

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до самостійної роботи з дисципліни
«Основи схемотехніки»
для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації
та радіотехніка» усіх форм навчання
Частина I

Методичні вказівки до самостійної роботи з дисципліни “Основи схемотехніки” для студентів спеціальності 172 “Телекомунікації та радіотехніка” усіх форм навчання. Частина I / Укл. В.С. Кабак, Г.Ф. Вишник. – Запоріжжя: НУ “Запорізька політехніка”, 2021. – 73 с.

Укладачі: В.С. Кабак, доцент, к.т.н. кафедри РТТ
Г.Ф. Вишник, зав. лаб. кафедри РТТ

Рецензент: С.В. Морщавка, доцент, к.т.н.

Відповідальний
за випуск: Г.Ф. Вишник, зав. лаб. кафедри РТТ

Затверджено:
на засіданні кафедри
радіотехніки та телекомунікацій
Протокол № 5 від 2.02.2021 р.

Рекомендовано до видання НМК
факультету радіоелектроніки та
телекомунікацій
Протокол № 5 від 21.02.2021 р.

ЗМІСТ

1 НАВЧАЛЬНО-МЕТОДИЧНІ МАТЕРІАЛИ З ДИСЦИПЛІНИ.....	4
2 МЕТА І ЗАДАЧІ ДИСЦИПЛІНИ, ЇЇ МІСЦЕ У НАВЧАЛЬНОМУ ПРОЦЕСІ.....	5
2.1 Мета викладання дисципліни.....	5
2.2 Задачі вивчення дисципліни.....	5
2.3 Зв'язок з іншими дисциплінами.....	5
3 ЗМІСТ ДИСЦИПЛІНИ	6
4 МАТЕРІАЛ, ЩО ВИВЧАЄТЬСЯ НА ЛЕКЦІЯХ ТА ЗА САМОСТІЙНОЮ РОБОТОЮ	7
4.1 Загальні відомості про пристрої підсилення.....	7
4.2 Основні принципи побудови електронних підсилювачів.....	13
4.3 Схеми живлення підсилювальних елементів з постійного струму	17
4.4 Багатокаскадні підсилювачі	20
4.5 Основи теорії зворотного зв'язку в електронних підсилювачах	24
4.6 Підсилювачі зі зворотним зв'язком	30
4.4 Частотні і перехідні спотворення у підсилювачах змінного струму	37
4.5 Широкосмугові підсилювачі	44
4.6 Вихідні (прикінцеві) каскади підсилення	50
4.7 Прикінцеві каскади підсилення потужності з підвищеним коефіцієнтом корисної дії.....	55
4.8 Підсилювачі постійного струму.....	59
4.9 Підсилювачі у інтегральному виконанні.....	67
5 ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ, ЩО ВИНОСЯТЬСЯ НА ІСПИТ	70

1 НАВЧАЛЬНО-МЕТОДИЧНІ МАТЕРІАЛИ З ДИСЦИПЛІНИ

Основна і додаткова література

1.1 Основна:

1. Остапенко Г.С. Усилительные устройства [Текст]: Учеб. пособие для вузов / Г.С. Остапенко – М.: Радио и связь, 1989. – 400 с.
2. Опадчий Ю.Ф. Аналоговая и цифровая электроника [Текст]: Учебник для вузов / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.Н. Гуров. Под ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2000. – 768 с.
3. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства [Текст] / И.Г. Мамонкин. – М.: Связь, 1979. – 360 с.
4. Павлов В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств [Текст] / В.Н. Павлов, В.Н. Ногин – М.: Радио и связь, 1997. – 320 с.

1.2 Додаткова література:

- 5) Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. Пер. с нем. – М.: Мир, 1991. – 446 с.
- 6) Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 502 с.
- 7) Войшвилло Г.В. Усилительные устройства. Учебник для вузов. – М.: Связь, 1975. – 384 с.

2 МЕТА І ЗАДАЧІ ДИСЦИПЛІНИ, ІІ МІСЦЕ У НАВЧАЛЬНОМУ ПРОЦЕСІ

2.1 Мета викладання дисципліни

Метою викладання дисципліни є навчання студентів основам побудовання аналогових пристроїв різноманітного призначення.

2.2 Задачі вивчення дисципліни.

Унаслідок вивчення дисципліни студенти повинні:

- розуміти фізичні процеси в сучасних підсилювальних каскадах;
- уміти читати електричні принципові схеми реальних пристроїв підсилення сигналів у дискретному та інтегральному виконанні для усіх діапазонів частот;
- бути ознайомленими з особливостями схемотехнічних рішень, вибором елементної бази та конструкторською реалізацією пристроїв у різних діапазонах частот;
- уміти розраховувати елементи схем підсилювачів, їх режими роботи та характеристики за допомогою персональних комп'ютерів.

2.3 Зв'язок з іншими дисциплінами

Вивчення дисципліни "Основи схемотехніки" базується на фізико-математичній підготовці студентів, яку вони одержують під час вивчення дисципліни "Вища математика" та "Фізика"; на знанні методів аналізу електричних кіл, методів аналізу нелінійних електричних ланцюгів і критеріїв стійкості лінійних схем зі зворотним зв'язком, з якими студенти знайомляться при вивченні дисципліни "Теорія електричних кіл та сигналів", на знанні характеристик і параметрів пасивних елементів, що вивчаються у курсі "Електро-та радіоматеріали "; на знанні основ інформатики, програмування та моделювання, які розглядаються під час вивчення дисциплін "Інформаційні технології", "Прикладне програмування", "Основи графічного та геометричного моделювання".

З ЗМІСТ ДИСЦИПЛІНИ

Дисципліна "Основи схемотехніки" вивчається на 2 курсі у 3 семестрі і завершується іспитом, а в наступному (4) семестрі виконується курсовий проект. Навчальним планом у третьому семестрі передбачено:

- лекцій – 30 години;
 - лабораторних робіт – 14 годин;
 - самостійної роботи – 76 годин;
- Загальна кількість – 120 години.

В умовах кредитно-модульної системи навчальна дисципліна "Основи схемотехніки" відповідає 4 заліковим кредитам.

4 МАТЕРІАЛ, ЩО ВИВЧАЄТЬСЯ НА ЛЕКЦІЯХ ТА ЗА САМОСТІЙНОЮ РОБОТОЮ

4.1 Загальні відомості про пристрої підсилення

Класифікація підсилювальних каскадів. Основні характеристики і параметри підсилювачів. Підсилювачі змінного та постійного струму. Підсилювачі звукових частот, широкосмугові підсилювачі, селективні підсилювачі. Підсилювачі гармонічних та імпульсних сигналів. Відео- та радіосигнали. Підсилювачі напруги, струму, потужності. Структурні схеми. Амплітудна характеристика, амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики, амплітудно-фазова характеристика, перехідна характеристика. Коефіцієнт підсилення, смуга пропускання, динамічний діапазон, лінійні спотворення (частотні, фазові, перехідні), нелінійні та інтермодуляційні спотворення, оцінка спотворень, вхідні та вихідні параметри підсилювачів.

Методичні вказівки

Класифікація підсилювачів у загальному випадку враховує:

- смугу і абсолютні значення частот сигналу, що підсилюється;
- характер вхідного сигналу;
- призначення підсилювачів;
- тип активного пристрою.

В залежності від смуги частот підсилювачі розподіляють на підсилювачі постійного струму і підсилювачі змінного струму. За характером вхідних сигналів виділяють підсилювачі гармонічних сигналів та підсилювачі імпульсних сигналів. За призначенням підсилювачі розподіляють на підсилювачі напруги, струму й потужності. За цього умови роботи підсилювачів необхідно розглядати як з боку входів, так і виходів підсилювачів.

Залежність модуля комплексного коефіцієнта підсилення від частоти представляє амплітудно-частотну характеристику підсилювача. Ідеальна та реальна частотна характеристики підсилювачів зображені на рис. 1.1.

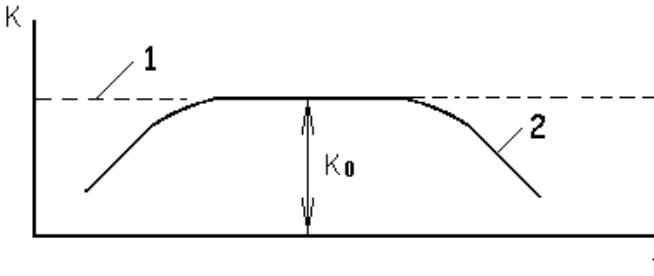


Рисунок 4.1 – Типові ідеальна (1) і реальна (2) АЧХ підсилювачів

Підчас аналізу підсилювальних пристроїв доцільно користуватися не звичайною АЧХ, а нормованою, для якої по вісі ординат відкладається відношення модуля коефіцієнта підсилення до коефіцієнта підсилення на середніх частотах:

$$M(f) = 20 \lg \frac{K(f)}{K_0} \quad (4.1)$$

Залежність зсуву по фазі між вихідним і вхідним параметрами підсилювача від частоти визначає фазочастотну характеристику. Математично це залежність аргументу комплексного коефіцієнта підсилення від частоти. Типові реальна (крива 2) й ідеальна ФЧХ (1) надані на рис. 4.2. відповідно.

Якщо вираз для коефіцієнта підсилення представити у вигляді:

$$K(jf) = K(f)e^{j\varphi(f)}, \quad (4.2)$$

то можна встановити функціональну залежність вектора коефіцієнта підсилення від фазового зсуву між вхідним та вихідним параметрами підсилювача:

$$K = \Psi(\varphi). \quad (4.3)$$

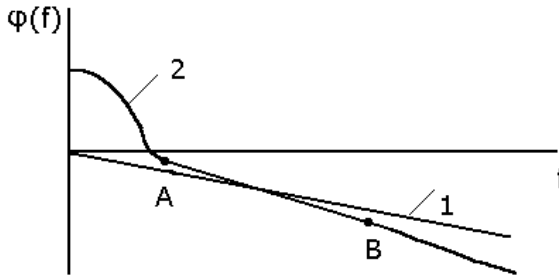


Рисунок 4.2 – Ідеальна (1) і реальна (2) фазочастотні характеристики підсилювачів

Графічно ця залежність відображується у вигляді годографа вектора коефіцієнта підсилення або амплітудно-фазової характеристики (рис. 4.3).

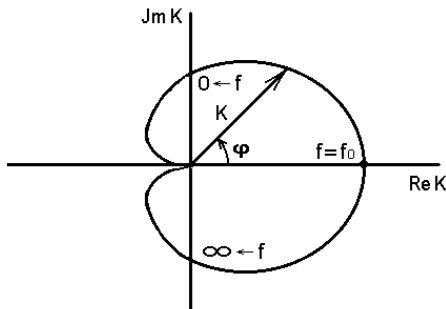


Рисунок 4.3 – Амплітудно-фазова характеристика підсилювача

Залежність вихідної напруги (струму) у часі для стрибкоподібного вхідного сигналу (одинична функція) отримала назву перехідної характеристики підсилювача (ПХ). Аналітичний вираз для ПХ зветься перехідною функцією і позначається через $h(t)$.

Форми вхідної і вихідної напруг для таких умов зображені на рисунку 4.4.

Спотворення форми вихідної напруги складаються у наступному: виникає затримка вихідної напруги відносно моменту прикладення вхідної t_0 на час $t_{\text{зат}}$, зменшується крутизна фронту, через це з'являється час зростання $t_{\text{зрост}}$, спостерігається нерівномірність вершини прямокутного імпульсу Δ за час спаду $t_{\text{сп}}$ (хвильоподібною лінією на рисунку відображено розрив масштабу часу по вісі абсцис).

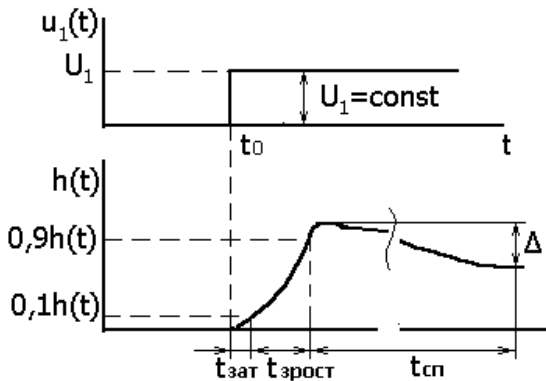


Рисунок 4.4 – Перехідна характеристика підсилювача

Взагалі під спотворенням сигналу будемо розуміти його зміну, викликану неспівпаданням реальних та ідеальних характеристик підсилювача.

У зв'язку з тим, що у підсилювачі можуть бути як лінійні, так і нелінійні елементи, то спотворення сигналу розділяють на лінійні і нелінійні. Лінійні спотворення в підсилювачах обумовлені впливом таких реактивних елементів, як конденсатори і котушки індуктивності, а також наявністю реактивних паразитних елементів, тобто, елементів, опір яких залежить від частоти.

Розділяють лінійні спотворення трьох видів: частотні, фазові і перехідні, які визначаються саме відхиленням відповідної реальної характеристики від ідеальної. Лінійні спотворення не призводять до

появлення на виході підсилювача нових частотних складових, яких не було у вхідному сигналі.

Нелінійні спотворення в підсилювачах виникають, у першу чергу, через нелінійність вольт-амперних характеристик активних приладів (необхідно зауважити, що нелінійні спотворення також можуть виникати і в пасивних елементах схеми, таких як резистори і конденсатори). У системі з нелінійною передавальною функцією виникають, спектральні складові, яких не було на вході – продукти нелінійності. Підчас подання на вхід такої системи сигналу з частотою f_1 на виході з'являються складові з частотами f_1 , $2f_1$, $3f_1$ і т.і. (гармоніки з частотою nf_1) (рис.4.5).

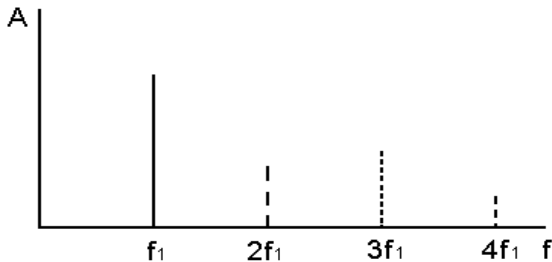


Рисунок 4.5 – Спектр вихідного сигналу підсилювача за наявності нелінійних спотворень

Якщо на вхід підсилювача подати полігармонічний сигнал, що складається з декількох частот $f_1, f_2, f_3, \dots$, то на виході системи окрім гармонічних складових з'являються “комбінаційні складові” з частотами:

$$f_m = n_1 \cdot f_1 \pm n_2 \cdot f_2 \pm n_3 \cdot f_3, \quad (4.4)$$

де $m = n_1 + n_2 + n_3$ – порядок комбінаційної складової, $n_i = 1, 2, 3 \dots$.

Мірою нелінійних спотворень є коефіцієнт гармонік k_r , який визначається відношенням середньоквадратичної суми діючих (амплітудних) значень напруги або струму вищих гармонік сигналу, що з'явилися через нелінійні спотворення, до діючого (амплітудного) значення напруги або струму основної частоти:

$$k_r = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} / U_1 \quad (4.5)$$

Коефіцієнт інтермодуляційних спотворень у випадку подання двохчастотного сигналу визначається як:

$$k_{\text{ИТ}} = \sqrt{\frac{\sum_{n,m} U_{nm}^2}{U_1^2 + U_2^2}} \quad (4.6)$$

де U_{nm} – комбінаційні складові,

U_1, U_2 – амплітуди вхідного двохчастотного сигналу.

