер}}$ збільшується із збільшенням амплітуди сигналу (режим B , рис. 5.6), використовують інший метод – схеми **термокомпенсації**.

У інтегральних мікросхемах для стабілізації режимів роботи транзисторів використовуються спеціальні транзисторні структури – **генератори стабільного струму** (ГСС).

Моделі біполярного транзистора

Для того, щоб зрозуміти, яким чином дестабілізуючі фактори впливають на нестабільність струму $I_{к0}$ і виконати аналіз схем стабілізації режиму, розглянемо моделі біполярного транзистора.

Відомі нелінійні моделі Молла-Еберса і Логана, які використовуються для аналізу схем на біполярних транзисторах. Загальну нелінійну модель біполярного транзистора, справедливую для всіх режимів транзистора, наведено на рис. 5.12,а.

У моделі рис. 5.12,а вказано наступні параметри:

$\alpha_N = \frac{i_k}{i_e}$ – коефіцієнт передачі емітерного струму ($\alpha_N < 1$), індекс N – означає

нормальне включення транзистора: перехід емітер – база відкритий, перехід колектор – база закритий;

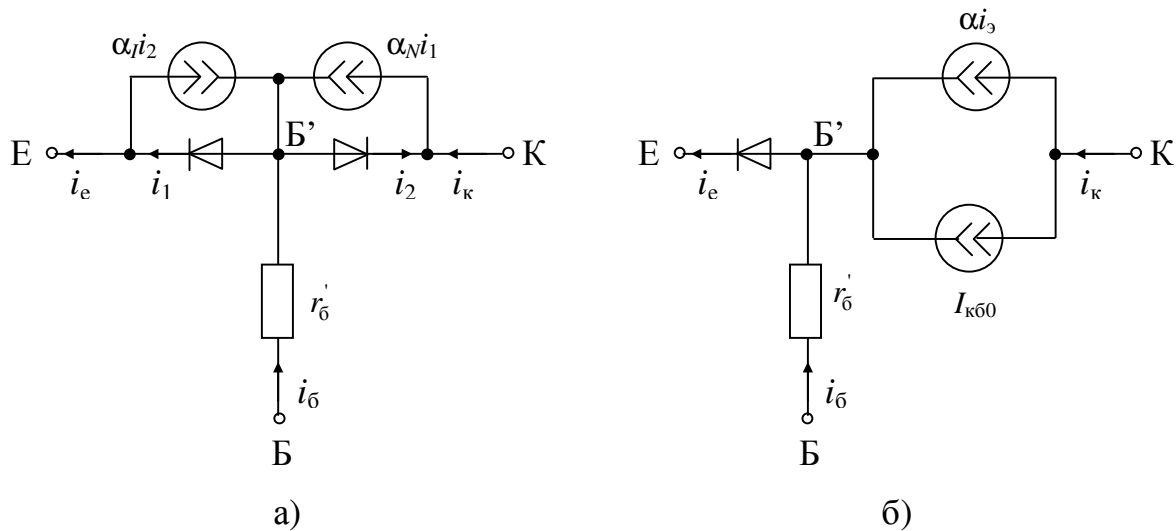


Рисунок 5.12 – Нелінійні моделі біполярного транзистора *n-p-n* типу:
а) загальна модель; б) для нормального активного режиму

$\alpha_i = \frac{i_e}{i_k} < 1$ – коефіцієнт передачі колекторного струму при інверсному вклю-

ченні транзистора: перехід емітер – база закритий, перехід колектор – база відкритий;

r'_b – омичний опір тіла бази, Б' – внутрішня точка бази.

На практиці в аналогових пристроях найчастіше використовується активний (нормальний) режим транзистора, тому загальну модель можна спростити. Оскільки в нормальному режимі перехід колектор – база закритий, то струм i_2 рівний зворотному струму колекторного переходу ($i_2 = -I_{KB0}$), тобто дуже малий, тому в емітерному колі струмом αi_2 можна знехтувати порівняно зі струмом відкритого емітерного переходу. Модель біполярного транзистора для нормального активного режиму наведено на рис. 5.12,б. У цій моделі індекс *N* опущений $\alpha = \frac{i_k}{i_e}$ – статич-

ний (інтегральний) коефіцієнт передачі струму емітера.

Для транзистора *p-n-p* типу полярність живлячих напруг необхідно змінити на протилежні, тому і в моделях рис. 5.12 напрями всіх струмів і діодів необхідно змінити на протилежні.

Таким чином, згідно моделі рис. 5.12,б струм колектора в нормальному активному режимі біполярного транзистора дорівнює

$$i_k = \alpha i_e + I_{KB0}. \quad (5.29)$$

Якщо використовується включення біполярного транзистора із спільним емітером, то зручніше використовувати моделі, які наведені на рис. 5.13.

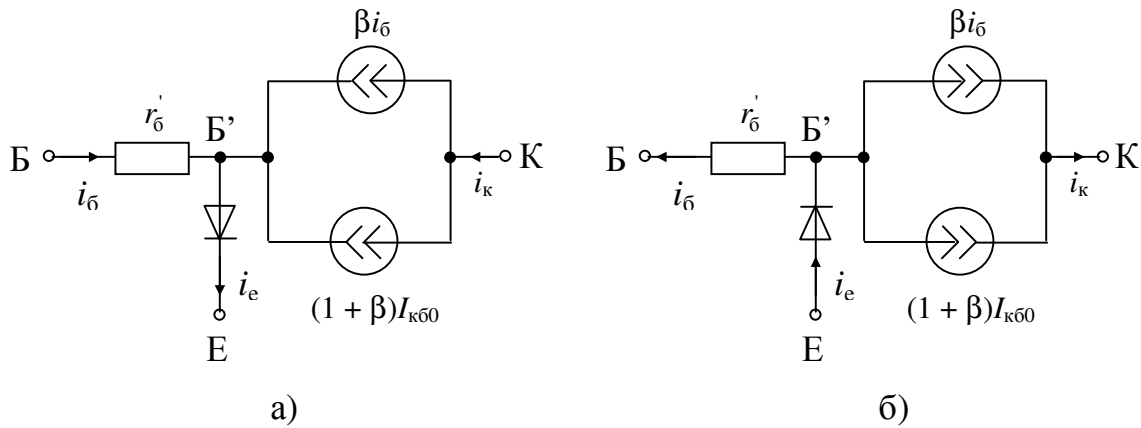


Рисунок 5.13 – Нелінійні моделі біполярного транзистора для схеми із спільним емітером: а) *n-p-n* транзистора; б) *p-n-p* транзистора

У моделях рис. 5.13, підставивши $i_e = i_b + i_c$, одержимо

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad (5.30)$$

статичний коефіцієнт передачі струму бази, причому $\beta \gg 1$, оскільки $i_b \ll i_c$, тоді

$$\alpha = \frac{i_c}{i_e} = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (5.31)$$

Підставивши у формулу (5.29) вираз (5.31), знайдемо струм колектора

$$i_c = \beta i_b + (1 + \beta) I_{KBO}, \quad (5.32)$$

що відображено в моделях (5.13).

Нелінійні моделі біполярного транзистора (рис. 5.12 і 5.13) використовуються при аналізі питань, пов'язаних з постійними складовими і великим сигналом, оскільки в цьому випадку необхідно враховувати нелінійність вольт-амперних характеристик транзистора.

Для аналізу схеми стабілізації необхідно скласти модель біполярного транзистора для приростів постійних складових. Вважатимемо, що допустимі відхилення точки спокою O від середнього положення невеликі. В цьому випадку можна скористатися диференційними параметрами транзистора. До основних диференційних параметрів біполярного транзистора належать:

1) Диференційний коефіцієнт передачі емітерного струму, званий також коефіцієнтом передачі струму схеми із спільною базою

$$h_{216} = \left(\frac{di_c}{di_e} \right)_{U_{KB} = \text{const}},$$

можна вважати, що $h_{216} \approx \alpha$.

2) Диференційний коефіцієнт передачі струму бази, званий також коефіцієнтом підсилення струму схеми із спільним емітером

$$h_{21e} = \left(\frac{di_k}{di_{\delta}} \right)_{U_{ke} = \text{const}},$$

можна вважати, що $h_{21e} \approx \beta$.

Між h_{21e} і $h_{21\delta}$ існує однозначний зв'язок

$$h_{21e} = \frac{h_{21\delta}}{1 - h_{21\delta}}, \quad h_{21\delta} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}, \quad (5.33)$$

$h_{21e} \gg 1$, $h_{21\delta} < 1$, $h_{21\delta} \approx 0,98 \dots 0,995$ – близький до 1.

Значення h_{21e} з урахуванням технологічного розкиду ($h_{21e \text{ min}} \dots h_{21e \text{ max}}$) цього параметра наводяться в довідковій літературі.

3) Диференційний опір емітерного переходу

$$r_e = \left(\frac{du_{e\delta}}{di_e} \right)_{U_{k\delta} = \text{const}}.$$

Вольт-амперну характеристику ідеального емітерного переходу можна апроксимувати наступною функцією

$$i_e = I_{e\delta 0} \left(e^{\frac{u_{e\delta'}}{\Phi_T}} - 1 \right), \quad (5.34)$$

де $I_{e\delta 0}$ – зворотний струм емітерного переходу;

$u_{e\delta'}$ – напруга емітер – база;

$\Phi_T = \frac{kT}{q}$ – температурний потенціал;

$k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постійна Больцмана;

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд електрона;

T – абсолютна температура в град. К.

Для температури $T = 300$ К значення $\Phi_T \approx 0,026$ В.

Знайдемо диференційний опір емітерного переходу в точці спокою O , коли для кремнієвих транзисторів $U_{e\delta 0} \approx (0,5 \dots 0,7)$ В, для германієвих транзисторів $U_{e\delta 0} \approx (0,3 \dots 0,4)$ В. Таким чином, для обох типів транзисторів виконується умова $U_{e\delta 0} \gg \Phi_T$. В цьому випадку вираз (5.34) можна спростити

$$i_e = I_{e\delta 0} e^{\frac{u_{e\delta'}}{\Phi_T}},$$

а величина

$$\frac{1}{r_e} = \frac{di_e}{du_{e\delta'}} = \frac{1}{\Phi_T} I_{e\delta 0} e^{\frac{u_{e\delta'}}{\Phi_T}}.$$

Диференційний опір r_e знаходимо в точці спокою O , тому

$$I_{e0} = I_{e0} e^{\frac{u_{eб}}{\Phi_T}}, \text{ тоді } \frac{1}{r_e} = \frac{I_{e0}}{\Phi_T}.$$

Оскільки можна вважати, що $I_{e0} \approx I_{к0}$, то

$$r_e = \frac{\Phi_T}{I_{к0}} = \frac{0,026}{I_{к0}}. \quad (5.35)$$

Формула (5.35) звичайно використовується для розрахунку r_e германієвих транзисторів, для кремнієвих транзисторів вводиться поправковий коефіцієнт, тоді

$$r_{e\text{ Si}} = \frac{0,034}{I_{к0}}. \quad (5.36)$$

5) Коефіцієнт внутрішнього зворотного зв'язку за напругою

$$\mu_{ек} = \left(\frac{du_{eб}}{du_{кб}} \right)_{I_e = \text{const}}.$$

Значення цього коефіцієнта мале, і надалі впливом цього параметра можна знехтувати.

б) Омичний опір тіла бази $r'_б$ залишається незмінним як для постійного струму, так і для приростів. Його значення може наводитися в довідниках у вигляді двох параметрів:

– для низькочастотних транзисторів наводиться значення $r'_б$;

– для високочастотних і НВЧ транзисторів наводиться значення постійної часу кола зворотного зв'язку $\tau_k = r'_б C_k$ і значення ємності колекторного переходу C_k ,

$$\text{тоді } r'_б \approx \frac{\tau_k}{C_k}.$$

Окрім диференціальних параметрів важливу роль в роботі транзистора відіграє зворотний струм колекторного переходу $I_{кб0}$, значення якого за різних значень температури навколишнього середовища наводяться в довідковій літературі. Струм $I_{кб0}$ малий, у кремнієвих транзисторів він, принаймні, на (2...3) порядки менше, ніж у германієвих при $T = 300^\circ \text{ K}$. Але струм $I_{кб0}$ різко зростає при збільшенні температури: в 2 рази у германієвих транзисторів і в 3 рази у кремнієвих транзисторів при зміні температури на 10° K , тому вплив струму $I_{кб0}$ необхідно враховувати при розрахунку нестабільності режиму.

