

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

**Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут»**

К. Д. Абрамов, С. К. Абрамов, В. В. Абрамова

АНАЛОГОВА СХЕМОТЕХНІКА

Навчальний посібник

Харків «ХАІ» 2020

УДК [621.375.075](075.8)
А16

Рецензенти: д-р техн. наук, проф. Р. Е. Пащенко,
канд. техн. наук, доц. С. А. Кривенко

Абрамов, К. Д.

А16 Аналогова схемотехніка [Текст] : навч. посіб. / К. Д. Абрамов, С. К. Абрамов, В. В. Абрамова. – Харків : Нац. аерокосм. ун-т ім. М. Є. Жуковського «Харків. авіац. ін-т», 2020. – 128 с.

ISBN 978-966-662-756-1

Розглянуто схемотехніку й теорію лінійних каскадів транзисторних підсилювачів при різних способах приєднання активного елемента, способи їх зв'язку з джерелами сигналів і навантаженням. Викладено питання стабілізації режимів роботи, міжкаскадного узгодження, керування коефіцієнтом підсилення, пропускну здатністю, вхідним опором. Наведено елементи теорії і схемотехніки диференціальних каскадів лінійних резистивних підсилювачів, а також загальні відомості про операційні підсилювачі, їх характеристики й параметри. Розглянуто приклади внутрішньої схемотехніки підсилювачів з детальним аналізом роботи їх каскадів, схемотехніки пристроїв на базі операційних підсилювачів, охоплених резистивними, нелінійними й частотно-залежними зворотними зв'язками при роботі операційного підсилювача в лінійному режимі.

Для студентів спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка» при вивченні курсу «Аналогова схемотехніка».

Іл. 136. Табл. 2. Бібліогр.: 21 назва

УДК [621.375.075](075.8)

ISBN 978-966-662-756-1

© Абрамов К. Д., Абрамов С. К.,
Абрамова В. В., 2020

© Національний аерокосмічний
університет ім. М. Є. Жуковського
«Харківський авіаційний інститут», 2020

1. СТРУКТУРНА СХЕМА ПІДСИЛЮВАЛЬНОГО ПРИСТРОЮ

Основним базовим елементом будь-якого радіотехнічного пристрою, будь то аналогова чи цифрова схемотехніка, є підсилювач.

Підсилення – це різновид процесу керування енергією. Підсилювальні пристрої, у яких здійснюється керування енергією електричного поля з допомогою керувальних електричних коливань, називають електронними підсилювачами [1].

У загальному випадку структурну схему електронного підсилювального пристрою можна подати у вигляді, зображеному на рис. 1.1 [1].

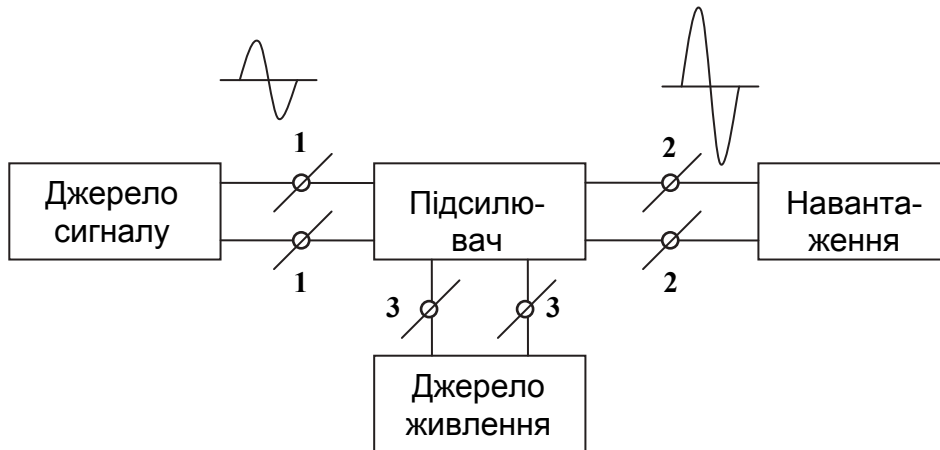


Рис. 1.1

1.1. Джерело сигналу

Джерело сигналу – це перетворювач будь-якого виду енергії на енергію електричних коливань (наприклад, мікрофон, магнітна головка, детектор, датчики механічні, магнітні, оптичні, біотехнічні і т. д.), який є активним двополюсником.

У той же час відомо, що будь-який активний двополюсник можна подати або у вигляді еквівалентного генератора напруги (рис. 1.2, а), або у вигляді еквівалентного генератора струму (рис. 1.2, б).

Тут E_c – ЕРС, Z_c – внутрішній опір, I_c – струм короткого замикання, а Y_c – внутрішня провідність джерела сигналу. У загальному випадку всі ці величини є комплексними.

Якщо внутрішній опір і внутрішню провідність джерела сигналу подати як суму дійсної (активної) та уявної (реактивної) складових, тобто $Z_c = r_c + jx_c$ і $Y_c = g_c + jb_c$, то еквівалентна схема джерела сигналу набуває вигляду, зображеного на рис. 1.2, в, г.

Існує певний зв'язок між параметрами схем генераторів струму й напруги: $Y_c = 1/Z_c$, $I_c = E_c/Z_c$.

На практиці становить інтерес випадок, коли внутрішній опір джерела сигналу – дійсна величина, тобто $x_c = 0$.

Отже, для розрахунку підсилювального пристрою зовсім не обов'язково знати конструкцію джерела сигналу, принцип його дії, дос-

татньо мати відомості про два його параметри: ЕРС E_c і внутрішній опір Z_c або струм короткого замикання I_c і внутрішню провідність Y_c .

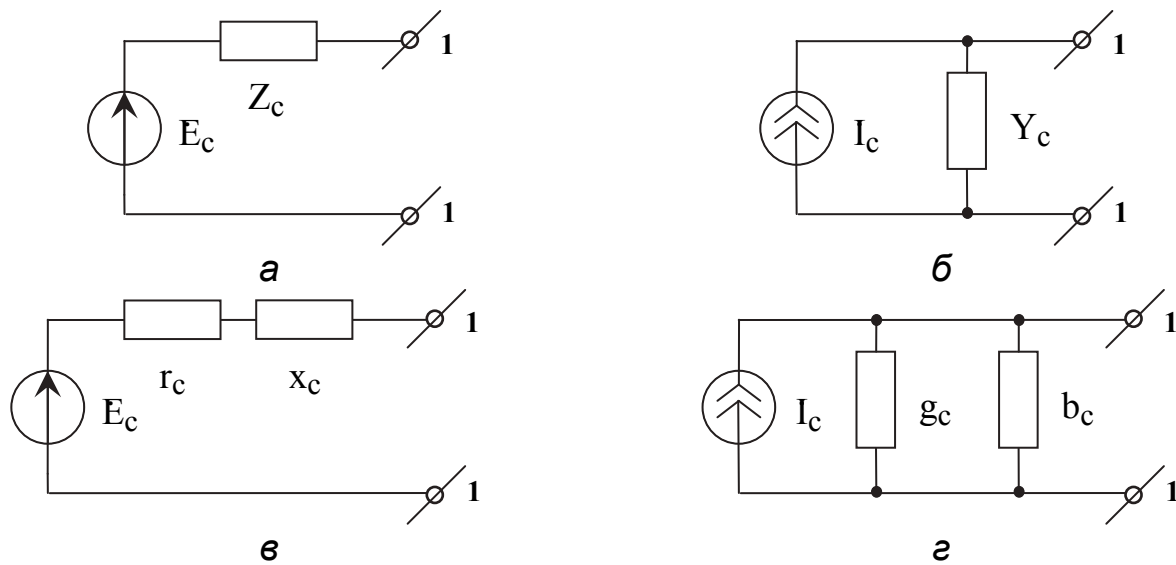


Рис. 1.2

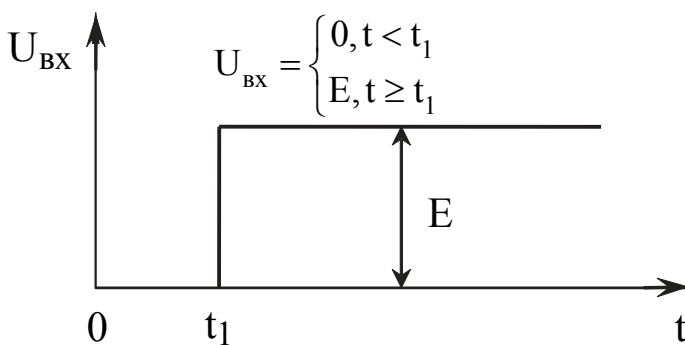


Рис. 1.3

Дані про ці параметри можна взяти з довідкової літератури.

Під час проведення теоретичних та експериментальних досліджень як випробувальний (тестовий) сигнал на вхід підсилювача зручно подавати найпростіші сигнали. Найчастіше це або синусоїдальна (косинусоїдальна) напруга, або стрибок постійної напруги (рис. 1.3).

1.2. Навантаження

Навантаження – це перетворювач енергії електричних коливань на який-небудь вид енергії, зручний для сприйняття людиною, – на звукові або оптичні коливання (наприклад, головні телефони, динамік, акустична колонка, електронно-променева трубка).

З рис. 1.1 видно, що навантаження – це пасивний двополюсник (він поглинає енергію). Пасивний двополюсник у загальному вигляді можна замінити або еквівалентним комплексним опором $Z_H = r_H + jx_H$ (рис. 1.4, а), або еквівалентною комплексною провідністю $Y_H = g_H + jb_H$ (рис. 1.4, б).

На практиці найбільший інтерес становлять два окремі випадки:

1. Коли $x_H = 0$. Це випадок роботи на головних телефонах, динаміках, акустичних колонках.

2. Коли опір навантаження має суто ємнісний характер, тобто $r_H = 0$, а

$x_H = 1/\omega C_H$. Це випадок роботи на електронно-променевих трубках (осцилограф, телевізор, дисплей).

Таким чином, щоб розрахувати підсилувач не обов'язково знати конструкцію навантаження і принцип його дії, достатньо знати або Z_H , або Y_H .

Значення цих величин можна взяти з довідкової літератури.

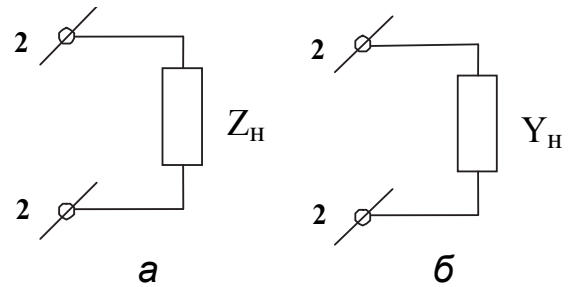


Рис. 1.4

1.3. Джерело живлення

Джерело живлення – це активний двополюсник, специфіка якого полягає в тому, що на його виході формуються незмінні в часі струм і напруга. Цим двополюсником зазвичай є генератор постійної напруги (рис. 1.5), де $E_{Ж}$ – постійна ЕРС, $R_{Ж}$ – внутрішній опір джерела живлення.

Знову дійшли висновку, що при аналізі й розрахунку підсилувача нас не цікавлять ні конструкція, ні принцип дії джерела живлення, достатньо знати тільки два його параметри: ЕРС $E_{Ж}$ і внутрішній опір $R_{Ж}$.

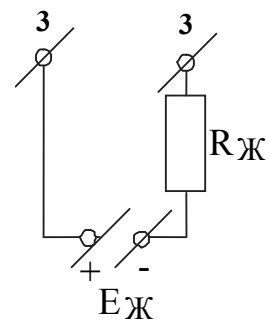


Рис. 1.5

1.4. Підсилувач

Підсилувач являє собою шестиполюсник. Однак два його полюси 3–3 виконують допоміжну функцію: до них приєднується джерело живлення. Підсилюваний сигнал подається на полюси 1–1, а підсилений – знімається з полюсів 2–2, тобто за сигналом підсилувач є чотириполюсником. Крім того, підсилувач має такі властивості:

1. Це багатокаскадний пристрій (рис. 1.6).

Усі каскади з'єднано один з одним послідовно, а відносно джерела живлення – паралельно. Кожний каскад за сигналом є чотириполюсником.

2. Підсилувач, як і кожний його каскад, – це перетворювач енергії джерела живлення на енергію корисних підсилювальних коливань без спотворення форми сигналу [1, 2].

Слід пояснити, що розуміють під неспотвореною передачею форми сигналу. Так, якщо на вхід підсилувача подається синусоїдальне коливання з частотою ω , то на виході також має бути синусоїдальне коливання з тією ж частотою (періодом) (рис. 1.7, а).

Із рис. 1.6 видно, що енергія від джерела живлення відбирається в різні моменти часу по-різному для збереження форми сигналу на виході. При переході через "0" відбирання енергії не відбувається, максимально ж енергія відбирається від джерела живлення і вкладається в сигнал у момент переходу через максимум.

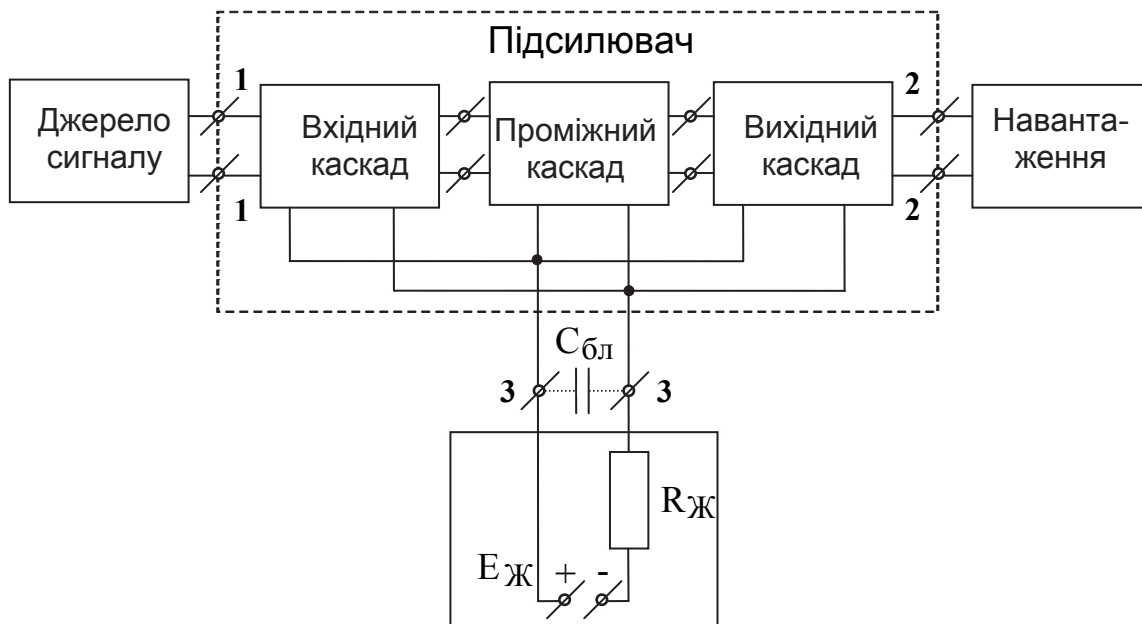
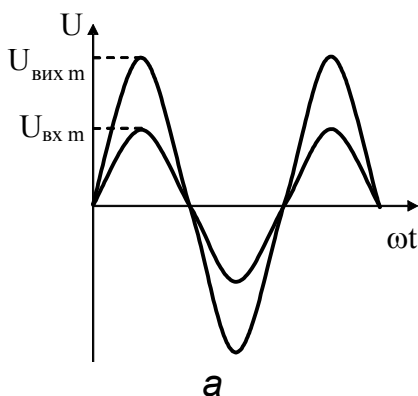
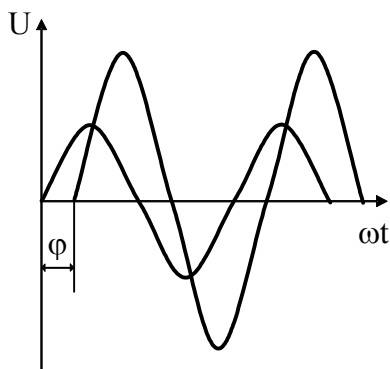


Рис. 1.6



а



б

Рис. 1.7

Відмінність сигналу на виході від сигналу на вході в цьому випадку буде полягати лише в різних амплітудах вхідного й вихідного коливань. Це зазвичай використовують при порівнянні різних підсилювачів за їх підсилювальними властивостями. Для цього вводять поняття коефіцієнта підсилення каскаду, який показує, у скільки разів амплітуда коливання на виході підсилювача більше амплітуди на його вході. Розрізняють коефіцієнти підсилення за напругою $K_u = U_{m \text{ вих}} / U_{m \text{ вх}}$, струмом $K_i = I_{m \text{ вих}} / I_{m \text{ вх}}$ і потужністю $K_p = P_{\text{вих}} / P_{\text{вх}}$.

До складу підсилювального каскаду обов'язково входять реактивні елементи, наявність яких приводить до виникнення фазового зсуву ϕ між коливаннями на вході й виході (рис. 1.7, б), що зручно враховувати при записі виразу для коефіцієнта підсилення в комплексному вигляді:

$$\dot{K} = \dot{K}_u = |\dot{K}| e^{j\phi} = K e^{j\phi}, \quad (1.1)$$

де K – модуль коефіцієнта підсилення.

Як було зазначено, у будь-якому каскаді відбувається перетворення енергії джерела живлення на енергію корисних коливань без спотворення форми сигналу. Таке перетворення можна отримати, використовуючи лише **активні елементи** [1, 2]: біполярні й польові транзистори, електронні лампи. Їх умовні позначення показано на рис. 1.8.

У радіотехніці існує поняття **зворотного зв'язку**. Відповідно до структурної схеми підсилювального пристрою накопичення енергії відбувається

в напрямку від входу до виходу. Це основний напрямок передання енергії. Якщо ж енергія передається в зворотному напрямку, тобто від виходу до входу, то кажуть, що виник зворотний зв'язок.

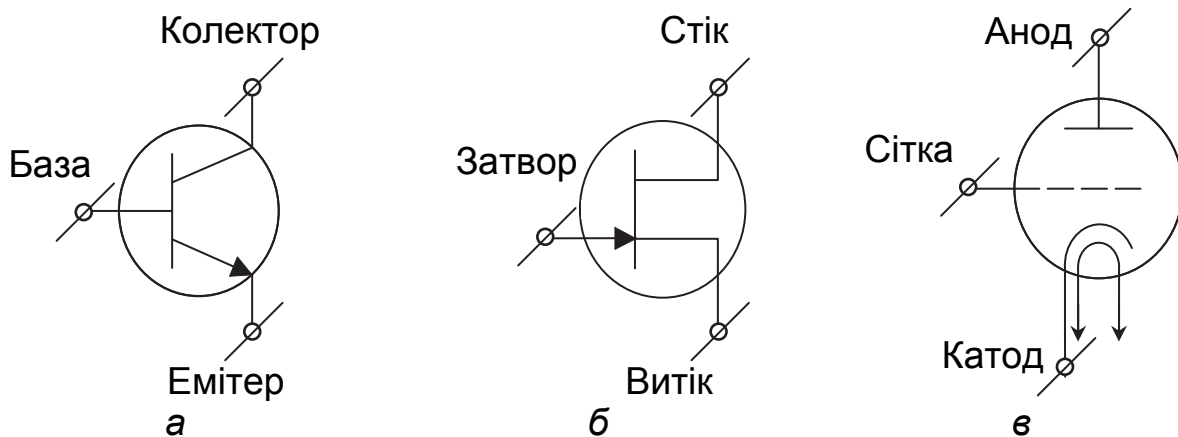


Рис. 1.8

Для змінення властивостей каскаду вводять зворотний зв'язок. Таким зворотним зв'язком можна керувати. Однак він може виникнути й мимовільно. Такий вид зворотного зв'язку отримав назву паразитного зворотного зв'язку, який може привести до самозбудження каскаду. У цьому випадку каскад з підсилювача перетворюється на генератор, на виході якого виникають немодульовані високочастотні коливання.

Розглянемо, що відбувається в схемі багатокаскадного підсилювального пристрою. Постійні струми від джерела живлення і змінні струми, що виникають при подачі сигналу на вхід підсилювача, кожного каскаду (див. рис. 1.6) проходять через внутрішній опір $R_{ж}$ джерела живлення. Кожен зі змінних струмів створює падіння напруги на опорі $R_{ж}$. Таким чином, внаслідок проходження змінного струму кожного каскаду на опорі $R_{ж}$ виділяється енергія.

Оскільки всі каскади через внутрішній опір $R_{ж}$ джерела живлення зв'язані один з одним, частина енергії з вихідного каскаду буде прикладеною до всіх попередніх каскадів. Відбудеться передання енергії з виходу на вхід, тобто виникне зворотний зв'язок, причому це паразитний зворотний зв'язок, і його необхідно усунути.

Це можна зробити лише в тому випадку, якщо для змінного струму створити новий шлях проходження. Змінний струм не повинен проходити через опір $R_{ж}$. Для цього між полюсами 3–3 установлюють блокувальний конденсатор $C_{бл}$ великої ємності (на рис. 1.6 його показано пунктиром) [1].

Як відомо, опір конденсатора можна обчислити за формулою

$$X_{C_{бл}} = 1/\omega C_{бл}, \quad (1.2)$$

де ω – частота коливань; $C_{бл}$ – ємність конденсатора.

На практиці $C_{бл}$ має значення порядку сотень і тисяч микрофарад (**дуже велика величина!**). Унаслідок цього опір конденсатора змінного струму навіть на найнижчій частоті підсилювальних коливань наближається до нуля. Змінні струми всіх каскадів тепер замикаються через $C_{бл}$. Зворотного зв'язку

немає, тому що опір між полюсами 3–3 при змінному струмі **дорівнює нулю**. При аналізі будь-якого каскаду при змінному струмі **джерело живлення на принциповій схемі слід замінити короткозамкненою перемичкою**.

Сучасні стабілізовані електронні джерела живлення мають внутрішній опір $R_{Ж}$, що вимірюється частками ома. Це дає можливість при постійному струмі нехтувати величиною $R_{Ж}$, тому на принципових схемах джерело живлення зображають без $R_{Ж}$.

1.5. Класифікація підсилювальних пристроїв

Класифікацію підсилювальних пристроїв зручно провести за частотними ознаками, тобто за виглядом амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) – залежності модуля коефіцієнта підсилення від частоти.

За цим критерієм усі підсилювальні пристрої можна поділити на три класи: підсилювачі звукових частот (ПЗЧ), підсилювачі постійного струму (ППС), вибиральні підсилювачі (ВП). На рис. 1.9 зображено АЧХ цих підсилювачів, де f_H – нижня гранична частота підсилювача; f_B – верхня гранична частота підсилювача; f_0 – середня, або резонансна, частота.