Контрольні запитання

- 1) Як розділяють підсилювачі за діапазоном частот?
- 2) Які вимоги до вхідного та вихідного опору підсилювачів та інших пристроїв?
- 3) Як визначається нерівномірність частотної характеристики?
- 4) Що таке лінійні спотворення? Види лінійних спотворень, їх кількісна оцінка.
- 5) Як кількісно оцінюють нелінійні та інтермодуляційні спотворення?
- 6) Що таке динамічний діапазон підсилювача?
- 7) Які види спотворень визначаються за амплітудно-частотною, фазо-частотною і перехідною характеристикою?

Література: [1] стор.8-48; [2] стор.5-20; [3] стор.5-34; [4] стор.19, 23-25, 30-32; [6] стор.18-41.

4.2 Основні принципи побудови електронних підсилювачів

Режими роботи підсилювальних елементів. Загальні відомості (режим А, режим В, режим АВ, режим С, режим Д, режим Е). Особливості аналізу каскадів у лінійному режимі (режимі класу А або режимі малого сигналу), для якого нелінійністю вольт-амперних характеристик активних приладів можна зневажати. Моделі активних приладів. Аналіз чотирьохполюсників у системах Y-, H-, Z-параметрів. Малосигнальні параметри біполярних, польових транзисторів та електронних ламп.

Способи включення підсилювальних елементів для змінного струму. Резисторні каскади зі спільним емітером (СЕ), спільною базою (СБ), спільним колектором (СК). Складені транзистори, схема Дарлінгтона, схема Шиклаї. Каскодна схема.

Резисторні каскади зі спільним витоком (СВ), спільним затвором (СЗ), спільним стоком (СС). Резисторні каскади зі спільним катодом, спільною сіткою, спільним анодом.

Методичні вказівки

В залежності від того, яку частину періоду вхідного коливання гармонічної форми протікає струм через активний елемент, виділяють декілька режимів, які позначають заголовними літерами латинського алфавіту.

Найбільш розповсюдженим є режим класу А. Для цього режиму робоча точка вибирається в середній частині лінії навантаження каскаду, тобто за достатньо великим значенням струму спокою. Через це струм колектора не переривається впродовж повного періоду коливання. Режим класу А дає малі нелінійні спотворення, але має низькі значення коефіцієнта корисної дії (ККД).

Для режиму класу В струм через активний елемент протікає тільки впродовж половини кожного періоду. Такий режим прийнято характеризувати кутом відсікання θ , який визначається як половина тривалості кожного імпульсу вихідного струму, визначена у градусах (радіанах). Для режиму класу В кут відсікання $\theta = 90^\circ$. Перевагою

режиму класу В є відносно високий ККД, а недоліком дуже високий рівень нелінійних спотворень за умови аперіодичного навантаження.

Для режиму класу АВ імпульси вихідного струму виходять за тривалістю дещо більші половини періоду і кут відсікання $\theta > 90^\circ$. Ефективність режиму АВ дещо менша за режим В, але через суттєве зменшення спотворень, що зумовлені нелінійністю початкової ділянки прохідної вольт-амперної характеристики, режим АВ є основним для вихідних двохтактних каскадів.

Режим С характеризується вибором точки спокою в області відсікання транзистора, що в результаті призводить до значення кута відсікання $\theta < 90^\circ$. Режим С використовується у радіопередавальних пристроях, а також у підсилювачах з високим ККД.

Вважається, що транзистор працює в малосигнальному або лінійному режимі, якщо в процесі роботи не проявляється вплив нелінійності його ВАХ. Для малосигнального режиму роботи транзистора взаємні зв'язки і залежності між струмами і напругами визначаються постійними коефіцієнтами, які не залежать від рівня сигналів. Ці коефіцієнти зветься малосигнальними параметрами. Існує декілька систем параметрів. Наприклад, у системі Y-параметрів усі параметри мають розмірність провідності, а залежність струмів транзистора від прикладених напруг визначається системою рівнянь:

$$\begin{array}{c} * \qquad * \qquad * \qquad * \qquad * \\ I_{\text{ВХ}} = Y_{11} U_{\text{ВХ}} + Y_{12} U_{\text{ВІХ}} \\ * \qquad * \qquad * \qquad * \qquad * \\ I_{\text{ВІХ}} = Y_{21} U_{\text{ВХ}} + Y_{22} U_{\text{ВІХ}} \end{array} \quad (4.7)$$

де $I_{\text{ВХ}}^*$, $I_{\text{ВІХ}}^*$, $U_{\text{ВХ}}^*$, $U_{\text{ВІХ}}^*$ – комплексні амплітуди сигнальних струмів і напруг.

Основним параметром, який у першу чергу визначає підсилювальні властивості транзистора, є провідність Y_{21}^* , яку часто у технічній літературі звать крутизною і позначають S^* . Провідність Y_{11}^* є головною характеристикою вхідних властивостей транзистора, а Y_{22}^* – вихідних, тому ці провідності власне отримали назву вхідної та вихідної провідності транзистора.

В області частот, для якої справедливо $f < f_s$, де f_s – частота для якої модуль крутизни транзистора зменшується у $\sqrt{2}$ раз, взаємні

залежності між струмами і напругами у транзисторі визначаються реальними коефіцієнтами. У цьому частотному діапазоні замість системи комплексних Y-параметрів використовується система реальних g-параметрів:

$$\begin{aligned} I_{\text{вх}} &= g_{11} U_{\text{вх}} + g_{12} U_{\text{вих}} \\ I_{\text{вих}} &= g_{21} U_{\text{вх}} + g_{22} U_{\text{вих}} \end{aligned}, \quad (4.8)$$

де g-параметри відповідають за сенсом фізичній еквівалентній схемі Джіаколетто для біполярних транзисторів. Їх можливо визначити з вольт-амперних характеристик транзистора:

$$g_{11} = \frac{1}{r_{\text{бе}}}, \quad (4.9)$$

де $r_{\text{бе}}$ – диференційний вхідний опір біполярного транзистора, визначається за вхідною ВАХ;

$$g_{22} = \frac{1}{r_{\text{ке}}}, \quad (4.10)$$

де $r_{\text{ке}}$ – диференційний вихідний опір біполярного транзистора, визначається за вихідною ВАХ;

$$g_{21} = S, \quad (4.11)$$

де S – крутизна транзистора.

За способом підключення спільного електрода до вхідних і вихідних виводів чотирьохполюсника виділяють схеми зі спільним емітером (СЕ), спільною базою (СБ), спільним колектором (СК) для каскадів на біполярних транзисторах та зі спільним витоком (СВ), спільним затвором (СЗ), спільним стоком (СС) для каскадів на польових транзисторах. Основні параметри підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах, що реалізовані за основними схемами включення, представлені у таблиці 4.1. Параметри аналогічних

каскадів на польових транзисторах можливо отримати з таблиці 4.1, якщо підставити відповідні значення g -параметрів польових транзисторів [5].

Таблиця 4.1 Порівняльна характеристика основних схем включення

Тип схеми	Коефіцієнт підсилення з напруги, K_U	Вхідний опір, $R_{вх}$	Вихідний опір $R_{вих}$	Коефіцієнт підсилення зі струму, $K_{IХХ}$
СЕ	$-S \cdot (R_K \parallel r_{ке} \parallel R_H)$	$r_{бe}$	$R_K \parallel r_{ке}$	h_{21e}
СБ	$S \cdot (R_K \parallel r_{ке} \parallel R_H)$	$r_{бe} / h_{21e}$	$R_K \parallel r_{ке} (1 + \frac{R_{дж}}{r_{бe} + R_{дж}})$	$\frac{h_{21e}}{h_{21e} + 1}$
СК	$\frac{S(R_e \parallel r_{ке})}{1 + S(R_e \parallel r_{ке})}$	$\beta \cdot (\frac{1}{S} + R_e)$	$\frac{1}{S} + \frac{R_{дж}}{\beta}$	$h_{21e} + 1$

Контрольні питання

1) Що виступає характерною відзнакою режимів роботи активного елементу? Охарактеризуйте кожен із режимів.

2) Поясніть поняття малосигнальні параметри транзистора. Як їх розрахувати?

3) За яких умов підчас аналізу підсилювального каскаду можливо замість комплексних Y -параметрів використовувати g -параметри?

4) Які існують можливі способи підключення транзисторів до схеми підсилювального каскаду?

5) Яке включення транзистора забезпечує максимальний коефіцієнт підсилення з потужності, яке виступає як повторювач напруги і яке виступає як повторювач струму?

6) Намалюйте типові схеми каскадів із СЕ, СК, СБ.

7) Приведіть основні характеристики схеми із СЕ?

8) Приведіть основні характеристики схеми з СБ?

9) Приведіть основні характеристики схеми з СК?

Література: [1] стор. 108-114, 150-153, 165-168, 171-175, 176-187; [2] стор. 20-26, 47-63; [4] стор. 61-64, стор. 75-80; [5] стор. 26-41; [6] стор. 69-107.

4.3 Схеми живлення підсилювальних елементів з постійного струму

Схема живлення з одним джерелом живлення та фіксацією струму бази. Схема живлення з одним джерелом живлення та фіксацією напруги база-емітер. Схеми зміщення з температурною компенсацією, діодна стабілізація в інтегральних мікросхемах. Схема зміщення з емітерною стабілізацією. Схема зміщення з колекторною стабілізацією. Комбінована або колекторно-емітерна стабілізація. Схеми з безпосереднім зв'язком між підсилювальними елементами.

Схеми живлення та стабілізації польових транзисторів. Схеми забезпечення точки спокою транзисторів із р-п переходом, що керується; схеми забезпечення точки спокою МДН- транзисторів.

Методичні вказівки

Схеми живлення повинні задовольняти двом основним вимогам:

- вони повинні забезпечувати отримання конкретного режиму роботи, що виражається через координати точки спокою ($U_{\text{бe0}}$, $I_{\text{б0}}$, $U_{\text{кe0}}$, $I_{\text{к0}}$);

- підчас дії дестабілізуючих факторів (зміна температури, розкид параметрів і, в деяких випадках коливання напруги живлення) не повинно бути значного відхилення від заданого режиму роботи.

Визначений режим роботи досягається поданням на базу необхідного значення напруги $U_{\text{бe0}}$ (як правило, використовується термін “напруга зміщення”) або підтриманням у ланцюгу бази необхідного струму зміщення $I_{\text{б0}}$.

Зміщення може бути фіксованим, наприклад, за струмом бази ($i_{\text{б}}=I_{\text{б0}}=\text{const}$, рис. 4.6 а) або за напругою зміщення на базі ($u_{\text{б}}=U_{\text{бe0}}=\text{const}$, рис. 4.6 б), або автоматичним, коли підчас зміни струму колектора через дестабілізуючі фактори напруга або струм бази також змінюються, але в бік вирівнювання (стабілізації) режиму роботи транзистору (рис. 4.7).

Автоматичне регулювання зміщення сприяє отриманню кращої стабільності режиму і представляє собою результат дії від'ємного зворотного зв'язку. Однією з найбільш розповсюджених схем зі зворотним зв'язком, призначених для стабілізації режиму, є схема з емітерною стабілізацією. Як елемент від'ємного зворотного зв'язку послідовного-послідовного типу (зворотний зв'язок з напруги, що керується струмом) використовується резистор R_e (рис. 4.7 а). Якщо зміна температури передбачається у невеликих межах і елементи мають малий технологічний розкид параметрів, задовільні результати можливо отримати від більш простої схеми з колекторною термостабілізацією (рис 4.7 б).

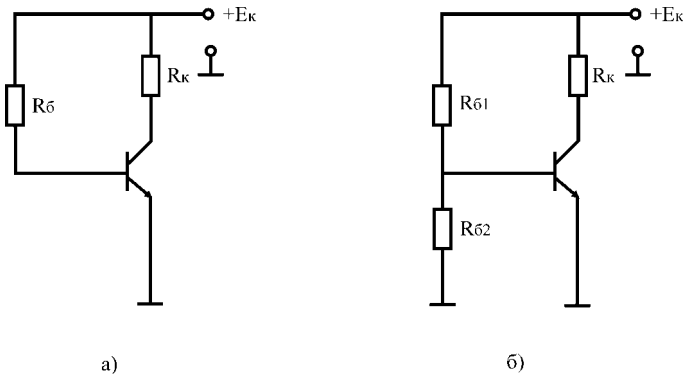


Рисунок 4.6 – Схеми зміщення фіксованим струмом бази (а) і фіксованою напругою база-емітер (б)

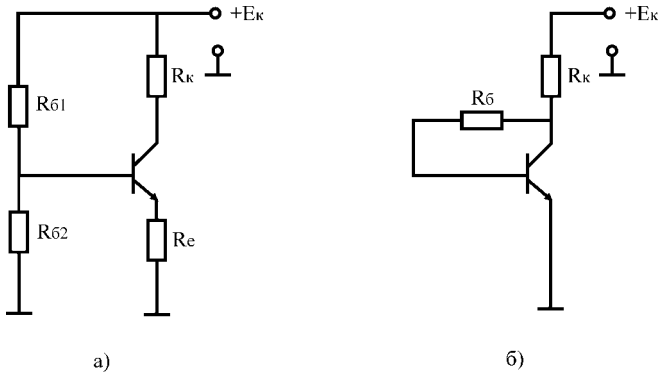


Рисунок 4.7 – Схеми зміщення з емітерною (а) і колекторною (б) термостабілізацією

Контрольні питання

- 1) Поясніть поняття початкової робочої точки. Що означає термін “зміщення”?
- 2) Перелічіть основні фактори , що зумовлюють нестабільність і невизначеність постійної складової струму I_{k0} у схемі зміщення, що зображена на рис. 4.6а?
- 3) Перелічіть основні фактори , що зумовлюють нестабільність і невизначеність сталої складової струму I_{k0} у схемі зміщення, що зображена на рис. 4.6б?
- 4) Перелічіть основні фактори , що зумовлюють нестабільність і невизначеність сталої складової струму I_{k0} у схемі зміщення, що зображена на рис. 4.7а?
- 5) Чому підчас організації каскаду за схемою з рис. 4.7а бажано забезпечити струм подільника набагато більший за сталу складову струму бази?
- 6) Які інші способи подання зміщення можете навести?

Література: [1] стор.116-131; [2] стор.37-46, 47-63; [3]стор.241-261; [5] стор.34-38.

4.4 Багатокаскадні підсилювачі

Особливості побудування багатокаскадних підсилювальних трактів. Ланцюги міжкаскадного зв'язку та типи підсилювальних каскадів. Підсилювачі з безпосереднім зв'язком. Підсилювачі з гальванічним міжкаскадним зв'язком. Каскади і кола з ємнісним зв'язком. Трансформаторний міжкаскадний зв'язок. Оптрони як елементи міжкаскадного зв'язку та гальванічної розв'язки.

Типові багатотранзисторні схемні конфігурації підсилювальних каскадів. Каскодне з'єднання спільний емітер – спільна база (СЕ-СБ) з послідовним та паралельним живленням транзисторів з постійного струму. Каскади з емітерним та витіковим зв'язком. Фазоінвертор на емітерно-зв'язаній парі транзисторів. Підсилювальні каскади на складених транзисторах. Підсилювальні каскади з динамічним навантаженням.