Модель біполярного транзистора для приростів постійних складових

Як виходить з формули (5.32), струм спокою транзистора $I_{к0}$ дорівнює (вважаючи $\beta = h_{21e}$)

$$I_{к0} = h_{21e} I_{б0} + (1 + h_{21e}) I_{кб0}, \quad (5.38)$$

тобто струм спокою є функцією трьох величин

$$I_{k0} = f(h_{21e}, I_{60}, I_{k60}).$$

Всі ці величини змінюються при зміні температури і мають технологічний розкид значень, тому струм I_{k0} нестабільний. З курсу математики відомо, що, якщо є функція декількох змінних

$$w = f(x, y, \dots, z),$$

то її повний диференціал знаходиться через частинні похідні

$$dw = \frac{\partial w}{\partial x} dx + \frac{\partial w}{\partial y} dy + \dots + \frac{\partial w}{\partial z} dz. \quad (5.39)$$

Тоді повний диференціал постійної складової струму колектора дорівнює

$$dI_k = \frac{\partial I_k}{\partial I_6} dI_6 + \frac{\partial I_k}{\partial h_{21e}} dh_{21e} + \frac{\partial I_k}{\partial I_{k60}} dI_{k60}. \quad (5.40)$$

Індекс нуль у I_{k0} і I_{60} опущений для спрощення запису.

Перейдемо від нескінченно малих приростів до скінченних:

$$dI_k \rightarrow \Delta I_k, \quad dI_6 \rightarrow \Delta I_6, \quad dh_{21e} \rightarrow \Delta h_{21e}, \quad dI_{k60} \rightarrow \Delta I_{k60}.$$

З виразу (5.38) знайдемо частинні похідні

$$\frac{\partial I_k}{\partial I_6} = h_{21e}, \quad \frac{\partial I_k}{\partial h_{21e}} = I_{60} + I_{k60}, \quad \frac{\partial I_k}{\partial I_{k60}} = 1 + h_{21e}$$

і підставимо ці величини у формулу (5.40).

В результаті одержимо формулу для розрахунку приросту постійної складової струму колектора

$$\Delta I_k = h_{21e} \cdot \Delta I_6 + (I_{60} + I_{k60}) \Delta h_{21e} + (1 + h_{21e}) \Delta I_{k60} = h_{21e} \Delta I_6 + (1 + h_{21e}) \Delta I_0, \quad (5.41)$$

де

$$\Delta I_0 \approx \Delta I_{k60} + \frac{I_{k0}}{h_{21e \text{ сеп}}} \cdot \frac{\Delta h_{21e}}{h_{21e \text{ сеп}}}. \quad (5.42)$$

Еквівалентний струм ΔI_0 враховує вплив приростів ΔI_{k60} і Δh_{21e} . Приріст Δh_{21e} враховує як температурні зміни h_{21e} , так і технологічний розкид відносно середнього значення

$$h_{21e \text{ сеп}} = \sqrt{h_{21e \text{ max}} \cdot h_{21e \text{ min}}}, \quad \Delta h_{21e} = h_{21e \text{ max}} - h_{21e \text{ min}}.$$

Прирости ΔI_{k60} і Δh_{21e} можна розрахувати, використовуючи довідкові дані, а також емпіричні залежності.

Розглянемо перехід Б-Е у схемі рис. 5.13,а. Вольт-амперна характеристика відкритого переходу має вигляд, наведений на рис. 5.14.

З рис. 5.14 видно, що напруга $u_{6'e}$ є функцією струму емітера i_e і температури $T^\circ\text{K}$:

$$u_{6'e} = f(i_e, T^\circ).$$

Отже, приріст напруги на емітерному переході $\Delta u_{6'e}$ можна подати через частинні похідні

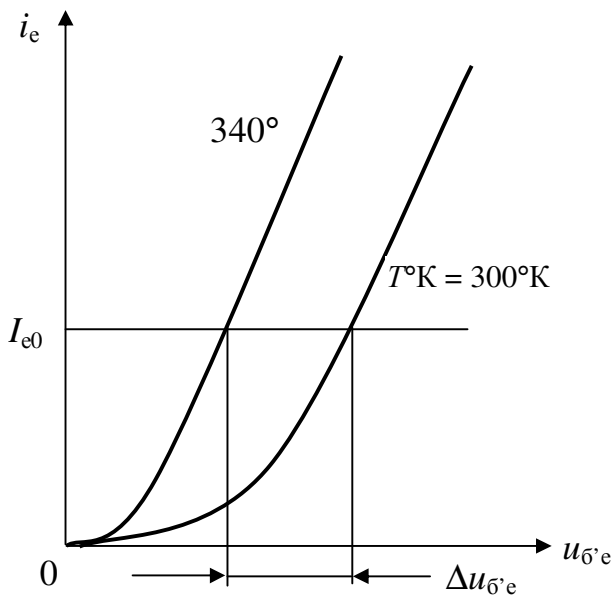


Рисунок 5.14 – Зміщення вольт-амперної характеристики емітерного переходу при збільшенні температури

ного переходу

$$\Delta u_{б'е} = \frac{\partial u_{б'е}}{\partial i_e} \Delta I_e + \frac{\partial u_{б'е}}{\partial T^\circ} \Delta T^\circ = r_e \Delta I_e + \Delta U_0, \quad (5.43)$$

де $\frac{\partial u_{б'е}}{\partial i_e} = r_e$ – диференційний опір емітерного переходу, який можна розрахувати за формулою (5.35) або (5.36);

$\Delta U_0 = \frac{\partial u_{б'е}}{\partial T^\circ} \Delta T^\circ$ – зміщення вольт-амперної характеристики емітерного переходу при зміні температури навколишнього середовища. Напруга на емітерному переході має технологічний розкид, який також можна врахувати у значенні ΔU_0 . В результаті одержимо формулу для розрахунку зміщення вольт-амперної характеристики емітерного переходу

$$\Delta U_0 \approx -(0,06 + 0,002 \cdot \Delta T^\circ), \quad (5.44)$$

у якому перший доданок в дужках враховує можливий технологічний розкид за напругою (при незмінному струмі емітера), а другий доданок враховує температурні зміни напруги, де

$$\Delta T^\circ = T_{C \max}^\circ - T_{C \min}^\circ, \quad (5.45)$$

$T_{C \max}^\circ$ и $T_{C \min}^\circ$ – максимальна і мінімальна температура навколишнього середовища відповідно.

Знайдені параметри дозволяють скласти модель біполярного транзистора для приростів постійних складових, яку наведено на рис. 5.15,

де

$$\Delta I_K = h_{21e} \Delta I_6 + (1 + h_{21e}) \Delta I_0. \quad (5.46)$$

Наведене розташування стрілок відповідає збільшенню температури, а зменшенню температури напрям стрілок необхідно змінити на зворотний.

Таким чином, чотири параметри визначають нестабільність струму колектора:

- 1) зміщення вольт-амперної характеристики емітерного переходу ΔU_0 ;

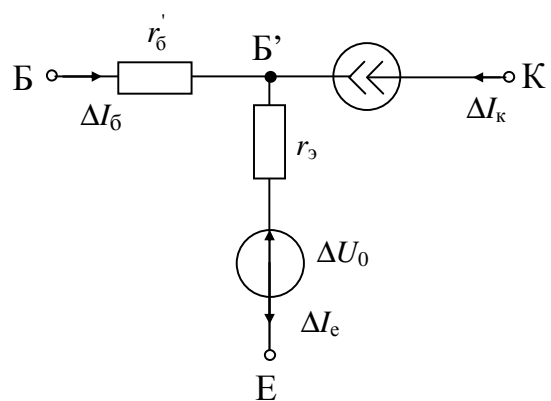


Рисунок 5.15 – Модель біполярного транзистора *n-p-n* типу для приростів постійних складових

- 2) зміна зворотного струму колекторного переходу $\Delta I_{к60}$;
- 3) зміна коефіцієнта підсилення транзистора Δh_{21e} ;
- 4) зміна струму бази $\Delta I_б$.

При збільшенні температури навколишнього середовища збільшується зворотний струм колекторного переходу $I_{к60}$, збільшується коефіцієнт підсилення h_{21e} , зміщується вольт-амперна характеристика емітерного переходу. Всі ці зміни призводять до збільшення приросту струму колектора $\Delta I_к$, в результаті струм спокою $I_{к0}$ збільшується, порушується режим роботи підсилювача, точка спокою O зміщується.

Схеми стабілізації режиму каскадів на біполярних транзисторах

Для стабілізації режиму транзистора використовується **негативний зворотний зв'язок (НЗЗ) за постійним струмом** (для приростів постійних складових). Загальним для схем стабілізації з негативним зворотним зв'язком є те, що в підсилювальному каскаді створюється спеціальне коло НЗЗ за постійним струмом. Завдяки цьому колу із зростанням (або зменшенням) струму $I_{к0}$ зміщення на транзисторі зменшується (або збільшується), що значною мірою компенсує зміну струму $I_{к0}$, тобто стабілізує струм $I_{к0}$. Як виходить з формули (5.15), стабілізація струму $I_{к0}$ призводить до стабілізації напруги $U_{кe0}$, тобто до стабілізації точки спокою O на вихідних ВАХ.

В залежності від того, в яке коло включений елемент НЗЗ за постійним струмом, розрізняють наступні схеми стабілізації: **колекторну** (рис. 5.16,а), **емітерну** (5.16,б), **комбіновану** (рис. 5.16,в). Всі схеми стабілізації рис. (5.16) наведено при включенні транзистора за схемою із спільним емітером. Ці ж схеми стабілізації можна застосовувати і при включенні транзистора за схемами із спільним колектором і спільною базою.

У схемі **колекторної стабілізації** (рис. 5.16,а) резистор $R_к$ виконує дві функції: задає режим транзистора і є елементом стабілізації режиму. Рівняння для кола протікання струму $I_{б0}$ у цій схемі можна записати як

$$E_ж = R_к(I_{б0} + I_{к0}) + R_бI_{б0} + U_{бe0}. \quad (5.44)$$

Розв'язуючи рівняння (5.44) відносно $I_{б0}$, отримаємо

$$I_{б0} = \frac{E_ж - U_{бe0} - I_{к0}R_к}{R_б + R_к}. \quad (5.45)$$

З формули (5.45) виходить, що, якщо, наприклад, $I_{к0}$ прагне збільшитися, то падіння напруги на резисторі $R_к$ зростає: $I_{к0}R_к$. При цьому, якщо напруга $E_ж = \text{const}$, струм бази $I_{б0}$ зменшується, що перешкоджає зростанню струму $I_{к0}$.

Схема колекторної стабілізації проста і економічна, але має обмежене застосування через низку недоліків. Згідно виразу (5.45) ефективність схеми колекторної стабілізації тим вища, чим більше опір $R_к$. Але оскільки для кола колекторного струму рівняння має вигляд