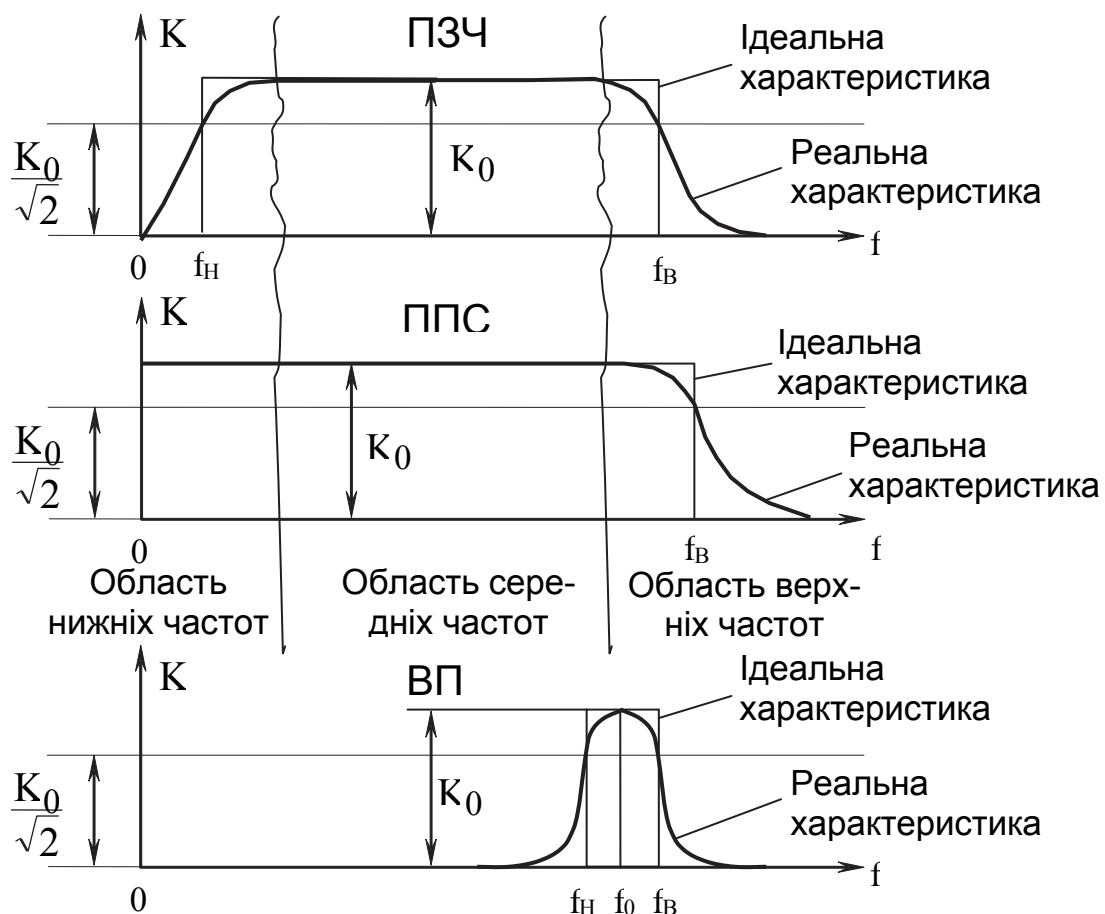


Рис. 1.9

Характерною особливістю ПЗЧ є те, що відношення f_B/f_H є набагато більшим за одиницю. У сучасних високоякісних ПЗЧ $f_H = 20$ Гц, а $f_B = 20$ кГц, тобто відношення дорівнює 10^3 .

Головною відмінною ознакою ППС є те, що нижня гранична частота дорівнює нулю, тобто у цьому пристрої підсилюється змінення постійного струму або напруги.

Характерною ознакою ВП є те, що відношення $f_B/f_H \approx 1$.

2. ТРАНЗИСТОР – ЛІНІЙНИЙ ЧОТИРИПОЛЮСНИК

Активний елемент, як було встановлено, є основною частиною будь-якого підсилювального каскаду. Однак каскад – це чотириполіусник, а його основний елемент (далі все розглядається на прикладі біполярного транзистора) – триполіусник.

У зв'язку з цим виникає необхідність приєднати транзистор таким чином, щоб він став чотириполіусником. Для цього один з електродів роблять спільним для входу й виходу.

2.1. Схеми приєднання транзистора

Залежно від того, який електрод використовується як спільний, розрізняють: схеми зі спільним емітером (ССЕ) (рис. 2.1, а); схеми зі спільним колектором (ССК) (рис. 2.1, б); схеми зі спільною базою (ССБ) (рис. 2.1, в).

Зазвичай спільний електрод у будь-якій схемі за змінним струмом з'єднують з корпусом.

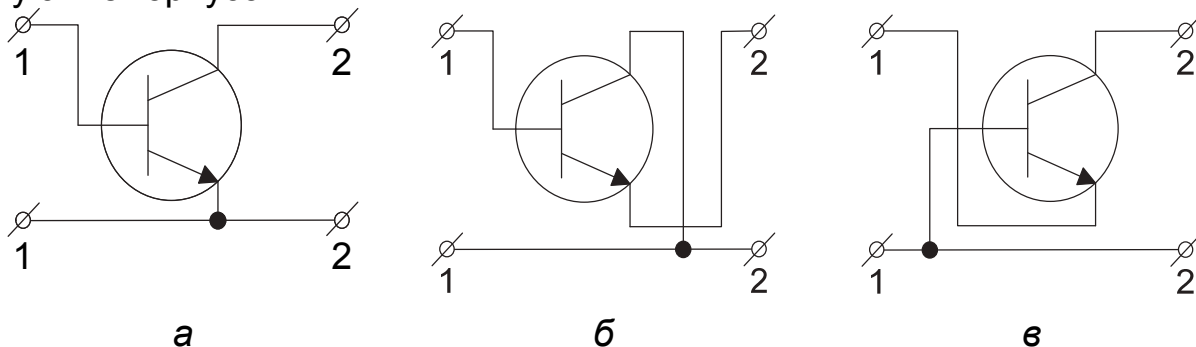


Рис. 2.1

2.2. Системи g- і y-параметрів транзистора

Одним з найважливіших завдань теорії електронних підсилювачів є отримання аналітичних виразів для розрахунку підсилювального каскаду. Для цього насамперед необхідно аналітично описати його основний елемент – транзистор.

За якою б схемою не було приєднано транзистор, його можна зобразити як чотириполіусник (рис. 2.2). Однак для більшої конкретності покладемо, що транзистор усередині чотириполіусника приєднано за найпоширенішою схемою – ССЕ. З рис. 2.2 видно, що у вхідному й вихідному ланцюгах транзистора можуть проходити струми.

Нехай у вхідному колі проходить струм i_1 у напрямку стрілки емітера. Цей струм буде проходити, якщо між полюсами 1–1 забезпечується напруга u_1 , причому заданий напрямок струму дотримується, якщо потенціал верх-

нього полюса більше потенціалу нижнього. Стрілкою при u_1 вказується напрямом збільшення потенціалу. Аналогічні міркування справедливі і для вихідного струму i_2 .

Струми й напруги можна зв'язати між собою законом Ома. Для цього в

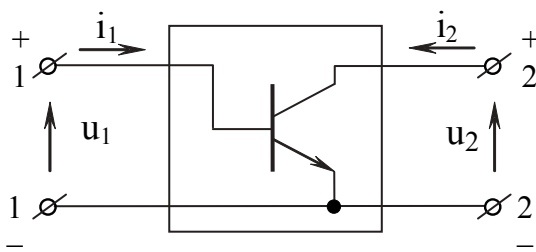


Рис. 2.2

загальному випадку скористаємося записом закону Ома в диференціальному вигляді [3], попередньо замінивши скінченні значення струмів і напруг у схемі рис. 2.2 на нескінченно малі:

$$\begin{cases} di_1 = \phi_1(du_1, du_2); \\ di_2 = \phi_2(du_1, du_2). \end{cases} \quad (2.1)$$

З огляду на математику кожне з цих рівнянь є записом диференціала від функції двох змінних, які можна розписати через частинні похідні:

$$\begin{cases} di_1 = \frac{\partial i_1}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial i_1}{\partial u_2} du_2; \\ di_2 = \frac{\partial i_2}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} du_2. \end{cases} \quad (2.2)$$

У рівняннях частинні похідні є коефіцієнтами пропорційності. Звідси видно, що між струмами й напругами існують **найпростіші лінійні залежності, якщо ці коефіцієнти є величинами постійними.**

Покладемо, що коефіцієнти є постійними. Як це забезпечити, визначимо пізніше, а зараз просто вважатимемо, що вони є постійними.

За розмірністю частинні похідні – це провідності, тому для позначення коефіцієнтів вводять символ «g» і називають їх **g-параметрами транзистора.**

Коефіцієнти $\partial i_1 / \partial u_1 = g_{11}$; $\partial i_1 / \partial u_2 = g_{12}$; $\partial i_2 / \partial u_1 = g_{21}$; $\partial i_2 / \partial u_2 = g_{22}$ відповідно показують, як перший струм залежить від першої напруги, як перший струм залежить від другої напруги, як другий струм залежить від першої напруги і як другий струм залежить від другої напруги.

При постійних коефіцієнтах пропорційності лінійні залежності матимуть місце не тільки при нескінченно малих струмах і напругах, але й при скінченних значеннях, що дає змогу для чотириполюсника, зображеного на рис. 2.2, записати систему рівнянь у такому вигляді:

$$\begin{cases} i_1 = g_{11}u_1 + g_{12}u_2; \\ i_2 = g_{21}u_1 + g_{22}u_2. \end{cases} \quad (2.3)$$

Систему g-параметрів називають системою параметрів короткого замикання, а самі параметри – параметрами короткого замикання, оскільки їх неважко визначити, якщо здійснити по черзі режим короткого замикання на виході і вході чотириполюсника [4]. Дійсно, у режимі короткого замикання на виході напруга u_2 дорівнює нулю, і в рівняннях (2.3) залишаються

тільки перші, члени. тоді $g_{11} = i_1/u_1$, $g_{21} = i_2/u_1$. Аналогічно при короткому замиканні на вході $g_{12} = i_1/u_2$ і $g_{22} = i_2/u_2$.

Розглянемо фізичний зміст g -параметрів. Замінімо транзистор з боку входу, через який реально проходить струм i_1 , провідністю $g_{\text{вх}}$, тобто на вході чотириполюсника створимо штучний шлях для проходження струму i_1 через провідність $g_{\text{вх}}$, яку назвемо еквівалентною вхідною провідністю транзистора. У цьому випадку $g_{\text{вх}} = i_1/u_1$. Однак аналогічний вираз було отримано для коефіцієнта g_{11} . Отже, g_{11} – це еквівалентна вхідна провідність транзистора.

Аналогічно замінімо транзистор з боку виходу еквівалентною вихідною провідністю $g_{\text{вих}} = i_2/u_2$. Якщо порівняти цей вираз з виразом для g_{22} , то стає очевидним, що g_{22} – це еквівалентна вихідна провідність транзистора.

Унаслідок виконаних замін транзистор було вилучено зі схеми, його замінено з боку виходу і з боку входу еквівалентними провідностями, при цьому зник зв'язок, який ураховується коефіцієнтом g_{12} і показує, як перший струм залежить від другої напруги, тобто як вихід транзистора впливає на його вхід. Такий вплив називають зворотним зв'язком. Тому для організації зворотного зв'язку з'єднаємо коло, що є еквівалентом транзистора з боку виходу, з аналогічним еквівалентним колом з боку входу через провідність зворотного зв'язку g_{33} . Величину цієї провідності можна визначити зі схеми на рис. 2.3, а, виключивши вплив вхідної напруги на струм i_1 . Для цього на вході між полюсами 1–1 організуємо коротке замикання, а струм, який проходить унаслідок вихідної напруги u_2 , через що утворюється перемичка, уважатимемо таким, що дорівнює i_1 . Якщо порівняти вираз для провідності зворотного зв'язку $g_{33} = i_1/u_2$, отриманий у цьому випадку, з виразом для g_{12} , то можна зробити висновок, що g_{12} – провідність зворотного зв'язку.

Для визначення фізичного змісту параметра g_{21} використаємо **прохідну вольт-амперну характеристику (ВАХ)**, що являє собою залежність вихідного струму транзистора i_k (i_2) від вхідної напруги $u_{\text{БЕ}}$ (u_1) (рис. 2.4). На цій характеристиці виберемо **робочу точку** (точку А), у якій визначимо, наскільки круто відносно горизонту проходить ця характеристика. З цією метою введемо параметр S – **крутизну ВАХ у робочій точці**.

Для визначення крутизни в околі робочої точки побудуємо прямокутний трикутник ABD. Крутизною називають тангенс кута нахилу α :

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{\Delta i_k}{\Delta u_{\text{БЕ}}} = S. \quad (2.4)$$

Із рис. 2.4 видно, що криволінійну ділянку AD реальної характеристики замінено прямою лінією й визначено не крутизну реальної характеристики, а крутизну цієї прямої лінії. Звідси випливає, що чим меншими є прирости Δi_k і $\Delta u_{\text{БЕ}}$, тим більше пряма лінія наближається до реальної характеристики і тим меншою є помилка у визначенні крутизни.

Якщо порівняти вираз для крутизни S з виразом для g_{21} , то неважко зробити висновок, що g_{21} – це крутизна прохідної ВАХ у робочій точці.

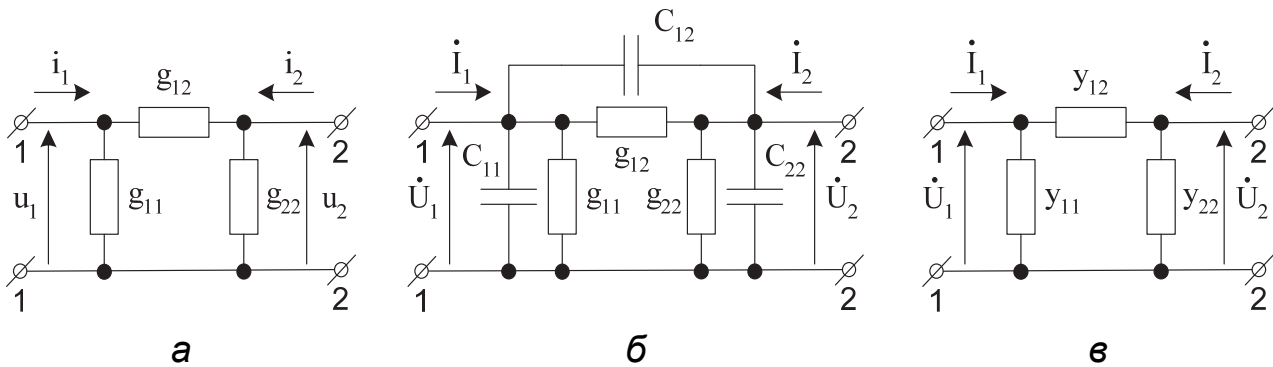


Рис. 2.3

Унаслідок заміни транзистора еквівалентною схемою, де враховуються тільки g -параметри транзистора, виникає помилка, оскільки в транзисторі існують р-п-переходи між базою та колектором і між базою та емітером. У той же час будь-який р-п-перехід має власну ємність. Таким чином, у транзисторі між електродами існують міжелектродні ємності $C_{BE} = C_{11}$,

$C_{БК} = C_{12}$, $C_{КЕ} = C_{22}$. Зобразимо ці ємності на схемі транзистора, де показано g -параметри (див. рис. 2.3, б).

Тепер провідності є комплексними величинами:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= g_{11} + j\omega C_{11}; \\ Y_{22} &= g_{22} + j\omega C_{22}; \\ -Y_{12} &= g_{12} + j\omega C_{12}; \\ Y_{21} &= |y_{21}| \exp(j\phi_{21}), \end{aligned} \quad (2.5)$$

де y_{11} – вхідна провідність; y_{22} – вихідна провідність; y_{12} – провідність зворотного зв'язку (знак „-” вказує, що через цю провідність енергія передається з виходу транзистора на його вхід); y_{21} – параметр, для опису якого використано іншу форму запису комплексного числа.

Провідності y_{11} , y_{12} , y_{21} , y_{22} отримали назву y -параметрів транзистора, або високочастотних параметрів, на відміну від g -параметрів, які ще називають низькочастотними параметрами транзистора.

Таким чином, лінійний чотириполіусник з урахуванням комплексного характеру струмів, напруг і провідностей має вигляд, зображений на рис. 2.3, в, та описується такою системою рівнянь:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = y_{11} \dot{U}_1 + y_{12} \dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 = y_{21} \dot{U}_1 + y_{22} \dot{U}_2. \end{cases} \quad (2.6)$$

2.3. Умови лінійності транзистора

Для забезпечення лінійності транзистора, як було показано, необхідно, щоб g -параметри транзистора були постійними величинами.

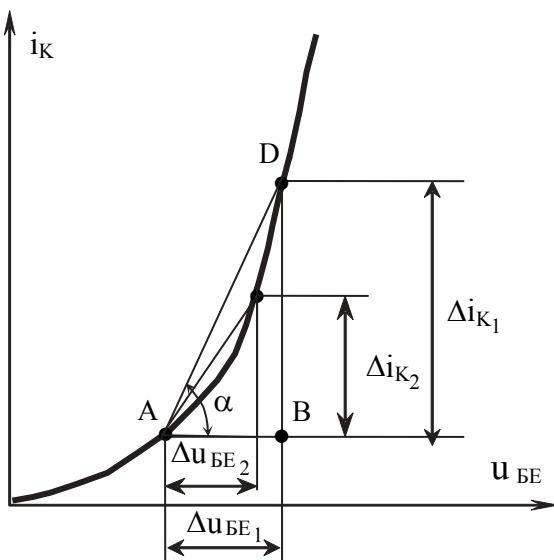


Рис. 2.4

На прикладі такого важливого параметра, як крутизна, розглянемо умови, виконання яких дає змогу вважати, що транзистор є лінійним, тобто покажемо, коли і за яких умов

$$g_{21} = S = \text{const.}$$

2.3.1. Умови вибору положення робочої точки

Розглянемо знову прохідну ВАХ транзистора (рис. 2.5).

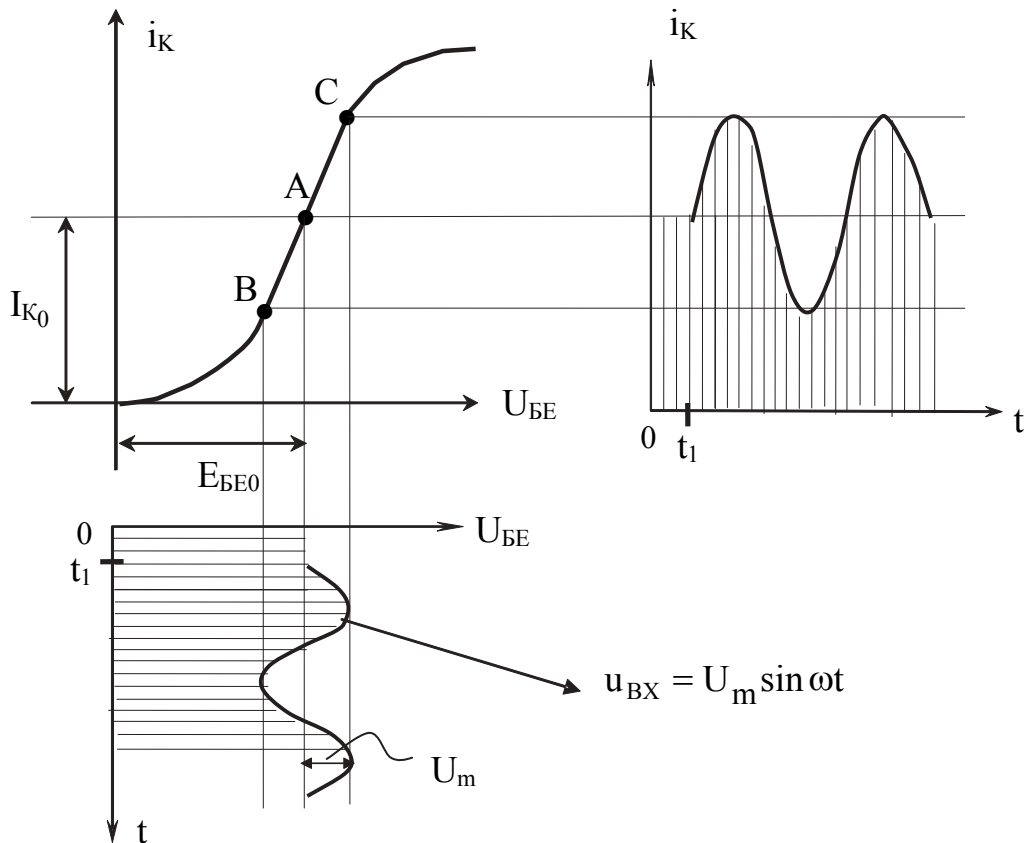


Рис. 2.5

Виберемо на цій характеристиці робочу точку, наприклад точку А. Це означає, що технічно якимось чином забезпечується постійна напруга E_{BE0} між базою й емітером транзистора. При забезпеченні цієї напруги через транзистор буде проходити постійний струм (струм спокою) I_{K0} . Тепер до транзистора в цій же робочій точці прикладемо напругу тестового сигналу.

Завданням будь-якого підсилювача є підсилення сигналу без спотворення його форми. Оскільки в прикладі напруга на вході транзистора змінюється за синусоїдальним законом, то вихідний струм (струм колектора) також має змінюватися за синусоїдальним законом з тим же періодом. Отже, ділянка ВС прохідної характеристики має бути **прямою лінією**, а це означає, що в будь-якій точці на цьому відрізку ВС крутизна буде величиною сталою:

$$\text{tg } \alpha = S = g_{21} = \text{const.}$$

Таким чином, першу умову лінійності транзистора можна сформулювати таким чином: робочу точку необхідно вибрати на прямолінійній ділянці прохідної ВАХ.

2.3.2. Умови вибору амплітуди вхідного сигналу

Прохідна ВАХ зазвичай не має довгої лінійної ділянки. Однак зменшенням амплітуди вхідного сигналу до величини, у межах змінення якої ділянку ВС можна вважати лінійною, можна добитися сталості g -параметрів.

Висновок: для забезпечення лінійності чотирьох полюсника амплітуду вхідного сигналу необхідно вибрати таким чином, щоб під дією цього сигналу робоча точка не виходила за межі прямолінійної ділянки прохідної ВАХ.

Цілком очевидно, що чим менше амплітуда, тим простіше виконати цю умову. Тому для того, щоб транзистор був лінійним чотирьох полюсником, вхідний сигнал має бути **слабким**.

У режимі слабких сигналів працюють вхідні й проміжні каскади підсилювача. Вихідний каскад зазвичай працює в режимі **сильних** сигналів, тобто в нелінійному режимі.

