

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 2

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 2. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2009. – 144 с.

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

Навчальний посібник призначений для студентів, які вивчають дисципліну «Аналогові електронні пристрої». Він містить матеріал, необхідний студентам для закріплення лекційного матеріалу, при підготовці і виконанні лабораторних робіт, розв'язанні 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
6. КАСКАДИ ПОПЕРЕДНЬОГО ПІДСИЛЕННЯ.....	9
6.1. Особливості роботи й методика аналізу	9
6.2. Моделі підсилювального елементу для малого сигналу	10
6.3. Резисторні каскади на біполярних транзисторах.....	16
6.3.1. Резисторний каскад із спільним емітером	17
6.3.2. Резисторний каскад із спільною базою.....	34
6.3.3. Резисторний каскад із спільним колектором (емітерний повторювач)	38
6.4. Резисторні каскади на польових транзисторах	41
6.4.1. Резисторний каскад із спільним витоком	42
6.4.2. Резисторний каскад із спільним затвором	48
6.4.3. Резисторний каскад із спільним стоком.....	51
6.5. Резисторні каскади на електронних лампах.....	55
7. ВИХІДНІ КАСКАДИ ПІДСИЛЮВАЧІВ.....	57
7.1. Особливості роботи та методика аналізу	57
7.2. Однотактні трансформаторні вихідні каскади.....	58
7.3. Двотактні трансформаторні вихідні каскади	64
7.4. Безтрансформаторні вихідні каскади	69
7.5. Вихідні каскади в режимі <i>D</i>	74
8. ДИФЕРЕНЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ.....	77
8.1. Диференційні підсилювачі з резистивними навантаженнями	77
8.2. Диференційні підсилювачі з динамічними навантаженнями.....	81
9. АНАЛОГОВІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ.....	84
9.1. Загальні відомості	84
9.2. Операційні підсилювачі	89
9.2.1. Параметри та характеристики операційних підсилювачів ..	89
9.3. Функціональні пристрої на операційних підсилювачах.....	97
9.3.1. Інвертуючий підсилювач.....	98
9.3.2. Неінвертуючий підсилювач. Повторювач напруги	99
9.3.3. Вимірювальний підсилювач	101
9.3.4. Підсилювач потужності	102
9.3.5. Інвертуючий суматор. Змішувач сигналів. Неінвертуючий суматор.....	103
9.3.6. Інтегратор	105
9.3.7. Диференціатор.....	108
9.3.8. Логарифмічні схеми	110
9.3.9. Активні фільтри	114
9.3.10. Перемножувач. Пристрої на перемножувачах.....	116
9.3.11. Компаратор. Тригер Шмітта	120
10. ЕЛЕКТРОННІ ГЕНЕРАТОРИ.....	124
10.1. Основні поняття	124
10.2. Генератори гармонічних коливань.....	125

10.3. Генератори гармонічних коливань на операційних підсилювачах	130
10.4. Генератори несинусоїдних коливань	135
Література.....	143

ВСТУП

У навчальному посібнику «Аналогові електронні пристрої. Модуль 2» розглянуто питання, які пов'язані з побудовою та аналізом аналогових пристроїв різного призначення: каскадів попереднього підсилення, вихідних каскадів підсилювачів, функційних пристроїв на аналогових інтегральних мікросхемах, електронних генераторів.

Структура модуля 2

Модуль 2: Підсилювачі. Пристрої на аналогових ІМС. Генератори			
Змістовий модуль	Лекції, год.	Лабораторні заняття, год.	Самостійна робота, год.
1. Каскади попереднього підсилення	6	2	6
2. Вихідні каскади підсилювачів	2	0	2
3. Аналогові ІМС. Пристрої на операційних підсилювачах	8	6	10
4. Електронні генератори	2	2	3
Усього:	18	10	21

Перелік знань і умінь, з якими студент повинен приступити до вивчення матеріалу модуля 2

Знання тем:

- диференціал та інтеграл;
- закони електротехніки;
- операторний метод, перехідні характеристики;
- радіокомпоненти;
- технічні показники підсилювачів;
- характеристики підсилювача зі зворотним зв'язком;
- стійкість підсилювача зі зворотним зв'язком;
- принципові схеми, кола живлення та стабілізації підсилювачів.

Уміння:

- уміти розраховувати параметри й характеристики підсилювача;
- уміти розраховувати параметри й характеристики підсилювача зі зворотним зв'язком;
- уміти оцінювати стійкість підсилювача зі зворотним зв'язком за допомогою критерія Найквіста;
- уміти розраховувати кола живлення підсилювальних каскадів на біполярних та польових транзисторах і електронних лампах.

Теми і зміст лекцій

Модуль 2. Підсилювачі. Пристрої на аналогових ІМС. Генератори.

Змістовий модуль 1. Каскади попереднього підсилення.

Лекція 1. Резисторні каскади на біполярних транзисторах: СЕ, СБ, СК. Принципові схеми, моделі каскадів для малого сигналу, порівняльний аналіз. Основні параметри та характеристики схем. Каскодні схеми.

Лекція 2. Резисторний каскад із СЕ та емітерною схемою стабілізації режиму. Аналіз схеми на середніх, нижніх та верхніх частотах: коефіцієнти підсилення, АЧХ, ФЧХ каскаду, частотні й фазові спотворення, граничні частоти. Перехідні характеристики каскаду в області великих та малих часів, спотворення перехідної характеристики.

Лекція 3. Резисторні каскади на польових транзисторах: СВ, СЗ, СС. Принципові схеми, моделі каскадів, порівняльний аналіз. Резисторні каскади на електронних лампах.

Змістовий модуль 2. Вихідні каскади підсилювачів.

Лекція 4. Особливості роботи й методика аналізу вихідних каскадів. Однотактний трансформаторний вихідний каскад, принципова схема, ККД. Двотактні вихідні каскади: трансформаторний та безтрансформаторний, принципові схеми, ККД.

Змістовий модуль 3. Аналогові інтегральні мікросхеми (ІМС). Пристрої на операційних підсилювачах (ОП).

Лекція 5. Диференційні підсилювачі з резистивним та динамічним навантаженням, принципові схеми, основні властивості, параметри. Генератори стабільного струму й схеми зсуву рівня.

Лекція 6. Аналогові інтегральні мікросхеми, загальні відомості. Операційний підсилювач, параметри й характеристики. Функційні пристрої на ОП. Інвертуючий й неінвертуючий підсилювачі, повторювач, суматор. Принципові схеми, аналіз, параметри та характеристики.

Лекція 7. Інтегратор, диференціатор, логарифмічні схеми. Принципові схеми, аналіз, параметри.

Лекція 8. Перемножувач. Пристрої на перемножувачах. Компаратор. Тригер Шмітта.

Змістовий модуль 4. Електронні генератори.

Лекція 9. Електронні генератори. Узагальнена структурна схема генератора. Умови самозбудження. Автогенератори гармонічних коливань. Релаксаційні генератори.

Перелік лабораторних робіт модуля 2

№ п/п.	Тема	Годин
1	Підсилювачі на базі операційних підсилювачів	2
2	Функційні електронні пристрої на базі ОП	2
3	Функційні пристрої на базі перемножувачів	2
4	Інтегратор/диференціатор	2
5	Автогенератор гармонічних коливань	2
	Усього:	10

Рекомендації до самостійної роботи студента
Модуль 2

Для закріплення вивчаємого матеріалу, що вивчається за модулем 2, студенту виділяється 21 година для самостійної роботи і виконання комплексного завдання.

Рекомендується розподілити цей час таким чином:

№ п/п.	Вид работы	Кількість годин
1	Опрацювання лекцій	10
2	Вивчення додаткового матеріалу до лекцій	2
3	Підготовка до лабораторних робіт	5
4	Виконання комплексного індивідуального завдання	4
	Всього:	21

Комплексне завдання для самостійного виконання видає викладач.

***Перелік знань і умінь, які повинен придбати студент
в процесі вивчення матеріалу модуля 2*****Знання з тем:**

- резисторні каскади на біполярних транзисторах: СЕ, СБ, СК; схеми, параметри, характеристики, використання;
- резисторні каскади на польових транзисторах та електронних лампах; схеми, параметри, характеристики, використання;
- однотактні й двотактні вихідні каскади; схеми, параметри, використання;
- диференційні підсилювачі; схеми, параметри, використання;
- аналогові інтегральні мікросхеми; операційні підсилювачі, параметри та характеристики;
- функційні пристрої на операційних підсилювачах, схеми, використання;
- автогенератори, схеми, використання.

Уміння:

- уміти аналізувати й розраховувати параметри попередніх підсилювачів;
- уміти розраховувати параметри вихідних каскадів;
- уміти розраховувати параметри функційних пристроїв на операційних підсилювачах.

6. КАСКАДИ ПОПЕРЕДНЬОГО ПІДСИЛЕННЯ

6.1. Особливості роботи і методика аналізу

Каскади попереднього підсилення призначені для підвищення рівня слабого сигналу до значення, необхідного для нормальної роботи вихідного або передвихідного каскаду. Основними показниками попереднього каскаду є його коефіцієнти підсилення, амплітудно-частотна, фазочастотна й перехідна характеристики, смуга пропускання, лінійні спотворення.

Підсилювач може містити декілька каскадів, тому для визначення показників всього підсилювача його необхідно розбити на окремі каскади і для кожного каскаду знайти його параметри й характеристики. При цьому до каскаду відносяться також вихідне коло попереднього каскаду, кола міжкаскадного зв'язку, сам каскад і вхідне коло наступного каскаду.

Вихідне коло попереднього каскаду можна моделювати генератором ЕРС E_{Γ} з внутрішнім опором Z_{Γ} , рівним вихідному опору попереднього каскаду. Як навантаження каскаду використовується вхідний опір наступного каскаду $Z_{\text{н}} = Z_{\text{вх. наст.}}$. Для області середніх частот, у більшості випадків, можна вважати $Z_{\Gamma} = R_{\Gamma}$, а $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} = R_{\text{вх. наст.}}$, тобто активними опорами. Джерело живлення $E_{\text{ж}}$ для змінного струму є коротким замиканням. Замість підсилювального елемента використовується його модель для змінних складових. Загальна модель всього підсилювального каскаду складається з урахуванням моделей всіх елементів і аналізу шляхів протікання змінного струму за принциповою схемою підсилювача.

Основною особливістю каскадів попереднього підсилення є те, що вони працюють в режимі *A* при малих рівнях сигналу (у **режимі малого сигналу**). Наприклад, для каскаду із СЕ виконуються наступні нерівності: $I_{\text{бт}} \ll I_{\text{б0}}$, $U_{\text{бет}} \ll U_{\text{бе0}}$, $I_{\text{кт}} \ll I_{\text{к0}}$, $U_{\text{кет}} \ll U_{\text{ке0}}$. Для інших підсилювальних елементів і схем включення аналогічні нерівності також виконуються. За малих рівнів сигналу використовувані ділянки вольт-амперних характеристик підсилювального елемента (ділянка *AB* на рис. 5.5) можна вважати лінійними, тобто за малих сигналів підсилювальний елемент працює в лінійному режимі. При цьому параметри підсилювального елемента не залежать від сигналу, а визначаються тільки положенням точки спокою на статичних вольт-амперних характеристиках. Це дозволяє замінити підсилювальний елемент для сигналу його лінійною моделлю (лінійною еквівалентною схемою), а каскади попереднього підсилення вважати **лінійними активними чотириполюсниками**. У цьому випадку основні показники каскадів можна визначити аналітичним (а не графічним) шляхом, використовуючи методи аналізу лінійних електричних кіл. Оскільки рівень сигналу в колах каскадів попереднього підсилення малий, нелінійними спотвореннями цих каскадів можна знехтувати.

6.2. Моделі підсилювального елемента для малого сигналу

Для проведення аналізу конкретної схеми підсилювального пристрою необхідна модель підсилювального елемента, яка обирається замість реального підсилювального елемента. Кожна теоретична модель строго описує поведінку реального підсилювального елемента тільки при виконанні певного комплексу умов – обмежень, накладених при побудові моделі. Тому, перш ніж застосовувати для аналізу реальних підсилювальних елементів ту або іншу теоретичну модель, необхідно переконатися у виконанні обмежень, прийнятих при побудові моделі.

У теорії аналогових пристроїв набули поширення два класи моделей підсилювальних елементів:

- 1) формалізовані моделі;
- 2) фізичні моделі.

Формалізовані моделі підсилювальних елементів

Формалізовані моделі базуються на представленні підсилювального елемента як активного чотириполюсника, який може бути описаний однією з шести систем рівнянь, що зв'язують між собою вхідні й вихідні струми та напруги. Найчастіше використовуються системи рівнянь з z -, y - і h -параметрами. Для біполярних транзисторів найчастіше використовується система h -параметрів, які легко визначити експериментально, для польових транзисторів і електронних ламп частіше використовується система y -параметрів.

У режимі малого сигналу амплітуди струмів і напруг змінних складових у багато разів менші постійних складових цих же струмів і напруг. У цьому випадку для підсилювального елемента можна користуватися диференційними параметрами, що характеризують його в точці спокою O (у робочій точці), а сам підсилювальний елемент вважати активним лінійним чотириполюсником. Як приклад розглянемо систему рівнянь з h -параметрами, що зв'язує струми і напруги біполярного транзистора у схемі із спільним емітером (СЕ):

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{се}} &= h_{11e} I_{\text{б}} + h_{12e} U_{\text{ке}}, \\ I_{\text{к}} &= h_{21e} I_{\text{б}} + h_{22e} U_{\text{ке}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.1)$$

У загальному випадку струми, напруги і h -параметри є комплексними величинами. Для області середніх частот, де можна не враховувати частотні властивості транзисторів, h -параметри є наступними дійсними величинами:

$$h_{11e} = \left. \frac{\partial U_{\text{се}}}{\partial I_{\text{б}}} \right|_{U_{\text{ке}}=\text{const}} \quad - \text{вхідний опір транзистора в схемі із СЕ при короткому}$$

замиканні у вихідному колі ($\Delta U_{\text{ке}} = 0$, $U_{\text{ке}0} = \text{const}$);

$$h_{12e} = \left. \frac{\partial U_{\text{се}}}{\partial U_{\text{ке}}} \right|_{I_{\text{б}0}=\text{const}} \quad - \text{коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою в схемі із}$$

СЕ при холостому ході у вхідному колі ($\Delta I_{\text{б}} = 0$, $I_{\text{б}0} = \text{const}$);

$$h_{21e} = \left. \frac{\partial I_K}{\partial I_{\bar{6}}} \right|_{U_{\text{ке}0}=\text{const}} \quad - \text{ коефіцієнт передачі струму бази (коефіцієнт}$$

підсилення струму в схемі із СЕ) при короткому замиканні у вихідному колі ($\Delta U_{\text{ке}} = 0$, $U_{\text{ке}0} = \text{const}$);

$$h_{22e} = \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_{\text{ке}}} \right|_{I_{\bar{6}0}=\text{const}} \quad - \text{ вихідна провідність транзистора у схемі із СЕ при}$$

холостому ході у вхідному колі ($\Delta I_{\bar{6}} = 0$, $I_{\bar{6}0} = \text{const}$).

Визначення "холостий хід" і "коротке замикання" відносяться до сигналу, постійні напруги і струми (положення точки спокою O) залишаються незмінними.

Еквівалентну схему біполярного транзистора в схемі зі СЕ для системи h -параметрів наведено на рис. 6.1.

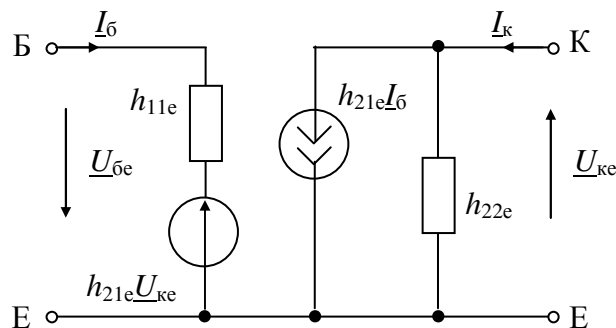


Рисунок 6.1 – Модель транзистора у схемі із спільним емітером для h -параметрів

Аналогічно можна визначити параметри й для інших систем рівнянь і схем включення підсилювального елемента. Оскільки параметр $h_{12e} \ll 1$, то модель рис. 6.1 можна спростити, виключивши генератор $h_{12e} U_{\text{ке}}$ (закоротивши його).

Чисельні значення деяких параметрів в режимі малого сигналу наводяться у довідковій літературі. Слід пам'ятати, що значення параметрів, які наводяться у довідковій літературі, є усередненими й справедливі тільки при вказаному положенні точки спокою в режимі вимірювання параметрів, а також частоти, на якій проводилося це вимірювання. Параметри в режимі малого сигналу можна визначити і за сімействами вольт-амперних характеристик підсилювального елемента методом скінченного приросту, оскільки частинні похідні в системі рівнянь (6.1) приблизно можна замінити відношеннями скінчених приростів. У довідковій літературі звичайно наводяться графіки, які показують залежності параметрів підсилювального елемента від положення точки спокою. Користуючись цими графіками, можна перерахувати параметри для іншого режиму.

Фізичні моделі підсилювальних елементів

Наочнішими є фізичні моделі підсилювальних елементів. Ці моделі достатньо наочно відображають фізичні властивості підсилювальних елементів.

Фізичні моделі біполярного транзистора

Раніше, в розділі 5, були розглянуті нелінійні моделі біполярного транзистора (рис. 5.12, 5.13) і модель для приростів постійних складових (рис. 5.15). Ці моделі використовуються при аналізі роботи схем, пов'язаних з **великим сигналом**, наприклад, при аналізі вихідних каскадів.

Як наголошувалося вище, для аналізу схем з **малими сигналами** можна скористатися диференційними параметрами біполярного транзистора. Візьмемо за основу модель рис. 5.13,а, тому що на практиці частіше використовують кремнієві біполярні транзистори *n-p-n*-типу. Генератор постійного струму $(1 + h_{21e})I_{K60}$ виключимо, оскільки нас цікавлять змінні складові і замість нього введемо *диференційний опір колекторного переходу* r_k . Емітерний перехід також замінимо його диференційним опором r_e . Диференційний опір колекторного переходу в *активному режимі* біполярного транзистора (коли колекторний перехід закритий, а емітерний перехід відкритий) можна вважати приблизно таким, що дорівнює $r_k = (1...2)$ МОм. Диференціальний опір відкритого емітерного переходу можна апроксимувати виразами (5.35) або (5.36).

Диференційний коефіцієнт передачі струму бази (коефіцієнт підсилення струму) позначимо

$$h_{21e} = \left. \frac{\partial i_k}{\partial i_b} \right|_{U_{K60} = \text{const}},$$

оскільки він дорівнює коефіцієнту підсилення струму схеми із спільним емітером.

Із збільшенням частоти коефіцієнт підсилення струму h_{21e} зменшується, залежність h_{21e} від частоти можна апроксимувати наступною функцією

$$\underline{h_{21e}} = \frac{h_{21e0}}{1 + j \frac{f}{f_{h_{21e}}}}, \quad (6.2)$$

де h_{21e0} – коефіцієнт підсилення струму транзистора на низькій частоті. Можна вважати, що $h_{21e0} \approx \beta$, тобто він дорівнює статичному коефіцієнту передачі струму бази. Таким чином, $\underline{h_{21e}}$ є комплексною величиною. Залежність модуля коефіцієнта підсилення струму бази від частоти наведено на рис. 6.2 (за обома осями використаний логарифмічний масштаб).

У формулі (6.2) і на рис. 6.2 частота $f_{h_{21e}}$ називається *граничною частотою коефіцієнта передачі струму бази біполярного транзистора*. На частоті $f_{h_{21e}}$ коефіцієнт передачі $|h_{21e}(f)| = 0,707h_{21e0} = \frac{h_{21e0}}{\sqrt{2}}$. Частотні

властивості біполярних транзисторів частіше оцінюють *граничною частотою* $f_{\text{ГП}}$, на якій модуль $|h_{21e}(f)| = 1$ (рис. 6.2). У довідниках звичайно наводять значення модуля $|h_{21e}|$ на обумовленій частоті f , тоді

$$f_{\text{ГП}} = f \cdot |h_{21e}|. \quad (6.3)$$

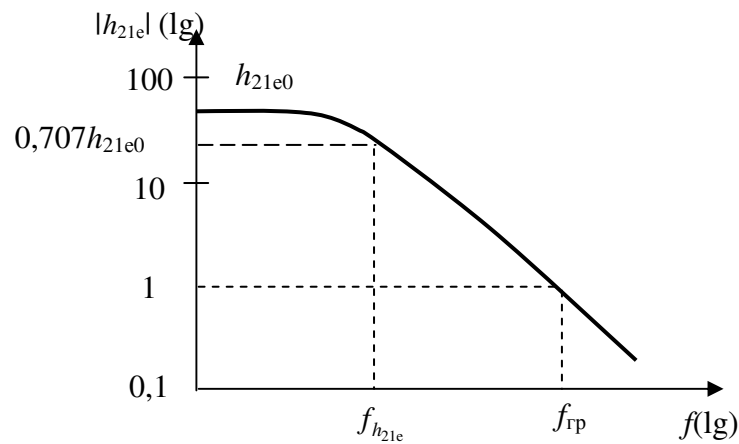


Рисунок 6.2 – Залежність модуля коефіцієнта підсилення струму від частоти

За значенням граничної частоти f_{gp} виконується класифікація біполярних транзисторів за частотними властивостями: низькочастотні ($f_{gp} \leq 3$ МГц), високочастотні ($3 \text{ МГц} < f_{gp} \leq 30$ МГц), надвисокочастотні ($f_{gp} > 30$ МГц).

Наприклад: для транзистора КТ909Б у довіднику вказується, що на частоті $f = 100$ МГц модуль коефіцієнта підсилення струму дорівнює: 1) не менше 5 ($|h_{21e}| = 5$), тоді $f_{gp \text{ min}} = 100 \cdot 10^6 \cdot 5 = 500$ МГц; 2) типове значення 6,5 ($|h_{21e \text{ тип}}| = 6,5$), тоді $f_{gp \text{ тип}} = 100 \cdot 10^6 \cdot 6,5 = 650$ МГц.

Відповідно, можна визначити частоту h_{216} – *граничну* частоту коефіцієнта передачі струму емітера (коефіцієнта передачі струму схеми із спільною базою), якщо апроксимувати залежність h_{216} від частоти аналогічною функцією

$$h_{216} = \frac{h_{2160}}{1 + j \frac{f}{f_{h216}}} \quad (6.4)$$

Оскільки $h_{2160} \approx 1$, то одержимо $h_{216} \approx f_{gp}$. Якщо врахувати, що $h_{21e} = \frac{h_{216}}{1 - h_{216}}$,

можна показати, що

$$f_{h21e} \approx \frac{f_{gp}}{1 + h_{21e0}} \quad (6.5)$$

Таким чином, біполярний транзистор, включений за схемою із СБ, має кращі частотні властивості, ніж у схемі із СЕ.

На високих частотах необхідно враховувати також ємності переходів: колекторного та емітерного. Ці ємності визначаються між внутрішньою точкою бази Б' і відповідними виводами колектора К та емітера Е. В активному режимі транзистора колекторний перехід (Б' – К) закритий, тому ємність колекторного переходу C_k зумовлена, в основному, зарядною (бар'єрною) ємністю. Значення цієї ємності наводиться у довідниках. Ємність емітерного переходу є сумою зарядної та дифузійної ємностей. Оскільки дифузійна ємність для відкритого переходу значно перевищує значення зарядної ємності, у більшості схем можна враховувати тільки дифузійну ємність емітерного переходу, яку можна розрахувати за формулою

$$C_{б'е} \approx \frac{1}{2\pi f_{гр} r'_б}. \quad (6.6)$$

Омічний опір тіла бази $r'_б$ (рис. 5.13) залишається незмінним як для постійних, так і для змінних складових. Високочастотні властивості біполярного транзистора можна характеризувати також параметром

$$\tau_k = r'_б \cdot C_k, \quad (6.7)$$

який називається **постійною часу кола зворотного зв'язку**, бо через ємність C_k і резистор $r'_б$ частина колекторної вихідної напруги передається на вхід транзистора. Цей зворотний зв'язок називається внутрішнім, він погіршує високочастотні властивості транзистора, тому, чим τ_k менший, тим частотні властивості транзистора кращі. Отже, якщо не вказане значення $r'_б$, його можна розрахувати за формулою:

$$r'_б = \frac{\tau_k}{C_k}, \quad (6.8)$$

оскільки τ_k і C_k звичайно вказуються у довідниках.

Таким чином з нелінійної моделі біполярного транзистора (рис. 5.13) одержано фізичну лінійну Т-подібну модель біполярного транзистора для малого сигналу, зображену на рис. 6.3.

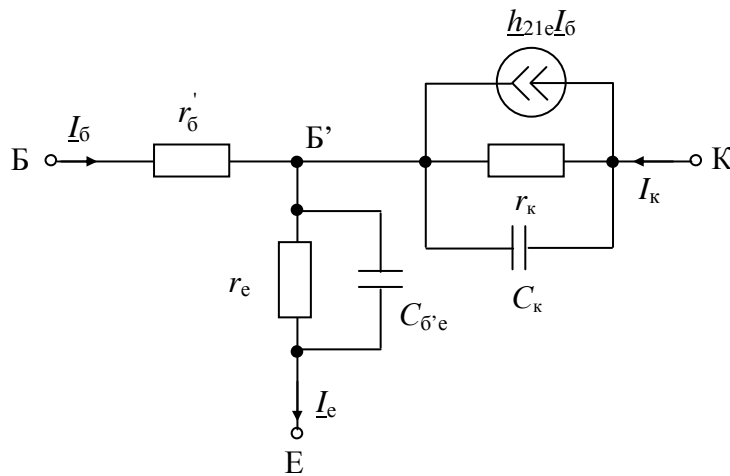


Рисунок 6.3 – Т-подібна модель біполярного транзистора для малого сигналу

Напрямок стрілок залежного генератора струму визначається напрямом задаючого (управляючого) струму бази $I_б$ й рівнянням, яке зв'язує струми в транзисторі $I_е = I_б + I_к$. Воно не залежить від типу транзистора: *n-p-n* або *p-n-p*. Якщо напрям струму бази $I_б$ змінити на протилежний, що відповідає іншому напівперіоду вхідного сигналу, напрям стрілок $I_к$ та $I_е$ також необхідно змінити на протилежні.

Фізична Т-подібна модель наочна й відповідає нашим уявленням про фізичні процеси, що відбуваються у біполярному транзисторі. Вона може бути

використана для будь-якої схеми включення біполярного транзистора, оскільки є триполусною схемою.

Т-подібну модель зручно використовувати на низьких і середніх частотах, коли можна не враховувати вплив міжелектродних ємностей C_k й $C_{b'e}$ і комплексність коефіцієнта передачі h_{21e} .

На високих частотах при аналізі роботи схем використання цієї моделі призводить до громіздких виразів через досить складну формулу (6.2). На вищих частотах (близьких до f_{tr}) наведену модель (рис. 6.3) необхідно ускладнювати, враховуючи індуктивності виводів, а також інші паразитні параметри транзистора.

Більш універсальною є П-подібна модель біполярного транзистора, зображена на рис. 6.4,а. Ця модель одержана шляхом еквівалентних перетворень з Т-подібної моделі (рис. 6.3). У П-подібній моделі позначені:

$$r_{b'e} = r_e(1 + h_{21e}). \quad (6.9)$$

$$r_{ke} = \frac{r_k}{1 + h_{21e}}. \quad (6.10)$$

$$S_{\pi} = \frac{\Delta i_k}{\Delta u_{\pi}} = \frac{h_{21b}}{r_e} = \frac{h_{21e}}{(1 + h_{21e})r_e}, \quad (6.11)$$

де S_{π} – крутість транзистора, U_{π} – напруга на переході Б' – Е. Генератор струму $I = S_{\pi} U_{\pi}$ характеризує підсилювальні властивості біполярного транзистора.

Фізичні моделі польового транзистора та електронної лампи

На рис. 6.4,б і 6.4,в наведено моделі польового транзистора та електронної лампи. У всіх трьох моделях рис. 6.4 підсилювальні властивості визначаються крутістю підсилювального елемента S .

На рис. 6.4,б наведено модель польового транзистора, в якій позначені наступні параметри: $C_{зв}$ – ємність між затвором і витоком (вхідна ємність ПТ); $C_{зс}$ – ємність між затвором і стоком (прохідна ємність ПТ); $C_{св}$ – ємність між стоком і витоком (вихідна ємність ПТ); $S = \frac{\Delta i_c}{\Delta u_{зв}}$ – крутість статичної

наскрізної вольт-амперної характеристики польового транзистора у точці спокою; $R_i = \frac{\Delta u_{св}}{\Delta i_c}$ – внутрішній опір польового транзистора, який визначається

за статичною вихідною характеристикою у точці спокою.

Модель електронної лампи (тетрода, пентода) наведено на рис. 6.4,в, вона аналогічна моделі польового транзистора.

У моделях вказані основні виводи підсилювальних елементів: керуючий (база (Б), затвор (З), керуюча сітка (Сіт)); емітуючий (емітер (Е), витік (В), катод (Кат)) і керований (колектор (К), стік (С), анод (А)). Ці триполусники можна використовувати для моделювання будь-якої схеми включення підсилювального елемента і будь-якої аналогової схеми, якщо сигнал малий порівняно з постійною складовою відповідного струму або напруги.

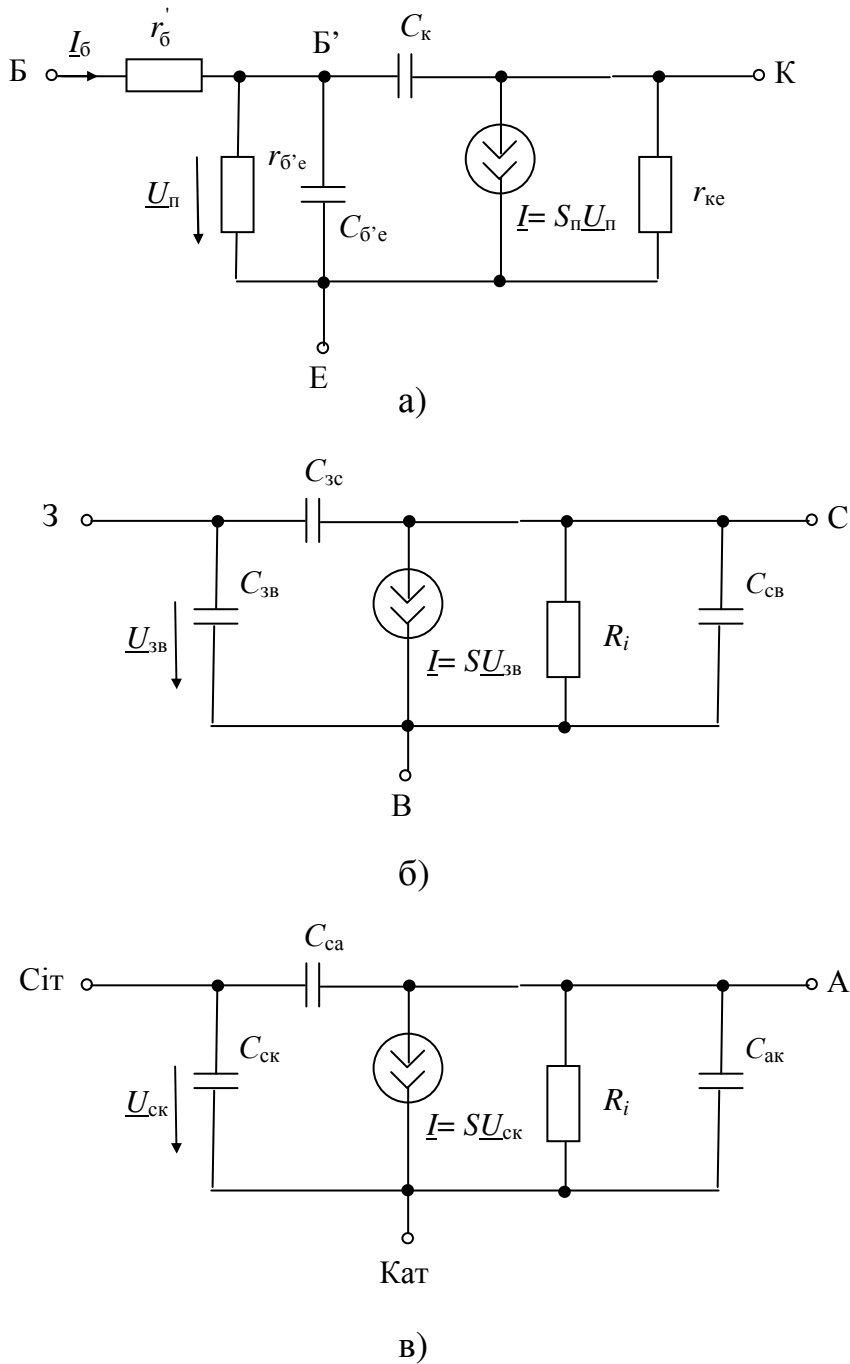


Рисунок 6.4 – П-подібні моделі підсилювальних елементів: а) біполярного транзистора; б) польового транзистора; в) електронної лампи

6.3. Резисторні каскади на біполярних транзисторах

Як наголошувалося в розділі 5.1, біполярний транзистор для сигналу може бути включений за трьома схемами: із спільним емітером (рис. 5.1,а), із спільною базою (рис. 5.2,а) або із спільним колектором (рис. 5.3,а). У розділі 5.4 сказано, що кола живлення всіх трьох схем включення (СЕ, СБ, СК) можуть бути виконані за однією і тією ж схемою з використанням емітерної стабілізації точки спокою або іншої схеми стабілізації. Розглянемо параметри каскадів на біполярних транзисторах для різних схем включення.

6.3.1. Резисторний каскад із спільним емітером

Принципову схему резисторного каскаду із спільним емітером (СЕ) і емітерною стабілізацією режиму транзистора наведено на рис. 6.5.

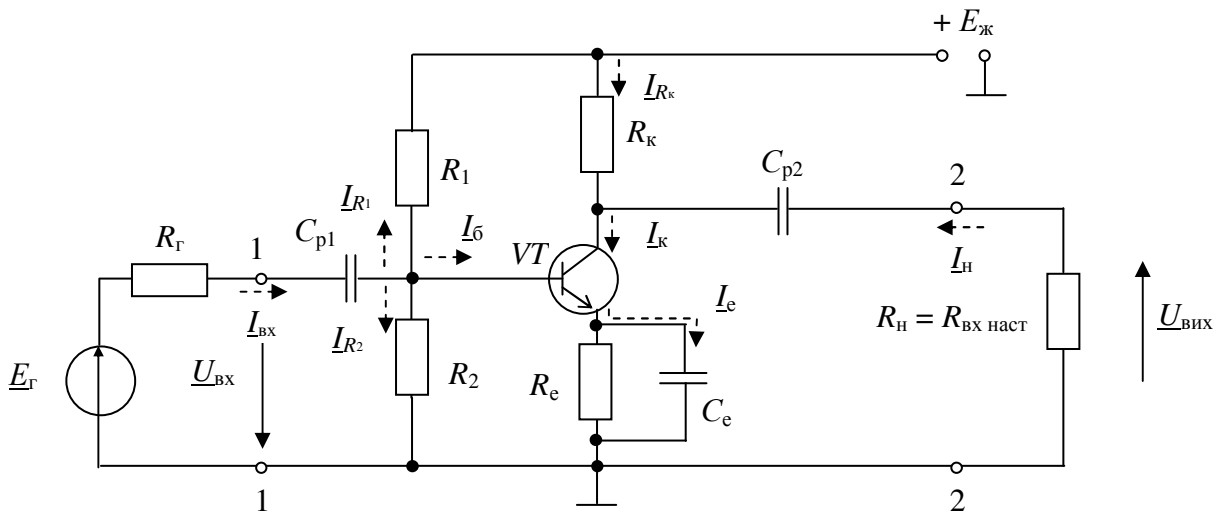


Рисунок 6.5 – Резисторний каскад із спільним емітером і емітерною схемою стабілізації

Шляхи протікання змінних струмів на рис. 6.5 показані пунктирними лініями.

Стисло охарактеризуємо призначення елементів каскаду. Резистори R_1 і R_2 утворюють подільник напруги $E_{ж}$, який служить для подачі напруги зміщення на базу транзистора VT . Резистор R_k служить для подачі напруги живлення на колектор транзистора VT і спільно з опором навантаження R_H створює опір навантаження для змінного струму

$$R_{H\sim} = \frac{R_k \cdot R_H}{R_k + R_H}. \quad (6.12)$$

Опором навантаження найчастіше є вхідний опір наступного каскаду для сигналу

$$R_H = R_{вх \text{ наст.}}. \quad (6.13)$$

Резистор R_e є елементом емітерної стабілізації, на якому утворюється негативний зворотний зв'язок для приростів постійних складових (за постійним струмом) (розділ 5.4). На цьому ж резисторі утворюється негативний зворотний зв'язок (НЗЗ) і за змінним струмом (за сигналом) послідовний за струмом. Щоб НЗЗ за сигналом не зменшував коефіцієнт підсилення каскаду, якщо цей НЗЗ не потрібен, резистор R_e шунтують великою ємністю C_e . Ємність C_e підключена паралельно резистору R_e і повинна шунтувати його навіть на нижчій частоті підсилюваного діапазону f_H .

C_{p1} і C_{p2} – розділяльні конденсатори, вони розділяють даний каскад, джерело сигналу і навантаження за постійним струмом. Тобто ці конденсатори не пропускають постійні складові струмів, але повинні пропустити без втрат всі частоти підсилюваного діапазону і навіть нижчу частоту f_H . Тому ємності C_{p1} і

C_{p2} обирають також великих значень. Оскільки ємності C_e , C_{p1} і C_{p2} вносять лінійні спотворення, то їх значення необхідно розраховувати за допустимими лінійними (частотними, фазовими або перехідними) спотвореннями на нижчій частоті підсилюваного діапазону f_H .

Розрахунок елементів каскаду виконують по-різному залежно від того, які параметри відомі або задані. Якщо задані: тип транзистора, значення h_{21e} , режим роботи вихідного кола транзистора (I_{k0} , U_{ke0}), а також напруга джерела живлення $E_{ж}$, то необхідно розрахувати значення опорів резисторів і ємностей конденсаторів.

Падіння напруги на резисторі R_e у схемі зі СЕ можна обрати в межах

$$U_{R_e} = I_{e0} \cdot R_e = (0,1 \dots 0,3)(E_{ж} - U_{ke0}). \quad (6.14)$$

Якщо коефіцієнт підсилення струму $h_{21e} \gg 1$, можна вважати, що $I_{e0} \approx I_{k0}$. Тоді опір резистора R_e буде дорівнювати

$$R_e = \frac{U_{R_e}}{I_{k0} + I_{b0}} \approx \frac{U_{R_e}}{I_{k0}}. \quad (6.15)$$

Падіння напруги на резисторі R_k дорівнює

$$U_{R_k} = E_{ж} - U_{ke0} - U_{R_e}, \quad (6.16)$$

а опір резистора R_k дорівнює

$$R_k = \frac{U_{R_k}}{I_{k0}}. \quad (6.17)$$

Для розрахунку опорів подільника R_1 і R_2 необхідно задатися струмом подільника I_d . Його обирають з умови $I_d \gg I_{b0}$,

$$\text{де} \quad I_{b0} = \frac{I_{k0}}{h_{21e}}. \quad (6.18)$$

Для виконання наведеної нерівності (6.18) досить обрати

$$I_d \approx 10I_{b0}. \quad (6.19)$$

При цьому бажано, щоб також виконувалася нерівність $I_d \ll I_{k0}$. Виконати обидві ці нерівності ($I_{b0} \ll I_d \ll I_{k0}$) не завжди вдається, особливо при невеликих значеннях h_{21e} . У цьому випадку доводиться обирати компромісні рішення: $I_{b0} \ll I_d < I_{k0}$. Потім розраховують опори подільника, вважаючи, що U_{be0} відоме (визначене по вхідних ВАХ за відомим струмом I_{b0}), або для кремнієвих транзисторів вибрано $U_{be0} \approx 0,7$ В. Напруга між базою і корпусом дорівнює

$$U_{\bar{6}} = U_{be0} + U_{R_e} = I_d R_2, \quad (6.20)$$

звідси розраховуємо опір резистора R_2

$$R_2 = \frac{U_{\bar{6}}}{I_d}, \quad (6.21)$$

і опір резистора R_1

$$R_1 = \frac{E_{ж} - U_{\bar{6}}}{I_d}. \quad (6.22)$$

Далі розраховується коефіцієнт нестабільності S за формулою (5.54) і порівнюється з допустимим значенням. Якщо знайдене значення $S \leq S_{\text{доп}}$, то елементи схеми забезпечують необхідну стабільність режиму транзистора. Якщо ж $S > S_{\text{доп}}$, то для поліпшення стабільності режиму (зменшення S) необхідно збільшити значення R_e , обравши більше значення U_{R_e} , і зменшити опір базового подільника

$$R_{\text{бд}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}, \quad (6.23)$$

обравши більше значення струму подільника I_d .

Розрахунок елементів схеми виконується знову. Значення ємностей конденсаторів C_e , C_{p1} і C_{p2} обирають або розраховують за допустимими частотними спотвореннями на нижчій частоті підсилюваного діапазону f_n . Значення опорів всіх резисторів і ємностей конденсаторів необхідно обрати за шкалою номінальних значень.

Для того, щоб знайти параметри і характеристики каскаду із СЕ (рис. 6.5), складемо його еквівалентну схему для змінного струму (для сигналу). При складанні еквівалентної схеми використовуємо П-подібну модель біполярного транзистора, наведену на рис. 6.4,а. Необхідно також розглянути шляхи протікання змінного струму через транзистор VT , а також у зовнішніх його колах. Джерело живлення $E_{\text{ж}}$ вважатимемо ідеальним. У цьому випадку його внутрішній опір для змінного струму дорівнює нулю ($r_{\text{ж}} = 0$), а опори R_1 і R_2 для вхідного сигналу будуть з'єднані паралельно (формула 6.23). У результаті одержимо загальну еквівалентну схему каскаду, наведену на рис. 6.6. Як видно з рис. 6.6., загальна еквівалентна схема вийшла досить складною, але для аналізу її можна спростити.

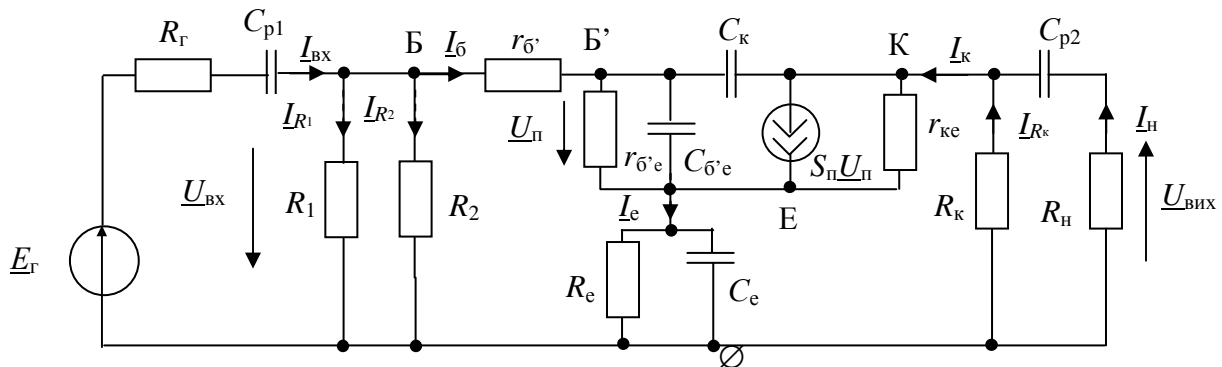


Рисунок 6.6 – Еквівалентна схема каскаду із спільним емітером і емітерною схемою стабілізації (для сигналу)

Корпус позначений значком $\emptyset$ (нульовий потенціал). Розглянемо вплив реактивних елементів в різних областях частот.

Область середніх частот (СЧ)

Ємності $C_{б'е}$ і C_k мають невеликі значення, тому їх опори ($x_c = 1/2\pi f_c$) у області СЧ великі (вважаємо розрив). Ємності C_{p1} , C_{p2} і C_e мають великі значення, тому їх опори в області СЧ малі (вважаємо коротке замикання). Таким чином, для області СЧ одержимо еквівалентну схему, зображену на рис. 6.7. Емітер для сигналу з'єднаний з корпусом.

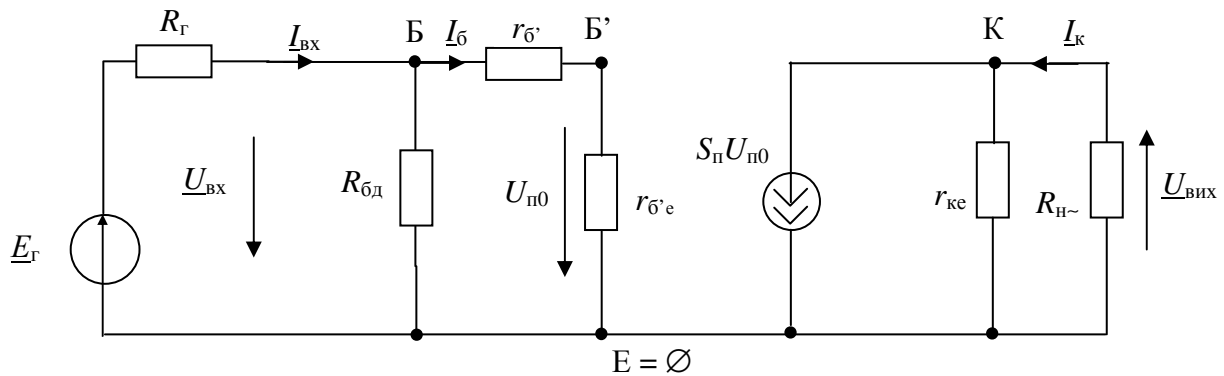


Рисунок 6.7 – Еквівалентна схема каскаду із спільним емітером для області середніх частот

В результаті аналізу схеми рис. 6.7 знайдемо основні параметри каскаду із СЕ для області середніх частот.

З еквівалентної схеми рис 6.7 випливає, що каскад із СЕ *інвертує вхідний сигнал*, фази напруг $\underline{U}_{ВХ}$ і $\underline{U}_{ВЫХ}$ зміщені на π , це випливає з напрямів струмів $\underline{I}_{ВХ}$ і $\underline{I}_{К}$. Оскільки у схемі рис. 6.7 немає реактивних елементів, то коефіцієнти підсилення K_{u0} , K_{i0} , K_{e0} , K_p не залежать від частоти і дорівнюють коефіцієнтам підсилення на середній частоті підсилюваного діапазону f_0 . Інверсію сигналу врахуємо окремо зсувом фаз на π .

Знайдемо спочатку вхідний опір транзистора VT

$$R_{ВХ\text{ тр}} = h_{11e} = \frac{U_{ВХ}}{I_{Б}}.$$

Вхідну напругу визначимо з контура, розташованого праворуч від точок Б–Е

$$U_{ВХ} = I_{Б}(r_{Б'} + r_{Б'e}) = I_{Б}(r_{Б'} + (1 + h_{21e})r_e). \quad (6.24)$$

Тоді

$$R_{ВХ\text{ тр}} = h_{11e} = r_{Б'} + (1 + h_{21e})r_e. \quad (6.25)$$

Вхідний опір каскаду із СЕ з урахуванням шунтуючої дії базового подільника буде дорівнювати паралельному з'єднанню базового подільника $R_{БД}$ і вхідного опору транзистора h_{11e}

$$R_{ВХ} = \frac{R_{БД} \cdot h_{11e}}{R_{БД} + h_{11e}}. \quad (6.26)$$

Якщо каскад розрахований правильно, то подільник не повинен шунтувати вхід транзистора, тобто повинна виконуватися нерівність: $R_{БД} \gg h_{11e}$. У цьому випадку вхідний опір каскаду із СЕ буде дорівнювати

$$R_{ВХ} \approx h_{11e} = r_{Б'} + (1 + h_{21e})r_e. \quad (6.27)$$

За необхідності завжди можна врахувати шунтуючу дію базового подільника за формулою (6.26).

Знайдемо коефіцієнт підсилення струму каскаду із СЕ

$$K_{i0} = \frac{I_{К}}{I_{ВХ}}.$$

Якщо знехтувати шунтуючою дією базового подільника (змінним струмом, який відгалужується у базовому подільнику ($I_{R_1} + I_{R_2}$)), то можна вважати, що $I_{\text{вх}} = I_{\text{б}}$.

В цьому випадку коефіцієнт підсилення струму дорівнює

$$K_{i0} = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} = h_{21\text{е}}. \quad (6.28)$$

Розрахуємо коефіцієнт підсилення напруги каскаду із СЕ

$$K_{u0} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}},$$

де $U_{\text{вх}}$ визначено за формулою (6.24).

Для визначення вихідної напруги розглянемо еквівалентну схему вихідного кола каскаду. Опори $r_{\text{ке}}$ і $R_{\text{н~}}$ включені паралельно, але, як правило, виконується нерівність: $r_{\text{ке}} \gg R_{\text{н~}}$, тому вихідна напруга дорівнює

$$U_{\text{вих}} = S_{\text{п}} U_{\text{по}} R_{\text{н~}}. \quad (6.29)$$

З вхідного кола і формули (6.10) виходить, що напруга на переході Б'Е дорівнює

$$U_{\text{по}} = I_{\text{б}} r_{\text{б'е}} = I_{\text{б}} r_{\text{е}} (1 + h_{21\text{е}}). \quad (6.30)$$

Крутість транзистора VT , згідно формули (6.11), дорівнює

$$S_{\text{п}} = \frac{h_{21\text{е}}}{(1 + h_{21\text{е}}) r_{\text{е}}}.$$

Тоді вихідна напруга каскаду буде рівна

$$U_{\text{вих}} = I_{\text{б}} h_{21\text{е}} R_{\text{н~}}, \quad (6.31)$$

а коефіцієнт підсилення напруги дорівнює

$$K_{u0} = h_{21\text{е}} \frac{R_{\text{н~}}}{r_{\text{б'е}} + (1 + h_{21\text{е}}) r_{\text{е}}} = h_{21\text{е}} \frac{R_{\text{н~}}}{h_{11\text{е}}}. \quad (6.32)$$

Наскрізний коефіцієнт підсилення дорівнює

$$K_{u0} = \frac{U_{\text{вих}}}{E_{\text{г}}},$$

але, як виходить із схеми рис. 6.7,

$$E_{\text{г}} = I_{\text{вх}} (R_{\text{г}} + R_{\text{вх}}) \approx I_{\text{б}} (R_{\text{г}} + h_{11\text{е}}), \quad (6.33)$$

якщо не враховувати шунтуючу дію базового подільника.

Тоді

$$K_{e0} = \frac{I_{\text{б}} h_{21\text{е}} R_{\text{н~}}}{I_{\text{б}} (R_{\text{г}} + h_{11\text{е}})} = h_{21\text{е}} \frac{R_{\text{н~}}}{h_{11\text{е}}} \frac{h_{11\text{е}}}{R_{\text{г}} + h_{11\text{е}}} = K_{u0} K_{\text{вх}0}, \quad (6.34)$$

де коефіцієнт передачі вхідного кола каскаду дорівнює

$$K_{\text{вх}0} = \frac{h_{11\text{е}}}{R_{\text{г}} + h_{11\text{е}}}. \quad (6.35)$$

Вхідний опір каскаду $R_{\text{вх}} \approx h_{11\text{е}}$ і опір генератора $R_{\text{г}}$ утворюють резистивний подільник з коефіцієнтом передачі $K_{\text{вх}0} < 1$. Тому наскрізний коефіцієнт підсилення $K_{e0} < K_{u0}$. Якщо виконується нерівність $R_{\text{вх}} \gg R_{\text{г}}$, то $K_{\text{вх}0} \approx 1$, а

$K_{e0} \approx K_{u0}$. Таким чином, для збільшення значення K_{e0} вхідний опір каскаду $R_{вх}$ повинен бути великим, а опір генератора $R_{г}$ малим:

$$R_{вх} \gg R_{г}. \quad (6.36)$$

У реальних схемах на біполярних транзисторах нерівність (6.36), як правило, не виконується, тому $K_{e0} < K_{u0}$.

Вихідний опір транзистора VT , визначений ліворуч точок К–Е, дорівнює

$$R_{вих тр} \approx r_{ке} = \frac{r_{к}}{1 + h_{21e}}. \quad (6.37)$$

Вихідний опір каскаду дорівнює паралельному з'єднанню опорів $R_{к}$ і $R_{вих тр}$. Якщо $r_{ке} \gg R_{к}$, то вихідний опір каскаду із СЕ дорівнює

$$R_{вих} \approx R_{к}. \quad (6.38)$$

Область верхніх частот (ВЧ)

В області ВЧ на коефіцієнт підсилення каскаду K_e впливають ємності переходів $C_{б'е}$ і $C_{к}$, а ємності C_e , C_{p1} , C_{p2} є коротким замиканням. Із збільшенням частоти опори ємностей $C_{б'к}$ і $C_{к}$ зменшуються, тому в еквівалентній схемі необхідно враховувати шунтуючу дію цих ємностей.

В результаті отримаємо еквівалентну схему каскаду із СЕ для області верхніх частот, зображену на рис. 6.9.