Методичні вказівки

У загальній структурі багатокаскадного підсилювача можливо виділити три основних ланки. Це вхідний каскад, один або декілька каскадів попереднього підсилення, вихідний або вихідні каскади. На вхідний каскад, окрім функції підсилення, покладається також задача узгодження вихідного опору джерела сигналу з вхідним опором підсилювального тракту.

Головною функцією каскадів проміжного підсилення є забезпечення основного підсилення з напруги. Як правило, ці каскади мають велике підсилення, у зв'язку з чим особливу увагу необхідно приділяти забезпеченню стійкості й стабільної роботи.

Вихідні каскади забезпечують у навантаженні великі сигнальні струми й напруги, тобто забезпечують великі сигнальні потужності. Тому їх, звичайно, звать підсилювачами потужності.

Найпростішим видом міжкаскадного зв'язку, за допомогою якого здійснюється передача сигналів з виходу попереднього каскаду до входу наступного, є безпосередній зв'язок. Для цього типу зв'язку вхід наступного каскаду еквівалентний з виходом наступного, як для сталої складової, так і для змінного струму.

До схем з безпосереднім зв'язком відносяться двохтранзисторний підсилювальний тракт СЕ-СБ (рис. 4.8). Таке включення транзисторів отримало назву каскодного підсилювача, для якого колекторний вивід першого каскаду підключений безпосередньо до входу (емітеру) другого каскаду.

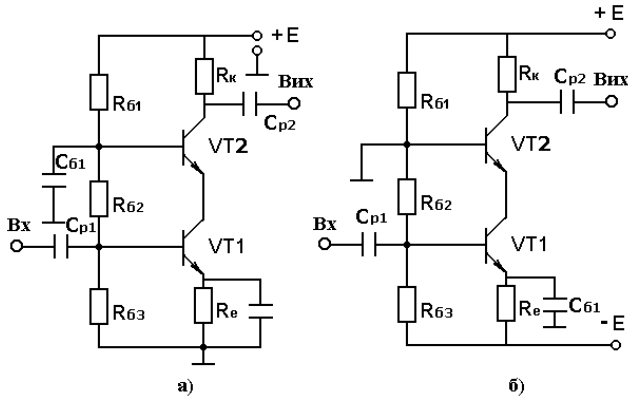


Рисунок 4.8 – Каскодний підсилювач з однополярним (а) і двополярним (б) живленням

Живлення транзисторів для цих каскадів здійснюється за послідовною схемою живлення. Через це у вихідних колах усіх каскадів протікають практично однакові сталі складові.

На рис. 4.9 наведена схема двохтранзисторного підсилювача СЕ-СБ за паралельною схемою живлення.

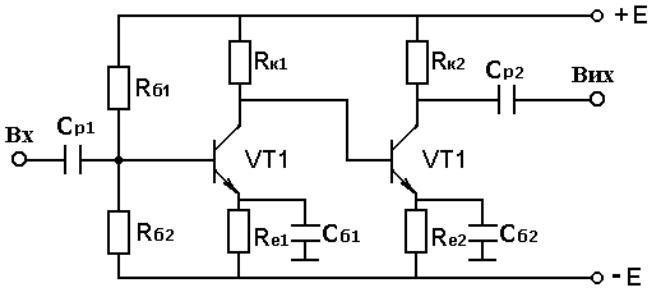


Рисунок 4.9 – Двокаскадний підсилювач з безпосереднім зв'язком

В аналогових мікросхемах і підсилювачах постійного струму часто використовується гальванічний міжкаскадний зв'язок, який передбачає підключення у коло міжкаскадного зв'язку спеціальної потенціалознижуючої схеми, що отримала назву схеми зсуву рівня (СЗР).

На відміну від безпосереднього зв'язку, гальванічний забезпечує різницю постійного потенціалу на вході наступного каскаду від відповідного вихідного потенціалу попереднього каскаду на визначену величину, яка зветься напругою зсуву U_{zc} (рис. 4.10)

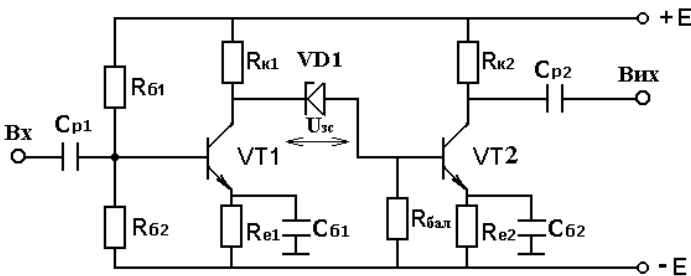


Рисунок 4.10 – Двокаскадний підсилювач з гальванічним зв'язком

Якщо необхідно оптимізувати опір навантаження для досягнення бажаних значень вихідної потужності або потрібної селективності застосовують трансформаторний міжкаскадний зв'язок

(рис 4.11). Оптимізація роботи каскаду можлива за рахунок вибору необхідного значення коефіцієнта трансформації.

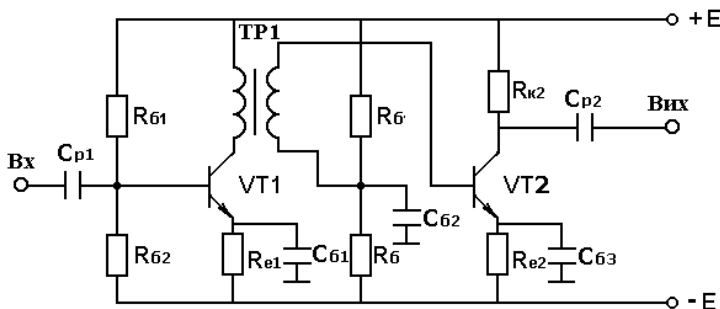


Рисунок 4.11 – Двокаскадний підсилювач з трансформаторним зв'язком

Контрольні питання

- 1) Перелічіть типи міжкаскадного зв'язку.
- 2) У чому різниця між безпосереднім та гальванічним зв'язком?
- 3) Які недоліки і переваги підсилювальних трактів з ємнісним зв'язком?
- 4) Які недоліки і переваги підсилювальних трактів з трансформаторним зв'язком?
- 5) Чому схема рис. 4.8 відноситься до схеми з послідовним живленням?
- 6) Чому підчас використання каскодної схеми суттєво зменшується ефект Міллера?

Література: [1] стор.191-214; [2] стор.96-111; [3]стор.241-261; [4] стор.65-67.

4.5 Основи теорії зворотного зв'язку в електронних підсилювачах

Основні визначення. Типи зворотного зв'язку. Послідовно-послідовний зворотний зв'язок (зворотний зв'язок Z-типу). Послідовно-паралельний зворотний зв'язок (зворотний зв'язок Н-типу). Паралельно-паралельний зворотний зв'язок (зворотний зв'язок Y-типу). Паралельно-послідовний зворотний зв'язок (зворотний зв'язок К-типу).

Вплив від'ємного зворотного зв'язку на коефіцієнт підсилення, вхідний та вихідний опори. Вплив від'ємного зворотного зв'язку на амплітудну характеристику і нелінійні спотворення. Вплив від'ємного зворотного зв'язку на частотнофазові характеристики.

Методичні вказівки

На рис. 4.12 представлена узагальнена схема типової системи зі зворотним зв'язком. Якщо сигнал зворотного зв'язку $\beta U_{\text{вих}}$, що повертається до входу є синфазний з вхідним, то зворотний зв'язок – додатній, а якщо протифазний-то від'ємний.

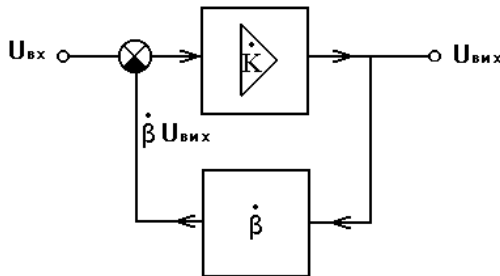


Рисунок 4.12 – Узагальнена схема лінійної системи системи зі зворотним зв'язком

Напруга, що вимірюється на вихідних клемх петлі зворотного зв'язку отримала назву оберненої, а відношення оберненої напруги до вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ взяте із зворотнім знаком називається оберненим відношенням і визначається за формулою:

$$T = \beta^* K^* \quad (4.12)$$

де β^* – комплексний коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку,

K^* – комплексний коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку.

Для кількісної характеристики зворотного зв'язку користуються поняттям оберненої різниці F - різниці між напругою, що подали у розрив петлі зворотного зв'язку і сигналом, що повернувся до цієї ж точки після обходу петлі:

$$F = 1 - \beta^* K^* \quad (4.13)$$

Обернена різниця є кількісною мірою впливу зворотного зв'язку на параметри підсилювача. Так, у загальному випадку коефіцієнт підсилення з напруги підсилювача охопленого ВЗЗ визначиться рівнянням:

$$K_{\text{зз}}^* = \frac{K^*}{F} = \frac{K^*}{1 - \beta^* K^*} \quad (4.14)$$

З (4.14) випливає, що коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком залежить від знаку оберненого відношення, тобто від того, який у даному випадку діє зворотний зв'язок - від'ємний чи додатний. Для від'ємного зворотного зв'язку обернене відношення має від'ємний знак, а обернена різниця визначиться як $F = 1 + \beta^* K^*$.

Необхідно помітити, що знак оберненого відношення, а також самі поняття від'ємного та додатного зворотного зв'язку мають сенс тільки для діапазону середніх частот, де відсутні помітні фазові зсуви між вхідним та вихідним сигналами, тому у попередньому виразі для

оберненої різниці використовується реальне значення F , яке в літературі отримало назву фактора або глибини зворотного зв'язку.

Можна легко довести, що дія від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) на інші параметри підсилювача (вхідний і вихідний опори, нелінійні спотворення, стабільність) визначається саме глибиною (фактором) зворотного зв'язку, яка визначається модулем оберненої різниці.

У підсилювальних пристроях, окрім розподілу на від'ємний і додатний зворотні зв'язки, ще проводять класифікацію за способом передачі сигналу зворотного зв'язку з виходу на вхід підсилювача та за способом його подання у вхідне коло. Згідно цього виділяють зворотні зв'язки за напругою, струмом, за напругою і струмом одночасно (змішанні), а також послідовним, паралельним та комбінованим поданням сигналу.

Якщо сигнал зворотного зв'язку пропорційний вихідній напрузі, то в підсилювачі здійснюється зворотний зв'язок з напруги (паралельний по виходу). У випадку, коли сигнал зворотного зв'язку пропорційний вихідному струму, то в підсилювачі реалізується від'ємний зворотний зв'язок з струму (послідовний по виходу).

На рис. 4.13 представлені чотири основних типи зворотного зв'язку. Кожна з наведених схем має індивідуальні властивості, щодо зміни і стабілізації параметрів системи передачі сигналів:

а) зворотний зв'язок з напруги, що керується напругою (послідовно-паралельний зворотний зв'язок або від'ємний зворотний зв'язок Н-типу);

б) зворотний зв'язок зі струму, що керується напругою (паралельно-паралельний зворотний зв'язок або від'ємний зворотний зв'язок Y-типу);

в) зворотний зв'язок з напруги, що керується струмом (послідовно-послідовний зворотний зв'язок або від'ємний зворотний зв'язок Z-типу);

г) зворотний зв'язок зі струму, що керується струмом (паралельно-послідовний зворотний зв'язок або від'ємний зворотний зв'язок K-типу).

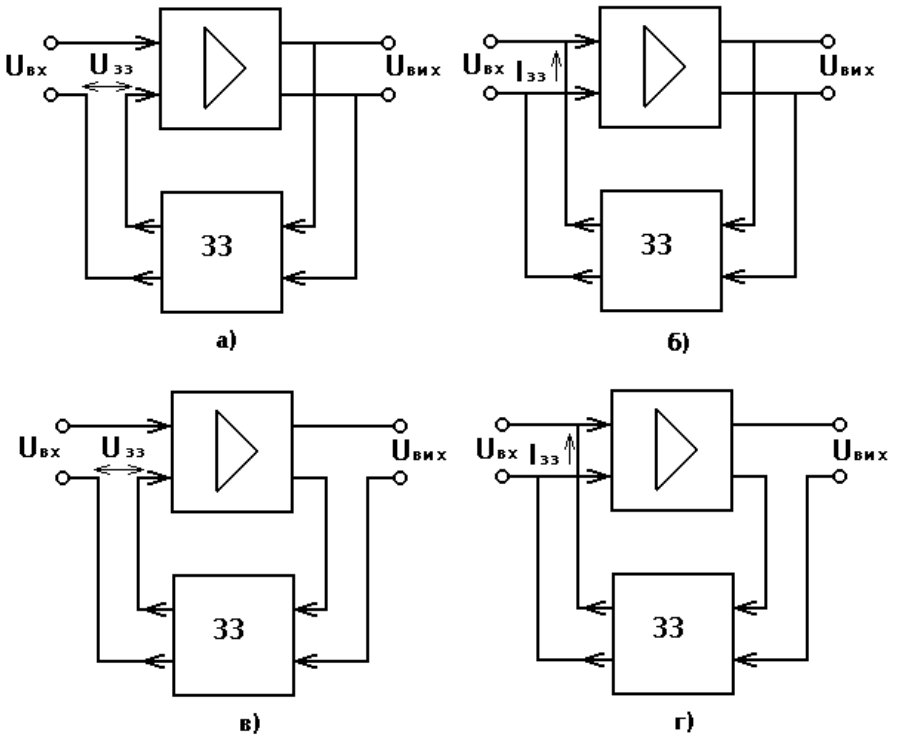


Рисунок 4.13 – Види зворотних зв'язків

Уведення до схеми від'ємного зворотного зв'язку Н-типу (рис. 4.13 а) призводить до наступних змін (порівняно зі схемою без ВЗЗ):

- зменшується коефіцієнт підсилення з напруги;
- збільшується вхідний опір;
- коефіцієнт підсилення зі струму не змінюється;
- стабілізується вихідна напруга і, як наслідок, коефіцієнт підсилення з напруги $K_{U_{зз}}$, тобто покращуються частотні властивості;
- зменшується вихідний опір підсилювача.

Уведення до схеми від'ємного зворотного зв'язку Y-типу (рис.4.13б) має такі наслідки:

- зменшується коефіцієнт підсилення зі струму;
- коефіцієнт підсилення з напруги не змінюється;
- зменшується вхідний опір;
- стабілізується вихідна напруга і коефіцієнт підсилення з напруги $K_{U_{\Sigma}}$, тобто як і у попередньому випадку зменшується нерівномірність амплітудно-частотної характеристики;
- зменшується вихідний опір підсилювача.

Зворотній зв'язок Z-типу (рис. 4.13в) привносить до схеми такі наслідки:

- зменшує коефіцієнт підсилення з напруги;
- збільшує вхідний опір;
- не змінює коефіцієнта підсилення зі струму;
- стабілізує вихідний струм, тобто покращує частотні властивості;
- збільшує вихідний опір підсилювача.

Введення до схеми від'ємного зворотного зв'язку K-типу (рис. 4.13 г) призводить до наступного:

- коефіцієнт підсилення з напруги не змінюється;
- зменшується вхідний опір;
- зменшується коефіцієнт підсилення зі струму;
- стабілізується вихідний струм, тобто покращуються частотні властивості;
- збільшується вихідний опір підсилювача.