2.3.3. Умови вибору транзистора

Параметри g_{11} , C_{11} , g_{12} , C_{12} , g_{22} , C_{22} , $|y_{21}|$, ϕ_{21} у транзисторі залежать від частоти, тобто не є постійними величинами [5, 6].

Розглянемо залежність від частоти таких важливих параметрів, як $|y_{21}|$ і ϕ_{21} . Для цього побудуємо АЧХ і фазочастотну характеристику (ФЧХ) зазначених параметрів транзистора (рис. 2.6) відповідно до таких виразів [5]:

$$|y_{21}| = \frac{g_{21}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_S)^2}}; \quad \phi_{21} = -\arctg(\omega/\omega_S), \quad (2.7)$$

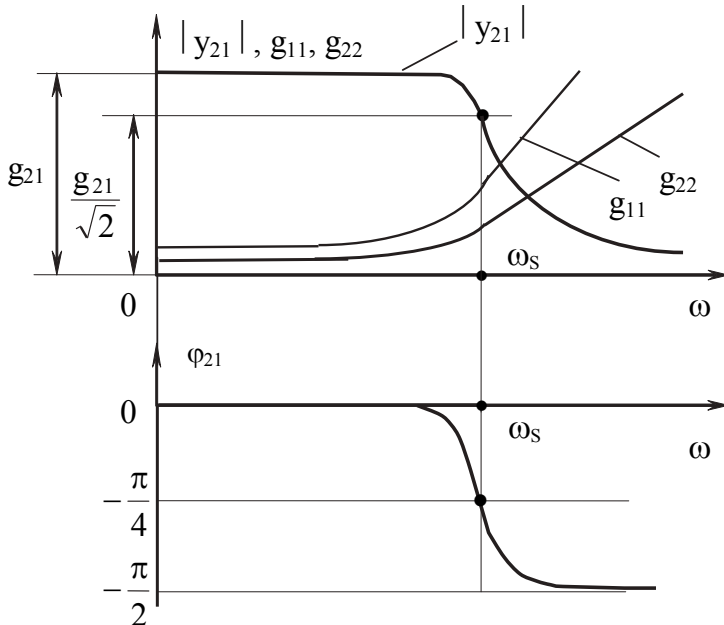


Рис. 2.6

ну АЧХ з прямою позначимо через ω_S . **Це частота, на якій крутизна зменшується в $\sqrt{2}$ разів.**

де ω_S – довідковий параметр транзистора, який має розмірність частоти.

Проведемо три експерименти:

а) нехай ω наближається до нуля ($\omega \rightarrow 0$), тоді $|y_{21}| = g_{21}$, а $\phi_{21} = 0$;

б) нехай $\omega \rightarrow \infty$, тоді $|y_{21}| \rightarrow 0$, а $\phi_{21} \rightarrow -\pi/2$;

в) проведемо на АЧХ горизонтальну пряму на рівні

$$\frac{g_{21}}{\sqrt{2}} = \frac{g_{21}}{1,41} = 0,707g_{21}.$$

Координату точки перети-

У цій точці визначимо фазовий зсув:

$$\varphi_{21} = -\arctg 1 = -\pi/4.$$

На рис. 2.6 без доведення зображено залежності параметрів g_{11} і g_{22} від частоти [5, 6].

Залежність параметрів транзистора від частоти особливо яскраво виявляється при частотах вище ω_S . При частотах нижче ω_S параметри можна вважати такими, що не залежать від частоти.

Робота будь-якого підсилювального пристрою оцінюється за коефіцієнтом підсилення K і верхньою граничною частотою f_B . Зазвичай величина f_B задається на початку проектування.

Цілком очевидно, що для того, щоб параметри транзистора не залежали від частоти в робочому діапазоні частот підсилювача, між верхньою граничною частотою підсилювача f_B і частотою f_S (це довідковий параметр транзистора) має виконуватися таке співвідношення:

$$f_S > f_B.$$

На практиці встановлено, що його можна записати в більш конкретному вигляді:

$$f_S = (1,2 \dots 2) f_B. \quad (2.8)$$

Для того щоб параметри транзистора не залежали від частоти в робочому діапазоні частот підсилювача, необхідно так вибрати транзистор, щоб його частота f_S була хоча б у 1,2–2 рази більше заданої верхньої граничної частоти підсилювача.

2.3.4. Умови вибору схеми каскаду

Важливою характеристикою підсилювальних пристроїв є прохідна ВАХ, яку можна отримати або експериментально, або шляхом побудов.

Під час проведення розрахунків підсилювачів цю характеристику слід описувати аналітично, у зв'язку з чим виникає необхідність апроксимації прохідної ВАХ. Для підсилювальних пристроїв найбільш широко застосовуються два види апроксимації:

а) лінійно-ламана апроксимація, коли реальну характеристику замінюють окремими відрізками прямих ліній (рис. 2.7, а), у зв'язку з чим її ще називають апроксимацією відрізками прямих ліній;

б) апроксимація експоненціальною залежністю, або укороченою моделлю Молла – Еберса [7] (рис. 2.7, б):

$$i_K = i_S \left[\exp(U_{BE}/\phi_T) - 1 \right], \quad (2.9)$$

де ϕ_T – тепловий потенціал ($\phi_T = 26$ мВ); i_S – коефіцієнт, який має розмірність струму.

Лінійно-ламана апроксимація широко використовується під час аналізу вихідних каскадів, які працюють з сильними сигналами, і в цифровій схемотехніці. Крім того, слід зазначити, що транзистор з такою прохідною ВАХ прийнято вважати ідеальним.

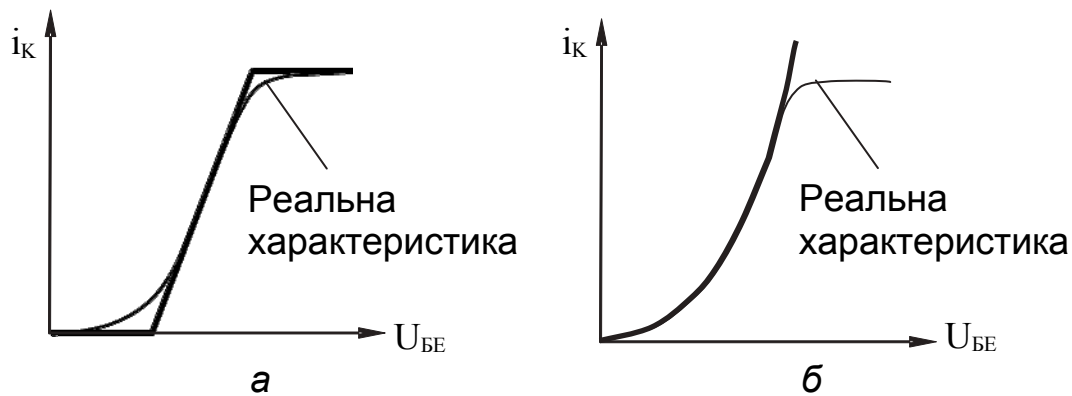


Рис. 2.7

Апроксимація укороченою моделлю Молла – Еберса досить точно описує **активну ділянку прохідної ВАХ** (від нуля до верхнього перегину характеристики), на якій вибирають робочі точки пристроїв аналогової схемотехніки, що працюють зі слабкими сигналами.

Скористаємося цією апроксимацією й визначимо струм спокою, тобто струм I_{K_0} у робочій точці (див. рис. 2.5):

$$I_{K_0} = i_S \left[\exp(E_{BE_0}/\phi_T) - 1 \right].$$

У межах активної ділянки прохідної ВАХ положення робочої точки забезпечують подачею постійної напруги зміщення E_{BE_0} , що дорівнює 0,3...0,7 В.

У цьому випадку $E_{BE_0}/\phi_T \gg 1$, $\exp(E_{BE_0}/\phi_T) \gg 1$, тоді

$$I_{K_0} = i_S \exp(E_{BE_0}/\phi_T). \quad (2.10)$$

Далі отримаємо аналітичні залежності для параметрів g_{21} і g_{11} .

За означенням

$$g_{21} = \frac{\partial i_2}{\partial U_1} = \frac{\partial i_K}{\partial U_{BE}} \Big|_{U_{BE}=E_{BE_0}} = i_S \frac{1}{\phi_T} \exp\left(\frac{U_{BE}}{\phi_T}\right) \Big|_{U_{BE}=E_{BE_0}} = i_S \frac{1}{\phi_T} \exp\left(\frac{E_{BE_0}}{\phi_T}\right).$$

Скориставшись (2.10), отримаємо

$$g_{21} = I_{K_0}/\phi_T. \quad (2.11)$$

Таким чином, крутизна є тим більшою, чим більшою є величина струму в робочій точці, тобто крутизна залежить від вибору положення робочої точки.

Для отримання максимально можливої крутизни рекомендується вибирати робочу точку на верхньому перегині прохідної ВАХ, тобто в найвищій точці активної ділянки.

З курсу електронних приладів [1, 13] відомо, що струм бази в робочій точці можна розрахувати за формулою

$$I_{B_0} \approx \frac{I_{K_0}}{\beta} - I_{KT}, \quad (2.12)$$

де β – коефіцієнт підсилення транзистора за струмом;

I_{K_0} – струм колектора в робочій точці;

I_{KT} – тепловий струм колекторного переходу, що залежить від температури.

Струм I_{KT} сам по собі є невеликим ($I_{KT} \ll I_{B0}$), тому величиною I_{KT} порівняно з I_{B0} можна знехтувати, тобто вважати, що $I_{B0} \approx I_{K0}/\beta$.

Це справджується для будь-якої точки на прохідній ВАХ:

$$i_B \approx \frac{i_K}{\beta} = \frac{i_S [\exp(U_{BE}/\phi_T) - 1]}{\beta}.$$

За означенням вхідна провідність транзистора

$$g_{11} = \frac{\partial i_1}{\partial U_1} = \frac{\partial i_B}{\partial U_{BE}} \Big|_{U_{BE}=E_{BE0}} = i_S \frac{1}{\phi_T \beta} \exp\left(\frac{U_{BE}}{\phi_T}\right) \Big|_{U_{BE}=E_{BE0}} = i_S \frac{1}{\phi_T \beta} \exp\left(\frac{E_{BE0}}{\phi_T}\right).$$

Скориставшись (2.10), маємо

$$g_{11} = \frac{I_{K0}}{\phi_T \beta} = \frac{g_{21}}{\beta}. \quad (2.13)$$

Очевидно, що і вхідна провідність залежить від величини струму в робочій точці.

У тих випадках, коли необхідно забезпечити великий вхідний опір транзистора (малу вхідну провідність), вибирають робочу точку на нижньому перегині прохідної ВАХ, тобто в нижній частині активної ділянки.

Отже, g -параметри залежать від вибору положення робочої точки. Це, з одного боку, є позитивним явищем, оскільки дає змогу впливати на параметри транзистора, а з іншого – призводить до негативних наслідків. Розв'яжемо вираз (2.12) відносно I_{K0} , тобто знайдемо струм колектора в робочій точці:

$$I_{K0} \approx \beta I_{B0} + \beta I_{KT}. \quad (2.14)$$

Оскільки тепловий струм I_{KT} залежить від температури, то і струм в робочій точці також залежить від температури. Зі збільшенням температури струм I_{KT} збільшується, що приводить до зміщення робочої точки вгору по прохідній ВАХ.

Змінення температури викликає змінення струму колектора, що приводить до змінення g -параметрів транзистора. Звідси випливає четверта вимога забезпечення лінійності транзистора – вимога до схеми підсилювача, яка обов'язково має містити спеціалізовані кола стабілізації, які б утримували робочу точку в одному й тому ж місці на прохідній ВАХ при змінненні температури й дії інших дестабілізуювальних факторів.

2.4. Еквівалентна схема транзистора в лінійному режимі

Розглянемо найпростіший приклад, що ілюструє перший закон Кірхгофа (рис. 2.8): струм I , який увійшов у вузол, дорівнює сумі струмів, що

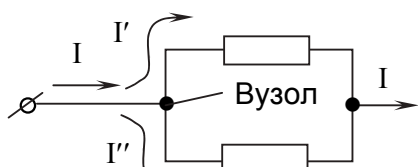


Рис. 2.8

вийшли з вузла.

У підрозд. 2.2 для опису транзистора, поданого у вигляді лінійного чотириполюсника, було отримано систему двох рівнянь (2.6).

Кожне з цих рівнянь для цього прикладу можна прокоментувати таким чином: струм \dot{I}_1

дійшов до вузла і розділився на два струми \dot{I}'_1 і \dot{I}''_1 , струм \dot{I}_2 дійшов до вузла і також розділився на два струми \dot{I}'_2 і \dot{I}''_2 . З урахуванням того, що в чотириполюсниках нижній вхідний і вихідний полюси спільного електрода з'єднані один з одним, графічно систему рівнянь (2.6) можна зобразити так, як показано на рис. 2.9, а.

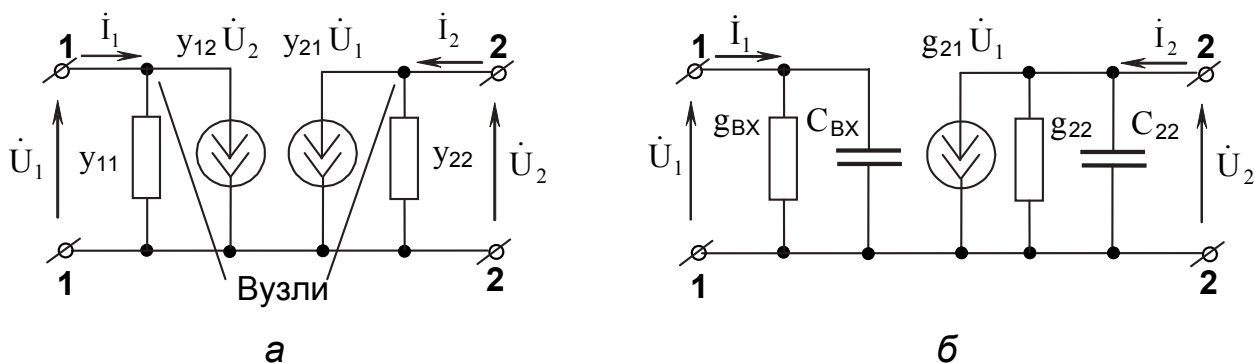


Рис. 2.9

Отже, отримали еквівалентну схему транзистора – так звану схему заміщення чотириполюсника [8]. Це дуже зручна для практичних розрахунків формальна схема, що безпосередньо не відображає фізичних властивостей транзистора, але містить усі параметри чотириполюсника без жодних змін.

У транзисторі через наявність провідності зворотного перетворення y_{12} виникає паразитний зворотний зв'язок. Усунути зворотний зв'язок повністю неможливо, але послабити його можна, виконуючи транзистори з дуже малим значенням y_{12} .

У зв'язку з цим при розгляді процесів, пов'язаних з вивченням підсилювальних властивостей каскадів, вплив провідності y_{12} можна не враховувати. Зазвичай питання впливу зворотного зв'язку на стійкість роботи підсилювальних каскадів обговорюються окремо. Тому генератор струму $y_{12}\dot{U}_2$ можна виключити з еквівалентної схеми. Однак при цьому необхідно зберегти колишніми значення струму \dot{I}_1 і напруги \dot{U}_1 на вході чотириполюсника, що можна здійснити шляхом збільшення провідності y_{11} . Ця нова збільшена провідність за аналогією з виразом для y_{11} зазвичай визначається як $y_{BX} = g_{BX} + j\omega C_{BX}$.

Якщо порівняти ці дві провідності для ССЕ, то виявиться, що

$$g_{BX} \approx g_{11}, \text{ а } C_{BX} \gg C_{11},$$

тобто збільшення $y_{ВХ}$ порівняно з y_{11} у ССЕ відбувається внаслідок збільшення ємності.

Оскільки транзистор слід вибрати з умови (2.8), то

$$\dot{y}_{21} = |y_{21}| e^{j\phi_{21}} = g_{21}, \quad (2.15)$$

оскільки $|y_{21}| = g_{21}$, а $\phi_{21} = 0$.

Остаточний варіант еквівалентної схеми транзистора має вигляд, зображений на рис. 2.9, б.

3. КОЛА ЖИВЛЕННЯ

3.1. Принципова схема підсилювального каскаду

Синтезуємо принципову схему каскаду (рис. 3.1) з урахуванням уже відомих положень:

а) основною частиною будь-якого каскаду є транзистор;

б) з транзистора-триполюсника необхідно отримати чотириполюсник, зробивши один з електродів спільним для виходу і входу (наприклад, ССЕ);

в) спільний електрод зазвичай з'єднують з корпусом;

г) для того щоб транзистор працював, між колектором та емітером необхідно подати постійну напругу $U_{КЕ_0}$ порядку 5...7 В з позитивним потенціалом на колекторі, оскільки використовується транзистор п-р-п-структури; це можна забезпечити шляхом приєднання до колекторного кола джерела живлення $E_{Ж}$;

д) між базою й емітером транзистора слід забезпечити постійну напругу $E_{БЕ_0}$ порядку 0,3...0,7 В з позитивним потенціалом на базі, для чого використовують додаткове джерело живлення $E_{ЗМ}$ – джерело зміщення;

е) структурна схема підсилювального каскаду (див. рис. 1.1) крім транзистора і джерела живлення містить джерело сигналу й навантаження; до отриманої схеми підключають джерело сигналу й навантаження.

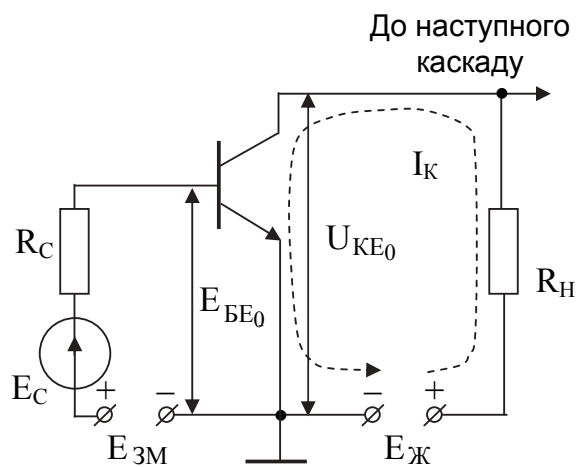


Рис. 3.1

3.2. Динамічні характеристики каскаду та їх взаємозв'язок

Для вихідного кола схеми (див. рис. 3.1) складемо рівняння Кірхгофа за постійним струмом

$$E_{Ж} = I_{К} R_{Н} + U_{КЕ}$$

і розв'яжемо його відносно $I_{К}$:

$$I_{К} = (E_{Ж} - U_{КЕ}) / R_{Н}. \quad (3.1)$$

Це рівняння прямої лінії, тому залежність отримала назву навантажувальної прямої підсилювального каскаду за постійним струмом. У той же час рівняння відображає зв'язок між вихідним струмом транзистора I_K і вихідною напругою транзистора U_{KE} , тому її ще називають вихідною динамічною характеристикою каскаду за постійним струмом.

Вихідну динамічну характеристику підсилювального каскаду (рис. 3.2, а) будуємо на сімействі вихідних статичних характеристик транзистора. Оскільки ця характеристика є прямою лінією, то її можна провести через дві точки, які найзручніше визначати на координатних осях. Для цього вважаємо, що $I_K = 0$, тоді $U_{KE} = E_{Ж}$ і $U_{KE} = 0$, отже, $I_K = E_{Ж}/R_H$.

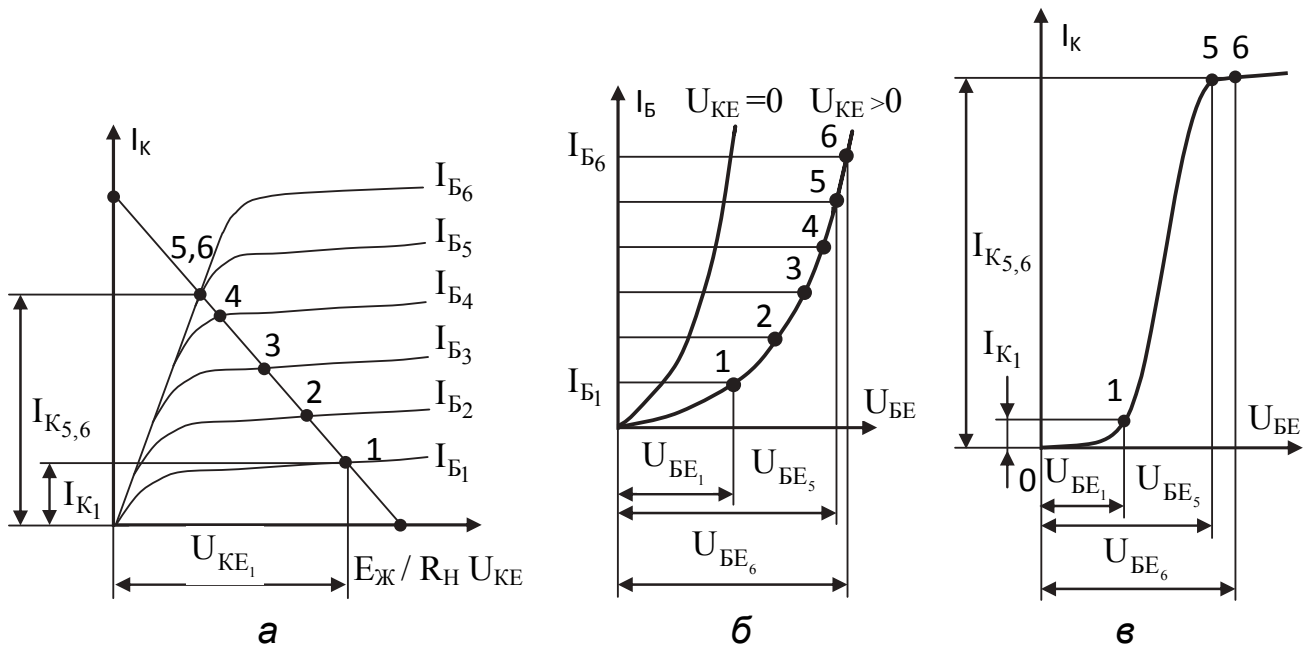


Рис. 3.2

Вхідну динамічну характеристику каскаду (рис. 3.2, б), тобто залежність вхідного струму I_B від вхідної напруги U_{BE} , будуємо на сімействі вхідних статичних характеристик транзистора.

З курсу «Електронні прилади» відомо, що сімейство вхідних статичних характеристик транзистора складається з двох характеристик, одну з яких визначають при $U_{KE} = 0$, а іншу – при $U_{KE} > 0$ (зазвичай при 5 В).

Для побудови вхідної динамічної характеристики каскаду на вихідній характеристиці позначимо всі точки перетину динамічної характеристики зі статичними характеристиками. Перенесемо всі ці точки на вхідні характеристики.