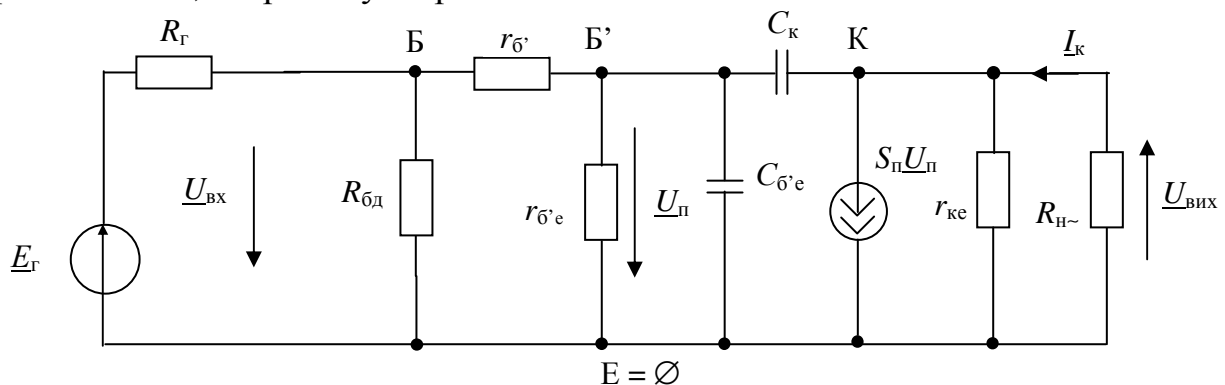


Рисунок 6.9 – Еквівалентна схема каскаду із спільним емітером для області верхніх частот

Для спрощення аналізу від загальної еквівалентної схеми рис. 6.9 перейдемо до еквівалентних схем вхідного (рис. 6.10, а) і вихідного (рис. 6.10, б) кіл каскаду із СЕ на верхніх частотах.

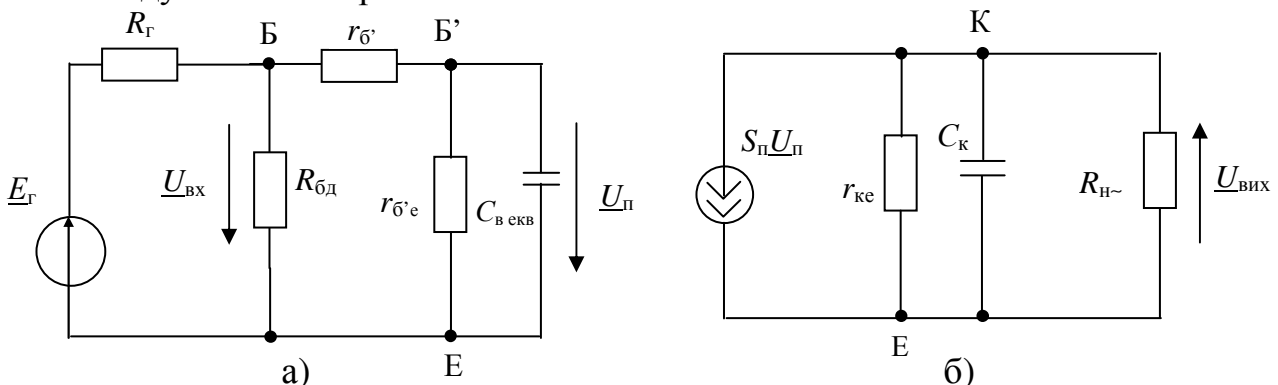


Рисунок 6.10 – Еквівалентні схеми каскаду із спільним емітером для області верхніх частот: а) вхідного кола; б) вихідного кола

Хоча ємність C_K невелика, але через неї в транзисторі існує внутрішній негативний зворотний зв'язок паралельний за напругою. Вплив паралельного НЗЗ еквівалентний збільшенню вхідної ємності каскаду із СЕ

$$C_{B \text{ екв}} = C_{\delta'e} + C_K(1 + S_{\Pi}R_{H\sim}), \quad (6.39)$$

де величина $S_{\Pi}R_{H\sim}$ приблизно дорівнює коефіцієнту підсилення за напругою K_{u0} каскаду із СЕ ($S_{\Pi}R_{H\sim} \approx K_{u0}$). Отже, із збільшенням коефіцієнта підсилення K_{u0} значення еквівалентної ємності $C_{B \text{ екв}}$ також збільшується.

Еквівалентна ємність $C_{B \text{ екв}}$ підключена паралельно переходу Б'Е. Із збільшенням частоти сигналу опір ємності зменшується, ємність шунтує перехід, напруга на переході U_{Π} зменшується, зменшується струм $S_{\Pi}U_{\Pi}$, зменшується вихідна напруга $U_{\text{вих}}$, а, отже, зменшуються коефіцієнти підсилення K_u і K_e (при $f \rightarrow 0$, $K_e \rightarrow 0$). Через вплив ємностей $C_{\delta'e}$ і C_K на ВЧ також з'являється додатковий фазовий зсув відносно фази на частоті f_0 .

У вихідному колі ємність C_K шунтує опір навантаження $R_{H\sim}$, що також призводить до зменшення напруги $U_{\text{вих}}$ та зменшення коефіцієнтів підсилення K_u і K_e . Проте, на частотні властивості каскаду із СЕ в області ВЧ ємність $C_{B \text{ екв}}$ у вхідному колі робить сильніший вплив, ніж ємність C_K у вихідному колі.

Тому докладніше розглянемо еквівалентну схему вхідного кола (рис. 6.10, а), перетворивши її у простішу, зображену на рис. 6.11.

Для перетворення скористаємося теоремою про еквівалентний генератор, замінивши частину схеми ліворуч точок Б'Е еквівалентною ЕРС і еквівалентним опором.

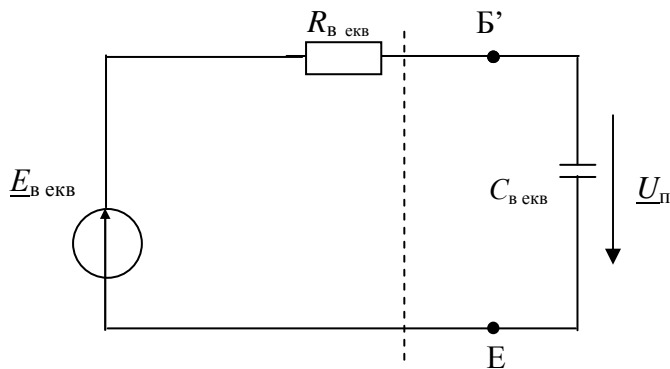


Рисунок 6.11 – Еквівалентна схема вхідного кола каскаду із спільним емітером для верхніх частот

У схемі рис. 6.11

$$E_{B \text{ екв}} = U_{\Pi 0}, \quad (6.40)$$

тобто еквівалентна ЕРС дорівнює напрузі на переході в області СЧ,

$$R_{B \text{ екв}} = \frac{(R_{\Gamma} + r_{\delta'}) \cdot r_{\delta'e}}{R_{\Gamma} + r_{\delta'} + r_{\delta'e}}, \quad (6.41)$$

якщо вважати, що для базового подільника виконуються нерівності:

$$R_{\delta d} \gg R_{\Gamma} \text{ і } R_{\delta d} \gg h_{11e}.$$

Із схеми рис. 6.11 знайдемо напругу на переході в області ВЧ

$$\underline{U}_{\Pi} = \frac{E_{B \text{ екв}}}{1 + j\omega R_{B \text{ екв}} \cdot C_{B \text{ екв}}} = \frac{U_{\Pi 0}}{1 + j\omega \tau_B}, \quad (6.42)$$

де позначена постійна часу вхідного кола каскаду із СЕ в області ВЧ

$$\tau_B = R_{B \text{ екв}} C_{B \text{ екв}}. \quad (6.43)$$

Як виходить зі схеми рис. 6.10,б, вихідна напруга (без урахування шунтуючої дії ємності C_K) дорівнює

$$\underline{U}_{\text{вих}} = S_{\text{п}} \underline{U}_{\text{п}} R_{\text{н}} = S_{\text{п}} R_{\text{н}} \cdot \frac{U_{\text{п}0}}{1 + j\omega\tau_B} = \frac{U_{\text{вих}0}}{1 + j\omega\tau_B}, \quad (6.44)$$

а коефіцієнт підсилення напруги в області ВЧ дорівнює

$$\underline{K}_{\text{нв}} = \frac{K_{\text{н}0}}{1 + j\omega\tau_B}. \quad (6.45)$$

Відповідно, наскрізний коефіцієнт підсилення в області ВЧ дорівнює

$$\underline{K}_{\text{ев}} = \frac{K_{\text{е}0}}{1 + j\omega\tau_B}. \quad (6.46)$$

Отже, коефіцієнти підсилення $\underline{K}_{\text{нв}}$ і $\underline{K}_{\text{ев}}$ є комплексними величинами, модуль і фаза яких залежать від частоти сигналу.

Для визначення АЧХ і ФЧХ каскаду із СЕ в області верхніх частот знайдемо модуль і фазу функції (6.46), аналогічно можна знайти модуль і фазу функції (6.45). В результаті перетворень виразу (6.46) отримаємо:

$$K_{\text{ев}} = |\underline{K}_{\text{ев}}| = \frac{K_{\text{е}0}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}}. \quad (6.47)$$

$$\varphi_{\text{ев}} = \arg \underline{K}_{\text{ев}} = \arctg(-\omega\tau_B). \quad (6.48)$$

Формула (6.48) визначає фазовий зсув $\varphi_{\text{ев}}$ відносно фази коефіцієнта підсилення каскаду із СЕ на середній частоті f_0 , яка дорівнює $\varphi_{\text{е}0} = \pi$, оскільки каскад із СЕ інвертує вхідний сигнал.

Таким чином, зі збільшенням частоти сигналу модуль коефіцієнта підсилення $K_{\text{ев}}$ зменшується, а фазовий зсув $\varphi_{\text{ев}}$ збільшується (при $\omega \rightarrow \infty$, $\varphi_{\text{ев}} = \left(-\frac{\pi}{2}\right)$).

Щоб визначити граничну частоту каскаду в області верхніх частот (згідно рис. 2.4), де

$$K_{\text{ев}}(f_{\text{в гр}}) = 0,707 K_{\text{е}0} = \frac{K_{\text{е}0}}{\sqrt{2}},$$

прирівняємо знаменник виразу (6.47) $\sqrt{2}$:

$$\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2} = \sqrt{2}.$$

З цієї рівності одержимо формулу для визначення граничної частоти

$$\omega_{\text{в гр}} \cdot \tau_B = 1, \omega_{\text{в гр}} = \frac{1}{\tau_B}, f_{\text{в гр}} = \frac{1}{2\pi\tau_B}. \quad (6.49)$$

Граничну частоту каскаду $f_{\text{в гр}}$ називають також частотою зрізу АЧХ в області верхніх частот ($f_{\text{в гр}} = f_{\text{зв}}$), оскільки на частотах більших частоти зрізу ($f_{\text{в}} > f_{\text{зв}}$) починається спад АЧХ каскаду (зменшення коефіцієнта підсилення). Частота зрізу визначається полюсом передавальної функції каскаду. Щоб це

показати, запишемо передавальну функцію (коефіцієнт підсилення) каскаду (формулу (6.46)) в операторній формі

$$K_e(p) = \frac{K_{e0}}{1 + p\tau_B}, \quad (6.50)$$

поклавши $p \equiv j\omega$.

Для визначення полюса прирівняємо знаменник функції (6.50) нулю:

$$1 + p\tau_B = 0.$$

Звідси знайдемо полюс передавальної функції

$$p_1 = \frac{1}{\tau_B} = \omega_{B\text{ гр}}.$$

Таким чином, простий каскад в області верхніх частот має тільки один полюс, а частота зрізу (частота полюса) дорівнює граничній частоті каскаду

$$f_{p1} = f_{зв} = f_{B\text{ гр}}.$$

Формулу (6.47) для модуля наскрізного коефіцієнта підсилення запишемо у наступному вигляді

$$K_e(f) = \frac{K_{e0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{B\text{ гр}}}\right)^2}} = \frac{K_{e0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{зв}}}\right)^2}}. \quad (6.51)$$

Аналогічний вираз можна записати для коефіцієнта підсилення напруги.

Якщо АЧХ каскаду із спільним емітером в області верхніх частот згідно формули (6.51) побудувати у логарифмічному масштабі за обома осями (рис. 6.12), то спад АЧХ на частотах, вищих за частоту зрізу ($f > f_{зв}$), відбувається зі швидкістю (-20 дБ/дек) .

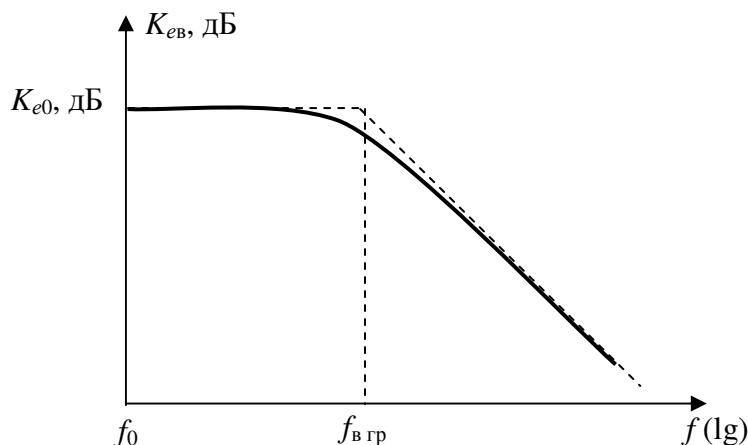


Рисунок 6.12 – АЧХ каскаду із спільним емітером в області верхніх частот

Декаду складають дві частоти, що відрізняються у 10 разів, тобто $\frac{f_2}{f_1} = 10$.

Октаву складають дві частоти, що відрізняються у 2 рази, тобто $\frac{f_2}{f_1} = 2$; тоді

спад АЧХ буде дорівнювати (-6 дБ/окт) . Відповідно до цього спаду АЧХ максимальний фазовий зсув на частотах $f > f_{зв}$ відносно середньої частоти f_0 буде дорівнювати $\varphi_{ев} = -\frac{\pi}{2}$.

Таким чином, гранична частота каскаду в області верхніх частот $f_{в гр}$ однозначно визначається постійною часу τ_v . Для збільшення $f_{в гр}$ (розширення смуги пропускання каскаду у бік верхніх частот) значення τ_v необхідно зменшувати, тобто обирати більш високочастотний транзистор: з великим значенням $f_{гр}$, меншим значенням $\tau_k = r_b C_k$. Із збільшенням коефіцієнта підсилення каскаду ($K_{и0} \approx S_{п R_{к-}}$) збільшується вплив ємності C_k (формула 6.39), гранична частота каскаду $f_{в гр}$ зменшується.

Еквівалентні схеми рис. 6.10 дозволяють проаналізувати перехідні процеси в каскаді із СЕ і знайти його перехідну характеристику згідно визначенню (2.28). Розглянемо детальніше вплив ємності $C_{в екв}$ (рис. 2.10,а) на перехідні процеси, вплив ємності C_k (рис. 2.10,б) буде аналогічним. У момент часу $t = 0$ вважаємо, що ємності $C_{в екв}$ і C_k не заряджені, тобто є коротким замиканням, тоді $U_{вих}(t=0) = 0$. При подачі на вхід стрибка напруги ($e_r(t) = E_{г0} \cdot 1(t)$) ємність $C_{в екв}$ заряджає за експоненціальним законом, напруга на переході $u_{п}(t)$ також буде змінюватися за експоненціальним законом

$$u_{п}(t) = U_{п0} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_v}} \right). \quad (6.52)$$

Вихідна напруга дорівнює

$$u_{вих}(t) = S_{п R_{н-}} u_{п}(t) = U_{вих0} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_v}} \right), \quad (6.53)$$

тобто також змінюється за експоненціальним законом. Згідно формулі (2.28), нормована перехідна характеристика описується виразом

$$h(t) = \frac{u_{вих}(t)}{U_{вих0}} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_v}}. \quad (6.54)$$

Залежність $h(t)$ є нормованою перехідною характеристикою каскаду в області малих часів (рис. 6.13), оскільки постійна часу τ_v має *невелике значення* (чим менше, тим краще) і характеризує швидко протікаючі перехідні процеси.

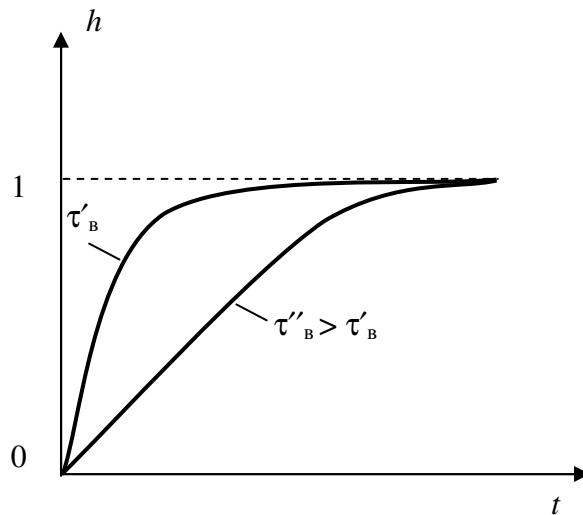


Рисунок 6.13 – Нормована перехідна характеристика каскаду із спільним емітером у області малих часів

З рис. 6.13 виходить, що перехідна характеристика має монотонний характер (немає викиду δ) і згідно рис. 2.6 характеризується двома параметрами: часом встановлення t_B і часом затримки t_3 . Час встановлення знайдемо згідно рис. 2.6, поклавши

$$h(t_2) = 1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_B}} = 0,9; \quad t_2 = \tau_B \ln \left(\frac{1}{0,1} \right);$$

$$h(t_1) = 1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_B}} = 0,1; \quad t_1 = \tau_B \ln \left(\frac{1}{0,9} \right).$$

Звідси

$$t_B = t_2 - t_1 = \tau_B \ln 9 = 2,2\tau_B. \quad (6.55)$$

Аналогічно визначимо час затримки

$$t_3 = \tau_B \ln 2 \approx 0,7\tau_B. \quad (6.56)$$

Оскільки спотворення перехідної характеристики в області малих часів і гранична частота $f_{в\text{ гр}}$ в області верхніх частот визначаються постійною часу τ_B , то між ними існує однозначний зв'язок. З формул (6.49) і (6.55) знайдемо взаємозв'язок між $f_{в\text{ гр}}$ і t_B

$$t_B = \frac{0,35}{f_{в\text{ гр}}}. \quad (6.57)$$

З виразу (6.57) виходить, що чим більша $f_{в\text{ гр}}$, тим менший час встановлення t_B . Формула (6.57) дозволяє досить точно визначити час встановлення t_B (тривалість фронту) за граничною частотою каскаду $f_{в\text{ гр}}$, нею зручно користуватися при інженерних розрахунках або експериментальних дослідженнях.

Перехідну характеристику каскаду із СЕ можна визначити також за допомогою операторного методу, використовуючи зворотне перетворення Лапласа

$$u_{\text{вих}}(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} U_{\text{вих}}(p) e^{pt} dp = \mathcal{L}^{-1}[U_{\text{вих}}(p)],$$

де функція $U_{\text{вих}}(p)$ – зображення вихідного сигналу, $u_{\text{вих}}(t)$ – оригінал вихідного сигналу.

Зображення вихідного сигналу дорівнює

$$U_{\text{вих}}(p) = K_e(p) \cdot E_{\Gamma}(p),$$

де для області високих частот передавальна функція описується виразом (6.50), а зображення вхідного сигналу, що має форму одиничного стрибка напруги (рис. 2,6,а), дорівнює

$$E_{\Gamma}(p) = \frac{1}{p} E_{\Gamma 0}.$$

Тоді зображення вихідного сигналу дорівнює

$$u_{\text{вих}}(t) = \frac{1}{p} E_{\Gamma 0} \cdot \frac{K_{e0}}{1 + p\tau_B}.$$

Скориставшись зворотним перетворенням Лапласа (таблицями), знайдемо оригінал, тобто вихідну напругу

$$u_{\text{вих}}(t) = \mathcal{L}[U_{\text{вих}}(p)] = E_{\Gamma 0} \cdot K_{e0} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_B}} \right) = U_{\text{вих}0} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_B}} \right).$$

Нормована перехідна характеристика дорівнює

$$h(t) = \frac{u_{\text{вих}}(t)}{U_{\text{вих}0}} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_B}},$$

таким чином одержали вираз (6.54).

Аналогічно можна розглянути вплив ємності у колекторному колі каскаду із СЕ. У еквівалентній схемі рис. 6.10,б можна врахувати також паразитну ємність монтажу C_M і ємність навантаження C_H . Тоді загальна ємність у вихідному колі каскаду із СЕ буде дорівнювати

$$C_{\text{вих в}} = C_K + C_M + C_H, \quad (6.58)$$

постійна часу вихідного кола в області ВЧ дорівнює

$$\tau_{\text{вих в}} = C_{\text{вих в}} R_{H\sim}, \quad (6.59)$$

а формула коефіцієнта підсилення K_{eB} аналогічна формулі (6.46). При врахуванні впливу всіх паразитних ємностей каскаду із СЕ необхідно враховувати вплив обох постійних часу τ_B і $\tau_{\text{вих в}}$, при цьому $f_{B\Gamma P}$ каскаду буде зменшуватися. Але, як правило, виконується нерівність $\tau_B \gg \tau_{\text{вих в}}$, в цьому випадку впливом $\tau_{\text{вих в}}$ порівняно з впливом τ_B можна знехтувати.

Область нижніх частот (НЧ)

В області нижніх частот (НЧ) ємності $C_{B'e}$ і C_K є великим опором – розрив (як і в області СЧ), їх впливом можна знехтувати. Але тепер уже необхідно враховувати вплив ємностей C_{p1} , C_{p2} і C_e . Із зменшенням частоти опір ємності C_{p1} збільшується, і при незмінній напрузі джерела сигналу ($E_{\Gamma} = \text{const}$) вхідний струм каскаду I_{Bx} зменшується, зменшуються струм бази I_b , управляюча напруга

на переході U_{Π} , струм $S_{\Pi}U_{\Pi}$, а, отже, зменшуються вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ і коефіцієнт підсилення K_e . Через збільшення опору ємності C_{p2} зменшується вихідний струм $I_{\text{н}}$, а, отже, також зменшуються вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ і коефіцієнт підсилення K_e .

Збільшення опору ємності C_e призводить до появи частотно-залежного негативного зворотного зв'язку. Цей негативний зворотний зв'язок усунений в області верхніх і середніх частот, але з пониженням частоти напруга НЗЗ збільшується, збільшується глибина НЗЗ, а, отже, коефіцієнт підсилення K_e зменшується.

Одночасний вплив ємностей C_{p1} , C_{p2} і C_e призводить до більшого зменшення коефіцієнта підсилення K_e . В результаті одержимо еквівалентну схему каскаду із спільним емітером для області нижніх частот, зображену на рис. 6.14.

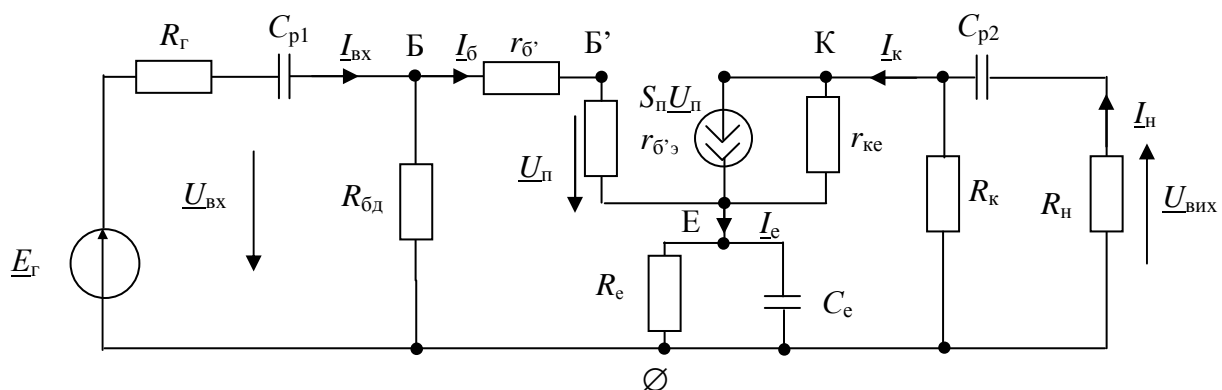


Рисунок 6.14 – Еквівалентна схема каскаду із спільним емітером для області нижніх частот

Загальна еквівалентна схема для області нижніх частот (рис. 6.14) складна. Для спрощення аналізу роботи каскаду із СЕ розглянемо вплив одного реактивного елемента, наприклад, C_{p1} , припускаючи, що впливом ємностей C_{p2} і C_e можна знехтувати. Для цього будемо вважати, що ємності C_{p2} і C_e обрані дуже великими: $C_{p2} \rightarrow \infty$ і $C_e \rightarrow \infty$. Для цього випадку еквівалентна схема каскаду зображена на рис. 6.16.

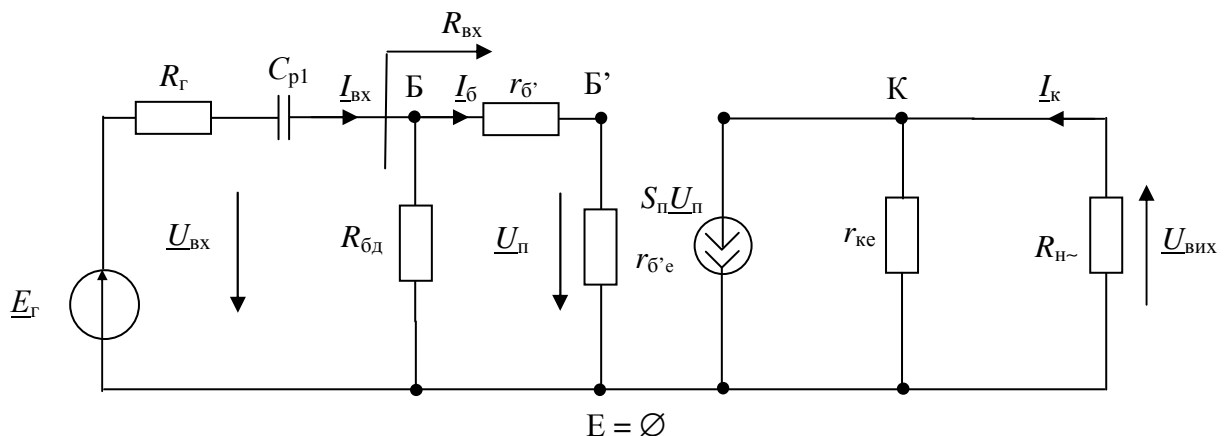


Рисунок 6.15 – Еквівалентна схема каскаду із спільним емітером для області нижніх частот – вплив ємності C_{p1} ($C_{p2} \rightarrow \infty$ і $C_e \rightarrow \infty$)

Як виходить з рис. 6.15, ємність C_{p1} не змінює коефіцієнт підсилення напруги K_{u0} , оскільки частина схеми, розташована праворуч точки Б–Е, не містить реактивних елементів, але змінює коефіцієнт передачі вхідного кола каскаду

$$\underline{K}_{\text{BX H1}} = \frac{\underline{U}_{\text{BX H1}}}{\underline{E}_\Gamma}, \quad (6.60)$$

де
$$\underline{U}_{\text{BX H1}} = \frac{\underline{E}_\Gamma \cdot R_{\text{BX}}}{R_\Gamma + \frac{1}{j\omega C_{p1}} + R_{\text{BX}}},$$

R_{BX} – вхідний опір каскаду із СЕ для області середніх частот, якщо $R_{\text{бд}} \gg h_{11e}$, то $R_{\text{BX}} \approx h_{11e}$. Індекс **н1** відноситься до впливу ємності C_{p1} .

Знайдемо коефіцієнт передачі вхідного кола

$$\underline{K}_{\text{BX H1}} = \frac{R_{\text{BX}}}{R_\Gamma + \frac{1}{j\omega C_{p1}} + R_{\text{BX}}} = \frac{R_{\text{BX}}}{R_\Gamma + R_{\text{BX}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{p1}(R_\Gamma + R_{\text{BX}})}}. \quad (6.61)$$

Позначимо $K_{\text{BX0}} = \frac{R_{\text{BX}}}{R_\Gamma + R_{\text{BX}}}$ – коефіцієнт передачі вхідного кола на середній

частоті підсилюваного діапазону f_0 і постійну часу вхідного кола каскаду для області нижніх частот при впливі ємності C_{p1}

$$\tau_{\text{H1}} = C_{p1}(R_\Gamma + R_{\text{BX}}). \quad (6.62)$$

Тоді

$$\underline{K}_{\text{BX H1}} = K_{\text{BX0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_{\text{H1}}}}. \quad (6.63)$$

Наскрізний коефіцієнт підсилення каскаду із спільним емітером в області нижніх частот описується виразом

$$\underline{K}_{e \text{ H1}} = \underline{K}_{\text{BX H1}} \underline{K}_u = K_{\text{BX0}} K_{u0} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_{\text{H1}}}} = \frac{K_{e0}}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_{\text{H1}}}}. \quad (6.64)$$

Отже, наскрізний коефіцієнт підсилення в області нижніх частот є комплексною величиною.

Для визначення АЧХ і ФЧХ каскаду із СЕ в області нижніх частот знайдемо модуль і фазу функції (6.64). В результаті перетворень одержимо:

$$K_{e \text{ H1}} = |\underline{K}_{e \text{ H1}}| = \frac{K_{e0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_{\text{H1}}}\right)^2}}, \quad (6.65)$$

$$\varphi_{e \text{ H1}} = \arg \underline{K}_{e \text{ H1}} = \arctg\left(\frac{1}{\omega \tau_{\text{H1}}}\right). \quad (6.66)$$

Таким чином, зі зменшенням частоти сигналу модуль коефіцієнта підсилення $K_{ен1}$ зменшується, а фазовий зсув збільшується (при $\omega \rightarrow \infty$, $\varphi_{ен} = \left(\frac{\pi}{2}\right)$).

Щоб визначити граничну частоту каскаду в області нижніх частот (згідно рис. 2.4), де

$$K_{ен}(f_{н гр}) = 0,707 K_{e0} = \frac{K_{e0}}{\sqrt{2}}, \quad (6.67)$$

прирівняємо знаменник виразу (6.65) $\sqrt{2}$. В результаті одержимо формулу для визначення граничної частоти

$$\omega_{н гр} = \frac{1}{\tau_{н1}}, \quad f_{н гр} = \frac{1}{2\pi\tau_{н1}}. \quad (6.68)$$

Таким чином, для зменшення $f_{н гр}$ (розширення смуги пропускання каскаду у бік нижніх частот) значення $\tau_{н1}$ необхідно збільшувати, тобто збільшувати ємність C_{p1} , що призводить до збільшення маси і габаритів каскаду.

АЧХ каскаду із спільним емітером в області нижніх частот, побудована згідно формули (6.65) у логарифмічному масштабі за обома осями, наведена на рис. 6.16.

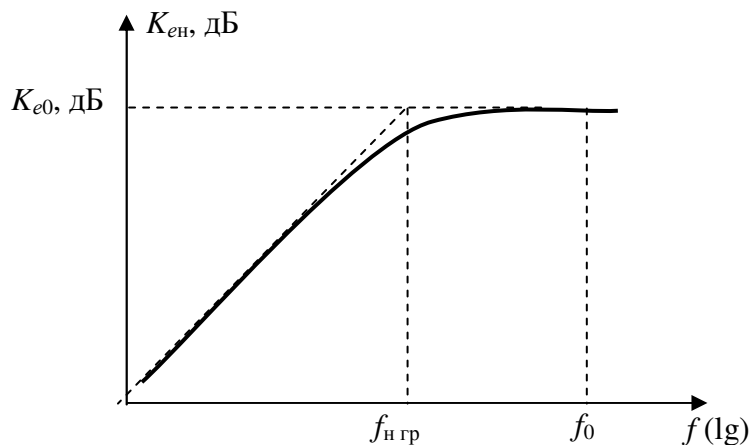


Рисунок 6.16 – АЧХ каскаду із спільним емітером в області нижніх частот

Еквівалентна схема рис. 6.15 дозволяє проаналізувати перехідні процеси каскаду із СЕ в області великих часів, оскільки постійна часу $\tau_{н1}$ має велике значення і характеризує поволі протікаючі перехідні процеси. До моменту розгляду впливу ємності C_{p1} ємності $C_{б'е}$ і C_k повністю заряджені, і на виході встановилася напруга $U_{вих0}$. Ємність C_{p1} поволі заряджає за експоненціальним законом, а вхідний струм $i_{вх}$, струм $i_б$, напруга на переході $u_{п}(t)$ і, отже, вихідна напруга $u_{вих}(t)$ зменшуються за експоненціальним законом

$$u_{вих}(t) = S_{пR_{н-}} u_{п}(t) = U_{вих0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{н1}}}. \quad (6.69)$$

Нормована перехідна характеристика описується виразом

$$h(t) = \frac{u_{вих}(t)}{U_{вих0}} = e^{-\frac{t}{\tau_{н1}}}. \quad (6.70)$$

Залежність $h(t)$ є нормованою перехідною характеристикою каскаду в області великих часів (рис. 6.17), оскільки постійна часу $\tau_{н1}$ має *велике значення* (чим більше, тим краще). Вона характеризує поволі протікаючі перехідні процеси.

Вираз (6.70) можна одержати також за допомогою операторного методу, аналогічно тому, як це зроблено для області малих часів.

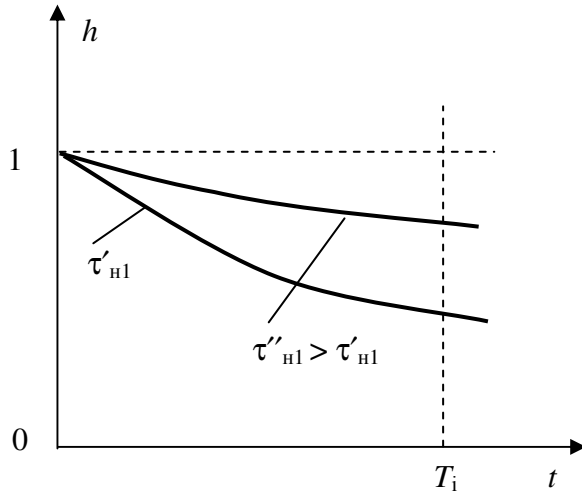


Рисунок 6.17 – Нормована перехідна характеристика каскаду із спільним емітером в області великих часів

З рис. 6.17 виходить, що перехідна характеристика в області великих часів має монотонний характер, і, згідно рис. 2.7, її спотворення оцінюються спадом вершини імпульсу

$$\Delta = 1 - h(T_i), \quad (6.71)$$

де T_i – тривалість підсилюваного імпульсу.

Знайдемо взаємозв'язок між спотворенням Δ і постійною часу $\tau_{н1}$

$$\Delta = 1 - e^{-\frac{T_i}{\tau_{н1}}}, \quad (6.72)$$

звідси одержимо

$$\ln \frac{1}{1 - \Delta} = \frac{T_i}{\tau_{н1}}. \quad (6.73)$$

Вираз (6.73) можна спростити, якщо розглянути випадок $\Delta \ll 1$, що звичайно має місце на практиці. У цьому випадку $\ln \frac{1}{1 - \Delta} = \Delta$, в чому неважко переконатися розкладанням цієї функції в ряд, і формула (6.73) спрощується

$$\Delta \approx \frac{T_i}{\tau_{н1}} = 2T_i f_{н\text{ гр}}. \quad (6.74)$$

Таким чином, для зменшення спаду вершини імпульсу Δ постійну часу $\tau_{н1}$ необхідно збільшувати, при цьому $f_{н\text{ гр}}$ зменшується, а частотні спотворення каскаду із СЕ в області нижніх частот також зменшуються.

Аналогічно можна розглянути вплив ємностей C_{p2} і C_e . Вважаючи, що вплив ємностей C_{p1} , C_{p2} і C_e не взаємозв'язані, визначимо постійні часу ємностей C_{p2} і C_e :

$$\tau_{н2} = C_{p2}(R_k + R_n), \quad (6.75)$$

де $R_n = R_{\text{вх наст}}$,

$$\tau_{\text{не}} \approx C_e \frac{R_{\Gamma} + h_{11e}}{1 + h_{21e}}. \quad (6.76)$$

Формули (6.64), (6.65), (6.66) залишаються аналогічними, але в них необхідно підставити інші значення постійних часу: $\tau_{\text{н2}}$ або $\tau_{\text{не}}$. Отже, при одночасному впливі C_{p1} , C_{p2} і C_e загальний коефіцієнт підсилення на нижніх частотах знайдемо шляхом перемноження виразів (6.64) з вказаними постійними часу: $\tau_{\text{н1}}$, $\tau_{\text{н2}}$, $\tau_{\text{не}}$. В результаті частотні і фазові спотворення при одночасному впливі цих ємностей будуть збільшуватися. При розробці підсилювачів цю обставину необхідно враховувати, тобто задані технічними вимогами спотворення необхідно розподілити між окремими колами так, щоб загальне значення дорівнювало:

$$M_{\text{н дБ}} \approx M_{\text{н1 дБ}} + M_{\text{н2 дБ}} + M_{\text{не дБ}}, \quad (6.77)$$

$$\Delta \approx \Delta_{p1} + \Delta_{p2} + \Delta_e. \quad (6.78)$$

В результаті аналізу еквівалентних схем знайдемо загальний коефіцієнт підсилення каскаду із спільним емітером, використовуючи вирази (6.46) і (6.64)

$$\underline{K_e} = \frac{K_{e0}}{\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_{\text{н}}}\right)(1 + j\omega\tau_{\text{в}})},$$

якщо враховувати тільки по одній постійній часу в області нижніх і верхніх частот. При врахуванні всіх постійних часу каскаду функція $K_e(f)$ матиме більше число полюсів. АЧХ і ФЧХ резисторного каскаду із спільним емітером наведені на рис. 6.18. ФЧХ побудована відносно фази на середній частоті ($\varphi_{e0} = \pi$): $\Delta\varphi_e = \varphi_e - \varphi_{e0}$, вона характеризує фазові спотворення каскаду.

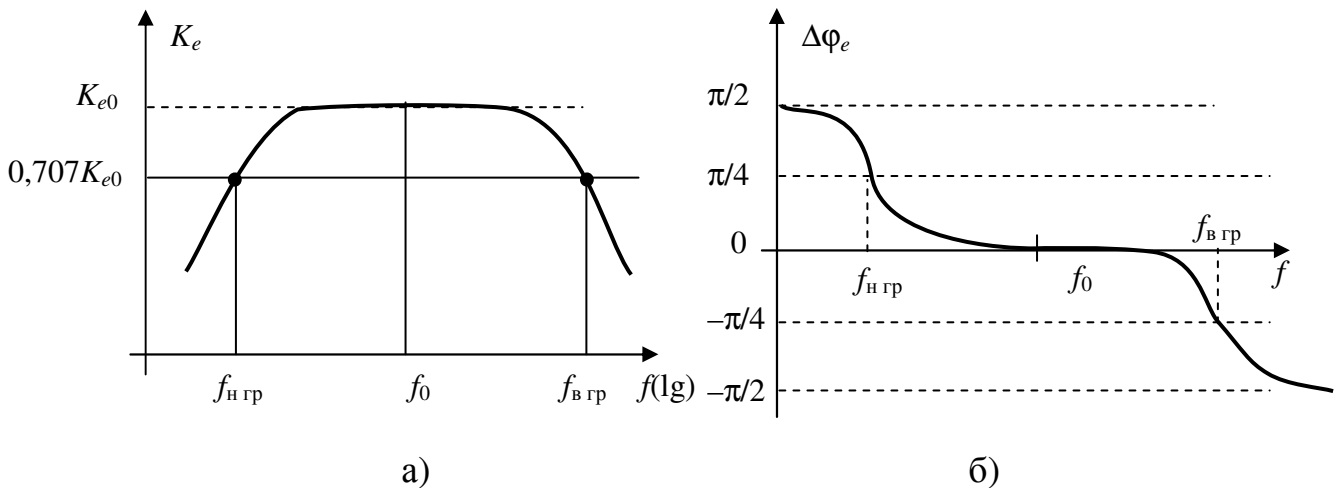


Рисунок 6.18 – Частотні характеристики резисторного каскаду із спільним емітером: а) АЧХ; б) ФЧХ

Таким чином, резисторний каскад із спільним емітером вносить максимальні фазові спотворення (фазовий зсув відносно середньої частоти f_0) на нижній частоті ($f_{\text{н}} \rightarrow 0$) $\Delta\varphi_{\text{ен}} = +\pi/2$, на верхній частоті ($f_{\text{в}} \rightarrow \infty$) $\Delta\varphi_{\text{ен}} = -\pi/2$.

Формули для розрахунку параметрів каскаду із СЕ в області середніх частот наведені в табл. 6.1. При виведенні цих співвідношень передбачалося,

що базовий подільник не шунтує вхід каскаду, тобто $R_{бд} \gg h_{11e}$, а $r_{ке} \gg R_{к}$. Ці нерівності на практиці, як правило, виконуються.

Таблиця 6.1 – Параметри каскадів на біполярних транзисторах для області середніх частот

Пар. Сх.	K_{u0}	K_{i0}	R_{BX}	$R_{ВИХ}$	φ_{e0}
СЕ	$h_{21e} \frac{R_{H\sim}}{h_{11e}}$	h_{21e}	$h_{11e} =$ $= r_{б'} + r_e(1 + h_{21e})$	$\frac{r_{к}}{1 + h_{21e}}$	π
СБ	$h_{21e} \frac{R_{H\sim}}{h_{11e}}$	$\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}$	$\frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$	$r_{к}$	0
СК	$\frac{R_{H\sim}}{\frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}} + R_{H\sim}}$	$1 + h_{21e}$	$h_{11e} +$ $+ R_{H\sim}(1 + h_{21e})$	$\frac{R_{г} + h_{11e}}{1 + h_{21e}}$	0

Як виходить з табл. 6.1, каскад із СЕ підсилює напругу ($K_{u0}^{CE} > 1$) і струм ($K_{i0}^{CE} > 1$), має вхідний опір порядку кОм при струмі $I_{к0} \approx 1$ мА і вихідний опір близько десятків кОм. З трьох схем: СЕ, СБ, СК, каскад із СЕ має максимальний коефіцієнт підсилення потужності

$$K_p = K_u K_i, \quad (6.79)$$

тому найчастіше використовується як підсилювальний каскад.

Каскад із СЕ вхідну напругу інвертує ($\varphi_{e0} = \pi$).

6.3.2. Резисторний каскад із спільною базою

Принципову схему резисторного каскаду із спільною базою (СБ) і емітерною стабілізацією режиму транзистора наведено на рис. 6.19.

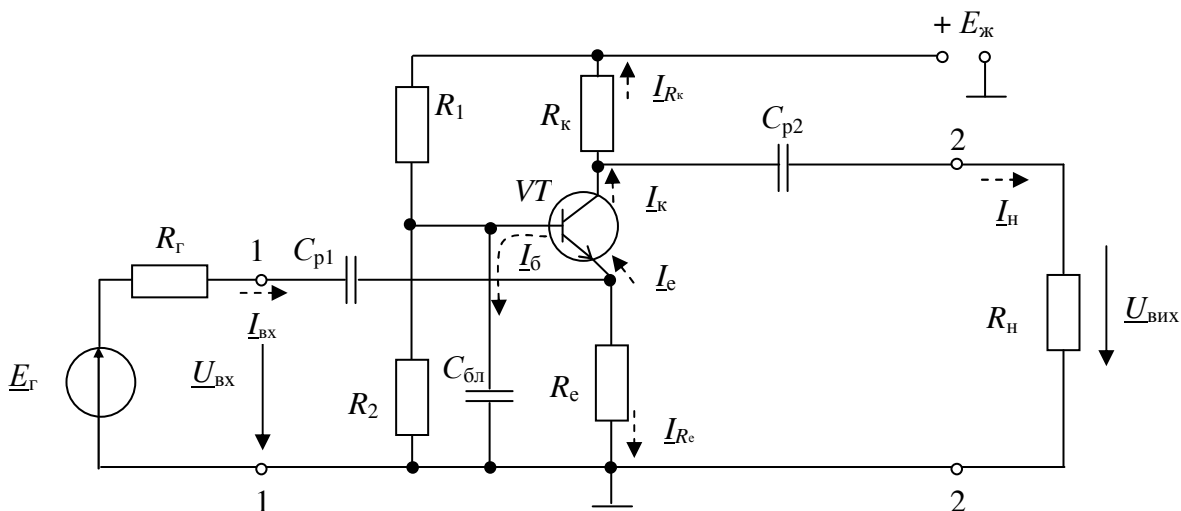


Рисунок 6.19 – Резисторний каскад із спільною базою і емітерною схемою стабілізації

Постійні струми в схемі із СБ протікають тими самими колами, як і в схемі із СЕ. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 6.19 показані пунктирними лініями.

Резистори R_1 і R_2 утворюють подільник напруги, який призначений для подачі напруги зміщення на базу транзистора VT . Резистор R_e створює шлях для постійної складової струму емітера і служить елементом температурної стабілізації режиму транзистора. Але в схемі із СБ він шунтує вхід каскаду за сигналом. Для зменшення шунтування повинна виконуватися нерівність: $R_e \gg R_{\text{вх тр}}^{\text{СБ}}$, де $R_{\text{вх тр}}^{\text{СБ}} \approx h_{116}$ – вхідний опір транзистора VT в схемі із СБ. Вхідний опір транзистора в схемі із СБ невеликий – десятки Ом у малопотужних каскадах, тому опір R_e досить отримати близько декількох сотень Ом. На практиці ці умови звичайно виконуються. Тому розрахунок резисторів каскаду із СБ: R_1, R_2, R_e, R_k , виконується аналогічно розрахунку каскаду із СЕ.

C_{p1}, C_{p2} – розділяльні конденсатори, $C_{\text{бл}}$ – блокувальний конденсатор великої ємності з'єднує базу транзистора VT з корпусом для сигналу.

Розглянемо властивості каскаду із СБ для сигналу.

Як виходить з напрямів змінних струмів $I_{\text{вх}}$ і $I_{\text{н}}$ на рис. 6.19, полярності вхідної $U_{\text{вх}}$ і вихідної $U_{\text{вих}}$ напруг відносно корпусу однакові. Значить, каскад із СБ не інвертує вхідний сигнал.

Каскад із СБ для сигналу можна представити як каскад із СЕ, охоплений 100% паралельним негативним зворотним зв'язком за струмом ($I_{\text{зз}} = I_k$). Цей негативний зворотний зв'язок призводить до зменшення вхідного опору і збільшення вихідного опору каскаду із СБ порівняно зі схемою із СЕ. Зменшується наскрізний коефіцієнт підсилення, зменшується коефіцієнт підсилення струму $K_i^{\text{СБ}} \approx h_{216} < 1$, а коефіцієнт підсилення напруги залишається незмінним $K_u^{\text{СБ}} = K_u^{\text{СЕ}}$.

Вказані параметри одержимо в результаті аналізу еквівалентної схеми каскаду із СБ. Повна еквівалентна схема каскаду із СБ наведена на рис. 6.20. У ній використана П-подібна модель біполярного транзистора (рис. 6.4,а).

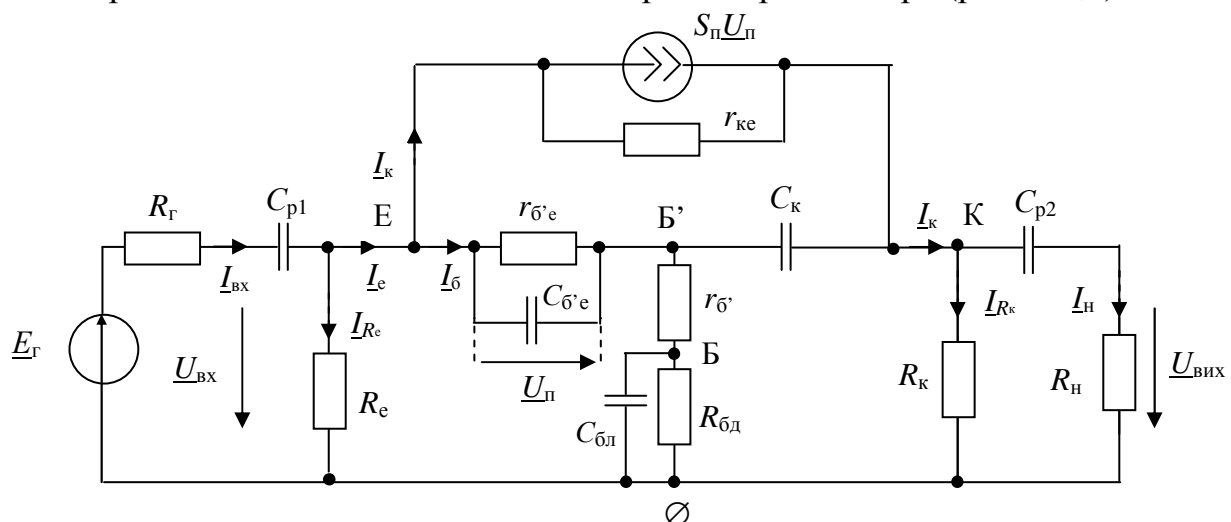


Рисунок 6.20 – Еквівалентна схема каскаду із спільною базою і емітерною схемою стабілізації (для сигналу)

Для спрощення аналізу повна еквівалентна схема (рис. 6.20) представлена у вигляді трьох еквівалентних схем:

- 1) для області середніх частот – рис. 6.19;
- 2) для області верхніх частот – рис. 6.20;
- 3) для області нижніх частот – рис. 6.21.

Передумови для спрощення еквівалентної схеми (рис. 6.20) ті самі, що й для каскаду із СЕ.

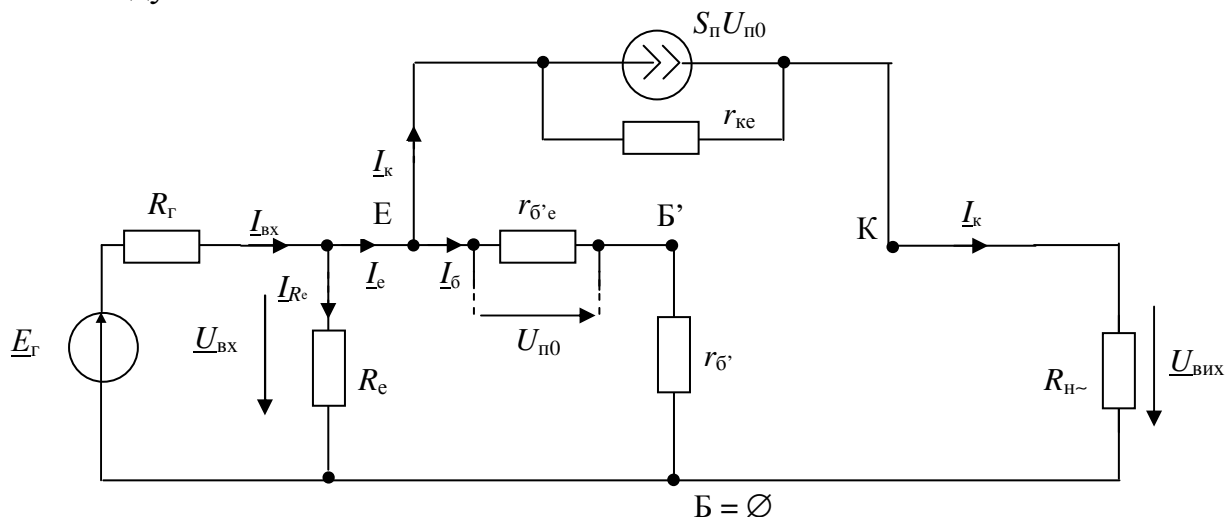


Рисунок 6.21 – Еквівалентна схема каскаду із спільною базою для області середніх частот

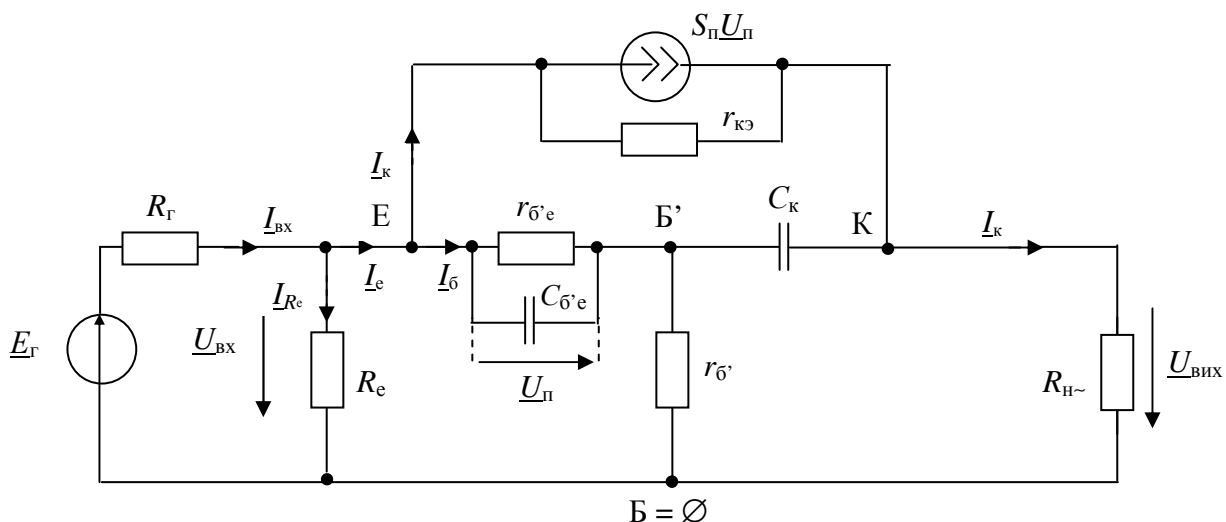


Рисунок 6.22 – Еквівалентна схема каскаду із спільною базою для області верхніх частот

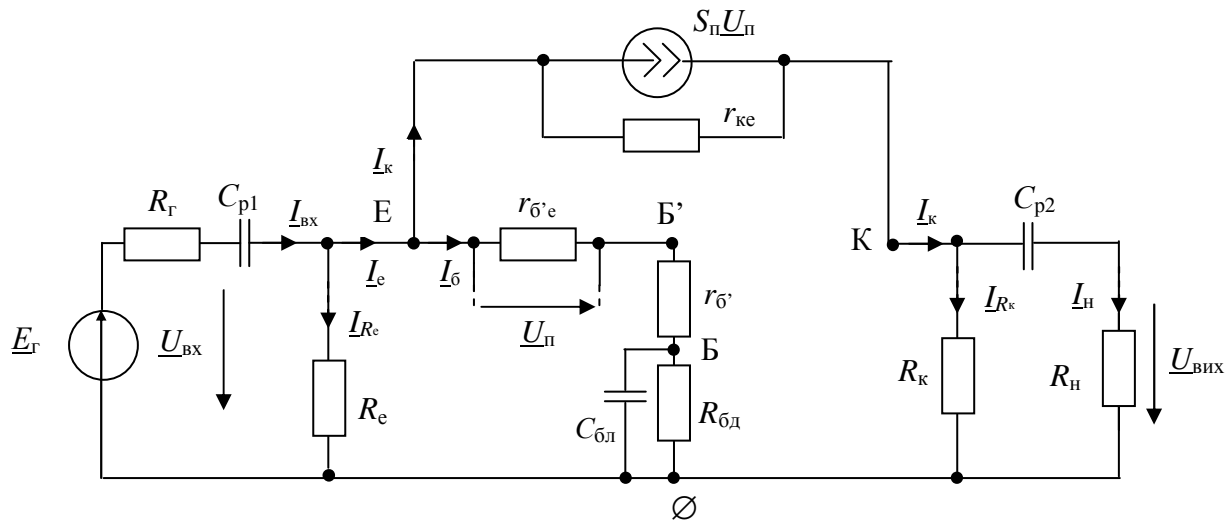


Рисунок 6.23 – Еквівалентна схема каскаду із спільною базою для області нижніх частот

В результаті аналізу еквівалентної схеми рис. 6.21 одержано формули для розрахунку параметрів каскаду із СБ для області середніх частот, які наведені в табл. 6.1. При аналізі передбачалося, що опір в колі емітера R_e не шунтує вхід каскаду із СБ, тобто виконується нерівність: $I_{Re} \ll I_e$. Як виходить з табл. 6.1, каскад із СБ підсилює напругу ($K_{u0}^{CB} > 1$), не підсилює струм ($K_{i0}^{CB} < 1$), порівняно зі схемою із СЕ має малий вхідний опір ($R_{вх}^{CB} \approx h_{11e} = \frac{h_{11e}}{1+h_{21e}}$) і великий вихідний опір ($R_{вих}^{CB} \approx r_k$), вхідну напругу не інвертує ($\phi_{e0} = 0$).