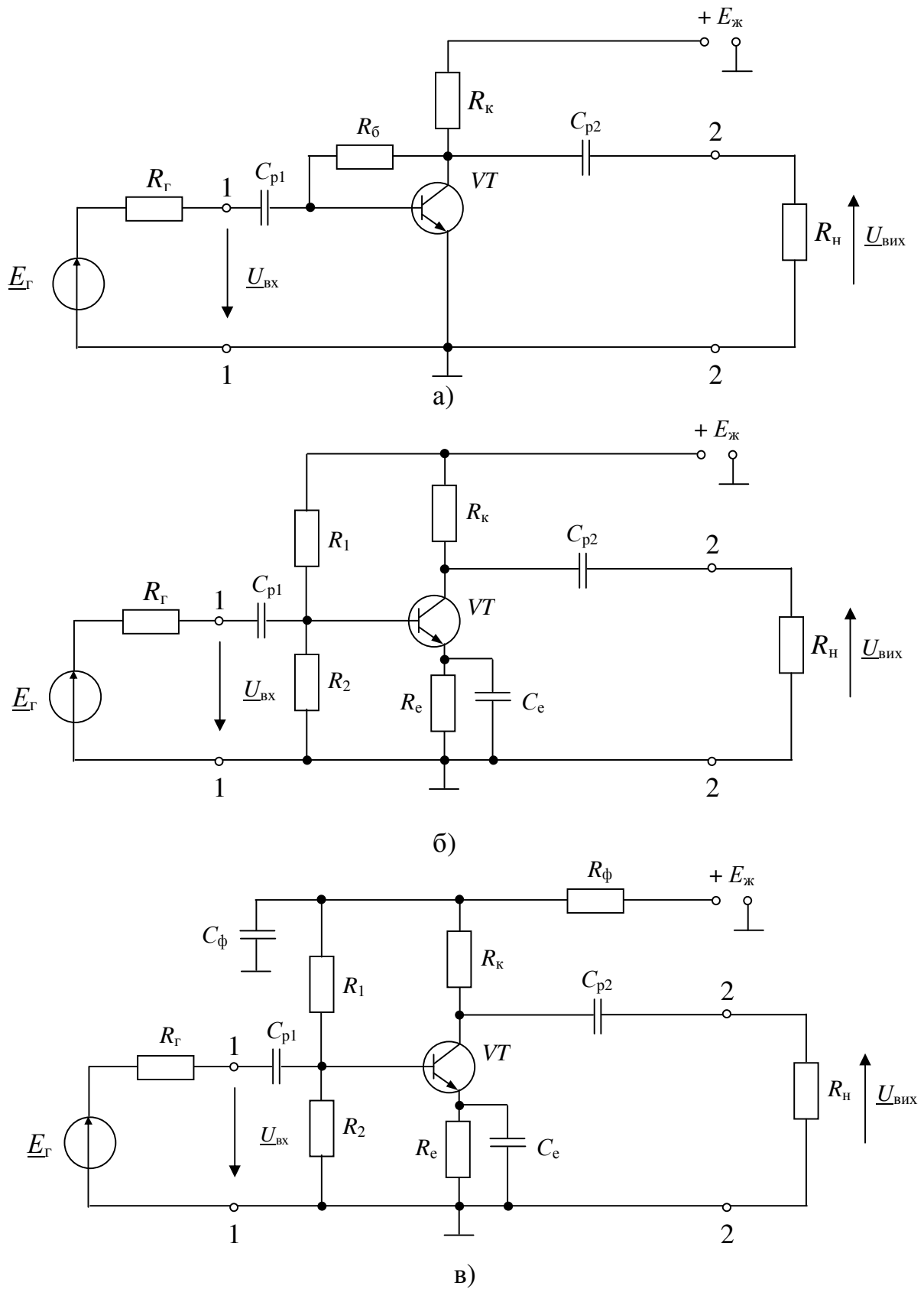


Рисунок 5.16 – Схеми стабілізації: а) колекторна; б) емітерна; в) комбінована

$$E_{\text{ж}} = R_{\text{к}}(I_{\text{б0}} + I_{\text{к0}}) + U_{\text{ке0}},$$

а режим роботи заданий – точка спокою O з координатами т. $O(I_{\text{к0}}, U_{\text{ке0}})$, то при збільшенні опору $R_{\text{к}}$ збільшується необхідна напруга джерела живлення $E_{\text{ж}}$.

На резисторі $R_{\text{к}}$ виникає також небажаний негативний зворотний зв'язок і за сигналом: паралельний за напругою. Цей негативний зворотний зв'язок зменшує підсилення, зменшує вхідний і збільшує вихідний опори каскаду.

Вищу стабільність точки спокою забезпечує *схема емітерної стабілізації* (рис. 5.16,б), найбільш широко використовувана на практиці. У схемі емітерної стабілізації (рис. 5.16,б) елементом стабілізації режиму є резистор $R_{\text{е}}$. На цьому резисторі виникає також негативний зворотний зв'язок і за сигналом (послідовний за струмом). Для усунення НЗЗ за сигналом резистор $R_{\text{е}}$ шунтується конденсатором $C_{\text{е}}$ великої ємності. Напруга зміщення $U_{\text{бе0}}$ утворюється за рахунок базового подільника R_1 і R_2 , та напруги на резисторі $R_{\text{е}}$. Напруга зміщення дорівнює

$$U_{\text{бе0}} = I_{\text{д}}R_2 - (I_{\text{к0}} + I_{\text{б0}})R_{\text{е}}. \quad (5.46)$$

Струм подільника обирають у багато разів більшим за струм бази ($I_{\text{д}} \gg I_{\text{б0}}$), при цьому струм подільника буде дорівнювати

$$I_{\text{д}} = \frac{E_{\text{ж}}}{R_1 + R_2}$$

і напруга на резисторі R_2 : $U_{R_2} = I_{\text{д}}R_2$, практично не залежить від струму $I_{\text{б0}}$. Оскільки $I_{\text{к0}} \gg I_{\text{б0}}$, то рівняння (5.46) можна записати у наступному вигляді

$$U_{\text{бе0}} = \frac{E_{\text{ж}}}{R_1 + R_2}R_2 - I_{\text{к0}}R_{\text{е}}. \quad (5.47)$$

З формули (5.47) виходить, що, якщо $I_{\text{к0}}$ прагне збільшитися, то падіння напруги на резисторі $R_{\text{е}}$ зростає. При постійній напрузі $E_{\text{ж}}$ напруга $U_{\text{бе0}}$ зменшується, зменшується струм $I_{\text{б0}}$, що перешкоджає зростанню струму $I_{\text{к0}}$.

Якщо в одному підсилювальному каскаді застосувати і колекторну, і емітерну стабілізації одночасно, то одержимо *схему комбінованої стабілізації* (рис. 5.16,в). У схемі комбінованої стабілізації (рис. 5.16,в) резистор $R_{\text{е}}$ – елемент емітерної стабілізації, резистор $R_{\text{ф}}$ – елемент колекторної стабілізації. Конденсатори $C_{\text{е}}$ і $C_{\text{ф}}$ великої ємності усувають негативний зворотний зв'язок за сигналом. Коло $R_{\text{ф}}C_{\text{ф}}$ утворює фільтр нижніх частот, який окрім стабілізації режиму може виконувати ще декілька функцій: розв'язувати каскади за колом живлення, щоб усунути самозбудження підсилювача із-за зворотного зв'язку через загальне коло живлення; згладжувати пульсації живлячої напруги; виконувати роль резистора, що гасить частину живлячої напруги.

Складемо рівняння для кола протікання струму подільника

$$E_{\text{ж}} = (I_{\text{к0}} + I_{\text{д}} + I_{\text{б0}})R_{\text{ф}} + (I_{\text{д}} + I_{\text{б0}})R_1 + I_{\text{д}}R_2. \quad (5.48)$$

Вважаючи $I_{\text{д}} \gg I_{\text{б0}}$, знайдемо струм подільника

$$I_d \approx \frac{E_{\text{ж}} - I_{\text{к0}} R_{\text{ф}}}{R_1 + R_2 + R_{\text{ф}}}, \quad (5.49)$$

напругу зміщення визначимо за формулою (5.46).

Таким чином, якщо струм колектора прагне збільшитися, то напруга зміщення $U_{\text{бе0}}$ зменшується з двох причин: зменшується струм подільника I_d (формула 5.49) і збільшується падіння напруги на резисторі R_e (формула 5.46). Зменшення напруги $U_{\text{бе0}}$ перешкоджає збільшенню струму $I_{\text{к0}}$. Стабільність цієї схеми виходить вищою, ніж колекторної і емітерної. Комбінована схема стабілізації виходить автоматично за наявності в схемі підсилювального каскаду розв'язуючого або згладжуючого фільтра.

Найбільш ефективними є схеми емітерної і комбінованої стабілізації. Якщо в схемах рис. 5.16 використовуються $p-n-p$ транзистори, необхідно змінити полярність джерела живлення $E_{\text{ж}}$ на протилежну.

Аналіз схем стабілізації

Нестабільність струму $I_{\text{к0}}$ є важливим технічним показником роботи підсилювача.

Як приклад наведемо аналіз схеми емітерної стабілізації (рис. 5.16,б), використовуючи модель біполярного транзистора для приростів постійних складових (рис. 5.15). Для спрощення аналізу в схемі рис. 5.16,б джерело живлення $E_{\text{ж}}$ вважатимемо ідеальним, тобто $E_{\text{ж}} = \text{const}$, а внутрішній опір джерела живлення рівним нулю ($r_{\text{ж}} = 0$). Розділяльні конденсатори $C_{\text{р1}}$ і $C_{\text{р2}}$ не пропускають постійні складові. В цьому випадку для приростів постійних складових одержимо еквівалентну схему каскаду, яку наведено на рис. 5.17.

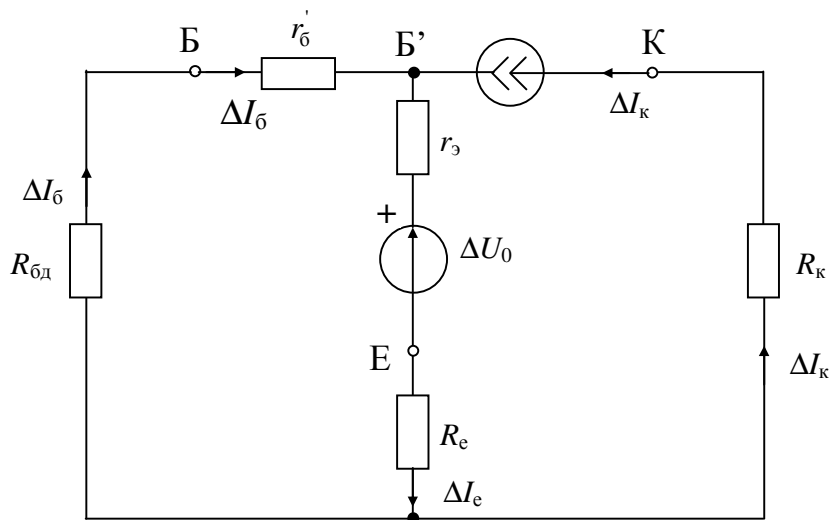


Рисунок 5.17 – Еквівалентна схема для приростів постійних складових каскаду з емітерною стабілізацією

У цій схемі, згідно виразу (5.41), приріст струму колектора дорівнює

$$\Delta I_k = h_{21e} \Delta I_{\bar{6}} + (1 + h_{21e}) \Delta I_0,$$

опір базового подільника

$$R_{\bar{6}d} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

оскільки при ідеальному джерелі живлення ($r_{ж} = 0$) резистори R_1 і R_2 для приростів виявляються включеними паралельно.

Стабільність транзисторних схем прийнято оцінювати коефіцієнтом нестабільності S , рівним

$$S = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_0}, \quad (5.50)$$

де ΔI_0 – нестабільність струму колектора в схемі з ідеальною стабілізацією ($S = 1$), ΔI_0 – неуправляний струм (формула 5.42). Отже, чим S менше (ближче до одиниці), тим схема стабільніша.

Згідно формули (5.42) значення струму ΔI_0 визначається параметрами транзистора, заданим значенням I_{k0} , його вважаємо відомим. Таким чином, для розрахунку коефіцієнта нестабільності S необхідно знайти приріст струму ΔI_k . Згідно формули (5.41), для визначення ΔI_k необхідно визначити приріст струму бази $\Delta I_{\bar{6}}$, який знайдемо із вхідного контура еквівалентної схеми рис. 5.17. Для цього складемо рівняння для кола протікання $\Delta I_{\bar{6}}$:

$$\Delta I_{\bar{6}}(R_{\bar{6}d} + r_{\bar{6}}') + \Delta I_e(r_e + R_e) + \Delta U_0 = 0, \quad (5.51)$$

$$\Delta I_e = \Delta I_{\bar{6}} + \Delta I_k.$$

Врахуємо нерівності $R_{\bar{6}d} \gg r_{\bar{6}}'$, $R_e \gg r_e$,

тоді

$$\Delta I_{\bar{6}} = - \frac{\Delta I_k R_e + \Delta U_0}{R_e + R_{\bar{6}d}}. \quad (5.52)$$

Підставимо вираз (5.52) у формулу (5.41) і після перетворень знайдемо приріст струму колектора ΔI_k

$$\Delta I_k = \frac{(1 + h_{21e})(R_e + R_{\bar{6}d})\Delta I_0 - h_{21e}\Delta U_0}{R_{\bar{6}d} + (1 + h_{21e})R_e}. \quad (5.53)$$

У схемі рис. 5.17 опір R_k не впливає на приріст ΔI_k , оскільки включений послідовно з ідеальним генератором струму.

Визначимо коефіцієнт нестабільності схеми емітерної стабілізації

$$S = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_0} = \frac{(1 + h_{21e})(R_e + R_{\bar{6}d}) - h_{21e} \cdot \frac{\Delta U_0}{\Delta I_0}}{R_{\bar{6}d} + (1 + h_{21e})R_e}. \quad (5.54)$$

Згідно формули (5.44) ΔU_0 має негативний знак, тому введемо допоміжний параметр

$$R_0 = - \frac{\Delta U_0}{\Delta I_0}$$

і поділимо чисельник і знаменник на величину $R_{\text{бд}}(1 + h_{21\text{e}})$. В результаті одержимо вираз зручніший для аналізу

$$S = \frac{1 + \frac{R_{\text{е}}}{R_{\text{бд}}} + h_{21\text{б}} \frac{R_0}{R_{\text{бд}}}}{1 - h_{21\text{б}} + \frac{R_{\text{е}}}{R_{\text{бд}}}}. \quad (5.55)$$

Розглянемо два випадки (вважаючи $R_0 \ll R_{\text{бд}}$):

- 1) $R_{\text{бд}} \gg R_{\text{е}}, S \approx \frac{1}{1 - h_{21\text{б}}} = 1 + h_{21\text{е}}$ – максимальна нестабільність;
- 2) $R_{\text{е}} \gg R_{\text{бд}}, S \rightarrow 1$ – мінімальна нестабільність.