Так, у точці 1 маємо координати I_{B1} і U_{KE1} . Із рис. 3.2, а видно, що $U_{KE1} > 0$, тому точку 1 на вхідній характеристиці визначимо як точку перетину горизонтальної прямої на рівні I_{B1} зі статичною вхідною характеристикою при $U_{KE} > 0$. Таким же чином знаходимо всі інші точки. З'єднавши ці точки, одержуємо вхідну динамічну характеристику каскаду.

Вхідна динамічна характеристика каскаду збігається зі статичною вхідною характеристикою транзистора при $U_{КЕ} > 0$.

Тепер можна побудувати прохідну динамічну характеристику каскаду (рис. 3.2, в), узявши для кожної точки координату I_K з вихідної характеристики, а координату $U_{БЕ}$ – із вхідної характеристики.

3.3. Режими роботи підсилювальних каскадів

Розрізняють такі режими роботи: «А», «В», «АВ» і «С». При розгляді режимів роботи зручно користуватися такими початковими умовами:

а) як випробувальний сигнал брати гармонічні коливання $U_{ВХ} = U_m \sin \omega t$;

б) застосовувати кусково-ламану апроксимацію прохідної динамічної ВАХ;

в) амплітуду вхідного сигналу U_m вибирати таким чином, щоб повністю охопити всю похилу ділянку прохідної ВАХ.

У режимі «А» (рис. 3.3, а) робочу точку вибирають на середині похилої ділянки прохідної ВАХ. Це такий режим роботи каскаду, коли струм на виході існує протягом усього періоду дії сигналу на вході.

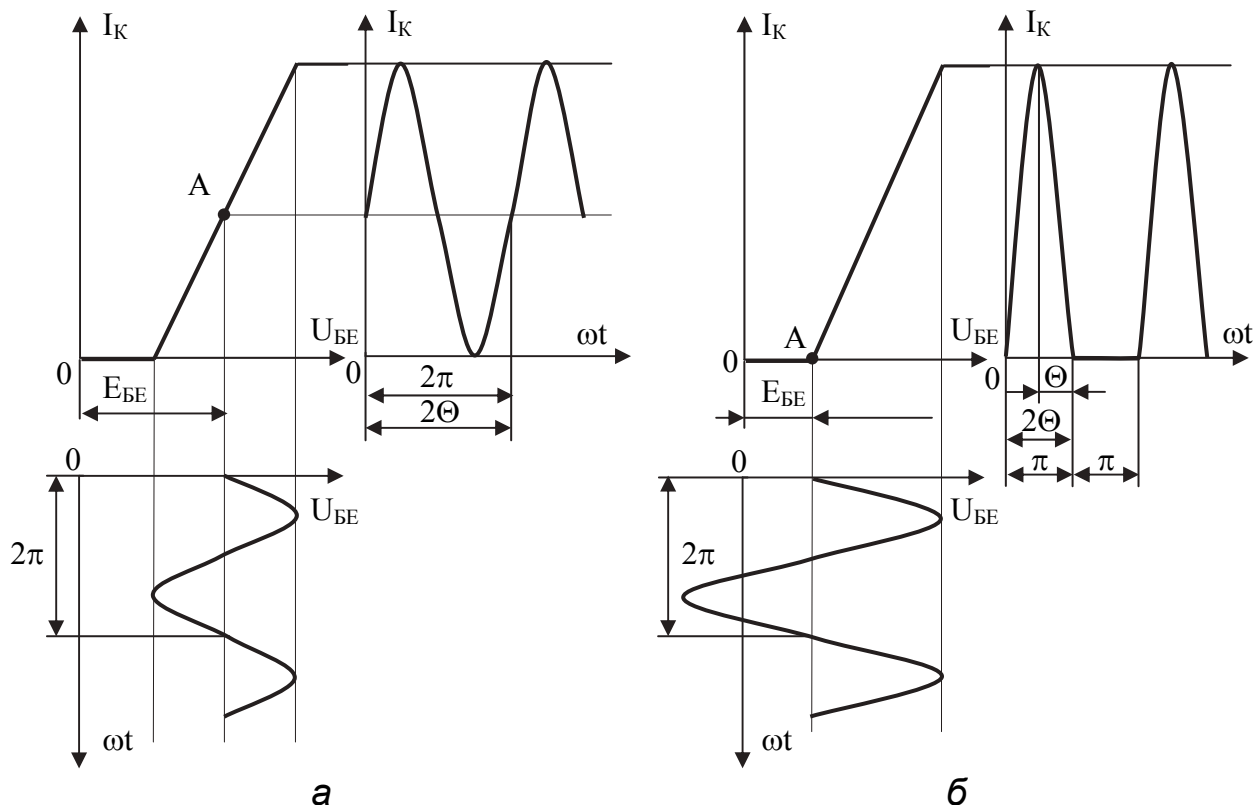


Рис. 3.3

У режимі «В» (рис. 3.3, б) робочу точку вибирають на перетині похилої ділянки прохідної ВАХ з горизонтальною віссю. Струм на виході проходить тільки протягом половини періоду дії сигналу на вході.

Для визначення режиму роботи введемо поняття кута відсічення. Кут, при якому проходить струм на виході, позначимо через 2Θ .

Кут відсічення Θ – це половина кута, при якому проходить струм на виході за період вхідного коливання.

У режимі «В» кут відсічення Θ дорівнює $\pi/2$, тобто 90° . Таким чином, **режим «В» – це режим роботи з кутом відсічення $\Theta = \pi/2$, а режим «А» – це режим роботи з кутом відсічення $\Theta = \pi$.**

У режимі «АВ» робочу точку вибирають десь між серединою похилої ділянки прохідної ВАХ і точкою перетину похилої ділянки з горизонтальною віссю. **Режим «АВ» – це режим роботи з кутами відсічення $\pi/2 < \Theta < \pi$.**

У режимі «С» робочу точку вибирають лівіше від точки перетину похилої ділянки прохідної ВАХ з горизонтальною віссю. **Режим «С» – це режим роботи з кутами відсічення $\Theta < \pi/2$.**

У підсилювальній техніці найбільшого поширення набули режими роботи «А», «АВ» і «В». Режим «С» широко застосовується для побудови потужних підсилювачів з резонансним навантаженням.

3.4. Нестабілізовані кола зміщення

При створенні радіотехнічних схем необхідно використовувати мінімальну кількість джерел живлення. Цю вимогу можна поставити і до принципової схеми на рис. 3.1.

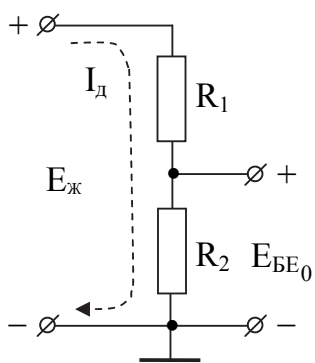


Рис. 3.4

Оскільки $E_{ж} \gg E_{ЗМ}$, то виникає можливість відібрати частину енергії від потужного джерела живлення $E_{ж}$ і використати її для організації зміщення між базою й емітером.

Кола, за допомогою яких частина енергії від джерела живлення $E_{ж}$ передається на організацію зміщення між базою й емітером, називають колами зміщення.

Основою побудови існуючих кіл зміщення є пристрій, відомий з теорії кіл – подільник напруги (рис. 3.4).

Цілком очевидно, що струм подільника

$$I_{д} = E_{ж} / (R_1 + R_2), \quad (3.2)$$

а необхідна в робочій точці напруга зміщення

$$E_{БЕ_0} = I_{д} R_2 = E_{ж} R_2 / (R_1 + R_2). \quad (3.3)$$

3.4.1. Схема зміщення фіксованою напругою «база – емітер»

Приєднаємо подільник напруги до принципової схеми каскаду (див. рис. 3.1), виключивши джерело зміщення $E_{ЗМ}$ (рис. 3.5).

Оскільки резистор R_H виявився приєднаним до кола колектора, назвемо його резистором у колекторному колі й позначимо R_K .

У схемі проходять постійні струми колектора, бази й подільника. Якщо порівняти отриману схему зі схемою подільника напруги (див. рис. 3.4), то можна визначити, що через верхнє плече подільника (резистор R_1) крім струму подільника проходить додатковий струм бази. Цікаво з'ясувати, до чого приводить така відмінність. Для цього складемо рівняння Кірхгофа:

$$E_{Ж} = U_{R_1} + U_{R_2} = (I_{Д} + I_{Б_0})R_1 + E_{БЕ_0} \quad (3.4)$$

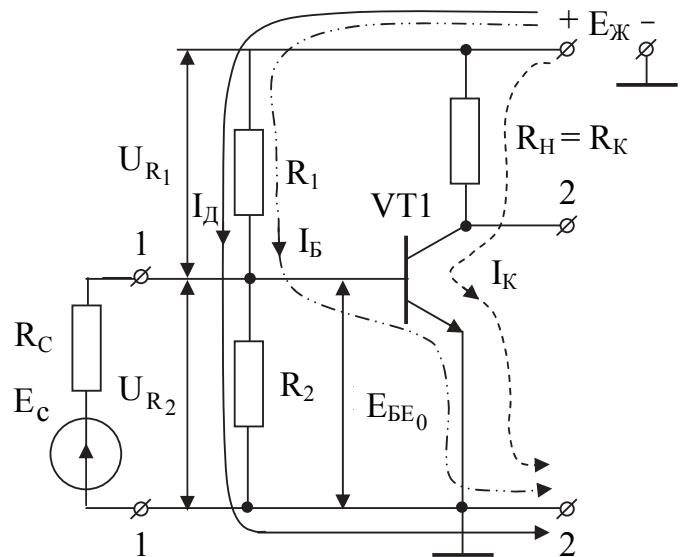


Рис. 3.5

Струм бази залежить від температури (2.12), тому що від температури залежить тепловий струм. Хоча величина цього струму є невеликою, його температурну залежність необхідно враховувати.

Таким чином, якщо температура зміниться, то зміниться тепловий струм, а отже, і струм бази. Однак змінення струму бази приведе до змінення падіння напруги на резисторі R_1 , що, своєю чергою, спричинить змінення величини $E_{БЕ_0}$, оскільки $E_{Ж} = \text{const}$. **Робоча точка на прохідній ВАХ зміститься.**

ВАХ зміститься.

З (3.4) випливає, що зміна падіння напруги на резисторі R_1 при зміні температури буде тим меншою, чим більше струм подільника порівняно зі струмом бази $I_{Б_0}$, тобто

$$I_{Д} \gg I_{Б_0} \quad (3.5)$$

Для виконання цієї нерівності відповідно до (3.2) опори резисторів R_1 і R_2 необхідно зменшити. Розглянемо, до чого приведе таке зменшення опорів за змінним струмом.

Визначимо еквівалентний вхідний опір каскаду, тобто опір між полюсами 1–1. Оскільки між полюсами джерела живлення приєднано блокувальний конденсатор великої ємності, про що йшлося в розд.1, ці полюси за змінним струмом можна вважати закороченими. У цьому випадку вхідний опір каскаду буде визначатися паралельним з'єднанням вхідного опору транзистора $r_{БЕ}$ і резисторів R_1 і R_2 .

Резистори R_1 і R_2 за постійним струмом приєднано послідовно, а за змінним – паралельно.

Оскільки резистори R_1 і R_2 мають малий опір, вхідний опір каскаду виявляється значно меншим від вхідного опору транзистора, що є недоліком схеми.

Для того щоб і вхідний опір був не дуже малим, і робоча точка була більш-менш зафіксованою на прохідній ВАХ при змінах температури, вели-

чину струму подільника на практиці рекомендується вибирати з таких співвідношень:

а) для вхідних і проміжних каскадів

$$I_{\text{д}} = (5 \dots 10) I_{\text{Б}_0} ;$$

в) для вихідних каскадів

$$I_{\text{д}} = (1 \dots 5) I_{\text{Б}_0} .$$

Підбором резисторів R_1 і R_2 (3.3) можна зафіксувати будь-яку необхідну величину напруги між базою й емітером у робочій точці, тому цю схему називають схемою зміщення фіксованою напругою «база – емітер».

3.4.2. Схема зміщення фіксованим струмом бази

Виключивши зі схеми на рис. 3.5 резистор R_2 , отримаємо схему зміщення фіксованим струмом бази (рис. 3.6), у якій роль нижнього плеча подільника відіграє опір переходу «база – емітер» $r_{\text{БЕ}}$, а роль струму подільника – струм бази. У цьому випадку $E_{\text{БЕ}_0} = I_{\text{Б}_0} r_{\text{БЕ}}$, але оскільки струм бази відповідно до виразу (2.12) змінюється зі змінням температури, робоча точка зміщується, а це є недоліком схеми.

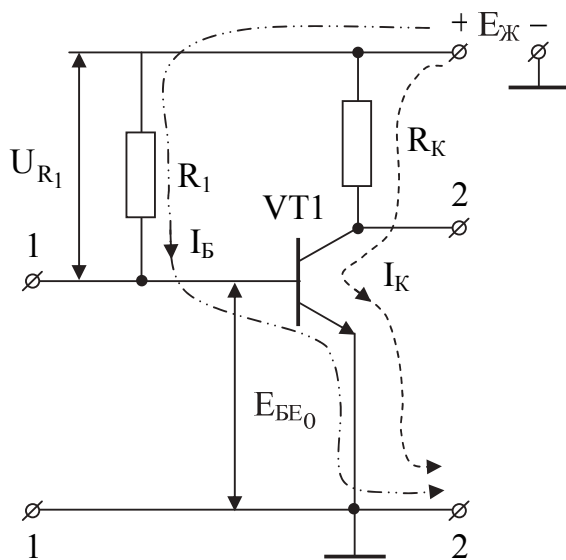


Рис. 3.6

У цьому випадку $E_{\text{БЕ}_0} = I_{\text{Б}_0} r_{\text{БЕ}}$, але оскільки струм бази відповідно до виразу (2.12) змінюється зі змінням температури, робоча точка зміщується, а це є недоліком схеми.

Складемо рівняння $E_{\text{Ж}} = U_{R_1} + E_{\text{БЕ}_0} = I_{\text{Б}_0} R_1 + E_{\text{БЕ}_0}$ і розв'яжемо його відносно струму бази, ураховуючи, що на практиці $E_{\text{Ж}}$ становить 9...24 В, а це значно більше $E_{\text{БЕ}_0}$:

$$I_{\text{Б}_0} = (E_{\text{Ж}} - E_{\text{БЕ}_0}) / R_1 \approx E_{\text{Ж}} / R_1 . \quad (3.6)$$

Перевагою схеми є те, що її вхідний опір є великим і наближається до величини вхідного опору транзистора, бо дорівнює паралельному з'єднанню опору переходу «база – емітер» $r_{\text{БЕ}}$ і опору резистора R_1 , а опір резистора R_1 відповідно до виразу (3.6) є великим, тому що струм бази є малим.

Підбираючи опір резистора R_1 , можна зафіксувати будь-яку необхідну величину струму бази, чим і визначається назва схеми. У цьому випадку величина зміщення $E_{\text{БЕ}_0}$ виходить автоматично відповідно до вхідної динамічної характеристики (див. рис. 3.2, б).

3.5. Стабілізовані кола зміщення

Обидві розглянуті схеми зміщення отримали назву нестабілізованих кіл зміщення, оскільки не містять спеціальних кіл, які б утримували робочу

точку в одному й тому ж місці на прохідній ВАХ при змінненні температури. Тепер розглянемо, чи є можливість здійснити стабілізацію положення робочої точки (рис. 3.7).

Покладемо, що температура збільшується. Це призводить до того, що тепловий струм колектора I_{TK} також збільшується. Тоді відповідно до (2.14) збільшується струм колектора, тобто робоча точка зміщується вгору по прохідній ВАХ, при цьому збільшується напруга зміщення E_{BE} .

Щоб повернути робочу точку в початкове положення (з A' в A), можна спробувати використати те ж саме збільшення температури для зменшення зміщення E_{BE} до величини E_{BE_0} .

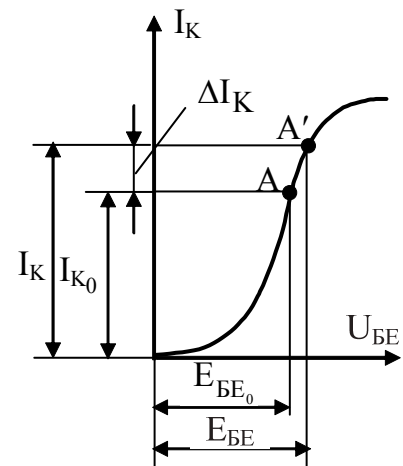


Рис. 3.7

Цей алгоритм можна реалізувати, використовуючи або елементи, у яких опір залежить від температури, або кола зворотного зв'язку. Кола, у яких використовуються термозалежні елементи, називають **колами термокомпенсації**, а кола, у яких використовується зворотний зв'язок – **колами термостабілізації**.

3.5.1. Кола термокомпенсації

Розрізняють термоелементи двох типів:

- з додатним температурним коефіцієнтом, коли зі збільшенням температури його опір збільшується;
- з від'ємним температурним коефіцієнтом, коли зі збільшенням температури його опір зменшується.

Розглянемо побудову кіл термокомпенсації на прикладі схеми зміщення фіксованою напругою «база – емітер» (див. рис. 3.5).

З виразу (3.3) випливає, що зменшити E_{BE} можна шляхом зменшення опору R_2 . Доходимо висновку, що зі збільшенням температури опір резистора R_2 має зменшитися, тобто як резистор R_2 необхідно використовувати термоелемент з від'ємним температурним коефіцієнтом.

На рис. 3.8 зображено термоелементи, що мають від'ємний температурний коефіцієнт: терморезистор, напівпровідниковий діод, транзистор в діодному включенні. Будь-який з цих елементів можна застосовувати замість резистора R_2 нижнього плеча базового подільника.

Процеси, що відбуваються в транзисторі зі збільшенням температури, можна трактувати таким чином (див. рис. 3.5). Струм у колекторному колі транзистора

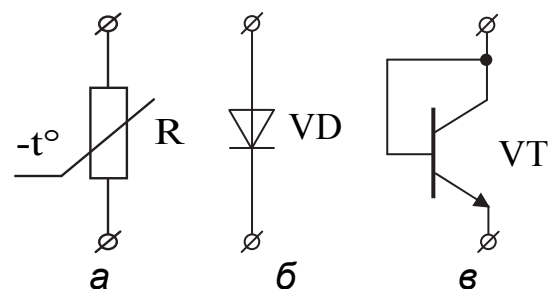


Рис. 3.8

$I_K = E_{Ж} / (R_K + r_{KE})$, де r_{KE} – опір між колектором та емітером транзистора. У цьому виразі $E_{Ж}$ і R_K – постійні величини, що не залежать від температури, а струм зі збільшенням температури через збільшення теплового струму (2.14) збільшується. Це можна пояснити, якщо покласти, що опір r_{KE} зі збільшенням температури зменшується, тобто транзистор – це елемент з від’ємним температурним коефіцієнтом.

В інтегральній схемотехніці значного поширення набула схема з транзистором у діодному включенні (рис. 3.9), для якої алгоритм стабілізації положення робочої точки можна подати таким чином:

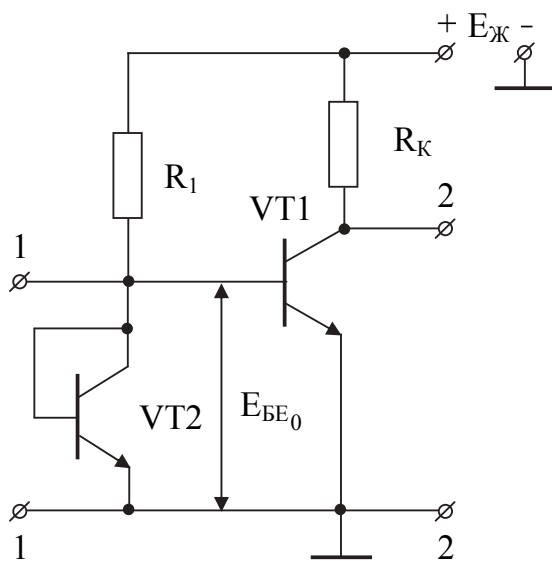


Рис. 3.9

$$t^{\circ} \uparrow \rightarrow r_{KE_{VT1}} \uparrow \rightarrow I_K \uparrow \rightarrow \Delta I_{K1};$$

$$r_{KE_{VT2}} \downarrow \rightarrow E_{BE} \downarrow \rightarrow I_K \downarrow \rightarrow \Delta I_{K2}.$$

Через зменшення опору r_{KE} основного транзистора VT1 робоча точка зміщується вгору по прохідній ВАХ, що призводить до збільшення струму колектора на величину ΔI_{K1} .

Одночасно з цим процесом відбувається інший процес: зі збільшенням температури зменшується опір r_{KE} допоміжного транзистора VT2, що приводить до зміщення робочої точки вниз, тобто до зменшення струму

колектора на величину ΔI_{K2} .

Оскільки йдеться про інтегральне виконання схеми, транзистори VT1 і VT2 мають однакові властивості, тобто їх опір r_{KE} змінюється зі змінням температури на одну й ту саму величину, унаслідок чого в широкому діапазоні зміння температури має виконуватися рівність $\Delta I_{K2} = \Delta I_{K1}$.

3.5.2. Кола термостабілізації

Існують дві основні схеми термостабілізації:

- емітерна;
- колекторна.

Емітерна термостабілізація

Емітерна термостабілізація використовується спільно зі схемою зміщення фіксованною напругою «база – емітер» (рис. 3.10).

При приєднанні резистора R_E у колі емітера виникає зворотний зв'язок. Рівняння

$$U_{R_2} = E_{BE} + U_{R_E}$$

розв'яжемо відносно E_{BE} :

$$E_{BE} = U_{R_2} - U_{R_E}, \quad (3.7)$$

де E_{BE} – це напруга, що прикладається до входу транзистора; $U_{R_2} = I_D R_2 = \text{const}$, тобто U_{R_2} від температури не залежить;

$$U_{R_E} = (I_K + I_B) R_E \approx I_K R_E, \quad (3.8)$$

оскільки зазвичай $I_B \ll I_K$.

Рівняння (3.7) називають рівнянням замкненої системи автоматичного регулювання.

Розглянемо алгоритм роботи емітерної термостабілізації:

$$t^\circ \uparrow \rightarrow I_{KT} \uparrow \rightarrow I_K \uparrow \rightarrow U_{R_E} \uparrow \rightarrow E_{BE} \downarrow \rightarrow I_K \downarrow.$$

Збільшення температури спричиняє збільшення теплового струму I_{KT} . Струм колектора I_K (2.14) збільшується, і робоча точка переміщається вгору по прохідній ВАХ на величину ΔI_{K_1} . Однак збільшення струму колектора приводить до збільшення падіння напруги U_{R_E} (3.8) на резисторі в колі емітера, що, своєю чергою, спричиняє зменшення напруги E_{BE} (3.7), унаслідок чого робоча точка зміщується вниз по прохідній ВАХ і струм колектора зменшується на величину ΔI_{K_2} .

Відбувається саморегулювання струму колектора: будь-яка зміна струму через дію зворотного зв'язку в кінцевому підсумку приводить до його протилежної зміни.