Наскрізний коефіцієнт підсилення схеми із СБ виходить невеликим, якщо джерело сигналу є достатньо високоомним, а вхідний опір каскаду малим:

$$K_e^{CB} = K_u^{CB} \cdot K_{вх}^{CB}, \quad (6.80)$$

$$K_{вх}^{CB} = \frac{h_{11e}}{R_G + h_{11e}}. \quad (6.81)$$

Якщо джерело сигналу є низькоомним, наприклад $R_G = 50$ Ом або 75 Ом, то каскад із СБ дозволяє одержати у вхідному колі узгодження за потужністю ($h_{11e} = R_G$), що особливо важливо для СВЧ підсилювачів. Оскільки вхідний опір каскаду із СБ малий, то в широкій області частот можна знехтувати шунтуючою дією вхідної ємності каскаду. У вихідному колі на високих частотах позначається дія ємності C_K і ємності C_H . З трьох схем включення: СЕ, СБ, СК, каскад із СБ є самим широкосмуговим.

В області нижніх частот ємності C_{p1} , C_{p2} і $C_{бл}$ чинять такий самий вплив, як і в каскаді із СЕ: зі зменшенням частоти сигналу опори цих ємностей збільшуються. Це призводить до зменшення: $I_{вх}$, $I_{б}$, $U_{п}$, $I_{н}$ при $E_G = \text{const}$. В результаті вихідна напруга зменшується і зменшується наскрізний коефіцієнт підсилення каскаду на нижніх частотах. Для зменшення частотних спотворень каскаду в області нижніх частот ємності конденсаторів C_{p1} , C_{p2} і $C_{бл}$ необхідно збільшувати.

Значення параметрів і властивості каскаду із СБ визначили області використання цієї схеми. Оскільки каскад із СБ є самим широкосмуговим, то він використовується у СВЧ підсилювачах, а також в каскодних схемах.

6.3.3. Резисторний каскад із спільним колектором (емітерний повторювач)

Принципову схему резисторного каскаду із спільним колектором (СК) і емітерною стабілізацією режиму транзистора наведено на рис. 6.24.

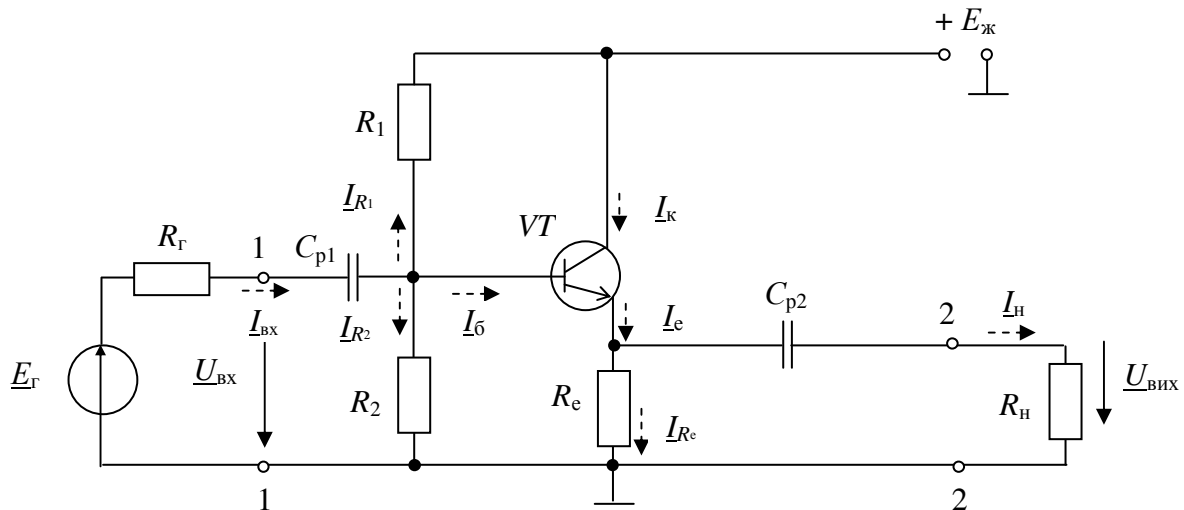


Рисунок 6.24 – Резисторний каскад із спільним колектором і емітерною стабілізацією

Постійні струми в схемі із СК протікають тими самими колами, як і в схемі із СЕ. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 6.24 показані пунктирними лініями.

Резистори R_1 і R_2 утворюють подільник напруги, який призначений для подачі напруги зміщення на базу транзистора VT . Резистор R_e служить елементом температурної стабілізації режиму транзистора. Опори розділяльних конденсаторів C_{p1} і C_{p2} у смузі пропускання каскаду вважаємо рівними нулю, оскільки ємності розділяльних конденсаторів обираються великих значень. Тому можна вважати, що у колі емітера опір навантаження R_H підключений паралельно опорі R_e . Для сигналу вони створюють еквівалентний опір навантаження змінному струму

$$R_{H\sim} = \frac{R_e \cdot R_H}{R_e + R_H}. \quad (6.82)$$

Для забезпечення заданого режиму роботи транзистора VT необхідно розрахувати опори резисторів R_1 , R_2 і R_e . Знаходимо падіння напруги на резисторі R_e

$$U_{R_e} = E_{ж} - U_{ке0}. \quad (6.83)$$

Якщо в колі живлення каскаду із СК включений фільтр, то можна задатися падінням напруги на резисторі R_ϕ в межах

$$U_{R_\phi} = (0,05 \dots 0,1) E_{\text{ж}}. \quad (6.84)$$

У цьому випадку падіння напруги на резисторі R_e буде дорівнювати

$$U_{R_e} = E_{\text{ж}} - U_{\text{кє0}} - U_{R_\phi}. \quad (6.85)$$

Розраховуємо опір резистора R_e

$$R_e = \frac{U_{R_e}}{I_{e0}} = \frac{U_{R_e}}{I_{\text{к0}} + I_{\text{б0}}}, \quad (6.86)$$

$$\text{де } I_{\text{б0}} = \frac{I_{\text{к0}}}{h_{21e}} \quad (6.87)$$

Якщо коефіцієнт підсилення струму $h_{21e} \gg 1$, то можна вважати, що $I_{e0} \approx I_{\text{к0}}$. Напругу $U_{\text{бє0}}$ можна визначити за вхідною вольт-амперною характеристикою транзистора VT відповідно значенню $I_{\text{б0}}$, або для кремнієвих транзисторів вважати рівною $U_{\text{бє0}} \approx 0,7 \text{ В}$.

Аналогічно розрахунку схеми із СЕ обираємо струм подільника I_d (формула 6.19). За формулами (6.20), (6.21) і (6.22) розраховуємо опори подільника R_1 і R_2 . Таким чином режим роботи транзистора VT буде забезпечений. Якщо використовується фільтр, то необхідно розрахувати опір фільтра R_ϕ

$$R_\phi = \frac{U_{R_\phi}}{I_{\text{к0}} + I_{\text{б0}} + I_d}, \quad (6.88)$$

якщо фільтр включений у коло живлення, а у формулі (6.22) замість $E_{\text{ж}}$ використовується напруга $U_d = E_{\text{ж}} - U_{R_\phi}$.

Значення опорів всіх резисторів і ємностей конденсаторів необхідно обрати за шкалою номінальних значень.

Розглянемо властивості каскаду із СК для сигналу.

Як виходить з напрямів змінних струмів $I_{\text{вх}}$ і $I_{\text{н}}$ на рис. 6.24, полярності вхідної $\underline{U}_{\text{вх}}$ і вихідної $\underline{U}_{\text{вих}}$ напруг відносно корпусу однакові. Значить, каскад із СК *не інвертує вхідний сигнал*.

Каскад із СК для сигналу можна представити як каскад із СЕ, охоплений 100% послідовним негативним зворотним зв'язком за напругою ($U_{\text{зз}} = U_{\text{вих}}$). Цей негативний зворотний зв'язок призводить до збільшення вхідного і зменшення вихідного опорів каскаду із СК порівняно зі схемою із СЕ. Зменшується наскрізний коефіцієнт підсилення, зменшується коефіцієнт підсилення напруги $K_u^{\text{СК}} < 1$, коефіцієнт підсилення струму практично не змінюється $K_i^{\text{СК}} = 1 + h_{21e}$.

Вказані параметри одержимо в результаті аналізу еквівалентної схеми каскаду із СК. Повна еквівалентна схема каскаду із СК наведена на рис. 6.25. У ній використана П-подібна модель біполярного транзистора (рис. 6.4,а).

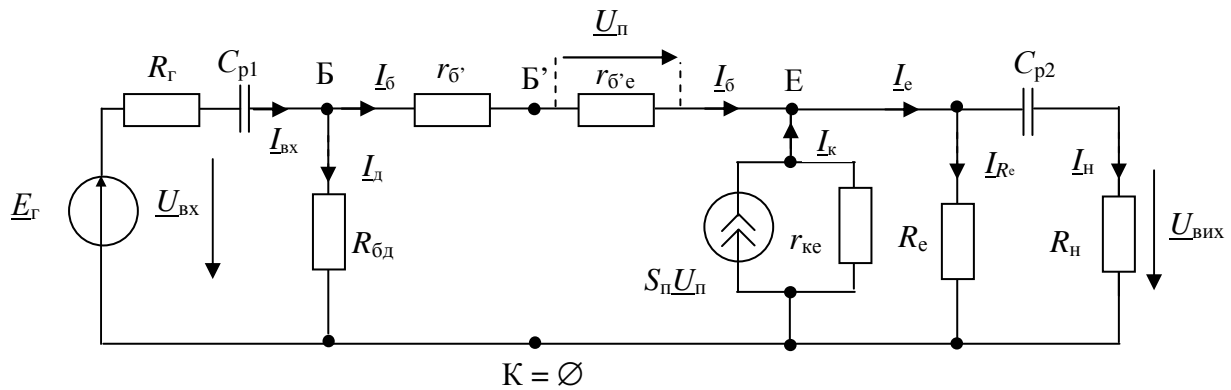


Рисунок 6.28 – Еквівалентна схема каскаду із спільним колектором для області нижніх частот

В результаті аналізу еквівалентної схеми рис. 6.26 одержано формули для розрахунку параметрів каскаду із СК для області середніх частот, які наведені в табл. 6.1. При аналізі передбачалося, що базовий подільник не шунтує вхід каскаду із СК, тобто виконується нерівність: $I_{\text{д}} \ll I_{\text{б}}$. Як виходить з табл. 6.1, каскад із СК не підсилює напругу ($K_{u0}^{\text{СК}} < 1$), підсилює струм ($K_i^{\text{СК}} = (1 + h_{21e}) > 1$), порівняно зі схемою із СЕ має великий вхідний опір ($R_{\text{вх}}^{\text{СК}} = h_{11e} + R_{\text{н}}(1 + h_{21e})$) і малий вихідний опір ($R_{\text{вих}}^{\text{СК}} = \frac{R_{\text{г}} + h_{11e}}{1 + h_{21e}}$), вхідну напругу не інвертує ($\varphi_{e0} = 0$).

Оскільки напруга на виході каскаду із СК за значенням і полярністю близька до діючої на вході і як би повторює її, такий каскад називають **емітерним повторювачем**. Як виходить з еквівалентної схеми рис. 6.27, у області верхніх частот ємність $C_{\text{к}}$ грає помітну роль, але вона мала, і каскад із СК здатний пропускати широку смугу частот порівняно з каскадом із СЕ. Великий вхідний і малий вихідний опори каскаду із СК зумовили його використання в якості вхідного каскаду, а також вихідного каскаду при роботі на низькоомне навантаження, а також як узгоджувальний каскад (розв'язуючий) у багатокаскадних підсилювачах.

6.4. Резисторні каскади на польових транзисторах

Як наголошувалося у розділі 5.1, польовий транзистор для сигналу може бути включений за трьома схемами: із спільним витоком (СВ) (рис. 5.1,б), із спільним затвором (СЗ) (рис. 5.2,б) або із спільним стоком (СС) (рис. 5.2,в). Схеми живлення каскадів на польових транзисторах відрізняються залежно від типу польового транзистора, полярності напруги зміщення, схеми включення, а також наявності або відсутності розділяльних конденсаторів. Схеми живлення каскадів на польових транзисторах, виконаних за схемою із СВ, наведені на рис. 5.20. У підсилювачах з безпосереднім зв'язком між каскадами кола живлення виконуються з урахуванням напруг у різних колах, наприклад, як показано у розділі 5.5.

Розглянемо параметри каскадів на польових транзисторах для різних схем включення.

6.4.1. Резисторний каскад із спільним витоком

Принципові схеми резисторних каскадів із спільним витоком (СВ) наведені: на рис. 6.29,а – при негативному зміщенні на затворі; на рис. 6.29,б – при позитивному зміщенні на затворі. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 6.29 показано пунктирними лініями.

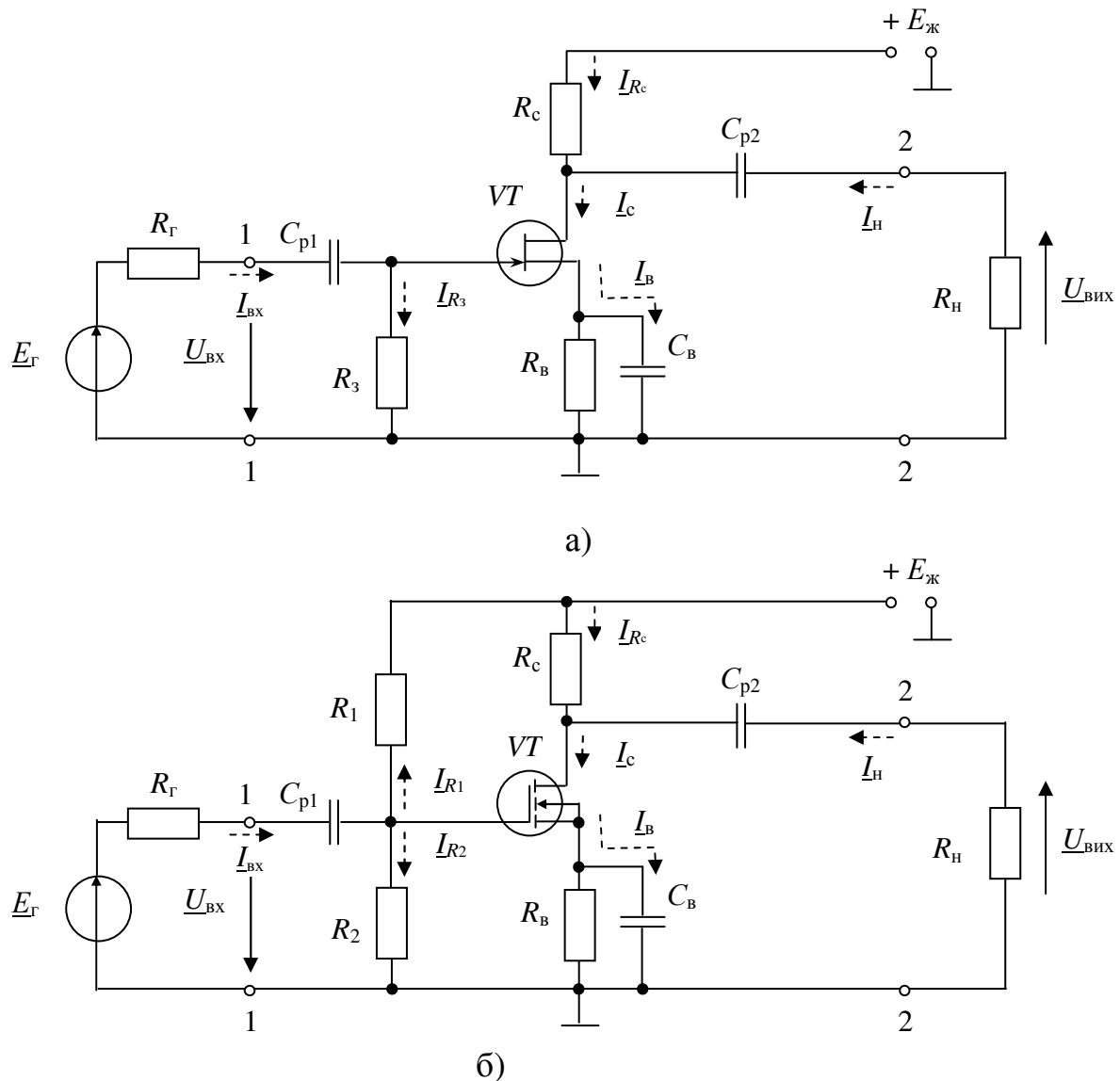


Рисунок 6.29 – Резисторні каскади із спільним витоком: а) – при негативному зміщенні на затворі; б) – при позитивному зміщенні на затворі

Стисло охарактеризуємо призначення елементів каскадів. Схеми рис. 6.29,а і рис. 6.29,б відрізняються колами подачі напруги зміщення на затвор польового транзистора, які описані у розділі 5.4.3. У колах стоку резистор R_c служить для подачі напруги живлення на стік транзистора VT і спільно з опором навантаження R_H створює опір навантаження для змінного струму

$$R_{H\sim} = \frac{R_c \cdot R_H}{R_c + R_H}. \quad (6.89)$$

C_{p1} і C_{p2} – розділяльні конденсатори, C_B – шунтуючий конденсатор, який усуває негативний зворотний зв'язок за сигналом. Детальніше призначення цих конденсаторів для схеми із СЕ описано в розділі 6.3.1.

Розрахунок елементів каскадів виконаємо, вважаючи, що задані: тип транзистора, напруга зміщення $U_{зв0}$, режим роботи вихідного кола транзистора (I_{c0} , $U_{св0}$) і напруга джерела живлення $E_{ж}$. Необхідно розрахувати і вибрати значення опорів резисторів і ємностей конденсаторів.

Вважатимемо, що $I_3 \approx 0$, тоді $I_c = I_b$, а вхідний опір транзистора $R_{вх\ tr} \rightarrow \infty$.

Розрахунок елементів схеми рис. 6.29,а

Обираємо значення опору у колі затвора

$$R_3 = (0,5 \dots 2) \text{ МОм}$$

щоб мало шунтувати вхід каскаду за сигналом.

Розраховуємо опори резисторів

$$R_B = \frac{|U_{зв0}|}{I_{c0}}, \quad (6.90)$$

$$R_c = \frac{E_{ж} - U_{св0} - |U_{зв0}|}{I_{c0}}. \quad (6.91)$$

Розрахунок елементів схеми рис. 6.29,б

Задаємося падінням напруги на резисторі R_B , який служить для стабілізації режиму роботи транзистора VT

$$U_{R_B} = (0,05 \dots 0,1) E_{ж}. \quad (6.92)$$

Розраховуємо опір резистора R_B

$$R_B = \frac{U_{R_B}}{I_{c0}}. \quad (6.93)$$

Знаходимо падіння напруг на резисторах R_2 і R_1

$$U_{R_2} = U_{зв0} + U_{R_B}, \quad (6.94)$$

$$U_{R_1} = E_{ж} - U_{R_2}. \quad (6.95)$$

Резистори R_2 і R_1 утворюють подільник напруги, який служить для подачі позитивної напруги зміщення на затвор транзистора VT. Цей подільник шунтує вхід каскаду за сигналом

$$R_{бд} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (6.96)$$

Щоб зменшити шунтуючу дію подільника, значення опорів резисторів R_1 і R_2 обираємо великими. Обираємо

$$R_2 = (0,3 \dots 1) \text{ МОм},$$

тоді опір резистора R_1 буде дорівнювати

$$R_1 = R_2 \frac{U_{R_1}}{U_{R_2}}. \quad (6.97)$$

Знаходимо опір резистора R_c

$$R_c = \frac{E_{ж} - U_{св0} - U_{R_B}}{I_{c0}}. \quad (6.98)$$

Значення опорів всіх резисторів і ємностей конденсаторів необхідно обрати за шкалою номінальних значень.

Розглянемо властивості каскаду із СВ для сигналу

Як виходить з напрямів змінних струмів $I_{вх}$ і $I_{н}$ на рис. 6.29, полярність вихідної напруги $U_{вих}$ відрізняється від полярності вхідної напруги $U_{вх}$ на π , тобто каскад із СВ *інвертує вхідний сигнал*.

Складемо еквівалентні схеми каскадів на рис. 6.29,а і рис. 6.29,б. Вони відрізнятимуться тільки опорами, що шунтують вхід транзистора: у схемі рис. 6.29,а шунтуючий опір R_3 , і у схемі рис. 6.29,б шунтуючий опір $R_{бд}$. Для складання еквівалентної схеми каскаду із СВ використовуємо П-подібну модель польового транзистора, наведену на рис. 6.4,б.

Повну еквівалентну схему каскаду із СВ (рис. 6.29,а) наведено на рис. 6.30.

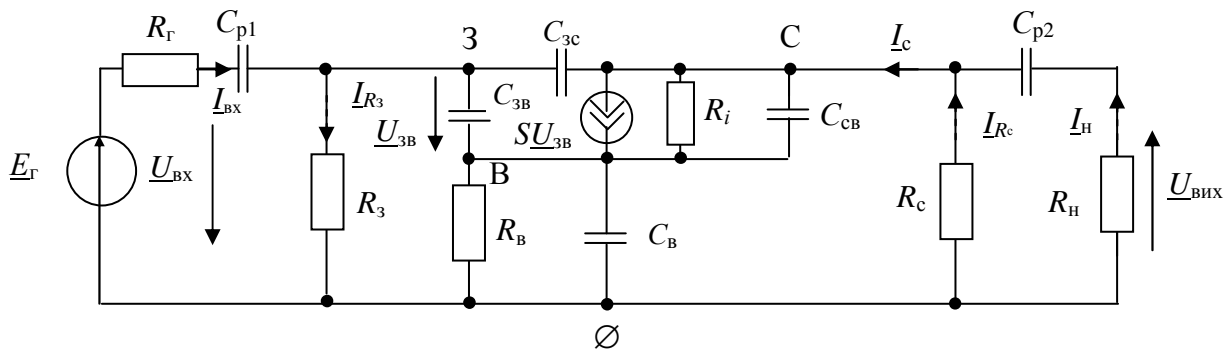


Рисунок 6.30 – Еквівалентна схема каскаду із спільним витоком

Для спрощення аналізу повну еквівалентну схему представимо у вигляді трьох еквівалентних схем: 1) для області середніх частот – рис. 6.31; 2) для області верхніх частот – рис. 6.32; 3) для області нижніх частот – рис. 6.33.

Передумови для спрощення еквівалентної схеми рис. 6.30 ті ж самі, що і для каскаду із СЕ (розділ 6.3.1).

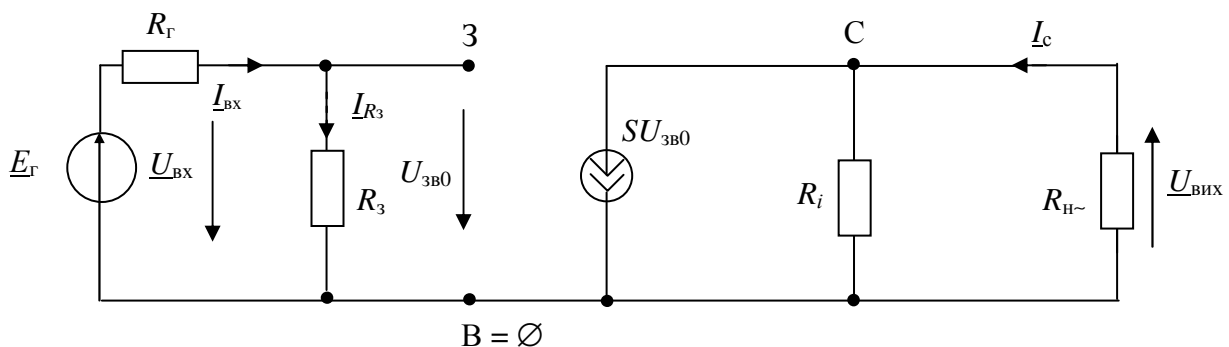


Рисунок 6.31 – Еквівалентна схема каскаду із спільним витоком для області середніх частот

де

$$R_{c\sim} = \frac{R_i \cdot R_{H\sim}}{R_i + R_{H\sim}}. \quad (6.102)$$

Згідно формули (6.99), коефіцієнт підсилення напруги дорівнює

$$K_{u0} = SR_{c\sim}. \quad (6.103)$$

Як правило, на практиці виконуються наступні нерівності:

$$R_H = R_{BX \text{ наст}} \gg R_c, R_i \gg R_{H\sim}.$$

При виконанні цих нерівностей формула (6.103) спрощується

$$K_{u0} = SR_c. \quad (6.104)$$

Коефіцієнт підсилення струму визначимо як відношення

$$K_{i0} = \frac{I_{c0}}{I_{BX0}},$$

де $I_{c0} \approx SU_{3B0}, I_{BX0} = \frac{U_{3B0}}{R_3}.$

В результаті одержимо

$$K_{i0} = SR_3, \quad (6.105)$$

тобто коефіцієнт підсилення за струмом каскаду із СВ має велике значення.

Якщо відсутні шунтуючі опори R_3 , або $R_{бд}$, то $K_{i0} \rightarrow \infty$, оскільки $I_3 \approx 0$. Тому K_{i0} каскаду із СВ звичайно не оцінюють і не розглядають, підсилювальні властивості каскаду із СВ оцінюють тільки параметром K_{u0} .

Вхідний опір каскаду із СВ дорівнює

$$R_{BX} = R_3, \quad (6.106)$$

вихідний опір транзистора

$$R_{ВИХ} = R_i, \quad (6.107)$$

а вихідний опір каскаду дорівнює

$$R_{ВИХ} = \frac{R_i \cdot R_c}{R_i + R_c} \approx R_c. \quad (6.108)$$

Для схеми рис. 6.29,б вхідний опір каскаду дорівнює $R_{BX} = R_{бд}$.

Область верхніх частот (ВЧ)

Еквівалентну схему каскаду із СВ для області ВЧ наведено на рис. 6.32. Вона аналогічна еквівалентній схемі каскаду із СЕ для області ВЧ (рис. 6.9), тому аналіз схеми рис. 6.32 можна виконати аналогічним шляхом. В результаті аналізу одержимо, що міжелектродні ємності польового транзистора чинять шунтуючу дію як у вхідному колі каскаду

$$C_{в \text{ екв}} = C_{3B} + C_{3c}(1 + K_{u0}), \quad (6.109)$$

так і у вихідному колі каскаду

$$C_{ВИХ \text{ в}} = C_{CB} + C_M + C_H, \quad (6.110)$$

де C_M – ємність монтажу, C_H – ємність навантаження.

Тому всі формули для коефіцієнта підсилення, АЧХ, ФЧХ і перехідної характеристики, а також висновки про властивості каскаду із СВ аналогічні формулам і властивостям каскаду із СЕ області ВЧ:

$$\underline{K}_{uB} = \frac{K_{u0}}{1 + j\omega\tau_B}, \quad (6.111)$$

де для вхідного кола каскаду

$$\begin{aligned} \tau_B &= C_{B\text{ екв}} R_{B\text{ екв}}, \\ R_{B\text{ екв}} &= \frac{R_\Gamma \cdot R_3}{R_\Gamma + R_3}; \end{aligned} \quad (6.112)$$

для вихідного кола каскаду

$$\tau_{\text{вих B}} = C_{\text{вих B}} R_{C\sim}. \quad (6.113)$$

Область нижніх частот (НЧ)

Еквівалентну схему каскаду із СВ для області НЧ наведено на рис. 6.33. Вона аналогічна еквівалентній схемі каскаду із СЕ для області НЧ (рис. 6.14), тому аналіз схеми рис. 6.33 можна виконати аналогічним шляхом. В результаті аналізу одержимо, що властивості каскаду із СВ в області НЧ аналогічні властивостям каскаду із СЕ:

$$\underline{K}_{uH} = \frac{K_{u0}}{1 + \frac{j\omega\tau_H}{1}}, \quad (6.114)$$

де

$$\begin{aligned} \tau_{H1} &= C_{p1}(R_\Gamma + R_3), \\ \tau_{H2} &= C_{p2}(R_c + R_H), \\ \tau_{Hi} &\approx C_B \frac{1}{S}. \end{aligned}$$

Амплітудно-частотна, фазочастотна і перехідні характеристики для області малих і великих часів каскаду із СВ мають такий самий вигляд, як наведено на рис. 6.18, 6.16 і 6.17. Параметри каскаду із СВ для області середніх частот наведено в табл. 6.2.

Таблиця 6.2 – Параметри каскадів на польових транзисторах для області середніх частот

Пар. Сх.	K_{u0}	K_{i0}	$R_{B\sim}$	$R_{\text{вих}}$	Φ_0
СВ	$SR_{H\sim}$	SR_3	R_3	R_c	π
СЗ	$SR_{H\sim}$	1	$\frac{1}{S}$	R_c	0
СС	$\frac{SR_{H\sim}}{1 + SR_{H\sim}}$	SR_3	R_3	$\frac{1}{S}$	0

6.4.2. Резисторний каскад із спільним затвором

Принципові схеми резисторних каскадів із спільним затвором (СЗ) наведені на рис. 6.34,а – при негативному зміщенні на затворі, на рис. 6.34,б – при позитивному зміщенні на затворі. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 6.34 показано пунктирними лініями.

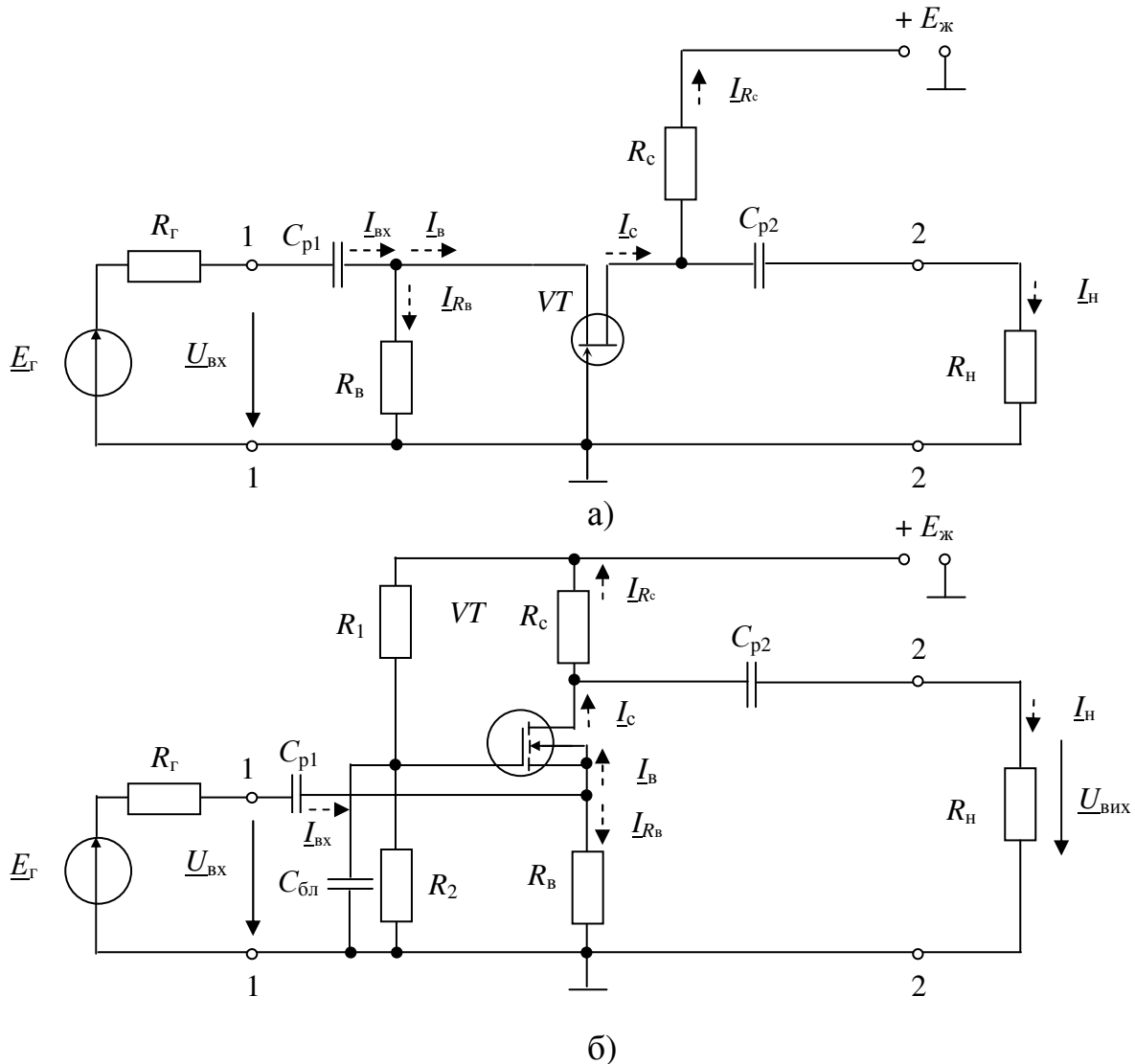


Рисунок 6.34 – Резисторні каскади із спільним затвором: а) – при негативному зміщенні на затворі; б) – при позитивному зміщенні на затворі

Розрахунок елементів за постійним струмом аналогічний розрахунку елементів схеми із спільним витоком (рис. 6.29).

Розглянемо властивості каскаду із СЗ для сигналу.

Як виходить з напрямів змінних струмів $I_{вх}$ і $I_{н}$ на рис. 6.34, полярності вхідної $U_{вх}$ і вихідної $U_{вих}$ напруг відносно корпусу однакові. Значить, каскад із СЗ не інвертує вхідний сигнал.

Повна еквівалентна схема каскадів із СЗ рис. 6.34 наведена на рис. 6.35.

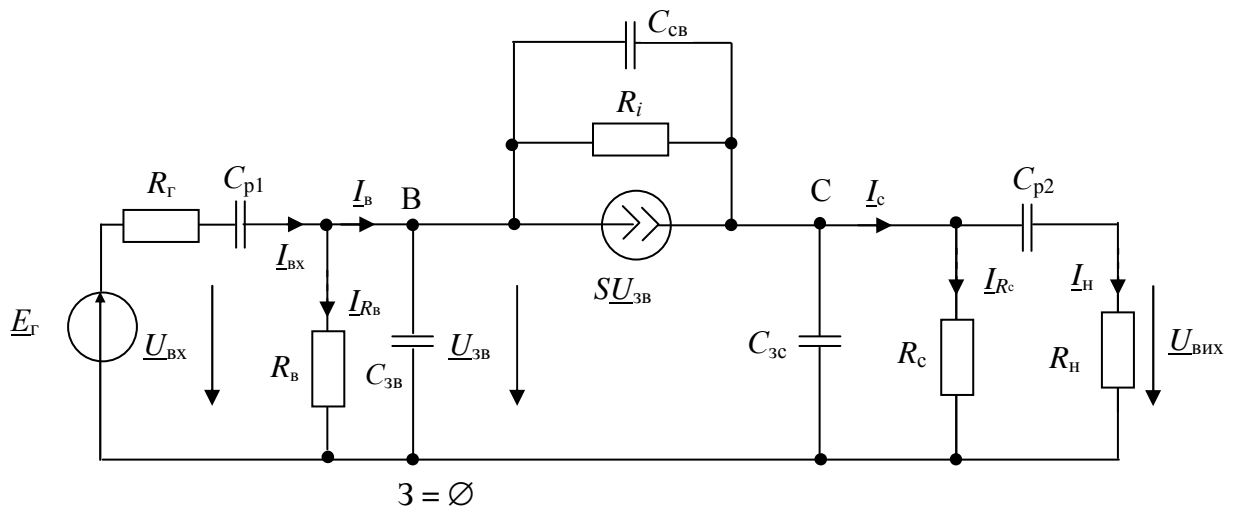


Рисунок 6.35 – Еквівалентна схема каскаду із спільним затвором

Для спрощення аналізу повна еквівалентна схема (рис. 6.33) представлена у вигляді трьох еквівалентних схем:

- 1) для області середніх частот – рис. 6.36;
- 2) для області верхніх частот – рис. 6.37;
- 3) для області нижніх частот – рис. 6.38.

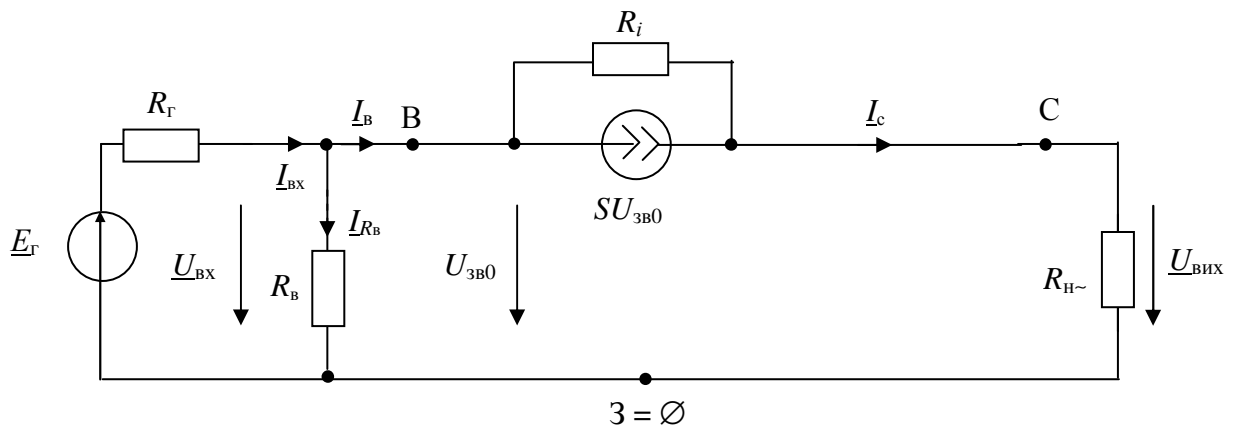


Рисунок 6.36 – Еквівалентна схема каскаду із спільним затвором для області середніх частот

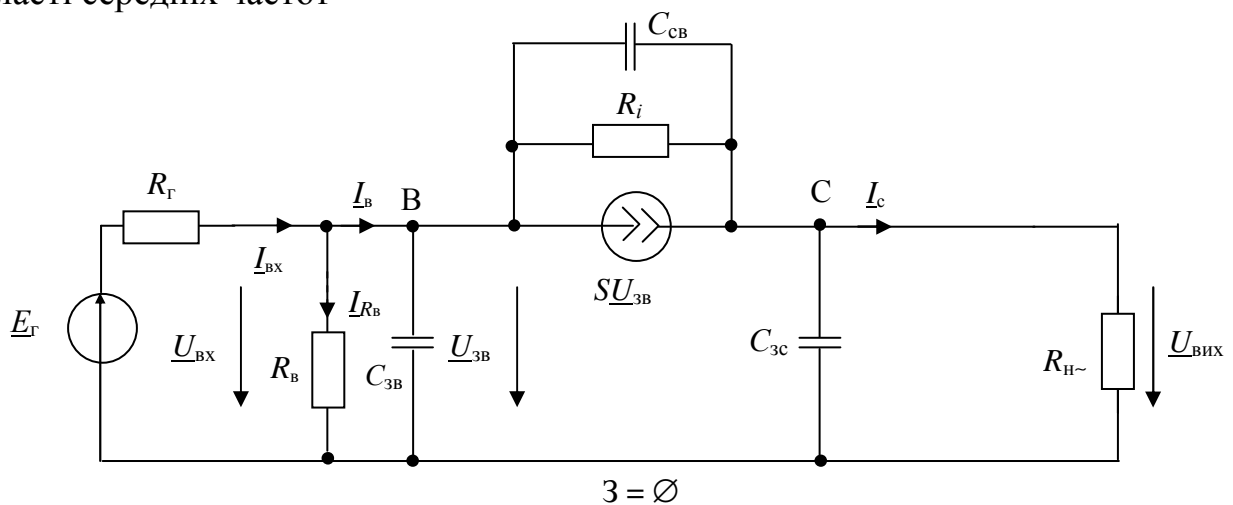


Рисунок 6.37 – Еквівалентна схема каскаду із спільним затвором для області верхніх частот

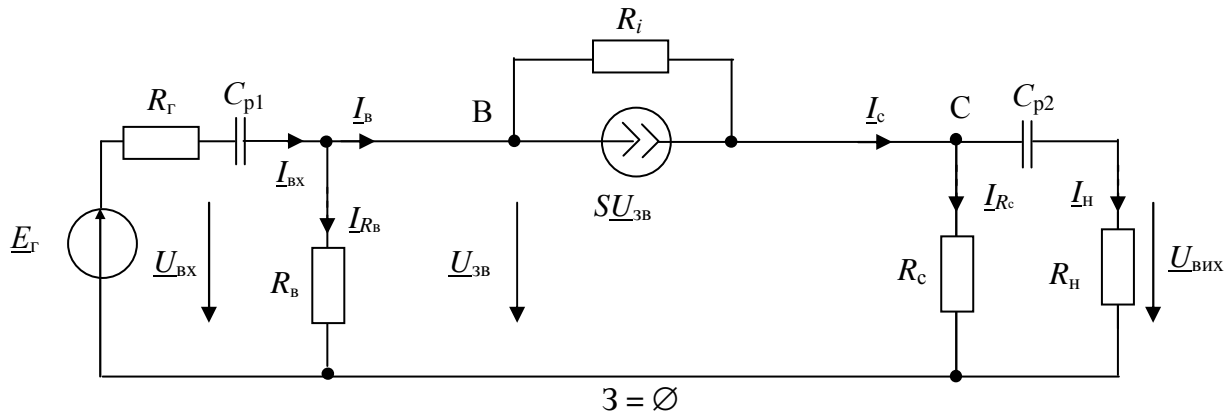


Рисунок 6.38 – Еквівалентна схема каскаду із спільним затвором для області нижніх частот

Область середніх частот (СЧ)

Еквівалентна схема каскаду із СЗ для області СЧ наведена на рис. 6.36. Коефіцієнт підсилення напруги каскаду із СЗ дорівнює

$$K_{u0} = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{SU_{3B0}R_{H\sim}}{U_{3B0}} = SR_{H\sim}, \quad (6.115)$$

оскільки $U_{\text{ВХ}} = U_{3B0}$, тобто коефіцієнт підсилення напруги каскаду із СЗ співпадає з коефіцієнтом підсилення напруги каскаду із СВ.

Знайдемо коефіцієнт підсилення струму каскаду із СЗ

$$K_{i0} = \frac{I_c}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{SU_{3B0}}{U_{3B0}\left(S + \frac{1}{R_B}\right)} = \frac{S}{S + \frac{1}{R_B}},$$

$$\text{де } I_{\text{ВХ}} = I_c + I_{R_B} = SU_{3B0} + \frac{U_{3B0}}{R_B} = U_{3B0}\left(S + \frac{1}{R_B}\right).$$

Таким чином, каскад із СЗ не підсилює струм, коефіцієнт підсилення струму $K_{i0} < 1$.

Вхідний опір каскаду із СЗ невеликий і дорівнює

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{3B0}}{U_{3B0}\left(S + \frac{1}{R_B}\right)}.$$

Якщо не враховувати шунтуючу дію опору R_B ($R_B \gg \frac{1}{S}$), то

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{1}{S}, \quad (6.116)$$

а коефіцієнт підсилення струму дорівнює

$$K_{i0} = 1. \quad (6.117)$$

Наскрізний коефіцієнт підсилення каскаду із СЗ дорівнює

$$K_e^{C3} = K_u^{C3} \cdot K_{BX}^{C3},$$

$$K_{BX}^{C3} \approx \frac{1}{1 + R_\Gamma S}, \quad (6.118)$$

тобто менший коефіцієнта підсилення напруги, оскільки $K_{BX}^{C3} < 1$. Як і каскад із СБ, каскад із СЗ дозволяє одержати у вхідному колі узгодження за потужністю ($R_{BX}^{C3} = R_\Gamma$), що особливо важливо для підсилювачів НВЧ.

Область високих частот (ВЧ)

Еквівалентна схема каскаду із СЗ для області ВЧ наведена на рис. 6.37. В області високих частот із-за малого вхідного опору схеми із СЗ шунтуюча дія у вхідному колі ємностей $C_{зв}$ і $C_{св}$ виявляється незначною, їх впливом на частотні властивості каскаду можна знехтувати. У вихідному колі необхідно враховувати шунтуючу дію невеликої прохідної ємності $C_{зс}$. Тому зі всіх схем включення ПТ схема із СЗ є самою широкосмуговою, тому використовується в НВЧ підсилювачах і каскодних схемах.

Область нижніх частот (НЧ)

Еквівалентна схема каскаду із СЗ для області НЧ наведена на рис. 6.38. У області НЧ розділяльні конденсатори чинять такий самий вплив, як і в інших каскадах. Частотні спотворення в області НЧ визначаються постійними часу цих ємностей:

$$\tau_{H1} = C_{p1}(R_\Gamma + R_{BX}), \quad (6.119)$$

$$\tau_{H2} = C_{p2}(R_c + R_H).$$

Для зменшення частотних спотворень, що вносяться цими ємностями, постійні часу τ_{H1} і τ_{H2} необхідно збільшувати.

Параметри каскаду із СЗ для області середніх частот наведені у табл. 6.2.

6.4.3. Резисторний каскад із спільним стоком

Принципові схеми резисторних каскадів із спільним стоком (СС) наведені: на рис. 6.39,а – при негативному зміщенні на затворі, на рис. 6.39,б – при позитивному зміщенні на затворі. Шляхи протікання струмів на рис. 6.39 показано пунктирними лініями.

Розрахунок елементів каскаду виконаємо, вважаючи, що задані: тип транзистора, напруга зміщення $U_{зв0}$, режим роботи вихідного кола транзистора (I_{c0} , $U_{св0}$) і напруга джерела живлення $E_{ж}$. Вважатимемо, що $I_3 = 0$ $I_c = I_{в}$.

У схемі рис. 6.39,а опори в колі витоку задані у вигляді двох резисторів R_{B1} і R_{B2} ($R_B = R_{B1} + R_{B2}$). Таке включення опору R_B дозволяє подати необхідну напругу зміщення на затвор

$$|U_{зв0}| = I_{c0} \cdot R_{B1}, \quad (6.120)$$

а також збільшити опір навантаження для змінного струму

$$R_{H-} = \frac{R_B R_H}{R_B + R_H}.$$

При цьому також зменшується шунтуюча дія резистора R_3 у вхідному колі каскаду.

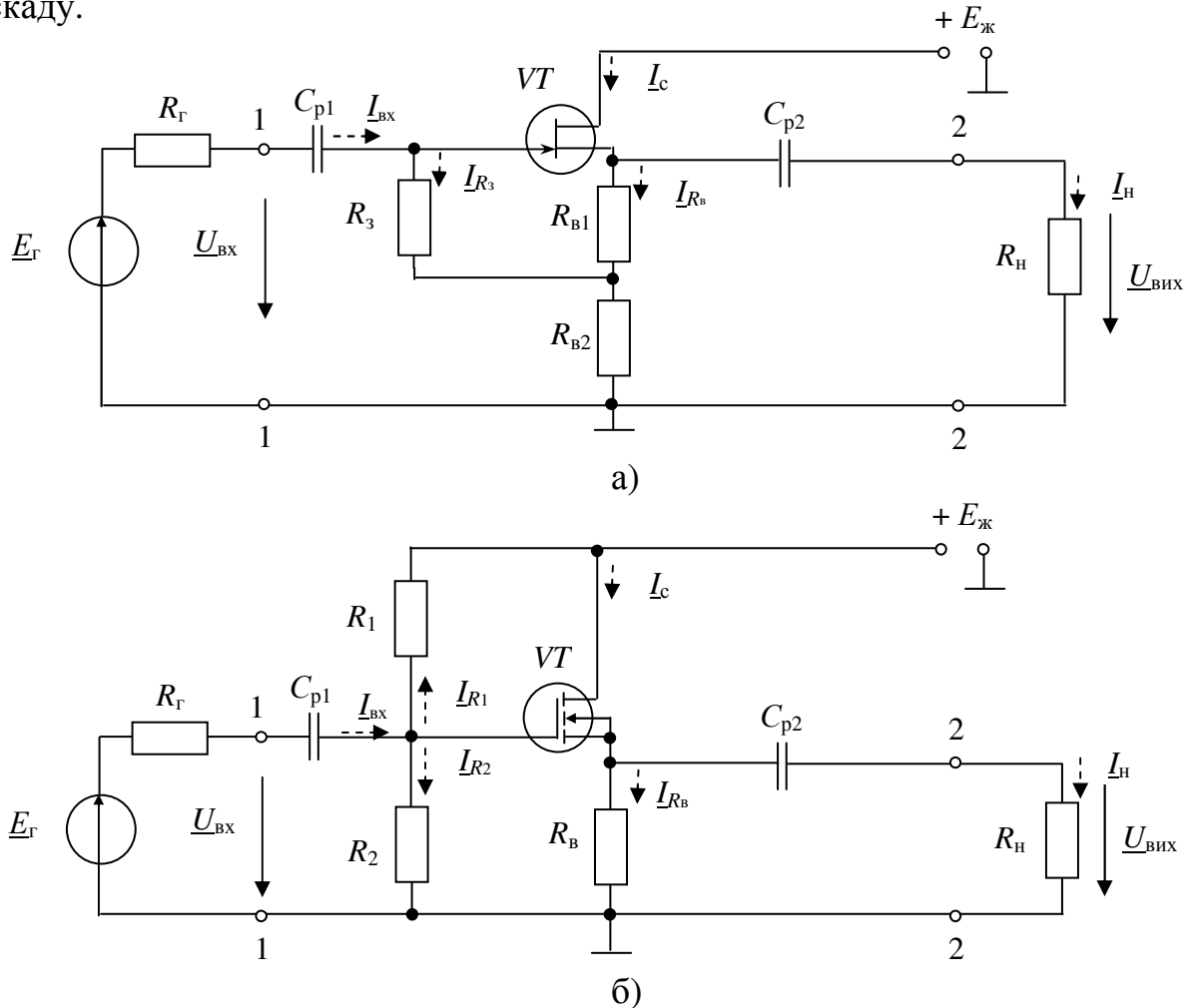


Рисунок 6.39 – Резисторні каскади із спільним стоком: а) – при негативному зміщенні на затворі; б) – при позитивному зміщенні на затворі

Розрахунок елементів схеми рис. 6.39,а

Обираємо опір $R_3 = (0,5...2) \text{ МОм}$.

Знаходимо загальний опір в колі витоку

$$R_B = \frac{E_{ж} - U_{св0}}{I_{с0}}, \quad (6.121)$$

розраховуємо опори

$$R_{B1} = \frac{|U_{зв0}|}{I_{с0}}, \quad (6.122)$$

$$R_{B2} = R_B - R_{B1}.$$

Значення опорів резисторів R_3 , R_{B1} і R_{B2} і ємностей конденсаторів C_{p1} і C_{p2} необхідно обрати за шкалою номінальних значень.

Розрахунок елементів схеми рис. 6.39,б

Знаходимо падіння напруги на опорі R_B

$$U_{R_B} = E_{ж} - U_{св0} \quad (6.123)$$

і розраховуємо опір R_B

$$R_B = \frac{U_{R_B}}{I_{с0}}. \quad (6.124)$$

Визначаємо падіння напруг на резисторах R_1 і R_2

$$U_{R_2} = U_{зв0} + U_{R_B}, \quad (6.125)$$

$$U_{R_1} = E_{ж} - U_{R_2}.$$

Обираємо значення опору $R_2 = (0,3...1)$ МОм і розраховуємо опір

$$R_1 = R_2 \frac{U_{R_1}}{U_{R_2}}. \quad (6.126)$$

Значення опорів резисторів R_B , R_1 і R_2 і ємностей конденсаторів C_{p1} і C_{p2} необхідно вибрати за шкалою номінальних значень.

Розглянемо властивості каскаду із СС для сигналу

Як виходить з напрямів змінних струмів $I_{вх}$ і $I_{н}$ на рис. 6.39, полярності вхідної $\underline{U}_{вх}$ і вихідної $\underline{U}_{вих}$ напруг відносно корпусу однакові. Значить каскад із СС *не інвертує вхідний сигнал*.