Усі кількісні зміни, що виникають у схемах зі зворотним зв'язком визначаються фактором зворотного зв'язку, а саме, його значеннями в режимах холостого ходу і короткого замикання, відповідно обраної системи – H, Y, Z, K-параметрів (тобто збільшення або зменшення відповідного параметру в схемі зі зворотним зв'язком відбувається у фактор раз).

Нелінійні спотворення у підсилювачах із зворотним зв'язком також зменшуються. Якщо позначити нелінійні спотворення підсилювача без зворотного зв'язку через k_r , то введення зворотного зв'язку зменшить нелінійні спотворення в схемі до рівня:

$$k_{ГЗЗ} \approx \frac{k_{Г}}{F} \quad (4.15)$$

Така ж методика у рівному ступеню справедлива для оцінки дії будь-якого джерела завад, шумів, фону і т. і. Якщо це джерело з'являється у ланцюгах підсилювача, які охоплюються зворотнім зв'язком, то ефект від дії цього джерела зменшується на виході підсилювача у F раз.

Контрольні питання

- 1) Чому в підсилювальних трактах використовується в основному від'ємний зворотний зв'язок?
- 2) Як визначити тип ВЗЗ за допомогою режимів короткого замикання і холостого ходу?
- 3) За яким значенням опору джерела сигналу послідовно-послідовний ВЗЗ (Z-типу) перестає бути ефективним?
- 4) За яким значенням опору джерела сигналу паралельно-паралельний ВЗЗ (Y-типу) перестає бути ефективним?
- 5) Поясніть вплив ВЗЗ на вид амплітудно-частотної характеристики.
- 6) Поясніть вплив ВЗЗ на амплітудну характеристику і нелінійні спотворення.
- 7) Як впливає на параметри схеми від'ємний зворотний зв'язок з напруги, що керується напругою?
- 8) Як впливає на параметри схеми від'ємний зворотний зв'язок з напруги, що керується струмом?

Література: [1] стор.49-57, 86-102; [2] стор.70-87; [3] стор.52-79; [4] стор.25-27; [5]

4.6 Підсилювачі зі зворотним зв'язком

Каскад з послідовним зворотним зв'язком за струмом (Z-типу).
 Каскад з паралельним зворотним зв'язком за напругою (Y-типу).
 Каскад з паралельним зворотним зв'язком за струмом (K-типу).
 Каскад з послідовним зворотним зв'язком за напругою (H-типу).
 Повторювачі. Повторювачі з підвищеним входним і зменшеним вихідним опорами.

Багатокаскадні підсилювачі із загальним зворотним зв'язком.
 Стійкість підсилювачів. Критерії стійкості.

Методичні вказівки

Типова схема каскаду з послідовно – послідовним зворотнім зв'язком (послідовний зворотний зв'язок за напругою, що керується струмом, або зв'язок Z-типу) наведена на рис.4.14

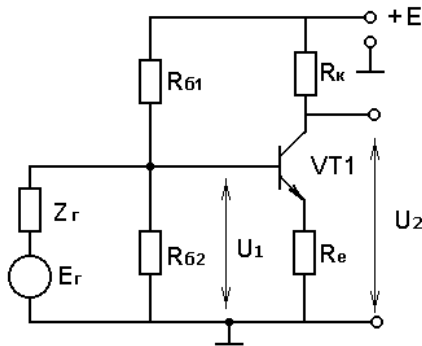


Рисунок 4.14 – Схема СЕ зі зворотнім зв'язком послідовного типу, що керується струмом

Елементом зворотного зв'язку виступає резистор емітерної термостабілізації R_e . Фактор зворотного зв'язку F для схеми рис.4.14 приблизно можна брати рівним:

$$F \approx 1 + S \cdot R_e \quad (4.16)$$

Тоді коефіцієнт підсилення за напругою для такого каскаду визначиться як коефіцієнт підсилення каскаду зі спільним емітером, зменшений у фактор раз:

$$K_{U_{33}} = - \frac{S \cdot (R_K \parallel r_{KE} \parallel R_H)}{1 + S \cdot R_e} \quad (4.17)$$

За великим значенням фактора зворотного зв'язку $F \gg 1$ коефіцієнт підсилення практично визначається зовнішніми резисторами схеми:

$$K_{U_{33}} \approx - \frac{(R_K \parallel r_{KE} \parallel R_H)}{R_e} \approx - \frac{(R_K \parallel R_H)}{R_e} \quad (4.18)$$

Вхідний опір каскаду згідно висновків параграфа 4.5 збільшиться у фактор раз і рівняється:

$$R_{ВХ} = r_{BE} \cdot (1 + S \cdot R_e) = R_{ВХСЕ} + \beta R_e, \quad (4.19)$$

де $R_{ВХСЕ}$ – вхідний опір каскаду зі спільним емітером,

β – коефіцієнт передачі струму бази.

Більш детально особливості та методика розрахунку каскада наведені в [7].

Схема каскаду з паралельно-паралельним зворотним зв'язком (паралельний зворотний зв'язок з струму, що керується напругою, або зв'язок Y-типу) зображена на рис. 4.15. Оскільки паралельний зворотний зв'язок з напруги не впливає на коефіцієнт підсилення з напруги, то $K_{U_{33}}$ каскаду практично дорівнює коефіцієнту підсилення

каскаду із СЕ без зворотного зв'язку. Але зменшуються коефіцієнт передачі зі струму, вхідний та вихідний опори схеми.

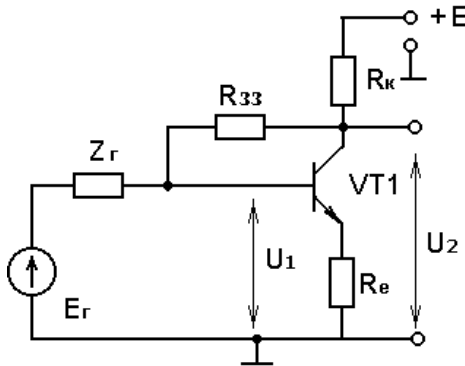


Рисунок 4.15 – Схема каскаду з паралельно-паралельним зворотним зв'язком

Так, резистор зворотного зв'язку R_{33} діє на вхідний опір як резистор зі значенням еквівалентного опору $R_{33}/[S \cdot (R_K \parallel r_{KE} \parallel R_{33})]$, якого підключено між базою і земляною шиною. В результаті вхідний опір схеми зі зворотним зв'язком рівняється:

$$R_{BX} = r_{BE} \parallel \frac{R_{33}}{S \cdot (R_K \parallel r_{KE} \parallel R_{33})}. \quad (4.20)$$

Внаслідок дії від'ємного зворотного зв'язку з напруги також зменшується вихідний опір каскаду порівняно з каскадом без зворотного зв'язку. Це виникає через те, що одночасно зі збільшенням колекторного потенціалу збільшується і базовий струм через резистор R_{33} . У зв'язку з цим зміна вихідної напруги приводить до збільшення колекторного струму. Тоді для $R_{вих}$ маємо [5]:

$$R_{вих} \approx \left[\frac{R_{33}}{\beta} \left(1 + \frac{r_{BE}}{R_{ДЖ}} \right) \right] \parallel (R_K \parallel r_{KE} \parallel R_{33}). \quad (4.21)$$

Прикладом однокаскадної схеми з від'ємним зворотним зв'язком послідовно-паралельного типу (послідовний зворотний зв'язок із напруги, що керується напругою або зв'язок Н-типу) є схема зі спільним колектором. Дійсно, емітерний повторювач можна представити у вигляді схеми зі спільним емітером, що охоплена стовідсотковим від'ємним зворотним зв'язком через нульчотирьохполюсник, як це представлено на рис.4.16.

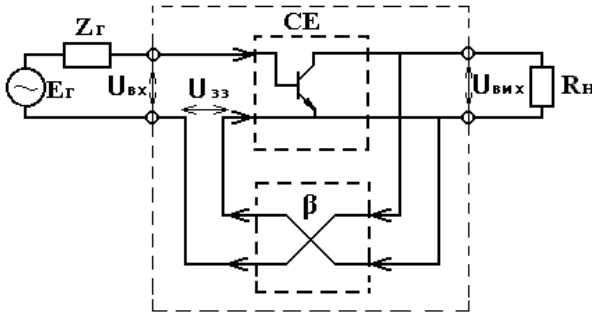


Рисунок 4.16 – Представлення схеми зі спільним колектором як схеми зі спільним емітером, що охоплена стовідсотковим від'ємним зворотнім зв'язком Н-типу

Тому всі основні характеристики схеми зі спільним колектором, що наведені у таблиці 4.1, а саме високий вхідний опір, найменше значення вихідного опору та близьке до одиниці значення коефіцієнта підсилення за напругою, визначаються саме дією стовідсоткового зворотного зв'язку Н-типу.

Цей тип зв'язку дуже часто використовують у багатокаскадних підсилювачах (рис. 4.17).

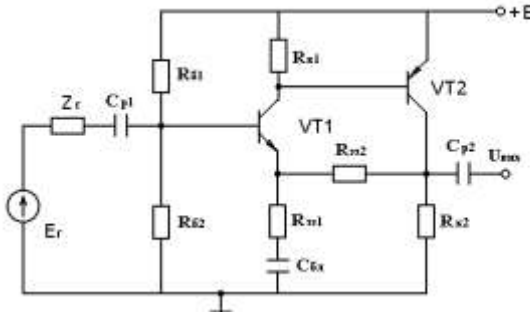


Рисунок 4.17 – Принципова схема двохкаскадного підсилювача на комплементарних транзисторах з від’ємним зворотним зв’язком Н-типу

На рис. 4.17 зображена типова двокаскадна схема попереднього підсилювача на комплементарних транзисторах. Елементами зворотного зв’язку Н-типу на схемі виступають резистори подільника R_{331} , R_{332} , конденсатор C_{34} , який забезпечує стовідсотковий зв’язок із постійної складової, завдяки чому реалізується дуже висока стабільність положення робочої точки для обох каскадів підсилення.

Еквівалентний коефіцієнт підсилення схеми без ВЗЗ складає:

$$K_U = S_{VT1} R_{H1} \cdot S_{VT2} R_{H2}, \quad (4.22)$$

де:

$$R_{H1} = \left(R_{K1} \parallel r_{KE} \parallel \frac{\beta}{S_{VT2}} \right) \approx R_{K1} \parallel r_{BEVT2}, \quad (4.23)$$

$$R_{H2} = \left(R_{K2} \parallel r_{KEVT2} \parallel R_H \right) \approx R_{K2}. \quad (4.24)$$

У разі охоплення схеми зворотним зв’язком Н-типу через резистори R_{331} , R_{332} та достатньо великому значенню петлевого підсилення коефіцієнт підсилення з напруги в діапазоні середніх частот визначиться як:

$$K_{U33} \approx 1 + \frac{R_{332}}{R_{331}} \quad (4.25)$$

Вихідний опір в малосигнальному режимі під впливом зворотного зв'язку також зменшиться пропорційно петлевому підсиленню.

Для того щоб динамічний діапазон вихідної напруги був максимальним, потенціал спокою колектору транзистора VT2 рекомендується обирати з умови $V_{K2} = +E/2$. Постійна складова струму колектору транзистора VT1 розраховується з критерію мінімуму шумових властивостей каскаду, звичайно це значення знаходиться у межах від 10мкА до 2мА. Струм колектора транзистора VT2 обирається відповідно імпедансу навантаження R_H та припустимої потужності втрат. Як правило, обирають $R_{K2} = 2,2 \dots 15$ кОм, $I_{K2} = 0,5 \dots 5$ мА [4].

Прикладом однокаскадної схеми з від'ємним зворотним зв'язком паралельно-послідовного типу (паралельний зворотний зв'язок зі струму, що керується струмом або зв'язок К-типу) є схема зі спільною базою. Схему повторювача струму, як інколи називають схему зі спільною базою, можливо представити у вигляді схеми зі спільним емітером, яка охоплена стовідсотковим від'ємним зворотним зв'язком через нуль-чотирирохполосник, як це зображено на рис. 4.18.

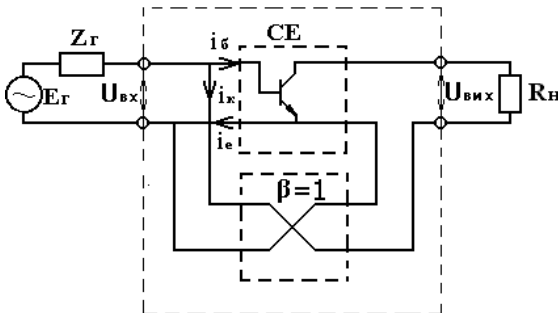


Рисунок 4.18 – Представлення схеми зі спільною базою як схеми зі спільним емітером, що охоплена стовідсотковим від'ємним зворотнім зв'язком К-типу

Тому всі основні характеристики схеми зі спільною базою, які наведені в таблиці 4.1, а саме найменше значення вхідного опору та близьке до одиниці значення коефіцієнта підсилення з струму визначаються саме дією стовідсоткового зворотного зв'язку К-типу.

Як правило, цей тип зворотного зв'язку самостійно у багатокаскадних підсилювачах не використовують, оскільки його використання зменшує вхідний опір та збільшує вихідний опір схеми для сигнальної складової, що є небажаним ефектом. Але досить часто він використовується для стабілізації режиму роботи каскадів з сталої складової (параметрів робочої точки), а досягнення необхідних параметрів для сигнальної складової забезпечується введенням загального зворотного зв'язку Н-типу для змінної складової. На рис.4.19 представлена схема вхідного двокаскадного підсилювача на транзисторах однакового типу провідності, яка використовується як класична схема підсилювача відтворення у магнітофонах (з додаванням відповідних ланцюгів корекції АЧХ).

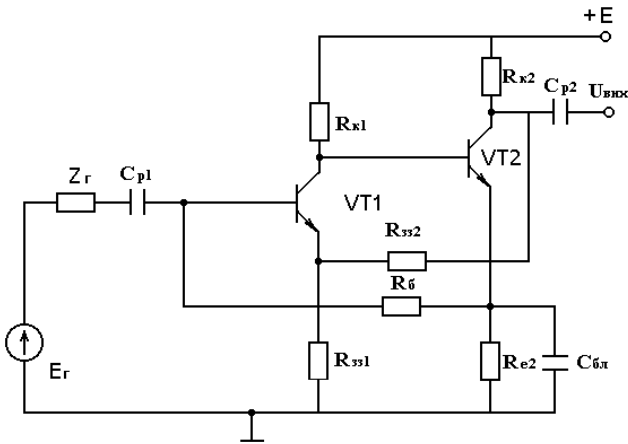


Рисунок 4.19 – Принципова схема багатокаскадного підсилювача на транзисторах одного типу провідності

Елементи $R_{зз2}, R_{зз1}$ утворюють від'ємний зворотний зв'язок Н-типу (послідовно-паралельний) як для змінної, так і для постійної складової, а елементи R_{e2}, R_6 – від'ємний зворотний зв'язок К-типу (паралельно-послідовний) тільки для постійної складової.

Література: [1] стор.58-100; [3]стор.156-183; [4] стор.65-66, 101-117; [5] стор.32-34; [6] стор.80-89.