Система працює доти, доки не виконається рівність $\Delta I_{K_2} = \Delta I_{K_1}$, тобто доки робоча точка не повернеться в положення А, що є положенням стійкої рівноваги замкненої системи регулювання.

Для підвищення чутливості системи при незначному змінненні температури опір резистора R_E бажано збільшувати. Але таке збільшення при незмінній величині $E_{Ж}$ обов'язково призведе або до порушення режиму роботи транзистора за постійним струмом, або до погіршення підсилювальних властивостей каскаду. Це можна побачити з рівності

$$E_{Ж} = U_{R_K} + U_{KE} + U_{R_E} = \text{const}.$$

Ясно, що збільшення R_E приведе до збільшення U_{R_E} і, отже, до зменшення U_{KE} і U_{R_K} .

На практиці рекомендується вибирати величину R_E згідно із співвідношенням

$$U_{R_E} \approx (0,1 \dots 0,3) E_{Ж}, \quad (3.9)$$

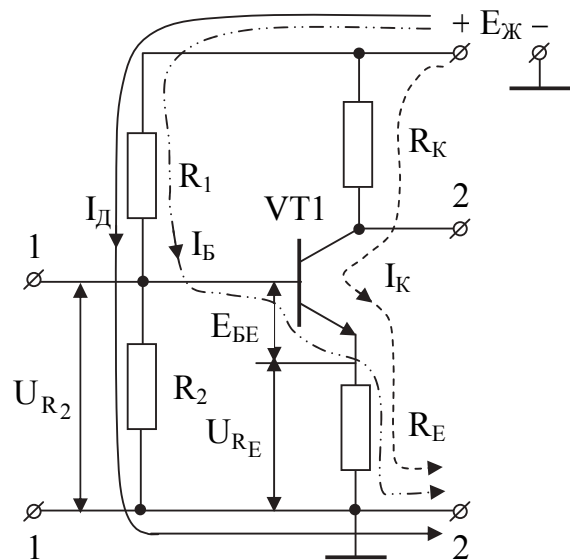


Рис. 3.10

звідки $R_E \approx (0,1 \dots 0,3) E_{Ж} / I_{K0}$.

Колекторна термостабілізація

Колекторна термостабілізація використовується спільно зі схемою зміщення фіксованим струмом бази.

Для організації зворотного зв'язку необхідно верхній кінець резистора R_1 (див. рис. 3.6) приєднати до виходу схеми (рис. 3.11).

Складемо рівняння замкненої системи автоматичного регулювання:

$$E_{Ж} = U_{R_K} + U_{R_1} + E_{BE};$$

$$E_{Ж} = (I_K + I_B)R_K + I_B R_K + E_{BE} \approx (I_K R_K + I_B R_K) + E_{BE} = \text{const.} \quad (3.10)$$

Розглянемо алгоритм роботи колекторної термостабілізації:

$$t^\circ \uparrow \rightarrow I_{KT} \uparrow \rightarrow I_K \uparrow \rightarrow (I_K R_K + I_B R_K) \uparrow \rightarrow E_{BE} \downarrow \rightarrow I_K \downarrow.$$

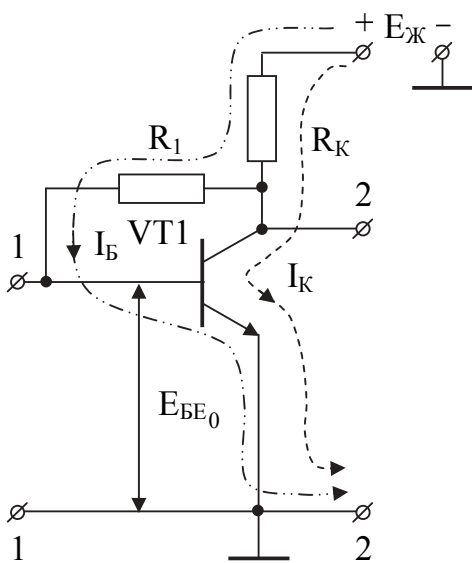


Рис. 3.11

Уважатимемо, що температура збільшується. Це приводить до того, що струм колектора також збільшується, тобто робоча точка зміщується вгору по прохідній ВАХ на величину ΔI_{K_1} ,

спричиняючи при цьому збільшення напруги E_{BE} між базою й емітером (див. рис. 3.7). Якщо перенести побудови на вхідну динамічну ВАХ (рис. 3.12), то і на ній робоча точка зміститься вгору, тобто струм бази збільшиться. Однак збільшення струмів колектора й бази приводить до збільшення падінь напруг на резисторі в колі колектора й на резисторі R_1 . Це, своєю чергою, спричиняє зменшення напруги E_{BE} (3.10), унаслідок чого робоча точка зміщується вниз по прохідній ВАХ і струм колектора зменшується на величину ΔI_{K_2} .

Оскільки система регулювання є замкненою, регулювання відбувається доти, доки не виконається рівність $\Delta I_{K_2} = \Delta I_{K_1}$, тобто точкою стійкої рівноваги цієї системи є робоча точка А.

Для підвищення чутливості системи до малих змін температури слід збільшити опір R_K , але це збільшення призведе до порушення режиму роботи транзистора, оскільки зменшиться напруга U_{KE} згідно з рівнянням $E_{Ж} = U_{R_K} + U_{KE} = \text{const.}$

На практиці величину R_K слід вибирати відповідно до співвідношення

Для підвищення чутливості системи до малих змін температури слід збільшити опір R_K , але це збільшення призведе до порушення режиму роботи транзистора, оскільки зменшиться напруга U_{KE} згідно з рівнянням $E_{Ж} = U_{R_K} + U_{KE} = \text{const.}$

На практиці величину R_K слід вибирати відповідно до співвідношення

$$U_{R_K} \approx 0,5 E_{Ж}, \quad (3.11)$$

$$(I_{K0} + I_{B0})R_K \approx I_{K0} R_K \approx 0,5 E_{Ж},$$

звідки $R_K \approx 0,5 E_{Ж} / I_{K0}$.

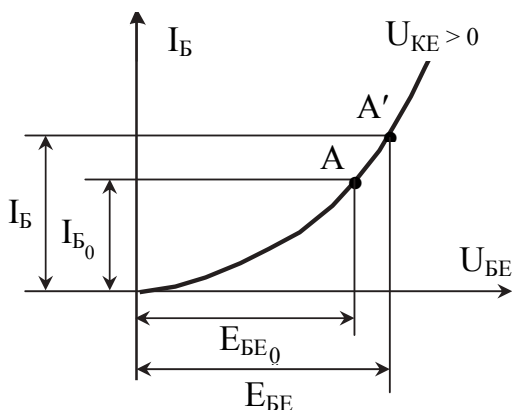


Рис. 3.12

4. МЕТОДИ АНАЛІЗУ СХЕМ ЗА ЗМІННИМ СТРУМОМ

Серед великої кількості наявних методів аналізу схем за змінним струмом виберемо два й скористаємося ними: метод на основі загальної теорії навантаженого чотириполюсника; метод еквівалентних схем. Ці методи аналізу є рівнозначними, тому їх використання залежатиме від конкретної ситуації.

Крім того, у цьому розділі наведемо інформацію про основні види зворотного зв'язку, оскільки він істотно впливає на результати аналізу каскадів за змінним струмом.

4.1. Метод на основі загальної теорії навантаженого чотириполюсника

У підрозд. 2.2 транзистор було подано у вигляді лінійного чотириполюсника, який описується системою рівнянь (2.6). Оскільки цей чотириполюсник ні з боку входу, ні з боку виходу не є навантаженим, його називають ненавантаженим.

Навантажимо чотириполюсник, приєднавши до нього з боку входу джерело сигналу, а з боку виходу – навантаження (рис. 4.1), причому будемо вважати, що струми \dot{I}_1 , \dot{I}_2 і напруги \dot{U}_1 , \dot{U}_2 залишаються такими самими, як і в ненавантаженому чотириполюснику. Це дає змогу при роботі з навантаженим чотириполюсником користуватися системою рівнянь (2.6).

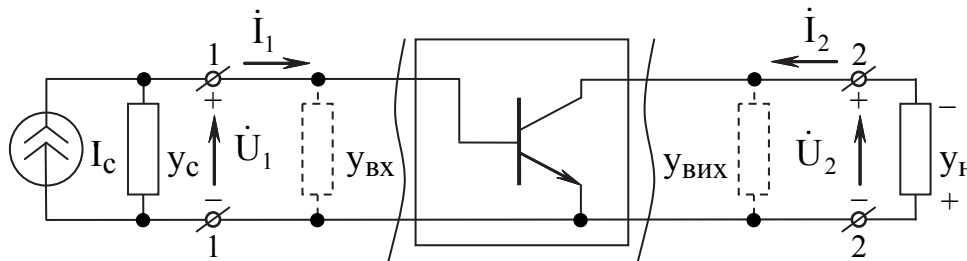


Рис. 4.1

Якщо порівняти схему на рис. 4.1 зі схемою на рис. 1.1, то неважко побачити, що навантажений чотириполюсник – це підсилювальний каскад, тобто загальна теорія навантаженого чотириполюсника – це теорія підсилювального каскаду. У будь-якому підсилювальному каскаді становлять інтерес коефіцієнт підсилення, вхідна і вихідна провідність. Знайдемо ці параметри.

4.1.1. Коефіцієнт підсилення за напругою

Для вихідного кола навантаженого чотириполюсника запишемо закон Ома

$$\dot{I}_2 = -y_n \dot{U}_2. \quad (4.1)$$

Тут є одна особливість. Коли чотириполюсник був ненавантаженим з

боку виходу, тобто навантаження y_H не приєднувалося до полюсів 2–2, уважалося, що верхній полюс має більш високий потенціал (+), ніж нижній (-). Після приєднання навантаження y_H струм \dot{I}_2 , що проходить через y_H , створює падіння напруги, причому нижній полюс тепер має більший потенціал (+), а верхній – менший (-). Для врахування того факту, що при замиканні зовнішнього кола фаза напруги \dot{U}_2 змінюється на протилежну, у формулі (4.1) поставлено знак «-».

Якщо скористатися другим рівнянням системи (2.6) і прирівняти його до отриманого виразу (4.1)

$$y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2 = -y_H\dot{U}_2,$$

то можна одержати формулу для розрахунку коефіцієнта підсилення через у-параметри транзистора:

$$\dot{K} = \dot{U}_2/\dot{U}_1 = -y_{21}/(y_{22} + y_H). \quad (4.2)$$

4.1.2. Вхідна провідність

Діятимемо таким чином: відкинемо частину схеми, що знаходиться правіше хвилястої лінії з боку входу чотириполюсника (див. рис. 4.1), і створимо для струму штучний шлях через вхідну провідність $y_{ВХ}$ (показано пунктиром), яку назвемо еквівалентною вхідною провідністю

$$y_{ВХ} = \dot{I}_1/\dot{U}_1.$$

Скориставшись першим рівнянням системи (2.6) і поділивши ліву й праву його частини на \dot{U}_1 , отримаємо

$$y_{ВХ} = y_{11} + y_{12}\dot{U}_2/\dot{U}_1 = y_{11} + y_{12}\dot{K} = y_{11} - y_{21}y_{12}/(y_{22} + y_H). \quad (4.3)$$

Звідси випливає, що вхідна провідність навантаженого чотириполюсника (тобто підсилювального каскаду) залежить від вхідної провідності транзистора y_{11} , але при цьому з'явилася добавка. Виявилось, що вхідна провідність залежить від величин навантаження й вихідної провідності транзистора. Це є наслідком того, що в транзисторі існує провідність зворотного зв'язку y_{12} . Якби $y_{12} = 0$, то вхідна провідність каскаду визначалася б тільки вхідною провідністю транзистора.

4.1.3. Коефіцієнт оберненого перетворення

Коефіцієнт оберненого перетворення $\dot{K}_{ОБ}$ – це проміжний параметр, необхідний для обчислення вихідної провідності.

Для знаходження коефіцієнта оберненого перетворення в схемі навантаженого чотириполюсника поміняємо місцями вхід і вихід, тобто до полюсів 2–2 приєднаємо джерело сигналу, а до полюсів 1–1 – навантаження. Але при цьому необхідно, щоб величини струмів \dot{I}_1 , \dot{I}_2 і напруг \dot{U}_1 , \dot{U}_2 залишилися колишніми. Ця умова буде виконуватися, якщо будуть

правильними такі співвідношення між внутрішніми провідностями джерел сигналу й навантажень у схемах на рис. 4.1 і 4.2:

$$y'_c = y_H \text{ і } y'_H = y_C.$$

У розглянутій схемі \dot{U}_2 – вхідна напруга, а \dot{U}_1 – вихідна. Уведемо поняття коефіцієнта оберненого перетворення

$$\dot{K}_{\text{ОБ}} = \dot{U}_1 / \dot{U}_2.$$

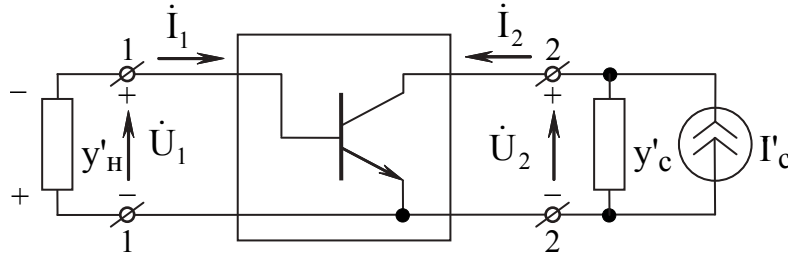


Рис. 4.2

Для вихідного кола цієї схеми запишемо закон Ома

$$\dot{I}_1 = -y'_H \dot{U}_1 = -y_C \dot{U}_1. \quad (4.4)$$

Знак «-» у виразі свідчить про переверот фази напруги при замиканні зовнішнього кола. Маємо два рівняння для струму \dot{I}_1 : перше рівняння системи (2.6) і (4.4). Прирівнюємо ці вирази:

$$-y_C \dot{U}_1 = y_{11} \dot{U}_1 + y_{12} \dot{U}_2,$$

отже, маємо

$$\dot{K}_{\text{ОБ}} = -y_{12} / (y_{11} + y_C).$$

4.1.4. Вихідна провідність

Повернімося до схеми на рис. 4.1 і знову зробимо так, як і при визначенні $y_{\text{ВХ}}$. Відкинемо частину схеми лівіше хвилястої лінії з боку виходу чотириполюсника і замінимо її еквівалентною провідністю $y_{\text{ВИХ}}$. Згідно із законом Ома $y_{\text{ВИХ}} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2$.

Поділивши ліву й праву частини другого рівняння системи (2.6) на \dot{U}_2 , отримаємо

$$y_{\text{ВИХ}} = y_{22} + y_{21} \dot{U}_1 / \dot{U}_2 = y_{22} + y_{21} \dot{K}_{\text{ОБ}} = y_{22} - y_{12} y_{21} / (y_{11} + y_C). \quad (4.5)$$

Звідси випливає, що вихідна провідність через провідність зворотного зв'язку транзистора y_{12} залежить не тільки від вихідної провідності транзистора, але і від його вхідної провідності й провідності джерела сигналу.

Формули для \dot{K} , $y_{\text{ВХ}}$ і $y_{\text{ВИХ}}$ отримано для ССЕ. Вони зали-

Таблиця 4.1

ССЕ	ССК	ССБ
y_{11}	$y_{11\text{К}} = y_{11}$	$y_{11\text{Б}} = \sum y$
y_{12}	$y_{12\text{К}} = -(y_{12} + y_{11})$	$y_{12\text{Б}} = -(y_{12} + y_{22})$
y_{21}	$y_{21\text{К}} = -(y_{21} + y_{11})$	$y_{21\text{Б}} = -(y_{21} + y_{22})$
y_{22}	$y_{22\text{К}} = \sum y$	$y_{22\text{Б}} = y_{22}$
$\sum y = y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}$		

шаться такими самими для схем зі спільним колектором і спільною базою, тільки в ці формули необхідно підставити у-параметри транзистора, які визначаються для схем ССК і ССБ відповідно.

Виявляється, якщо у-параметри для ССБ є відомими, то можна легко отримати у-параметри для ССК і ССБ, скориставшись формулами перерахунку параметрів, наведеними в табл. 4.1 [9].

4.1.5. Метод еквівалентних схем

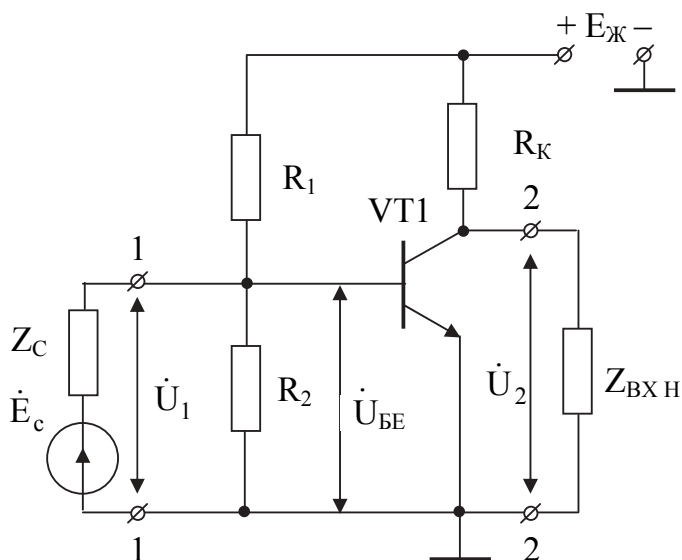


Рис. 4.3

Еквівалентну схему будь-якого пристрою складають за його принциповою схемою. На прикладі принципової схеми резистивного каскаду за ССБ (рис. 4.3) розглянемо алгоритм складання еквівалентної схеми (рис. 4.4):

1. Транзистори принципової схеми замінюють їх еквівалентними схемами (див. рис. 2.9, б).

2. До еквівалентних схем транзисторів приєднують усі елементи принципової схеми.

При цьому слід пам'ятати, що

еквівалентну схему складають за змінним струмом, тобто за сигнальною складовою. А це означає, що джерело живлення необхідно замінити короткозамкненою перемичкою.

3. До еквівалентної схеми приєднують розподілені елементи: паразитні ємності й паразитні індуктивності, які на принциповій схемі не зображуються.

Паразитну ємність називають ємністю монтажу C_M . Її величина залежить від якості монтажу: якщо монтаж (складання) здійснюється проводами, то $C_M = 80 \dots 100$ пФ; якщо це друкований монтаж, то $C_M = 5 \dots 20$ пФ; при інтегральному виконанні C_M практично дорівнює нулю. Паразитна індуктивність – це індуктивність введів елементів схеми, що виявляється тільки на надвисоких частотах.

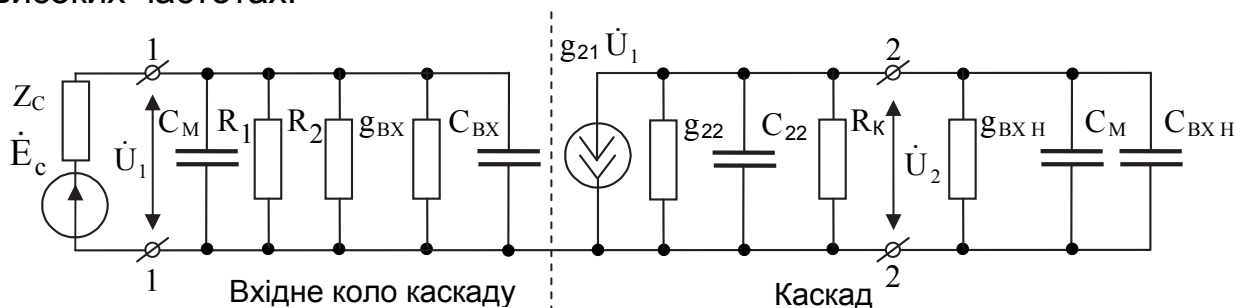


Рис. 4.4

З рис. 4.4 видно, що еквівалентна схема розглянутого підсилювача складається з двох ізольованих одна від одної частин – вхідного кола каскаду й каскаду. Ємності монтажу містять обидві частини.

Як предмет подальших досліджень інтерес становить каскад, який складається з вихідного кола попереднього транзистора, вхідного кола наступного транзистора й резистора в колі колектора.

Уведемо такі позначення:

$$g_{\Sigma} = g_{22} + g_{\text{ВХН}} + 1/R_K = g_{22} + g_{\text{ВХН}} + g_K, \quad C_{\Sigma} = C_{22} + C_M + C_{\text{ВХН}}. \quad (4.6)$$

З урахуванням цих позначень на рис. 4.5, а зображено спрощену еквівалентну схему каскаду. Отриману еквівалентну схему зручно розглядати окремо для кожної області частот (див. рис. 1.9).

У схемі g_{Σ} і C_{Σ} приєднано паралельно один до одного. Результівна провідність буде визначатися найбільшим значенням цих величин.

В області середніх і нижніх частот провідність ємності ωC_{Σ} є малою величиною, тому на практиці в області середніх і тим більше нижніх частот виконується співвідношення $g_{\Sigma} \gg \omega C_{\Sigma}$.

Отже, результівна провідність паралельного з'єднання g_{Σ} і C_{Σ} буде повністю визначатися величиною g_{Σ} , що дає можливість в області середніх (нижніх) частот з еквівалентної схеми видалити C_{Σ} (рис. 4.5, б).

В області середніх (нижніх) частот в еквівалентній схемі реактивностей немає. У зв'язку з цим на схемі U_1 і U_2 – дійсні величини.

В області верхніх частот провідність ємності ωC_{Σ} зі зростанням частоти збільшується, у зв'язку з чим в еквівалентній схемі зберігаються і g_{Σ} , і C_{Σ} , тому в цій області еквівалентна схема має такий самий вигляд, як і на рис. 4.5, а.

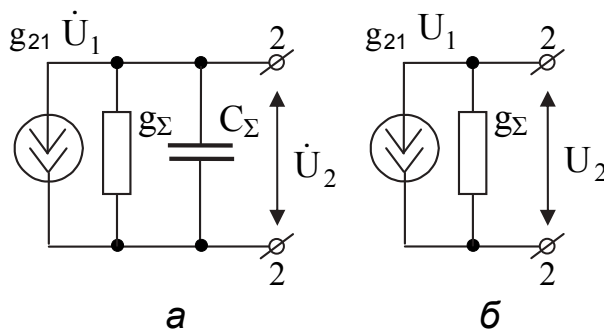


Рис. 4.5

4.2. Зворотний зв'язок у підсилювачах

Кола, за допомогою яких здійснюється передання енергії з виходу на вхід, тобто в напрямку, протилежному основному напрямку передання енергії, називаються колами зворотного зв'язку (ЗЗ).

Розглянемо види зворотного зв'язку за різними критеріями [1, 2, 3].