Як виходить з формули (5.55), при збільшенні опору $R_{\text{е}}$ і зменшенні опору базового подільника $R_{\text{бд}}$ значення S зменшується, стабільність схеми стає кращою.

Збільшення опору $R_{\text{е}}$ вимагає збільшення живлячої напруги $E_{\text{ж}}$, а зменшення опору базового подільника $R_{\text{бд}}$ призводить до зменшення вхідного опору підсилювача, збільшення струму подільника $I_{\text{д}}$, зменшення ККД. Тому звичайно при проєктуванні задають значення $S = 3 \dots 5$.

Істотною перевагою схеми емітерної стабілізації (рис. 5.16,б) є те, що в ній можна набути необхідного значення коефіцієнта нестабільності S шляхом зміни опору базового подільника $R_{\text{бд}}$, при цьому режим роботи ($I_{\text{к0}}, U_{\text{бе0}}$) за нормальної температури залишається незмінним. Тому в професійній апаратурі використовується переважно ця схема стабілізації.

Слід зазначити, що аналіз схеми справедливий за будь-якого способу включення транзистора за сигналом: із спільним емітером, із спільною базою та із спільним колектором, оскільки при виведенні формули (5.55) нас не цікавило, який з електродів транзистора є спільним для змінного струму.

Аналогічно можна виконати аналіз колекторної (рис. 5.16,а) і комбінованої (рис. 5.16,в) схем стабілізації. У схемі колекторної стабілізації значення S залежить від вибору відношення $R_{\text{к}}/R_{\text{б}}$, звичайно для цієї схеми $S = 5 \dots 10$. Недоліком цієї схеми є також трудність одночасного забезпечення необхідної стабільності і необхідного режиму: $I_{\text{к0}}, U_{\text{ке0}}$.

Схеми каскадів на біполярних транзисторах з температурною компенсацією

Схеми з негативним зворотним зв'язком для приростів постійних складових (за постійним струмом) у кращому разі забезпечують коефіцієнт нестабільності $S = 1$, тобто нестабільність струму колектора $\Delta I_{\text{к0}} = \Delta I_0$. Для зменшення значення $\Delta I_{\text{к0}}$ застосовують схеми з *температурною компенсацією* (з термокомпенсацією). У схемах з термокомпенсацією в колах зміщення використовують

термокомпенсуючі елементи, наприклад, прямозміщений напівпровідниковий діод VD (рис. 5.18).

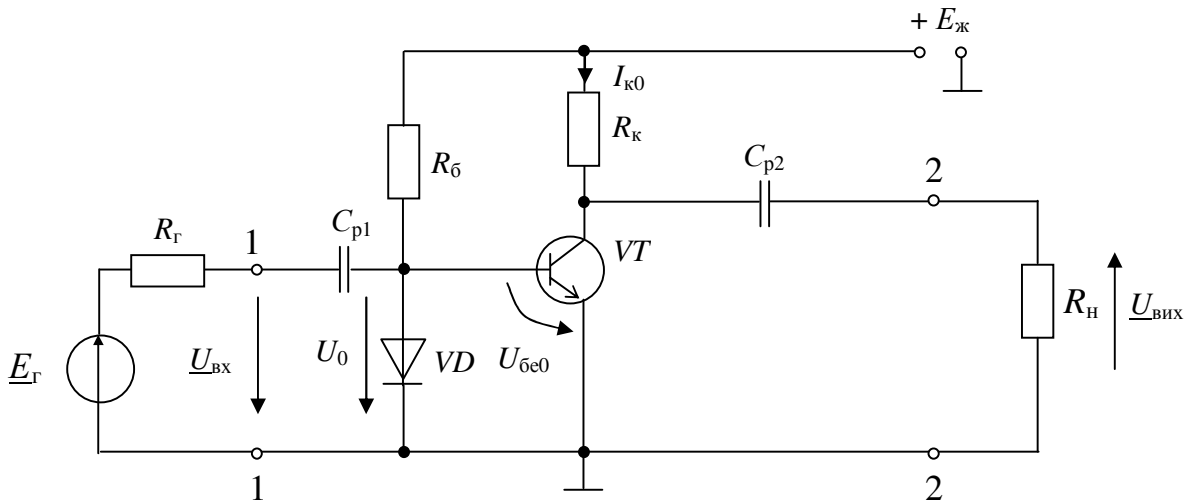


Рисунок 5.18 – Підсилювальний каскад з температурною компенсацією

Підвищення температури викликає зменшення опору діода і прямої напруги на діоді U_0 . Оскільки $U_{\text{бє0}} = U_0$, напруга зміщення на транзисторі VT також зменшується.

При цьому зростання струму колектора $I_{\text{к0}}$ компенсуватиметься, тобто струм колектора стабілізуватиметься. Діодна стабілізація (термокомпенсація) застосовується у вихідних двотактних каскадах при роботі транзисторів в режимі B . У таких схемах середня складова струму колектора $I_{\text{к сер}}$ залежить від амплітуди вхідного сигналу, тому негативний зворотний зв'язок для приростів постійних складових реагуватиме не тільки на зміну невеликого струму $I_{\text{к0}}$ (у точці спокою), а також на зміну амплітуди сигналу, що неприпустимо. Тому негативний зворотний зв'язок для стабілізації режиму B не використовують.

Перевага схем термокомпенсації полягає в тому, що можна отримати повну температурну компенсацію зміни положення точки спокою (струму $I_{\text{к0}}$). Але на дискретних елементах одержати повну компенсацію неможливо із-за технологічного розкиду параметрів діода і транзистора. Аналогічні схеми широко використовуються для стабілізації режимів в інтегральних мікросхемах.

5.4.3. Кола живлення каскадів на польових транзисторах

Польовим називається транзистор, керований електричним полем, тобто практично без витрат потужності управляючого сигналу. Робота польового транзистора (ПТ) зумовлена носіями однієї полярності, тому їх називають також уніполярними. Розрізняють шість основних типів польових транзисторів, їх умовні позначення і вид наскрізних вольт-амперних характеристик наведено в табл. 5.2.

У польових транзисторах струм стоку управляється напругою затвор-витік $U_{зв}$, при цьому струм затвора дуже малий (практично рівний нулю, $I_3 \approx 0$), тому вхідний опір польового транзистора дуже великий (вважаємо рівним нескінченності). У польових транзисторах з ізолюваним затвором затвор відокремлений від каналу стік-витік тонким шаром діелектрика. Тому їх називають МДН-транзисторами: метал-діелектрик-напівпровідник, або МОН-транзисторами: метал-окисел-напівпровідник тому, що затвор відокремлений від каналу діелектриком – шаром оксиду SiO_2 . У МДН-транзисторах роблять четвертий вивід від підкладки. Якщо необхідні два управляючі електроди, використовують двозатворні МДН-транзистори (МДН-тетроди), які мають два рівноцінні затвори.

У табл. 5.2 позначено електроди польового транзистора: В – витік, С – стік, З – затвор, П – підкладка. Вихідні статичні вольт-амперні характеристики польових транзисторів одноступінні з вихідними характеристиками ПТ з управляючим p - n -переходом і каналом n -типу, які наведені на рис. 5.19.

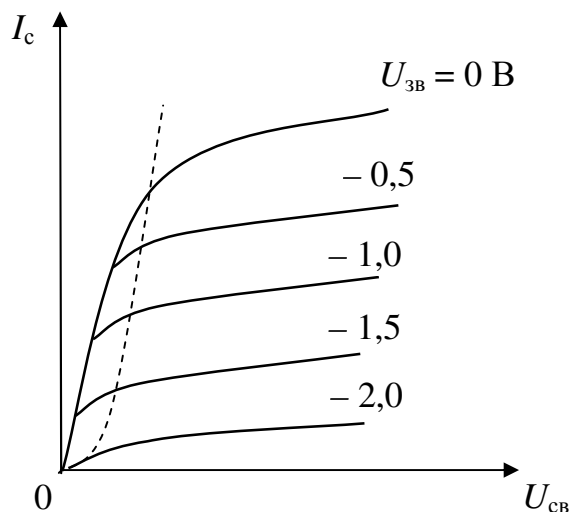


Рисунок 5.19 – Вихідні вольт-амперні характеристики польового транзистора з управляючим p - n -переходом

Типову схему живлення підсилювача на польовому транзисторі з управляючим p - n -переходом і n -каналом при включенні із спільним витоком (СВ) наведено на рис. 5.20,а.

Як виходить з наскрізної ВАХ ПТ, наведеної в табл. 5.2, 1, для вибору точки спокою при n -каналі на затвор транзистора необхідно подати негативну напругу зміщення. Резистор R_3 з'єднує затвор із загальним провідником, а оскільки струм в колі затвора відсутній ($I_3 = 0$), затвор і корпус екіпотенційні, тому потенціал затвора рівний потенціалу загального провідника. Потенціал витоку відносно загального провідника позитивний, отже, напруга зміщення затвор-витік $U_{зв0}$ негативна і дорівнює за модулем

$$|U_{зв0}| = I_{в0} \cdot R_3, \quad (5.56)$$

де $I_{в0} = I_{с0}$ – струм стоку в точці спокою O .

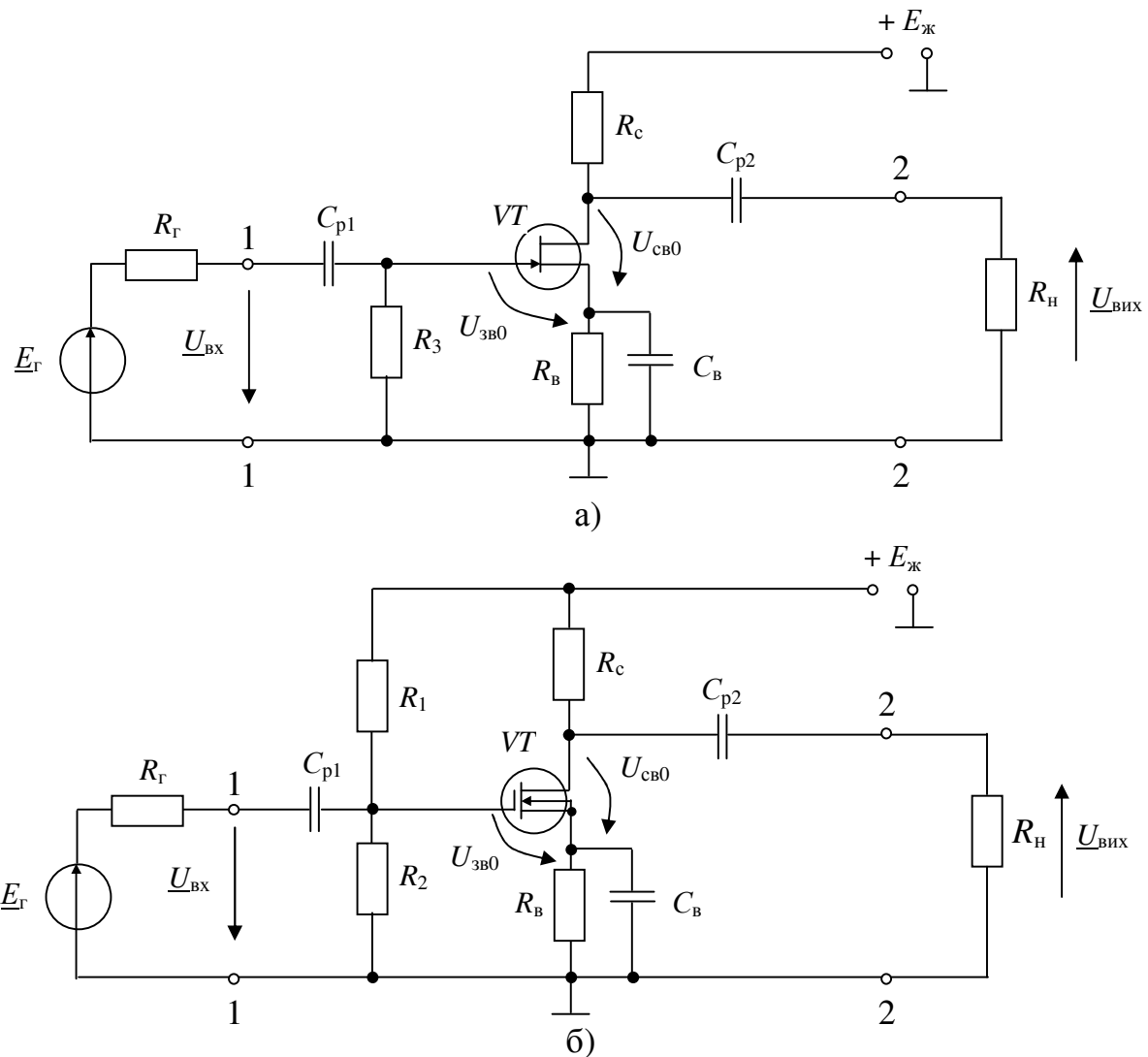


Рисунок 5.20 – Схеми живлення підсилювачів на польових транзисторах: а – при негативному зміщенні на затворі; б – при позитивному зміщенні на затворі

Таким чином, на резисторі R_b утворюється напруга зміщення, яка пропорційна струму витка I_{b0} . Таке зміщення називається **автоматичним**, воно дозволяє стабілізувати режим транзистора, оскільки на резисторі R_b існує негативний зворотний зв'язок за постійним струмом. Напруга живлення на стік подається через резистор R_c , напруга стік-витік в точці спокою O дорівнює

$$U_{cb0} = E_{ж} - I_{c0} \cdot R_c - I_{c0} \cdot R_b. \quad (5.57)$$

Для ПТ з ізольованим затвором і вбудованим n -каналом в режимі збіднення використовується схема, аналогічна схемі рис. 5.20,а, в режимі збагачення – схема рис. 5.20,б. Для ПТ з індукованим каналом використовується схема, аналогічна схемі рис. 5.20,б.