4.4 Частотні і перехідні спотворення у підсилювачах змінного струму

Еквівалентні схеми підсилювальних каскадів. Різновиди еквівалентних схем. Гібридна П-подібна еквівалентна схема біполярного транзистора – схема Джіаколетто. П-подібна еквівалентна схема польового транзистора. Еквівалентна схема інтегрального транзистора.

Резисторний каскад на біполярному транзисторі. Методика аналізу амплітудно-частотної та фазочастотної характеристики. Методика аналізу перехідної характеристики. Область середніх частот. Еквівалентні схеми прикінцевого (вихідного) та проміжного каскадів у діапазоні середніх частот. Область нижніх частот. Еквівалентні схеми кінцевого та проміжного каскадів у діапазоні нижніх частот. Визначення АЧХ і ФЧХ резисторного каскаду у діапазоні нижніх частот. Діапазон високих частот. Еквівалентні схеми кінцевого (вихідного) та проміжного каскадів у діапазоні високих частот. Визначення АЧХ і ФЧХ резисторного каскаду у діапазоні високих частот.

Резисторний каскад на польовому транзисторі. Методика аналізу амплітудно-частотної та фазочастотної характеристики. Методика аналізу перехідної характеристики. Діапазон середніх частот. Діапазон нижніх частот. Діапазон високих частот.

Методичні вказівки

На рис 4.20 представлені лінійні еквівалентні схеми біполярного і польового транзисторів.

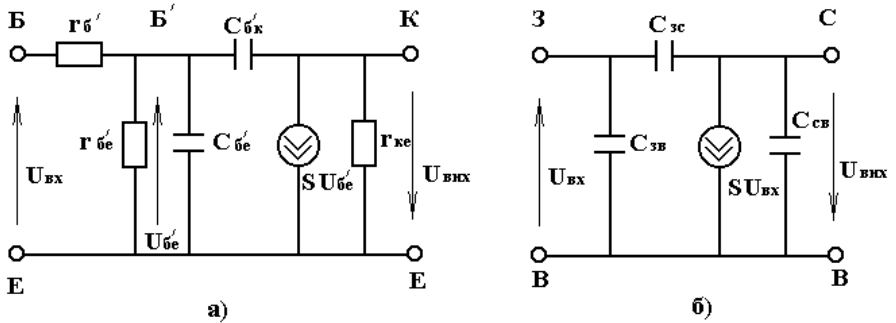


Рисунок 4.20 – Малосигнальні еквівалентні схеми біполярного (а) і польового (б) транзисторів

Розрахунок основних властивостей каскадів на біполярних та польових транзисторах у діапазоні частот доцільно здійснювати на підставі комплексних Y -параметрів активних елементів.

Для еквівалентної схеми заміщення біполярних транзисторів, що отримала назву схеми Джіаколетто (рис.4.20а), розрахунки Y -параметрів дають наступне [3]:

$$Y_{11}^* = (G_{11} + j\omega \tau_s G_{\beta'}) / (1 + j\omega \tau_s), \quad (4.26)$$

$$-Y_{21}^* = (G_{12} + j\omega C_{\beta'k}) / (1 + j\omega \tau_s), \quad (4.27)$$

$$Y_{21}^* = S^* = S / (1 + j\omega \tau_s), \quad (4.28)$$

$$Y_{22}^* \approx (G_i + j\omega C_{\beta'k} S r_{\beta'}) / (1 + j\omega \tau_s), \quad (4.29)$$

де τ_s – стала часу за крутизною (довідкове або розрахункове значення),

S – низькочастотне значення крутизни транзистора, $G_{11} \approx 1/(r_{\beta'} + r_{\beta e})$, $G_{\beta} \approx 1/r_{\beta'}$, $G_{12} \approx 0$, $G_i \approx 1/r_{ke}$ ($r_{\beta'}$, $r_{\beta e}$, r_{ke} – елементи схеми Джіаколетто).

Частотні властивості підсилюючого каскаду розглянемо на прикладі багатокаскадного підсилювача на підставі однакових каскадів за схемою СЕ (рис.4.21).

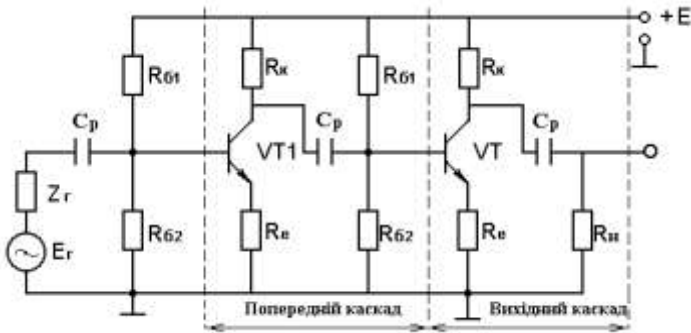


Рисунок 4.21 – Розділення багатокаскадного підсилювача на окремі каскади

Пунктирними лініями на схемі відокремлені елементи, що будемо умовно відносити до одного каскаду. Так, вхідний опір вихідного каскаду будемо відносити до елементів навантаження попереднього каскаду, а вхідний опір попереднього каскаду враховується підчас розрахунку коефіцієнта передачі вихідного кола вхідного каскаду (як навантаження вхідного каскаду).

Замінюючи транзистор його еквівалентною схемою, та, враховуючи комплексність параметрів, можна отримати еквівалентну схему вихідного каскаду для змінного струму (рис. 4.22).

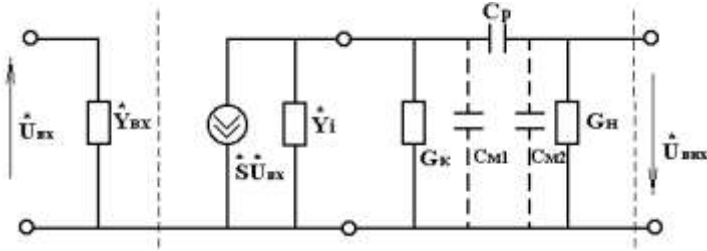


Рисунок 4.22 – Еквівалентна схема каскаду для змінної складової

Елементи еквівалентної схеми відповідають наступним співвідношенням:

$$G_K = 1/R_K, \quad (4.30)$$

$$G_H = 1/R_H, \quad (4.31)$$

$$Y_i^* = \text{Re}[Y_i^*] + j\text{Im}[Y_i^*], \quad (4.32)$$

$$\text{Re}[Y_i^*] \approx \frac{1}{R_{KE}}. \quad (4.33)$$

Доцільно розглянути властивості каскаду за наведеною еквівалентною схемою окремо для області середніх, нижніх і високих частот.

У діапазоні середніх частот опір ємності розділювального конденсатора C_p вже настільки малий, що його можна вважати рівним нулю. Навпаки, опір паразитних монтажних ємностей C_{m1} , C_{m2} (3...5пФ) на декілька порядків більший за інші опори схеми і тому, через паралельне ввімкнення їх до еквівалентної схеми, практично не впливає на роботу каскаду. Крім того, частоти сигналу ще не настільки великі, щоб впливала частотна залежність крутизни та вихідної провідності від частоти (згідно з (4.28) і (4.29)).

Тому повна еквівалентна схема (рис. 4.22) спрощується і набуває вигляд:

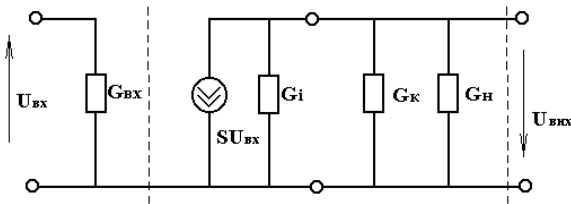


Рисунок 4.23 – Еквівалентна схема каскаду для змінної складової у діапазоні середніх частот

Відповідно вираз для коефіцієнта підсилення з напруги, розрахований за еквівалентною схемою для діапазона середніх частот, повторює вираз, що наведено в таблиці 4.1 для схеми включення СЕ.

У діапазоні нижніх частот параметри транзистора залишаються активними. Але розділювальний конденсатор представляє вже помітний опір, який необхідно враховувати. Еквівалентна схема для діапазона нижніх частот виходить з повної схеми (рис.4.22) після заміни комплексних параметрів транзистора на реальні (рис. 4.24).

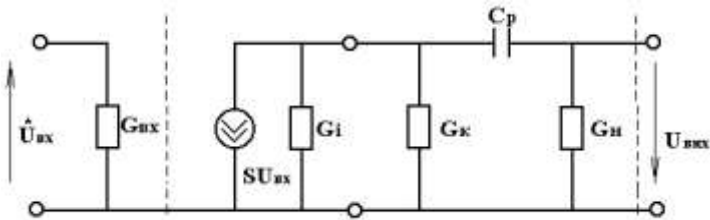


Рисунок 4.24 – Еквівалентна схема каскаду для змінної складової у діапазоні нижніх частот

Розрахунок для коефіцієнта підсилення в діапазоні нижніх частот за наведеною еквівалентною схемою призводить до такого:

$$K_H(j\omega)_0 = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_H}}, \quad (4.34)$$

$$M_H(j\omega)_0 = \frac{\omega\tau_H}{\sqrt{1+(\omega\tau_H)^2}}, \quad (4.35)$$

де

$$\tau_H = C_P \cdot (R_H + R_K \parallel r_{KE}), \quad (4.36)$$

стала часу каскаду в діапазоні низьких частот.

Для переходу до еквівалентної схеми каскаду у діапазоні високих частот необхідно у повній еквівалентній схемі закортити розділювальний конденсатор (опір якого у цьому діапазоні частот можна вважати рівним нулю) і врахувати частотну залежність параметрів транзистора, тобто комплексність Y -параметрів, а також монтажні ємності схеми. (рис. 4.25).

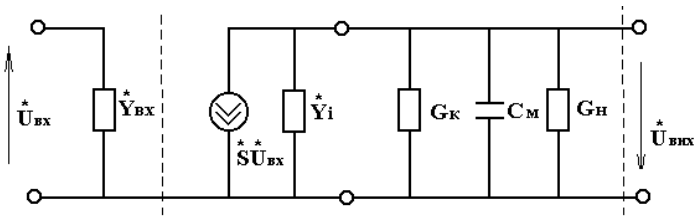


Рисунок 4.25 – Еквівалентна схема каскаду у діапазоні високих частот

Розрахунок для коефіцієнта підсилення в діапазоні високих частот за наведеною еквівалентною схемою надає:

$$K_B(j\omega)_0 = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}, \quad (4.37)$$

$$M_B(j\omega)_0 = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau_B)^2}}, \quad (4.38)$$

де

$$\tau_B = \tau_S + C_K' \cdot (R_H \parallel R_K \parallel r_{KE}), \quad (4.39)$$

$$C_K' = C_K \cdot S \cdot r_B'. \quad (4.40)$$

Контрольні питання

- 1) Які причини спаду АЧХ у діапазоні низьких частот?
- 2) Які причини спаду вершини імпульсу в зоні великого часу для підсилювачів змінного струму?
- 3) Які причини спаду АЧХ у діапазоні високих частот?
- 4) Поясніть сенс сталих часу τ_s і τ_B .
- 5) Як розрахувати тривалість фронту імпульсу, якщо відоме значення сталої часу τ_B ?
- 6) Як розрахувати спад вершини імпульсу, якщо відоме значення сталої часу τ_H ?

Література: [1] стор. 145-159, стор. 222-231; [2] стор. 59-61, 111-113; [3] стор. 101-131, 188-199; [6] стор.162-199.

4.5 Широкосмугові підсилювачі

Особливості формування АЧХ широкосмугових трактів. Частотні властивості транзисторів. Вплив паразитних ємностей на формування АЧХ в діапазоні високих частот. Сумарні спотворення у багатокаскадному підсилювачі в діапазоні високих частот.

Частотна корекція та основні принципи її організації. Низькочастотна та високочастотна корекція. Аналіз властивостей схеми високочастотної корекції з частотно-залежним навантаженням. Аналіз властивостей схем високочастотної корекції з частотно-залежним від'ємним зворотним зв'язком.

Методичні вказівки

На рис. 4.20 були представлені лінійні малосигнальні еквівалентні схеми біполярного та польового транзисторів. Транзистори вносять лінійні спотворення тільки в діапазоні високих частот, тому на схемах наведені ланцюги, що впливають на формування АЧХ і передавальних властивостей транзисторів у зоні високих частот.

Частотна залежність комплексної крутизни аналогічна характеристиці фільтра нижніх частот:

$$S^* = \frac{S_0}{1 + jf / f_s} \quad (4.41)$$

де S_0 – низькочастотне значення крутизни,

f – поточне значення частоти,

f_s – межева частота транзистора за крутизною (на частоті $f=f_s$ зменшення крутизни відносно низькочастотного значення складає $\sqrt{2}$).

Згідно з (4.41), у діапазоні високих частот транзистор має знижену ефективність перетворення вхідних сигнальних потенціалів у вихідні сигнальні струми.

Частотна залежність модуля крутизни визначиться як:

$$S = \frac{S_0}{\sqrt{1 + (f / f_S)^2}} \quad (4.42)$$

Частотна залежність комплексного коефіцієнта передачі зі струму також аналогічна характеристиці фільтра нижніх частот:

$$\beta^* = \frac{\beta_0}{1 + jf / f_\beta} \quad (4.43)$$

де β_0 – низькочастотне значення коефіцієнта передачі струму бази у схемі СЕ,

f_β – межова частота транзистора за параметром β (на частоті $f=f_\beta$ зменшення коефіцієнта передачі струму відносно низькочастотного значення складає $\sqrt{2}$).

Згідно (4.43), у діапазоні високих частот транзистор має знижену ефективність перетворення вхідного сигнального струму у вихідний сигнальний струм. У довідниках замість частоти f_β досить часто наводиться частота одиничного підсилення f_T . Це частота, для якої модуль коефіцієнта підсилення із струму приймає значення одиниці. Якщо $\beta \gg 1$, то справедливе співвідношення:

$$f_T = \beta \cdot f_\beta. \quad (4.44)$$

Частотна залежність модуля β визначиться як:

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (f / f_\beta)^2}} \quad (4.45)$$

Для схеми зі спільним емітером, у випадку коли сигнал подається від джерела з великим внутрішнім опором $R_i \gg R_{BE}$ передатна функція має вигляд:

$$I_K = \frac{\beta_0}{1 + jf / f_\beta} \cdot I_B \quad (4.46)$$

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r'_{BE} \cdot C_{BE}}, \quad (4.47)$$

тобто, частотні властивості транзистора за таких умов визначаються частотою f_β .

За поданням сигналу від низькоомного джерела сигналу $R_i \ll r_{BE}$ межева частота транзистора визначається сталою часу $\tau_s = r_B \cdot C_{BE}$, і тоді:

$$I_K = \frac{S_0}{1 + jf / f_s} \cdot U_{BE}, \quad (4.48)$$

а відповідна межева частота:

$$f_s = \frac{1}{2\pi r'_B \cdot C_{BE}}. \quad (4.49)$$

Аналізуючи (4.47) і (4.49) з урахуванням, що $r_{BE}/r_B = 10 \dots 20$, можна зробити висновок, що f_s набагато більша за f_β (приблизно у 10...20 разів). Цей висновок також вірний для схеми зі спільною базою.