Повна еквівалентна схема каскаду із СС рис. 6.39 наведена на рис. 6.40. Для схеми рис. 6.39,а шунтуючу дію опору R_3 можна не враховувати. В цьому випадку можна вважати, що струм $\underline{I}_{R_3} = 0$, а резистор R_3 в еквівалентній схемі рис. 6.40 відсутній.

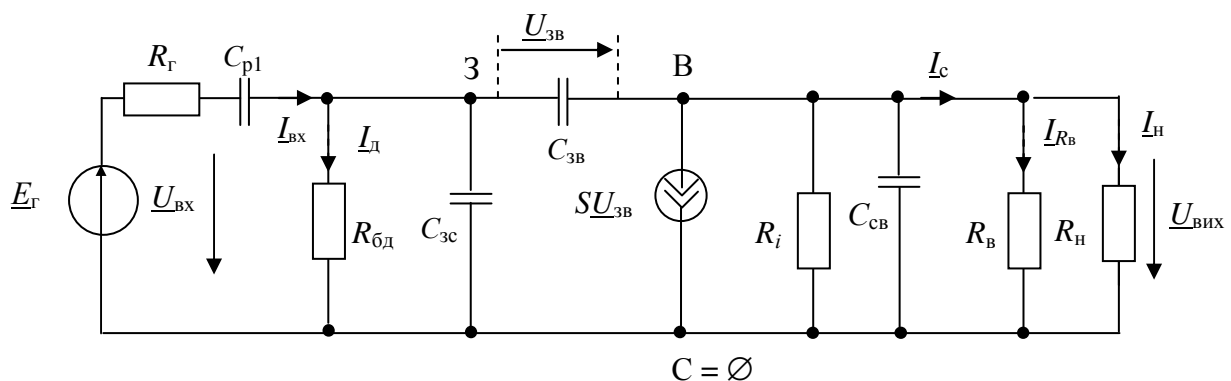


Рисунок 6.40 – Еквівалентна схема каскаду із спільним стоком

Для спрощення аналізу повна еквівалентна схема (рис. 6.40) представлена у вигляді трьох еквівалентних схем:

- 1) для області середніх частот – рис. 6.41;
- 2) для області верхніх частот – рис. 6.42;
- 3) для області нижніх частот – рис. 6.43.

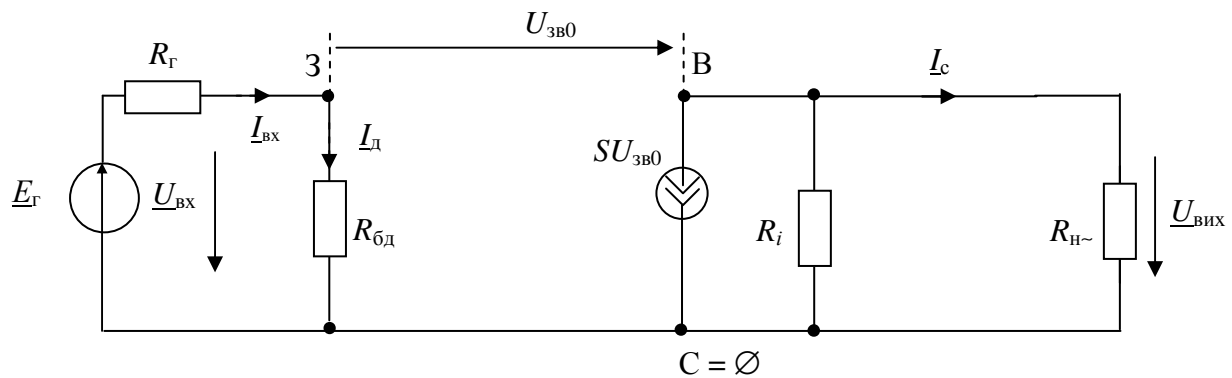


Рисунок 6.41 – Еквівалентна схема каскаду із спільним стоком для області середніх частот

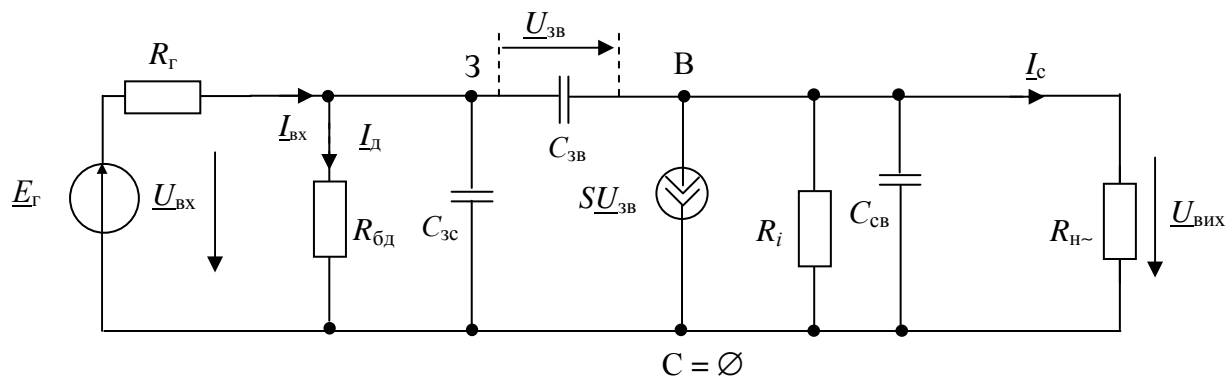


Рисунок 6.42 – Еквівалентна схема каскаду із спільним стоком для області верхніх частот

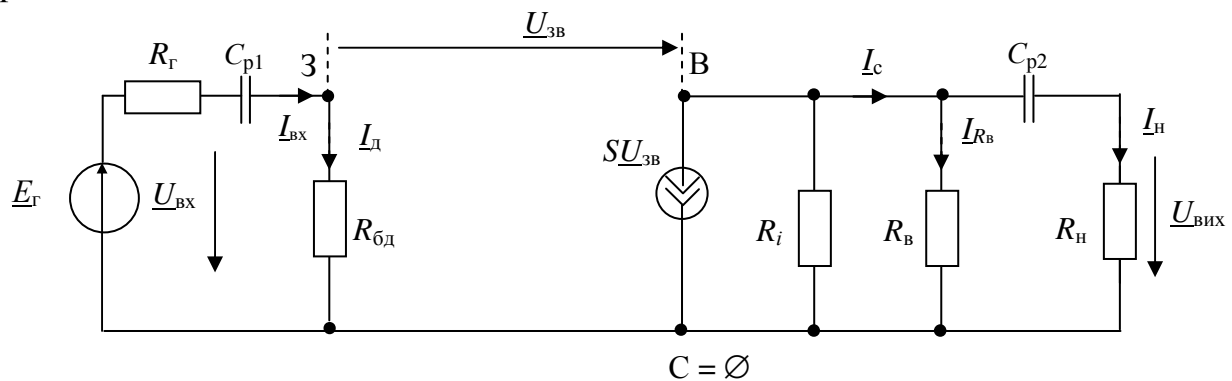


Рисунок 6.43 – Еквівалентна схема каскаду із спільним стоком для області нижніх частот

Каскад із спільним стоком можна представити як каскад із спільним витоком і 100% послідовним негативним зворотним зв'язком за напругою, оскільки

$$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ЗЗ}} + U_{\text{ВИХ}}.$$

Цей негативний зворотний зв'язок призводить до того, що зменшується коефіцієнт підсилення напруги ($K_u < 1$), K_i не змінюється, вхідний опір великий і визначається опором $R_{\text{БД}}$, а вихідний опір зменшується $R_{\text{ВИХ}} \approx \frac{1}{S}$. Формули для розрахунку параметрів каскаду із СС у області середніх частот одержані в результаті аналізу еквівалентної схеми рис. 6.41. Формули наведені в табл. 6.2.

Частотні властивості каскаду із СС хороші, тому що в каскаді є негативний зворотний зв'язок за сигналом.

Оскільки напруга на виході каскаду із спільним стоком за значенням і полярністю близька до діючої на вході і як би повторює її, такий каскад називають *витоківим повторювачем*. Використання каскаду із спільним стоком аналогічне використанню каскаду із спільним колектором, бо вони близькі за своїми властивостями.

6.5. Резисторні каскади на електронних лампах

Як наголошувалося у розділі 5.1, електронна лампа для сигналу може бути включена за трьома схемами: із спільним катодом (СКат) (рис. 5.1,в), із спільною сіткою (ССіт) (рис. 5.2,в) або із спільним анодом (СА) (рис. 5.3,в). Схеми живлення на електронних лампах, виконаних за схемою із спільним катодом, наведені на рис. 5.21. У каскадах попереднього підсилення найчастіше використовують малопотужні пентоди, які працюють без струмів управляючої сітки. Тому на управляючу сітку подається негативна напруга відносно катода. Малопотужні тріоди звичайно використовують у вхідних малопотужних каскадах. Потужні тріоди і променеві тетроди використовують у потужних вихідних каскадах.

Оскільки струм управляючої сітки дорівнює нулю ($I_{\text{сіт}} = 0$), то вхідний опір лампи великий (вважаємо $R_{\text{вх л}} \rightarrow \infty$), аналогічно вхідному опору польового транзистора. Розрахунок каскадів (рис. 5.21) за постійним струмом можна виконати за формулами (5.58), (5.59) і (5.60). Опір витоку $R_{\text{сіт}}$ шунтує вхід каскаду за сигналом, тому його обирають в межах $R_{\text{сіт}} = (0,5 \dots 2)$ МОм. У довідниковій літературі звичайно приводять максимально допустиме значення цього опору $R_{\text{сіт max}}$, тому необхідно обирати $R_{\text{сіт}} < R_{\text{сіт max}}$.

Шляхи протікання змінних струмів у схемах рис. 5.21,а і б аналогічні шляхам протікання змінних струмів у схемі рис. 6.29,а. В схемі рис. 5.21,б змінний струм екрануючої сітки замикається через конденсатор $C_{\text{екр}}$, тому вплив цього струму на параметри каскаду можна не враховувати. Оскільки модель пентода (рис. 6.4,в) аналогічна моделі польового транзистора (рис. 6.4,б), то й еквівалентні схеми каскадів із спільним катодом (СКат), із спільною керуючою сіткою (ССіт) і із спільним анодом (СА) будуть аналогічні еквівалентним схемам каскадів на польових транзисторах: спільний витік (СВ), спільний затвор (СЗ) і спільний стік (СС). Отже, параметри і характеристики каскадів на пентодах будуть аналогічні параметрам і характеристикам каскадів на польових транзисторах.

Параметри попередніх каскадів на пентодах для області середніх частот наведені у табл. 6.3.

Таблиця 6.3 – Параметри каскадів на пентодах для області середніх частот

Пар. Сх.	K_{u0}	K_{i0}	R_{BX}	$R_{ВИХ}$	φ_0
СКат	$SR_{H\sim}$	$SR_{c\Gamma T}$	$R_{c\Gamma T}$	R_a	π
ССіт	$SR_{H\sim}$	1	$\frac{1}{S}$	R_a	0
СА	$\frac{SR_{H\sim}}{1 + SR_{H\sim}}$	$SR_{c\Gamma T}$	$R_{c\Gamma T}$	$\frac{1}{S}$	0

У таблиці 6.3 прийняті наступні позначення: S – крутизна лампи у точці спокою; $R_{c\Gamma T}$ – опір витоку лампи; R_a – опір в колі анода, $R_{H\sim}$ – опір навантаження лампи для змінного струму. Для схем із спільним катодом і спільною сіткою опір навантаження дорівнює

$$R_{H\sim} = \frac{R_a R_H}{R_a + R_H},$$

якщо вважати, що внутрішній опір лампи великий ($R_i \gg R_{H\sim}$). Для схеми із спільним анодом опір навантаження дорівнює

$$R_{H\sim} = \frac{R_{кат} R_H}{R_{кат} + R_H}.$$

Як і в каскадах на біполярних і польових транзисторах, у попередніх підсилювачах найчастіше використовують каскад із спільним емітуючим електродом – із спільним катодом, який має велике підсилення напруги, а також великий вхідний опір. Каскад із спільною сіткою має параметри і характеристики, аналогічні каскадам із спільною базою і спільним затвором, тому застосовується у широкосмугових підсилювачах НВЧ і каскодних схемах. Каскад із спільним анодом називають *катодним повторювачем*. Він має параметри і характеристики, аналогічні каскадам із спільним колектором і спільним стоком, застосовується в тих самих схемах, як і ці каскади.

7. ВИХІДНІ КАСКАДИ ПІДСИЛЮВАЧІВ

7.1. Особливості роботи і методика аналізу

Вихідний каскад призначений для забезпечення необхідного рівня сигналу на заданому навантаженні. Якщо навантаження R_n активне, то вихідний каскад повинен забезпечити необхідну потужність сигналу $P_{\text{вих}}$. Якщо навантаження реактивне (наприклад, ємність C_n), вихідний каскад повинен забезпечити необхідну вихідну напругу $U_{\text{вих}}$. Далі детальніше розглянуті підсилювачі потужності.

Необхідне значення потужності, що віддається на заданому опорі навантаження, прагнуть одержати при можливо повнішому використанні підсилювального елемента. Повніше використання підсилювального елемента припускає роботу у всій робочій області його вольт-амперних характеристик (ВАХ), включаючи ділянки, на яких параметри підсилювального елемента відрізняються від їх значень в точці спокою. Такий режим роботи передбачає підведення до входу вихідного каскаду сигналів великої величини, слідством чого є зростання нелінійних спотворень сигналу у вихідному каскаді.

Таким чином, підсилювальні елементи у вихідних каскадах працюють в режимі **великого сигналу (нелінійному режимі)**. Тому для аналізу вихідних каскадів використовують графо-аналітичний метод і нелінійні моделі підсилювальних елементів. Для зменшення нелінійних спотворень, а також для поліпшення інших технічних показників, в потужних підсилювачах використовується негативний зворотний зв'язок.

Оскільки вихідний каскад споживає від джерела живлення основну частину енергії, коефіцієнт корисної дії (ККД) є його найважливішим показником. Високий ККД каскаду важливий не тільки через те, що досягається певна економія у витраті енергії живлення, але і тому, що для отримання заданої потужності можна використовувати менш потужні підсилювальні елементи і джерела живлення, менше виділятиметься тепла, яке необхідно відводити від підсилювача.

Потужність втрат (потужність розсіяння) $P_{\text{розс}}$, дорівнює різниці споживаної P_0 і потужності $P_{\sim}$, що віддається підсилювальним елементом,

$$P_{\text{розс}} = P_0 - P_{\sim}$$

Потужність $P_{\text{розс}}$ в підсилювальному елементі спричиняє нагрів. Проблема тепловідводу особливо ускладнюється в підсилювальних каскадах, які виконані за мікроелектронною технологією. Тому, чим вище ККД, тим менш потужний підсилювальний елемент можна використовувати для отримання заданої потужності $P_{\text{вих}}$. Все це дозволяє зменшити масу, габарити і вартість підсилювача.

ККД підсилювача залежить від декількох факторів, але головним чином визначається режимом роботи підсилювальних елементів, як показано в розділі 5.3. У аналогових схемах застосовуються, в основному, два режими: A і $B(AB)$. Режим D використовується в потужних підсилювачах, але його застосування приводить до суттєвого ускладнення схеми.

ККД в режимі A низький, і, хоча одержувані нелінійні спотворення малі, він застосовується в каскадах попереднього підсилення і в підсилювачах з дуже невеликою вихідною потужністю, найчастіше в одноктактних схемах.

Режим $B(AB)$ економічніший в порівнянні з режимом A із-за невеликого струму спокою і меншого середнього значення вихідного струму при тому ж значенні амплітуди першої гармоніки. Проте цей режим може використовуватися тільки в двотактних схемах. Всі підсилювачі середньої і великої потужності працюють, як правило, в цьому режимі.

Режим D (ключовий режим) дозволяє суттєво збільшити ККД підсилювача. Режим D використовується як в одноктактних, так і в двотактних вихідних каскадах.

Резисторні одноктактні вихідні каскади виконуються найчастіше за схемами рис. 5.16,а або рис. 5.16,б. Розрахунок цих каскадів графо-аналітичним методом аналогічний розрахунку схеми рис. 5.10,а (розділ 5.4.1), але при цьому необхідне повніше використання транзистора і за струмом, і за напругою (отримання максимальних значень I_{km} і $U_{кем}$). Проте застосовують ці схеми рідко, оскільки ККД резисторного каскаду на практиці не перевищує (5...6) %.

На практиці частіше використовують одноктактні трансформаторні вихідні каскади, в яких ККД виходить більшого значення.

7.2. Одноктактні трансформаторні вихідні каскади

Основна перевага трансформаторного вихідного каскаду – значно вищий ККД, ніж резисторного каскаду, який на практиці може досягати 30%. До того ж, вибираючи відповідний коефіцієнт трансформації вихідного трансформатора $N_{тр}$, можна забезпечити високий ККД при роботі на навантаження, опір якого може бути як малим, так і великим. До недоліків трансформаторного каскаду можна віднести велику масу, габарити і вартість, порівняно вузьку смугу частот, неможливість виконання підсилювача за інтегральною технологією.

Одноктактний трансформаторний каскад із спільним емітером

Принципову схему одноктактного трансформаторного каскаду із спільним емітером наведено на рис. 7.1.

Розрахунок каскаду виконаємо графо-аналітичним методом з використанням статичних ВАХ. Робоча область вихідних ВАХ обмежена декількома параметрами, як показано на рис. 7.2.

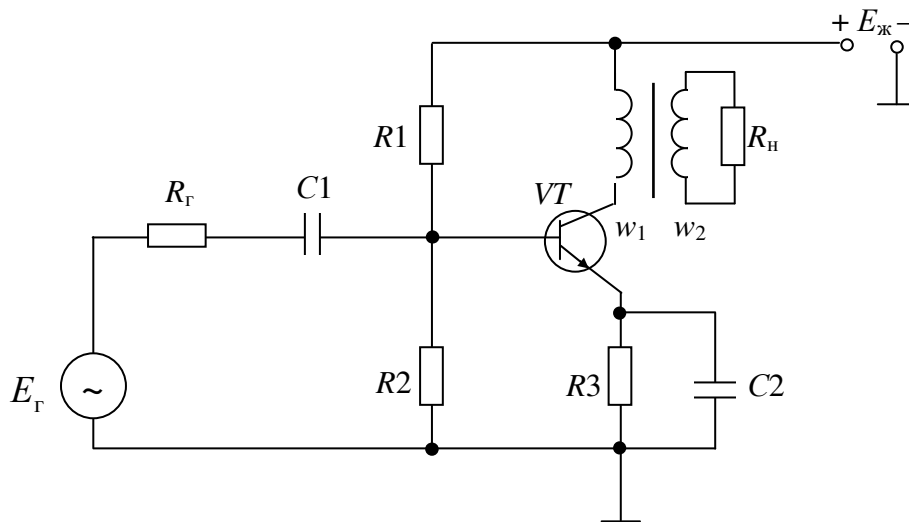


Рисунок 7.1 – Однотактний трансформаторний каскад із спільним емітером

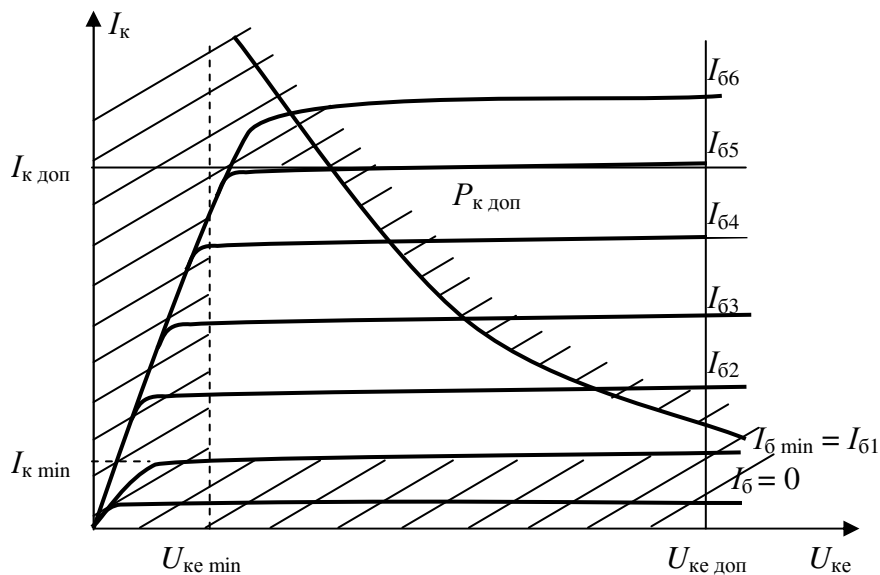


Рисунок 7.2 – Робоча область вихідних вольт-амперних характеристик

Робоча область обмежена гіперболою допустимої потужності розсіювання на колекторі $P_{к доп}$, яка будується в координатах $(I_k, U_{ке})$ за формулою

$$I_k = \frac{P_{к доп}}{U_{ке}}. \quad (7.1)$$

Оскільки із збільшенням температури навколишнього середовища допустима потужність розсіювання зменшується, то гіпербола повинна бути побудована з урахуванням цієї зміни.

Робоча область також обмежена максимально допустимими для даного типу транзистора значеннями струму колектора $I_{к доп}$ і напруги колектор-емітер $U_{ке доп}$. У довідковій літературі, як правило, указуються два значення максимально допустимого струму колектора: постійного і імпульсного. Аналогічні значення указуються і для напруги колектор-емітер.

Для отримання мінімальних нелінійних спотворень робоча область обмежена мінімальним значенням струму бази $I_{бmin}$, йому відповідає мінімальне значення струму колектора $I_{кmin}$, а також мінімальним значенням напруги $U_{кеmin} \geq U_{ке нас}$. Вибором значень $I_{бmin}$ і $U_{кеmin}$ відсікаються найбільш нелінійні ділянки вхідної і вихідної вольт-амперних характеристик, що дозволяє зменшити нелінійні спотворення каскаду.

Граничні параметри враховують при виборі типу транзистора і в процесі розрахунку каскаду. На рис. 7.3 приведена діаграма роботи трансформаторного каскаду із спільним емітером.

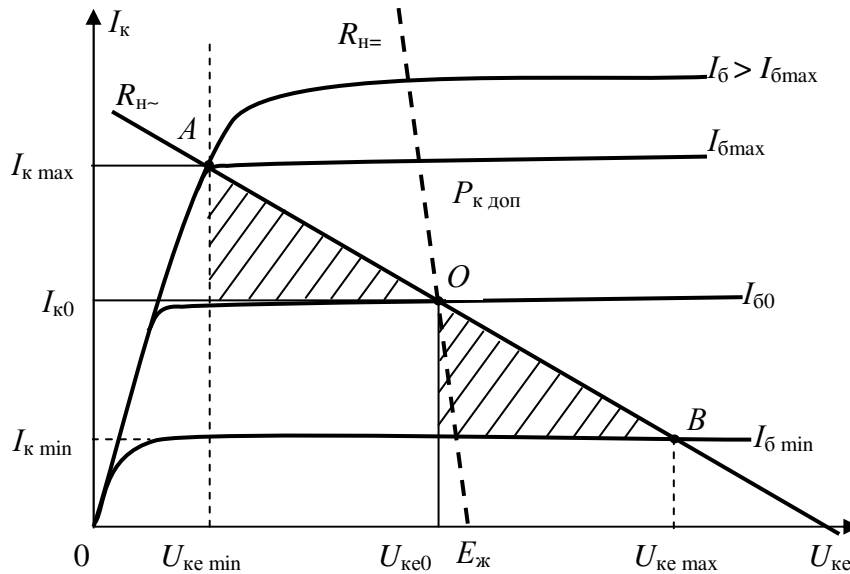


Рисунок 7.3 – Діаграма роботи однотактного трансформаторного каскаду із спільним емітером

При побудові діаграми роботи необхідно побудувати дві прямі навантаження: постійного струму $R_{н=}$ (пунктирна лінія) і змінного струму $R_{н~}$ (суцільна лінія). У трансформаторному каскаді значення опорів $R_{н=}$ і $R_{н~}$ істотно відрізняються. Опір навантаження колектора постійного струму дорівнює

$$R_{н=} = r_1 + R_3, \quad (7.2)$$

де r_1 – опір первинної обмотки трансформатора, R_3 – опір резистора температурної стабілізації режиму. Обидва опори невеликі, тому постійну напругу колектор-емітер можна вважати такою, що дорівнює

$$U_{ке0} \approx 0,9E_{ж}. \quad (7.3)$$

В цьому випадку пряма навантаження постійного струму проходить дуже круто вгору (майже вертикально).

Точка спокою O повинна знаходитися на перетині двох прямих навантаження: $R_{н=}$ і $R_{н~}$. Опір навантаження колектора змінного струму дорівнює

$$R_{н~} = \frac{R_{н=}}{N_{тр}^2 \cdot \eta_{тр}}, \quad (7.4)$$

де $R_{\text{н}}$ – опір навантаження, підключений до вторинної обмотки трансформатора;

$N_{\text{тр}}$ – коефіцієнт трансформації трансформатора;

$\eta_{\text{тр}}$ – ККД трансформатора.

Нахил лінії навантаження змінного струму визначається значенням $R_{\text{н}}$.

Потужність, що віддається транзистором, дорівнює

$$P_{\text{к}} = \frac{1}{2} I_{\text{км}} \cdot U_{\text{кем}}, \quad (7.5)$$

де амплітуда струму колектора дорівнює

$$I_{\text{км}} = I_{\text{к0}} - I_{\text{к min}} = I_{\text{к max}} - I_{\text{к0}}, \quad (7.6)$$

амплітуда напруги колектор-емітер дорівнює

$$U_{\text{кем}} = U_{\text{ке0}} - U_{\text{ке min}} = U_{\text{ке max}} - U_{\text{ке0}}. \quad (7.7)$$

Згідно формулам (7.6) і (7.7) для отримання мінімальних нелінійних спотворень вихідного сигналу відрізки прямої навантаження $R_{\text{н}}$ в робочій області повинні бути однаковими, тобто повинна виконуватися умова

$$AO = OB. \quad (7.8)$$

Тому при розрахунку каскаду цю умову бажано виконувати.

Як виходить з формули (7.5), віддавана потужність $P_{\text{к}}$, чисельно дорівнює площі трикутників, заштрихованих на рис. 7.3. Площа трикутника залежить від розташування прямої навантаження змінного струму. Наведена на рис. 7.3 пряма навантаження змінного струму відповідає оптимальному опору навантаження транзистора, коли транзистор віддає максимальну потужність

$$R_{\text{н opt}} = \frac{U_{\text{кем}}}{I_{\text{км}}}. \quad (7.9)$$

Якщо значення $R_{\text{н}}$ відрізняється від оптимального значення, віддавана потужність $P_{\text{к}}$, зменшується, зменшується також і ККД каскаду. При $R_{\text{н}} > R_{\text{н opt}}$ пряма навантаження змінного струму йде пологіше відносно точки O , в результаті зменшується амплітуда струму $I_{\text{км}}$. При $R_{\text{н}} < R_{\text{н opt}}$ пряма навантаження змінного струму йде більш вертикально відносно точки спокою O , в результаті зменшується амплітуда напруги $U_{\text{кем}}$.

Вихідна потужність в навантаженні дорівнює

$$P_{\text{вих}} = \eta_{\text{тр}} P_{\text{к}}. \quad (7.10)$$

Суттєвою перевагою трансформаторного каскаду є те, що шляхом вибору коефіцієнта трансформації $N_{\text{тр}}$ можна одержати оптимальний опір навантаження транзистора при будь-якому опорі навантаження каскаду $R_{\text{н}}$ (далі індекс **opt** буде опущений)

$$N_{\text{тр}} = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{\eta_{\text{тр}} R_{\text{н}}}}. \quad (7.11)$$

Це також дозволяє одержати максимальний ККД каскаду.

Коефіцієнт корисної дії каскаду визначимо як відношення віддаваної потужності $P_{\text{к}}$ до споживаної потужності, яка дорівнює

$$P_0 = I_{\text{к0}} \cdot E_{\text{ж}}. \quad (7.12)$$

Тоді коефіцієнт корисної дії каскаду в режимі A дорівнюватиме

$$\eta_A = \frac{P_{к\sim}}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{км}}{I_{к0}} \cdot \frac{U_{кем}}{E_{ж}} = \frac{1}{2} \psi \cdot \xi. \quad (7.13)$$

Позначимо відношення:

$$\psi = \frac{I_{км}}{I_{к0}} - \text{коефіцієнт використання струму живлення}; \quad (7.14)$$

$$\xi = \frac{U_{кем}}{E_{ж}} - \text{коефіцієнт використання напруги живлення}. \quad (7.15)$$

Як виходить з формул (7.6) і (7.7), завжди виконуються наступні нерівності: $I_{км} < I_{к0}$, $U_{кем} < U_{ке0}$, $U_{ке0} < E_{ж}$, тоді $\psi < 1$, $\xi < 1$, а ККД каскаду $\eta_A < 0,5$. Таким чином, ККД трансформаторного каскаду, що працює в режимі A , менше 50%, із збільшенням коефіцієнтів використання ψ і ξ ККД наближається до 50%, але завжди менше за це значення.

Потужність розсіювання на колекторі залежить від споживаної потужності і ККД каскаду

$$P_{розс} = P_0 - P_{к\sim} = P_0(1 - \eta_A). \quad (7.16)$$

Як виходить з формули (7.12), потужність, споживана від джерела живлення P_0 , не залежить від амплітуди сигналу на вході каскаду. Тоді у відсутності сигналу уся потужність P_0 розсіюється на підсилювальному елементі, оскільки $P_{к\sim} = 0$,

$$P_{розс \max} = P_0. \quad (7.17)$$

Потужність $P_{к\sim} = 0$ не тільки за відсутності сигналу на вході підсилювача, але і при обриві ($R_n = \infty$) або замиканні ($R_n = 0$) навантаження. Максимальна потужність розсіювання повинна бути менше допустимої потужності розсіювання транзистора з урахуванням деякого запасу, тобто

$$P_0 \leq (0,7 \dots 0,8) P_{к \text{ доп}}. \quad (7.18)$$

В середньому для однотактного трансформаторного каскаду із спільним емітером, що працює в режимі A , з урахуванням температурних змін параметрів транзисторів при виборі транзистора по допустимій потужності розсіювання повинна виконуватися наступна умова:

$$P_{к \text{ доп}} \geq 3 \frac{P_{вих}}{\eta_{тр}}, \quad (7.19)$$

де $P_{вих}$ – вихідна потужність на опорі навантаження R_n ;

$\eta_{тр}$ – ККД вихідного трансформатора.

Пряма навантаження змінного струму дозволяє визначити також коефіцієнти підсилення напруги і струму; використовуючи вхідну ВАХ, можна визначити вхідний опір каскаду, а по вхідній і вихідній вольт-амперних характеристиках побудувати наскрізну динамічну характеристику каскаду – залежність $i_k = f(e_r)$. По наскрізній динамічній характеристиці визначають коефіцієнт гармонік k_r каскаду.

Методику розрахунку вихідних каскадів наведено в спеціальній літературі з проектування підсилювальних пристроїв. Розрахунок починається з вибору

транзистора по заданій вихідній потужності $P_{\text{вих}}$ і заданій верхній робочій частоті підсилювача $f_{\text{в}}$.

Однотактний трансформаторний каскад на пентоді

Схему однотактного трансформаторного каскаду на пентоді наведено на рис. 7.4. Аналіз лампового трансформаторного каскаду в основному співпадає з аналізом транзисторного трансформаторного каскаду (рис. 7.1).

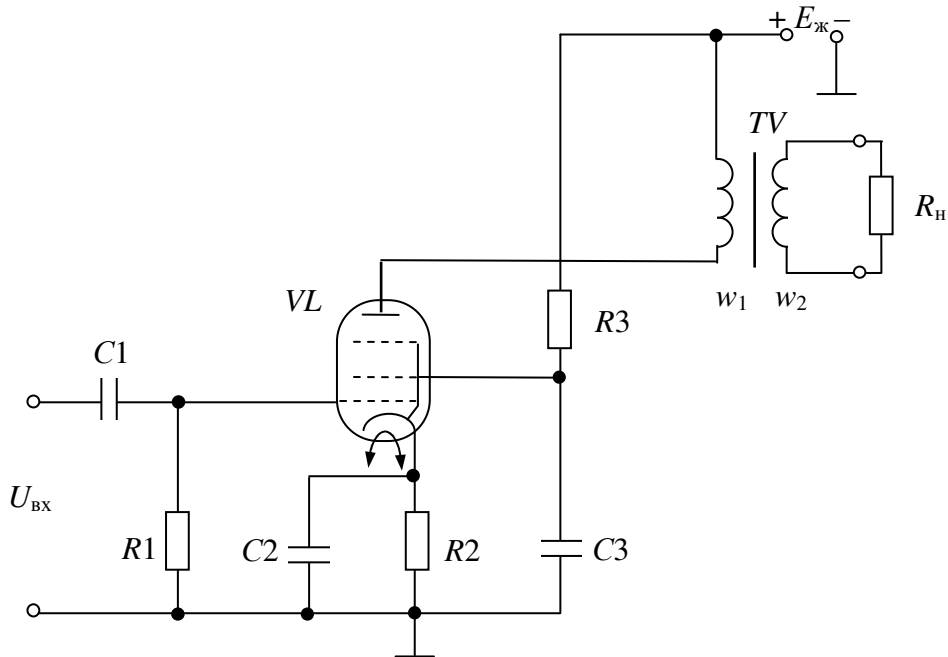


Рисунок 7.4 – Однотактний трансформаторний каскад на пентоді

Тип лампи обирають по вихідній потужності на навантаженні $P_{\text{вих}}$ і допустимій потужності розсіювання на аноді $P_{\text{а доп}}$. Слід відзначити, що $P_{\text{а доп}}$ практично не залежить від температури навколишнього середовища. Напруги в точці спокою $U_{\text{а кат0}}$ і $U_{\text{екр к0}}$ звичайно обирають рівними рекомендованим в довіднику. Струм спокою знаходять за формулою

$$I_{\text{а0}} = (0,8 \dots 0,9) \frac{P_{\text{а доп}}}{U_{\text{а кат0}}}. \quad (7.20)$$

За статичними вихідними характеристиками визначають необхідну напругу зміщення на керуючій сітці $U_{\text{с кат0}}$. Після побудови прямої навантаження змінного струму визначають всі параметри каскаду по методиці, яка наведена при аналізі транзисторного каскаду із спільним емітером.

7.3. Двотактні трансформаторні вихідні каскади

Двотактними називають каскади, що містять два (або дві групи) підсилювальні елементи, які працюють на спільне навантаження. Вихідні струми підсилювальних елементів мають зсув фаз π . Кожен підсилювальний елемент з відповідними колами складає плече двотактного каскаду. Звичайно говорять, що плечі працюють в протифазі. Двотактні каскади дозволяють

використовувати режим *B* і забезпечити необхідну потужність в навантаженні при високому ККД і допустимих нелінійних спотвореннях.

Двотактний трансформаторний каскад із спільним емітером

Принципову схему двотактного трансформаторного каскаду із спільним емітером наведено на рис. 7.5.

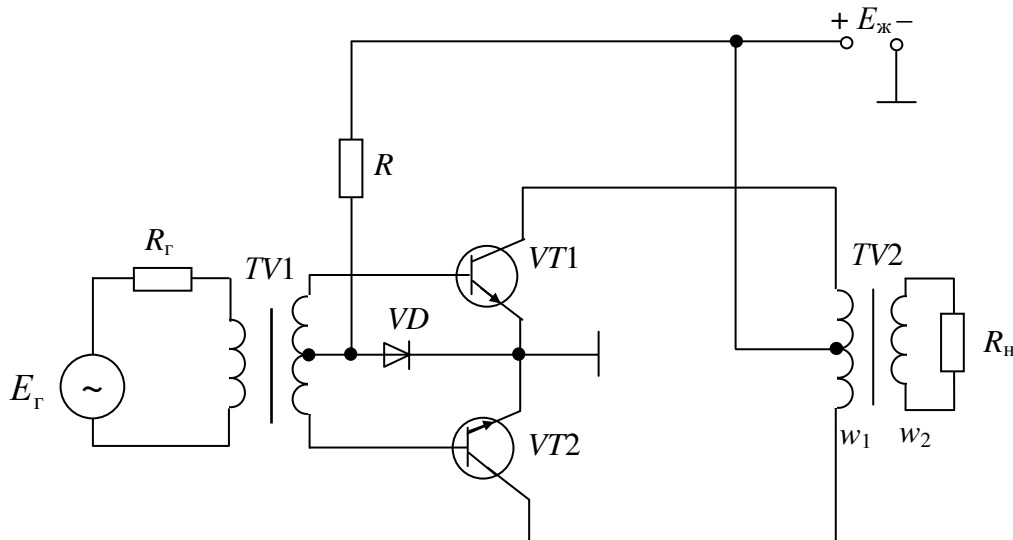


Рисунок 7.5 – Двотактний трансформаторний каскад із спільним емітером

Схема має бути симетричною, в цьому випадку істотно зменшуються нелінійні спотворення каскаду. У схемі використані два трансформатори: вхідний *TV1* і вихідний *TV2*. Вхідний трансформатор дозволяє одержати на транзисторах *VT1* і *VT2* вхідні напруги, які зміщені по фазі на π , тобто попередній каскад повинен бути фазоінверсним. Вихідний трансформатор дозволяє створити транзисторам оптимальний опір навантаження колектора перемінному струму кожного плеча $R_{H\sim\pi\pi}$ при заданому опорі навантаження підсилювача R_H . За допомогою резистора *R* і діода *VD* в каскаді подається напруга зміщення, при якій відсутня "сходінка узгодження", як показано на рис. 5.6. Крім того, діод *VD* служить елементом температурної компенсації для стабілізації точки спокою транзисторів *VT1* і *VT2*, аналогічно схемі рис. 5.18. Отже, каскад працює в режимі *AB*, що також дозволяє зменшити нелінійні спотворення каскаду.

У схемі транзистори *VT1* і *VT2* працюють по черзі. Якщо на базу транзистора *VT1* подається позитивна півхвиля вхідної синусоїдної напруги, то на базу транзистора *VT2* у цей момент подається напруга у протифазі – негативна півхвиля. В результаті транзистор *VT1* відкривається, транзистор *VT2* закривається. Працює верхнє плече схеми. Змінний струм колектора транзистора *VT1* $i_{к1}$ протікає через верхню напівобмотку трансформатора *TV2* і джерело живлення $E_{ж}$, створюється змінний магнітний потік, який у вторинній обмотці індукуює ЕРС. Під дією цієї ЕРС в навантаженні з'являється струм і створюється вихідна напруга певного знаку.

Через півперіоду ситуація зміниться на протилежну: *VT1* – закриється, *VT2* – відкриється, працюватиме нижнє плече. Напрямок струму колектора

транзистора $VT2$ i_{k2} у напівобмотці трансформатора $TV2$ протилежний напрямку струму i_{k1} , тому магнітний потік змінить свій напрям і напруга на навантаженні змінить свій знак. Таким чином на навантаженні одержимо повний підсилений синусоїдний сигнал.

Широке застосування двотактних вихідних каскадів зумовлене цілим рядом позитивних властивостей цих схем. Проаналізуємо ці властивості на прикладі схеми рис. 7.5. Схему вважаємо симетричною, тобто плечі однаковими. Вхідні напруги вважаємо гармонічними, врахуємо також зсув фаз π між u_{bx1} і u_{bx2} , одержимо:

$$u_{bx1} = U_m \cos \omega t, \quad (7.21)$$

$$u_{bx2} = U_m \cos(\omega t + \pi) = -U_m \cos \omega t, \quad (7.22)$$

де u_{bx1} і u_{bx2} – напруги на напівобмотках вторинної обмотки вхідного трансформатора $TV1$; U_m – амплітуда цих напруг.

Під дією напруги u_{bx1} у колекторному колі транзистора $VT1$ тече колекторний струм, який можна представити у вигляді ряду Фур'є

$$i_{k1} = I_{сеп} + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + I_{m3} \cos 3\omega t + \dots, \quad (7.23)$$

де $I_{сеп}$ – середнє значення колекторного струму;

$I_{m1}, I_{m2}, I_{m3}, \dots$ – амплітуди гармонік.

Початковими фазами гармонік струму, що не грають в даному випадку особливий ролі, можна нехтувати.

Оскільки напруги u_{bx1} і u_{bx2} зсунені за фазою на π , то струм i_{k2} знайдемо за формулою (7.23), замінивши ωt на $(\omega t + \pi)$. Для ідеально симетричної схеми одержимо

$$i_{k2} = I_{сеп} - I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t - I_{m3} \cos 3\omega t + \dots \quad (7.24)$$

Обидві половини первинної обмотки вихідного трансформатора $TV2$ намотуються в одному напрямі. Вихідні струми i_{k1} і i_{k2} направлені в цих напівобмотках зустрічно, тому створюють магнітний потік, пропорційний різниці струмів ($i_{k1} - i_{k2}$).

Струм в навантаженні i_n пропорційний результуючому магнітному потоку, отже, струм в навантаженні буде пропорційний різниці струмів плечей:

$$i_n = k \cdot (i_{k1} - i_{k2}) = k \cdot (2I_{m1} \cos \omega t + 2I_{m3} \cos 3\omega t + \dots), \quad (7.25)$$

де k – деякий коефіцієнт пропорційності.

Аналізуючи вираз (7.25), можна зробити ряд важливих висновків.

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

2) **На виході каскаду компенсуються всі синфазні переешкоди**. Це знижує чутливість двотактного каскаду до пульсацій живлячої напруги, що дозволяє спростити згладжувальні фільтри випрямлячів, які живлять підсилювальний каскад. При цьому збільшується динамічний діапазон підсилювача.

3) **Відсутнє постійне підмагнічування сердечника вихідного трансформатора $TV2$** , оскільки різницевий струм не містить середньої складової $I_{сеп}$. Це дозволяє при заданій вихідній потужності істотно понизити масу, габарити і вартість трансформатора $TV2$.

4) Струм, що протікає через спільне джерело живлення $E_{\text{ж}}$, не містить основну частоту (першу гармоніку) сигналу, оскільки загальний струм в колі живлення рівний сумі струмів плечей

$$i_{\Sigma} = i_{k1} + i_{k2} = 2I_{\text{сер}} + 2I_m \cos 2\omega t + \dots \quad (7.25)$$

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

Аналіз двотактного трансформаторного каскаду із спільним емітером в режимі В виконаємо графо-аналітичним методом. Схему вважаємо симетричною. Діаграму роботи каскаду наведено на рис. 7.6. Розрахунок проведемо для одного плеча.

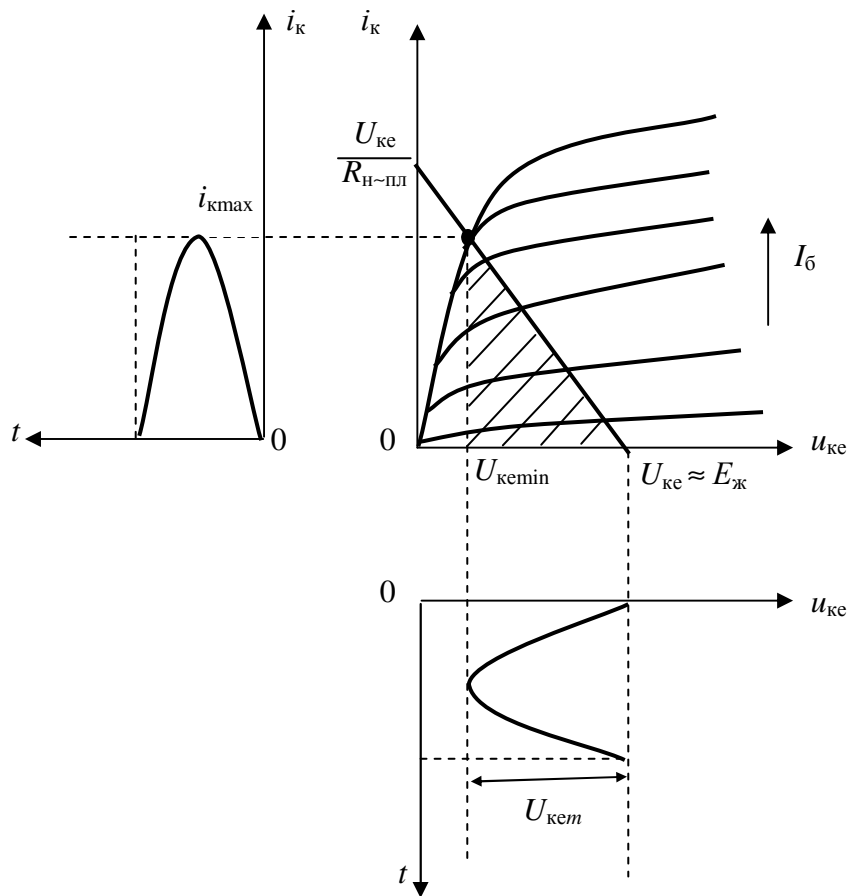


Рисунок 7.6 – Діаграма роботи двотактного трансформаторного каскаду із спільним емітером в режимі В

Падінням напруги на опорі первинної обмотки трансформатора $TV2$ нехтуємо, тоді

$$U_{\text{ке}} = E_{\text{ж}}. \quad (7.27)$$

Оскільки транзистори $VT1$ і $VT2$ працюють по черзі, то амплітуда першої гармоніки дорівнює

$$I_{\text{км}} = i_{\text{кmax}} \quad (7.28)$$

амплітуда напруги колектор-емітер дорівнює

$$U_{\text{кет}} = E_{\text{ж}} - U_{\text{кеmin}}. \quad (7.29)$$

Амплітуда напруги $U_{\text{кет}}$ пов'язана з $i_{\text{кmax}}$ через опір навантаження змінному струму плеча $R_{\text{н-пл}}$

$$U_{кет} = i_{кmax} R_{н-пл}. \quad (7.30)$$

Потужність, що віддається працюючим плечем за половину періоду або всім каскадом за повний період сигналу, дорівнює

$$P_{к\sim} = \frac{1}{2} U_{кет} I_{кт} = \frac{1}{2} U_{кет} i_{кmax} = \frac{1}{2} i_{кmax}^2 \cdot R_{н-пл}. \quad (7.31)$$

Потужність, споживана каскадом від джерела живлення $E_{ж}$ за період сигналу, дорівнює

$$P_0 = 2E_{ж} I_{к\text{ сер}} = \frac{2}{\pi} E_{ж} i_{кmax}, \quad (7.31)$$

де згідно формулі (5.4)

$$I_{к\text{ сер}} = \frac{i_{кmax}}{\pi}. \quad (7.33)$$

Коефіцієнт корисної дії каскаду дорівнює

$$\eta_B = \frac{P_{к\sim}}{P_0} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{кет}}{E_{ж}} = \frac{\pi}{4} \cdot \xi, \quad (7.34)$$

де $\xi = \frac{U_{кет}}{E_{ж}}$ – коефіцієнт використання напруги живлення.

Максимальне значення ККД каскаду в режимі B при $\xi = 1$ дорівнює $\frac{\pi}{4} = 0,785$; при $\xi = 0,9$ ККД дорівнює $\eta_B = 0,7$. Звідси видно, що режим B економічніший, ніж режим A . Крім того, каскад практично не споживає потужність за відсутності вхідного сигналу (у режимі мовчання) на відміну від каскаду в режимі A . Це також приводить до збільшення ККД підсилювача.

Потужність розсіювання на колекторі кожного з транзисторів за період сигналу рівна

$$P_{розс\ пл} = \frac{P_0 - P_{к\sim}}{2} = \frac{1}{2} \cdot E_{ж} \cdot i_{кmax} - \frac{1}{4} i_{кmax}^2 \cdot R_{н-пл}. \quad (7.35)$$

Як виходить з формули (7.35), потужність розсіювання залежить від амплітуди сигналу і має максимум (критичне значення) при

$$i_{кmax\ кр} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{E_{ж}}{R_{н-пл}}. \quad (7.36)$$

Тоді максимальна потужність розсіювання на колекторі кожного транзистора дорівнює

$$P_{розс\ пл\ max} = \frac{E_{ж}^2}{\pi^2 R_{н-пл}}. \quad (7.37)$$

Максимальна потужність втрат на колекторі досягатиметься при сигналах, для яких коефіцієнт використання напруги живлення дорівнює

$$\xi_{кр} = \frac{U_{кет\ кр}}{E_{ж}} = \frac{2}{\pi} = 0,637,$$

при цьому ККД каскаду дорівнюватиме

$$\eta_{Bкр} = \frac{\pi}{4} \xi_{кр} = 0,5.$$

При збільшенні $\xi > \xi_{кр}$ ККД каскаду збільшується. Тому вигідно працювати при можливо більшому використанні джерела живлення, оскільки економічність каскаду збільшується. При $\xi = 0,9$ розсіювана потужність дорівнює

$$P_{розс\ пл} \approx 0,25 \cdot P_{к\sim} = 0,25 \cdot \frac{P_{вих}}{\eta_{тр}}, \quad (7.38)$$

де $\eta_{тр}$ – ККД вихідного трансформатора.

Для отримання необхідного опору $R_{н\sim пл}$ при заданому опорі навантаження каскаду R_n розрахуємо необхідний коефіцієнт трансформації для одного плеча

$$N_{тр\ пл} = \sqrt{\frac{R_n}{\eta_{тр} \cdot R_{н\sim пл}}}. \quad (7.39)$$

Транзистори каскаду в режимі $B(AB)$ слід вибирати за потужністю із співвідношення

$$P_{к\ доп} \geq 0,3 \frac{P_{вих}}{\eta_{тр}}. \quad (7.40)$$

Якщо порівняти з аналогічним виразом (7.19) для одноктного трансформаторного каскаду в режимі A , то в режимі B для отримання однакової з режимом A вихідної потужності можна обирати менш потужні транзистори. В цьому випадку також поліпшуються економічні показники підсилювача.

Двотактний трансформаторний каскад на пентоді

Методика аналізу лампових двотактних каскадів в основному аналогічна наведеній для транзисторних підсилювачів. Схему двотактного трансформаторного каскаду на пентодах наведено на рис. 7.7.

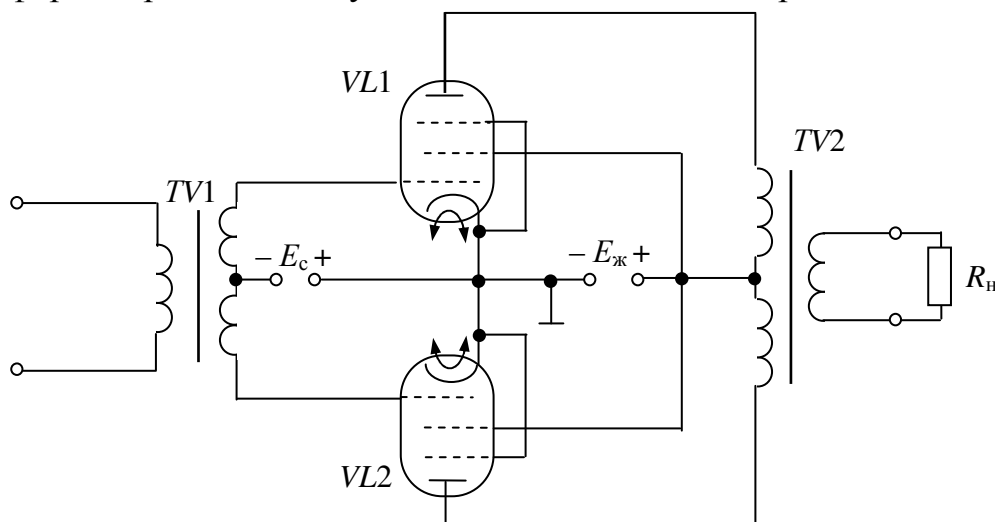


Рисунок 7.7 – Двотактний трансформаторний каскад на пентодах

7.4. Безтрансформаторні двотактні вихідні каскади

Використання трансформаторів в підсилювачах потужності приводить до ряду істотних недоліків. Трансформатор вносить додаткові частотні, фазові, перехідні і нелінійні спотворення сигналу і має великі масу, габарити і вартість. У трансформаторі втрачається частина потужності, тому зменшується ККД підсилювача. Але, найголовніше, трансформатор неможливо виконати за інтегральною технологією.

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

Найбільшого поширення набули двотактні схеми, в яких використовуються комплементарні пари. *Комплементарну пару* утворюють транзистори з однаковими параметрами, але різними типами провідності. Наприклад, біполярні транзистори $n-p-n$ і $p-n-p$ типу, польові транзистори з n і p каналами утворюють комплементарну пару. В цьому випадку входи обох плечей двотактної схеми можна об'єднати. Тоді сигнал, що відкриває транзистор $n-p-n$ типу, відповідно закриватиме транзистор $p-n-p$ типу, і навпаки. Таким чином, схема працюватиме як двотактна. У всіх схемах підсилювачів можуть використовуватися як біполярні, так і польові транзистори.

Для отримання високого ККД безтрансформаторні вихідні каскади найчастіше працюють в режимі $B(AB)$. Транзистори у вихідних каскадах включаються як повторювачі, тобто використовуються двотактні емітерні (або витокові) повторювачі. Для отримання великої потужності промисловість спеціально випускає комплементарні пари потужних транзисторів з великими струмами колекторів і великими коефіцієнтами підсилення струму. Ці комплементарні пари широко використовуються в побутовій апаратурі. Для збільшення потужності можна використовувати комплементарні пари, виконані на складених транзисторах, як показано на рис. 5.4,а і б. Використання комплементарних пар дозволило суттєво спростити і здешевити схеми вихідних каскадів.

Прості схеми двотактних безтрансформаторних каскадів, що працюють в режимі $B(AB)$, наведено на рис. 7.8: а – на біполярних транзисторах, б – на польових транзисторах. У схемах використаний безпосередній зв'язок між каскадами і з навантаженням (відсутні розділяльні конденсатори), що полегшує використання інтегральної технології. У обох схемах транзистори $VT1$ і $VT2$ включені як повторювачі: у схемі рис. 7.8,а – емітерні повторювачі, в схемі рис. 7.8,б – витокові повторювачі. Тому ці схеми назвали *двотактними повторювачами*.