Для ПТ всіх типів з p -каналом у схемі рис. 5.20 необхідно змінити полярність джерела живлення $E_{ж}$ на протилежну.

5.4.4. Кола живлення каскадів на електронних лампах

У підсилювачах на електронних лампах необхідно забезпечити кола живлення розжарення, зміщення, анода і додаткових сіток. Схему живлення тріода при схемі включення із спільним катодом (СКат) наведено на рис. 5.21,а, пентода – на рис. 5.21,б.

На керуючу сітку відносно катода подається негативне зміщення, яке утворюється на резисторі R_k

$$|U_{скат0}| = I_{кат0} \cdot R_{кат}, \quad (5.58)$$

де $I_{кат0} \approx I_{a0}$ – струм анода в точці спокою O .

Таке зміщення називається **автоматичним**, воно стабілізує режим роботи лампи.

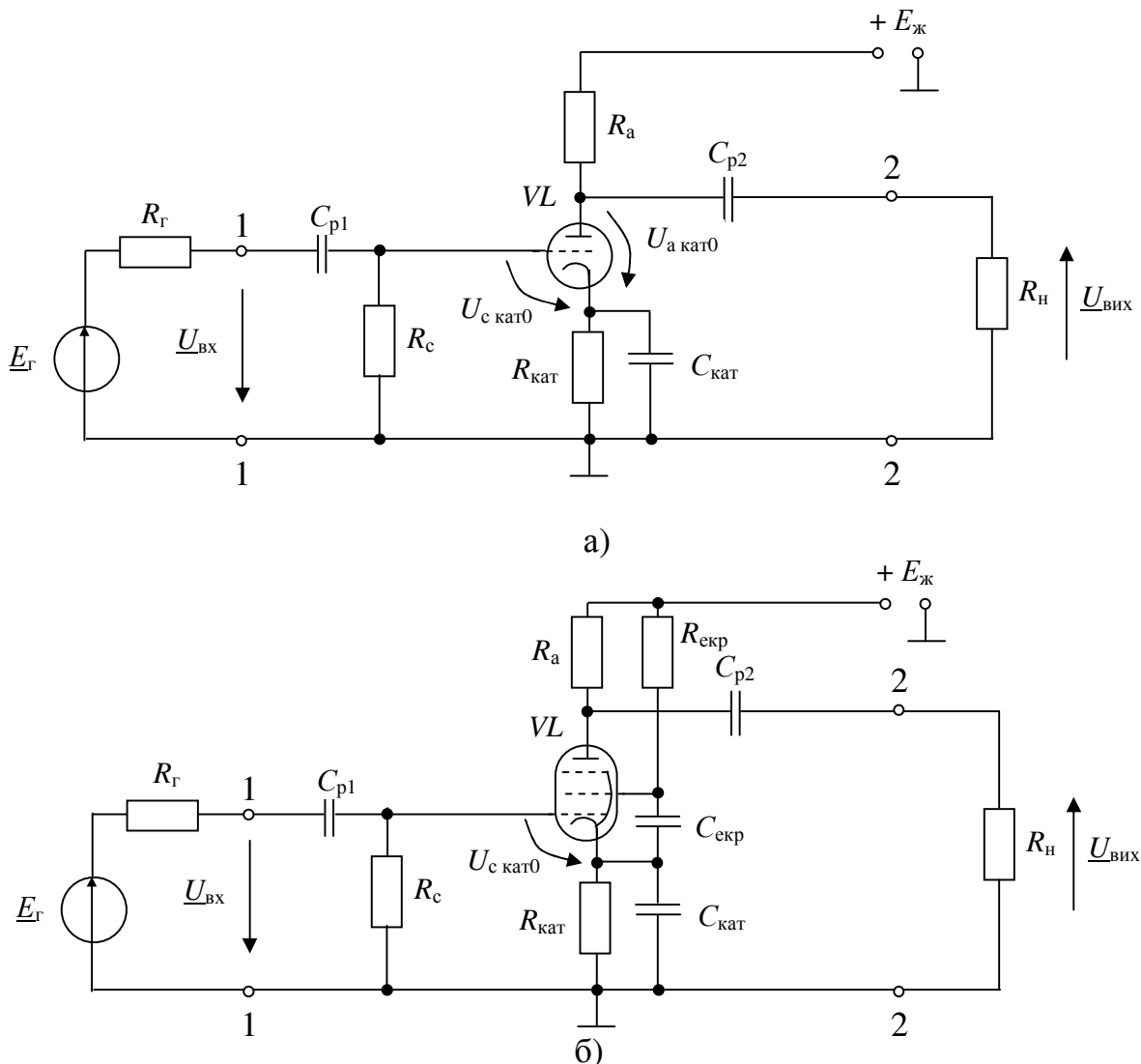


Рисунок 5.21 – Схеми живлення підсилювачів на електронних лампах: а – на тріоді; б – на пентоді

Резистор R_c (опір витоку) забезпечує подачу зміщення на управляючу сітку лампи і стікання зарядів, що виникають через попадання на сітку електронів та іонів. Напруга живлення на екрануючу сітку подається від джерела живлення $E_{\text{ж}}$ через гасячий резистор $R_{\text{екр}}$

$$U_{\text{екр к0}} = E_{\text{ж}} - |U_{\text{с кат0}}| - I_{\text{екр0}} \cdot R_{\text{екр}}, \quad (5.59)$$

де $U_{\text{екр к0}}$ – напруга екран-катод, $I_{\text{екр0}}$ – струм екрануючої сітки в точці спокою O . Для усунення негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) за сигналом резистори $R_{\text{к}}$ і $R_{\text{екр}}$ шунтовані конденсаторами $C_{\text{кат}}$ і $C_{\text{екр}}$. Напруга живлення на анод подається через резистор $R_{\text{а}}$, напруга анод-катод в точці спокою O дорівнює

$$U_{\text{а кат0}} = E_{\text{ж}} - I_{\text{а0}} \cdot R_{\text{а}} - (I_{\text{а0}} + I_{\text{екр}}) R_{\text{кат}}. \quad (5.60)$$

5.5. Кола живлення інтегральних мікросхем

Технологія виготовлення інтегральних мікросхем зумовила використання в них безпосереднього зв'язку між каскадами. Такі підсилювачі працюють в діапазоні частот $f_{\text{н}} = 0$ до деякої частоти $f_{\text{в}}$, тобто вони можуть підсилювати як постійні, так і повільно змінні струми і напруги. Їх називають підсилювачами постійного струму (ППС). Амплітудно-частотну характеристику таких підсилювачів наведено на рис. 5.22.

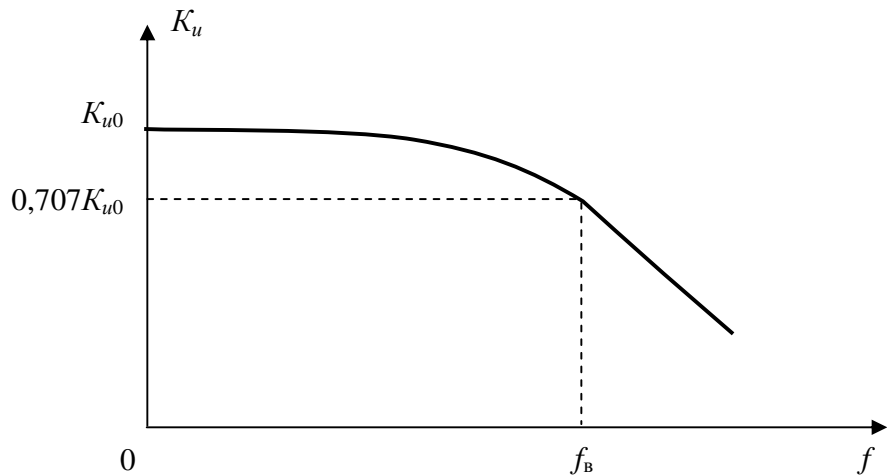


Рисунок 5.22 – Амплітудно-частотна характеристика підсилювача постійного струму

Як приклад розглянемо двокаскадний підсилювач з безпосереднім міжкаскадним зв'язком, схему якого наведено на рис. 5.23. Каскади з безпосереднім зв'язком також широко використовуються у підсилювачах на дискретних елементах. Відсутність розділяльних і блокувальних конденсаторів дозволяє зменшити частотні спотворення у області нижніх частот, а також зменшити масу і габарити підсилювача.

Оскільки вихід одного підсилювального елемента $VT1$ безпосередньо зв'язаний із входом наступного $VT2$, то їх режими роботи за постійним струмом взаємозв'язані. Як видно з рис. 5.23, висока вихідна постійна напруга попереднього каскаду безпосередньо подається на базу наступного, а нестабільність режимів наступних каскадів (другого каскаду в схемі рис. 5.23) визначатиметься не тільки власною нестабільністю, а й нестабільністю режиму попереднього каскаду (тобто першого каскаду в схемі рис. 5.23). Із збільшенням числа каскадів нестабільність

колекторного струму вихідного каскаду може істотно зрости, що може викликати порушення його режиму роботи і погіршення параметрів і характеристик всього підсилювача.

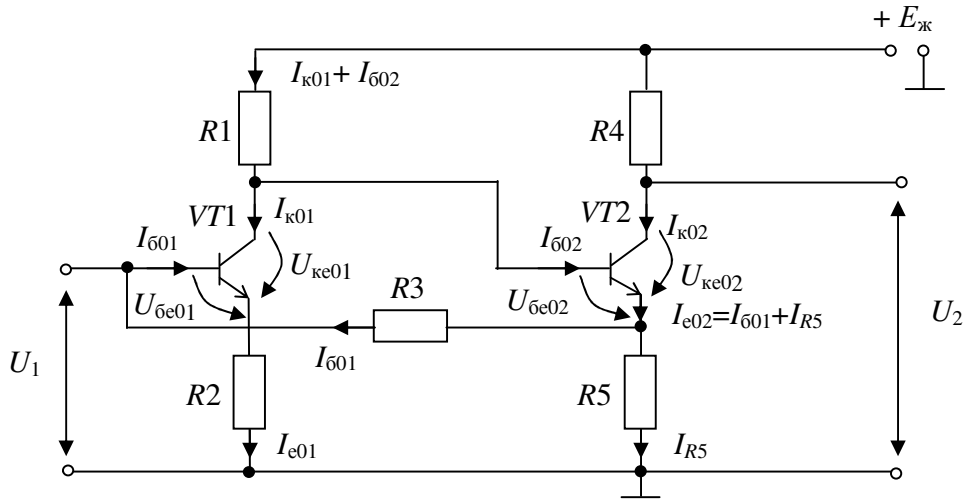


Рисунок 5.23 – Двокаскадний підсилювач з безпосереднім міжкаскадним зв'язком

Для підвищення стабільності в підсилювачах з безпосереднім міжкаскадним зв'язком вводять додаткові кола негативного зворотного зв'язку за постійним струмом: місцеві НЗЗ – резистори R_2 і R_5 , а також загальний НЗЗ за постійним струмом через резистор R_3 , що охоплює два каскади. На цих же елементах існують три петлі негативного зворотного зв'язку за сигналом. Резистор R_3 забезпечує також необхідне зміщення транзистора $VT1$. На схемі рис. 5.23 показано кола протікання постійних струмів і вказано постійні напруги на транзисторах. Для цих кіл складемо рівняння:

$$U_{ке01} + U_{R2} = U_{6e02} + U_{R5}, \quad (5.61)$$

$$U_{R5} = U_{R3} + U_{6e01} + U_{R2}, \quad (5.62)$$

$$E_{ж} = U_{R1} + U_{ке01} + U_{R2}, \quad (5.63)$$

$$E_{ж} = U_{R4} + U_{ке02} + U_{R5}, \quad (5.64)$$

де

$$\begin{aligned} U_{R2} &= I_{e01} R_2; \\ U_{R3} &= I_{601} R_3; \\ U_{R1} &= (I_{к01} + I_{602}) \cdot R_1; \\ U_{R4} &= I_{к02} R_4; \\ U_{R5} &= (I_{к02} + I_{602} - I_{601}) \cdot R_5. \end{aligned}$$

Ці рівняння показують взаємозв'язок режимів транзисторів $VT1$ і $VT2$, а також дозволяють пояснити стабілізацію цих режимів. Для розрахунку нестабільності режимів транзисторів $VT1$ і $VT2$ можна скласти загальну еквівалентну схему для приростів постійних складових всього підсилювача, використовуючи модель біполярного транзистора, рис. 5.15.