Якщо в схемі задається струм емітера, то характерною частотою виступає межева частота f_α , де α - коефіцієнт передачі струму емітера:

$$\alpha = \frac{I_K}{I_E}, \quad (4.50)$$

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (4.51)$$

Частотна залежність комплексного параметру α також аналогічна характеристиці фільтра низьких частот:

$$\alpha^* = \frac{\alpha_0}{1 + jf / f_\alpha} \quad (4.52)$$

де α_0 – низькочастотне значення крутизни,

f_α – межева частота транзистора за параметром α (на частоті $f=f_\alpha$ зменшення коефіцієнта передачі струму емітера відносно низькочастотного значення складає $\sqrt{2}$).

Для схеми з уведенням струмом емітера передавальна функція має вигляд:

$$I_K = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{(1+\beta) \cdot f_\beta}} \cdot I_E \approx \frac{\alpha_0}{1 + jf / f_\alpha} \cdot I_E = \frac{\alpha_0}{1 + jf / f_T} \cdot I_E \quad (4.53)$$

Аналіз останнього рівняння свідчить, що $f_\alpha \approx f_T$.

У випадку роботи транзистора в режимі емітерного повторювача межева частота коефіцієнта підсилення за напругою в залежності від значення опору навантаження буде знаходитися у діапазоні між f_s і f_T .

Остаточного можливо зробити наступний висновок відносно межових частот біполярного транзистора:

$$f_\beta \ll f_s \ll f_\alpha \approx f_T \quad (4.54)$$

Очевидно, що для використання транзисторів у широкосмугових підсилювачах необхідно орієнтуватися на транзистори з найбільшими значеннями частот f_s f_β та мінімальними значеннями відповідних сталих часу τ_s і τ_β :

$$\tau_s = \frac{1}{2\pi f_s} \quad (4.55)$$

$$\tau_{\beta} = \frac{1}{2\pi f_{\beta}}. \quad (4.56)$$

Значну роль у формуванні АЧХ в діапазоні високих частот відіграє паразитна ємність C_k зворотньозміщеного переходу колектор-база. Ця ємність сумісно з опором $r_{б'е}$ переходу база-емітер і опором $(r_{б'} + R_{дж})$, де $R_{дж}$ – опір джерела сигналу, утворюють коло зворотного зв'язку. Через дію ВЗЗ може суттєво збільшуватися не тільки вхідна ємність транзистора (через ефект Міллера), але і вихідна ємність.

Розрахунок основних властивостей каскадів у діапазоні ВЧ проводиться обов'язково на підставі комплексних параметрів транзисторів. Крім того, під час розгляду властивостей транзисторних каскадів необхідно враховувати провідність зворотного зв'язку Y_{12} . Оскільки ця провідність, як правило, має ємнісний характер, то на високих частотах вона впливає на частотні характеристики схеми.

На відміну від біполярного транзистора внутрішня структура польового транзистора (рис. 4.20 б) не містить явно відображеної інерційної ланки, тому можна вважати, що польовий транзистор не має частотних обмежень з параметру S ($\tau_s=0$, $f_s=\infty$) і прийняти, що польовий транзистор практично безінерційно перетворює зміни вхідної напруги у зміни вихідного струму.

Але, в той же час, через невелике значення крутизни польовий транзистор не спроможний забезпечити в діапазоні високих частот значного підсилення, навіть в умовах нескінченного опору навантаження, коли колом, що перетворює вихідний струм $i_{вих} = u_{вх} S_0$ у вихідну напругу виступає паралельне з'єднання ємностей $C_{зв}$ і $C_{св}$. Коефіцієнт підсилення $K(f) = u_{вих}/u_{вх}$ стає рівним одиниці на частоті $f_1 = S_0/[2\pi(C_{зв} + C_{св})]$. Значення частоти, розраховане за останньою формулою і приймається за межеву частоту польового транзистора.

Частотна корекція застосовується під час розробки широкосмугових підсилювальних трактів, для яких коефіцієнт підсилення повинен бути незмінним у широкому діапазоні частот. Основною задачею корекції є розширення діапазону частот, в якому ця постійність зберігається.

Виділяють низькочастотну та високочастотну корекцію. Перша з них сприяє компенсації можливого спаду АЧХ в діапазоні нижніх частот, друга – в діапазоні високих. В залежності від способу

здійснення компенсації, корекцію поділяють на корекцію з використанням частотно-залежних навантажень (рис. 4.26) і корекцію з частотно-залежними внутрішньокаскадними зворотними зв'язками (рис. 4.27).

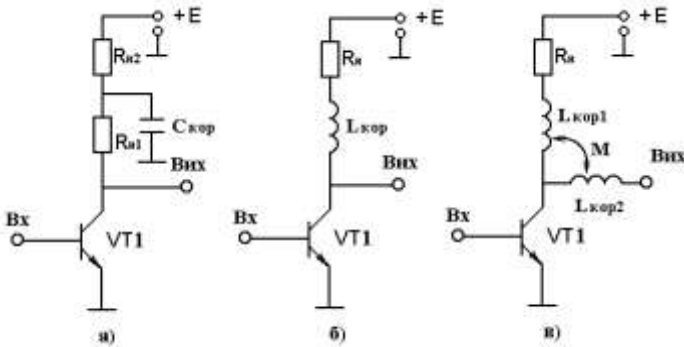


Рисунок 4.26 – Схеми з низькочастотною (а) і високочастотною корекцією, що використовують частотно-залежне навантаження

Схема рис. 4.26 а відноситься до схем із низькочастотною корекцією, а схеми рис. 4.26 б, в – до високочастотної.

На рис.4.27 зображено каскад з високочастотною корекцією (емітерна корекція), що використовує частотно-залежний зворотний зв'язок Z-типу.

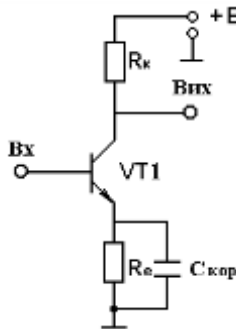


Рисунок 4.27 – Каскад із високочастотною корекцією, що використовує частотно-залежний від'ємний зворотний зв'язок

Контрольні питання

- 1) Чому аналіз частотних властивостей транзисторного каскаду здійснюється як у діапазоні НЧ, так і у діапазоні ВЧ, а самого транзистора тільки у діапазоні ВЧ?
- 2) Якими фізичними процесами зумовлена інерційність транзистора і відповідно нерівність нулю параметра τ_s ?
- 3) Поясніть сенс межових частот f_s , f_α , f_β , f_T біполярного транзистора?
- 4) Чим обмежені можливості отримання підсилення за напругою каскаду на польовому транзисторі у діапазоні ВЧ?
- 5) Чому шунтуючий вплив паразитної ємності може не братися до уваги, якщо вона підключена до виходу каскаду СК або до входу каскаду СБ?
- 6) Поясніть сутність використання принципу Брауде під час оптимізації параметрів схем високочастотної корекції.

Література: [1] стор. 231-233; [2] стор. 170-193; [3] стор. 135-153; [4] стор. 60-65; [5] стор. 227-234; [6] стор. 196-225.

4.6 Вихідні (прикінцеві) каскади підсилення

Особливості вихідних каскадів, вибір транзисторів. Однотактні каскади підсилення потужності. Двохтактні вихідні каскади. Двохтактний каскад у режимі В. Двохтактний каскад у режимі АВ. Двохтактні безтрансформаторні каскади з безпосереднім зв'язком із передкінцевим каскадом. Трансформаторні двохтактні кінцеві каскади. Мостові і квазімостові схеми вихідних каскадів.

Методичні вказівки

Вихідний (прикінцевий) каскад забезпечує необхідну потужність вихідного коливання. Усі попередні каскади порівняно з вихідним є малопотужними. Саме цей каскад визначає коефіцієнт корисної дії підсилювача у цілому, а також необхідні значення напруги і потужності джерела живлення. Особливістю вихідних

каскадів є збільшення використання транзисторів як з напруги так і з струму.

Транзистори вихідних каскадів обирають, виходячи з умови, щоб максимальні струми, напруги й потужності не перевищували припустимих значень, що передбачаються технічними умовами для даного транзистора.

Вихідні каскади потужності можуть бути одноктактними або двохтактними.

Одноктактний каскад – це найпростіший варіант підсилювача потужності. Для такого підсилювача характерна робота каскаду в режимі класу А і, відповідно до цього, максимальне значення коефіцієнта корисної дії не перевищує 50%, тобто $\eta_{\max} < 50\%$.

На практиці амплітуда коливань, що підсилюють, рідко буває максимальною. Наприклад, для сигналів звукового мовлення, коефіцієнт використання колекторної напруги в середньому складає $\xi = 0,3$ та відповідно $\eta = 0,09\eta_{\max}$. Швидке зменшення ККД підчас зменшення амплітуди вхідного сигналу зумовлено незмінним середнім струмом, що споживається від джерела живлення. Ця властивість, притаманна усім каскадам, що працюють у режимі класу А. До того ж, потужність втрат, що розсіюється на транзисторі у вигляді тепла, буде максимальною в режимі спокою, коли вся потужність джерела живлення розсіюється на колекторі транзистора:

$$P_{K \max} = \frac{P_{\sim \max}}{\eta_{\max}} \quad (4.57)$$

Двохтактним зветься каскад, в якому об'єднані два одноктактних підсилювальних каскади, що працюють на спільне навантаження і керуються взаємно протифазно одним і тим же коливанням. У відповідності до цього двохтактний каскад складається з двох половин, які отримали назву плеч. Напругу на навантаженні отримують шляхом взаємного віднімання вихідних коливань плеч.

Використання режиму А в двохтактному каскаді забезпечує дуже малі нелінійні спотворення, але енергетичні співвідношення залишаються такі ж, що і для одноктактного каскаду, тобто ККД не може перевищувати 50%.

Набагато кращі енергетичні показники мають двохтактні каскади в режимі В. Схеми двотактних каскадів у режимах А і В практично однакові. Для переведення каскаду до режиму В достатньо зменшити напругу зміщення до значення, що забезпечує кут відсікання $\theta = 90^\circ$.

У цьому режимі струм спокою кожного транзистора рівняється нулю, а транзистори працюють по черзі: кожен пропускає півхвилю струму тільки у свій півперіод коливання. У другу половину періоду один з транзисторів закритий і струму від джерела живлення не споживає. У цей півперіод працює тільки другий транзистор (рис.4.28).

Максимальний коефіцієнт корисної дії у режимі В складає:

$$\eta_B = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{\pi \xi}{4} \quad (4.58)$$

Через остаточні напруги транзисторів коефіцієнт використання колекторної напруги $\xi_{\max} < 1$. Тому:

$$\eta_{\max} = \frac{\pi \xi_{\max}}{4} < \frac{\pi}{4} = 0,785 \quad (4.59)$$

Порівняно з однотактним трансформаторним каскадом у двохтактному каскаді в режимі В за однієї й тієї ж вихідною потужністю максимальна потужність втрат у декілька разів менша (якщо перерахувати для одного транзистора, то для максимального ККД виграш складає приблизно 10 разів).

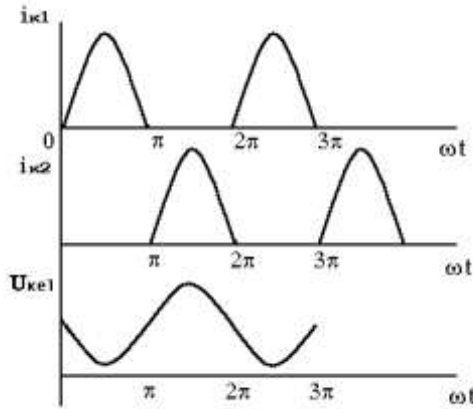


Рисунок 4.28 – Епюри коливань у двохтактному каскаді для режиму В

Але режим В має підвищений рівень нелінійних спотворень, зумовлений нелінійністю початкової ділянки прохідної характеристики транзистора $i_k = f(u_{be})$. Внаслідок цього на епюрі вихідного (різницевого) струму з'являються спотворення у вигляді “сходинок” для моменту переходу сигналу через нуль (рис. 4.29).

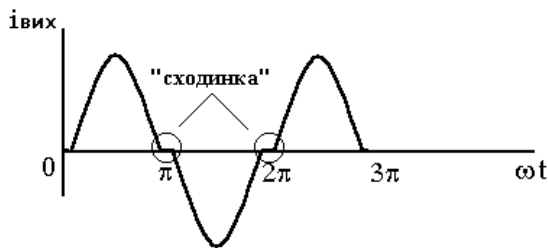


Рисунок 4.29 – Перехідні спотворення для чистого режиму В

Для усунення перехідних спотворень використовується режим класу АВ, для якого на транзистори подається невелике початкове зміщення з метою пересування точки спокою приблизно на середину

початкової криволінійної ділянки прохідної характеристики. В результаті у режимі АВ для малих значень струмів одночасно працюють обидва плечі і нелінійність характеристик плеч взаємно компенсується. Струм спокою вихідного каскаду обирається з умови (в залежності від вихідної потужності):

$$I_{к0} = (0,05...0,1)I_{мвх} \quad (4.60)$$

Відповідно ККД у режимі АВ для малих амплітуд вихідного сигналу зменшується. Але загальний ККД підсилювача зменшується мало, оскільки струм спокою прикінцевих транзисторів звичайно буває меншим за значення загального струму споживання від попередніх каскадів.

Через відносно високе значення коефіцієнта корисної дії й малі нелінійні спотворення режим класу АВ для двохтактних підсилювачів є найбільш розповсюдженим.

На рис. 4.30 наведені дві схеми безтрансформаторних вихідних каскадів і безпосереднім зв'язком з попереднім каскадом.

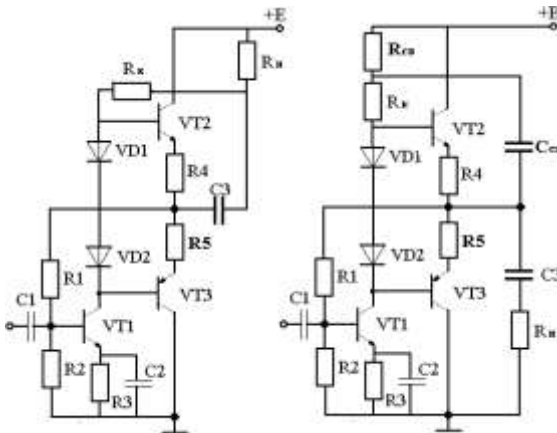


Рисунок 4.30 – Принципові схеми безтрансформаторних вихідних підсилювачів із двома варіантами “вольтодобавлення”

Контрольні питання

- 1) У чому полягає принципова різниця вихідних каскадів від каскадів попереднього підсилення?
- 2) Чому максимум потужності втрат у транзистора однокласного каскаду спостерігається в режимі спокою?
- 3) Приведіть основні переваги двохтактних каскадів.
- 4) Намалюйте графіки основних енергетичних залежностей для двохтактного каскаду в режимі В. За яких умов спостерігається максимум потужності втрат, що розсіюється на транзисторах?
- 5) Що дає режим АВ у двохтактному каскаді і як він досягається?
- 6) Приведіть приклади використання додатного зворотного зв'язку у вихідних каскадах потужності.
- 7) Поясніть термін “вольтодобавлення”.

Література: [1] стор.233-269; [2] стор.130-153; [3] стор.221-240; [4] стор.187-226, [5] стор.238-252; [6] стор.250-284.