У схемах використані двополярні джерела живлення. Транзистори $VT1$ і $VT2$ у обох схемах утворюють комплементарну пару.

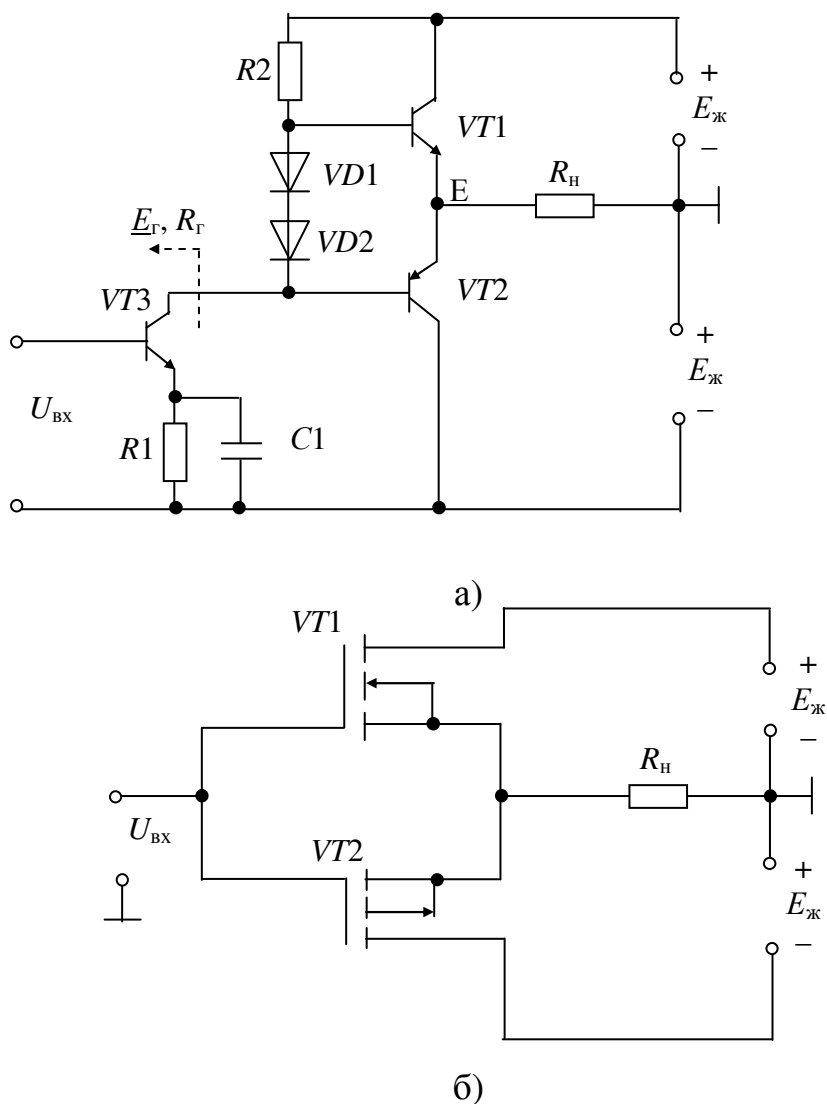


Рисунок 7.8 – Двотактні безтрансформаторні вихідні каскади: а) – на біполярних транзисторах; б) – на польових транзисторах

Зупинимося детальніше на роботі схеми рис. 7.8,а. В схемі використані два діоди $VD1$ і $VD2$ для отримання невеликої напруги зсуву на транзисторах $VT1$ і $VT2$ і забезпечення режиму роботи AB . Число діодів вибране рівним числу проміжків база-емітер. Постійна напруга, що існує на діодному колі, поступає на бази транзисторів $VT1$ і $VT2$. Сигнал на транзистори $VT1$ і $VT2$ надходить із колекторного кола транзистора $VT3$ передвихідного одноктного каскаду, який працює в режимі A . Постійний струм колектора транзистора $VT3$ створює на діодах необхідну (подвоєну) напругу зсуву транзисторів $VT1$ і $VT2$. Резистор R_1 призначений для стабілізації режиму роботи транзистора $VT3$. Опори відкритих діодів $VD1$ і $VD2$ малі, тому можна вважати, що бази транзисторів $VT1$ і $VT2$ безпосередньо приєднані за сигналом до колектора транзистора $VT3$. Діоди $VD1$ і $VD2$ забезпечують також постійність струмів спокою вихідних транзисторів (компенсацію – рис. 5.18). Транзистори $VT1$ і $VT2$ включені за схемою із спільним колектором (емітерні повторювачі), оскільки колектори для сигналу підключені до корпусу через джерела живлення, а навантаження включене в кола емітерів.

Каскад працює таким чином. В стані спокою (у відсутність вхідного сигналу) транзистори $VT1$ і $VT2$ майже закриті, через них протікає невеликий струм спокою I_{k0} , як показано на рис. 5.6. При появі на колекторі транзистора $VT3$ миттєвої напруги сигналу, наприклад, **позитивної полярності**, $n-p-n$ транзистор $VT1$ відкривається і через навантаження R_H протікає струм колектора i_{k1} транзистора $VT1$. Транзистор $VT2$ в цей час практично закритий. Імпульс струму i_{k1} направлений від точки E до корпусу, на навантаженні утворюється вихідна напруга **позитивної полярності** щодо корпусу.

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

Вихідні транзистори $VT1$ і $VT2$ включені за схемою із спільним колектором, тому напруги на їх входах трохи перевищують вихідну напругу, оскільки каскад із спільним колектором не підсилює напругу. Недоліком схеми рис. 7.8, а є те, що резистор R_2 за змінним струмом з'єднаний з точками "база" і "колектор" транзисторів $VT1$ і $VT2$, тому знаходиться під великою змінною напругою, що дорівнює $(U_{bem} + U_{kem})$, і споживає великий змінний струм. Щоб практично виключити споживання струму сигналу резистором R_2 , застосовують схему із слідкуючим зворотним зв'язком.

На рис. 7.9 наведено схему двотактного безтрансформаторного підсилювача із слідкуючим зворотним зв'язком (схема з вольтодобавкою). У схемі рис. 7.9 резистор R_2 за сигналом підключений через конденсатор C_2 до точки E , тому до нього прикладено невелику напругу U_{bem} транзистора $VT1$ (або $VT2$). Звідси струм, споживаний резистором R_2 , виходить невеликим. Тепер фактично навантаженням транзистора $VT3$ буде вхідний опір $R_{bхVT1}$ (або $R_{bхVT2}$) відкритого вихідного транзистора. Практично весь змінний колекторний струм транзистора $VT3$ потече через вихідний каскад. Така схема дозволяє зняти з колектора транзистора $VT3$ напругу, яка близька до $E_{ж}$ і одержати високий ККД вихідного каскаду.

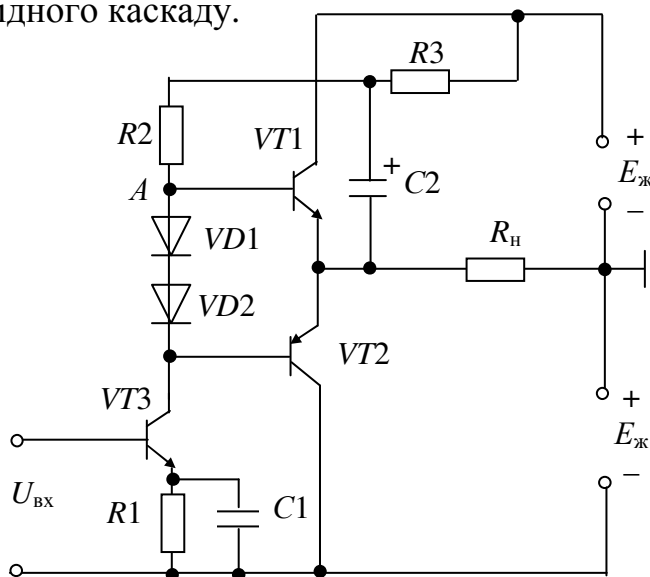


Рисунок 7.9 – Двотактний безтрансформаторний підсилювач із слідкуючим зворотним зв'язком

Щоб за сигналом не шунтувати опір навантаження R_H , включено резистор R_3 , опір якого обирається із співвідношення

$$R_3 = (10 \dots 50) R_H.$$

При живленні двотактного безтрансформаторного підсилювача від уніполярного джерела використовується схема, яку наведено на рис. 7.10.

Іншим способом збільшення ККД вихідного безтрансформаторного каскаду є застосування генератора стабільного струму (ГСС) в колекторному колі транзистора передвихідного каскаду. Схему такого підсилювача наведено на рис. 7.11. У схемі рис. 7.11 в передвихідному каскаді використаний ГСС, виконаний на транзисторах $VT1$, $VT2$ і резисторах R_1 , R_2 і R_7 (схема аналогічна рис. 5.26,б).

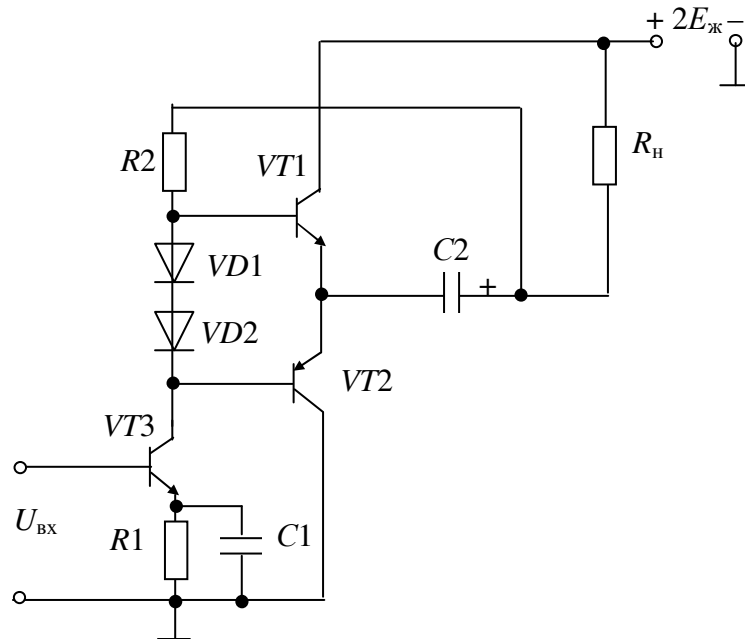


Рисунок 7.10 – Двотактний безтрансформаторний підсилювач з уніполярним джерелом живлення

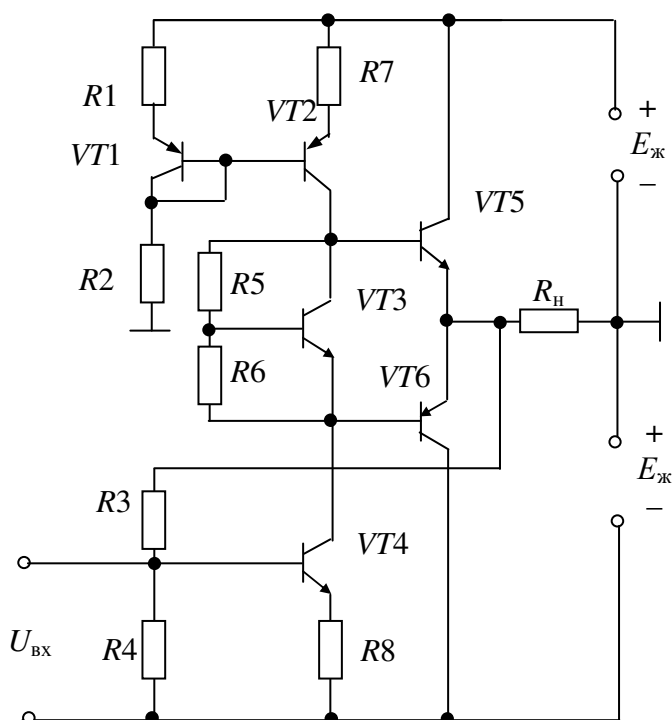


Рисунок 7.11 – Двотактний безтрансформаторний підсилювач з генератором стабільного струму в передвихідному каскаді

ГСС задає струм спокою транзистора передвихідного каскаду $VT4$ і одночасно забезпечує високий опір навантаження змінному струму транзистора $VT4$, а, отже, його великий коефіцієнт підсилення і високий ККД вихідного каскаду.

Елементи $VT3$, R_5 і R_6 призначені для подачі напруги зсуву і стабілізації режиму транзисторів $VT5$ і $VT6$ вихідного каскаду (схема аналогічна рис. 5.25,б). У цій схемі напруга зсуву на транзисторах $VT5$ і $VT6$ дорівнює їх сумі і розраховується за формулою

$$U_{зм} = U_{беVT3} \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right).$$

Розрахунок основних енергетичних показників двотактних безтрансформаторних вихідних каскадів виконують в цілому за методикою розрахунку двотактних трансформаторних каскадів. Вихідними даними для розрахунку є необхідна потужність сигналу в навантаженні $P_{вих}$ при заданому опорі навантаження R_n . У режимі B розрахунок проводять для одного плеча, тому опір навантаження плеча рівний $R_{n \sim пл} = R_n$.

7.5. Вихідні каскади в режимі D

Одним з недоліків підсилювачів, що працюють в режимі A і $B(AB)$, є зменшення ККД із зменшенням амплітуди підсилюваного сигналу. В результаті при підсиленні музики, мови та інших сигналів, амплітуди яких змінюються в широких межах, середнє значення ККД навіть в режимі B ледве досягає 20%. У підсилювальних каскадах з режимом D підсилювальний елемент працює в ключовому режимі, це дозволяє одержати ККД вихідного каскаду близьким до 100%. Проте підвищення ККД вихідних каскадів в режимі D відбувається за рахунок погіршення інших показників.

- 1) Щоб підсилювальні елементи вихідних каскадів підсилювача могли ефективно працювати в ключовому режимі, підсилюваний аналоговий сигнал необхідно перетворити в прямокутні імпульси з частотою, що перевищує максимальну частоту сигналу, і щільністю, яка пропорційна амплітуді сигналу. Для цього використовується широтно-імпульсний модулятор (ШІМ). Це ускладнює схему підсилювача, погіршує його надійність і підвищує вартість.
- 2) Робота підсилювальних елементів вихідного каскаду в ключовому режимі сприяє збільшенню нелінійних спотворень підсилюваного сигналу. Для зменшення нелінійних спотворень необхідні додаткові фільтруючі пристрої, які збільшують масу і вартість підсилювача.
- 3) Перетворені сигнали після ШІМ, що є прямокутними імпульсами однакової амплітуди, але різної тривалості, мають широкий спектр частот. Тому попередні каскади повинні бути досить

широкосмуговими, щоб забезпечити мінімальні спотворення імпульсного сигналу. Це також ускладнює схему підсилювача.

- 4) Перемикання підсилювальних елементів з відкритого стану в закритий (і навпаки) супроводжується помітними перехідними процесами, що впливають на роботу передвихідних каскадів. Це вимагає додаткових розв'язуючих кіл.

Таким чином, значне підвищення ККД підсилювачів, що працюють в режимі D , досягається за рахунок ускладнення їх схем, деякого зниження їх надійності і погіршення частотних і лінійних властивостей.

Структурна схема підсилювача з режимом D вихідного каскаду приведена на рис. 7.12.



Рисунок 7.12 – Структурна схема підсилювача з вихідним каскадом в режимі D

Підсилювачі з ключовими вихідними каскадами виконуються як за однотактною схемою, так і за двотактною. Відомо немало схем однотактних каскадів, які працюють в режимі D . Як приклад розглянемо підсилювач, схема якого наведена на рис. 7.13.

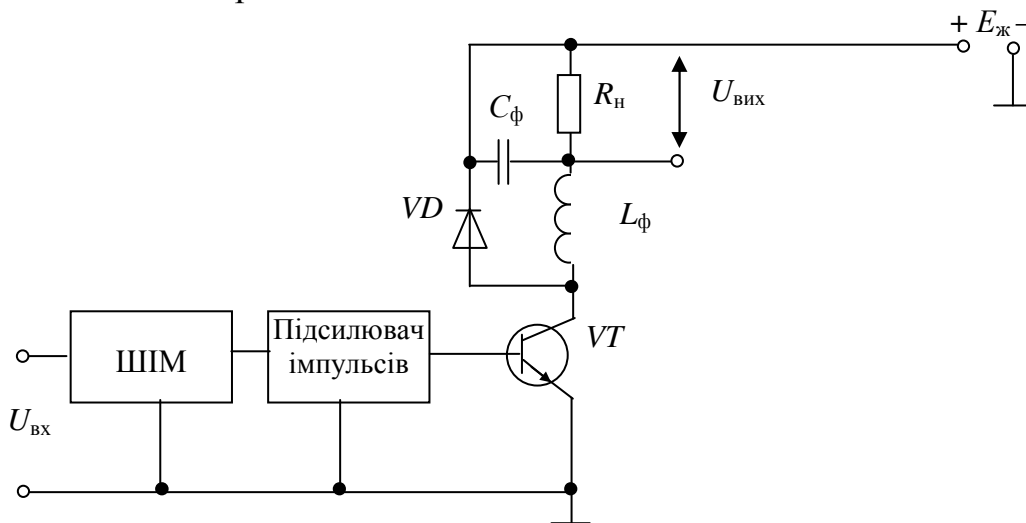


Рисунок 7.13 – Однотактний підсилювач потужності в режимі AD

Гармонічний вхідний сигнал, що підлягає підсиленню, подається на вхід ШІМ, де перетворюється у прямокутні імпульси, ширина яких пропорційна миттєвим значенням підсилюваного сигналу. Імпульсний підсилювач підсилює імпульси до значення, необхідного для отримання ключового режиму транзистора вихідного каскаду VT . Далі сигнал подається на вхід транзистора VT , в колекторному колі якого включені фільтр нижніх частот (ФНЧ), що складається з L_{ϕ} і C_{ϕ} , і опір навантаження R_n . ФНЧ виділяє з підсиленого сигналу ШІМ середню складову, тобто підсилений сигнал.

Коефіцієнт корисної дії каскаду дорівнює

$$\eta_D \approx 1 - \frac{r_{\text{нас}}}{2R_{\text{н}}},$$

де $r_{\text{нас}}$ – опір транзистора VT в режимі насичення.

Якщо $r_{\text{нас}} \ll R_{\text{н}}$, то ККД каскаду одержуємо близьким до 1. Для зменшення $r_{\text{нас}}$ необхідно використовувати підсилювальні елементи з хорошими ключовими властивостями.

Двотактні підсилювачі з режимом BD відрізняються від підсилювачів з режимом AD майже так само, як двотактні підсилювачі з режимом B відрізняються від підсилювачів з режимом A . Структурну схему двотактного підсилювача з режимом BD вихідного каскаду наведено на рис. 7.14.

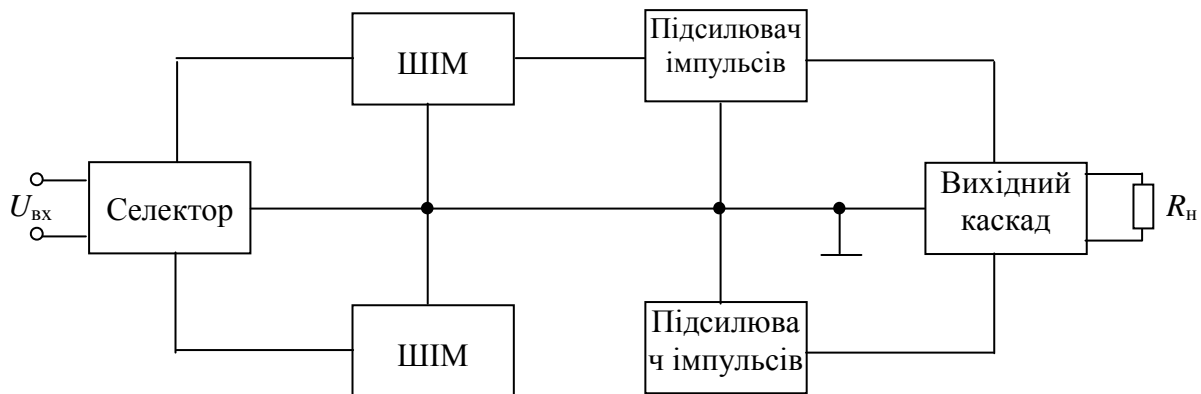


Рисунок 7.14 – Структурна схема двотактного підсилювача з режимом BD вихідного каскаду

Підсилений сигнал за допомогою селектора розділяють на позитивну і негативну півхвилі, які модулюються, підсилюються і подаються на входи потужних транзисторів двотактного вихідного сигналу. У навантаженні, яке є спільним для обох плечей двотактного вихідного каскаду, дві підсилені півхвилі дають повний підсилений вихідний сигнал.

8. ДИФЕРЕНЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

Диференційний підсилювач (ДП) широко застосовується в аналогових інтегральних мікросхемах, а також в схемах на дискретних елементах. ДП має два симетричні входи: вх. 1 та вх. 2, і підсилює **різницю двох вхідних напруг (диференційну напругу)**

$$U_{\text{вх д}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}. \quad (8.1)$$

Звідси й назва цього типу підсилювача – **диференційний**. При цьому вихідне коло може бути як симетричним, так і несиметричним.

8.1. Диференційні підсилювачі з резистивними навантаженнями

Схему диференційного підсилювача на біполярних транзисторах наведено на рис. 8.1. У схемі рис. 8.1. використано симетричне живлення: $|E_{\text{ж1}}| = |E_{\text{ж2}}| = |E_{\text{ж}}|$. ДП складається з двох однакових (симетричних) плечей, кожне з яких є підсилювальним каскадом. Обидва транзистори працюють в активному режимі. У спільному емітерному колі транзисторів VT1 і VT2 діє джерело струму I_0 . Приклад схеми ДП з генератором стабільного струму в емітерному колі наведено на рис. 5.27.

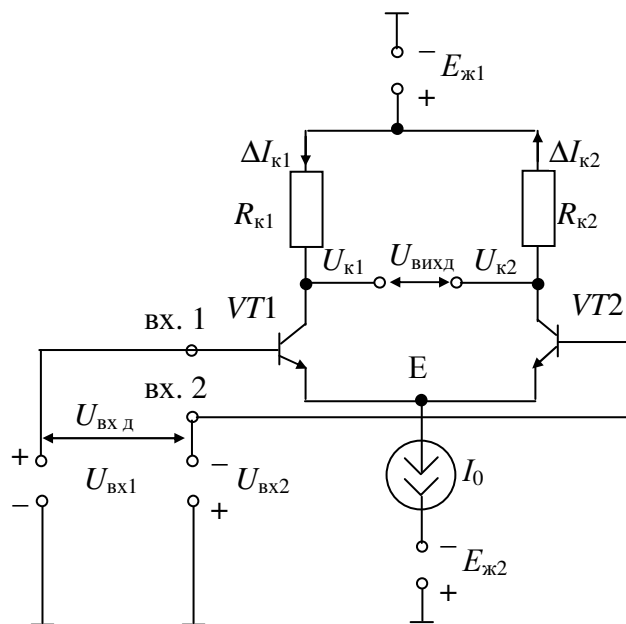


Рисунок 8.1 – Диференційний підсилювач на біполярних транзисторах з резистивними навантаженнями

Вихідна диференційна напруга на симетричному виході дорівнює різниці колекторних потенціалів

$$U_{\text{вих д}} = U_{\text{к2}} - U_{\text{к1}}. \quad (8.2)$$

За такого визначення $U_{\text{вх д}}$ (формула 8.1) та $U_{\text{вих д}}$ (формула 8.2) фази цих напруг співпадають: при збільшенні $U_{\text{вх д}}$ також збільшується $U_{\text{вих д}}$, при зменшенні $U_{\text{вх д}}$ також зменшується $U_{\text{вих д}}$.

В основі диференційного підсилювача лежить ідеальна симетрія обох плечей, тобто ідентичність параметрів транзисторів VT1 та VT2 і рівність

колекторних опорів $R_{к1} = R_{к2} = R_к$. Використання джерела струму I_0 забезпечує стабільність робочої точки (точки спокою):

$$I_{к1} = I_{к2} = \frac{I_0}{2}, \quad (8.3)$$

$$U_{к1} = U_{к2} = U_{к0}. \quad (8.4)$$

За відсутності вхідних сигналів колекторні струми й колекторні потенціали будуть однаковими, а вихідна диференціальна напруга буде дорівнювати нулю.

На рис. 8.2 наведено залежності струмів $I_{к1}$ та $I_{к2}$ від напруги $U_{вх д}$.

З рис. 8.2 видно, що в міру того, як напруга $U_{вх д}$ змінюється у той або інший бік відносно нульового потенціалу, все більший струм протікає через один транзистор і все менший – через другий. Сума струмів залишається постійною

$$I_{к1} + I_{к2} = I_0 = \text{const}. \quad (8.5)$$

Як виходить з рис. 8.2, передавальна характеристика ДП є нелінійною, тобто ДП є нелінійним пристроєм, як і звичайний підсилювач із спільним емітером. Проте, в деякій обмеженій області передавальної характеристики

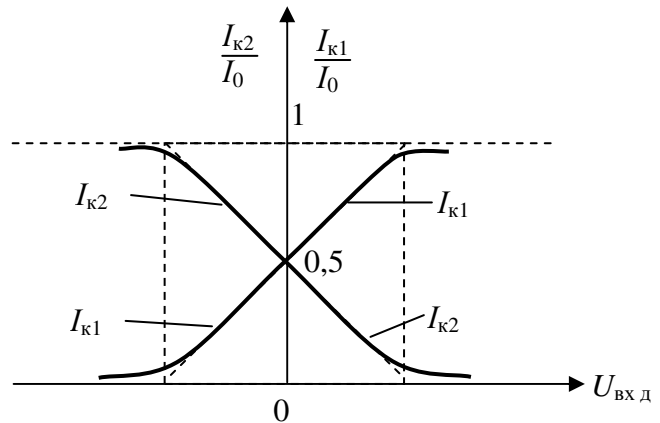


Рисунок 8.2 – Передавальна характеристика диференційного підсилювача

залежності між струмами і вхідною диференційною напругою $I_{к1}(U_{вх д})$ та $I_{к2}(U_{вх д})$, можна вважати приблизно лінійними. Отже, при підсиленні сигналів *малої амплітуди* ДП можна вважати практично лінійним пристроєм.

Через симетрію схеми нульове значення $U_{вих д}$ зберігається при одночасній та однаковій зміні струмів в обох плечах, якими б причинами така зміна не викликала. Значить, в *ідеальному ДП дрейф вихідної напруги відсутній*, хоча в кожному з плечей він може бути порівняно великим.

Подамо на бази транзисторів VT1 і VT2 *синфазні сигнали* ($U_{вх1} = U_{вх2}$). Якщо джерело струму I_0 ідеальне, то під дією вхідних синфазних сигналів струми колекторів транзисторів не зміняться, оскільки їх сума $I_{к1} + I_{к2} = I_0 = \text{const}$, і струми не можуть одночасно або збільшуватися, або зменшуватися. Отже, не змінюються колекторні потенціали ($U_{к1} = U_{к2} = \text{const}$) і вихідна диференціальна напруга буде дорівнювати нулю: $U_{вих д} = U_{к2} - U_{к1} = 0$. Значить, *ідеальний ДП не підсилює синфазні вхідні сигнали й придушує синфазні завади*.

Розглянемо дію на ДП двох напруг однакових значень, але протилежних знаків (*протифазних сигналів*), як показано на рис. 8.1

$$U_{вх1} = -U_{вх2} = |U_{вх}|. \quad (8.6)$$

Відповідно природи колекторних струмів і колекторних потенціалів в плечах ДП будуть однаковими за значеннями, але різними за знаком:

$\Delta I_{к1} = -\Delta I_{к2}$, $\Delta U_{к2} = -\Delta U_{к1}$. При цьому сума колекторних струмів залишиться незмінною:

$$I_{k1} + \Delta I_{k1} + I_{k2} - \Delta I_{k2} = I_0 = \text{const},$$

вважаючи, що $I_{e1} \approx I_{k1}$, $I_{e2} \approx I_{k2}$, якщо $h_{21e1} \gg 1$, $h_{21e2} \gg 1$.

В результаті з'явиться **вихідна диференційна напруга**, що дорівнює

$$U_{\text{вих д}} = \Delta U_{k2} - \Delta U_{k1}. \quad (8.7)$$

На рис. 8.1 показано напрями приростів струмів ΔI_{k1} і ΔI_{k2} у ДП при подачі вхідних протифазних сигналів.

Значить, **ідеальний ДП підсилює тільки диференційний (різницевий) сигнал**.

Оскільки диференційний вхідний сигнал ділиться порівну між емітерними переходами транзисторів $VT1$ і $VT2$ ($U_{\text{бе}1} = U_{\text{вх}1}$, $U_{\text{бе}2} = U_{\text{вх}2}$), потенціал середньої точки, тобто потенціал емітерів U_e залишається незмінним. Отже, при аналізі диференційного вхідного сигналу можна вважати точку Е (рис. 8.1) з'єднаною з корпусом **для змінних складових**, а кожне плече ДП розглядати як каскад із спільним емітером. Будь-яку комбінацію вхідних сигналів можна подати у вигляді суми синфазної та диференційної складових

$$U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх с}} + \frac{1}{2} U_{\text{вх д}}, \quad (8.8)$$

$$U_{\text{вх}2} = U_{\text{вх с}} - \frac{1}{2} U_{\text{вх д}}. \quad (8.9)$$

Зручність такого представлення полягає в тому, що дію кожної зі складових можна аналізувати окремо, скориставшись принципом суперпозиції, оскільки ДП працює в лінійному режимі. З рівнянь (8.8) і (8.9) знайдемо синфазну та диференційну складові вхідного сигналу

$$U_{\text{вх с}} = \frac{1}{2} (U_{\text{вх}1} + U_{\text{вх}2}), \quad (8.10)$$

$$U_{\text{вх д}} = U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}. \quad (8.11)$$

Здатність ДП розрізняти (за входом) малі диференційні сигнали на фоні великих синфазних завад є однією з найважливіших характеристик диференційних підсилювачів. Важливу роль у роботі ДП відіграє постійність струму I_0 .

Використання двох джерел живлення ($\pm E_{\text{ж}}$) дозволяє легко підібрати режим роботи транзисторів ДП й отримати нульовий потенціал на базах транзисторів $VT1$ і $VT2$ відносно загального провідника.

Робота диференційних підсилювачів заснована на ідентичності його плечей, тому ДП й схеми, які використовують їх (наприклад, операційні підсилювачі), широко застосовуються в інтегральних мікросхемах. Тільки в інтегральних мікросхемах, де елементи розташовані один від одного на відстанях десятків мікрон, можна забезпечити ідентичність параметрів елементів схеми, температурних коефіцієнтів та симетрію. Крім того, в мікроелектроніці не критична кількість елементів, сприяючих підвищенню якості схеми.

Основним параметром диференційного підсилювача є коефіцієнт підсилення диференціального сигналу

$$K_{\text{ДП}} = \frac{U_{\text{вих д}}}{U_{\text{вх д}}}. \quad (8.12)$$

В ідеальному ДП кожне плече можна розглядати як каскад із СЕ. Згідно формули (8.1)

$$U_{\text{вх д}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}},$$

то при входних протифазних сигналах

$$U_{\text{вх2}} = -U_{\text{вх1}}, \quad |U_{\text{вх2}}| = |U_{\text{вх1}}| = U_{\text{вх}}$$

вхідна диференціальна напруга буде рівною

$$U_{\text{вх д}} = 2U_{\text{вх}}. \quad (8.13)$$

Вихідна напруга кожного плеча з урахуванням інверсії сигналів дорівнюватиме

$$U_{\text{вих1}} = -KU_{\text{вх1}} = -KU_{\text{вх}},$$

$$U_{\text{вих2}} = KU_{\text{вх2}} = KU_{\text{вх}}.$$

Диференціальна вихідна напруга згідно формули (8.7) дорівнюватиме

$$U_{\text{вих д}} = U_{\text{вих2}} - U_{\text{вих1}} = 2KU_{\text{вх}}. \quad (8.14)$$

Тоді, згідно виразу (8.12), коефіцієнт підсилення ДП буде дорівнювати коефіцієнту підсилення окремого плеча. Згідно табл. 6.1

$$K_{\text{ДП}} = \frac{2KU_{\text{вх}}}{2U_{\text{вх}}} = K = h_{21e} \frac{R_{\text{к}}}{h_{11e}}, \quad (8.15)$$

якщо вважати, що $R_{\text{н}} \gg R_{\text{к}}$, а внутрішній опір джерела сигналу $R_{\text{г}} \ll h_{11e}$. Як правило, ці нерівності можна виконати. Коефіцієнт підсилення ДП на біполярних транзисторах складає декілька сотень.

Вихід ДП може бути **несиметричним**, коли вихідна напруга знімається з колектора кожного або одного транзистора VT1 та VT2. В цьому випадку напруги на колекторах будуть рівні, але протилежні за знаками.

Коефіцієнти підсилення за кожним виходом будуть дорівнювати

$$K_{\text{ДУ1}} = \frac{U_{\text{вих1}}}{U_{\text{вх д}}} = -\frac{1}{2} h_{21e} \frac{R_{\text{к}}}{h_{11e}}, \quad (8.16)$$

$$K_{\text{ДУ2}} = \frac{U_{\text{вих2}}}{U_{\text{вх д}}} = \frac{1}{2} h_{21e} \frac{R_{\text{к}}}{h_{11e}}. \quad (8.17)$$

Знак мінус у формулі (8.16) свідчить про зсув фаз вихідної напруги $U_{\text{вих1}}$ по відношенню до вхідного диференційного сигналу, який визначається за формулою (8.1).

Диференційні підсилювачі на польових транзисторах у принципі працюють так само, як і ДП на біполярних транзисторах. Перевагою ДП на польових транзисторах є дуже високий вхідний опір (приблизно $10^9 \dots 10^{12}$ Ом) і дуже маленький вхідний струм зміщення (приблизно $10^{-9} \dots 10^{-12}$ А). До недоліків ДП на польових транзисторах можна віднести досить малий коефіцієнт підсилення напруги внаслідок малої крутості (передавальної провідності) транзистора.

Схему ДП на польових транзисторах з управляючим *p-n*-переходом наведено на рис. 8.3, на МОН – польових транзисторах з індукованим каналом – на рис. 8.4.

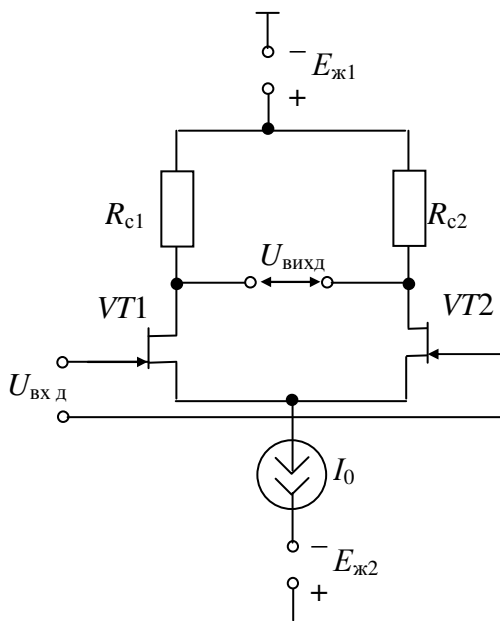


Рисунок 8.3 – Диференційний підсилювач на польових транзисторах з управляючим p - n -переходом

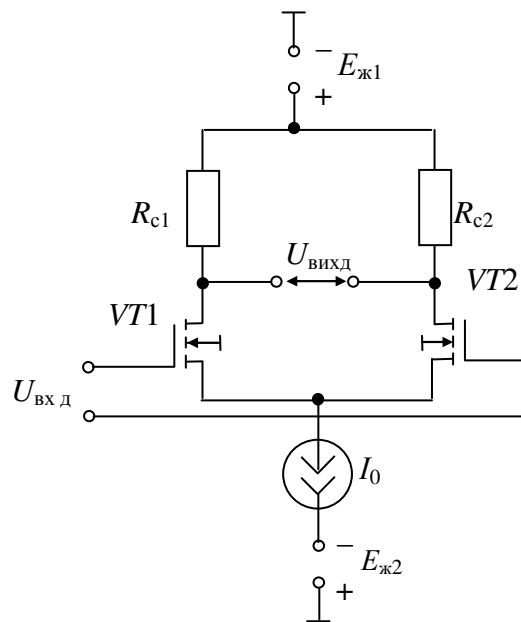


Рисунок 8.4 – Диференційний підсилювач на МОН польових транзисторах з індукованим каналом

8.2. Диференційні підсилювачі з динамічними навантаженнями

Як виходить з формули (8.15), для підвищення коефіцієнта підсилення диференційного підсилювача перш за все необхідно збільшувати опір колекторного навантаження R_k .

Використання мікрорежиму в інтегральних мікросхемах, тобто зменшення струмів колекторів I_{k1} та I_{k2} , дозволяє істотно збільшити вхідний опір диференційного підсилювача, але не змінює коефіцієнт підсилення. У цьому режимі для отримання великого коефіцієнта підсилення потрібен дуже великий опір $R_k \approx 1$ МОм. Проте такий великий опір R_k має низку суттєвих недоліків, особливо в інтегральних ДП.

1) В інтегральних мікросхемах площа, необхідна під резистор, приблизно пропорційна його опорі, тому резистор з великим опором займає дуже багато місця на кристалі.

2) У великого резистора велика паразитна ємність, яка призводить до збільшення постійної часу в області верхніх частот і до погіршення частотних властивостей диференційного підсилювача.

3) При збільшенні R_k збільшується падіння напруги на ньому $I_k R_k$. Для отримання необхідної напруги $U_{ке}$ потрібно збільшувати напругу живлення:

$$E_{ж1} = U_{ке1} + I_{k1} R_{k1} = U_{ке2} + I_{k2} R_{k2}.$$

Тому в інтегральних ДП використовують динамічні навантаження. В якості динамічного навантаження використовують динамічний опір транзистора, тобто опір транзистора для змінних складових. Великий динамічний опір має закритий колекторний перехід біполярного транзистора в активному режимі роботи.

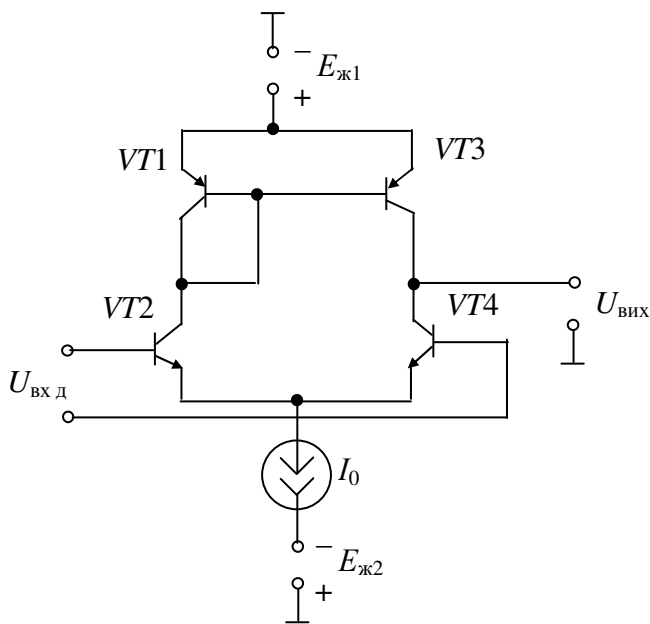


Рисунок 8.5 – Диференційний підсилювач з динамічним навантаженням

Одну зі схем диференціального підсилювача з динамічним навантаженням наведено на рис. 8.5. Як динамічне навантаження в цій схемі використаний генератор стабільного струму, виконаний на транзисторах VT1 і VT3. Схема ГСС аналогічна схемі, наведеній на рис. 5.26,а. Такий генератор стабільного струму називають також "струмовим дзеркалом".

У схемі рис. 8.5 вихідна напруга знімається тільки з одного плеча диференційного підсилювача, але схема струмового дзеркала допускає підключення навантаження до ДП з обох боків.

У схемі рис. 8.5 транзистори VT2 і VT4 навантажені на динамічні опори

колектор – емітер ($r_{ке} = \frac{\Delta U_{ке}}{\Delta I_{к}}$) транзисторів VT1 і VT3, які можуть дорівнювати

(10...20) МОм. Це дозволяє отримати дуже великий коефіцієнт підсилення напруги ДП. Незважаючи на великий динамічний опір $r_{ке}$, падіння постійної напруги на динамічному навантаженні кожного плеча ДП складає всього $U_{бе} \approx \approx (0,6...0,7)$ В, як показано на рис. 5.26,а. Якби в схемі ДП використовувався б звичайний резистор (рис. 8.1) $R_{к} = 10$ МОм, то навіть при струмі колектора $I_{к} = 10$ мкА падіння напруги на ньому дорівнювало б:

$U_{R_{к}} = I_{к} R_{к} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^6 = 100$ В, величезне значення.

Крім того, такий резистор ($R_{к} = 10$ МОм) займав би величезну площу на кристалі інтегральної мікросхеми, а пов'язана з ним паразитна ємність була б неприпустимо великою. Велика постійна часу резистивного навантаження $\tau_{н} = R_{к} C_{пар}$ призвела б до істотного погіршення частотних характеристик ДП.

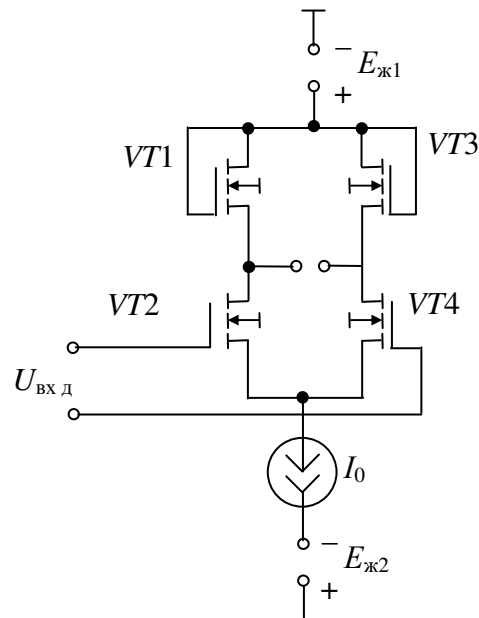


Рисунок 8.6 – Диференційний підсилювач на МОН польових транзисторах з динамічним навантаженням

Аналогічно можна виконати диференціальний підсилювач на польовому транзисторі з динамічним навантаженням, як показано на рис. 8.6.

У схемі рис. 8.6 динамічні навантаження ДП виконані на польових транзисторах $VT1$ і $VT3$ у діодному включенні, використовуються динамічні опори стік – витік ($r_{cb} = \frac{\Delta U_{cb}}{\Delta I_c}$) транзисторів $VT1$ і $VT3$, які можуть дорівнювати десяткам мегаом.

9. АНАЛОГОВІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ

9.1. Загальні відомості

Побудова складної радіоелектронної апаратури на дискретних активних і пасивних елементах пов'язана з різким падінням надійності апаратури, збільшенням споживаної потужності, маси й габаритів. Створення інтегральних мікросхем дозволило розв'язати ці задачі.

Інтегральна мікросхема (ІМС) – це мікроелектронний пристрій, що виконує функції перетворення й обробки сигналу. ІМС має високу щільність упаковки електрично поєднаних елементів і розглядається як єдине ціле.

Переваги інтегральних мікросхем:

1) виготовлення всіх елементів ІМС в єдиному технологічному циклі різко збільшило її надійність; сучасні мікросхеми, які містять сотні й тисячі елементів, мають надійність і габарити того самого порядку, що й дискретні елементи;

2) зменшилися габарити та маса апаратури;

3) збільшилася економічність апаратури, яка особливо помітно виявляється при створенні великих систем;

4) зменшилися витрати на обслуговування апаратури;

5) скоротився період проектування і виготовлення апаратури.

За своїм функційним застосуванням інтегральні мікросхеми підрозділяються на два основні види: аналогові й цифрові.

Аналогові ІМС призначені для перетворення й обробки сигналів, що змінюються за законом безперервної функції. Цифрові ІМС призначені для перетворення й обробки сигналів, що змінюються за законом дискретної функції.

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

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

За конструктивно-технологічним виконанням ІМС діляться на три групи: напівпровідникові, гібридні та інші. Найбільш поширеними є напівпровідникові ІМС.

Однією з характеристик ІМС є ступінь інтеграції (що характеризує складність ІМС):

$$k_i = \lg N_{\text{ІМС}},$$

де $N_{\text{ІМС}}$ – число елементів, які входять до ІМС. Залежно від значення k_i інтегральні мікросхеми підрозділяють:

$k_i \leq 1$ – схеми малого рівня інтеграції;

$k_i \leq 2$ – схеми середнього рівня інтеграції;

$k_i = (3 \dots 4)$ – великі інтегральні мікросхеми;

$k_i > 4$ – надвеликі інтегральні мікросхеми.

Умовне позначення ІМС складається з чотирьох елементів.

Перший елемент – цифра, що вказує конструктивно-технологічне виконання ІМС. Вона включає наступні цифри: 1, 5, 6, 7 – напівпровідникові ІМС; 2, 4, 8 – гібридні; 3 – інші (плівкові, керамічні та ін.).

Другий елемент – дві або три цифри (01 до 99 або 001 до 999), що вказують на порядковий номер розробки серії ІМС.

Перші два елементи позначають серію ІМС. У маркуванні мікросхем, що випускаються для широкого застосування, перед першим елементом позначення ставлять букву «К».

Третій елемент – дві букви, відповідні підгрупі й виду ІМС, які визначають основне функціональне призначення інтегральної мікросхеми. У табл. 9.1 наведені позначення аналогових мікросхем за функціональною ознакою.

Четвертий елемент – число, що позначає умовний (або порядковий в даній серії) номер розробки за функціональною ознакою.

За необхідності розробник ІМС має право після умовного номера розробки додатково помістити букву (від А до Я), що позначає відмінність електричних параметрів ІМС одного типу.

Таблиця 9.1 – Позначення аналогових інтегральних мікросхем за функційною ознакою

№ п/п	Підгрупа ІМС	Вид ІМС	Літерне позначення
1	2	3	4
1	Генератори сигналів	Гармонічних Прямокутної форми Лінійно змінних Спеціальної форми Шуму Інші	ГС ГГ ГЛ ГФ ГМ ГП
2	Підсилювачі	Високої частоти Проміжної частоти Низької частоти Імпульсних сигналів	УВ УР УН УИ

Продовження табл. 9.1

1	2	3	4
3	Широкосмугові підсилювачі	Операційні і диференційні Постійного струму Широкосмугові та відеопідсилювачі Повторювачі Індикації Інші	УД УТ УК УЕ УМ УП
4	Детектори	Амплітудні Імпульсні Частотні Фазові Інші	ДА ДИ ДС ДФ ДП
5	Модулятори	Амплітудні Частотні Фазові Імпульсні Інші	МА МС МФ МІ МП
6	Багатофункційні аналогові ІМС	Схеми, що виконують одночасно декілька функцій	ХА
7	Комутатори і ключі	Струму Напруги Інші	КТ КН КП
8	Тригери	Шмітта Інші	ТЛ ТП
9	Схеми вторинних джерел	Випрямлячі Перетворювачі Стабілізатори напруги Стабілізатори струму Інші	ЕВ ЕМ ЕН ЕТ ЕП
10	Фільтри	Верхніх частот Нижніх частот Смугові Режекторні Інші	ФВ ФН ФЕ ФР ФП
11	Перетворювачі	Частоти Фази Тривалості імпульсів Напруги Рівня (узгоджувачі) Код-аналог (що декодують) Аналог-код (що кодують) Інші	ПС ПФ ПД ПН ПУ ПА ПВ ПП

Закінчення табл. 9.1

1	2	3	4
12	Схеми (лінії) затримки	Пасивні Активні Інші	БМ БР БП
13	Схеми селекції та порівняння	Амплітудні (рівня сигналу) Часові Частотні Фазові Інші	СА СВ СС СФ СП
14	Формувачі імпульсів	Прямокутної форми Спеціальної форми Інші	АГ АФ АП
15	Набір елементів (мікрозборки)	Діодів Транзисторів Резисторів Конденсаторів Комбіновані Інші	НД НТ НР НЕ НК НП

Серій аналогових ІМС велика різноманітність.

Далі наведено приклади аналогових ІМС різних серій.

1) **Серія К118**

Мікросхеми серії призначені для використання в різній радіоелектронній апаратурі. Можуть виконувати функції генераторів, перетворювачів, підсилювачів низької частоти та інших пристроїв.

ІМС К 118 УН2А, К 118 УН 2Б, К 118 УН 2В

Каскодні підсилювачі, призначені для роботи як підсилювачі високої та проміжної частоти радіоелектронних пристроїв широкого застосування. Принципова схема і схема включення мікросхеми наведені на рис. 9.1.

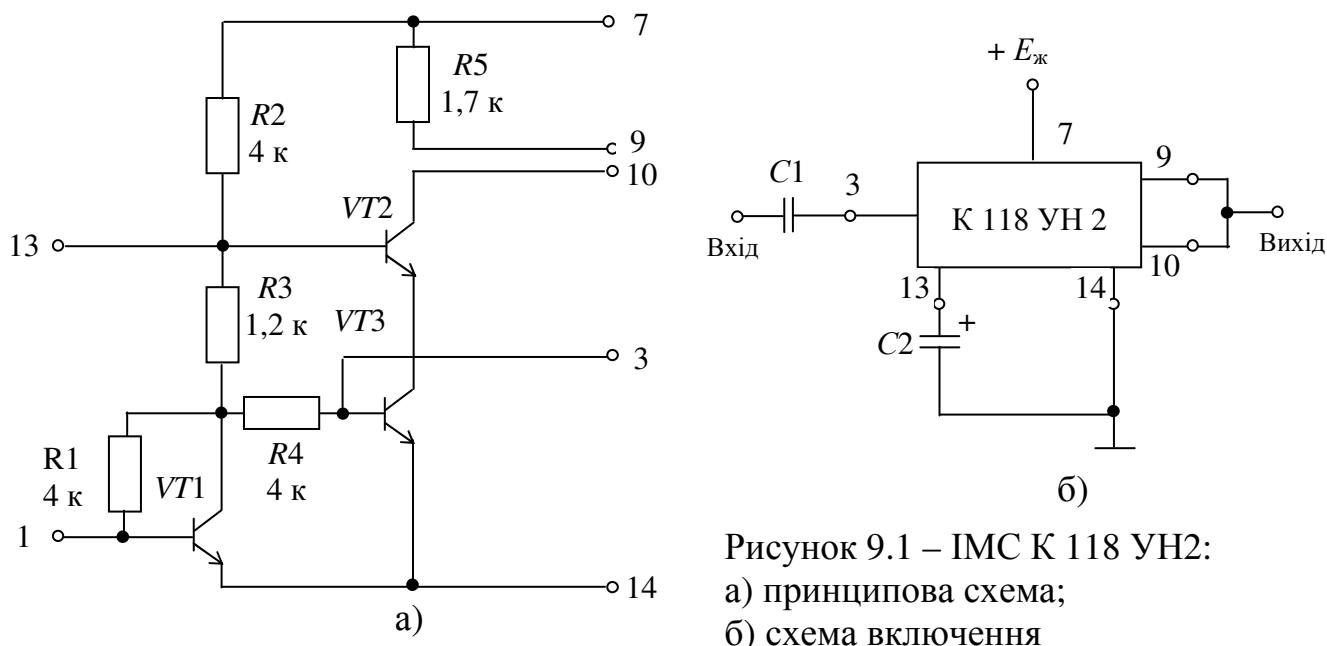


Рисунок 9.1 – ІМС К 118 УН2:

а) принципова схема;

б) схема включення

Каскодний підсилювач виконаний за схемою спільний емітер ($VT3$) – спільна база ($VT2$). Режим роботи транзисторів $VT2$ і $VT3$ забезпечується першим каскадом, виконаним на транзисторі $VT1$ і резисторах $R1, R2, R3, R4$. За необхідності цей каскад можна використовувати для попереднього підсилення сигналу.

2) Серії 142, К 142

Мікросхеми серій являють собою набори різних чином включених діодів, а також регульовані й нерегульовані стабілізатори напруги.

ІМС 142 ЕН 6А, 142 ЕН 6Б

Двополярні стабілізатори напруги з фіксованою вихідною напругою. Типову схему включення мікросхеми наведено на рис. 9.2.

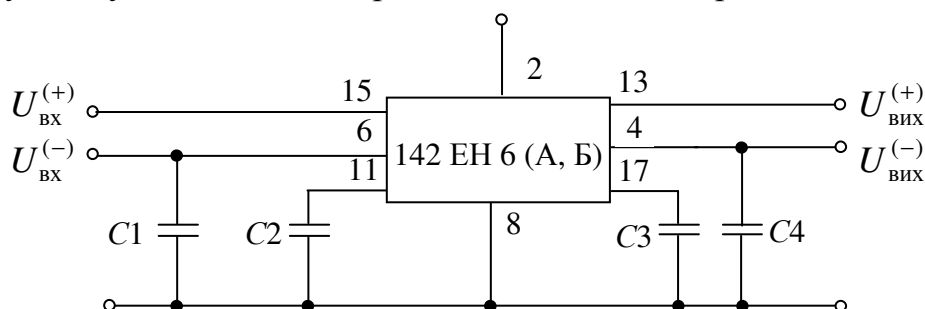


Рисунок 9.2 – Типова схема включення ІМС 142 ЕН 6 (А, Б)

Призначення виводів: 2 – регулювання; 4 – вихід $U_{ВИХ}^{(-)}$; 6 – вхід $U_{ВХ}^{(-)}$; 8 – спільний; 11, 17 – корекція; 13 – вихід $U_{ВИХ}^{(+)}$; 15 – вхід $U_{ВХ}^{(+)}$. Рівень вихідної напруги регулюється шляхом зміни управляючої напруги, що подається на вивід 2 мікросхеми.