У загальному випадку завдання розрахунку режимів підсилювальних елементів і нестабільності цих режимів в багатокаскадних підсилювачах з безпосереднім міжкаскадним зв'язком є складним, оскільки необхідно розв'язувати системи рівнянь високого порядку. При цьому необхідно передбачити виконання умов реалізації даної схеми: за потужностями, напругами і струмами. Тому ці розрахунки звичайно виконують із використанням комп'ютерних програм.

У багатокаскадних підсилювачах з безпосереднім зв'язком на базу транзистора кожного наступного каскаду надходить постійна складова напруги з колектора транзистора попереднього каскаду (рівняння 5.61). Для вирівнювання потенціалів і отримання необхідної напруги зміщення $U_{\text{сес02}}$ у схемі рис. 5.23 необхідно збільшити напругу U_{R5} , обравши $U_{R5} > U_{R2}$, що в свою чергу вимагає збільшення напруги джерела живлення $E_{\text{ж}}$.

Для вирівнювання потенціалів між каскадами застосовують **схеми зміщення рівня**. Найпростіша схема виходить, якщо використовувати в різних каскадах транзистори різного типу провідності. Приклади таких двокаскадних підсилювачів наведено на рис. 5.24, які можуть також використовуватися і на дискретних елементах.

В інтегральних мікросхемах (ІМС) важливого значення набуває стабілізація рівнів струмів і напруг, що визначають режим роботи транзисторів за постійним струмом. Це обумовлено тим, що всяка довільна зміна режиму роботи транзистора сприймається на виході ІМС як корисний сигнал. З цієї причини в ІМС використовують стабілізатори напруги і струму, виконані на транзисторах.

На рис. 5.25 наведено схеми стабілізаторів напруги, виконані на біполярних транзисторах. Перевага віддається транзисторам $n\text{-}p\text{-}n$ типу тому, що біполярні транзистори $p\text{-}n\text{-}p$ типу із задовільними параметрами у складі мікросхем реалізувати важко.

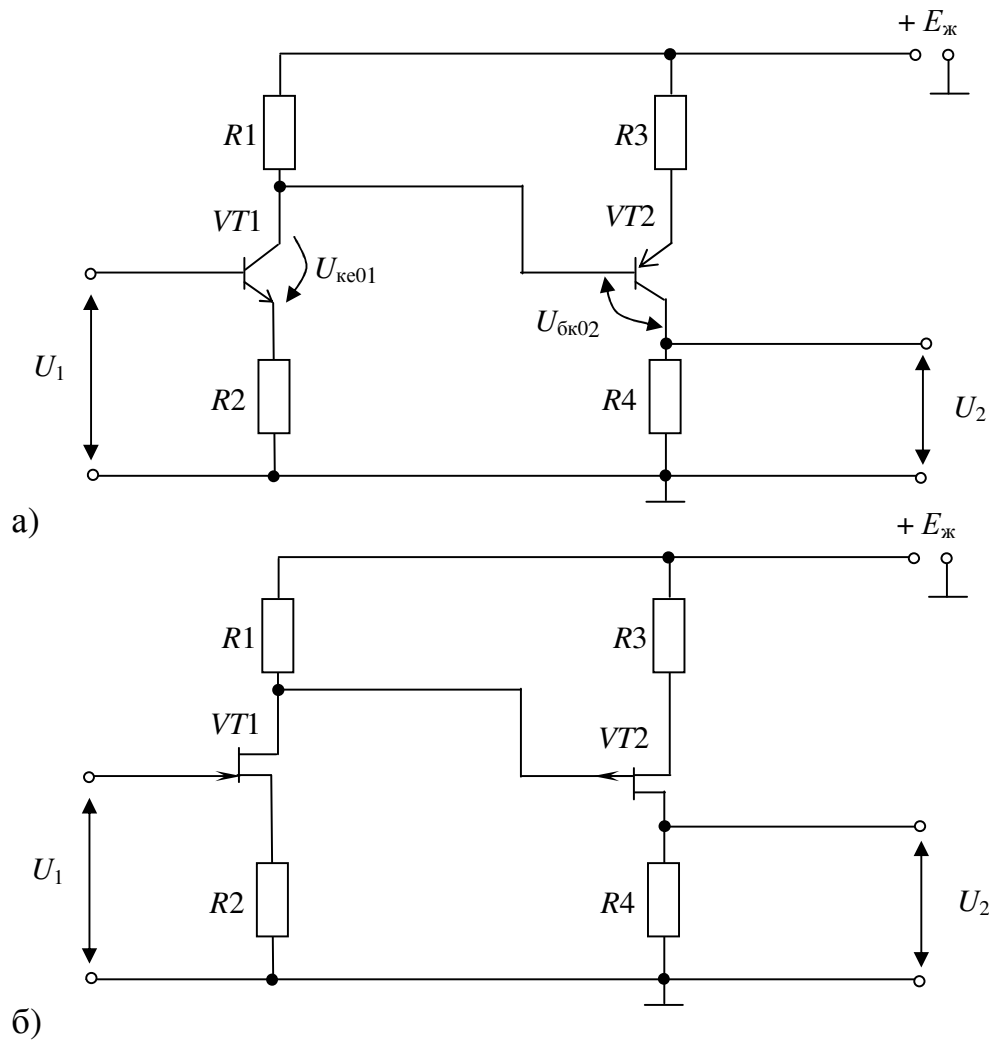


Рисунок 5.24 – Двокаскадні підсилювачі з безпосереднім міжкаскадним зв'язком на транзисторах різного типу провідності: а – на біполярних транзисторах; б – на польових транзисторах

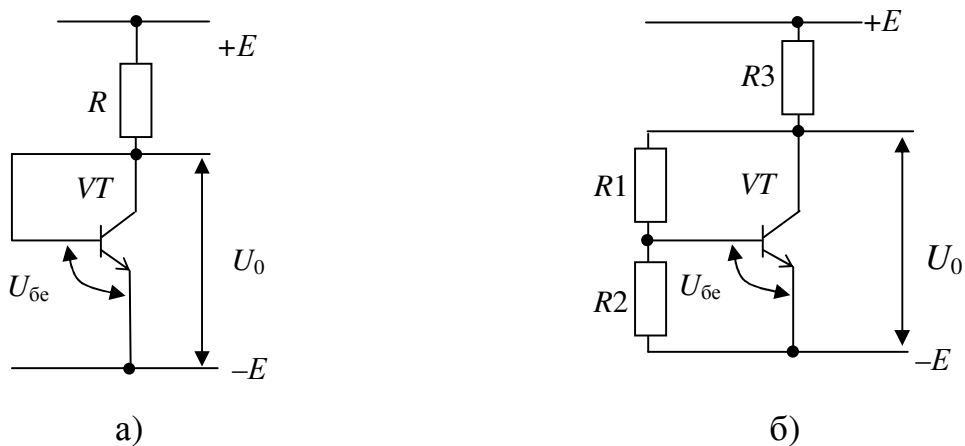


Рисунок 5.25 – Схеми стабілізації напруги: а – з діодною стабілізацією; б – з діодною стабілізацією і негативним зворотним зв'язком

На рис. 5.25,а наведено схему стабілізатора напруги, де в якості стабілізуючого діода використовується біполярний транзистор у діодному включенні (база з'єднана з колектором). У цій схемі напруга $U_0 = U_{\text{бє}}$. Схема має негативний температурний коефіцієнт $\Delta U_0/T^\circ = -2 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$. Можна послідовно з'єднати n транзисторів в діодному включенні, при цьому $U_0 = nU_{\text{бє}}$.

Для отримання довільного значення напруги U_0 можна використовувати в схемі паралельний негативний зворотний зв'язок (рис. 5.25,б), де

$$U_0 = U_{\text{бє}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

і негативний температурний коефіцієнт

$$\frac{\Delta U_0}{T^\circ} = \frac{\Delta U_{\text{бє}}}{T^\circ} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

Отже, змінюючи відношення опорів, можна змінювати U_0 і $\frac{\Delta U_0}{T^\circ}$. Застосовуючи схеми рис. 5.25, можна забезпечити температурну компенсацію в ІМС, як показано на рис. 5.18.

Для стабілізації струму в ІМС використовують спеціальні схеми, які називають **генераторами стабільного струму** (ГСС). Схеми генераторів стабільного струму наведено на рис. 5.26.

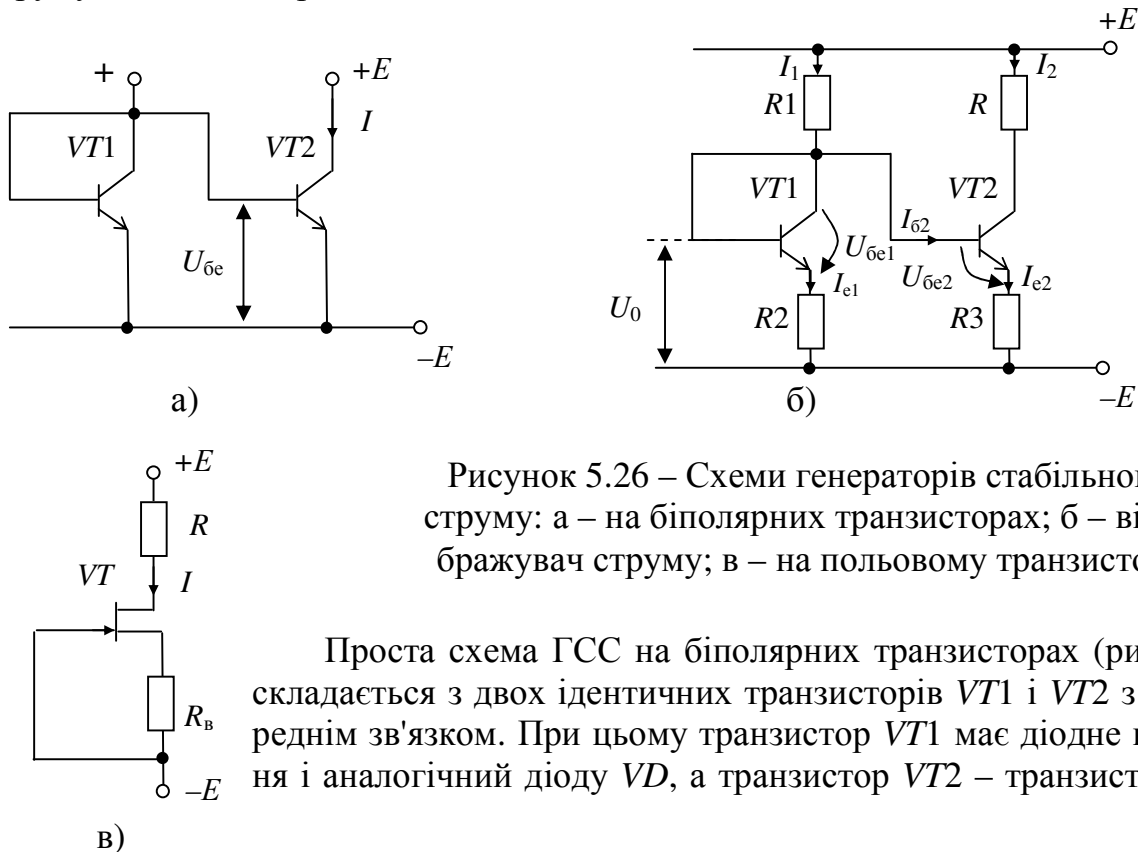


Рисунок 5.26 – Схеми генераторів стабільного струму: а – на біполярних транзисторах; б – відображувач струму; в – на польовому транзисторі

Проста схема ГСС на біполярних транзисторах (рис. 5.26,а) складається з двох ідентичних транзисторів $VT1$ і $VT2$ з безпосереднім зв'язком. При цьому транзистор $VT1$ має діодне включення і аналогічний діоду VD , а транзистор $VT2$ – транзистору VT в

схемі каскаду з температурною компенсацією (рис. 5.18). Температурна стабілізація здійснюється так само, як і в схемі рис. 5.18.