4.7 Прикінцеві каскади підсилення потужності з підвищеним коефіцієнтом корисної дії

Прикінцеві каскади класу D. Загальні відомості.. Енергетична ефективність підсилювачів у режимі D з широтно-імпульсною модуляцією. Структурні схеми підсилювачів класу D. Структурні схеми широтно-імпульсних модуляторів. Підсилювачі імпульсних сигналів. Ключові підсилювачі потужності. Фільтр нижніх частот. Однокласні підсилювачі класу AD. Двотактні підсилювачі класу AD. Двотактні підсилювачі класу BD. Аналогово-дискретні підсилювачі. Підсилювачі класу BC.

Методичні вказівки

Вихідні каскади підсилення потужності у режимах класу А і В мають теоретично максимальний ККД 50% і 78,54 % відповідно. Але, для реального звукового сигналу амплітуда рідко буває

максимальною. Наприклад, для квазігармонічного сигналу середня амплітуда складає приблизно 30% від максимальної. Тому ККД підсилювача для таких умов навіть у режимі В складе тільки 24%. Для підсилювача загальний ККД визначається, у першу чергу, вихідним каскадом, оскільки він є головним споживачем енергії. Головними принципами побудови прикінцевих каскадів з підвищеним значенням ККД є використання ключового та аналого-дискретного режимів роботи транзисторів.

У ключових підсилювачах транзистори працюють в режимі D, тобто як електричний ключ. Робоча точка транзистора для ідеального ключового режиму повинна знаходитися або в області насичення, або в зоні відсікання струму. Тому потужність втрат на транзисторах дуже мала (для ідеального ключа рівняється нулю), що і забезпечує високий ККД. Використання ключового режиму для підсилення неперервних сигналів засновано на усередненні у навантаженні імпульсів струму транзистора. Щоб середнє значення струму у навантаженні за період слідування імпульсів повторювало форму коливань, що підсилюються, послідовність вхідних однополярних імпульсів, що відкривають транзистор, підлягає широтно-імпульсній модуляції. У такій послідовності тривалість імпульсів змінюється від імпульса до імпульса таким чином, щоб коефіцієнт заповнення послідовності був пропорційний миттєвому значенню коливань, що підсилюються.

На рис. 4.31 а наведена схема вихідного каскаду підсилювача, що працює в режимі D для підсилення однополярних сигналів. На рис. 4.31 б наведені епюри коливання, що підсилюється $u_{\text{вх}}$, послідовності широтно-модульованих імпульсів, що прикладаються до бази ключового транзистора $u_{\text{б}}$, струму через дросель $i_{\text{Л}}$ і напруги на навантаженні $u_{\text{н}}$.

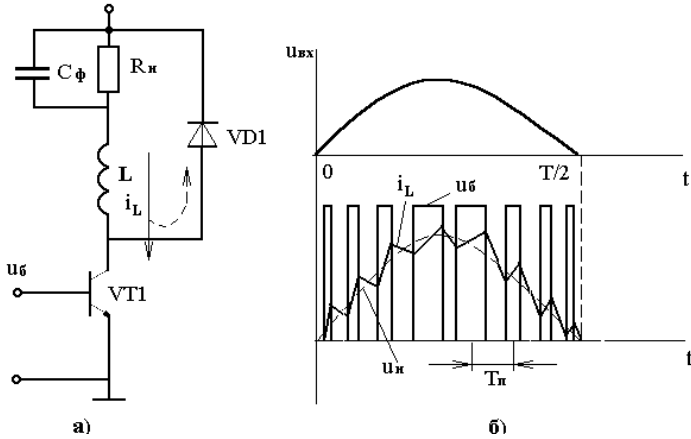


Рисунок 4.31 – Схема однотоктного підсилювача, що працює у режимі класу D

Двотоктні каскади з ШИМ призначені для підсилення сигналів змінного струму і можуть працювати у двох режимах AD або BD. Частіше використовується режим BD, оскільки він має більший ККД і менш жорсткі вимоги до фільтра низьких частот.

На рис. 4.32, 4.33 наведені найпростіший варіант вихідного каскаду у режимі BD та епюри, що пояснюють роботу схеми.

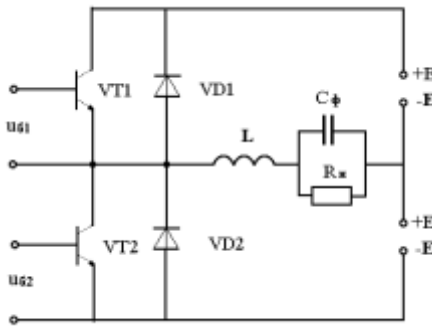


Рисунок 4.32 – Принципова схема каскаду у режимі класу BD

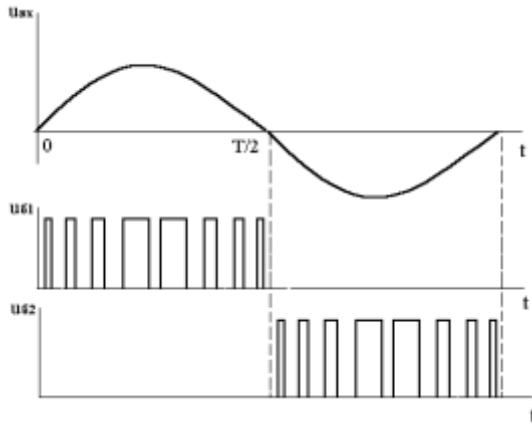


Рисунок 4.33 – Епюри роботи транзисторів у режимі класу ВD

Структурні схеми інвертуючого та неінвертуючого ШИМ модуляторів наведені на рис. 4.34, 4.35.



Рисунок 4.34 – Функціональна схема інвертуючого модулятора

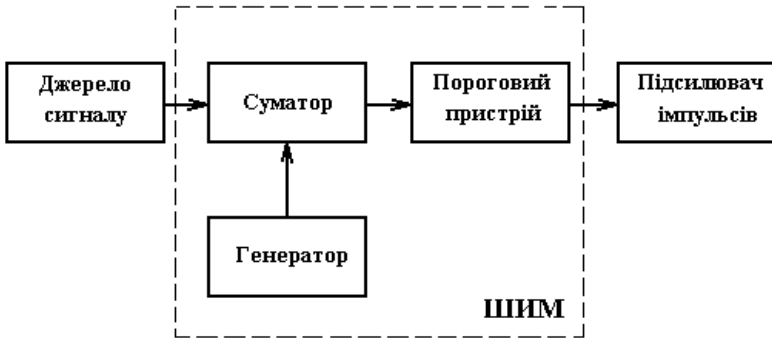


Рисунок 4.35 – Функціональна схема неінвертуючого модулятора

Контрольні питання

- 1) Що дає підвищення ККД підсилювача?
 - 2) Поясніть принцип роботи каскаду підсилення потужності в режимі класу D за схемою рис. 4.31.
 - 3) Чому ККД підсилювача у режимі D падає під час зменшення напруги?
 - 4) Поясніть принцип роботи підсилювача за схемою рис. 4.31.
 - 5) Які переваги каскаду у режимі BD?
- Література: [1] стор. 269-292, [2] стор. 155-19; [4] стор. 226-231.

4.8 Підсилювачі постійного струму

Вимоги до параметрів підсилювачів постійного струму. Міжкаскадний зв'язок у підсилювачах постійного струму. Каскади з безпосереднім зв'язком. Каскади зсуву рівня на транзисторах різного типу провідності. Каскади зсуву рівня на транзисторах однакового типу провідності. Методи компенсації дрейфу нуля. Диференційний каскад у режимі малого сигналу. Диференційний каскад у режимі великого сигналу.

Методичні вказівки

Підсилювачі постійного струму (ППС) – це підсилювачі, для яких коефіцієнт підсилення з напруги або струму не змінюється під час зменшення частоти сигналу до нульового значення.

Усі вимоги, що ставляться до ППС, не можливо виконати за допомогою тільки одного каскаду. Тому необхідно мати спеціальні вхідні каскади, що забезпечують низьке та стабільне значення вхідного струму і достатньо велике підсилення з напруги. Окрім того, передбачається проміжний каскад підсилення з напруги, необхідний для забезпечення потрібного значення коефіцієнта підсилення з напруги і вихідний каскад, основною задачею якого є забезпечення необхідної вихідної потужності.

Виділяють два основних типи ППС: без перетворювання сигналу і з перетворюванням сигналу, тобто з модулятором і демодулятором (МДМ).

Структурні схеми ППС без перетворювання сигналу на відміну від ППС із перетворюванням (МДМ-типу) повторюють структурні схеми підсилювачів змінного струму. В ППС без перетворювання підсилюються сигнали з частотами близькими до нуля. Тому ємнісний та трансформаторний зв'язки не можуть забезпечити передачу сигналу між каскадами. Унаслідок цього у ППС без перетворювання сигналу можливий тільки безпосередній (гальванічний) міжкаскадний зв'язок (інколи оптоелектронний)

Але використання безпосереднього зв'язку ставить перед розробником дві суттєвих проблеми: по-перше – узгодження відносно високого потенціалу попереднього каскаду з низьким потенціалом наступного каскаду, по-друге – дрейф нуля (зміна початкового рівня вихідної напруги з часом). Перша проблема вирішується шляхом використання у складі тракту спеціальних схемних конфігурацій, що отримали назву схем зсуву рівня (СЗР) (це стосується підсилювачів як на дискретних елементах, так і в інтегральному виконанні). Окрім основної функції (зниження потенціалу за мінімальним придушенням сигналу) СЗР одночасно виступає як буфер, що зменшує вплив наступного каскаду на попередній. Найпростіші варіанти СЗР наведені на рис. 4.36.

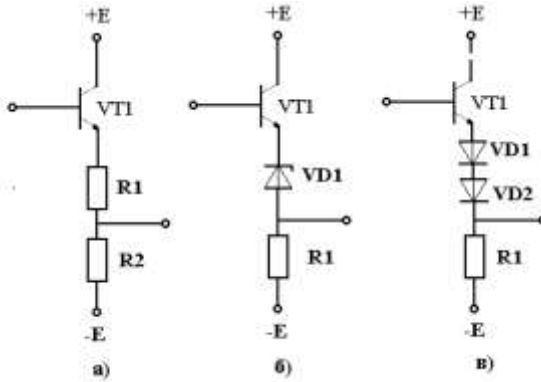


Рисунок 4.36 – Схеми зсуву рівня

Серед основних недоліків наведених схем можна відзначити: малий коефіцієнт передачі для корисного сигналу (схема 4.36 а), великий рівень власних шумів (схема 4.36 б), велика залежність вихідної напруги від температури (рис. 4.36 в).

У ППС, що реалізуються за мікроелектронною технологією, зсув рівня постійного потенціалу найчастіше реалізується за допомогою емітерного повторювача, навантаженням якого є резистор R_1 і джерело стабільного струму (рис. 4.37).

Оскільки вихідний опір ДСС значно більший за R_1 , то коефіцієнт передачі корисного сигналу для такої СЗР буде наближатися до одиниці. Через великий вихідний опір ДСС опір резистора R_1 можна обирати відносно великим і це дозволяє досягнути значного зсуву постійного потенціалу на величину:

$$U_{\text{ВИХ}} = U_1 - U_{\text{БЕVT1}} - I_E \cdot R_1 \quad (4.61)$$

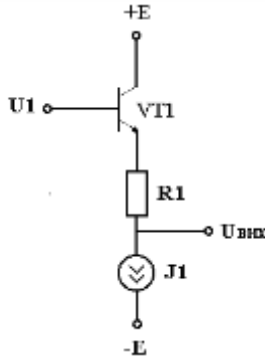


Рисунок 4.37 – Схема зсуву рівня з використанням джерела струму

Під дрейфом нуля розуміють довільну зміну вихідної напруги за умови незмінного або рівного нулю вхідного сигналу. У каскадах ППС для зменшення дрейфу вихідної напруги використовуються балансні схеми. Одним із найпоширеніших видів паралельно-балансних схем є диференціальний каскад (рис.4.38).

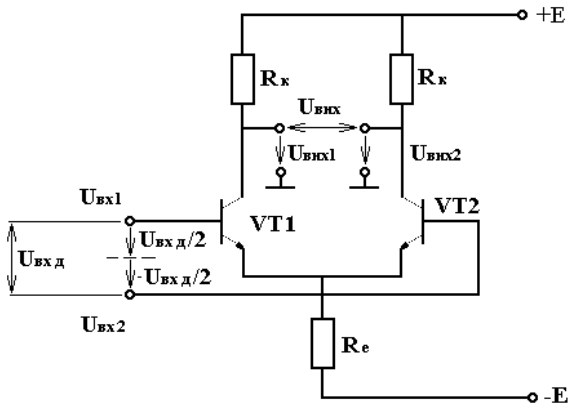


Рисунок 4.38 – Принципова схема класичного диференціального каскаду

Диференціальний каскад – це підсилювач з двома входами, відносно яких коефіцієнти передачі рівні за величиною і протилежні за знаком. Один з входів ДК зветься неінвертуючим, другий інвертуючим. Підсилення сигналу, що надходить до неінвертуючого входу, здійснюється без зміни знаку. Якщо сигнал надходить до інвертуючого входу, то виникає зміна знаку вихідного сигналу на протилежний.

Вихідну напругу ДК можна подати у вигляді:

$$U_{\text{ВИХ}} = K_{+} \cdot U_{\text{ВХ2}} - K_{-} \cdot U_{\text{ВХ1}} \quad (4.62)$$

де K_{+} , K_{-} – коефіцієнти передачі ДК відносно неінвертуючого та інвертуючого входів. Для ідеального диференціального каскаду $K_{+} = K_{-}$, з чого випливає, що вихідний сигнал незалежно від рівнів сигналів $U_{\text{ВХ1}}$, $U_{\text{ВХ2}}$ визначається тільки їх різницею, тому ДК ще отримав назву різницевого підсилювача.

У вхідному сигналі ДК визначають диференційну (різницеву) $U_{\text{ВХД}}$ та синфазну $U_{\text{ВХС}}$ складові:

$$U_{\text{ВХД}} = U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}} \quad (4.63)$$

$$U_{\text{ВХС}} = \frac{(U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}})}{2} \quad (4.64)$$

Диференціальна складова – характеризує різницю (асиметрію) сигналів $U_{\text{ВХ1}}$ і $U_{\text{ВХ2}}$, а синфазна – ступень їх збігу (симетрію). Диференціальний каскад має великий коефіцієнт підсилення для різницевої вхідної напруги $U_{\text{ВХД}}$ (корисний сигнал) і малий коефіцієнт передачі для синфазної напруги $U_{\text{ВХС}}$ (складові сигналу завади).