3) Серії 153, К 153

Операційні підсилювачі, призначені для підсилення постійного та змінного струмів, побудови пристроїв, які виконують математичні операції, перетворювачів, генераторів електричних сигналів та інших пристроїв радіоелектронної апаратури.

ІМС К 153 УД 5

Високочастотний операційний підсилювач з малою напругою зміщення нуля, рівнем дрейфу і шумів та великим коефіцієнтом підсилення, підтримуваним з високою точністю при замкненій петлі негативного зворотного зв'язку. Типову схему включення мікросхеми подано на рис. 9.3.

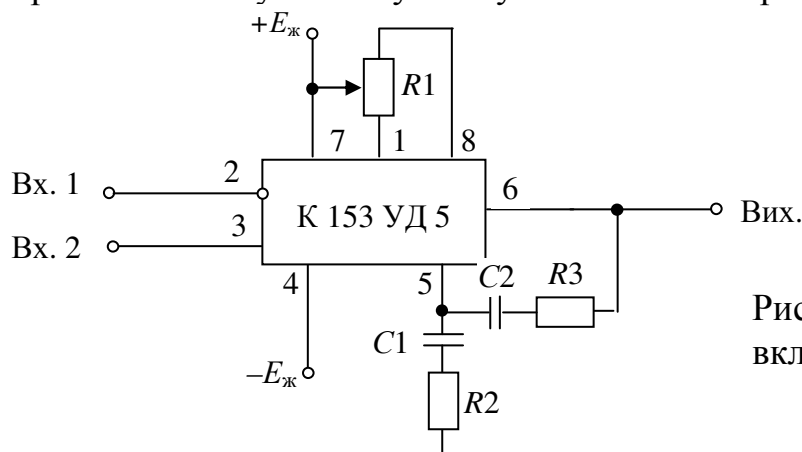


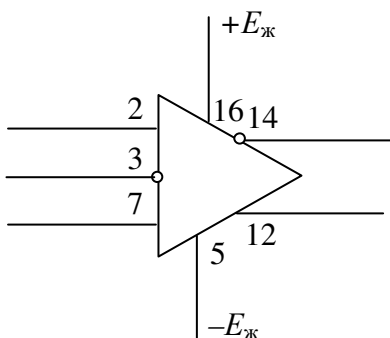
Рисунок 9.3 – Типова схема включення мікросхеми

Призначення виводів: 2 – інвертуючий вхід; 3 – неінвертуючий вхід; 7 – живлення ($+E_{ж}$); 4 – живлення ($-E_{ж}$); 6 – вихід; 1, 8 – баланс; 5 – частотна корекція.

4) Серії 597, КМ 597, КР 597

Компаратори напруги

ІМС 597 СА2, КМ 597 СА2, КР 597 СА2



Компаратори напруги для порівняння аналогових величин із стробуванням та запам'ятовуванням попереднього стану.

Структурну схему компаратора наведено на рис. 9.4. Призначення виводів: 2 – неінвертуючий вхід; 3 – інвертуючий вхід; 5 – живлення ($-E_{ж}$); 7 – стробуючий вхід; 8 – загальний; 12 – неінвертуючий вихід; 14 – інвертуючий вихід; 16 – живлення ($+E_{ж}$).

Рисунок 9.4 –
Структурна схема
мікросхеми 597 СА2

5) Серія КР 1021

Мікросхеми серії є пристроями, призначеними для побудови телевізійних приймачів кольорового і чорно-білого зображення.

ІМС КР 1021 ХА3

Багатофункційна аналогова ІМС призначена для обробки сигналів в телевізійних приймачах з кольоровим зображенням.

6) Серія КР 1005

Мікросхеми серії КР 1005 призначені для побудови апаратури магнітного відеозапису формату VHS.

ІМС КР 1005 ПС1

Мікросхема використовується як формувач опорної частоти для перетворення сигналів кольоровості в побутових відеомагнітофонах формату VHS.

9.2. Операційні підсилювачі

9.2.1. Параметри і характеристики операційних підсилювачів

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

Операційний підсилювач (ОП) – це підсилювач напруги з безпосередніми зв'язками між каскадами, який має великий коефіцієнт підсилення, малий рівень шумів, великий вхідний опір, малий вихідний опір і широку смугу одиничного підсилення. ОП є підсилювачем постійного струму (ППС), оскільки здатний підсилювати постійну напругу. Назву «Операційний підсилювач» було дано спочатку підсилювачам з великим коефіцієнтом підсилення, розробленим для виконання математичних операцій складання, віднімання, множення й

ділення. В даний час інтегральні ОП використовуються для створення різних функційних вузлів.

Умовні позначення операційного підсилювача наведено на рис. 9.5.

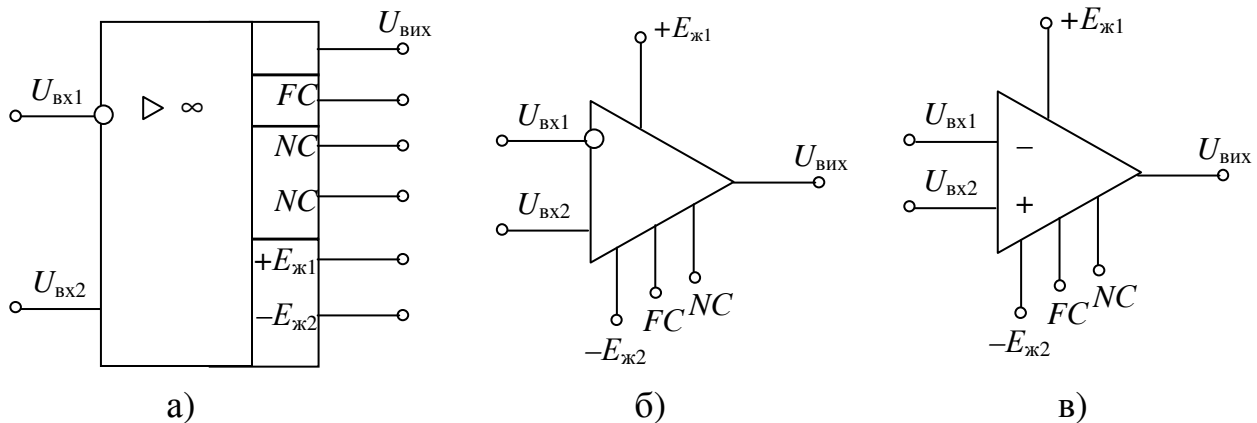


Рисунок 9.5 – Умовні позначення операційного підсилювача
а – згідно ЄСКД; б – за функціональною ознакою (підсилювач); в – застаріле позначення

Операційний підсилювач має два входи: *інвертуючий* і *неінвертуючий*. На рис. 9.5, а і б інвертуючий вхід позначений кружечком, на рис. 9.5, в – знаком мінус (-). Обидва входи називають *диференційним* (або різницевим). Оскільки вхідний каскад ОП є диференційним, вихідна напруга ОП $U_{\text{вих}}$ залежить від різниці напруг

$$U_{\text{вх д}} = U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}, \quad (9.1)$$

$U_{\text{вх д}}$ називається *диференційним вхідним сигналом*.

Якщо $U_{\text{вх2}} > U_{\text{вх1}}$, то полярність вихідного сигналу співпадає з полярністю сигналу $U_{\text{вх2}}$ (сигнал не інвертується). Якщо $U_{\text{вх1}} > U_{\text{вх2}}$, то полярність вихідного сигналу протилежна полярності сигналу $U_{\text{вх1}}$ (сигнал інвертується). Формула (9.1) справедлива також для випадку, коли або $U_{\text{вх2}} = 0$, або $U_{\text{вх1}} = 0$.

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

$$U_{\text{вх с}} = \frac{1}{2} (U_{\text{вх2}} + U_{\text{вх1}}). \quad (9.2)$$

Тому коефіцієнт підсилення ОП визначається тільки для диференційного вхідного сигналу

$$K_{\text{ОП}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх д}}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}}. \quad (9.3)$$

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

Операційний підсилювач має один вихід і два виводи для підключення джерела живлення: $+E_{\text{ж1}}$, $-E_{\text{ж2}}$. Для ОП використовується, як правило, симетричне (відносно корпусу) джерело живлення ($\pm E_{\text{ж}}$), як показано на рис. 9.6.

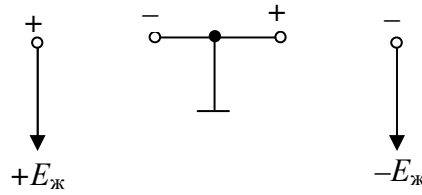


Рисунок 9.6 – Симетричне джерело живлення

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

Виводи, що служать для підключення кіл корекції нуля ОП, позначаються символами *NC*, а для підключення елементів частотної корекції – символами *FC*.

Якщо аналізуються характеристики і параметри пристроїв на операційних підсилювачах для сигналу, звичайно використовують **спрощене позначення** ОП: виведення кіл живлення і корекції не показують.

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

Параметри **ідеального ОП**:

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

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

Параметри операційного підсилювача

Властивості ОП визначаються великим числом параметрів. Основними технічними показниками ОП є:

1) Коефіцієнт підсилення напруги $K_{\text{ОП}}$, рівний відношенню вихідної напруги до диференційної вхідної напруги формула (9.3). Для сучасних ОП значення коефіцієнта підсилення дорівнює: $K_{\text{ОП}} = 10^5 \dots 10^6$.

2) Напруга джерела живлення $E_{\text{ж}}$, В при симетричному живленні.

3) Споживаний струм $I_{\text{спож}}$, мА.

4) Максимальна вихідна напруга: позитивного плеча $U_{\text{вих max}}^{(+)}$; негативного плеча $U_{\text{вих max}}^{(-)}$. Максимальна вихідна напруга звичайно на (1...2) В менша напруги живлення.

5) Коефіцієнт ослаблення синфазних вхідних напруг

$$K_{\text{ос. сф, дБ}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх с}}} \quad (9.4)$$

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

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

7) Вхідний струм зміщення $I_{зм}$, нА, дорівнює середньому струму, що протікає у вхідних колах ОП при $U_{вих} = 0$.

8) Різниця вхідних струмів зміщення $\Delta I_{зм} = |I_{зм}^+| - |I_{зм}^-|$, нА, яка визначається при $U_{вих} = 0$.

9) Вхідний опір ОП $R_{вх}$ ОП для диференційного сигналу.

10) Вихідний опір ОП $R_{вих}$ ОП при подачі диференційного вхідного сигналу.

11) Частота одиничного підсилення f_1 , на якій модуль коефіцієнта підсилення ОП дорівнює одиниці, тобто $|K_{ОУ}| = 1$ або $K_{ОП, дБ} = 20 \lg K_{ОП} = 0$ дБ.

Структура операційного підсилювача

Більшість операційних підсилювачів виконується у вигляді трикаскадних підсилювачів. Структурну схему ОП наведено на рис. 9.7.

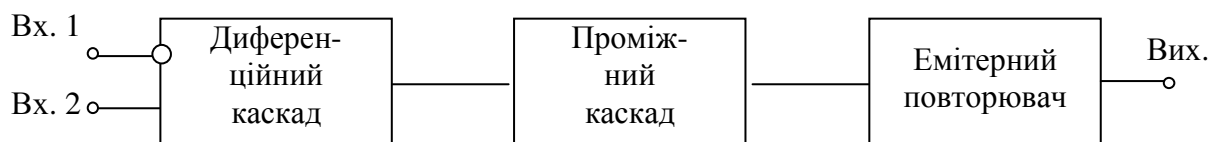


Рисунок 9.7 – Структурна схема операційного підсилювача

Вхідний каскад ОП – це диференційний підсилювач. Диференційний підсилювач має великий коефіцієнт підсилення диференційного вхідного сигналу і велике ослаблення синфазного вхідного сигналу. Диференційний підсилювач має також великий вхідний опір для будь-яких вхідних сигналів. Вхідний каскад є найбільш відповідальним каскадом ОП.

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

Вихідний каскад повинен забезпечити малий вихідний опір ОП і струм, достатній для живлення передбачуваного навантаження. Крім того, цей каскад повинен мати великий вхідний опір, щоб не навантажувати проміжний каскад. Як вихідний каскад в ОП використовується двотактний емітерний повторювач, який працює в режимі B (або AB) (рис. 7.8). Використання режиму B дозволяє підвищити ККД вихідного каскаду, зменшити втрати в його транзисторах і спростити процес охолодження кристала.

Характеристики операційного підсилювача

1. Передавальна характеристика ОП

Передавальна характеристика ОП – це залежність вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ від вхідної диференційної напруги $U_{\text{вх д}}$. Передавальну характеристику ОП наведено на рис. 9.8, яка апроксимована кусочно-ламаною лінією.

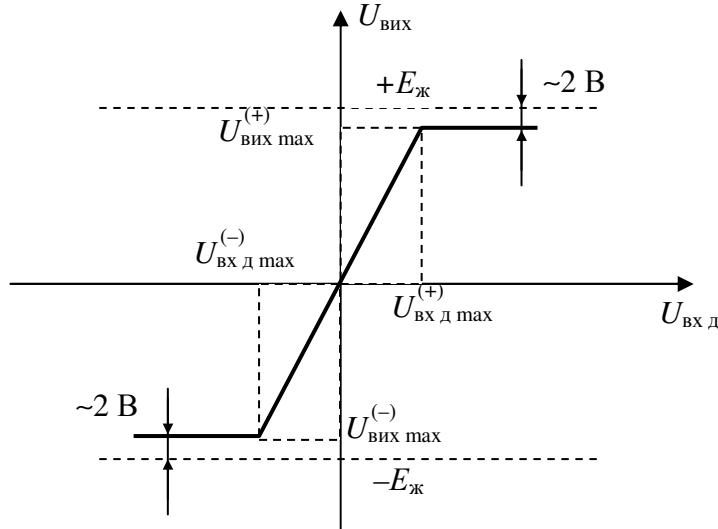


Рисунок 9.8 – Передавальна характеристика операційного підсилювача

У передавальній характеристиці ОП можна виділити три характерні області: лінійну область і області насичення. У лінійній області вихідна напруга прямо пропорційна вхідній диференційній напрузі

$$U_{\text{вих}} = K_{\text{ОП}} U_{\text{вх д}} \quad (9.5)$$

Лінійна область з обох боків (зверху і знизу) обмежена областями насичення. У будь-якому випадку напруга на виході ОП не може перевищити напругу будь-якого з джерел живлення, тобто $E_{\text{ж}}$. Максимально можлива вихідна напруга, як правило, приблизно на 2 В менша абсолютної величини живлячої напруги, а при низькоомному навантаженні діапазон зміни вихідної напруги скоротиться ще більше. Отже, можна вважати, що максимальна неспотворена вихідна напруга рівна

$$U_{\text{вих max}} \approx E_{\text{ж}} - 2 \text{ В}. \quad (9.6)$$

Оскільки підсилення ОП велике ($K_{\text{ОП}} = 10^5 \dots 10^6$), то ширина лінійної зони передавальної характеристики мала. Максимальне значення вхідного диференційного сигналу можна розрахувати

$$U_{\text{вх д max}} \approx \frac{U_{\text{вих max}}}{K_{\text{ОП}}}. \quad (9.7)$$

Наприклад, якщо напруга живлення дорівнює $E_{\text{ж}} = \pm 15 \text{ В}$, то максимальне значення вхідного диференційного сигналу дорівнюватиме

$$U_{\text{вх д max}} \approx \frac{15 - 2}{10^6} = 13 \text{ мкВ} \quad (9.8)$$

тобто дорівнює дуже маленькому значенню.

Отже, щоб сигнал на виході ОП був рівний підсиленій вхідній напрузі без спотворень, амплітуда вхідної напруги повинна бути невеликою. При подачі великого вхідного сигналу ОП потрапляє в область насичення, форма вихідного сигналу буде «обрізаною», тобто сильно спотвореною.

У операційний підсилювач звичайно вводять негативний зворотний зв'язок, що створює ряд істотних переваг і дозволяє створити велику кількість різних електронних пристроїв. Оскільки коефіцієнт підсилення ОП має велике значення, то при введенні негативного зворотного зв'язку глибина зворотного зв'язку має велике значення: $\gamma = (1 + BK_{\text{ОП}}) \gg 1$. Отже, негативний зворотний зв'язок виходить глибоким, тоді

$$\underline{K}_{\text{ГНЗЗ}} = \frac{\underline{K}_{\text{ОП}}}{1 + \underline{B} \underline{K}_{\text{ОП}}} \approx \frac{1}{\underline{B}}. \quad (9.9)$$

В цьому випадку коефіцієнт підсилення пристрою, виконаного на ОП з глибоким негативним зворотним зв'язком, буде визначатися тільки елементами кола зворотного зв'язку $\underline{B}$, тобто зовнішніми елементами, і не буде залежати від коефіцієнта підсилення ОП $K_{\text{ОП}}$. Змінюючи елементи кола зворотного зв'язку B , можна реалізувати різні електронні пристрої на операційних підсилювачах. Далі при розгляді схем, виконаних на операційних підсилювачах, індекс ГНЗЗ буде опущений. Слід пам'ятати, що наближене співвідношення (9.9) залишається справедливим, поки виконується умова $\gamma \gg 1$. Із збільшенням частоти коефіцієнт підсилення $K_{\text{ОП}}$ зменшується, і в цьому випадку необхідно використовувати повну формулу (3.9) для $\underline{K}_{\text{зз}}$.

2. Амплітудно-частотна характеристика операційного підсилювача

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) операційного підсилювача – це залежність модуля коефіцієнта підсилення ОП $K_{\text{ОП}}$ від частоти вхідного диференційного сигналу. ОП є підсилювачем постійного струму (ППС), тому його частотна характеристика починається від нульової частоти.

Коефіцієнт підсилення $K_{\text{ОП}}$ залишається незмінним у невеликій області частот. При збільшенні частоти коефіцієнт підсилення $K_{\text{ОП}}$ зменшується, бо зменшуються коефіцієнти підсилення каскадів, з яких складається ОП. ОП складається з трьох каскадів, тому три постійні часу і три граничні частоти (частоти зрізів) каскадів визначатимуть спад АЧХ операційного підсилювача у області верхніх частот.

Коефіцієнт підсилення трикаскадного ОП дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення його окремих каскадів. Згідно формулам (2.22) і (6.51)

$$K_{\text{ОП}}(f) = \frac{K_1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{31}}\right)^2}} \cdot \frac{K_2}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{32}}\right)^2}} \cdot \frac{K_3}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{33}}\right)^2}}, \quad (9.10)$$

де частоти зрізів каскадів дорівнюють граничним частотам і визначаються постійними часу цих каскадів

$$f_{31} = f_{\text{в гр1}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{в1}}}, \quad f_{32} = f_{\text{в гр2}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{в2}}}, \quad f_{33} = f_{\text{в гр3}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{в3}}}. \quad (9.11)$$

Граничні частоти каскадів не однакові, самим вузькосмуговим є, як правило, проміжний каскад, самим широкосмуговим – вихідний. Тому АЧХ операційного підсилювача матиме три переломи: на частотах f_{31}, f_{32}, f_{33} . Кожний з каскадів дає спад АЧХ в області верхніх частот (-20 дБ/дек), тому загальний спад АЧХ трикаскадного підсилювача буде дорівнювати (-60 дБ/дек), а загальне фазове зміщення $\left(-3 \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 270^\circ$.

3. Стійкість операційного підсилювача із зворотним зв'язком

Операційні підсилювачі використовуються для створення великого числа функційних вузлів, в яких застосовується негативний зворотний зв'язок. Трикаскадний підсилювач з негативним ЗЗ є потенційно нестійкою системою, тому що максимальне фазове зміщення в області верхніх частот такого підсилювача дорівнює $\Delta\varphi = \left(-3 \cdot \frac{\pi}{2}\right)$. Отже, існує така частота, на якій фазовий

зсув підсилювача буде дорівнювати $\Delta\varphi(f) = -\pi$. На цій частоті загальний фазовий зсув у петлі зворотного зв'язку буде дорівнювати $\varphi = \pi + \Delta\varphi = \pi - \pi = 0$, отже, на цій частоті зв'язок з негативного перейде в позитивний.

Таким чином, на якійсь частоті виконується одна з умов самозбудження: умова фаз ($\varphi = 0$), зв'язок стає позитивним. Для того, щоб підсилювач із зворотним зв'язком перейшов в режим генерації, має бути виконана також умова амплітуд: петльове підсилення $BK_{\text{оп}} = 1$. Якщо обидві умови самозбудження будуть виконані, пристрій перетвориться на генератор, а всі його характеристики погіршають.

Оскільки працездатність ОП визначається його стійкістю, то забезпечення стійкості – одне з основних завдань при розробці операційних підсилювачів. Для забезпечення стійкості необхідно, щоб на тих частотах, де виконується умова амплітуд ($BK_{\text{оп}} > 1$), не виконувалася умова фаз. А на тих частотах, де виконується умова фаз ($\Delta\varphi \geq -\pi$), не повинна виконуватися умова амплітуд. Стійкість повинна забезпечуватися з певним запасом.

Для забезпечення стійкості операційних підсилювачів використовують як внутрішню, так і зовнішню корекції. Внутрішня корекція ОП виконується в процесі виробництва шляхом підключення невеликої ємності до певних точок у схемі. Ця ємність зменшує частоту першого зрізу АЧХ, що забезпечує стійкість ОП. Перевагою операційних підсилювачів з внутрішньою корекцією є простота їх використання, оскільки вони будуть стійкі за будь-яких параметрів петлі зворотного зв'язку. Їх істотний недолік полягає у тому, що смуга пропускання пристрою з негативним зворотним зв'язком виходить невеликою.

Кола зовнішньої корекції підключаються до спеціальних виводів операційного підсилювача (FC) (рис. 9.5). У цьому випадку зовнішні елементи можна підібрати з умови оптимальної роботи схеми. Такий підбір дозволяє одержати ширшу смугу пропускання пристрою.

Для апроксимації АЧХ операційного підсилювача можна використовувати одну постійну часу – максимальну. В цьому випадку АЧХ операційного

підсилювача, побудована в логарифмічному масштабі за обома осями, матиме вигляд, наведений на рис. 9.9. На цьому рисунку вказані дві частоти зрізу ОП: f_{31} – частота зрізу каскаду з максимальною постійною часу (як правило, проміжного); f_{32} – частота зрізу іншого каскаду з меншою постійною часу; частота зрізу третього каскаду f_{33} тут не показана, бо вона не визначає стійкість ОП. На АЧХ вказаний спад характеристики на різних ділянках.

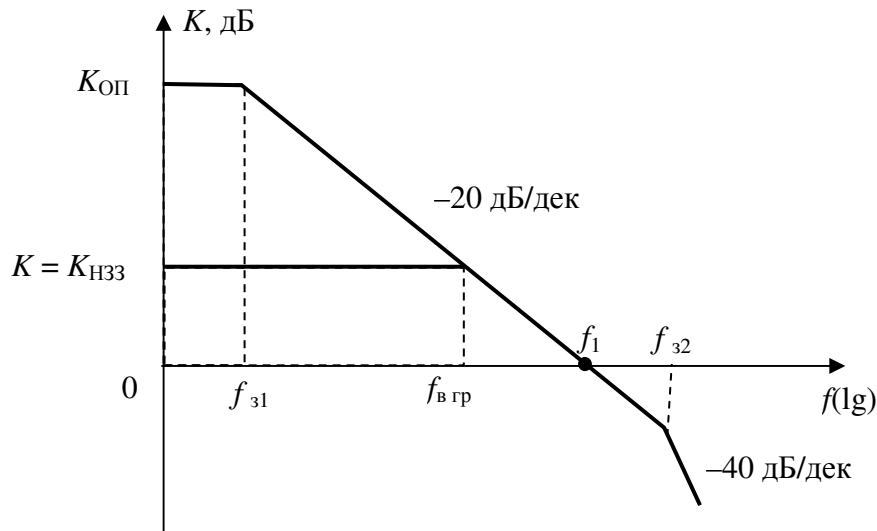


Рисунок 9.9 – АЧХ операційного підсилювача

АЧХ операційного підсилювача можна апроксимувати кусочно-ламанною лінією, частоти перелому визначаються значеннями постійних часу каскадів ОП. Смугу пропускання ОП без зворотного зв'язку визначає частота зрізу $f_{31} = f_{з\text{ ОП}} = f_{в\text{ гр ОП}}$. Значення частоти $f_{з\text{ ОП}}$ складає десятки герц.

Параметром операційного підсилювача є частота одиничного підсилення f_1 , на якій модуль коефіцієнта підсилення ОП без зворотного зв'язку дорівнює одиниці ($K_{\text{ОП}} = 1$, $K_{\text{ОП дБ}} = 0$ дБ). У сучасних операційних підсилювачів частота одиничного підсилення має порядок декількох мегагерц ($f_1 \approx (1 \dots 10)$ МГц).

При введенні негативного зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення зменшується, смуга пропускання при цьому розширюється. На рис. 9.9 показано АЧХ підсилювача з негативним зворотним зв'язком. З рис. 9.9 видно, що в скільки разів зменшується коефіцієнт підсилення за рахунок введення негативного зворотного зв'язку, в стільки ж разів розширюється смуга пропускання пристрою.

Значення частоти зрізу ОП можна визначити за формулою

$$f_{з\text{ ОП}} \approx \frac{f_1}{K_{\text{ОП}}}, \quad (9.12)$$

значення граничної частоти підсилювача з негативним зворотним зв'язком можна визначити за формулою

$$f_{в\text{ гр}} \approx \frac{f_1}{K_{\text{НЗЗ}}}, \quad (9.13)$$

відношення цих частот згідно формулам (9.12) і (9.13) буде дорівнювати

$$\frac{f_{\text{в гр}}}{f_{\text{з ОП}}} \approx \frac{K_{\text{ОП}}}{K_{\text{НЗЗ}}}. \quad (9.14)$$

У формулах (9.12, 9.13 і 9.14) коефіцієнти підсилення використовуються в безрозмірних величинах.

Далі коефіцієнт підсилення пристрою з негативним ЗЗ позначатиметься $K = K_{\text{НЗЗ}}$.

Приклад. Частота одиничного підсилення операційного підсилювача дорівнює $f_1 = 4$ МГц, коефіцієнт підсилення ОП $K_{\text{ОП}} = 10^5$ ($K_{\text{ОП, дБ}} = 100$ дБ). Коефіцієнт підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком дорівнює $K = 10$ ($K_{\text{дБ}} = 20$ дБ). Визначимо значення частоти зрізу ОП

$$f_{\text{з ОП}} \approx \frac{4 \cdot 10^6}{10^5} = 40 \text{ Гц}$$

і смугу пропускання підсилювача з негативним зворотним зв'язком

$$f_{\text{в гр}} \approx \frac{4 \cdot 10^6}{10} = 400 \text{ кГц.}$$

Таким чином, одержали широкосмуговий пристрій із заданим коефіцієнтом підсилення. При збільшенні K смуга $f_{\text{в гр}}$ відповідно формулі (9.13) буде зменшуватися.

Наведені вище залежності справедливі тільки в тому випадку, якщо частота $f_{\text{з2}}$, відповідна другій точці перелому АЧХ операційного підсилювача, значно більша смуги пропускання підсилювача з негативним зворотним зв'язком, а також більша частоти одиничного підсилення, як показано на рис. 9.9: $f_{\text{з2}} \gg f_{\text{в гр.}}, f_{\text{з2}} > f_1$.

9.3. Функційні пристрої на операційних підсилювачах

Операційні підсилювачі можна віднести до інтегральних мікросхем загального призначення, які застосовуються в різних функційних пристроях. Як виходить з формули (9.9), за допомогою кола негативного зворотного зв'язку на операційних підсилювачах можна реалізувати велике число пристроїв, які перетворюють аналоговий вхідний сигнал. Крім того, операційний підсилювач дозволяє одночасно вводити як негативний, так і позитивний зворотні зв'язки. Для отримання позитивного зворотного зв'язку сигнал з виходу ОП необхідно подати на неінвертуючий вхід за допомогою кола ЗЗ. Така комбінація негативного і позитивного зворотних зв'язків використовується при виконанні активних фільтрів, генераторів та інших пристроїв.

Розглянемо деякі основні застосування операційних підсилювачів.

9.3.1. Інвертуючий підсилювач

Схему інвертуючого підсилювача наведено на рис. 9.10. Аналогові ІМС на схемах позначаються буквою *A*, цифрові – буквою *D*.

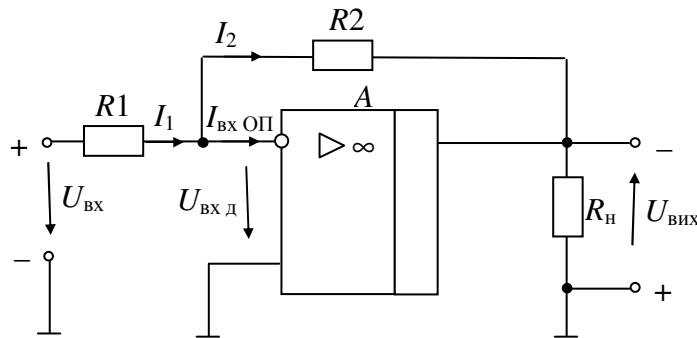


Рисунок 9.10 – Інвертуючий підсилювач

Схема інвертує напругу, оскільки вхідний сигнал поданий на інвертуючий вхід. Отже, напруги $U_{\text{ВХ}}$ і $U_{\text{ВІХ}}$ зміщені за фазою на π . Зворотний зв'язок подається на вхід підсилювача за допомогою резистора R_2 , коло зворотного зв'язку B утворене зовнішніми елементами R_2 і R_1 . Оскільки напруги вхідна $U_{\text{ВХ}}$ і зворотного зв'язку $U_{\text{ЗЗ}}$ зміщені на π , то зв'язок негативний. За способом введення – зв'язок паралельний, за способом зняття – за напругою. Паралельний негативний ЗЗ призводить до збільшення вхідного струму схеми $I_{\text{ВХ}} = I_1$, і, отже, до зменшення вхідного опору інвертуючого підсилювача порівняно з вхідним опором операційного підсилювача. Негативний ЗЗ за напругою призводить до зменшення вихідного опору інвертуючого підсилювача, тобто $R_{\text{ВІХ}} < R_{\text{ВІХ ОП}}$, який і без зворотного зв'язку малий.

Для спрощення аналізу вважатимемо, що у даній смузі частот операційний підсилювач **близький до ідеального**: $K_{\text{ОП}} \rightarrow \infty$, $R_{\text{ВХ ОП}} \rightarrow \infty$, $R_{\text{ВІХ ОП}} \rightarrow 0$. Це припущення можна вважати справедливим, оскільки згідно формули (9.8) вхідна напруга ОП $U_{\text{ВХ Д max}}$ дорівнює дуже маленькому значенню. У цьому випадку вважаємо, що $U_{\text{ВХ Д}} \approx 0$, а вхідний струм ОП $I_{\text{ВХ ОП}} \approx 0$, тому що вхідний опір $R_{\text{ВХ ОП}} \rightarrow \infty$.

Тоді для схеми рис. 9.10 справедлива рівність

$$I_1 = I_2,$$

а вхідний опір інвертуючого підсилювача дорівнює

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_1} = R_1. \quad (9.15)$$

Для визначення коефіцієнта підсилення інвертуючого підсилювача знайдемо струми:

$$I_1 = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1},$$

з урахуванням полярності вихідної напруги

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

Оскільки $I_1 = I_2$, то справедлива рівність

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

З цієї рівності знайдемо коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача

$$K = \frac{U_{\text{ВІХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (9.16)$$

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

Для змінного входного сигналу

$$\underline{K} = \frac{\underline{U}_{\text{ВІХ}}}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

За умовчанням, під коефіцієнтом підсилення розуміють його модуль.

Операційний підсилювач є підсилювачем постійного струму, тому підсилювач (рис. 9.10) підсилює і постійну, і змінну напруги. У загальному випадку, якщо входний сигнал містить і постійну, і змінну складові, обидві складові будуть підсилені в K раз. Перевагою операційних підсилювачів є те, що при використанні симетричного двополярного живлення, якщо сигнал не містить постійної складової, то і вихідний сигнал також не буде містити постійної складової. Це суттєво спрощує каскадне з'єднання таких підсилювачів, оскільки немає необхідності використовувати розділяльні конденсатори між каскадами.

9.3.2. Неінвертуючий підсилювач. Повторювач напруги

Схему неінвертуючого підсилювача наведено на рис. 9.11.

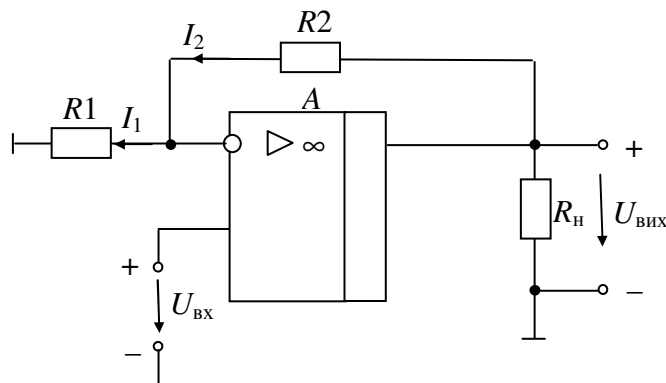


Рисунок 9.11 – Неінвертуючий підсилювач

Підсилювач входну напругу на інвертує, оскільки входний сигнал поданий на неінвертуючий вхід. Отже, напруга $U_{\text{ВХ}}$ і $U_{\text{ВІХ}}$ співпадають за фазою. Резистори R_1 і R_2 утворюють чотирьохполюсник зворотного зв'язку B . Напруга зворотного зв'язку $U_{\text{ЗЗ}}$, яка виділяється на резисторі R_1 ($U_{\text{ЗЗ}} = I_1 R_1$), включена послідовно з входною напругою у протифазі. Таким чином, у схемі рис. 9.11 використаний негативний ЗЗ послідовний за напругою. Послідовний ЗЗ

збільшує вхідний опір неінвертуючого підсилювача, тобто $R_{\text{вх}} > R_{\text{вх ОП}}$, який і без зворотного зв'язку великий ($R_{\text{вх ОП}} \rightarrow \infty$). Негативний ЗЗ за напругою зменшує вихідний опір неінвертуючого підсилювача, тобто $R_{\text{вих}} < R_{\text{вих ОП}}$.

Знайдемо коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача, вважаючи $U_{\text{вх д}} \approx 0$, $I_{\text{вх ОП}} \approx 0$. У цьому випадку $I_1 = I_2$, а $U_{\text{вх}} = I_1 R_1$, $U_{\text{вих}} = I_2 R_2 + I_1 R_1 = I_2 R_2 + U_{\text{вх}}$. Знайдемо струм I_2 :

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

Прирівнявши струми, отримаємо

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

Звідси знайдемо коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (9.17)$$

Повторювач напруги

Схема повторювача напруги наведена на рис. 9.12.

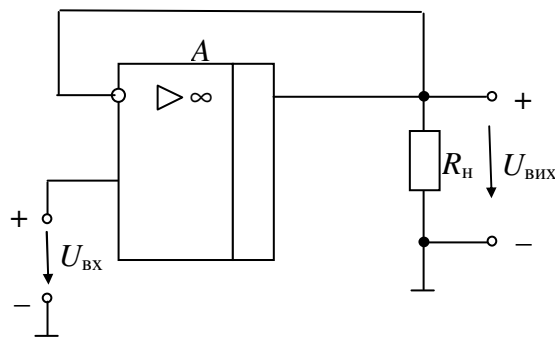


Рисунок 9.12 – Повторювач напруги

У схемі використаний послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою, аналогічно емітерному та витоковому повторювачу. Якщо прийняти $U_{\text{вх д}} \approx 0$, то

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}, K = 1. \quad (9.18)$$

Схему повторювача можна розглядати також як окремий випадок схеми рис. 9.11, якщо прийняти $R_2 = 0$, $R_2 = \infty$, тоді $K = 1$.

У схемі повторювача фази вхідної та вихідної напруг однакові, коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці, отже, вихідна напруга повторює вхідну напругу. Вхідний опір повторювача великий ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$), вихідний опір малий ($R_{\text{вих}} \rightarrow 0$). Повторювач використовується як *буферний* або *розв'язуючий* підсилювач.

9.3.3. Вимірювальний підсилювач

Вимірювальний підсилювач – це один з найбільш широко вживаних, точних і багатофункційних підсилювачів. Схему вимірювального підсилювача з регульованим коефіцієнтом підсилення наведено на рис. 9.13.

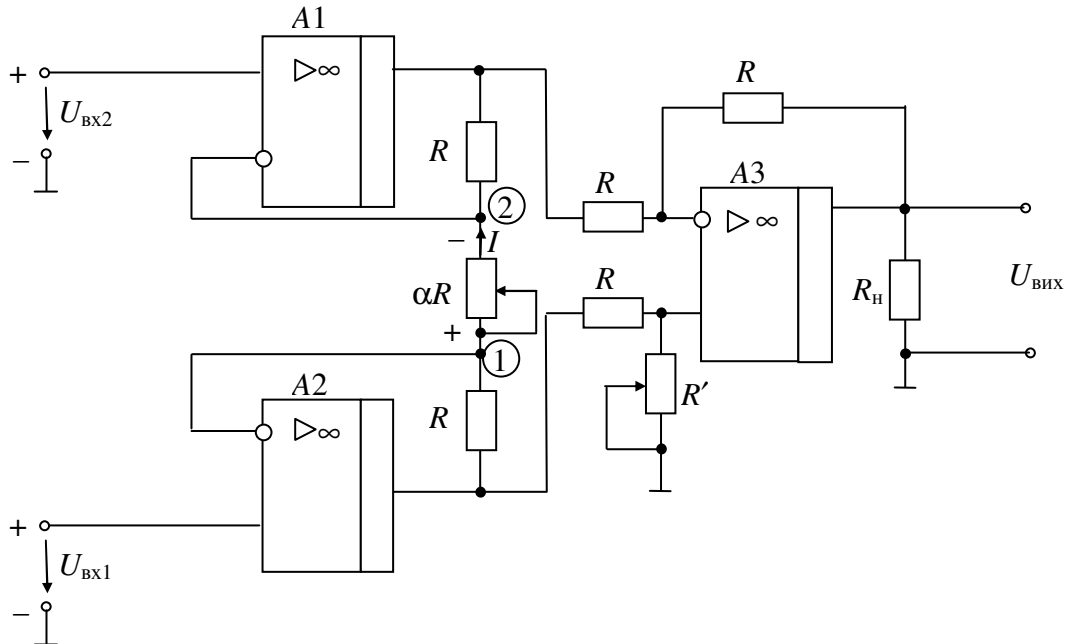


Рисунок 9.13 – Вимірювальний підсилювач

Операційні підсилювачі A1 та A2 включені за схемою повторювачів. Це дозволяє збільшити вхідний опір підсилювача і розв'язати вхідні та вихідні сигнали.

Оскільки диференціальна вхідна напруга кожного ОП дорівнює нулю, напруги в точках 1 та 2 (по відношенню до корпусу) рівні відповідно U_{BX1} та U_{BX2} . Звідси випливає, що на резисторі αR падає напруга ($U_{BX1} - U_{BX2}$) (полярність відповідає випадку, якщо $U_{BX1} > U_{BX2}$). Резистор αR змінний, він використовується для регулювання коефіцієнта підсилення. Через змінний резистор αR протікає струм I , який дорівнює

$$I = \frac{U_{BX1} - U_{BX2}}{\alpha R}.$$

Операційний підсилювач A3 зі своїми чотирма навісними резисторами, що мають рівні опори R , є диференціальним підсилювачем з коефіцієнтом підсилення, що дорівнює 1. Резистор R' – це резистор попереднього регулювання схеми, який служить для балансування синфазних напруг.

Оскільки коефіцієнт підсилення каскаду на операційному підсилювачі A3 дорівнює 1, вихідна напруга вимірювального підсилювача дорівнює вхідній диференціальній напрузі каскаду A3

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{диф}} = I(\alpha R + 2R) = \frac{U_{BX1} - U_{BX2}}{\alpha R} (\alpha R + 2R).$$

Звідси знайдемо

$$U_{\text{ВІХ}} = (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}) \left(1 + \frac{2}{\alpha} \right)$$

і коефіцієнт підсилення вимірювального підсилювача

$$K = \frac{U_{\text{ВІХ}}}{U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}} = 1 + \frac{2}{\alpha}. \quad (9.19)$$

Змінюючи значення α , можна регулювати (змінювати) коефіцієнт підсилення підсилювача.

Таким чином, вимірювальний підсилювач має наступні властивості:

- 1) коефіцієнт підсилення задається всього одним резистором αR ;
- 2) вхідний опір підсилювача за обома входами дуже великий і при зміні коефіцієнта підсилення не змінюється;
- 3) $U_{\text{ВІХ}}$ не залежить від напруги, загальної для $U_{\text{ВХ1}}$ і $U_{\text{ВХ2}}$ (синфазної напруги), а залежить тільки від різниці цих напруг.

9.3.4. Підсилювач потужності

Для збільшення вихідної потужності сигналу необхідно підсилити вихідний струм операційного підсилювача. Для підсилення струму можна використовувати емітерний повторювач. Проста схема підсилювача потужності наведена на рис. 9.14.

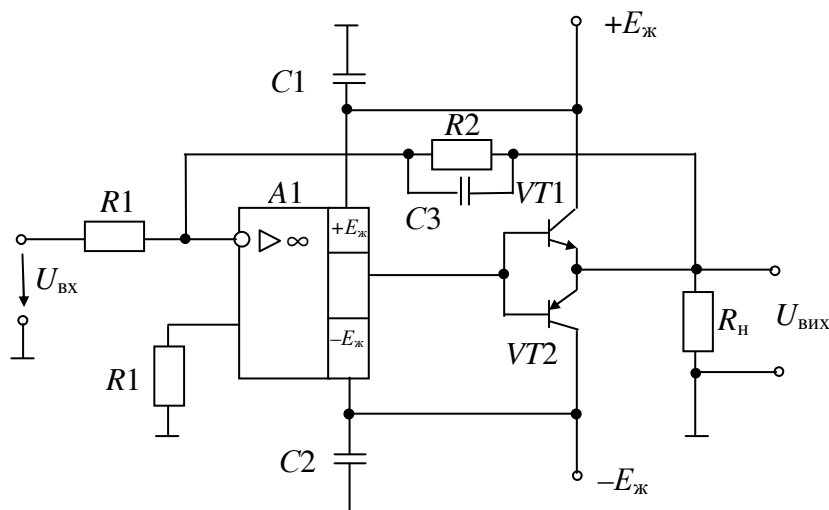


Рисунок 9.14 – Підсилювач потужності

Вихідний двотактний каскад виконаний на комплементарній парі (транзисторах $VT1$ і $VT2$) за схемою двотактного емітерного повторювача, який працює в режимі B . Вихідні транзистори $VT1$ і $VT2$ підсилюють струм і дозволяють отримати необхідну потужність у навантаженні.

Попередній каскад виконаний на операційному підсилювачі A за схемою інвертуючого підсилювача з коефіцієнтом підсилення напруги

$$K_{\text{пр}} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Підсилювач охоплений загальним глибоким негативним зворотним зв'язком за сигналом і за постійним струмом. Такий зворотний зв'язок забезпечує необхідні нелінійні і лінійні спотворення підсилювача, а також стабільність коефіцієнта підсилення. Невелика ємність C_3 у колі зворотного зв'язку забезпечує стійкість підсилювача і коректує АЧХ підсилювача в області високих частот. Блокувальні ємності у колі живлення C_1 і C_2 служать для розв'язання каскадів за колом живлення і блокують джерело живлення.

9.3.5. Інвертуючий суматор. Змішувач сигналів. Неінвертуючий суматор

Інвертуючий суматор

Інвертуючий суматор складає входні напруги з різними ваговими коефіцієнтами. Схему інвертуючого суматора наведено на рис. 9.15.

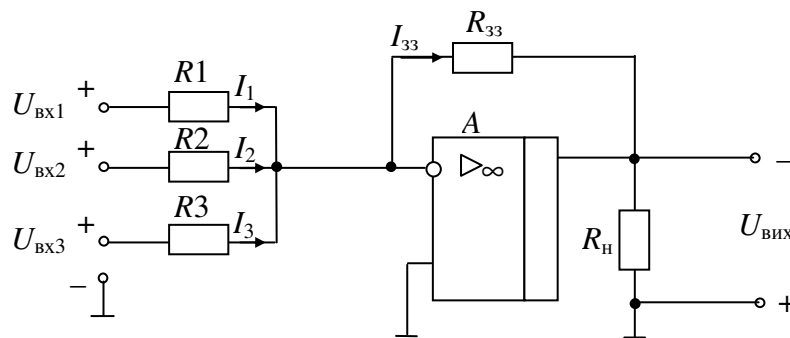


Рисунок 9.15 – Інвертуючий суматор

Вважатимемо, що $I_{\text{вх ОП}} = 0$, $U_{\text{вх д}} = 0$. В цьому випадку струми джерел сигналу складаються, їхня сума дорівнює струму у колі зворотного зв'язку

$$I_{33} = I_1 + I_2 + I_3.$$

Оскільки $U_{\text{вх д}} = 0$, то входні сигнали розв'язані один від одного, струми I_1 , I_2 , I_3 залежать тільки від своєї входньої напруги і не залежать від інших джерел сигналу. Напруги U_{BX1} , U_{BX2} , U_{BX3} **не взаємодіють** одна з одною. У цьому випадку входні струми дорівнюють

$$I_1 = \frac{U_{\text{BX1}}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{\text{BX2}}}{R_2}, \quad I_3 = \frac{U_{\text{BX3}}}{R_3}.$$

Струм кола зворотного зв'язку I_{33} , протікаючи через резистор R_{33} , створює на ньому падіння напруги, яке дорівнює вихідній напрузі

$$U_{\text{ВИХ}} = -(I_1 + I_2 + I_3)R_{33}.$$

Знак мінус свідчить про інверсію вихідної напруги, оскільки входні напруги подані на інвертуючий вхід. Підставивши значення струмів, одержимо формулу для вихідної напруги

$$U_{\text{ВИХ}} = - \left(U_{\text{BX1}} \frac{R_{33}}{R_1} + U_{\text{BX2}} \frac{R_{33}}{R_2} + U_{\text{BX3}} \frac{R_{33}}{R_3} \right). \quad (9.20)$$

З формули (9.20) виходить, що входні напруги складаються із заданими ваговими коефіцієнтами, що дорівнюють відношенням: $\frac{R_{33}}{R_1}$, $\frac{R_{33}}{R_2}$, $\frac{R_{33}}{R_3}$. Ця схема дозволяє складати досить багато входніх сигналів.

Якщо обрати значення опорів всіх резисторів схеми однаковими, тобто

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_{33},$$

то отримаємо інвертуючий суматор напруг

$$U_{\text{вих}} = -(U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + U_{\text{вх3}}). \quad (9.20)$$

Змішувач сигналів

Суматори можуть використовуватися як лінійні змішувачі сигналів (мікшерів). Одне з можливих застосувань таких змішувачів – змішення звукових сигналів. Наприклад, звукові сигнали від декількох музичних інструментів, які прийняті на різні мікрофони, можна змішати з голосом співака, прийнятим на його мікрофон. Якщо між кожним мікрофоном і відповідним резистором суматора помістити регулятор гучності, то напруги від кожного джерела сигналу можна регулювати до їх подальшого підсумовування. При цьому можна, наприклад, зробити так, щоб слабкий голос співака звучав голосніше за музичні інструменти. Схему змішувача наведено на рис. 9.16. У цій схемі R_1 – змінний опір, що виконує функцію регулятора гучності, опір R_8 – компенсуючий опір, рівний еквівалентному паралельному опору резисторів R_4, R_5, R_6, R_7 , тобто

$$R_8 = R_4 \parallel R_5 \parallel R_6 \parallel R_7.$$

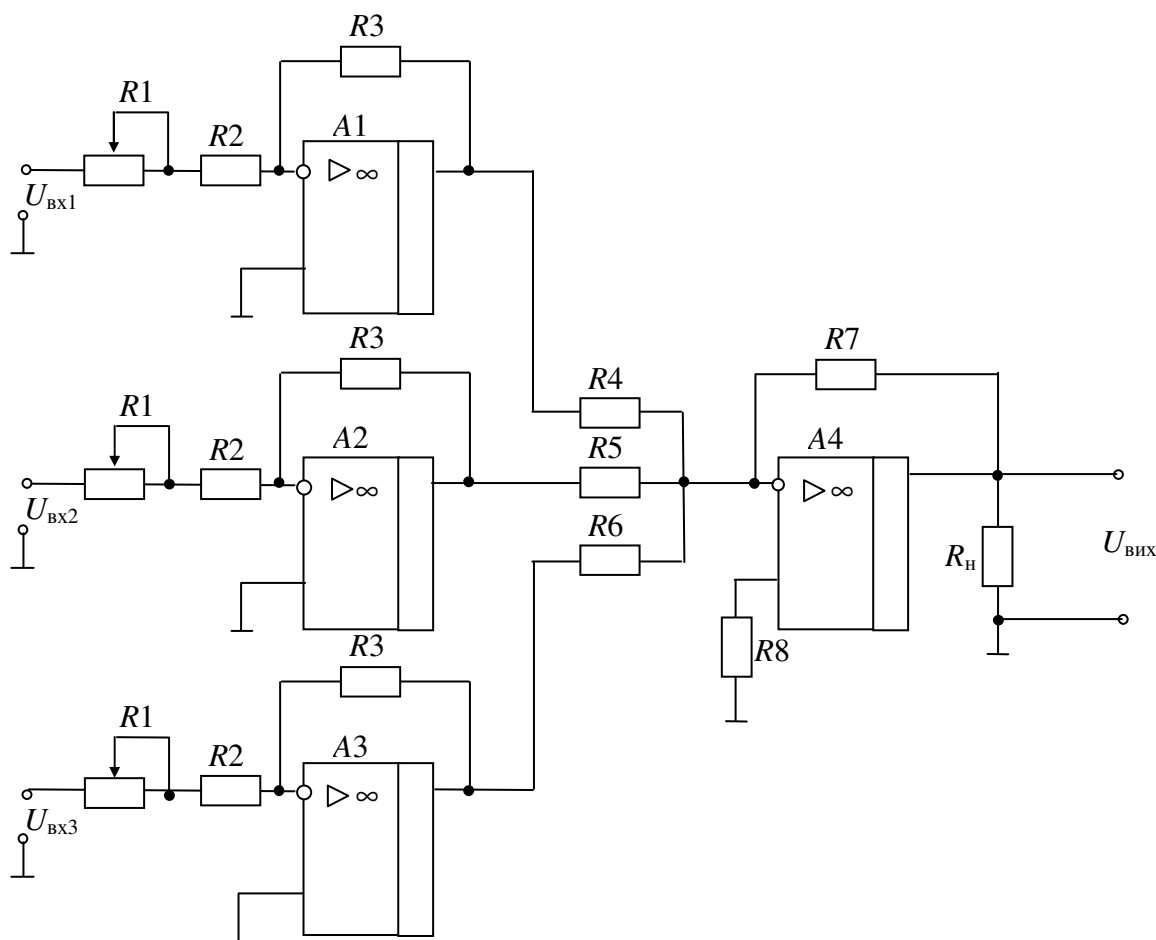


Рисунок 9.16 – Змішувач сигналів

Неінвертуючий суматор

Якщо підсумовувані сигнали подати на неінвертуючий вхід операційного підсилювача, то одержимо неінвертуючий суматор напруги, схему якого наведено на рис. 9.17.

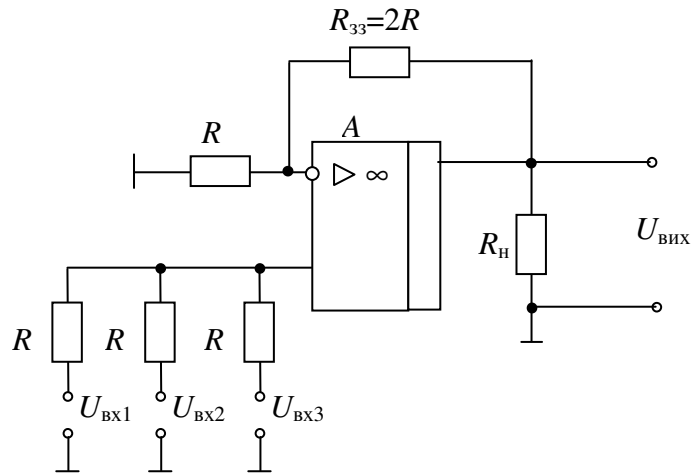


Рисунок 9.17 – Неінвертуючий суматор

У схемі рис. 9.17 опори всіх резисторів однакові, окрім опору R_{33} . Якщо суматор має N – входів, опір зворотного зв'язку R_{33} обирають таким, що дорівнює

$$R_{33} = (N - 1)R.$$

Для трьох входів ($N = 3$) $R_{33} = 2R$, як показано на рис. 9.17.

Вхідна напруга суматора дорівнює середньому значенню вхідних напруг джерел сигналів

$$U_{\text{вх сер}} = \frac{U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + \dots + U_{\text{вхN}}}{N}.$$

Коефіцієнт підсилення суматора дорівнює коефіцієнту підсилення неінвертуючого підсилювача, тобто

$$K = 1 + \frac{R_{33}}{R} = N.$$

Отже, вихідна напруга суматора дорівнює

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх сер}} \cdot K = U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + \dots + U_{\text{вхN}}, \quad (9.22)$$

тобто сумі вхідних напруг.

9.3.6. Інтегратор

Інтегратором називається пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна інтегралу за часом від вхідної напруги. Схему інвертуючого інтегратора на операційному підсилювачі наведено на рис. 9.18.