На рис. 5.26,б наведено схему ГСС, в літературі вона названа **відображувач струму (струмове дзеркало)**. Розглянемо принцип роботи цієї схеми. З рис. 5.26,б виходить, що

$$U_0 = U_{\text{бе1}} + I_{\text{е1}} \cdot R_2 = U_{\text{бе2}} + I_{\text{е2}} \cdot R_3. \quad (5.65)$$

Якщо знехтувати для простоти малим струмом $I_{\text{б2}}$, то $I_{\text{е1}} = I_1$, $I_{\text{е2}} = I_2$. Тоді з рівняння (5.65) одержимо

$$I_2 = I_1 \frac{R_2}{R_3}. \quad (5.66)$$

Якщо виконати опори R_2 і R_3 рівними ($R_2 = R_3$), а транзистори $VT1$ і $VT2$ ідентичними (що легко реалізувати в ІМС), то з формули (5.66) виходить $I_2 = I_1$. Таким чином, в схемі рис. 5.26,б вихідний струм I_2 у навантаженні R повторює або відображає вхідний струм I_1 , що і визначає назву цієї схеми.

На рис. 5.26,в наведено схему ГСС, виконану на польовому транзисторі з управляючим p - n -переходом і n -каналом. У схемі використано автоматичне зміщення, рівне падінню напруги на резисторі $R_{\text{в}}$: $|U_{\text{зв}}| = IR_{\text{в}}$. Якщо з будь-якої причини струм стоку збільшується, напруга $U_{\text{зв}}$ збільшується (стає більш негативною) і струм стоку зменшується. Таким чином струм I стабілізується.

Генератор стабільного струму, виконаний за схемою рис. 5.26,б, за своїми параметрами близький до ідеального генератора струму, який повинен мати внутрішній опір, рівний нескінченності. Динамічний вихідний опір ГСС, виконаного за схемою рис. 5.26,б, виходить великим, оскільки в цій схемі використовується високий вихідний опір транзистора $VT2$ і негативний зворотний зв'язок за струмом, утворений на резисторі R_3 , що також збільшує вихідний опір схеми.

Як приклад використання генератора стабільного струму в ІМС на рис. 5.27 наведено схему диференційного підсилювача постійного струму.

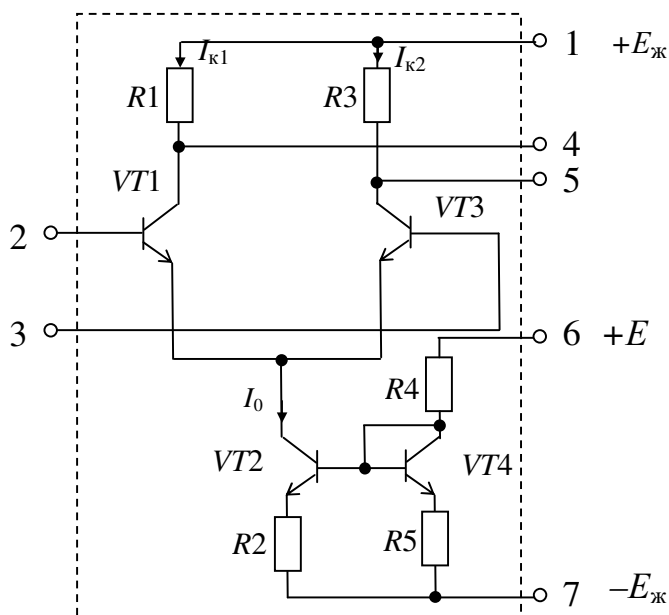


Рисунок 5.27 – Диференційний підсилювач постійного струму

Такий підсилювач має два входи (виводи 2 і 3) і призначений для отримання вихідної напруги (виводи 4 і 5), пропорційної лише різниці потенціалів на входах 2 і 3. Опори R_1 і R_3 виконані рівними ($R_1 = R_3$), транзистори $VT1$ і $VT3$ – ідентичними. За відсутності вхідного сигналу або подачі синфазних сигналів на обидва входи вихідна напруга дорівнює нулю.

Для стабілізації струму $I_0 = I_{к1} + I_{к2} = \text{const}$ у спільний емітерний провід транзисторів $VT1$ і $VT3$ включений генератор стабільного струму (ГСС). ГСС виконаний за схемою рис. 5.26,б (відображувач струму) і складається з транзисторів $VT2$, $VT4$ і резисторів R_2 , R_4 , R_5 . Транзистор $VT4$ використовується в діодному включенні. Режим роботи транзистора $VT2$ визначається резистором R_2 і подільником напруги, що складається з резисторів R_4 , R_5 і транзистора $VT4$. Всі транзистори працюють в режимі A .

Для термокомпенсації струму I_0 використовується транзистор $VT4$ у діодному включенні, хороша термокомпенсація забезпечується ідентичністю параметрів транзисторів $VT2$ і $VT4$. Транзистор $VT2$ охоплений послідовним негативним зворотним зв'язком як для приростів постійного струму, так і за сигналом, який утворюється на резисторі R_2 . Це також дозволяє збільшити стабільність струму I_0 і збільшити динамічний (внутрішній) опір ГСС, тобто наблизити його параметри до ідеального генератора струму.

У ІМС для **вирівнювання потенціалів** використовують схеми зміщення рівня, які наведені на рис. 5.28.

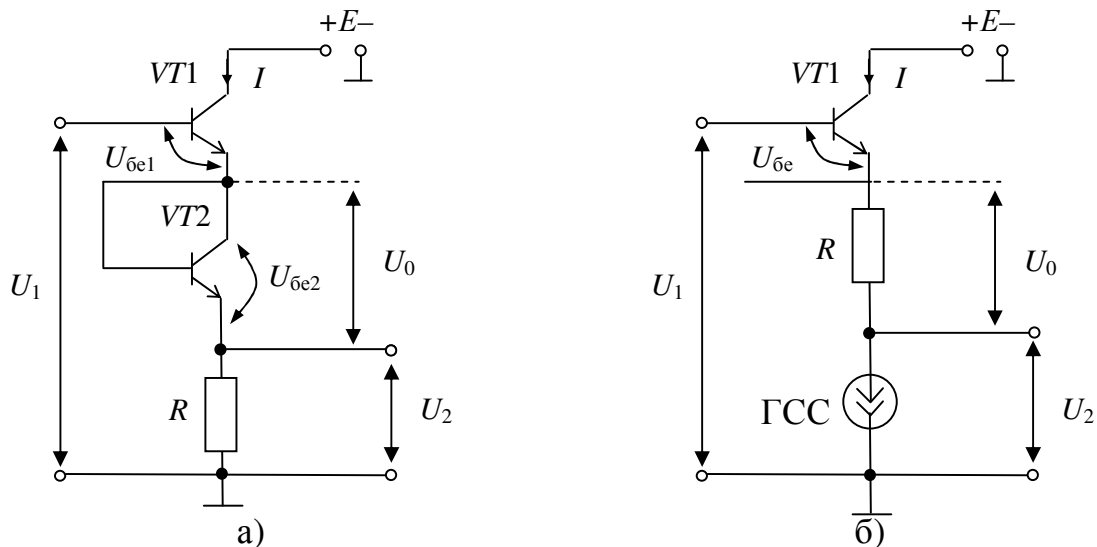


Рисунок 5.28 – Схеми зміщення рівня постійного потенціалу вниз: а – з діодною стабілізацією; б – з генератором стабільного струму

Обидві схеми рис. 5.28 є емітерними повторювачами. Подібні схеми можуть бути виконані і на польових транзисторах. Емітерні та витокові повторювачі повторюють корисний сигнал з незначним його ослабленням.

У схемі рис. 5.28,а використано стабілізатор напруги U_0 , виконаний за схемою рис. 5.25,а. Транзистор $VT2$ використовується у діодному включенні і має маленький опір для сигналу, а постійна напруга на ньому $U_0 = U_{\text{бe2}} = 0,7$ В. Тому напруга на опорі R буде дорівнювати

$$U_2 = U_1 - U_{\text{бe1}} - U_0 = U_1 - 2U_{\text{бe}},$$

якщо транзистори $VT1$ і $VT2$ мають ідентичні характеристики. Якщо необхідно набути меншого значення U_2 , число діодів необхідно збільшити. Проте схема рис. 5.28,а має низьку температурну стабільність.

Універсальну схему зміщення рівня, яку частіше використовують в ІМС, наведено на рис. 5.28,б. У цій схемі струму $I = \text{const}$, значення якого задає генератор стабільного струму (ГСС), тоді співвідношення між вхідним і вихідним рівнями задано рівнянням

$$U_2 = U_1 - U_{\text{бe}} - IR.$$

Задаючи значення I і R , можна забезпечити будь-яке зміщення рівня.

Коефіцієнт передачі змінної складової в схемі рис. 5.28,б залежить, в першу чергу, від внутрішнього опору джерела струму (ГСС) R_i . Якщо $R_i \rightarrow \infty$, то $K = 1$ незалежно від структури емітерного і базового кіл. У реальних схемах R_i велике, тому K близький до одиниці. За наявності опору навантаження R_n коефіцієнт передачі сигналу відповідно зменшується.

5.6. Кола міжкаскадного зв'язку і види підсилювальних каскадів

Кола міжкаскадного зв'язку призначені для передачі сигналу від його джерела до входу першого підсилювального елемента, від одного підсилювального елемента до іншого і від останнього підсилювального елемента до навантаження. Ці кола одночасно служать для подачі живлячих напруг на електроди підсилювальних елементів, повинні забезпечити максимальний коефіцієнт передачі, а також допустимі спотворення сигналу.

Назва каскаду визначається колом міжкаскадного зв'язку, який у ньому застосовується.

Підсилювальні каскади можуть бути одноктактними і двотактними, несиметричними і симетричними. Залежно від типу каскадів використовуються різні кола міжкаскадного зв'язку. Всі одноктактні каскади несиметричні: один із вхідних виводів з'єднаний з одним із вихідних виводів і корпусом, як показано на рис. 5.1, 5.2 і 5.3. Розглянемо найбільш поширені кола міжкаскадного зв'язку. Для одноктактних каскадів найбільшого застосування одержали три види кіл міжкаскадного зв'язку: безпосередній (гальванічний), резистивно-ємнісний і трансформаторний.

Каскади з безпосереднім зв'язком. Найпростіший зв'язок між каскадами – безпосередній (гальванічний) – вихідного електроду попереднього підсилювального елемента із вхідним електродом наступного (рис. 5.23, 5.24).

При виготовленні підсилювача за інтегральною технологією в основному застосовують безпосередній зв'язок між підсилювальними елементами. Як підсилю-

вальні елементи в мікросхемах застосовують біполярні і польові транзистори різної провідності.

Основною перевагою підсилювачів з безпосереднім міжкаскадним зв'язком є його здатність підсилювати не тільки змінні складові струму і напруги сигналу, але і його постійні складові. Такі підсилювачі називають *підсилювачами постійного струму (ППС)*.

Недоліками підсилювачів з безпосереднім зв'язком є необхідність введення компенсуючих напруг (рис. 5.28), а також *дрейф нуля*.

Дрейфом нуля називають хаотичну зміну постійної складової вихідного сигналу за відсутності вхідного сигналу. Причини дрейфу нуля: коливання напруг джерел живлення, зміна параметрів підсилювальних елементів і деталей внаслідок зміни температури, тиску, вологості навколишнього середовища та їх старіння. Крім того позначаються миготливі ($1/f$) шуми підсилювальних елементів.

Для зручності порівняння різних підсилювачів за дрейфом використовують його рівень, приведений до входу. Під рівнем *дрейфу*, віднесеного до входу підсилювача, розуміють еквівалентну напругу $U_{др}$ в колі джерела сигналу, яка створює таку ж зміну напруги (або струму) на його виході, яку насправді викликає вплив дестабілізуючих факторів. Вказану напругу $U_{др}$ знаходять, поділивши напругу дрейфу на виході підсилювача на коефіцієнт підсилення. Для неспотвореного підсилення сигналу напруга дрейфу $U_{др}$, яка приведена до входу підсилювача, не повинна перевищувати певної частки від мінімальної розрахункової напруги вхідного сигналу, наприклад

$$U_{др} \leq 0,05 U_{вх \min}.$$

Для зменшення дрейфу нуля використовують спеціальні схеми, наприклад, диференційний каскад.