4.2.1. Види зворотного зв'язку за критерієм корисності

За критерієм корисності всі ланки зворотного зв'язку поділяють на два класи:

1. Свідомо введений ЗЗ, яким можна керувати, впливаючи тим самим на властивості підсилувача.

2. Паразитний, тобто шкідливий, зворотний зв'язок. Цей зв'язок виникає мимовільно, і ним керувати неможливо. Тому цей ЗЗ намагаються або зовсім прибрати, або максимально послабити.

Так, ЗЗ через загальний внутрішній опір джерела живлення прибирають, підключивши паралельно до джерела живлення блокувальний конденсатор (див. розд.1). ЗЗ через паразитну ємність монтажу послаблюють, ретельно продумуючи монтаж.

Найбільшу небезпеку становить ЗЗ через внутрішню провідність y_{12} :

$$-y_{12} = g_{12} + j\omega C_{12}.$$

За зворотний зв'язок у цій провідності в основному відповідає ємність C_{12} , оскільки ймовірність виникнення самозбудження збільшується зі збільшенням робочих частот, де провідність ωC_{12} порівняно з g_{12} виявляється домінуючою. Створюючи транзистори з малою величиною ємності «колектор – база» ($C_{КБ} = C_{12}$), послаблюють цей зв'язок, але повністю звільнитися від його впливу неможливо.

Завжди необхідно пам'ятати про присутність у каскаді паразитного ЗЗ через міжелектродну ємність C_{12} .

4.2.2. Види зворотного зв'язку за кількістю охоплених каскадів

На структурній схемі багатокаскадного підсилувального пристрою (рис. 4.6) показано приклади можливих варіантів ЗЗ.

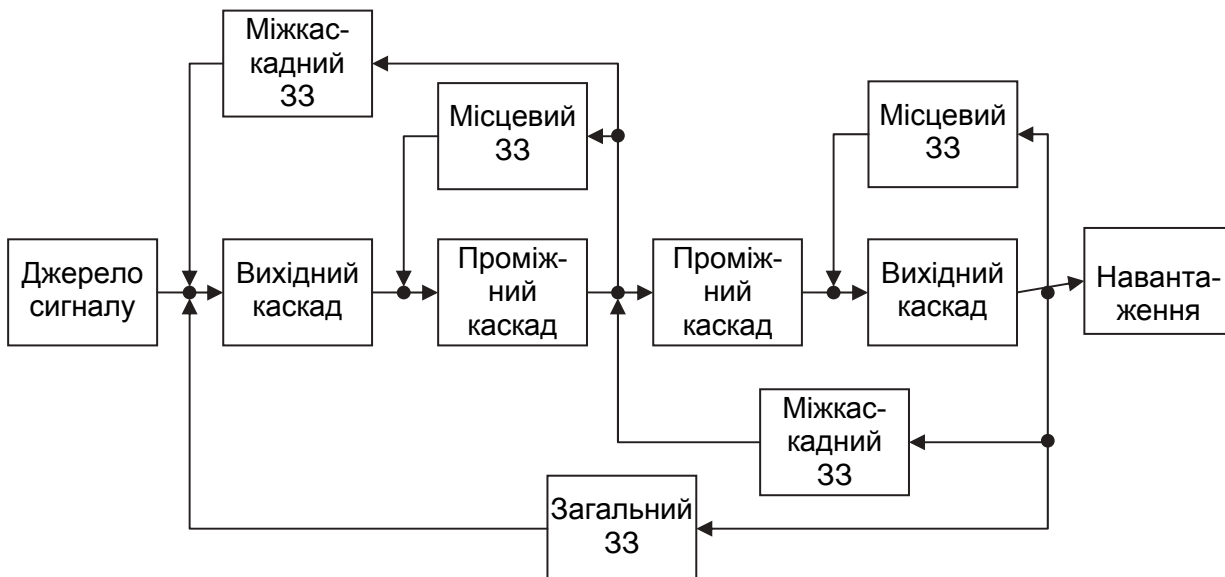


Рис. 4.6

Якщо ЗЗ охоплює тільки один каскад, то такий зв'язок називають місцевим, якщо весь підсилувальний пристрій, – загальним, а якщо кілька каскадів, – міжкаскадним.

4.2.3. Види зворотного зв'язку за знаком

Накреслимо структурну схему каскаду, охопленого місцевим ЗЗ (рис. 4.7). Нехай підсилювальний каскад характеризується коефіцієнтом підсилення \dot{K} , а коло ЗЗ – коефіцієнтом передання $\dot{\beta}$.

Каскад і коло ЗЗ утворюють замкнений контур, який називають петлею, або контуром зворотного зв'язку.

Для характеристики петлі ЗЗ уводять два параметри: петлевий коефіцієнт підсилення $\dot{\beta}\dot{K}$ і фактор, або глибину, зворотного зв'язку $\dot{F} = 1 - \dot{\beta}\dot{K}$.

Петлевий коефіцієнт підсилення в загальному випадку – комплексна величина:

$$\dot{\beta}\dot{K} = |\dot{\beta}\dot{K}|e^{j\phi_{\beta K}} = \beta K e^{j\phi_{\beta K}}.$$

На практиці найбільший інтерес становить випадок, коли петлевий коефіцієнт підсилення дорівнює своєму модулю, тобто $\dot{\beta}\dot{K} = \beta K$. Це буде мати місце в тому випадку, коли $e^{j\phi_{\beta K}} = \pm 1$. Скористаємося формулою Ейлера

$$e^{j\phi_{\beta K}} = \cos \phi_{\beta K} + j \sin \phi_{\beta K}.$$

Звідси випливає, що при $\phi_{\beta K} = 2n\pi$ $e^{j\phi_{\beta K}} = +1$, а при $\phi_{\beta K} = 2(n+1)\pi$ $e^{j\phi_{\beta K}} = -1$.

Випадок, коли $e^{j\phi_{\beta K}} = +1$, отримав назву додатного зворотного зв'язку (ДЗЗ), а коли $e^{j\phi_{\beta K}} = -1$, – від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ).

На практиці для визначення виду зворотного зв'язку за знаком можна скористатися такими означеннями.

Уведення додатного зворотного зв'язку призводить до збільшення підсилювального ефекту каскаду, а введення від'ємного зворотного зв'язку – до його ослаблення.

Якщо напруга зворотного зв'язку підводиться до входу транзистора, тобто до переходу «база – емітер», з тим же знаком, що й напруга від джерела сигналу, то це додатний зворотний зв'язок, якщо ж з протилежним, то це від'ємний зворотний зв'язок.

Зворотній зв'язок є частотно-залежним, тому завжди необхідно пам'ятати, що якщо зв'язок в області середніх частот має один знак, то в області верхніх або нижніх частот знак може змінитися на протилежний.

ВЗЗ набув найбільшого застосування в підсилювальних пристроях, а ДЗЗ – у генераторних.

Фактор зворотного зв'язку $\dot{F} = 1 + \dot{\beta}\dot{K}$ для ВЗЗ і $\dot{F} = 1 - \dot{\beta}\dot{K}$ для ДЗЗ.

4.2.4. Види зворотного зв'язку за входом і виходом

За входом зворотний зв'язок може бути послідовним і паралельним, за виходом – зворотним зв'язком за струмом і напругою.

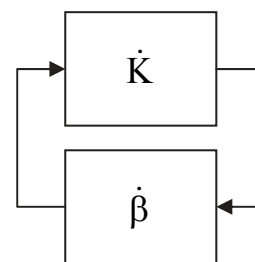


Рис. 4.7

За входом від зворотного зв'язку визначають, виконуючи два досліді:

а) коротке замикання, коли джерело сигналу замінюють короткозамкненою перемичкою;

б) холостий хід, коли джерело сигналу відключають від входу каскаду.

Правила визначення виду ЗЗ за входом:

а) якщо при короткому замиканні ЗЗ залишається, а при холостому ході зникає, то це послідовний ЗЗ;

б) якщо при короткому замиканні ЗЗ зникає, а при холостому ході залишається, то це паралельний ЗЗ.

За виходом від зворотного зв'язку визначають, знову ж виконавши два досліді:

а) коротке замикання, коли навантаження замінюють короткозамкненою перемичкою;

б) холостий хід, коли навантаження відключають від виходу каскаду.

Правила визначення виду ЗЗ за виходом:

а) якщо при короткому замиканні ЗЗ залишається, а при холостому ході зникає, то це зворотний зв'язок за струмом;

б) якщо при короткому замиканні ЗЗ зникає, а при холостому ході залишається, то це зворотний зв'язок за напругою.

У табл. 4.2 наведено інформацію про властивості каскаду, охопленого ВЗЗ, залежно від виду зв'язку за входом і виходом, де \dot{K}_U , \dot{K}_I , Z_{BX} , $Z_{ВИХ}$ – параметри каскаду без ЗЗ.

Таблиця 4.2

Параметр	Послідовний ЗЗ		Паралельний ЗЗ	
	за струмом	за напругою	за струмом	за напругою
Коефіцієнт підсилення за напругою	\dot{K}_U / \dot{F}	\dot{K}_U / \dot{F}	\dot{K}_U	\dot{K}_U
Коефіцієнт підсилення за струмом	\dot{K}_I	\dot{K}_I	\dot{K}_I / \dot{F}	\dot{K}_I / \dot{F}
Вхідний опір	$Z_{BX} \dot{F}$	$Z_{BX} \dot{F}$	Z_{BX} / \dot{F}	Z_{BX} / \dot{F}
Вихідний опір	$Z_{ВИХ} \dot{F}$	$Z_{ВИХ} / \dot{F}$	$Z_{ВИХ} \dot{F}$	$Z_{ВИХ} / \dot{F}$
Розширення смуги пропускання	Розширює, $f_B \uparrow$	Розширює, $f_B \uparrow$	Не розширює	Не розширює
Стабілізувальний вплив	Стабілізує вихідну напругу і коефіцієнт підсилення за напругою		Стабілізує вихідний струм і коефіцієнт підсилення за струмом	

5. ДОПОМІЖНІ ПРИСТРОЇ ПІДСИЛЮВАЛЬНИХ КАСКАДІВ

5.1. Схема Дарлінгтона

Це одна зі схем складеного транзистора [1, 2, 9, 10], яка набула широкого застосування в інтегральній схемотехніці. У загальному випадку складений транзистор являє собою пристрій, що складається з декількох транзисторів, з'єднаних один з одним без використання реактивних елементів, і

виконує в схемах ті ж функції, що й звичайний транзистор.

Базовий варіант схеми Дарлінгтона складається з двох транзисторів, з'єднаних один з одним за схемою, зображеною на рис. 5.1, а.

Запишемо рівняння для постійних струмів складеного транзистора через струми окремих його транзисторів:

$$I_K = I_{K1} + I_{K2};$$

$$I_B = I_{B1};$$

$$I_E = I_{E2} = I_{K2} + I_{B2};$$

$$I_{B2} = I_{E1} = I_{K1} + I_{B1} = \beta_1 I_{B1} + I_{B1} = I_{B1}(1 + \beta_1),$$

де β_1 – коефіцієнт підсилення за струмом транзистора VT1.

Складений транзистор за схемою Дарлінгтона має властивості, у багато разів вищі за властивості транзисторів, що його утворюють.

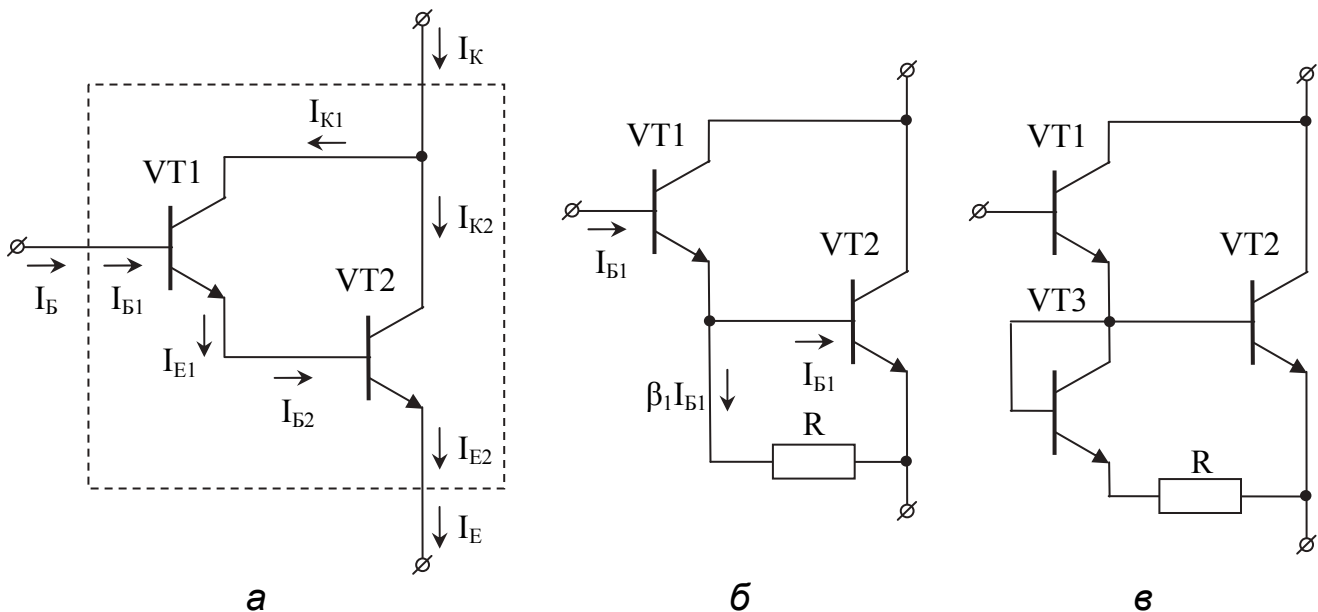


Рис. 5.1

Так, якщо вхідні провідності транзисторів VT1 і VT2 $g_{11_{VT1}} = 1/r_{BE_{VT1}}$ і $g_{11_{VT2}} = 1/r_{BE_{VT2}}$, то вхідна провідність складеного транзистора

$$g_{11} = 1 / \left(r_{BE_{VT1}} + r_{BE_{VT2}} \right) \approx 1 / 2 r_{BE_{VT1}} \approx g_{11_{VT1}} / 2, \quad (5.1)$$

тобто вхідна провідність складеного транзистора приблизно в два рази менше вхідних провідностей транзисторів, що входять до його складу.

Коефіцієнт підсилення за струмом складеного транзистора дає ще більш вражаючий вираш – він приблизно дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення за струмом окремих його транзисторів, що легко довести на основі таких висновків:

$$\begin{aligned} \beta &= I_K / I_B = (I_{K1} + I_{K2}) / I_{B1} = (I_{B1} \beta_1 + I_{B2} \beta_2) / I_{B1} = \\ &= \left[I_{B1} \beta_1 + I_{B1} (1 + \beta_1) \beta_2 \right] / I_{B1} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2. \end{aligned} \quad (5.2)$$

Цього ж висновку можна дійти, розглянувши процеси в транзисторі за змінним струмом. Якщо уявити, що до входу транзистора підключено

джерело сигналу, то через перехід «база – емітер» транзистора VT1 почне проходити змінний струм бази. Цей струм спричинить у колекторному колі транзистора в β_1 разів більший змінний струм колектора, який одночасно є і базовим струмом транзистора VT2. Унаслідок цього в колекторному колі транзистора VT2 почне проходити струм, у β_2 разів більший за базовий, тобто змінний струм транзистора VT2 буде в $\beta_1\beta_2$ разів більше змінного струму бази транзистора VT1.

Скористаємося співвідношенням (2.13) та обчислимо крутизну складеного транзистора:

$$g_{21} = \beta g_{11} \approx \beta_1 \beta_2 g_{11_{VT1}} / 2 \approx g_{21_{VT1}} \beta_2 / 2.$$

Виявляється, що крутизна складеного транзистора в $\beta_2/2$ разів більше, ніж крутизна одного транзистора.

Розглянемо деякі модифікації схеми Дарлінгтона. У базовій схемі транзистори VT1 і VT2 за конструкцією мають бути різними, тому що транзистор VT1 розрахований на проходження малого постійного струму бази, а транзистор VT2 – на проходження в $(\beta_1 + 1)$ разів більшого струму. Через це другий транзистор необхідно виконувати з широкою базою, а перший – з вузькою. З огляду на інтегральну технологію, це не зовсім зручно, тому схему виконують на однакових транзисторах, а надлишок постійного струму пропускають через опір резистора R малої величини, підключеного паралельно до переходу «база – емітер» транзистора VT2 (рис. 5.1, б). Недоліком цієї схеми є те, що коефіцієнт підсилення за змінним струмом β різко зменшується, оскільки значна частина струму колектора першого транзистора йде через резистор R і не бере участі в підсилювальному процесі другого транзистора.

Цього недоліку не має схема, зображена на рис. 5.1, в. У схемі всі транзистори однакові, але транзистор VT3 працює в діодному включенні. Цей транзистор у процесі за постійним струмом бере участь як діод у відкритому стані, опір якого можна вважати дуже незначним. Таким чином, за постійним струмом схема працює так само, як і схема на рис. 5.1, б. За змінним струмом VT3 працює як транзистор, опір переходу «база – емітер» якого, як і в транзисторі VT2, є диференціальним. Унаслідок цього загальний опір змінному струму через гілку, що містить послідовно приєднані резистор R і диференціальний опір переходу «база – емітер» транзистора VT3, виявляється більшим, ніж через перехід «база – емітер» транзистора VT2. Велика частина струму колектора транзистора VT1 тепер, будучи струмом бази транзистора VT2, бере участь у підсилювальних процесах цього транзистора.

5.2. Генератор стабільного струму

Генератор стабільного струму (ГСС) [1, 3] – це двополюсник (рис. 5.2, а), для якого залежність струму від напруги між полюсами має вигляд, зображений на рис. 5.2, б.

Якщо такий двополюсник приєднати замість одного з резисторів (R_K або R_E) у схемі підсилювального каскаду (див. рис. 3.10), то він стабілізаційно впливатиме на роботу транзистора VT1.

Таку залежність, як на рис. 5.2, б, між вихідним струмом і вихідною напругою може мати звичайний транзистор. З сімейства вихідних статичних характеристик (рис. 5.3, а) виберемо характеристику, що є найбільш близькою до горизонтальної лінії, наприклад, при струмі I_{B_2} .

Якщо накреслити цю характеристику окремо (рис. 5.3, в), заборонивши працювати на ній у діапазоні значень U_{KE} (від 0 до U_{KE}'), і порівняти її з характеристикою ГСС, то можна побачити, що при $U_{KE} > U_{KE}'$ ця характеристика є подібною до характеристики ГСС.

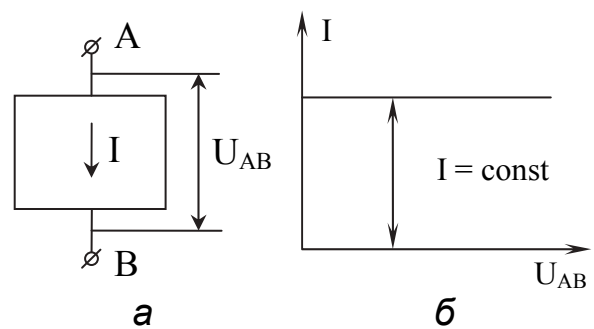


Рис. 5.2

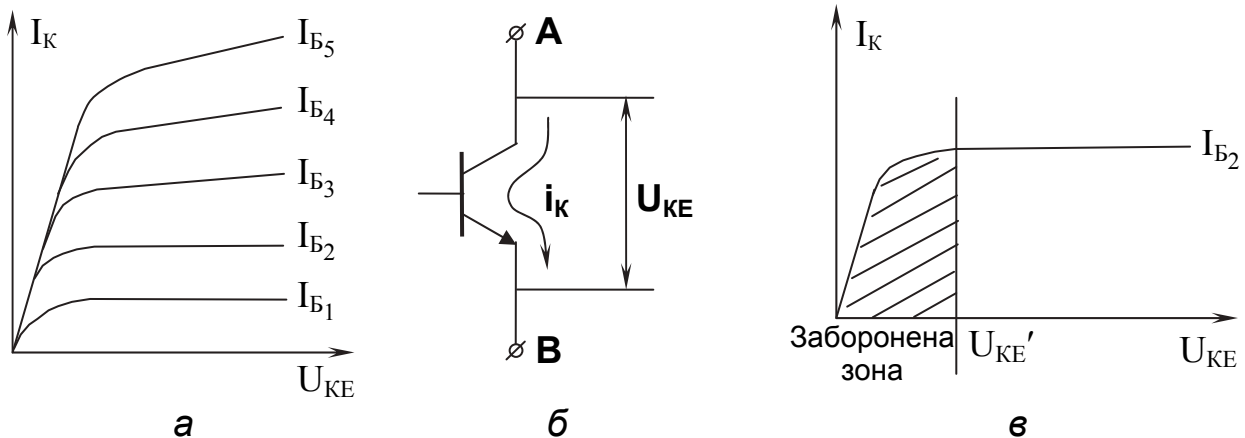


Рис. 5.3

Зафіксувати необхідний струм бази транзистора I_{B_2} можна на основі вхідної динамічної характеристики (див. рис. 3.12) шляхом забезпечення напруги зсуву U_{BE_2} , використавши як джерело живлення подільник напруги (3.3) і з'єднавши полюс В з корпусом (рис. 5.4, а).

Отримана схема ГСС є найпростішою, але в ній вирішено тільки одне завдання: її струм не залежить від напруги U_{AB} . З огляду на термостабільність у цій схемі поки нічого не зроблено.

Застосуємо схему термокомпенсації, але з урахуванням того, що ГСС – це елемент інтегральної схемотехніки, що використовується як термокомпенсуючий елемент транзистора у діодному включенні (рис. 5.4, б).

Струм подільника, який є і струмом колектора транзистора VT2, створює на опорі r_{BE} падіння напруги U_{BE_2} .