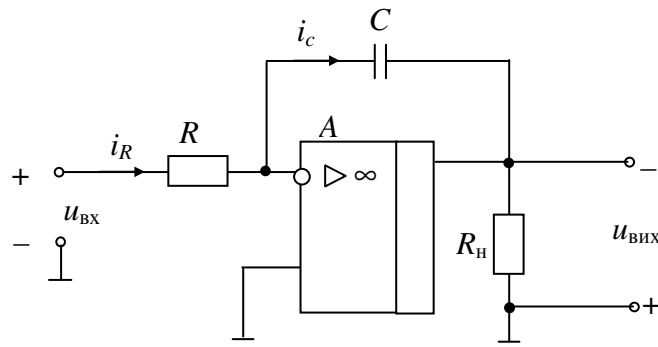


Рисунок 9.18 – Інвертуючий інтегратор на операційному підсилювачі

Наведений інтегратор – інвертуючий. Полярність сигналів на рис. 9.18 вказана для даного моменту часу.

При аналізі схеми вважатимемо, що операційний підсилювач є ідеальним:

$$U_{\text{ВХ Д}} = 0, \quad I_{\text{ВХ ОП}} = 0.$$

У цьому випадку справедлива рівність

$$i_R = i_C.$$

Знайдемо ці струми

$$i_R = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R}, \quad i_C = -C \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt}.$$

Прирівнявши струми, одержимо

$$\frac{u_{\text{ВХ}}}{R} = -C \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt}, \quad du_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} u_{\text{ВХ}} dt.$$

Інтегруючи вираз $du_{\text{ВЫХ}}$, знайдемо вихідну напругу

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{ВХ}} dt, \quad (9.23)$$

яка пропорційна інтегралу від вхідної напруги. Межами інтегрування у формулі (9.23) є моменти початку та кінця інтервалу часу спостереження сигналу. Для обчислення інтеграла від вхідної напруги, яка змінюється, необхідно спочатку виразити цю напругу як функцію часу. Розглянемо декілька прикладів.

Приклад 1. Ступінчастий вхідний сигнал

Епюри вхідної та вихідної напруг інвертуючого інтегратора наведено на рис. 9.19.

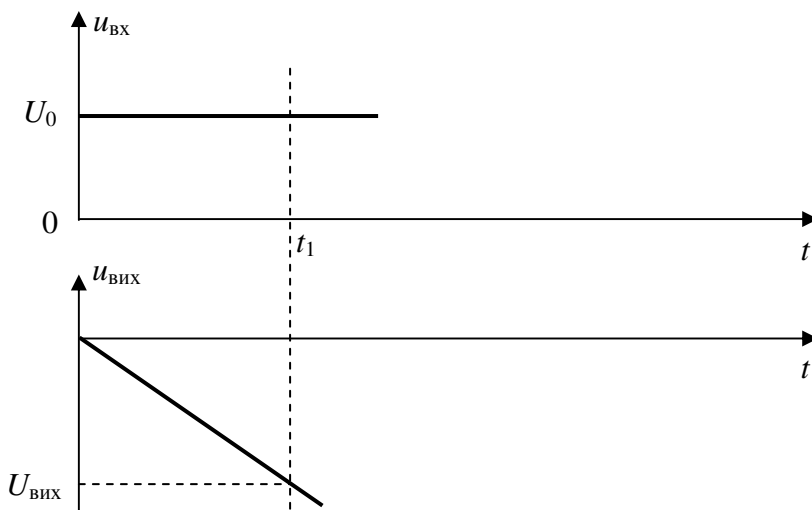


Рисунок 9.19 – Реакція інвертуючого інтегратора на ступінчасту вхідну напругу

Запишемо вхідний сигнал як функцію часу

$$u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} u_{\text{вх}} = 0 & \text{при } t < 0, \\ u_{\text{вх}} = U_0 & \text{при } t \geq 0. \end{cases}$$

За формулою (9.23) знайдемо залежність вихідної напруги від часу

$$u_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int U_0 dt = -\frac{1}{RC} U_0 \cdot t. \quad (9.24)$$

Таким чином, вихідний сигнал прямо пропорційний часу і має полярність, протилежну полярності вхідного сигналу.

Якщо заданий інтервал спостереження $(0 \dots t_1)$, то вихідна напруга у кінці спостереження дорівнюватиме

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} U_0 \cdot t \Big|_0^{t_1} = -\frac{1}{RC} U_0 \cdot t_1. \quad (9.25)$$

Приклад 2. Прямокутний вхідний сигнал

Ступінчаста форма сигналу і формули (9.24) і (9.25) дозволяють легко визначити форму вихідного сигналу, якщо на вхід поданий прямокутний сигнал. Епюри вхідної і вихідної напруг інвертуючого інтегратора подано на рис. 9.20.

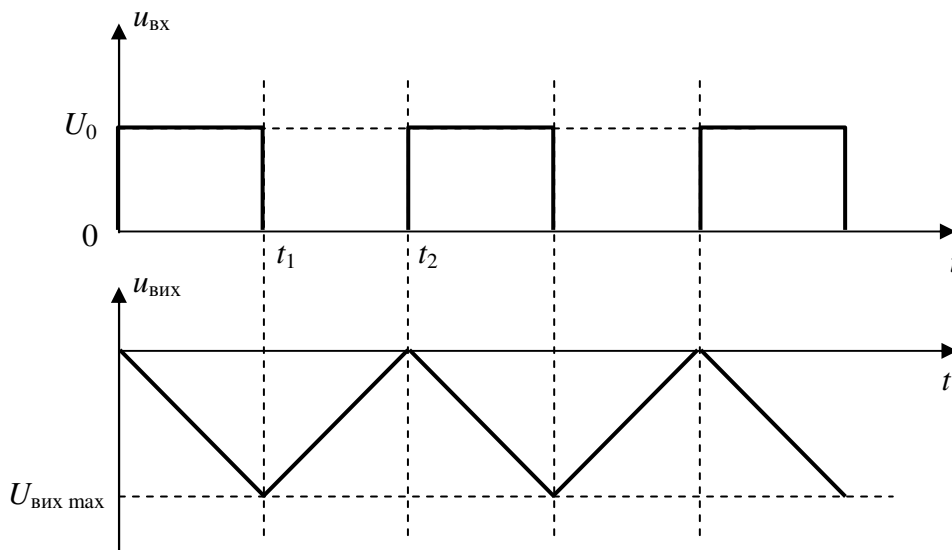


Рисунок 9.20 – Реакція інвертуючого інтегратора на прямокутний однополярний сигнал

Форма вихідного сигналу вийшла трикутною. Для визначення значення $U_{\text{вих max}}$ необхідно за формулою (9.24) знайти значення інтеграла за півперіод $(0 \dots t_1)$

$$U_{\text{вих max}} = -\frac{1}{RC} U_0 \cdot t_1. \quad (9.25)$$

При аналізі роботи інтегратора операційний підсилювач вважався ідеальним. Реальний ОП має напругу зміщення нуля $U_{\text{зм}}$ і струм зміщення $I_{\text{зм}}$.

Ці величини призводять до помилок інтеграції. Для їх зменшення вводять в схему інтегратора два резистори R_1 і R_2 , як показано на рис. 9.21.

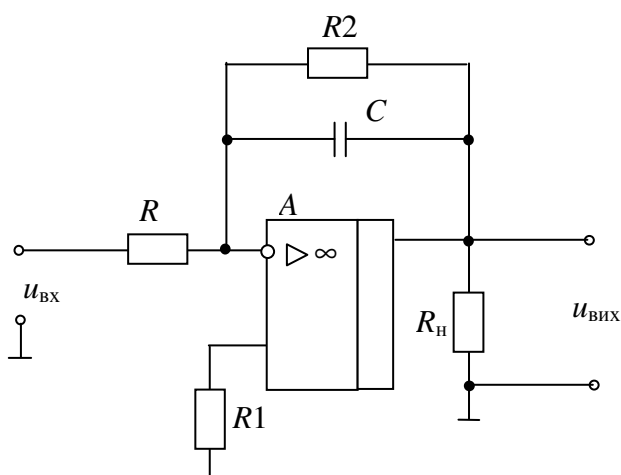


Рисунок 9.21 – Корекція помилок в інтеграторі

У схемі рис. 9.21: $R_1 = R \parallel R_2$ – компенсуючий опір, який зменшує вплив струму зміщення; R_2 – шунтуючий опір, зменшує вплив напруги зміщення.

Інтегратор є активним фільтром нижніх частот першого порядку із спадом АЧХ (-20 дБ/дек) і з коефіцієнтом передачі у смузі пропускання, більшим одиниці. Для схеми рис. 9.21 коефіцієнт передачі дорівнює

$$K = \frac{R_2}{R}.$$

На ОП можна виконати також схеми: суматор-інтегратор, інтегратор-підсилювач, різницевий інтегратор, подвійний інтегратор та інші.

9.3.7. Диференціатор

Диференціатором називається пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна диференціалу вхідної напруги. Схему інвертуючого диференціатора на операційному підсилювачі наведено на рис. 9.22. Полярність сигналів на рис. 9.22 вказана для даного моменту часу.

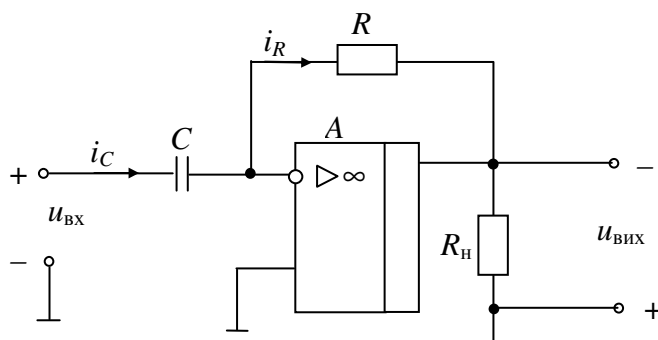


Рисунок 9.22 – Інвертуючий диференціатор на операційному підсилювачі

При аналізі вважатимемо, що операційний підсилювач є ідеальним: $U_{\text{вх д}} = 0$, $I_{\text{вх ОП}} = 0$.

У цьому випадку справедлива рівність:

$$i_R = i_C.$$

Знайдемо струми

$$i_C = C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}, i_R = -\frac{u_{\text{вх}}}{R}.$$

Прирівнюючи струми, знайдемо вихідну напругу

$$u_{\text{вих}} = -CR \frac{du_{\text{вх}}}{dt}, \quad (9.26)$$

яка пропорційна диференціалу вхідної напруги.

Для обчислення диференціала від вхідної напруги, що змінюється, необхідно спочатку виразити цю напругу як функцію часу. Розглянемо декілька прикладів.

Приклад 1. Трикутний вхідний сигнал

Епюри вхідної і вихідної напруг диференціатора подано на рис. 9.23.

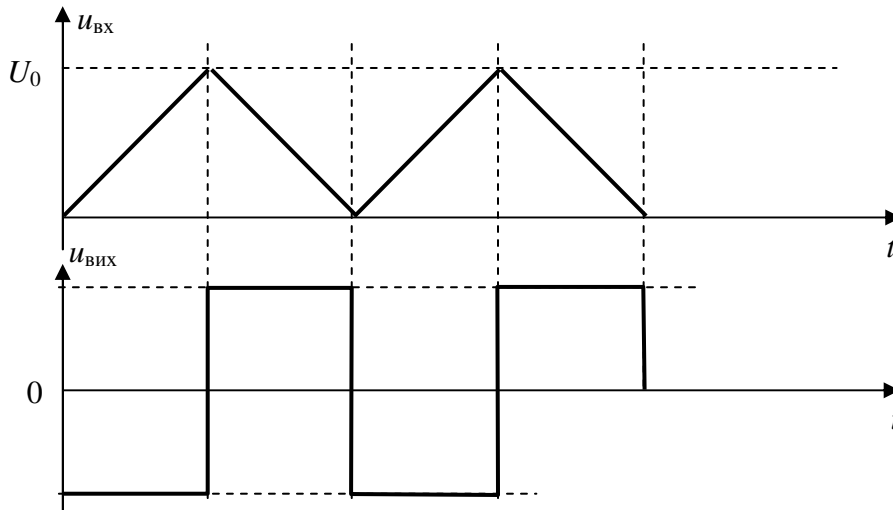


Рисунок 9.23 – Реакція інвертуючого диференціатора на трикутний вхідний сигнал

Приклад 2. Прямокутний вхідний сигнал

Епюри вхідної і вихідної напруг диференціатора подано на рис. 9.24.

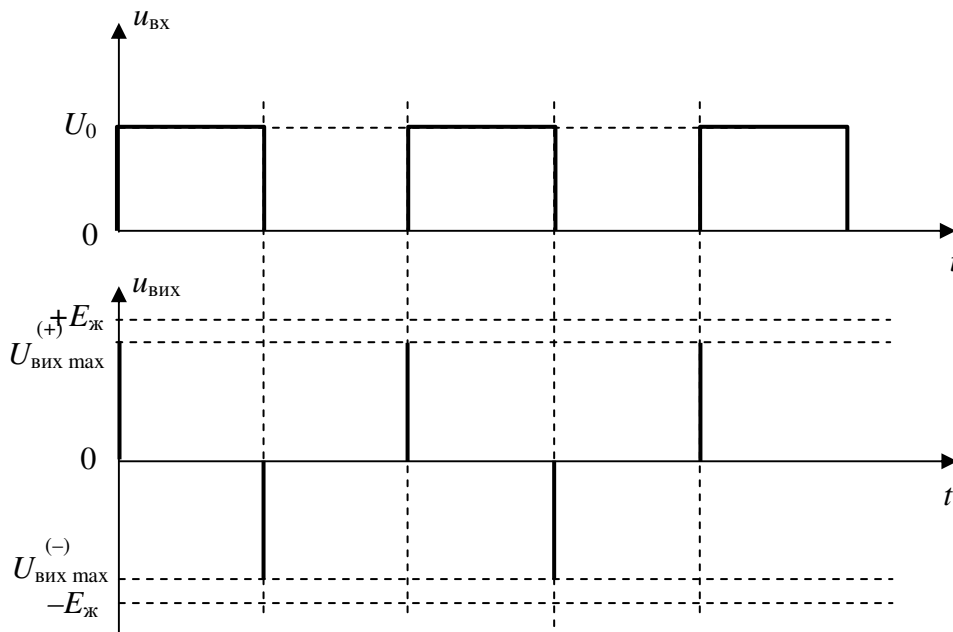


Рисунок 9.24 – Реакція інвертуючого диференціатора на прямокутний вхідний сигнал

Таку форму вихідний сигнал буде мати, якщо ОП близький до ідеального. У реальних схемах форма вихідного сигналу буде визначатися частотою проходження вхідних імпульсів та частотними властивостями операційних підсилювачів.

Крім того, схема рис. 9.22 має тенденцію до втрати стійкості, тому вживають заходи щодо динамічної стабілізації диференціатора.

На ОП можна виконати також інші схеми диференціаторів: підсумовуючого, диференціатор-підсилювач, різницевий та інші.

Диференціатор є активним фільтром верхніх частот з коефіцієнтом передачі, більшим одиниці.

9.3.8. Логарифмічні схеми

Логарифмічні та антилогарифмічні схеми використовуються для виконання аналогового множення й ділення, стиснення (компресії) сигналу, обчислення логарифмів і показових функцій та в інших пристроях.

Логарифматор

Логарифматором називається пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна логарифму вхідної напруги. Для отримання логарифмічної характеристики у коло негативного зворотного зв'язку операційного підсилювача необхідно включити елемент, який має логарифмічну вольт-амперну характеристику (ВАХ). Таким елементом є напівпровідниковий *p-n*-перехід.

Відомо, що прямі струми й напруги напівпровідникового діода зв'язані наступним співвідношенням

$$I_d \approx I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_d}{\phi_T}\right), \quad (9.27)$$

де I_0 – зворотний струм діода; ϕ_T – температурний потенціал ($\phi_T = 26$ мВ при температурі $T = 300$ К).

Аналогічно можна записати вираз для колекторного струму біполярного транзистора, включеного із спільною базою

$$I_k \approx I_{e60} \cdot \exp\left(\frac{U_{e6}}{\phi_T}\right), \quad (9.28)$$

де I_{e60} – зворотний струм емітерного переходу.

Вирази, що визначають струм діода і колекторний струм транзистора, ідентичні. Тому все, що стосується струму I_d , можна застосувати і до струму колектора I_k .

Схеми логарифматорів наведені на рис. 9.25.

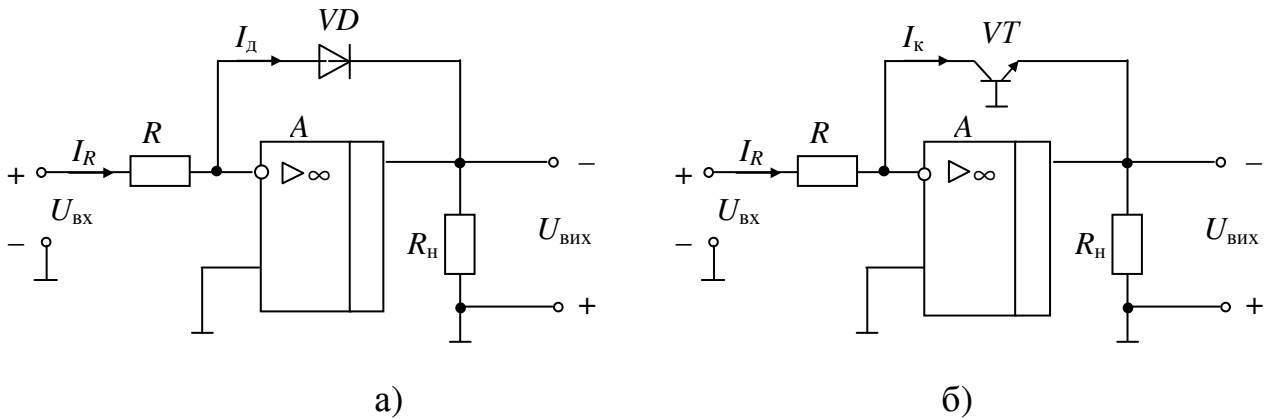


Рисунок 9.25 – Логарифматор: а – на діоді; б – на біполярному транзисторі

Проаналізуємо роботу схеми рис. 9.25,а, знайдемо взаємозв'язок між вхідною і вихідною напругами. ОП вважаємо ідеальним, тобто виконується рівність:

$$I_R = I_d, \quad U_d = U_{\text{вих}}.$$

Знайдемо струми

$$I_R = \frac{U_{\text{вх}}}{R}, \quad I_d = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{вих}}}{\phi_T}\right),$$

звідси можна записати

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R} = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{вих}}}{\phi_T}\right). \quad (9.29)$$

Прологарифмуємо вираз (9.29)

$$\ln \frac{U_{\text{вх}}}{R} = \ln I_0 + \frac{U_{\text{вих}}}{\phi_T}. \quad (9.30)$$

З виразу (9.30) знайдемо вихідну напругу

$$U_{\text{вих}} = \phi_T \ln\left(\frac{U_{\text{вх}}}{I_0 R}\right), \quad (9.31)$$

отже, вихідна напруга пропорційна логарифму вхідної напруги.

Слід зазначити, що логарифматор має вихідну напругу тільки однієї полярності, яка визначається напрямом включення діода. Схема рис. 9.25,а (як і схема рис. 9,25,б) має негативну вихідну напругу при позитивній вхідній. Якщо змінити полярність діода VD , то вихідна напруга буде позитивною при негативній вхідній. Для логарифмування двополярного вхідного сигналу необхідно використовувати у колі зворотного зв'язку два діоди, включені назустріч один одному.

Логарифматор на діоді має логарифмічну характеристику при зміні вхідної напруги приблизно у межах трьох декад. Для отримання більшого діапазону зміни вхідної напруги використовують схему рис. 9.25,б. Для цієї схеми

$$U_{\text{вих}} = \varphi_T \ln \left(\frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{еб0}} R} \right). \quad (9.32)$$

При використанні транзистора $p-n-p$ -типу одержимо позитивну вихідну напругу при негативній входній.

Звичайно для отримання широкого робочого діапазону логарифматора необхідно використовувати ОП, що мають малі значення напруги зміщення і струму зміщення.

Амплітудну характеристику логарифматора наведено на рис. 9.26, з якого видно, що логарифматор підкреслює малі сигнали і стискає великі.

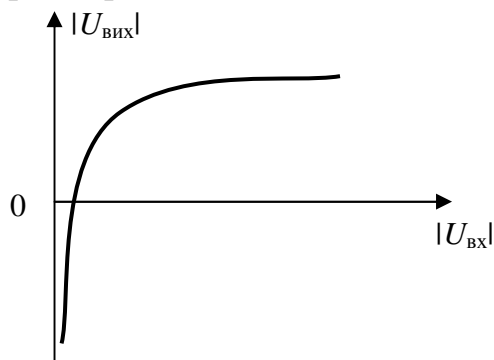


Рисунок 9.26 – Амплітудна характеристика логарифматора

Антилогарифматор

Антилогарифматором називається пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна антилогарифму від входньої напруги. Антилогарифм визначається як експонента від логарифма

$$\exp(\ln x) = x = \text{antiln}.$$

Схеми антилогарифматорів наведені на рис. 9.27.

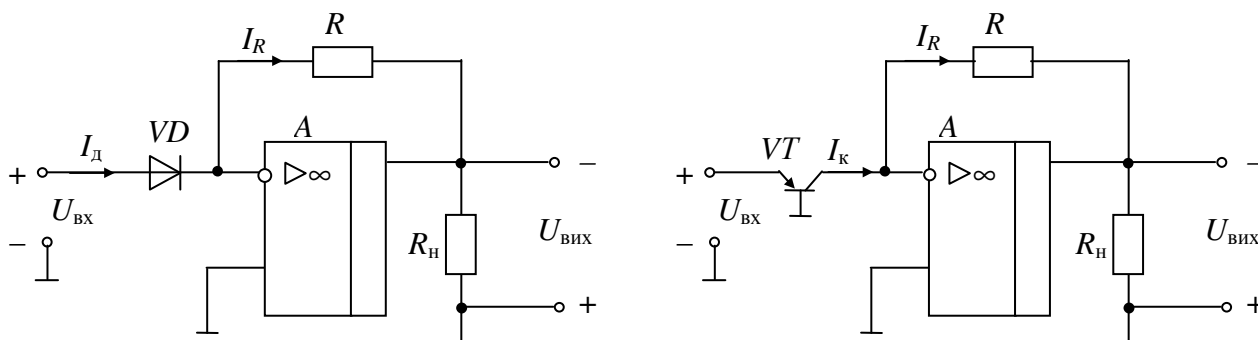


Рисунок 9.27 – Антилогарифматор: а – на діоді; б – на біполярному транзисторі

У схемі рис. 9.27, а можна вважати, що

$$I_R = I_{\text{д}}, \quad U_{\text{д}} = U_{\text{вх}}.$$

Знайдемо струми

$$I_R = \frac{U_{\text{вих}}}{R}, I_D = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{вх}}}{\Phi_T}\right).$$

З цих виразів знайдемо вихідну напругу

$$U_{\text{вих}} = RI_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{вх}}}{\Phi_T}\right) = RI_0 \cdot \text{antiln}\left(\frac{U_{\text{вх}}}{\Phi_T}\right). \quad (9.33)$$

Аналогічно одержимо формулу для схеми рис. 9.27,б

$$U_{\text{вих}} = RI_{\text{сб0}} \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{вх}}}{\Phi_T}\right) = RI_{\text{сб0}} \cdot \text{antiln}\left(\frac{U_{\text{вх}}}{\Phi_T}\right). \quad (9.34)$$

Антилогарифматор має вихідну напругу тільки однієї полярності, яка визначається напрямом включення діода або типом біполярного транзистора. Якщо вхідна напруга негативна, необхідно використовувати транзистор *n-p-n*-типу, або змінити полярність діода.

Амплітудна характеристика антилогарифматора має вигляд експоненти (рис. 9.28). Отже, антилогарифматор підкреслює великі і приховує малі сигнали.

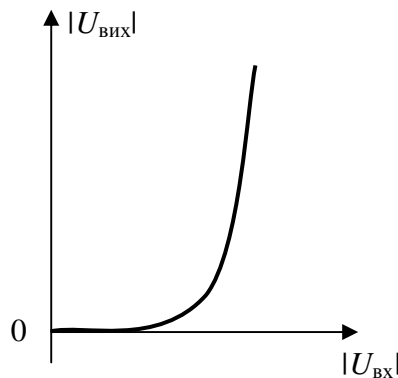
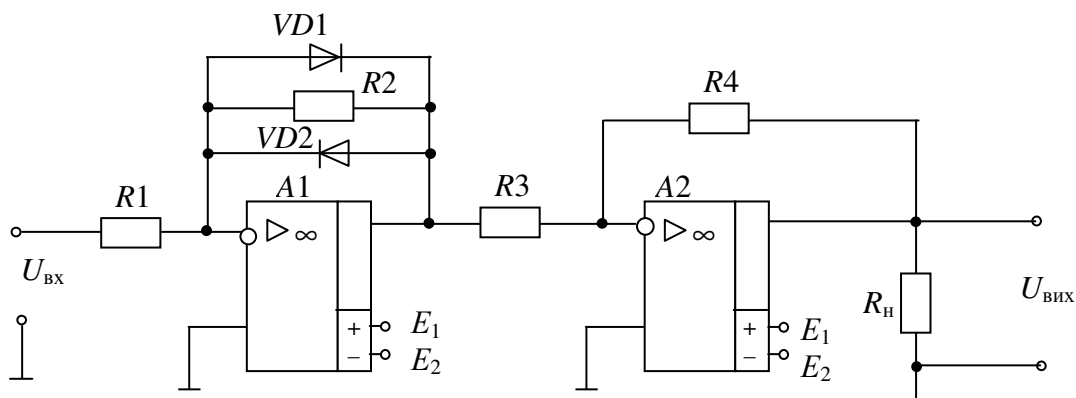


Рисунок 9.28 – Амплітудна характеристика антилогарифматора

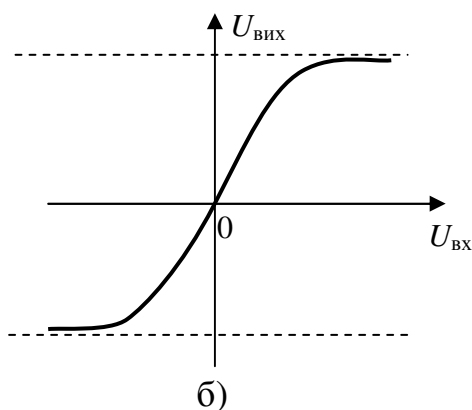
Стиснення (компресія) сигналу

Іноді в системі сигнал має такий великий динамічний діапазон, що відрегулювати його неможливо. Якщо масштаб сигналу зменшити лінійно, то інформація, яка відповідає малим напругам, буде затемнюватися шумами, й виділити її буде важко. Якщо ж використовувати логарифматор, то, як виходить з його амплітудної характеристики (рис. 9.26), великі сигнали будуть зменшуватися більше, ніж малі. Відбудеться стиснення (компресія) сигналу. Щоб уникнути розриву амплітудної характеристики поблизу нуля, необхідно використовувати двосторонній логарифматор.

Схему компресора (пристрою стиснення сигналу) наведено на рис. 9.29,а, на рис. 9.29,б – амплітудну характеристику компресора.



а)



б)

Рисунок 9.29 – Компресор
сигналу: а – схема;
б – амплітудна характеристика

Опір R_2 у колі зворотного зв'язку логарифматора забезпечує лінійну зону поблизу нуля, що дозволяє одержати скінченне підсилення сигналів дуже малої амплітуди.

Якщо діоди $VD1$ і $VD2$ підключити паралельно опору R_1 , то схема працюватиме як **розширювач**. Схеми розширення використовуються для перетворення стислих сигналів до їх первинної форми або за необхідності розрізнення близьких за амплітудою малих сигналів.

9.3.9. Активні фільтри

Операційний підсилювач є базовим вузлом для побудови **активних фільтрів**. Активні фільтри включають резистори, конденсатори, котушки індуктивності та операційні підсилювачі. Котушки індуктивності в активних фільтрах використовуються рідко, бо вони громіздкі, дорогі, можуть мати великий опір обмоток і паразитну міжвиткову ємність. Активні фільтри застосовуються в будь-якій області електроніки.

Для реалізації фільтрів використовують частотно-залежний негативний зворотний зв'язок. У активних фільтрах використовують такі переваги ОП, як високий вхідний і низький вихідний опори. Це забезпечує розв'язання входу від виходу, тому активні фільтри легко робити багатокаскадними і тим самим покращувати їхні показники. Іншою перевагою ОП, яка використовується у фільтрах, є наявність двох входів і можливість одночасного використання

негативного і позитивного зворотних зв'язків. Негативний зворотний зв'язок використовується в усіх фільтрах. Він забезпечує стабільність характеристик і низький вихідний опір фільтра.

Активні фільтри мають і **недоліки**. Вони потребують джерела живлення, а їх робочий частотний діапазон обмежений зверху частотними властивостями операційного підсилювача. Активні фільтри детальніше вивчають в інших дисциплінах. Як приклад на рис. 9.30 наведено схему універсального (багатоцільового) активного фільтра з одиничним підсиленням.

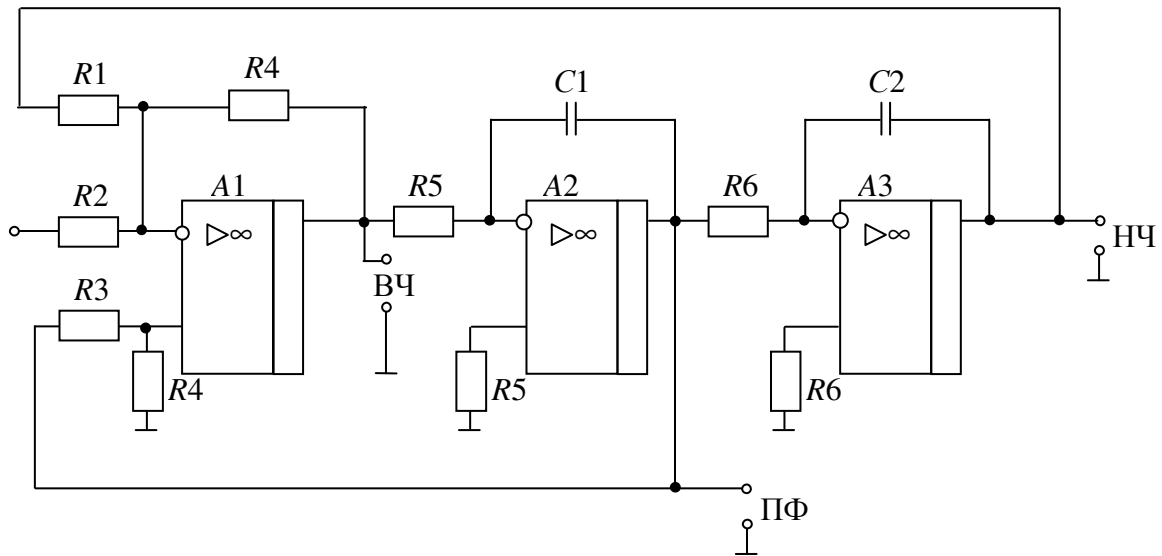


Рисунок 9.30 – Універсальний активний фільтр

Активний фільтр (рис. 9.30) складається з суматора і двох інтеграторів. Він може працювати одночасно як фільтр верхніх частот, фільтр нижніх частот і смуговий фільтр (всі – другого порядку). При цьому частотна характеристика смугового фільтра залежить від характеристик фільтрів верхніх і нижніх частот, як показано на рис. 9.31.

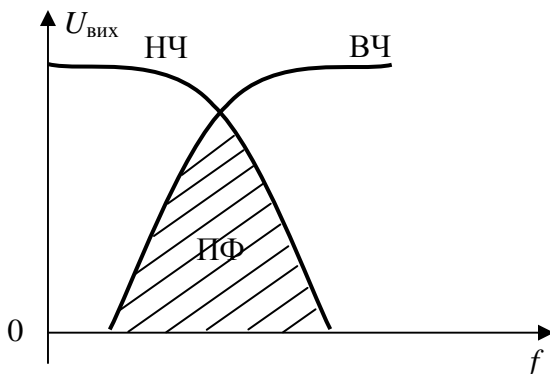


Рисунок 9.31 – Принцип дії смугового фільтра на базі універсального активного фільтра

Універсальний фільтр має високу стабільність, а налаштування частоти і налаштування добротності мало впливають одна на одну. В якості смугового універсальний фільтр може мати сталу добротність $Q = 100$. Схема

універсального активного фільтра використовується в багатьох активних фільтрах, що випускаються серійно.

Порядок фільтра – це число його полюсів. Кожен полюс дає нахил АЧХ фільтра (-20 дБ/дек), отже, фільтр другого порядку має два полюси і нахил АЧХ (-40 дБ/дек). Якщо потрібен фільтр вищого порядку, використовується каскадне з'єднання фільтрів нижчого порядку. При цьому порядки (число полюсів) окремих кіл складаються.

Наприклад, каскадне з'єднання двох фільтрів першого і другого порядків дають фільтр третього порядку; з'єднання трьох фільтрів другого порядку дадуть фільтр шостого порядку.

9.3.10. Перемножувачі. Пристрої на перемножувачах

Перемножувачі широко застосовуються для перетворення аналогових сигналів, на їх основі можна побудувати різні пристрої. Найбільшого поширення набули три типи інтегральних перемножувачів: з управляємим опором, зі змінною крутістю, логарифмічні. Перемножувачі на логарифматорах і антилогарифматорах очевидні для побудови і прості для розрахунку. Структурну схему логарифмічного перемножувача наведено на рис. 9.32, де a і b – коефіцієнти пропорційності логарифмів.

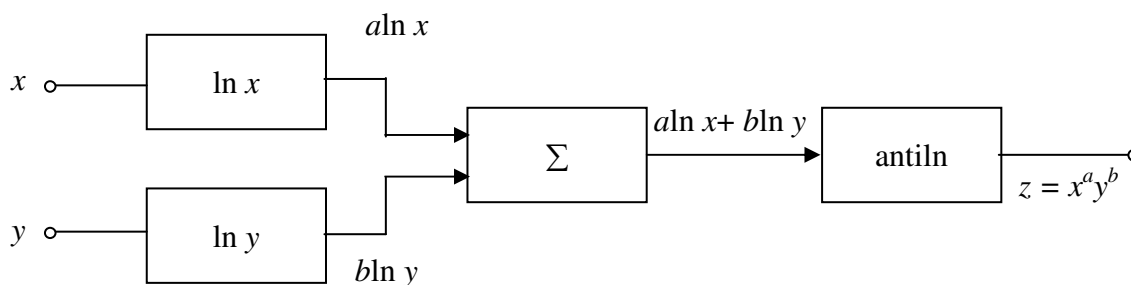


Рисунок 9.32 – Структурна схема перемножувача

Якщо $a > 1$ і $b > 1$, сигнали підносяться до ступеня і перемножуються, якщо $a = 1$ і $b = 1$, одержимо перемноження сигналів. Якщо $a < 1$ і $b < 1$, з сигналів добувається корінь. Якщо сигнали відняти $a \ln x - b \ln$, то в результаті одержимо ділення сигналів

$$z = \frac{x^a}{y^b}.$$

Схема перемножувача однополярних сигналів, виконаного на операційних підсилювачах, наведена на рис. 9.33.

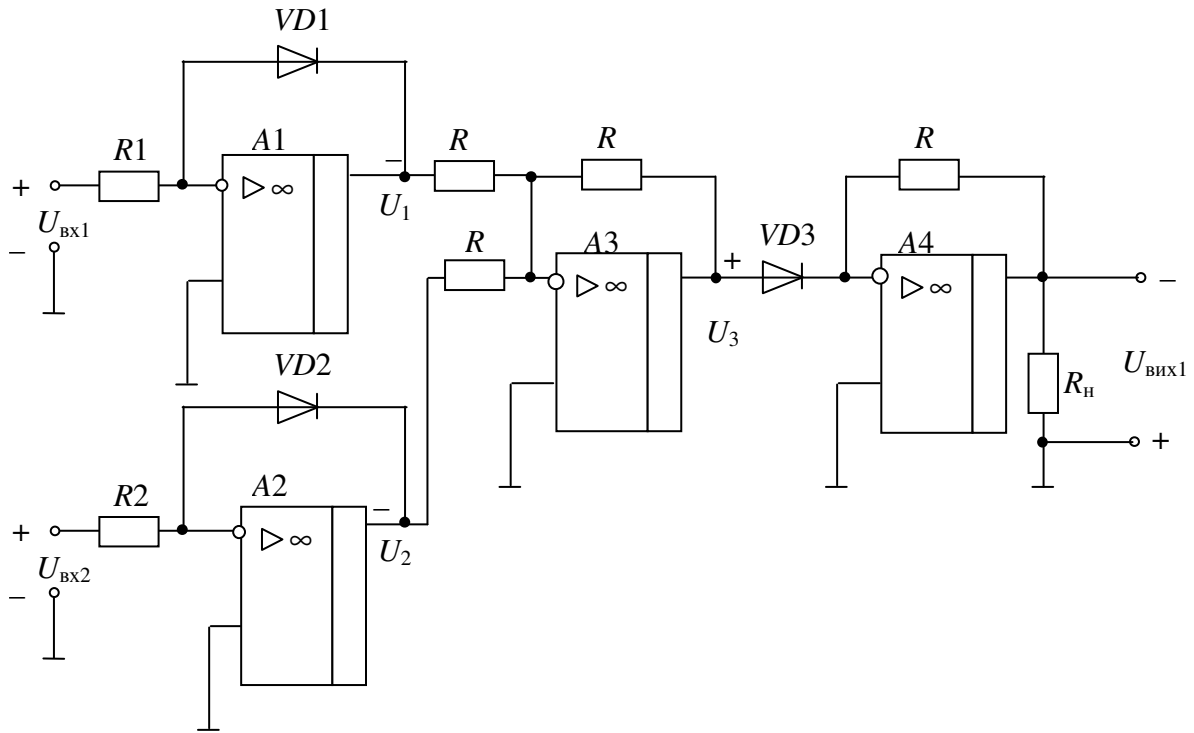


Рисунок 9.33 – Перемножувач однополярних напруг

На операційних підсилювачах $A1$ і $A2$ виконані логарифматори, напруги на виходах яких дорівнюють (за вказаної полярності на входах)

$$U_1 = -\varphi_T \left(\frac{U_{\text{BX1}}}{I_{01} R_1} \right),$$

$$U_2 = -\varphi_T \left(\frac{U_{\text{BX2}}}{I_{02} R_2} \right).$$

На операційному підсилювачі $A3$ виконаний інвертуючий суматор напруг (вагові коефіцієнти дорівнюють одиниці). Напруга на виході суматора дорівнює

$$U_3 = -(U_1 + U_2) = \varphi_T \left(\ln \left(\frac{U_{\text{BX1}}}{I_{01} R_1} \right) + \ln \left(\frac{U_{\text{BX2}}}{I_{02} R_2} \right) \right).$$

На операційному підсилювачі $A4$ виконаний антилогарифматор, напруга на виході якого пропорційна добутку вхідних напруг

$$\begin{aligned} U_{\text{ВИХ}} &= -I_{03} R_3 \text{antiln} \left(\frac{U_3}{\varphi_T} \right) = -I_{03} R_3 \text{antiln} \left(\frac{U_{\text{BX1}} \cdot U_{\text{BX2}}}{I_{01} R_1 \cdot I_{02} R_2} \right) = \\ &= -\frac{I_{03} R_3}{I_{01} R_1 \cdot I_{02} R_2} U_{\text{BX1}} \cdot U_{\text{BX2}} = k U_{\text{BX1}} \cdot U_{\text{BX2}}, \end{aligned} \quad (9.35)$$

де k – коефіцієнт пропорційності.

Якщо обрати

$$I_{03} R_3 = I_{01} R_1 I_{02} R_2,$$

то одержимо

$$U_{\text{ВИХ}} = -U_{\text{BX1}} \cdot U_{\text{BX2}}.$$

Таким чином, вихідний сигнал є результатом перемножування двох вхідних сигналів. Передбачається, що всі ОП повністю скоректовані.

Випускаються готові схеми перемножувачів. Ці схеми є складними і ретельно виконаними пристроями. Деякі перемножувачі, звані двоквadrантними, можуть працювати тільки за однієї полярності на одному з входів. Інші, звані чотириквadrантними, працюють за будь-якої полярності сигналів на обох входах.

Перемножувачі використовуються у багатьох пристроях. Розглянемо деякі з них.

Амплітудний модулятор (АМ)

Структурну схему амплітудного модулятора наведено на рис. 9.34.

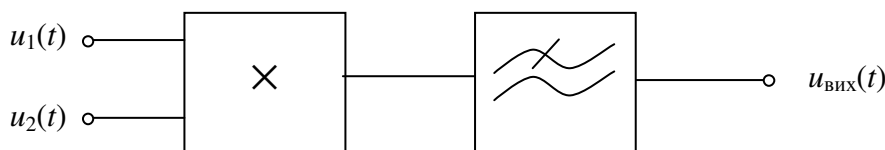


Рисунок 9.34 – Структурна схема амплітудного модулятора

На один вхід перемножувача подається коливання несучої частоти $u_1(t) = U_1 \cos \omega_0 t$, на інший – модулююче коливання $u_2(t)$, що містить постійну складову. Розглянемо випадок, коли модулюючий сигнал є гармонічним: $u_2(t) = U_0 + U_2 \cos \Omega t$. На виході перемножувача згідно формули (9.35) одержимо коливання

$$u_{\text{вих}}(t) = k u_1(t) \cdot u_2(t) = k U_1 \cos \omega_0 t (U_0 + U_2 \cos \Omega t), \quad (9.38)$$

де k – коефіцієнт пропорційності.

Як правило, повинна виконуватися нерівність $\omega_0 \gg \Omega$. Після перетворень одержимо

$$u_{\text{вих}}(t) = k U_1 U_0 \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} k U_2 U_0 [\cos(\omega_0 + \Omega)t + \cos(\omega_0 - \Omega)t]. \quad (9.39)$$

Як видно з виразу (9.39), у спектрі вихідного коливання є три гармонічних складових: на частоті несучого коливання ω_0 з амплітудою $U_{\text{н}} = k U_1 U_0$, на верхній боковій частоті $(\omega_0 + \Omega)$ з амплітудою $U = \frac{1}{2} M U_{\text{н}}$ і нижній боковій частоті $(\omega_0 - \Omega)$ з амплітудою $U = \frac{1}{2} M U_{\text{н}}$. Тут $M = \frac{U_2}{U_0}$ – коефіцієнт амплітудної модуляції. Фільтр нижніх частот у схемі рис. 9.34 служить для подавлення вищих гармонік, що формуються біля гармонік несучого коливання: $2\omega_0$, $3\omega_0$, ..., які можуть існувати в реальних пристроях. Таким чином, спектр вихідного сигналу має три складові. При подачі складного коливання $u_2(t)$ вихідний сигнал буде мати дві бокові смуги.

Балансний модулятор (БМ)

У амплітудно-модульованому коливанні інформація про модулюючий (первинний) сигнал міститься у бокових смугах: у амплітудах і у відстанях бокових частот від несучої. Несуче коливання ніякої інформації не містить. Тому можна обмежитися передачею тільки двох бокових смуг (ДБС) або однієї (ОБС). Достоїнствами двосмугової та односмугової систем передачі є можливість використання всієї потужності передавача для передачі корисної інформації, а при ОБС удвічі зменшити ширину спектра передаваного сигналу.

Балансний модулятор дозволяє одержати коливання двох бокових смуг. Структурна схема балансного модулятора аналогічна схемі на рис. 9.34. На входи перемножувача подаються два гармонічні коливання: несуче – $u_1(t) = U_1 \cos \omega_0 t$ і модулююче $u_2(t) = U_2 \cos \Omega t$ без постійної складової. На виході перемножувача одержимо коливання

$$\begin{aligned} u_{\text{вих}}(t) &= k u_1(t) \cdot u_2(t) = k U_1 \cos \omega_0 t \cdot U_2 \cos \Omega t = \\ &= \frac{1}{2} k U_1 U_2 [\cos(\omega_0 + \Omega)t + \cos(\omega_0 - \Omega)t]. \end{aligned} \quad (9.40)$$

Таким чином, вихідний сигнал має тільки два бокові коливання, несуче відсутнє. Для отримання ОБС один з двох сигналів виділяють за допомогою відповідного фільтра.

Синхронний детектор (СД)

Детектування є процесом, зворотним модуляції, тобто відновлення первинного сигналу, яким проводилася модуляція.

Структурна схема синхронного детектора (СД) АМ коливань аналогічна схемі на рис. 9.34. На входи перемножувача подаються два коливання: амплітудно-модульований сигнал $u_1(t) = U_1(t) \cos \omega_0 t$ і гармонічний опорний сигнал з частотою несучого коливання $u_2(t) = U_2 \cos \omega_0 t$. На виході перемножувача одержимо коливання

$$\begin{aligned} u_{\text{вих}}(t) &= k u_1(t) \cdot u_2(t) = \frac{1}{2} k U_1(t) U_2 [\cos(\omega_0 - \omega_0)t + \\ &+ \cos(\omega_0 + \omega_0)t] = k_1 U_1(t) + k_1 U_1(t) \cos 2\omega_0 t. \end{aligned} \quad (9.41)$$

де $k_1 = \frac{1}{2} k U_2$.

Фільтр нижніх частот (рис. 9.34) повинен виділити тільки постійну складову вихідного сигналу.

Таким чином, постійна складова на виході перемножувача, яка залишається після фільтрації, прямо пропорційна модулюючому сигналу:

$$u_{\text{вих}}(t) = k_1 U_1(t). \quad (9.42)$$

Характеристика синхронного детектора лінійна. Якнайкращим режимом роботи СД є синхронність і синфазність обох коливань $u_1(t)$ і $u_2(t)$. Ця обставина ставить жорсткі вимоги до пристрою формування опорного сигналу.

Фазовий детектор (ФД)

Структурна схема фазового детектора (ФД) аналогічна схемі на рис. 9.34. На входи перемножувача подаються два коливання з однаковою частотою ω_0 та фазовим зсувом: $u_1(t) = U_1 \cos \omega_0 t$ й $u_2(t) = U_2 \cos(\omega_0 t + \varphi)$. На виході перемножувача отримуємо:

$$\begin{aligned} u_{\text{вих}}(t) &= k u_1(t) \cdot u_2(t) = k U_1 U_2 \cos \omega_0 t \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\ &= \frac{1}{2} k U_1 U_2 [\cos \varphi + \cos(2\omega_0 t + \varphi)]. \end{aligned} \quad (9.43)$$

Постійна складова на виході перемножувача, яка залишається після фільтрації, залежить від фазового зсуву φ :

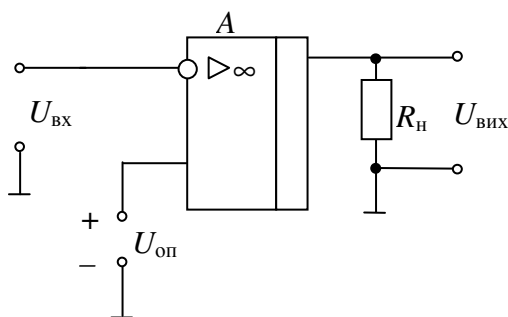
$$U_{\text{ФД}} = \frac{1}{2} k U_1 U_2 \cos \varphi. \quad (9.44)$$

Графік функції $U_{\text{ФД}}(\varphi)$ називають дискримінаційною характеристикою ФД. Фазові детектори використовують при демодуляції ФМ сигналів, у системах фазової синхронізації та інших пристроях.

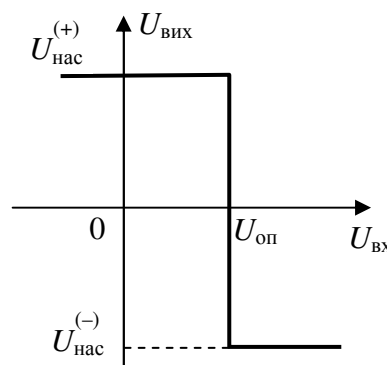
9.3.11. Компаратор. Тригер Шмітта

Компаратор – це пристрій, який порівнює напругу сигналу, що подається на один вхід, з опорною напругою, яка є на іншому вході. На виході компаратора встановлюється позитивна або негативна напруга насичення залежно від того, яка з вхідних напруг більша.

Проста схема компаратора, яка виконана на операційному підсилювачі, наведена на рис. 9.35,а, передавальна характеристика компаратора – на рис. 9.35,б.



а)



б)

Рисунок 9.35 – Компаратор напруги: а – схема; б – передавальна характеристика

Опорна напруга може мати різну полярність. Для схеми рис. 9.35,а розглянемо приклад для трикутного вхідного сигналу. Форма сигналів на вході і виході компаратора наведена на рис. 9.36.

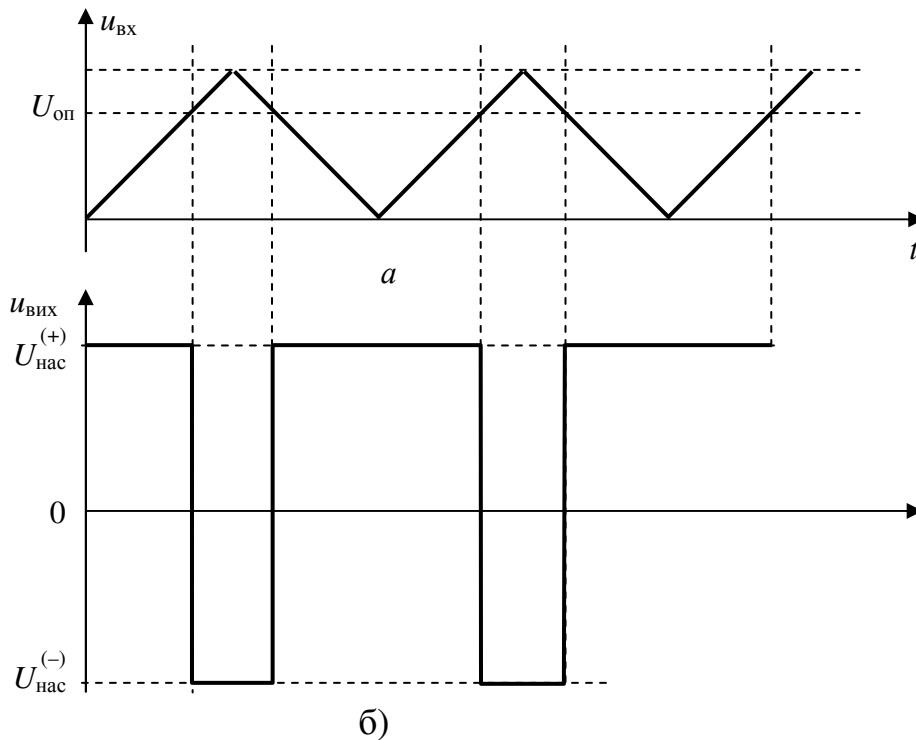


Рисунок 9.36 – Форма сигналів на вході (а) і виході (б) компаратора

Розглянемо роботу схеми рис. 9.35,а. В даній схемі опорна напруга позитивної полярності.

1) Якщо напруга на вході $U_{\text{вх}} > U_{\text{оп}}$, то згідно передавальній характеристиці компаратора рис. 9.35,б напруга на **виході дорівнює негативній напрузі насичення**:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$$

2) Якщо напруга на вході $U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}}$, то напруга на **виході дорівнює позитивній напрузі насичення**: $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$.

Таким чином, вихідна напруга стрибком перемикається від рівня $U_{\text{нас}}^{(-)}$ до рівня $U_{\text{нас}}^{(+)}$. Вихідна напруга показує: більша або менша вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ опорної напруги $U_{\text{оп}}$. Перемикання схеми відбувається при рівності напруг: $U_{\text{вх}} = U_{\text{оп}}$, тобто $U_{\text{оп}} - U_{\text{вх}} = 0$. Процес перемикання компаратора ілюструє рис. 9.36.

У аналогових інтегральних мікросхемах компаратор часто розробляється так, щоб рівні на його виході були сумісні для роботи з іншими компонентами, наприклад, зі схемами цифрової логіки: $U_1 = \text{лог. 1}$, $U_2 = \text{лог. 0}$.

Компаратори застосовують у наступних схемах.

1) У **тригері Шмітта** (схемі формування сигналу), що перетворює сигнал довільної форми в прямокутний або імпульсний сигнал.

2) У **детекторі нуля** – схемі, яка показує момент і напрям проходження вхідного сигналу через нуль вольт.

3) У **детекторі рівня** – схемі, яка показує момент досягнення вхідною напругою даного рівня опорної напруги.

4) У **генераторах** сигналів трикутної або прямокутної форми.

Розглянемо тригер Шмітта.

Тригер Шмітта

Схема компаратора 9.35,а може давати помилкове спрацьовування, якщо у вхідному сигналі присутні шуми. Для поліпшення характеристик компаратора вводиться позитивний **зворотний зв'язок**. Для цього частина вихідної напруги подається на неінвертуючий вхід операційного підсилювача. Схема такого компаратора наведена на рис. 9.37,а, його передавальна характеристика – на рис. 9.37,б. Такий компаратор називають тригером **Шмітта**.

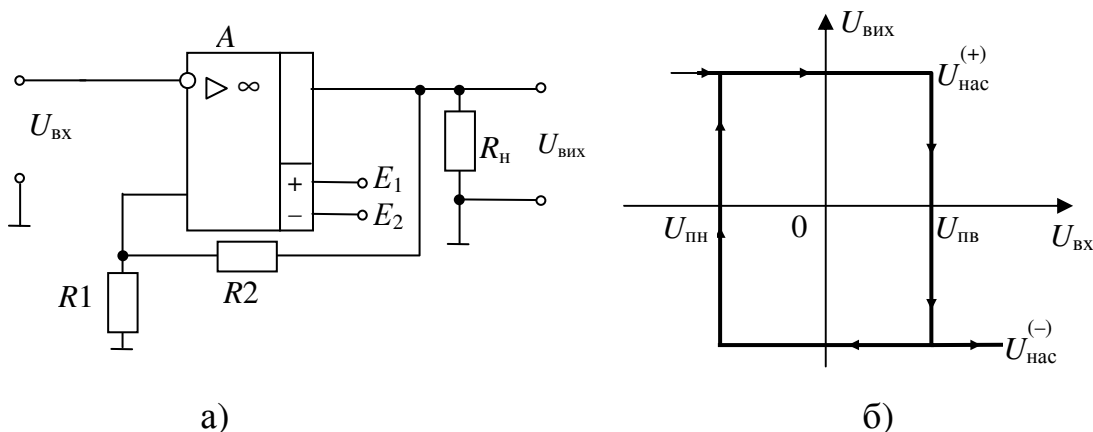


Рисунок 9.37 – Тригер Шмітта: а – схема; б – передавальна характеристика

Напруга позитивного ЗЗ, яка визначається резистивним подільником R_1 і R_2 , виконує роль опорної напруги, яка змінюється в процесі роботи, оскільки порогова напруга залежить від значення вихідної напруги.