Каскади з резистивно-ємнісним зв'язком. Резистивно-ємнісний зв'язок, який звичайно називають скорочено резистивним зв'язком, складається з розділяльного конденсатора і декількох резисторів. Він одержав широке застосування в підсилювачах змінного струму, виконаних за дискретною технологією. Оскільки конденсатори займають на кристалі інтегральної мікросхеми значну площу, з'являються труднощі в реалізації таких підсилювачів в інтегральному виконанні. У інтегральних мікросхемах резистивно-ємнісний зв'язок, в основному, застосовується як коло зв'язку між окремими мікросхемами.

Пояснимо властивості резистивно-ємнісного зв'язку на прикладі двокаскадного підсилювача, схему якого наведено на рис. 5.29.

У схемі рис. 5.29 резистивно-ємнісний зв'язок (R_3 , C_3) використаний між каскадами, виконаних на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Розділяльний конденсатор C_3 не пропускає постійну складову струму транзистора $VT1$ на вхід транзистора $VT2$, але пропускає підсилюваний змінний сигнал. Таким чином, розділяльний конденсатор C_3 забезпечує розв'язання за постійним струмом колектора транзистора $VT1$ і бази транзистора $VT2$. Тому усувається вплив зміни режиму роботи за постійним струмом одного підсилювального елемента на інший, кожен каскад можна налаштувати

ти за постійним струмом окремо і незалежно один від одного. Коефіцієнт передачі міжкаскадного кола залежить від значень опору резистора R_3 , ємності конденсатора C_3 і вхідного опору другого каскаду на транзисторі $VT2$. Ємність C_3 вибирається такою, щоб пропустити з допустимими спотвореннями нижню частоту підсилюваного сигналу. Аналогічні функції виконують конденсатори C_1 і C_5 . Резистор R_3 у колі колектора служить для виділення підсиленого сигналу і подачі на колектор транзистора $VT1$ напруги живлення.

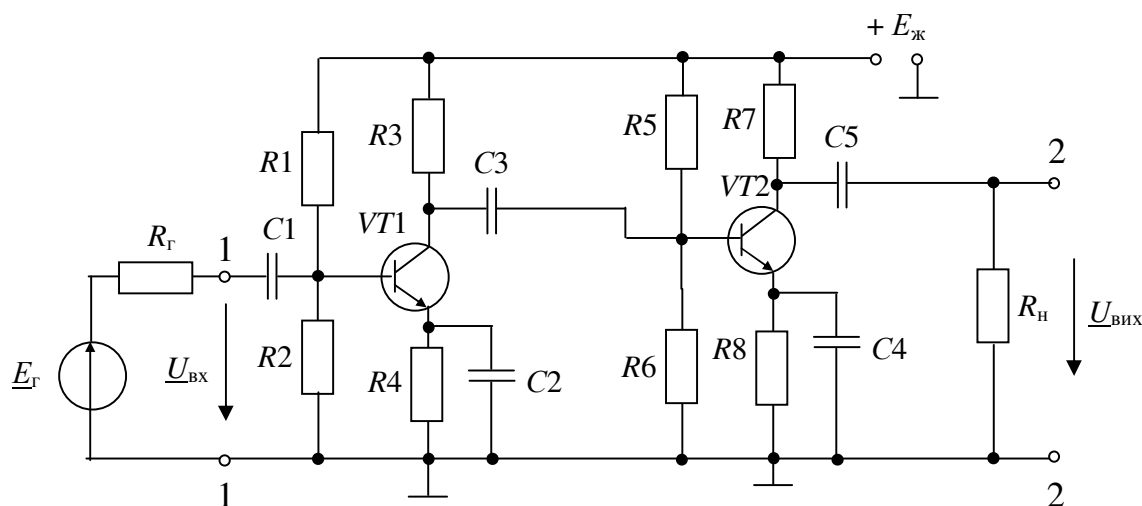


Рисунок 5.29 – Двокаскадний підсилювач з резистивно-ємнісним міжкаскадним зв'язком

Резисторний каскад має невелику масу, об'єм і вартість, внаслідок малих розмірів і вартості використовуваних в ньому деталей, не чутливий до зовнішніх магнітних полів, вимагає меншої напруги джерела живлення порівняно з підсилювачем з безпосереднім зв'язком, економічний. Проте включення розділяльних конденсаторів збільшує частотні спотворення підсилювача у області нижніх частот. Резисторний каскад непридатний для підсилення потужності, оскільки на резисторі R_3 виділяється корисна потужність сигналу, ККД резисторного каскаду в режимі A менший 25%. Резисторний каскад є основним типом каскаду попереднього підсилення.

Каскади з трансформаторним зв'язком. Трансформаторним називають каскад, в якому для зв'язку з наступним каскадом або навантаженням використовується трансформатор (рис. 5.30).

Первинну обмотку трансформатора включають у вихідне коло підсилювального елемента, до вторинної обмотки підключають навантаження або вхідне коло наступного каскаду. Живлення на транзистор VT подається через первинну обмотку трансформатора TV . Трансформатор дозволяє здійснити розв'язання за постійним струмом між колами (у схемі рис. 5.30 між колектором транзистора VT і навантаженням).

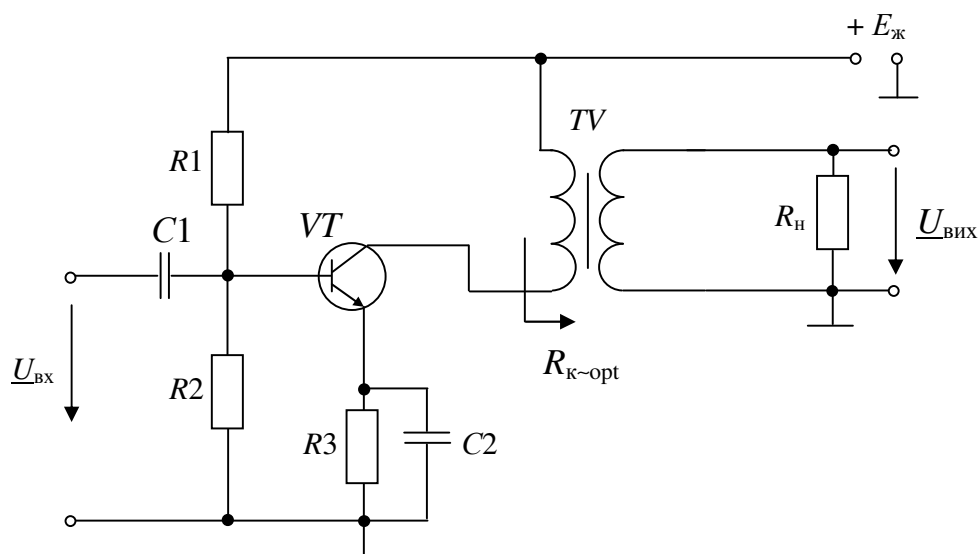


Рисунок 5.30 – Однокаскадний підсилювач із трансформаторним зв'язком з навантаженням

Застосування трансформаторного зв'язку при виборі відповідного коефіцієнта трансформації дозволяє створити для вихідного кола підсилювального елемента оптимальний опір навантаження за змінним струмом ($R_{к\sim opt}$), при якому має забезпечитись максимальна потужність сигналу і високий ККД. Тому трансформаторний зв'язок найширше використовується в каскадах підсилення потужності.

Недоліки трансформаторних каскадів: висока вартість, великі маса й габарити, необхідний захист від зовнішніх магнітних полів, механічних та кліматичних впливів. Трансформатор має великі лінійні спотворення, а також при великому сигналі вносить нелінійні спотворення. Трансформатор практично неможливо в даний час виготовити за інтегральною технологією.

Тести для перевірки знань і умінь модуля 1

1. Вкажіть номери правильних, на вашу думку, відповідей.

Зворотний зв'язок називають негативним, якщо:

- 1) $K_{e_{33}} > K_e$;
- 2) $\varphi = \pi$;
- 3) $K_{e_{33}} < K_e$;
- 4) $\gamma = 1 - BK_e < 1$;
- 5) $\varphi = 0, 2\pi, \dots$;
- 6) $\gamma = 1 + BK_e > 1$.

2. Доповніть твердження, написавши пропущене слово.

Негативний зворотний зв'язок спотворення сигналу ..., якщо фазові спотворення в петлі зворотного зв'язку невеликі.

3. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

Негативний послідовний зворотний зв'язок вхідний опір підсилювача:

- 1) зменшує;
- 2) збільшує;
- 3) не змінює.

4. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

Негативний зворотний зв'язок за струмом вихідний опір підсилювача:

- 1) зменшує;
- 2) збільшує;
- 3) не змінює.

5. Вкажіть номери правильних, на вашу думку, відповідей.

Зворотний зв'язок називають позитивним, якщо:

- 1) $K_{e_{33}} > K_e$;
- 2) $\varphi = \pi$;
- 3) $K_{e_{33}} < K_e$;
- 4) $\gamma = 1 - BK_e < 1$;
- 5) $\varphi = 0, 2\pi, \dots$;
- 6) $\gamma = 1 + BK_e > 1$.

6. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

Негативний паралельний зворотний зв'язок вхідний опір підсилювача:

- 1) зменшує;
- 2) збільшує;
- 3) не змінює.

7. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

Негативний зворотний зв'язок за напругою вихідний опір підсилювача:

- 1) зменшує;
- 2) збільшує;
- 3) не змінює.

8. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

Негативний зворотний зв'язок, якщо фазові спотворення невеликі, смугу пропускання підсилювача:

- 1) зменшує;
- 2) збільшує;
- 3) не змінює.

9. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

Негативний зворотний зв'язок називають глибоким, якщо глибина зворотного зв'язку γ :

- 1) дорівнює одиниці ($\gamma = 1$);
- 2) багато менша одиниці ($\gamma \ll 1$);
- 3) багато більша одиниці ($\gamma \gg 1$).

10. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

Позитивний зворотний зв'язок, якщо петльове підсилення менше одиниці, смугу пропускання підсилювача:

- 1) зменшує;
- 2) збільшує;
- 3) не змінює.

11. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

Для струмів транзистора: бази I_b , емітера I_e і колектора I_k , справедлива рівність:

- 1) $I_b = I_e + I_k$;
- 2) $I_e = I_b + I_k$;
- 3) $I_k = I_e + I_b$.

12. Доповніть твердження, вписавши опущені значення.

Умови самозбудження підсилювача із зворотним зв'язком:

- 1) умова амплітуд: $BK_e = \dots$;
- 2) умова фаз: $\varphi = \dots$.

13. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

Точка спокою транзистора в схемі підсилювача вибирається в режимі:

- 1) активному;
- 2) відсічки;
- 3) насичення.

14. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

Транзисторний каскад із спільним емітером забезпечує підсилення:

- 1) тільки струму;
- 2) тільки напруги;
- 3) струму і напруги.

15. Доповніть твердження, вписавши пропущене слово.

Для стабілізації режиму роботи каскаду на біполярному транзисторі використовується ... зворотний зв'язок для приростів постійних складових (за постійним струмом).

16. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

Підсилювальний каскад із спільним емітером вхідний сигнал:

- 1) інвертує;
- 2) не інвертує.

17. Вкажіть номер правильної, на вашу думку, відповіді.

У резисторному каскаді із спільним витоком на польовому МОН-транзисторі з індукованим каналом p -типу необхідно подати на затвор напругу зміщення:

- 1) негативну;
- 2) позитивну.

ЛІТЕРАТУРА

1. Савицька М.П., Гаврилюк М.С. Аналогові електронні пристрої: Навч. посіб. – Одеса: ОНАЗ, 2003. – 52 с.
2. Савицкая М.П., Гаврилюк М.С. Аналоговые электронные устройства: Учебн. пособие. – Одесса: ОНАС, 2006. – 48 с.
3. Савицька М.П., Палагін А.І. Основи електротехніки та електроніки: Навчальний посібник. – Одеса: ОНАЗ, 2003. – 230 с.
4. Воробйова О.М., Іванченко В.Д. Основи схемотехніки: Навчальний посібник. – Ч. 1. – Одеса: ОНАЗ, 2004. – 180 с.
5. Малахов В.П. Схемотехника аналоговых устройств: Учебник. – Одесса: АстроПринт, 2000. – 212 с.
6. Остапенко Г.С. Усилительные устройства: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1989. – 400 с.
7. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1983. – 264 с.
8. Головин О.В., Кубицкий А.А. Электронные усилители: Учебник для техникумов связи. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
9. Степаненко И.П. Основы теории транзистров и транзисторных схем. – М.: Энергия, 1977. – 672 с.
10. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. – М.: Сов. радио, 1980. – 424 с.
11. Словник: Російсько-український політехнічний / Уклад. В.С. Підлипенський, В.М. Петренко. – К.: Ірпінь: ВТФ, Перун, 2000. – 512 с.

Навчальне видання

*Савицька Маргарита Павлівна
Ботнар Лариса Борисівна*

АНАЛОГОВІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ

Навчальний посібник

Комп'ютерне макетування – Гардиман Ж.А.