Коефіцієнти підсилення для диференціального та синфазного сигналів у випадку несиметричного знімання сигналу визначаються як:

$$K_{U_{\text{Д}}} = \frac{U_{\text{ВИХ2}}}{U_{\text{ВХД}}} = \frac{-U_{\text{ВИХ1}}}{U_{\text{ВХД}}} \cong \frac{S \cdot R_K}{2} \quad (4.65)$$

$$K_{UC} = \frac{U_{\text{вих2}}}{U_{\text{вхс}}} = \frac{U_{\text{вих1}}}{U_{\text{вхс}}} \cong \frac{R_K}{2R_e} \quad (4.66)$$

Властивості ДК стосовно підсилення диференційного сигналу та послаблення синфазного характеризуються коефіцієнтом ослаблення синфазного сигналу:

$$K_{OCC} = \frac{K_{UD}}{K_{UC}} \cong S \cdot R_e \quad (4.67)$$

Значно покращити властивості диференціального каскаду можна, якщо обидва вихідні сигнали $U_{\text{вих1}}$ і $U_{\text{вих2}}$ підсилювати далі як один різницевий сигнал $U_{\text{вих}} = U_{\text{вих1}} - U_{\text{вих2}}$ (тобто застосувати симетричне знімання сигналу з виходу ДК). У цьому випадку коефіцієнт підсилення за напругою подвоюється:

$$K_{UD} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вхд}}} \cong S \cdot R_K \quad (4.68)$$

Що стосується передачі синфазних складових, то теоретично за умови повної симетрії схеми, коефіцієнт передачі синфазного сигналу рівняється 0, а K_{OCC} – нескінченості. Практично через асиметрію схеми реальні значення K_{OCC} знаходяться у межах 80...110 дБ для схем з узгодженими транзисторами і 40...70дБ для схем без підбору транзисторів.

Спільний для обох транзисторів емітерний резистор R_e , як правило, замінюють джерелом стабільного струму (генератор струму J1 на рис 4.39). Включення ДСС, завдяки його великому динамічному вихідному опору, дозволяє ефективно придушувати синфазні складові, як це впливає з (4.67).

Передатні характеристики ДК у режимі великого сигналу можуть бути представленими наступними рівняннями:

$$I_{K1} = \frac{I_0}{1 + \exp(U_{ВХД}/\varphi_T)} , \quad (4.69)$$

$$I_{K2} = \frac{I_0}{1 + \exp(-U_{ВХД}/\varphi_T)} . \quad (4.70)$$

З (4.69) і (4.70) випливає, що діапазон лінійної зміни вихідних струмів ДК обмежений значеннями вхідної диференціальної напруги $U_{ВХД} \leq \pm 2\varphi_T$.

Для розширення динамічного діапазону вхідного сигналу, а також для покращення динамічних характеристик ДК застосовується місцевий від'ємний зворотний зв'язок Z-типу (рис.4.39).

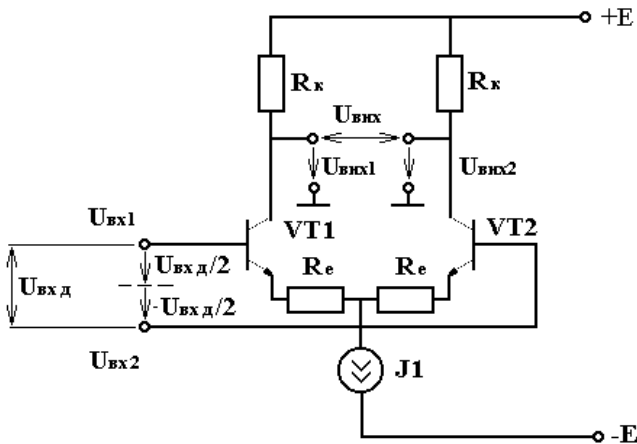


Рисунок 4.39 – Принципова схема диференціального каскаду з місцевим зворотним зв'язком

Коефіцієнт підсилення різницевого сигналу для цієї схеми рівняється:

$$K_{\text{уд}} = \frac{U_{\text{вих2}}}{U_{\text{вхд}}} = \frac{-U_{\text{вих1}}}{U_{\text{вхд}}} \approx \frac{S \cdot R_K}{2R_e} \quad (4.71)$$

Суттєвою перевагою схеми з від'ємним зворотним зв'язком є збільшення максимально припустимого значення вхідної напруги, за якого ДК працює ще у лінійному режимі, приблизно у $(1+SR_e)$ раз.

Контрольні питання

- 1) З якою метою у склад диференціального каскаду вводять джерело стабільного струму?
- 2) Приведіть формули для коефіцієнта підсилення з напруги підчас симетричного та несиметричного підключення навантаження.
- 3) Поясніть термін - коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу.
- 4) Який динамічний діапазон вхідного сигналу для класичного диференціального каскаду? Як його збільшити?
- 5) Яке призначення схеми зсуву рівня та чим зумовлена необхідність її використання підчас побудови аналогових інтегральних схем?
- 6) Приведіть схему та поясніть принцип роботи “струмового дзеркала”.
- 7) Приведіть характеристики диференціального каскаду в режимі “великого” сигналу.

Література: [1] стор. 294-312; [2] стор. 114-129; [3] стор. 264-267; [4] стор. 68-73; [6] стор. 334-361.

4.9 Підсилювачі у інтегральному виконанні

Особливості побудови підсилювачів на базі інтегральних мікросхем. Типові схеми включення. Приклади реалізації попередніх підсилювачів. Приклади прикінцевих підсилювачів потужності. Основні характеристики, що наводяться в технічних умовах. Приклади побудови широкосмугових інтегральних підсилювачів.

Методичні вказівки

У технічних умовах на інтегральні мікросхеми (ІС) підсилювачів потужності, як правило, наводяться такі характеристики підсилювача на підставі ІС: вихідна потужність за заданим рівнем нелінійних спотворень, максимальна вихідна потужність, що відповідає значенню $k_T=10\%$, опір навантаження, коефіцієнти підсилення за напругою для замкненого і розімкненого кола загального від'ємного зворотнього зв'язку, діапазон робочих частот для типової схеми включення за заданим рівнем лінійних спотворень, значення вхідного та вихідного опорів, відношення сигнал/шум, коефіцієнт ослаблення напруги пульсацій по шині живлення, тепловий опір мікросхеми корпус – навколишнє середовище (який використовується сумісно з графіком залежності припустимої потужності втрат від температури, для розрахунку необхідного значення теплового опору радіатора). Окрім того наводяться графіки залежностей основних параметрів від напруги джерела живлення, опору навантаження, вихідної потужності і т. і.

Типова схема підсилювача потужності на підставі мікросхеми представлена на рис. 4.40 (наприклад мікросхеми 174УН14, TDA2030, TDA2040 та інші).

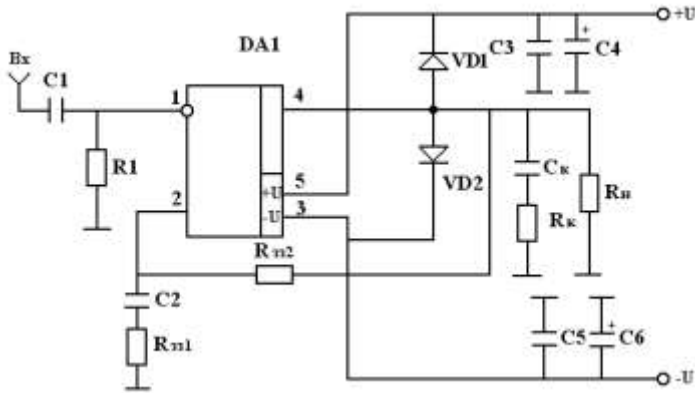


Рисунок 4.40 – Типова схема підсилювача потужності на підставі інтегральної мікросхеми

Коефіцієнт підсилення підсилювача визначається зовнішніми резисторами R_{332} , R_{331} , що утворюють загальний від'ємний зворотний зв'язок Н - типу:

$$K_U = 1 + \frac{R_{332}}{R_{331}}.$$

Резистор R_1 формує необхідне значення входного опору підсилювача, оскільки входний опір мікросхеми з урахуванням від'ємного зворотного зв'язку Н-типу, як правило, набагато більший за значення, що вимагається технічним завданням.

Для зменшення зсуву сталої складової напруги на виході підсилювача, рекомендується обирати резистор R_{332} рівним резистору R_1 . Це зведе до мінімуму вплив входних струмів мікросхеми на зсув вихідної напруги, який для двохполярного живлення не повинен перевищувати 50...80 мВ.

Ланцюг R_k, C_k – компенсатор Буше або компенсатор Цобеля, що компенсує реактивну складову імпедансу навантаження та запобігає самозбудженню підсилювача на високих частотах.

Конденсатори $C3$, $C4$, $C5$, $C6$ блокувальні, які забезпечують фільтрацію завад по шинам живлення, $C2$ – розділювальний конденсатор. Діоди $VD1$, $VD2$ захисні, що утворюють паралельний обмежувач напруги і обмежують вихідну напругу за реактивним навантаженням.

Типова схема попереднього підсилювача (інвертуючого) на підставі операційного підсилювача представлена на рис. 4.41.

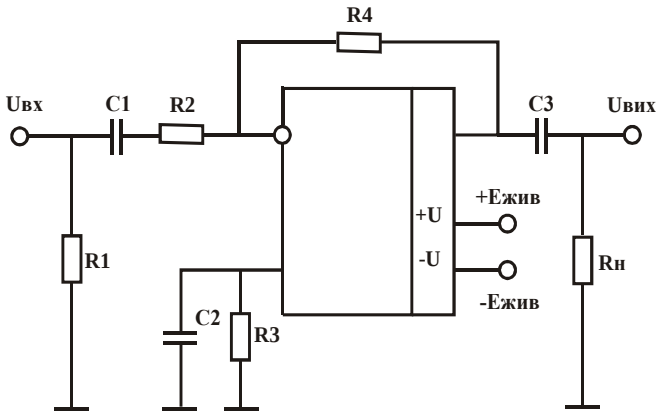


Рисунок 4.41 – Інвертуючий попередній підсилювач з використанням операційного підсилювача

Література: [1] стор. 325-343, 361-376; [2] стор. 197-221, 246-247; [4] стор. 117-121, 238-239.

5 ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ, ЩО ВІНОСЯТЬСЯ НА ІСПИТ

- 1) Основні характеристики і параметри підсилювачів.
- 2) Лінія навантаження і траєкторія пересування робочої точки.
Критерії вибору положення початкової робочої точки.
- 3) Принципи та схеми забезпечення заданого положення початкової робочої точки для біполярних транзисторів. Схеми зміщення фіксованим струмом бази і фіксованою напругою база-емітер.
- 4) Принципи і схеми забезпечення заданого положення початкової робочої точки для біполярних транзисторів. Схеми емітерної та колекторної стабілізації режиму роботи. Комбінована стабілізація режиму.
- 5) Принципи і схеми забезпечення заданого положення початкової робочої точки для польових транзисторів.
- 6) Малосигнальні параметри біполярних і польових транзисторів.
- 7) Способи включення транзистора у схему підсилювального каскаду. Основні характеристики схеми зі спільним емітером.
- 8) Способи включення транзистора у схему підсилювального каскаду. Основні характеристики схеми зі спільним колектором.
- 9) Способи включення транзистора у схему підсилювального каскаду. Основні характеристики схеми зі спільною базою.
- 10) Способи включення транзистора у схему підсилювального каскаду. Основні характеристики схеми зі спільним витоком.
- 11) Способи включення транзистора у схему підсилювального каскаду. Основні характеристики схеми зі спільним стоком.
- 12) Використання польового транзистора як стабілізатора струму. Польовий транзистор як опір, що керується.
- 13) Каскади підсилення змінного струму. Еквівалентна схема каскаду у діапазоні середніх частот.
- 14) Каскади підсилення змінного струму. Еквівалентна схема каскаду у діапазоні низьких частот. Розрахунок коефіцієнта підсилення у діапазоні НЧ.
- 15) Каскади підсилення змінного струму. Еквівалентна схема каскаду у діапазоні високих частот. Розрахунок коефіцієнта підсилення у діапазоні ВЧ.

16) Види зворотного зв'язку, що використовується у підсилювачах.

17) Вплив від'ємного послідовно-послідовного зворотного зв'язку (Z-типу) на параметри підсилювача. Аналіз підсилювального каскаду з ВЗЗ Z-типу.

18) Вплив від'ємного послідовно-паралельного зворотного зв'язку (H-типу) на параметри підсилювача. Аналіз підсилювальних каскадів з ВЗЗ H-типу.

19) Вплив від'ємного паралельно-паралельного зворотного зв'язку (Y-типу) на параметри підсилювача. Аналіз підсилювальних каскадів з ВЗЗ Y-типу.

20) Вплив від'ємного паралельно-послідовного зворотного зв'язку (K-типу) на параметри підсилювача. Аналіз підсилювальних каскадів з ВЗЗ K-типу.

21) Стабілізуючий вплив ВЗЗ на коефіцієнт підсилення та режим роботи зі сталої складової.

22) Вплив ВЗЗ на амплітудну та наскрізну передатну характеристику. Вплив ВЗЗ на амплітудно-частотну характеристику.

23) Особливості побудови багатокаскадних підсилювачів. Види міжкаскадного зв'язку.

24) Типові багатотранзисторні конфігурації підсилювальних каскадів. Каскодне з'єднання СЕ-СБ.

25) Типові багатотранзисторні конфігурації підсилювальних каскадів. Схеми з емітерним зв'язком.

26) Диференційний підсилювальний каскад у режимі малого сигналу.

27) Диференційний підсилювальний каскад у режимі великого сигналу.

28) Джерела стабільного струму. Різновиди, основні характеристики.

29) Джерела стабільної напруги. Різновиди, основні характеристики.

30) Джерела опорної напруги. Різновиди, основні характеристики.

31) Схеми зсуву рівня постійної напруги. Схеми, основні характеристики.

32) Особливості вихідних каскадів. Однотактні каскади підсилювачів потужності.

33) Двохтактні каскади підсилення потужності. Основні властивості.

34) Двохтактні каскади підсилення потужності у режимі В. Основні властивості.

35) Двохтактні каскади підсилення потужності у режимі АВ. Основні властивості.

36) Двохтактні каскади підсилення потужності з безпосереднім зв'язком із передкінцевим каскадом.

37) Мостові та квазімостові схеми двохтактних вихідних каскадів.

38) Кінцеві каскади підсилення потужності з підвищеним ККД. Властивості однотактного підсилювача з ШИМ.

39) Кінцеві каскади підсилення потужності з підвищеним ККД. Властивості двотактного підсилювача у режимі ВD.

40) Закони додавання спотворень у багатокаскадному лінійному колі. Сумарні спотворення у багатокаскадному підсилювачі.

41) Частотна корекція та основні принципи її організації. Аналіз властивостей схем із низькочастотною корекцією.

42) Частотна корекція та основні принципи її організації. Аналіз схеми високочастотної корекції з частотно-залежним навантаженням.

43) Частотна корекція та основні принципи її організації. Аналіз схеми високочастотної корекції з частотно-залежним ВЗЗ.

44) Особливості побудови широкосмугових підсилювачів. Частотні властивості транзисторів.

45) Вплив паразитних ємностей на формування АЧХ у діапазоні високих частот. Оптимальне побудування структури багатокаскадного широкосмугового підсилювача.

46) Особливості побудування підсилювачів на базі інтегральних мікросхем. Типові схеми включення.

47) Нелінійні спотворення в каскадах на біполярних та польових транзисторах. Методи вимірювання нелінійних спотворень.

48) Динамічні інтермодуляційні спотворення. Способи зниження динамічних нелінійних спотворень.

49) Підсилювачі високої чутливості. Методи представлення та аналіз шумових властивостей аналогових трактів.

50) Джерела власних шумів підсилювальних трактів. Еквівалентні шумові схеми підсилювальних каскадів на біполярних, польових транзисторах, операційних підсилювачах.

- 51) Регулятори підсилення. Призначення та місце включення. Потенціометричні і режимні регулятори.
- 52) Пасивні та активні регулятори тембру.