1) Якщо вихідна напруга дорівнює $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$, то **верхня порогова напруга** дорівнює

$$U_{\text{ПВ}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{\text{нас}}^{(+)} \quad (9.45)$$

2) Якщо вихідна напруга дорівнює $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$, то **нижня порогова напруга** дорівнює

$$U_{\text{ПН}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{\text{нас}}^{(-)} \quad (9.46)$$

Як виходить з рис. 9.37,б, якщо $U_{\text{вх}} > U_{\text{ПВ}}$, то на виході встановлюється напруга $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$, схема приходить у стійкий стан. Якщо $U_{\text{вх}} < U_{\text{ПН}}$, то на виході встановлюється напруга $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$, схема переходить в інший стійкий стан.

Таким чином, у тригера Шмітта існує два стійких стани: $U_{\text{нас}}^{(-)}$ і $U_{\text{нас}}^{(+)}$.

Позитивний зворотний зв'язок створює ефект спускового механізму, прискорюючи перемикання $U_{\text{вих}}$ з одного стану в інший. Якщо порогові напруги перевищують за значенням напругу шумів, то позитивний зворотний зв'язок не допускає помилкових спрацьовувань виходу.

Різниця між напругами $U_{\text{пв}}$ і $U_{\text{пн}}$ називається **напругою гістерезису** $U_{\text{гіст}}$

$$U_{\text{гіст}} = U_{\text{пв}} - U_{\text{пн}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{\text{нас}}^{(+)} - U_{\text{нас}}^{(-)})$$

з урахуванням знаків напруг.

Найважливішим показником компараторів є їхня швидкодія.

Компаратор перетворює вхідний сигнал синусоїдної, трикутної або пилкоподібної форми у вихідний прямокутний сигнал, тобто перетворює аналогові сигнали у дискретні. Його називають також **формувачем рівнів**.

10. ЕЛЕКТРОННІ ГЕНЕРАТОРИ

10.1. Основні поняття

Коливання на виході підсилювачів, перетворювачів, детекторів існують тільки у тому випадку, коли на їх входи подаються певні сигнали. Коливання, що викликаються зовнішніми діями, називаються **змушеними**.

Коливання, що самостійно виникають за відсутності зовнішніх дій, називаються **автоколиваннями**, а пристрої, в яких вони виникають, – **автогенераторами**. Виникаючі автоколивання мають певну енергію, тому до складу автогенератора повинне входити джерело енергії, яке підтримує ці коливання. У більшості випадків як джерела енергії в автогенераторах використовують джерела постійної напруги або струму (джерела живлення).

Таким чином, **електронний генератор (автогенератор)** – це пристрій, що виробляє електричні коливання певної частоти і форми, який використовує енергію джерела живлення. Автогенератор, по суті, являє собою перетворювач енергії джерела живлення в енергію коливань.

Основними характеристиками генератора є форма, частота коливань, коефіцієнт корисної дії (ККД) і потужність, що віддається в навантаження.

За формою коливань генератори підрозділяються на генератори синусоїдних (гармонічних) і несинусоїдних коливань. За частотою генерованих коливань розрізняють: генератори інфранизької (від долей Гц до 10 Гц), низької (10 Гц...100 кГц), високої (100 кГц...100 МГц), надвисокої (понад 100 МГц) частоти. Важливою характеристикою генератора є також нестабільність частоти, яка визначається як відносне відхилення частоти генерованих коливань від номінального значення. Стабільність частоти автоколивань залежить від багатьох факторів. Зміни температури навколишнього середовища, напруги джерела живлення та інші дестабілізуючі фактори, приводять до зміни режимів і параметрів підсилювальних пристроїв, зміни параметрів елементів, що входять в генератор. В результаті цього змінюється частота генерованих коливань.

Автогенератори виконують на основі підсилювачів, охоплених позитивним зворотним зв'язком (ПЗЗ). За принципом роботи розрізняють автогенератори із зовнішнім і внутрішнім зворотним зв'язком. Як активні елементи в генераторах застосовуються транзистори, електронні лампи, тунельні діоди, аналогові і цифрові мікросхеми та інші електронні пристрої. Узагальнену структурну схему автогенератора із зовнішнім позитивним зворотним зв'язком (ПЗЗ) наведено на рис. 10.1.

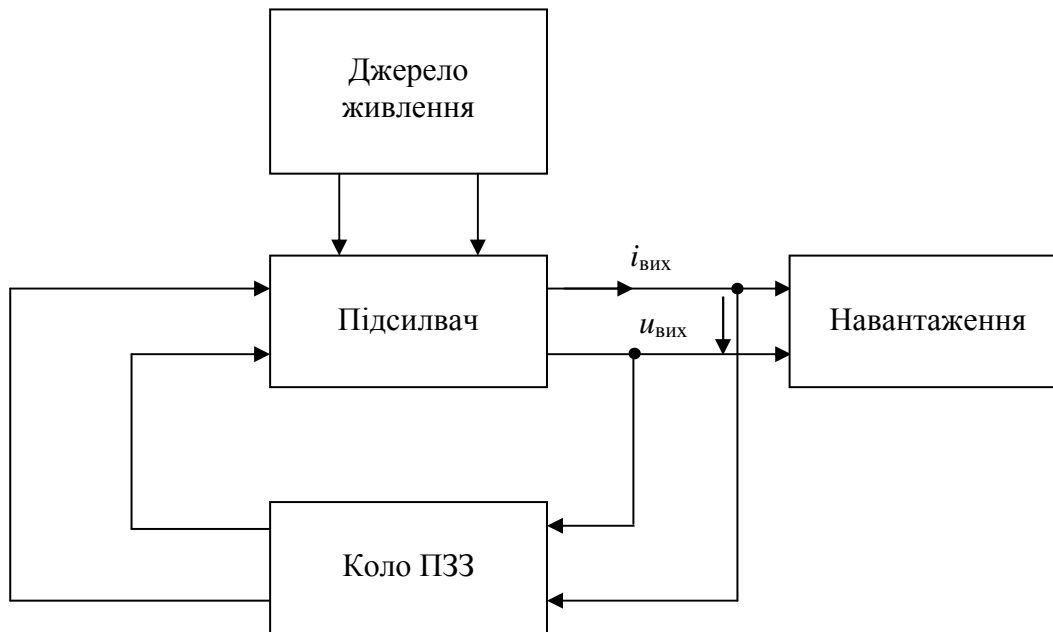


Рисунок 10.1 – Структурна схема автогенератора із зовнішнім колом позитивного зворотного зв'язку

10.2. Генератори гармонічних коливань

У генераторах гармонічних коливань форма вихідної напруги близька до синусоїдної. Це досягається тим, що в петлю позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ) включається частотно-вибіркове коло (фільтр). Як фільтри використовують LC -контури, кварцові резонатори, RC -кола та інші селективні кола. Структурну схему генератора гармонічних коливань наведено на рис. 10.2, в цій схемі джерело живлення включене в схему підсилювача.

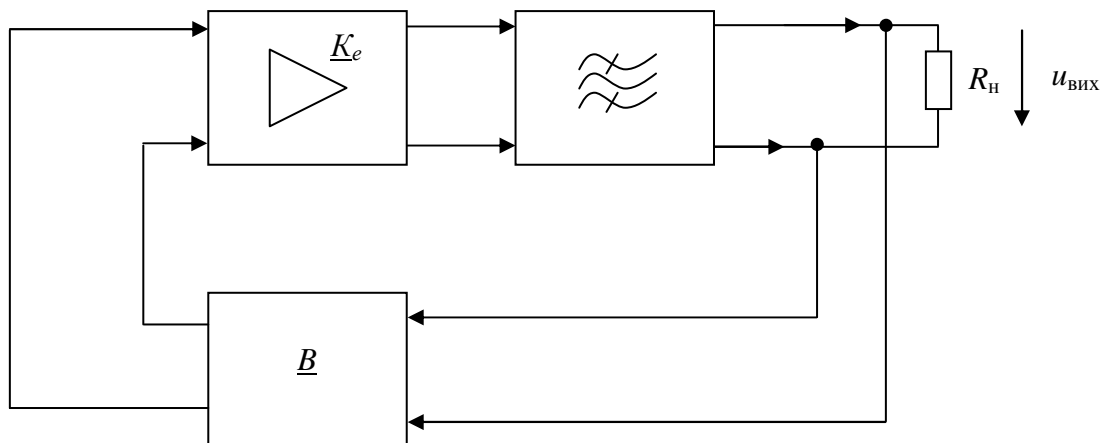


Рисунок 10.2 – Структурна схема генератора гармонічних коливань

Як показано в розділі 4, самозбудження схеми відбудеться, коли $K_{сзв}$ наближається до нескінченності, тобто коли знаменник виразу (3.10)

$$K_{сзв} = \frac{K_e}{|1 - BK_e|}$$

буде дорівнювати нулю (4.1):

$$|1 - BK_e| = 0.$$

З умови (4.1) одержані дві умови самозбудження:

1) $BK_e = 1$ – умова амплітуд (4.2);

2) $\varphi = \varphi_e + \varphi_B$ – умова фаз (4.3).

Для підсилювачів і систем автоматичного регулювання потрібно, щоб **система була стійкою**, тобто, щоб у відсутності вхідного сигналу коливань в них не було.

У протилежність цьому в автогенераторі стан рівноваги повинен бути **нестійким**, щоб виникав процес **самозбудження**.

Причиною виникнення коливань є флуктуації струму і напруги в елементах схеми, наприклад, тепловий шум, дробовий шум. Терміном «шум» прийнято називати перешкоди флуктуаційного характеру, які зобов'язані своїм походженням тепловим хаотичним рухам заряджених частинок (тепловий шум активного опору), нерівномірному випромінюванню електронів і дірок емітуючими електродами (дробовому ефекту) та іншим явищам. Спектр цих коливань містить практично компоненти всіх частот, спектр шуму неперервний. Такий шум називають *білим*.

Флуктуації на вході підсилювача підсилюються, а потім виділяються вузькосмуговим фільтром. Найбільшу амплітуду на виході фільтра матимуть коливання з частотою, близькою до резонансної частоти ω_0 фільтра. Виділені фільтром коливання по колу ЗЗ потрапляють на вхід підсилювача. Якщо напруга ЗЗ співпадає за фазою з будь-якою напругою, вони складуються, підсилюються. Знову підсилений сигнал потрапляє на вхід у фазі, підсилюється і так далі. Виникає процес **самозбудження** на частоті, близькій до резонансної частоти ω_0 фільтра.

На початковому етапі, коли коливання малі за амплітудою, підсилювач поводить себе як лінійний пристрій. Тому для визначення умов генерації коливань можна скористатися умовами самозбудження підсилювача із зворотним зв'язком (4.2) і (4.3). В результаті одержимо:

1) умову балансу амплітуд: $BK_e = 1$; (10.1)

2) умову балансу фаз: $\varphi = \varphi_e + \varphi_B = 0, 2\pi$. (10.2)

Умова балансу амплітуд означає, що в генераторі коливання виникають тільки у тому випадку, коли підсилювач компенсує втрати в петлі позитивного ЗЗ. Умова балансу фаз означає, що фази напруги ЗЗ і вхідної напруги співпадають ($\varphi = \varphi_e + \varphi_B$ – зсув фаз за петлею ЗЗ), отже, зворотний зв'язок повинен бути *позитивним*. Із зростанням амплітуди генерованих коливань все сильніше виявляється нелінійність ВАХ електронних приладів підсилювача. Нелінійність обмежує амплітуду, вона приймає максимальне значення, форма сигналу близька до синусоїдної. У генераторі устанавлюється стаціонарний динамічний режим з постійною амплітудою коливання $U_{\text{твих}}$ і частотою ω_0 .

З розгляду процесу самозбудження виходить, що **будь-який автогенератор повинен містити нелінійний елемент**, оскільки стаціонарні коливання встановлюються тільки завдяки нелінійності ВАХ. У лінійній системі одержати стаціонарні автоколивання з постійною амплітудою

неможливо. У дослідженні будь-яких автогенераторів можна виділити три основних завдання: 1) аналіз умов самозбудження; 2) визначення стаціонарних режимів (форми, амплітуди і частоти генерованих коливань) і аналіз їхньої стійкості; 3) дослідження перехідних процесів установлення коливань.

Процеси, що відбуваються в автоколивальних системах, описуються нелінійними диференційними рівняннями. Точних аналітичних методів розв'язання нелінійних диференційних рівнянь не існує. У зв'язку з цим була розроблена велика кількість методів наближеного аналізу нелінійних кіл. Кожен метод має певні переваги при розв'язанні деяких задач, поступаючись іншим методам в інших випадках.

У табл. 10.1 наведено принципові схеми генераторів гармонічних коливань на біполярних транзисторах і наближені значення генерованої частоти. Перші три схеми (1, 2, 3) в цій таблиці являють собою *LC*-генератори, які використовуються для генерування високих частот.

У схемі 1 табл. 10.1 використано трансформаторний зв'язок коливального контура із входом підсилювача. Оскільки на резонансній частоті опір контура чисто активний, то зсув фаз, які дає підсилювач, дорівнює $\varphi_e = \pi$. Отже, для забезпечення в схемі умови балансу фаз необхідно створити додатковий фазовий зсув в колі зворотного зв'язку $\varphi_B = \pi$.

Таблиця 10.1 – Генератори гармонічних коливань

№ пп.	Назва	Принципова схема	Частота, що генерується
1	<i>LC</i> -генератор з трансформа- торним зв'язком		$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC_2}}$

Закінчення табл. 10.1

1	2	3	4
2	LC-генератор, індуктивна триточкова схема		$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{C_2(L_1 + L_2)}}$
3	LC-генератор, ємнісна триточкова схема		$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC_2C_3 \over C_2 + C_3}}$
4	RC-генератор		$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{6RC}}$

У даній схемі це досягається зустрічним включенням котушки $L_{3\text{В}}$ по відношенню до котушки коливального контура L (початки обмоток відмічені точками). Резистори R_6 і R_e забезпечують необхідний режим роботи

підсилювача за постійним струмом, конденсатор C_1 з'єднує з корпусом котушку зв'язку $L_{зв}$ на частоті генерації схеми.

У схемах 2 і 3 табл. 10.1 використані три точки підключення коливального LC -контура до підсилювача, так звані **треточкові схеми**.

Розглянемо узагальнену еквівалентну схему треточкового автогенератора, наведену на рис. 10.3. У цій схемі підсилювальний елемент позначений ПЕ.

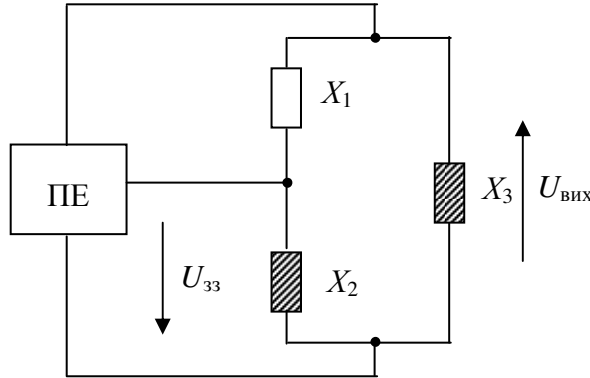


Рисунок 10.3 – Узагальнена треточкова схема автогенератора гармонічних коливань

Коливальний контур в цій схемі складається з реактивних опорів X_1 , X_2 , X_3 . У генераторі повинні одночасно виконуватися умови балансу амплітуд і фаз. Виконання першої з цих умов забезпечується вибором K_e і B , при якому $BK_e \geq 1$.

Оскільки напруга $U_{вих}$ на виході підсилювального елемента (ПЕ) зміщена відносно вхідної напруги $U_{вх} = U_{зв}$ на π , то для виконання умови фаз ($\varphi = \varphi_e + \varphi_B = 0 \dots 2\pi$) потрібно в подільнику напруги, який складається з X_1 і X_2 , одержати зсув фаз $\varphi_B = \pi$. Для цього повинна виконуватися умова

$$\frac{X_2}{X_1 + X_2} < 0, \quad (10.3)$$

тобто відношення повинне бути негативним.

Для виконання умови (10.3) реактивності X_1 і X_2 повинні мати різний характер і, крім того, повинна виконуватися нерівність $|X_1| > |X_2|$.

Для виконання умови резонансу повинна виконуватися рівність

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \quad (10.4)$$

Оскільки $|X_1| > |X_2|$, умову (10.4) буде виконано тільки в тому випадку, якщо реактивний опір X_3 має той же характер, що і X_2 . На рис. 10.3 однотипні за характером реактивні опори заштриховані.

Існує два типи треточкових схем:

- а) **індуктивна треточка**, в якій X_2 і X_3 – індуктивності, X_1 – ємність;
- б) **ємнісна треточка**, в якій X_2 і X_3 – ємності, X_1 – індуктивність.

LC -генератори майже не використовуються для отримання низькочастотних коливань, оскільки при цьому доводиться застосовувати котушки і конденсатори з великими L і C , що мають великі габарити і масу. Зібрані на них фільтри виходять низькодобротними. У цьому частотному діапазоні переважно використовуються RC -генератори, частота генерації яких визначається параметрами фазозсувного RC -кола. Принципову схему RC -

генератора на біполярному транзисторі наведено в табл. 10.1 (схема 4). Генератор з мостом Віна є найбільш поширеним типом RC -генератора. Основу його складає послідовно-паралельний RC -фільтра, який включений в коло зворотного зв'язку підсилювача. У генераторі з мостом Віна для виконання умови балансу фаз (отримання позитивного зворотного зв'язку) необхідно використовувати двокаскадний підсилювач із спільним емітером (або спільним витоком). Збільшення загального коефіцієнта підсилення дозволяє також забезпечити і необхідну умову амплітуд.

В діапазоні НВЧ використовують, в основному, автогенератори, які виконані на двополюсниках з негативним диференціальним опором. До їхнього числа відносяться генератори на напівпровідникових і електровакуумних приладах: тунельних і лавинно-пролітних діодах, діодах Ганна, відбивальних клістронах, магнетронах та інших електронних приладах. У більшості випадків ці генератори є генераторами майже гармонічних коливань. Генерація в них здійснюється за рахунок негативного диференціального опору (внутрішнього позитивного ЗЗ), що вноситься у вибірккову систему. Негативний опір можна одержати за допомогою електронних елементів з ВАХ, що має падаючу ділянку (а–б) (рис. 10.4,а).

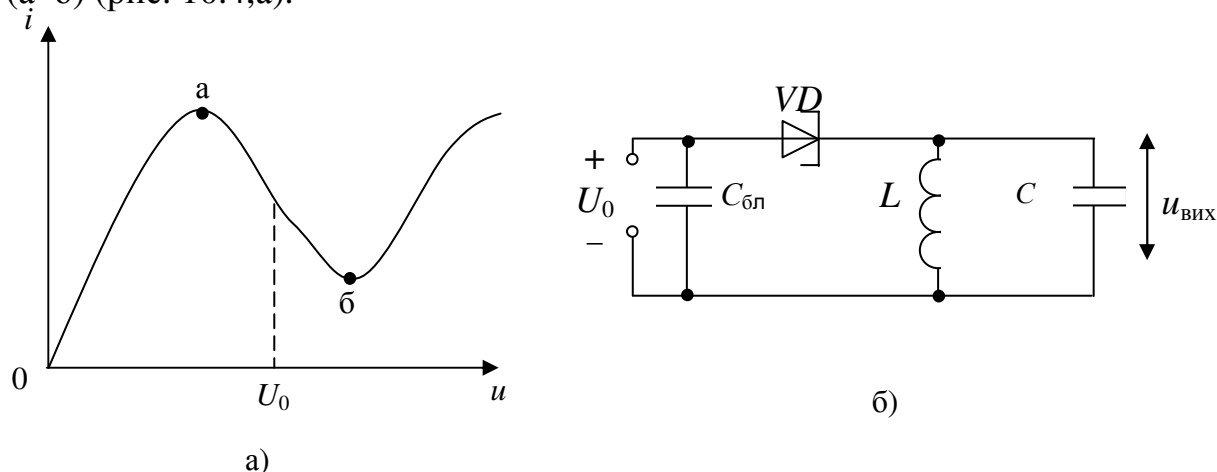


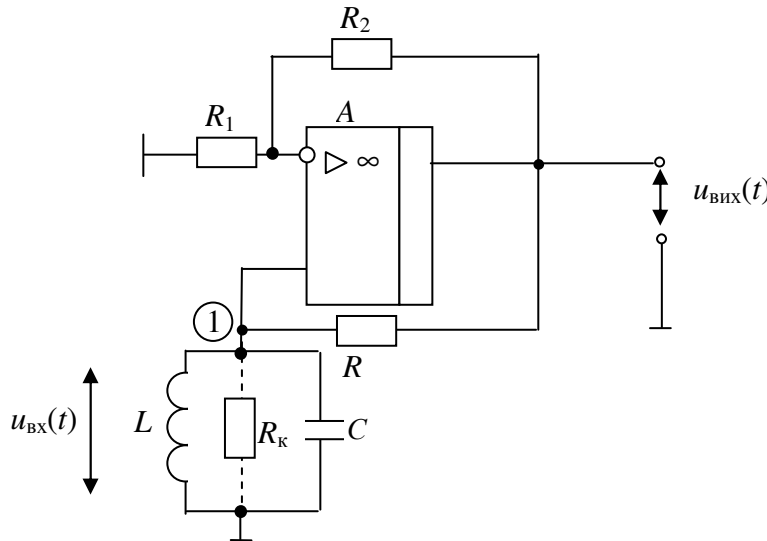
Рисунок 10.4 – Генератор на тунельному діоді: а – ВАХ тунельного діода; б – схема генератора

Наведену ВАХ має тунельний діод. На ділянці (а–б) диференціальний опір має негативний знак. Схема генератора на тунельному діоді зображена на рис. 10.4, б. Конструктивне виконання фільтра залежить від частоти генерованих коливань. За допомогою напруги зміщення U_0 робоча точка встановлюється приблизно у середині падаючої ділянки (а–б) ВАХ діода. Блокувальний конденсатор $C_{бл}$ захищає джерело постійної напруги від проходження через нього змінного струму генерованої частоти.

10.3. Генератори гармонічних коливань на операційних підсилювачах

Автогенератори гармонічних коливань виконують також на операційних підсилювачах (ОП), структурна схема генератора аналогічна рис. 10.2.

Схему одного з варіантів LC -генератора на ОП наведено на рис. 10.5.

Рисунок 10.5 – LC -генератор на операційному підсилювачі

В ролі елемента підсилювання в цій схемі виступає неінвертуючий підсилювач з коефіцієнтом підсилення $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Паралельний LC -контур є фільтром, який задає частоту генерованого коливання. Коло позитивного зворотного зв'язку утворене резистором R і LC -контуром. Енергетичні втрати в LC -контурі зумовлені внутрішнім активним опором елементів L і C , які можна схарактеризувати еквівалентним опором контура R_k на резонансній частоті $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Операційний підсилювач, включений за неінвертуючою схемою, підсилює вхідну напругу $u_{\text{вх}}(t)$ в K разів.

Для виведення рівняння генератора складемо рівняння для струмів у вузлі 1. В результаті одержимо

$$\frac{u_{\text{вих}} - u_{\text{вх}}}{R} - \frac{u_{\text{вх}}}{R_k} - C \frac{du_{\text{вх}}}{dt} - \frac{1}{L} \int u_{\text{вх}} dt = 0. \quad (10.5)$$

Оскільки $u_{\text{вих}} = Ku_{\text{вх}}$, де $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, рівняння (10.5) перетворимо

$$\frac{d^2 u_{\text{вх}}}{dt^2} + \left(\frac{1-K}{RC} + \frac{1}{R_k C} \right) \frac{du_{\text{вх}}}{dt} + \frac{1}{LC} u_{\text{вх}} = 0. \quad (10.6)$$

Позначимо: $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ – кутова частота;

$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{RC} \cdot \left(1 - K + \frac{R}{R_k} \right)$ – коефіцієнт демпфування,

і перетворимо рівняння (10.6)

$$\frac{d^2 u_{\text{вх}}}{dt^2} + 2\alpha \frac{du_{\text{вх}}}{dt} + \omega_0^2 u_{\text{вх}} = 0. \quad (10.7)$$

Рівняння (10.7) має таке рішення

$$u_{\text{вх}}(t) = U_0 e^{-\alpha t} \sin \left(\left(\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \right) t \right). \quad (10.8)$$

Аналіз виразу (10.8) виявляє три характерні ситуації:

1) $\alpha > 0$, амплітуда вихідної напруги

$$U_{\text{мвих}} = KU_{\text{мвх}} = K \cdot U_0 e^{-\alpha t} \quad (10.9)$$

зменшується за експоненціальним законом, **коливання загасають**. Для отримання $\alpha > 0$ повинна виконуватися нерівність

$$\left(1 - K + \frac{R}{R_k} \right) > 0.$$

Підставивши значення K , одержимо умову загасаючих коливань:

$$\frac{R}{R_k} > \frac{R_2}{R_1}. \quad (10.10)$$

Частота генерованих коливань дорівнює

$$\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2},$$

тобто менше резонансної частоти контура.

2) $\alpha < 0$, амплітуда вихідної напруги зростає за експоненціальним законом, **коливання зростають**. Аналогічно одержимо умову зростаючих коливань

$$\frac{R}{R_k} < \frac{R_2}{R_1}, \quad (10.11)$$

частота генерованих коливань

$$\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}.$$

3) $\alpha = 0$ – гармонічні коливання з постійною амплітудою: $U_{\text{мвих}} = KU_{\text{мвх}}$. Умова виникнення таких коливань

$$\frac{R}{R_k} = \frac{R_2}{R_1}, \quad (10.12)$$

$$\omega_r = \omega_0 - \text{частота коливань.}$$

Третя ситуація відповідає несталому стану рівноваги в пристрої.

Самозбудження генератора при включенні джерела живлення можливе тільки за умови $\alpha < 0$. **В цьому випадку амплітуда вихідної напруги буде обмежена нелінійністю амплітудної характеристики ОП, встановиться стаціонарний режим.**

На високих частотах досить легко реалізувати коливальний контур з високою добротністю, при цьому вихідна напруга залишається синусоїдною навіть при великому перевантаженні підсилювача.

Стабільність частоти автогенератора є однією з найважливіших його характеристик, яка в значній мірі визначає надійність і безперебійність роботи систем зв'язку, точність роботи радіолокаційних станцій і надійність роботи інших пристроїв. У різних пристроях вимоги до стабільності частоти виявляються суттєво різними.

Високу стабільність частоти мають генератори, в яких використовується **кварцовий резонатор** як селективний блок. Кварцовий резонатор є плоскою

пластиною, вирізаною з кристала кварцу, на протилежні поверхні якої наносяться металеві контакти. Пластина кварцу є електромеханічним резонатором, в якому енергія електричного поля перетворюється в енергію механічних коливань. Електрично кварцовий резонатор поводить як коливальний контур з високою добротністю: $Q = 10^5 \dots 10^6$.

На рис. 10.6 наведено еквівалентну схему кварцового резонатора.

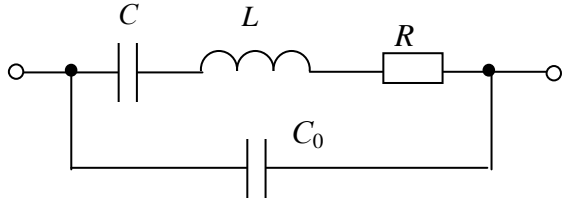


Рисунок 10.6 – Еквівалентна схема кварцового резонатора

На схемі рис. 10.6 L , C , r – параметри кварцу, C_0 – ємність між контактами кварцу. Кварцовий резонатор, як видно з його еквівалентної схеми, має дві резонансні частоти.

Частота послідовного резонансу дорівнює

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

частота паралельного резонансу дорівнює

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}.$$

Оскільки $C_0 \gg C$, то частоти ω_0 і ω_1 мало відрізняються одна від одної, тобто $\omega_1 \approx \omega_0$.

Приклад виконання кварцового генератора на операційному підсилювачі наведено на рис. 10.7.

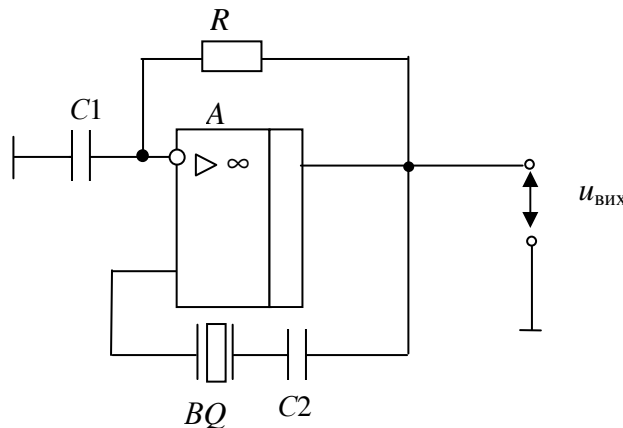


Рисунок 10.7 – Кварцовий генератор на операційному підсилювачі

У цій схемі кварц використовується як еквівалентна індуктивність, яка разом з ємністю C_2 створює послідовний коливальний контур. На резонансній частоті послідовний контур має мінімальний опір, глибина позитивного зворотного зв'язку максимальна, тому на цій частоті виникає генерація. Для виконання балансу амплітуд на частоті генерації f_0 усувається негативний зворотний зв'язок. Для цього елементи C_1 і R вибирають такими, щоб

виконувалася умова $\frac{1}{2\pi f_0 C_1} \ll R$. Для стабілізації режиму ОП охоплений глибоким негативним зворотним зв'язком за постійним струмом.

Низькочастотний RC -генератор з мостом Віна зручно виконати на операційному підсилювачі. Схему RC -генератора наведено на рис. 10.8.

Роль елемента підсилення у схемі рис. 10.8 виконує неінвертуючий підсилювач з коефіцієнтом підсилення $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. В коло позитивного зворотного зв'язку включений пасивний смуговий фільтр – міст Віна. Опори послідовної і паралельної частин моста Віна дорівнюють відповідно

$$Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C}, \quad Z_2 = \frac{R}{1 + j\omega RC}.$$

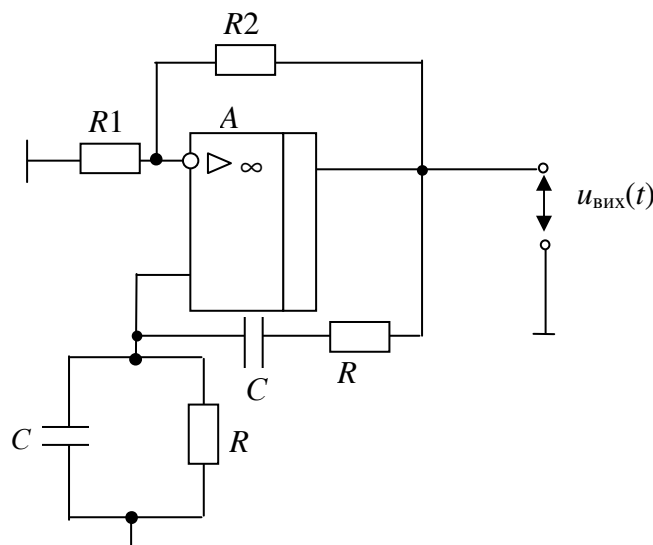


Рисунок 10.8 – RC -генератор з мостом Віна на операційному підсилювачі
Комплексний коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку дорівнює

$$\underline{B} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}. \quad (10.13)$$

Величина B досягає максимуму, коли уявна частина знаменника дорівнює нулю

$$\omega RC - \frac{1}{\omega RC} = 0,$$

тобто на частоті

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}.$$

На частоті ω_0 величина B має дійсне максимальне значення, що дорівнює

$$B_{\max} = \frac{1}{3}, \quad (10.15)$$

зворотний зв'язок – позитивний. Таким чином, баланс фаз буде забезпечений на частоті ω_0 . Для виконання умови балансу амплітуд підсилювач повинен

компенсувати загасання, що вноситься фільтром на частоті генерації ω_0 , тобто коефіцієнт підсилення підсилювача повинен дорівнювати

$$K = \frac{1}{B_{\max}} = 3. \quad (10.16)$$

Виконання умови (10.16) забезпечується за допомогою вибору елементів кола негативного зворотного зв'язку R_1 і R_2 .

Для поліпшення якісних показників схему рис. 10.8 ускладнюють: використовують систему автоматичної стабілізації амплітуди коливань і на виході застосовують буферний підсилювач.

10.4. Генератори несинусоїдних коливань

Несинусоїдні коливання, які характеризуються розривом функції або її похідної, називаються **релаксаційними**, а створюючі їх пристрої – **генераторами релаксаційних коливань**. До них відносяться генератори прямокутних, пилоподібних і трикутних коливань.

Автоколивальний мультивібратор

Мультивібратор – це релаксаційний генератор, який генерує прямокутні імпульси із заданою тривалістю і частотою повторення. Мультивібратор є двокаскадним RC -підсилювачем, вихід кожного з яких з'єднаний зі входом іншого. При цьому утворюється замкнуте коло з позитивним зворотним зв'язком: один RC -каскад має зсув фази вхідної напруги π , два каскади дають загальний зсув фаз 2π . Таким чином, зворотний зв'язок виходить позитивним. Просту схему мультивібратора, виконаного на двох підсилювачах із спільним емітером, наведено на рис. 10.9.

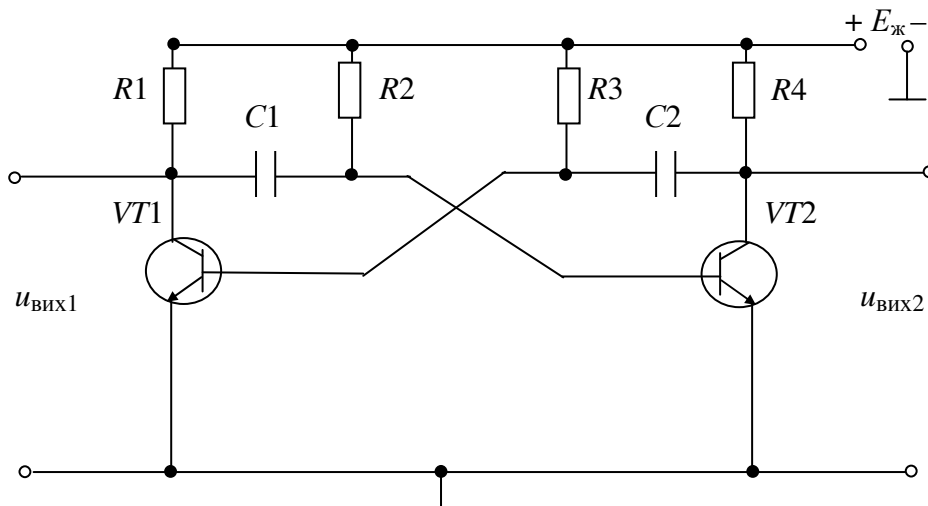


Рисунок 10.9 – Мультивібратор на біполярних транзисторах

Мультивібратор називають **симетричним**, якщо транзистори однакові, а $R_1 = R_4 = R_{\kappa}$, $R_2 = R_3 = R_{\delta}$, $C_1 = C_2 = C$, і **несиметричним**, якщо будь-яка з цих умов не виконується.

Транзистори в мультивібраторі працюють в ключовому режимі. Мультивібратор має два стани квазірівноваги: в одному з них транзистор $VT1$ відкритий (знаходиться в режимі насичення), а транзистор $VT2$ закритий (знаходиться в режимі відсічки); в другому, навпаки, транзистор $VT1$ закритий, а транзистор $VT2$ відкритий. Кожний із станів квазірівноваги нестійкий, тому що негативний потенціал на базі закритого транзистора прагне до позитивного потенціалу джерела живлення, коли відповідний конденсатор заряджається. В той момент, коли цей потенціал стає позитивним, стан квазірівноваги порушується: закритий транзистор відкривається, відкритий – закривається, і мультивібратор переходить в новий стан рівноваги. Навантаження можна підключити до будь-якого виходу. У несиметричному мультивібраторі можна отримати послідовність П-імпульсів різної щільності залежно від сталих часу $\tau_1 = C_1 R_2$ і $\tau_2 = C_2 R_3$. У симетричному мультивібраторі $\tau_1 = \tau_2 = CR_6$, тривалості напівперіодів будуть однаковими, щільність дорівнює двом, повний період коливань дорівнює

$$T \approx 1,4CR_6,$$

частота коливань дорівнює

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1,4CR_6}.$$

У сучасних пристроях генератори П-імпульсів виконуються на аналогових і цифрових мікросхемах.

Автоколивальний мультивібратор на операційному підсилювачі

Схему мультивібратора на операційному підсилювачі наведено на рис. 10.10.

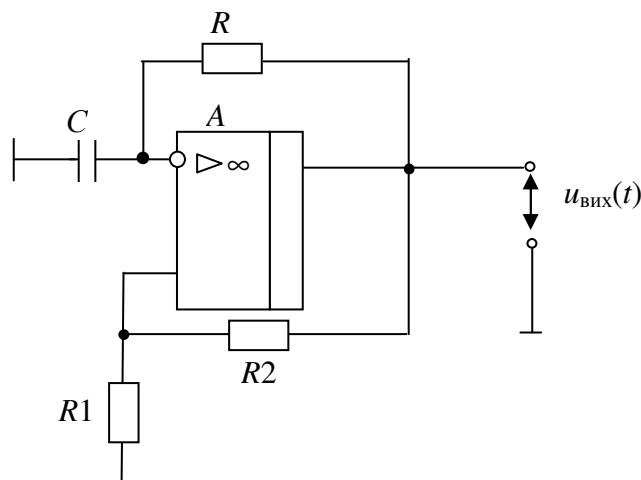


Рисунок 10.10 – Мультивібратор на операційному підсилювачі

Схема мультивібратора (рис. 10.10) схожа на схему тригера Шмітта (рис. 9.37,а), тільки на відміну від тригера Шмітта генератор вхідної напруги замінений конденсатором C . Резистори R_1 і R_2 утворюють подільник для подачі на вхід напруги позитивного зворотного зв'язку. Як виходить з рис. 9.37,б, в тригері Шмітта вихідна напруга може приймати два значення: $U_{\text{нас}}^{(+)}$ або $U_{\text{нас}}^{(-)}$

залежно від значення вхідної напруги. Згідно формулам (9.45) і (9.46) значення напруги позитивного зворотного зв'язку залежить від значення вихідної напруги і відповідно дорівнює: $U_{\text{пв}}$ – верхній пороговій напрузі або $U_{\text{пн}}$ – нижній пороговій напрузі. Резистор R і конденсатор C утворюють коло негативного зворотного зв'язку. Перемикання схеми визначається напругою u_c на конденсаторі C .

При $u_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$ напруга позитивного ЗЗ дорівнює *позитивній* по відношенню до корпусу верхньої порогової напруги $U_{\text{пв}}$ (формула (9.45)). Конденсатор C заряджається. До тих пір, поки напруга на конденсаторі u_c залишається меншою $U_{\text{пв}}$, на виході зберігається напруга $U_{\text{нас}}^{(+)}$.

У момент заряду конденсатора до значення u_c , дещо більшого $U_{\text{пв}}$, напруга на інвертуючому вході стає позитивною по відношенню до напруги на неінвертуючому вході. При цьому вихідна напруга стрибком перемикається від рівня $U_{\text{нас}}^{(+)}$ до рівня $U_{\text{нас}}^{(-)}$. Тепер на неінвертуючому вході підтримуватиметься *негативна* по відношенню до *корпусу* напруга $U_{\text{пн}}$ (формула (9.46)).

У момент перемикання вихідної напруги до значення $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$ початкова напруга на конденсаторі u_c дорівнює $U_{\text{пв}}$. Тепер через конденсатор C протікатиме струм, що розряджає його до нуля і далі перезаряджає його до напруги $U_{\text{пн}}$. Коли u_c стає трохи більш негативним, ніж напруга $U_{\text{пн}}$, вихідна напруга стрибком перемикається від рівня $U_{\text{нас}}^{(-)}$ до рівня $U_{\text{нас}}^{(+)}$. Схема повертається у початковий стан, конденсатор C має заряд, рівний $U_{\text{пн}}$. Конденсатор C розряджається від $U_{\text{пн}}$ до нуля і знов перезаряджається до значення $U_{\text{пв}}$, після чого описаний процес повторюється.

Стисло роботу автоколивального мултивібратора можна описати таким чином:

- 1) при $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$ конденсатор C перезаряджається від $U_{\text{пн}}$ до $U_{\text{пв}}$ і перемикає схему в стан $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$;
- 2) при $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$ конденсатор C перезаряджається від $U_{\text{пв}}$ до $U_{\text{пн}}$ і перемикає схему в стан $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$.

Час, необхідний для розряду і заряду конденсатора C , визначає частоту генерованих коливань.

На рис. 10.11 наведено епюри напруг мултивібратора на виході схеми і на конденсаторі.

Інтервали коливань t_1 і t_2 однакові $t_1 = t_2 = t_i$, такий мултивібратор є симетричним. Тривалість імпульсів t_i визначається сталою часу RC -кола ($\tau = RC$) та порогамі перемикання $U_{\text{пв}}$ і $U_{\text{пн}}$. Період коливань становить

$$T = 2t_i = 2RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right), \quad (10.18)$$

частота коливань рівна $f = \frac{1}{T}$.

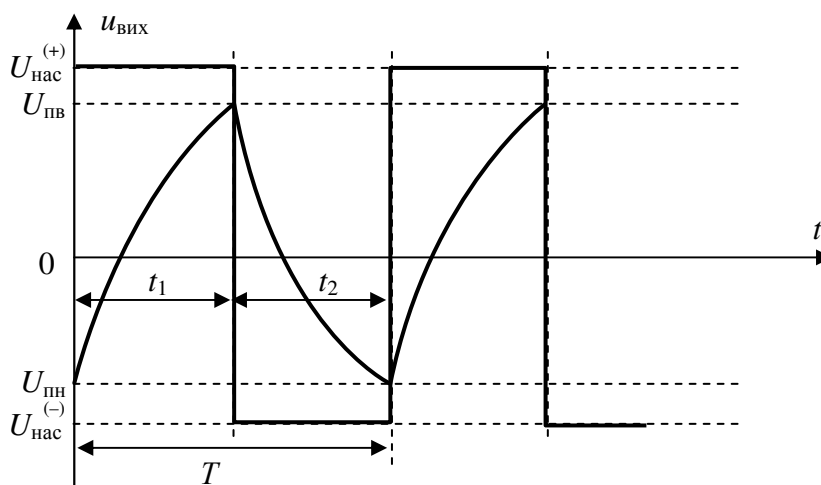


Рисунок 10.11 – Елюри напруг в автоколивальному мультівібраторі

Якщо обрати $R_1 = (e - 1)R_2/2 = 0,86R_2$, то $T = 2RC$.

Блокінг-генератор

Блокінг-генератором називається однокаскадний релаксаційний генератор з сильним позитивним зворотним зв'язком, який здійснюється імпульсним трансформатором. Він є генератором потужних імпульсів з тривалістю від долей мікросекунди до долей мілісекунди та щільністю, яка змінюється від одиниць до десятків тисяч. Практично така щільність не може бути отримана від жодного іншого автогенератора імпульсів. Генеровані імпульси близькі за формою до прямокутних і мають високу крутість фронтів. При використанні додаткової вихідної підвищуючої обмотки імпульсного трансформатора розмах вихідних імпульсів може в багато разів перевищувати напругу джерела живлення. Блокінг-генератори можуть працювати в автоколивальному і очікувальному режимах.

Блокінг-генератори, як правило, виконують на дискретних компонентах. Найважливішим елементом цього генератора є імпульсний трансформатор, що має звичайно феромагнітний сердечник. На рис. 10.12 подано схему автоколивального блокінг-генератора.

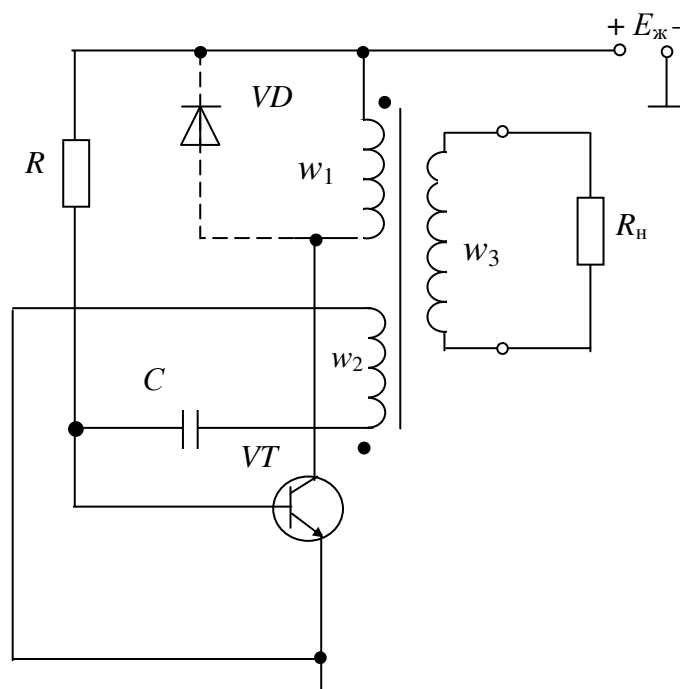


Рисунок 10.12 – Автоколивальний блокінг-генератор

Імпульсний трансформатор має три обмотки. В коло колектора транзистора включено обмотку w_1 , в коло бази – обмотку w_2 зворотного зв'язку, а в коло навантаження – підвищуючу обмотку w_3 . Обмотки w_1 і w_2 включено таким чином, щоб зворотний зв'язок був позитивним. Початки обмоток позначені точками. До бази транзистора підключено коло R і C , яке визначає частоту проходження імпульсів. Діод VD шунтує обмотку w_1 для одержання аперіодичного процесу при відновленні вихідного стану генератора, одночасно він захищає транзистор від електричного пробоя.

Імпульсні генератори на тиристорах

Застосування приладів з негативним диференціальним опором дозволяє виключити зовнішні позитивні зворотні зв'язки і побудувати схеми потужних генераторів і формувачів імпульсів самого різноманітного призначення.

Генератори на приладах з негативним опором можуть працювати в автоколивальному і очікувальному режимах. В залежності від приладів, на яких вони виконуються, генератори діляться на схеми з діодними, тріодними тиристорами, що запираються, і тунельними діодами.

Генератори і формувачі на діодних тиристорах (динисторах) застосовуються для формування імпульсних сигналів в пристроях обчислювальної техніки та малопотужних релейних і комутаційних пристроях засобів автоматики. Проста схема автогенератора потужних імпульсів струму на динисторі наведена на рис. 10.13.

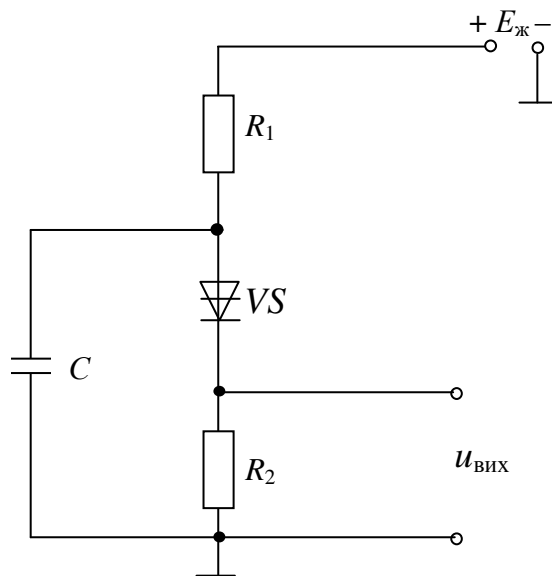


Рисунок 10.3 – Автогенератор на динисторі

Тести для перевірки знань та вмінь модуля 2

18. Встановіть відповідність у вигляді комбінації цифр й букв, наприклад, 1С, 2В, ... Для схеми підсилювача знайдіть взаємозв'язок між назвою параметра та його математичним описанням

Назва параметра	Математичне описання
1) Коефіцієнт підсилення струму K_i	А) $K_u \cdot K_i$
2) Коефіцієнт підсилення напруги K_u	В) $U_{mвix}/U_{mвх}$
3) Коефіцієнт підсилення потужності K_p	С) $I_{mвix}/I_{mвх}$

19. Вкажіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

Максимальний вхідний опір має підсилювальний каскад на біполярному транзисторі:

- 1) із спільним емітером;
- 2) із спільним колектором;
- 3) із спільною базою.

20. Вкажіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

Максимальний вихідний опір має підсилювальний каскад на біполярному транзисторі:

- 1) із спільним емітером;
- 2) із спільним колектором;
- 3) із спільною базою.

21. Вкажіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

Резисторний каскад із спільним емітером забезпечує підсилення:

- 1) тільки струму;
- 2) тільки напруги;
- 3) струму та напруги.

22. Вкажіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

Максимальний коефіцієнт підсилення потужності забезпечує каскад на біполярному транзисторі:

- 1) із спільним колектором;
- 2) із спільною базою;
- 3) із спільним емітером.

23. Вкажіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

Режим В для отримання малих нелінійних спотворень використовують:

- 1) в одноканальних підсилювальних каскадах;
- 2) у двоканальних підсилювальних каскадах.

24. Вкажіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

У ключових схемах використовують:

- 1) режим А;
- 2) режим В;
- 3) режим С;
- 4) режим D.

25. Доповніть твердження, написавши пропущене слово.

Диференційний підсилювач використовують як вхідний каскад ... підсилювача.

26. Вкажіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

Носієм інформації в аналогових схемах є:

- 1) безперервний сигнал;
- 2) дискретний сигнал.

27. Вкажіть номер правильних, на Ваш погляд, відповідей.

Параметри ідеального операційного підсилювача:

- 1) нескінченний коефіцієнт підсилення напруги;
- 2) нульовий вхідний опір;
- 3) нескінченний вхідний опір;
- 4) нульовий вихідний опір;
- 5) нескінченний вихідний опір;
- 6) нескінченна ширина смуги пропускання;
- 7) рівна нулю вихідна напруга за рівних напруг на обох входах.

28. Встановіть відповідність у вигляді комбінації цифр й букв, наприклад, 1С, 3В, ...

Якому виду схеми на операційному підсилювачі відповідає формула розрахунку коефіцієнта підсилення $\underline{K}$.

Назва параметра	Математичне описування
1) Інвертуючий підсилювач	A) $\underline{K} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$
2) Неінвертуючий підсилювач	B) $\underline{K} = 1$
3) Повторювач	C) $\underline{K} = -\frac{R_2}{R_1}$

29. Доповніть твердження, написавши пропущене слово.

Введення ... зворотного зв'язку власний коефіцієнт підсилення операційного підсилювача $K_{оп}$ зменшує.

30. Вкажіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

В автогенераторах використовується зворотний зв'язок:

- 1) негативний;
- 2) позитивний.

31. Вкажіть номера правильних, на Ваш погляд, відповідей.

В автогенераторах зсув фаз у петлі зворотного зв'язку повинен дорівнювати:

- 1) нулю;
- 2) π ;
- 3) 2π ;
- 4) 3π ;
- 5) 4π .

32. Вкажіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

LC – генератор є джерелом коливань:

- 1) гармонічних;
- 2) прямокутних;
- 3) трикутних.

33. Вкажіть номер правильної, на Ваш погляд, відповіді.

Мультивібратор є джерелом коливань:

- 1) гармонічних;
- 2) прямокутних;
- 3) трикутних.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Савицкая М.П., Ботнар Л.Б. Аналоговые электронные устройства: Учебное пособие. Модуль 1. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2008. – 108 с.
2. Савицька М.П., Гаврилюк М.С. Аналогові електронні пристрої: Навч. посіб. – Одеса: ОНАЗ, 2003. – 52 с.
3. Савицкая М.П., Гаврилюк М.С. Аналоговые электронные устройства: Учебн. пособие. – Одесса: ОНАС, 2006. – 48 с.
4. Савицька М.П., Палагін А.І. Основи електротехніки та електроніки: Навчальний посібник. – Одеса: ОНАЗ, 2003. – 230 с.
5. Воробйова О.М., Іванченко В.Д. Основи схемотехніки: Навчальний посібник. – Ч. 1. – Одеса: ОНАЗ, 2004. – 180 с.
6. Малахов В.П. Схемотехника аналоговых устройств: Учебник. – Одесса: АстроПринт, 2000. – 212 с.
7. Остапенко Г.С. Усилительные устройства: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1989. – 400 с.
8. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1983. – 264 с.
9. Головин О.В., Кубицкий А.А. Электронные усилители: Учебник для техникумов связи. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
10. Степаненко И.П. Основы теории транзистров и транзисторных схем. – М.: Энергия, 1977. – 672 с.
11. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. – М.: Сов. радио, 1980. – 424 с.
12. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 583 с., ил.
13. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с., ил.
14. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 512 с., ил.
15. Р. Кофлин, Ф. Дрискол. Операционные усилители и линейные интегральные схемы: Пер. с англ. – М.: Мир, 1979. – 360 с., ил.
16. Алексенко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И. Применение прецезионных аналогових ИС. – М.: Радио и связь, 1981. – 224 с., ил.
17. Булычев А.Л., Галкин В.И., Прохоренко В.А. Аналоговые интегральные схемы. Справочник. 2-е изд. – Минск: Беларусь, 1994. – 381 с.
18. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1982. – 280 с., ил.

Навчальне видання

*Савицька Маргарита Павлівна
Ботнар Лариса Борисівна*

АНАЛОГОВІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ

Навчальний посібник

Комп'ютерне макетування – Гардиман Ж.А.