Напруга U_{BE_2} виявилася прикладеною до транзистора VT1 і спричиняє проходження через нього струму $I_{K_{VT1}}$. Оскільки транзистори VT1 і VT2 є

однаковими й напруги між базами й емітерами у них є однаковими, то і їх струми будуть однаковими, тобто

$$I_{\text{под}} = I_{K_{VT2}} = I_{K_{VT1}} \approx E_{\text{ж}}/R_1.$$

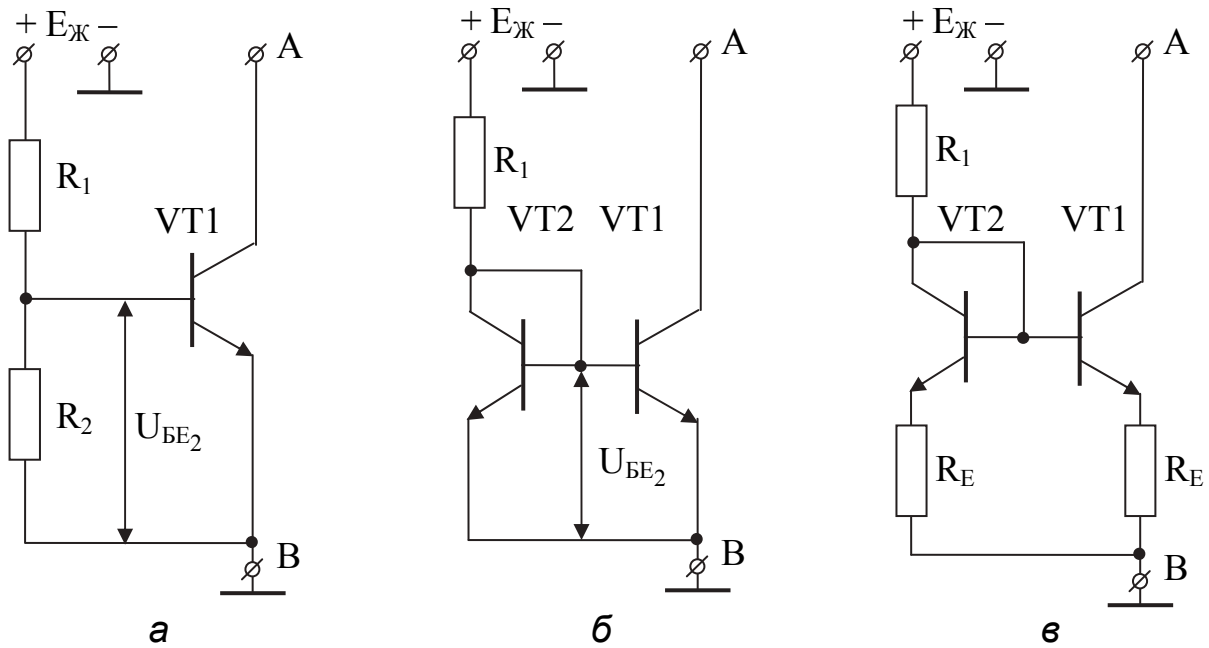


Рис. 5.4

Таким чином, підбираючи величину резистора R_1 , керують струмом транзистора $VT1$. Будь-яка зміна R_1 призведе до зміни струму $I_{K_{VT2}}$ і до такої самої зміни струму $I_{K_{VT1}}$. **У зв'язку з цим розглянута схема отримала назву «струмове дзеркало».**

Стабілізувати струм колектора транзистора можна не тільки колами термокомпенсації, а й колами термостабілізації. Використовуємо емітерну термостабілізацію, приєднавши опір R_E до кола емітера транзистора $VT1$. У цьому випадку напруга U_{BE2} , що створюється струмом подільника, уже не повністю прикладається до переходу «база – емітер» транзистора $VT1$, як це було в попередній схемі. Симетрія схеми порушилася, і для її відновлення в

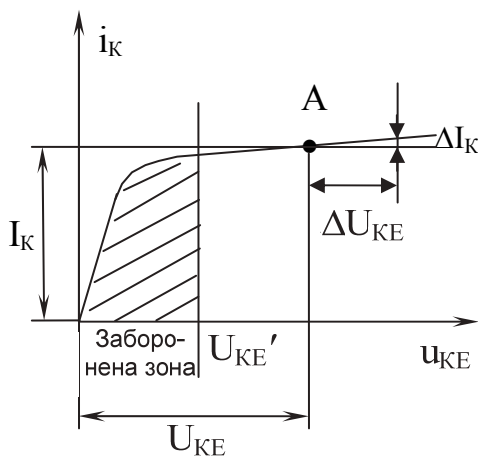


Рис. 5.5

коло емітера транзистора $VT2$ уводять такий саме опір R_E (рис. 5.4, в).

Знайдемо опір ГСС за постійним і змінним струмом. Для цього зобразимо на рис. 5.5 таку саме характеристику, що й на рис. 5.3, в, але не горизонтальну, а похилу.

У робочій точці A маємо величини U_{KE} і I_K . Для розрахунку опору за постійним струмом скористаємося виразом

$$R_{ГСС=} = U_{KE}/I_K.$$

Ця величина в реальних схемах має мале значення. Щоб знайти опір ГСС за

змінним струмом $R_{ГСС\sim}$, скористаємося визначенням диференціального опору. Для цього побудуємо в околі робочої точки прямокутний трикутник зі сторонами $\Delta U_{КЕ}$ і $\Delta I_{К}$, тоді

$$R_{ГСС\sim} = \Delta U_{КЕ} / \Delta I_{К}.$$

Оскільки в реальному ГСС ця характеристика – горизонтальна лінія, то $\Delta I_{К} \rightarrow 0$. Отже, $R_{ГСС\sim} \rightarrow \infty$, тобто опір ГСС за змінним струмом є великим.

У ГСС опір за змінним струмом є набагато більшим, ніж опір за постійним струмом:

$$R_{ГСС\sim} \gg R_{ГСС=} . \quad (5.3)$$

Завдяки цій «чудовій» властивості ГСС набув широкого застосування в інтегральній схемотехніці.

6. АНАЛІЗ РЕЗИСТИВНОГО КАСКАДУ ЗА ССЕ

Принципову схему каскаду зображено на рис. 4.3. Каскад називають ре-

зистивним, оскільки його колекторне коло містить резистор $R_{К}$. Накреслимо схему за змінним струмом (рис. 6.1), урахувуючи, що між полюсами джерела живлення приєднано блокувальний конденсатор великої ємності. Унаслідок цього $Z'_H = Z_H \parallel R_{К}$, а $Z'_C = Z_C \parallel R_1 \parallel R_2$. З рис. 6.1 видно, що в цьому каскаді немає зворотного зв'язку – уся вихідна напруга, що формується на його виході, передається на навантаження і нічого не надходить з виходу на вхід тран-

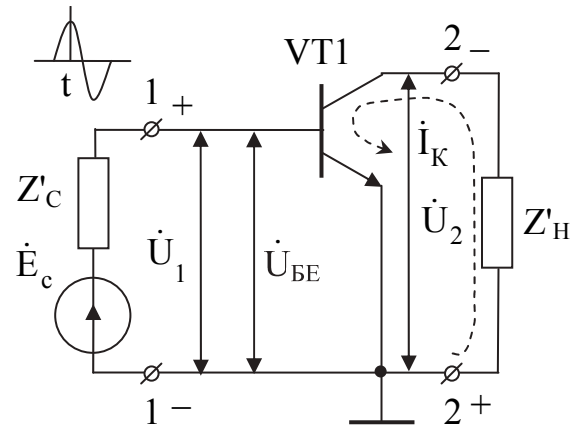


Рис. 6.1

зистора. У зв'язку з цим необхідно зазначити таку особливість каскаду: напруга на вході каскаду \dot{U}_1 , тобто напруга, що створюється джерелом сигналу на полюсах 1–1, дорівнює напрузі на вході транзистора $\dot{U}_{БЕ}$, тобто напрузі між базою й емітером.

Коефіцієнт підсилення для цього каскаду визначають як відношення \dot{U}_2 / \dot{U}_1 , але в зв'язку з тим, що в каскаді немає зворотного зв'язку і $\dot{U}_1 = \dot{U}_{БЕ}$, **уводять поняття коефіцієнта підсилення каскаду без зворотного зв'язку**

$$\dot{K} = \dot{U}_2 / \dot{U}_{БЕ} . \quad (6.1)$$

Розглянемо фазові співвідношення напруг на виході і вході каскаду в момент переходу вхідного тестового сигналу через максимум. Між базою й емітером напруга є максимальною (позитивна півхвиля вхідної напруги прикладена до транзистора), що на схемі зафіксовано знаками «+» на базі і «-» на емітері. Це приводить до збільшення струму колектора і, як наслідок, до збільшення падіння напруги на навантаженні Z'_H . Полярність цього приросту напруги показано на схемі.

Таким чином, доходимо висновку, що резистивний каскад за ССЕ перевертає фазу напруги на виході порівняно з фазою напруги на вході на 180° .

Далі аналіз проведемо окремо для областей середніх (нижніх) та верхніх частот, скориставшись методом еквівалентних схем.

6.1. Область середніх (нижніх) частот

З еквівалентної схеми для області середніх (нижніх) частот (див. рис. 4.5, б), скориставшись законом Ома, знайдемо величину напруги на виході каскаду

$$U_2 = g_{21}U_1/g_\Sigma.$$

Поділивши ліву і праву частини рівняння на U_1 , визначимо коефіцієнт підсилення каскаду в області середніх частот:

$$K_0 = g_{21}/g_\Sigma; \tag{6.2}$$

$$K_0 = g_{21}/(g_{22} + g_K + g_{BX.H}).$$

Коефіцієнт підсилення буде тим більше, чим менше знаменник, тобто g_Σ . Припустимо, що g_K і $g_{BX.H}$ наближаються до нуля. У цьому випадку

$$K_{0_{ГРАН}} = g_{21}/g_{22}. \tag{6.3}$$

У цьому виразі коефіцієнт підсилення визначається тільки внутрішніми параметрами транзистора g_{21} і g_{22} , тому цей коефіцієнт підсилення називають гранично досяжним для вибраного транзистора.

При вибраному транзисторі неможливо отримати коефіцієнт підсилення, більший за $K_{0_{ГРАН}}$, тому цей параметр використовують як одну з умов вибору транзистора підсилювального каскаду для забезпечення коефіцієнта підсилення K_0 , заданого за технічними умовами.

6.2. Область верхніх частот

Скористаємося еквівалентною схемою для області верхніх частот (див. рис. 4.5, а) і визначимо величину $\dot{U}_2 = g_{21}\dot{U}_1/(g_\Sigma + j\omega C_\Sigma)$, звідки знайдемо вираз для коефіцієнта підсилення в області верхніх частот:

$$\dot{K}_B = \dot{U}_2/\dot{U}_1 = g_{21}/y_\Sigma = g_{21}/(g_\Sigma + j\omega C_\Sigma) = g_{21}/[g_\Sigma(1 + j\omega C_\Sigma/g_\Sigma)];$$

$$\dot{K}_{B_{ССЕ}} = K_{0_{ССЕ}}/(1 + j\omega\tau_{B_{ССЕ}}). \tag{6.4}$$

Відношення C_Σ/g_Σ має розмірність часу ($1 \text{ Ф} \cdot 1 \text{ Ом} = 1 \text{ с}$), тому величину

$$\tau_b = C_\Sigma/g_\Sigma \tag{6.5}$$

називають постійною часу в області верхніх частот.

Знайдемо вирази для модуля (АЧХ) і фазового зсуву (ФЧХ) коефіцієнта підсилення в області верхніх частот з (6.4):

$$K_B = K_0 / \sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}; \quad (6.6)$$

$$\varphi_B = -\arctg(\omega\tau_B). \quad (6.7)$$

Побудуємо АЧХ і ФЧХ резистивного каскаду за ССЕ (рис. 6.2). Для цього проведемо три досліди:

а) нехай $\omega \rightarrow 0$, тоді $K_B = K_0$, а $\varphi_B = 0$;

б) нехай $\omega \rightarrow \infty$, тоді $K_B \rightarrow 0$, а $\varphi_B \rightarrow -\pi/2$;

в) проведемо на АЧХ горизонтальну лінію на рівні

$$K_0/\sqrt{2} = K_0/1,41 = 0,707K_0$$

і знайдемо координату точки її перетину з АЧХ, прирівнявши рівняння прямої й рівняння АЧХ:

$$K_0/\sqrt{2} = K_0/\sqrt{1 + (\omega_B\tau_B)^2}.$$

Звідси

$$\omega_B = 1/\tau_B = g_\Sigma/C_\Sigma. \quad (6.8)$$

Нехай $\omega = \omega_B$, тоді $\varphi_B = -\pi/4$, тобто фазова характеристика обов'язково має пройти через точку з координатами ω_B і $-\pi/4$. Ця точка є точкою її перегину.

Підставивши в (6.6) $\tau_B = 1/\omega_B$, отримаємо ще один дуже поширений запис виразу для АЧХ каскаду:

$$K_B = K_0/\sqrt{1 + (\omega/\omega_B)^2} = K_0/\sqrt{1 + (f/f_B)^2}. \quad (6.9)$$

Якщо на базі цього виразу проаналізувати поведінку АЧХ в області верхніх частот при $f > f_B$, то можна стверджувати, що оскільки $f/f_B > 1$, а $(f/f_B)^2 \gg 1$, то $K_B \approx K_0 f_B/f$. Це рівняння гіперболи, отже, **змінення АЧХ при $f > f_B$ відбувається за гіперболою.**

З побудов випливає, що в області верхніх частот реальні характеристики не збігаються з ідеальними, тобто в області верхніх частот відбувається спотворення АЧХ і ФЧХ.

Завал АЧХ в області верхніх частот відбувається через наявність ємності C_Σ . Чим менше ємність C_Σ , тим на більш високих частотах відбувається цей завал (6.9). **За спотворення АЧХ і ФЧХ в області верхніх частот відповідає ємність C_Σ .**

Для порівняння різних каскадів за частотними властивостями АЧХ зручно будувати в наведеній системі координат, у якій по вертикальній осі

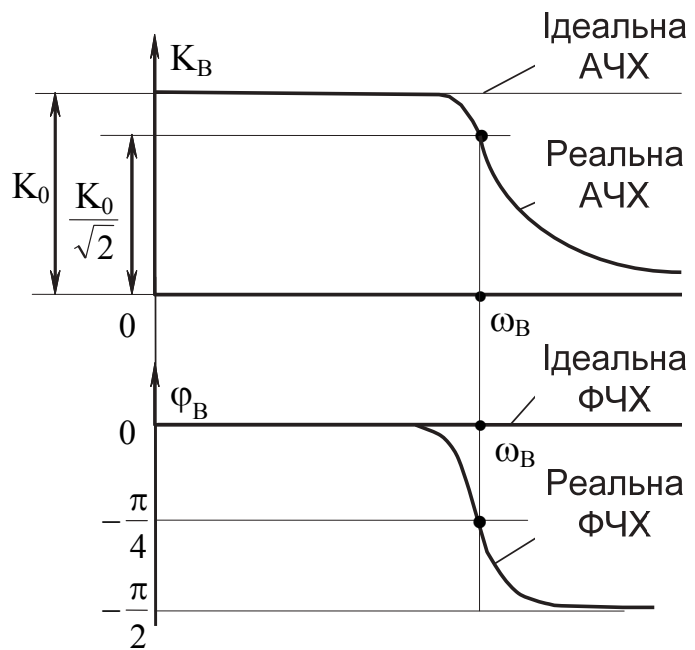


Рис. 6.2

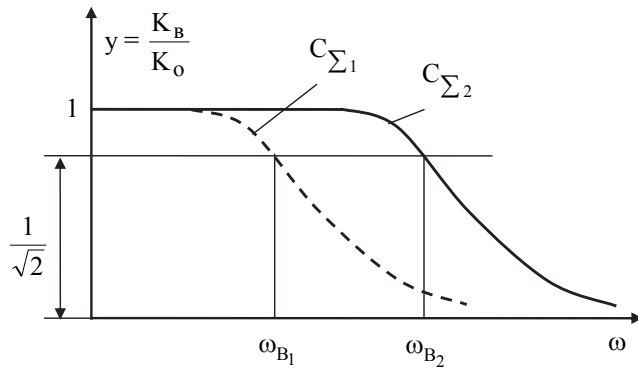


Рис. 6.3

відкладають відношення поточних значень коефіцієнта підсилення до коефіцієнта підсилення в області середніх частот. Як приклад на рис. 6.3 зображено АЧХ двох каскадів. Порівнюючи ці характеристики, можна зробити висновок, що оскільки $\omega_{B_2} > \omega_{B_1}$, то $C_{\Sigma_2} < C_{\Sigma_1}$.

6.3. Вхідна ємність каскаду

Раніше, у підрозд. 4.1.2, було введено поняття еквівалентної вхідної провідності каскаду $Y_{BX} = g_{BX} + j\omega C_{BX}$. Ємність особливо виявляє себе в області верхніх частот, де її провідність виявляється набагато більше провідності g_{BX} . У цьому випадку можна вважати, що практично весь вхідний струм проходить через ємність (рис. 6.4, а) і створює на ній падіння напруги \dot{U}_1 , що дає можливість визначити величину вхідного струму як

$$\dot{I}_{BX} = j\omega C_{BX} \dot{U}_1. \quad (6.10)$$

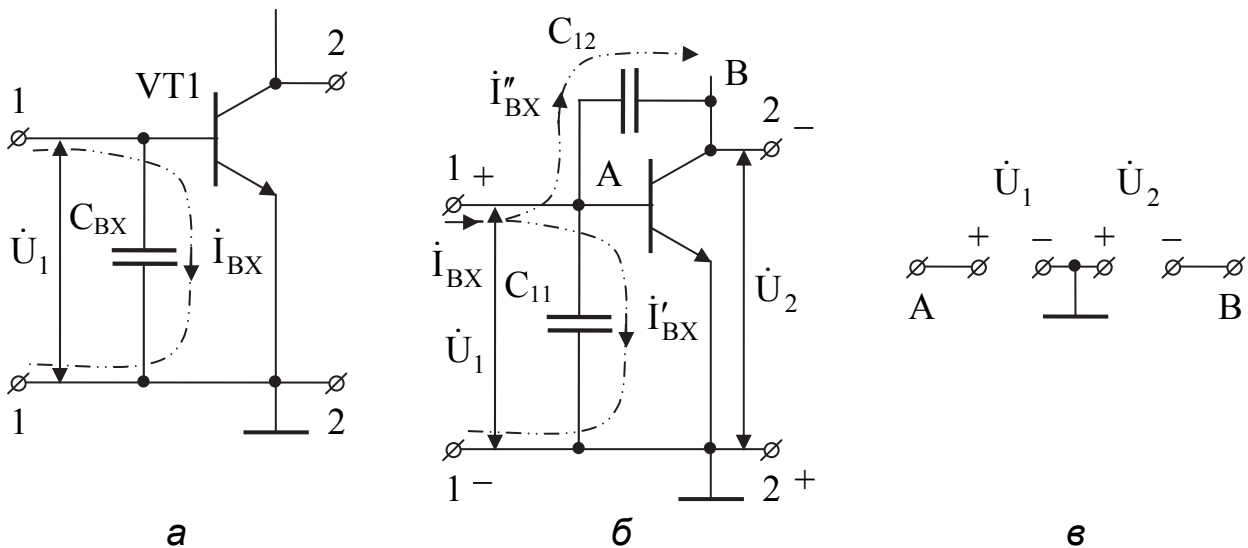


Рис. 6.4

У транзисторі реально існують міжелектродні ємності. На рис. 6.4, б зображено вхідне коло каскаду з урахуванням цих ємностей.

За першим законом Кірхгофа

$$\dot{I}_{BX} = \dot{I}'_{BX} + \dot{I}''_{BX}. \quad (6.11)$$

Скориставшись законом Ома, визначимо величини струмів \dot{I}'_{BX} і \dot{I}''_{BX} , але спочатку з'ясуємо, чому дорівнює напруга між точками А і В з урахуванням зсуву фаз напруг \dot{U}_2 і \dot{U}_1 на 180° (рис. 6.4, в):

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 = \dot{U}_1 + K_B \dot{U}_1.$$

Тоді

$$\dot{I}'_{BX} = j\omega C_{11} \dot{U}_1;$$

$$\dot{I}''_{BX} = j\omega C_{12} \dot{U}_{AB} = j\omega C_{12} \dot{U}_1 (1 + K_B) \approx j\omega C_{12} \dot{U}_1 (1 + K_0),$$

оскільки для практичних розрахунків зручно замінити на K_0 .

Прирівнявши (6.10) і (6.11), отримуємо

$$C_{BX} \approx C_{11} + C_{12} (1 + K_0). \quad (6.12)$$

7. АНАЛІЗ РЕЗИСТИВНОГО КАСКАДУ ЗА ССЕ З ПОСЛІДОВНИМ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ ЗА СТРУМОМ

Уведемо в емітерне коло резистивного каскаду за ССЕ (див. рис. 4.3) у загальному випадку комплексний опір Z_E (рис. 7.1, а) і покажемо, що в каскаді виник ЗЗ. Для цього накреслимо каскад за змінним струмом (рис. 7.1, б). У схемі $Z'_H = Z_H \parallel R_K$ і $Z'_C = Z_C \parallel R_1 \parallel R_2$.

Згідно з законом Кирхгофа

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{BE} + \dot{U}_{Z_E},$$

звідки

$$\dot{U}_{BE} = \dot{U}_1 - \dot{U}_{Z_E}.$$

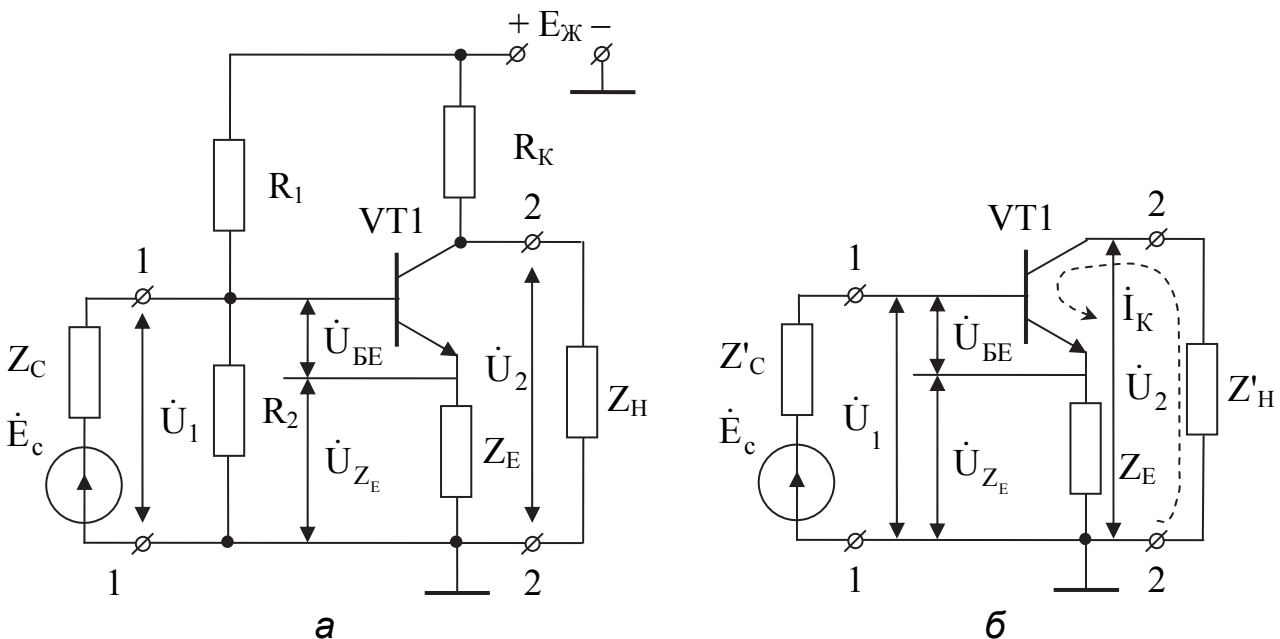


Рис. 7.1

Цей вираз дає змогу зробити висновок про те, що в каскаді виник ЗЗ, оскільки напруга, створювана вихідним струмом каскаду на опорі Z_E , виявилася прикладеною до входу транзистора. Це від'ємний ЗЗ, оскільки знаки напруг, що прикладаються до входу транзистора від джерела сигналу \dot{U}_1 та опоры Z_E (опору ЗЗ), є протилежними.

Визначимо вид зворотного зв'язку за входом й виходом.

За входом:

а) при короткому замиканні джерела сигналу напруга зворотного зв'язку прикладається до входу транзистора, тобто зворотний зв'язок існує;

б) при відімкненні джерела сигналу (дослід холостого ходу) напруга зворотного зв'язку не може бути прикладена до входу транзистора, тобто зворотний зв'язок зникає.

За означенням це послідовний зворотний зв'язок.

За виходом:

а) при короткому замиканні навантаження струм у вихідному колі проходить і створює на опорі Z_{33} падіння напруги, тобто зв'язок існує;

б) при відімкненні навантаження струм $\dot{I}_{\text{ВИХ}}$ проходити не може, напруга зворотного зв'язку не створюється, зворотний зв'язок зникає.

За означенням це зворотний зв'язок за струмом.

Зі схеми за змінним струмом знайдемо величину вихідного струму:

$$\dot{I}_{\text{ВИХ}} = \dot{U}_2 / Z'_H.$$

Визначимо напругу зворотного зв'язку

$$\dot{U}_{33} = \dot{I}_{\text{ВИХ}} Z_{\text{OC}} = Z_{33} \dot{U}_2 / Z'_H$$

і напругу, що прикладається до входу транзистора,

$$\dot{U}_{\text{БЕ}} = \dot{U}_1 - \dot{U}_{33} = \dot{U}_1 - Z_{33} \dot{U}_2 / Z'_H.$$

Скористаємося виразом (6.1) для визначення коефіцієнта підсилення каскаду без зворотного зв'язку

$$\dot{K} = \dot{U}_2 / \dot{U}_{\text{БЕ}} = \dot{U}_2 / (\dot{U}_1 - Z_{\text{OC}} \dot{U}_2 / Z'_H),$$

звідки знайдемо коефіцієнт підсилення каскаду зі зворотним зв'язком:

$$\dot{K}^* = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 = \dot{K} / (1 + Z_{33} \dot{K} / Z'_H). \quad (7.1)$$

Порівняємо отриману формулу з формулою для визначення коефіцієнта підсилення з послідовним ВЗЗ за струмом з табл. 4.2.

Очевидно, що в цьому випадку

$$\dot{\beta} = Z_{33} / Z'_H. \quad (7.2)$$

Далі є сенс провести аналіз каскаду для трьох окремих випадків.

7.1. Аналіз каскаду з опором емітерної термостабілізації

Раніше було розглянуто резистивний каскад за ССЕ, який цілком задовольняв вимоги до коефіцієнта підсилення й верхньої граничної частоти. Однак цей каскад мав один недолік: у ньому не було стабілізації положення робочої точки. Для усунення цього недоліку було застосовано емітерну термостабілізацію, тобто в колі емітера за постійним струмом було введено резистор R_E (див. рис. 3.10). Але резистор бере участь у процесах не тільки за постійним, а й за змінним струмом, унаслідок чого в схемі за змінним струмом виникає послідовний ВЗЗ.

Якщо розглянути цей випадок для області середніх частот, то реактивності, як це було показано в підрозд. 4.2, можна не враховувати, тому $Z'_H = Z_H \parallel R_K = R_H \parallel R_K$.

Як опір навантаження найчастіше використовується вхід наступного каскаду ($R_H = R_{BX.H}$), тобто в області середніх частот Z_H' являє собою паралельне з'єднання опорів R_K і $R_{BX.H}$. Вхідний опір каскаду завжди прагнуть зробити якомога більшим, тому на практиці зазвичай виконується співвідношення $R_K \ll R_{BX.H}$, тоді результативний опір визначатиметься найменшим опором R_K , тобто $Z_H' \approx R_K$.

Тепер з урахуванням зроблених зауважень на основі виразів (7.1) і (7.2) можемо записати вирази для коефіцієнта підсилення каскаду зі зворотним зв'язком в області середніх частот і коефіцієнта передання кола ЗЗ:

$$K_0^* = K_0 / (1 + K_0 R_E / R_K); \quad (7.3)$$

$$\beta_0 = R_E / R_K. \quad (7.4)$$

Звідси можна зробити висновок, що **введення послідовного ВЗЗ за струмом** **приводить до зменшення коефіцієнта підсилення** ($K_0^* < K_0$).

Якщо ж урахувати, що для підвищення чутливості емітерної термостабілізації опір резистора R_E збільшують, то зменшення буде досить значним.

На рис. 7.2 зображено АЧХ каскаду без зворотного зв'язку і зі зворотним зв'язком.

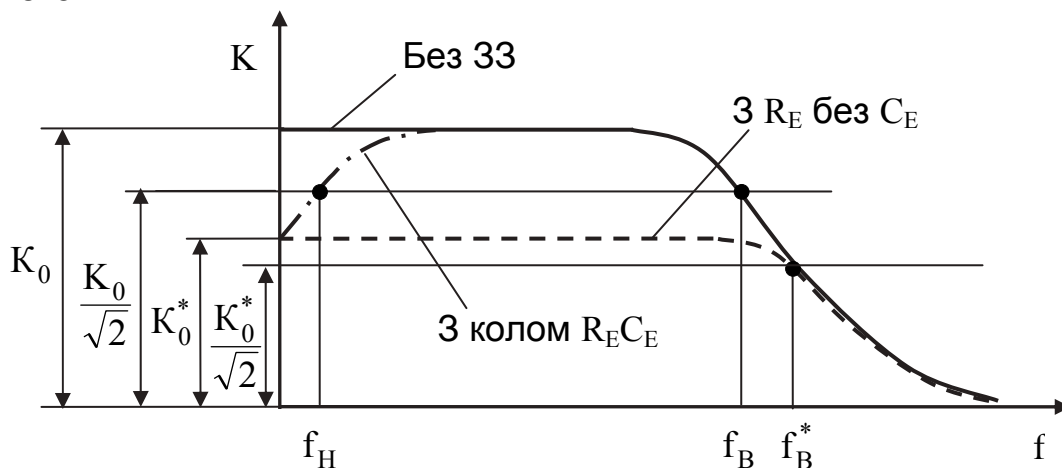


Рис. 7.2

З побудов випливає, що **каскад з послідовним ВЗЗ за струмом має верхню граничну частоту f_B^* , більшу за верхню граничну частоту каскаду f_B без зворотного зв'язку.**

Перетворимо вираз (7.3):

$$K_0^* = K_0 / (1 + K_0 R_E / R_K) = K_0 / [K_0 (1/K_0 + \beta_0)] = 1 / (1/K_0 + \beta_0).$$

Якщо виконується співвідношення $K_0 \gg 1$, то $1/K_0 \ll \beta_0$ і

$$K_0^* \approx 1/\beta_0 = R_K / R_E. \quad (7.5)$$

Таким чином, якщо підсилювач з великим коефіцієнтом підсилення охопити послідовним ВЗЗ за струмом, то властивості нового пристрою, що утвориться внаслідок цих дій, будуть визначатися тільки властивостями кола ЗЗ і не залежатимуть від властивостей підсилювального каскаду.

7.2. Аналіз каскаду з колом емітерної термостабілізації

Якщо робити висновки щодо першого окремого випадку, то слід зазначити, що резистор R_E є необхідним за постійним струмом для організації емітерної термостабілізації, однак за змінним струмом його бажано позбутися, щоб усунути негативне зменшення коефіцієнта підсилення.

Завдання можна вирішити, якщо приєднати паралельно до опору R_E конденсатор C_E великої ємності (рис. 7.3).

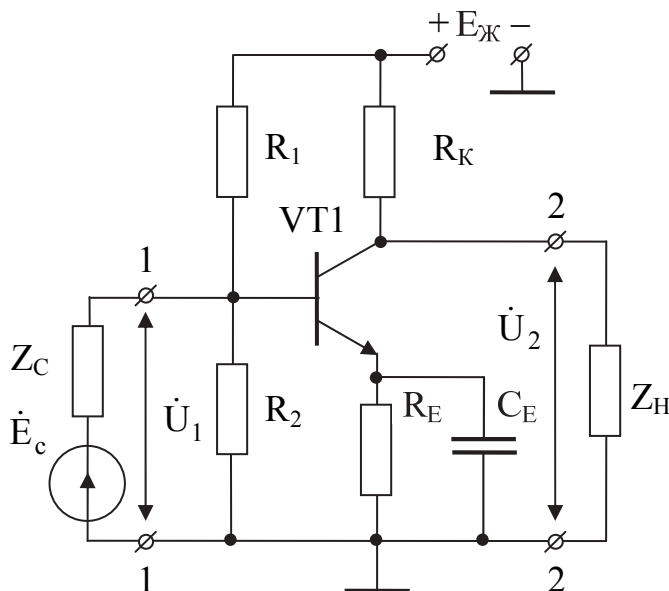


Рис. 7.3

На всіх робочих частотах ω необхідно добитися того, щоб значення $X_{C_E} = 1/\omega C_E$ наближалося до 0, тобто було малою величиною. На найнижчих частотах (у хороших ПНЧ $f_H = 20 \dots 100$ Гц) це можна зробити, якщо застосувати C_E великої величини. На практиці значення C_E становить десятки й сотні мікрофарад. Відомо, що чим більше ємність конденсатора, тим більше його габарити. Це перший недолік застосування конденсатора C_E , оскільки схему з таким конденсатором не вдається реалізувати в інтегральному виконанні.

Однак є і ще один недолік схеми, у якій в колі емітера використовується ємність C_E . На практиці часто виникає необхідність працювати з частотами, що вимірюються одиницями й частками герца, але в міру наближення до нульових частот реактивний опір X_{C_E} збільшується, а при $\omega = 0$ прямує до нескінченності. Опори X_{C_E} і R_E утворюють паралельне з'єднання. Якщо $X_{C_E} = 0$, то результівний опір цього з'єднання є нульовим (ЗЗ немає). В області нижніх частот результівний опір збільшується, тобто виникає зворотний зв'язок, який призводить до зменшення коефіцієнта підсилення. При $\omega = 0$ $X_{C_E} \rightarrow \infty$, результівний опір дорівнює R_E і АЧХ каскаду виходить з тієї ж точки на вертикальній осі, що і в попередньому випадку (див. рис. 7.2).

У схемі каскаду через введення в коло емітера конденсатора C_E виникло спотворення АЧХ в області нижніх частот, тобто схема не може бути використана як ППС. Перетин АЧХ з горизонтальною прямою на рівні $K_0/\sqrt{2}$ дає значення нижньої граничної частоти підсилювального каскаду f_H .

Паралельне з'єднання резистора R_E і конденсатора C_E отримало назву кола емітерної термостабілізації, характерною рисою якого є великі

значення опору резистора R_E (десятки, сотні й навіть тисячі омів) і ємності конденсатора C_E (десятки й сотні мікромфарад).

8. АНАЛІЗ РЕЗИСТИВНОГО КАСКАДУ ЗА СХЕМОЮ ЗІ СПІЛЬНОЮ БАЗОЮ

Накреслимо принципову схему каскаду (рис. 8.1, а) з урахування того, що транзистор в каскаді за змінним струмом має бути приєднаний за ССБ, а кола живлення каскаду залишаються такими самими, як і в каскаді за ССЕ.

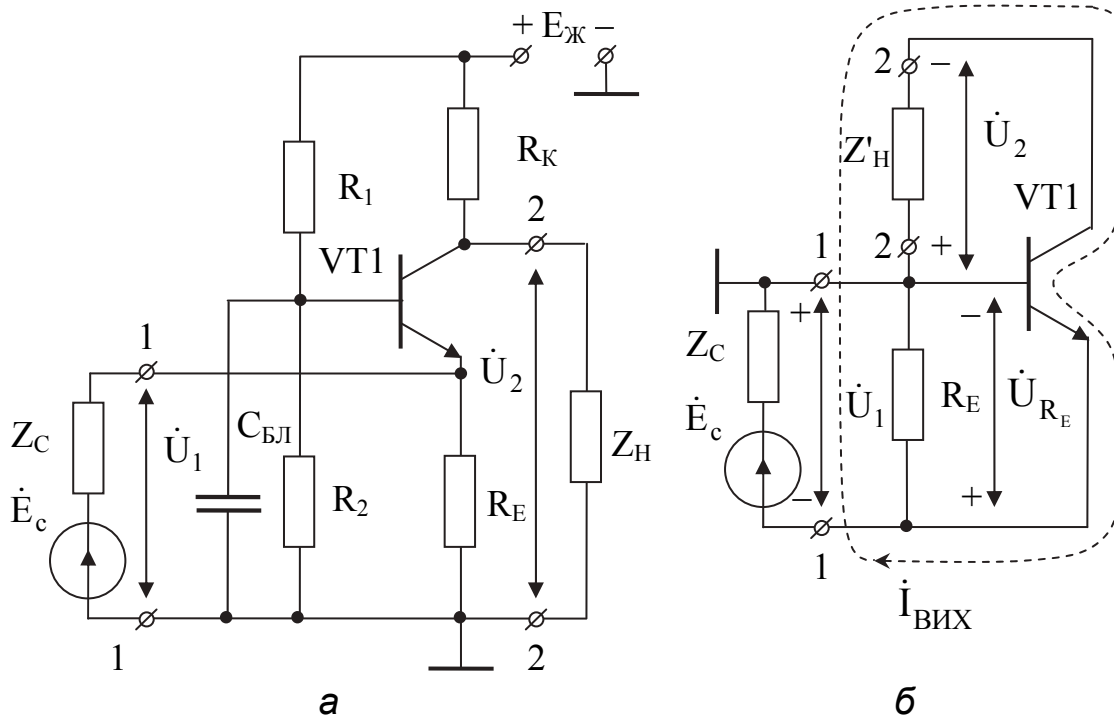


Рис. 8.1

Одне й те саме джерело живлення $E_{Ж}$ забезпечує необхідну напругу $U_{КЕ}$ між колектором та емітером, а внаслідок використання базового подільника – напругу $U_{БЕ}$ між базою й емітером.

База транзистора з'єднана з корпусом за змінним струмом через блокувальний конденсатор $C_{БЛ}$, ємність якого становить десятки й сотні мікромфарад, через що навіть на найнижчих робочих частотах цей конденсатор має нульовий опір. Наявність конденсатора з такими величезними значеннями ємності вже можна вважати недоліком каскаду за ССБ.

Щоб забезпечити можливість проходження постійних струмів у тому випадку, коли джерело сигналу від'єднано від схеми, у коло емітера вводять резистор R_E . Наявність у колі емітера резистора R_E приводить до виникнення ЗЗ.

Доведемо, що в каскаді дійсно виник зворотний зв'язок, і визначимо його вид. Для цього зобразимо каскад за змінним струмом, замінивши джерело живлення $E_{Ж}$ короткозамкненою перемичкою (рис. 8.1, б). Резистори R_1 і

R_2 ввімкнено паралельно й зашунтовано ємністю $C_{БЛ}$, $Z_{H'}$ – паралельне з'єднання R_K і вхідного опору наступного каскаду $Z_{ВХ.Н}$, тобто

$$y'_H = g_K + y_{ВХ.Н} = g_K + g_{ВХ.Н} + j\omega(C_{ВХ.Н} + C_M). \quad (8.1)$$

Опори R_E і Z_C також приєднано паралельно один до одного, але при визначенні виду ЗЗ їх об'єднувати не слід, тому що R_E – опір зворотного зв'язку, а Z_C – внутрішній опір джерела сигналу.

З рис. 8.1, б видно, що весь вихідний струм $I_{ВІХ}$ проходить через вхід, тобто енергія з виходу завдяки цьому струму підводиться до входу каскаду, причому повністю, усі 100 %. Таким чином, можна стверджувати, що виник 100%-вий зворотний зв'язок.

Нехай джерело сигналу створює в певний момент часу на вході каскаду (полюси 1–1) напругу \dot{U}_1 (знак «+» на базі, знак «–» на емітері). Оскільки на базі збільшився позитивний потенціал, вихідний струм збільшиться, що приведе до збільшення падіння напруги \dot{U}_{R_E} на опорі зворотного зв'язку R_E . виявилось, що напруга, що створюється джерелом сигналу, і напруга зворотного зв'язку – протифазні, тобто зворотний зв'язок є від'ємним.

Визначимо вид зворотного зв'язку за входом. Замкнемо джерело сигналу: паралельно R_E увімкнулась перемичка, напруга зворотного зв'язку дорівнює нулю, ЗЗ зник. Проводимо дослід холостого ходу: вимкнемо джерело сигналу, ЗЗ залишиться. За означенням це паралельний зворотний зв'язок. Визначимо вид зворотного зв'язку за виходом. Замінімо $Z_{H'}$ короткозамкненою перемичкою: струм $I_{ВІХ}$ проходить, ЗЗ залишився. Приберемо $Z_{H'}$: $I_{ВІХ}$ проходити не може, ЗЗ зник. За означенням це зворотний зв'язок за струмом. Таким чином, резистивний каскад за ССБ можна розглядати як каскад за ССЕ, охоплений 100%-вим паралельним від'ємним зворотним зв'язком за струмом. Тоді на основі табл. 4.2 можна стверджувати, що коефіцієнти підсилення й верхні граничні частоти каскадів за ССБ і ССЕ мають бути однаковими, опір входу каскаду за ССБ – менший, а опір виходу – більший, ніж у каскаді за ССЕ.

Зробимо ще один важливий висновок. Наявність знака «+» напруги \dot{U}_1 на базі транзистора (див. рис. 8.1, б) приводить до збільшення струму

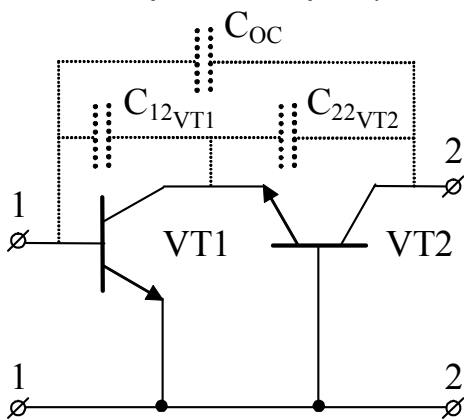


Рис. 8.2

колектора і падіння напруги на опорі \dot{U}_2 , полярність якого вказано на схемі. Напруга \dot{U}_2 на виході (полюси 2–2) збігається з фазою напруги \dot{U}_1 на вході.

Через ці недоліки приєднання із загальною базою в резистивних каскадах підсилювачів звукових частот застосовується рідко. У ППС це приєднання використовується в каскодній схемі (рис. 8.2), що являє собою з'єднання двох транзисторів, один з яких приєднаний за ССЕ, а

інший – за ССБ [1–3]. Перевагою схеми є те, що її підсилювальні властивості за напругою є такими самими, як властивості ССЕ, а за потужністю – значно вищими. Крім того (і це головне), схема має високу стійкість до самозбудження в широкому діапазоні частот, оскільки

$$C_{33} = \left[C_{12_{VT1}} C_{22_{VT2}} / (C_{12_{VT1}} + C_{22_{VT2}}) \right] \ll C_{12}.$$

9. АНАЛІЗ РЕЗИСТИВНОГО КАСКАДУ ЗА СХЕМОЮ ЗІ СПІЛЬНИМ КОЛЕКТОРОМ

Накреслимо принципову схему каскаду (рис. 9.1, а) з урахування того, що транзистор в каскаді за змінним струмом має бути приєднаний за ССК, а кола живлення каскаду залишаються такими самими, як і в каскаді за ССЕ. Одне й те саме джерело живлення $E_{Ж}$ забезпечує необхідну напругу U_{KE} між колектором та емітером, а внаслідок використання базового подільника – напругу U_{BE} між базою й емітером.

Щоб забезпечити можливість проходження постійних струмів у тому випадку, коли навантаження відімкнено від схеми, до кола емітера приєднують резистор R_E . Наявність у колі емітера резистора R_E приводить до виникнення ЗЗ.

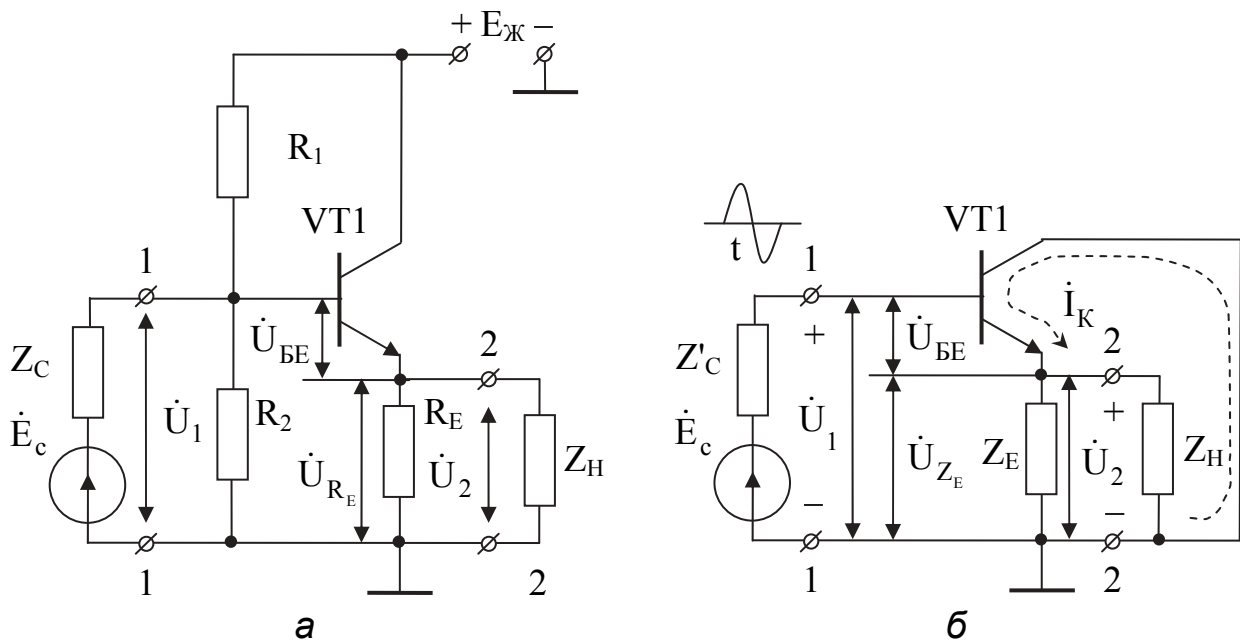


Рис. 9.1

Доведемо, що в каскаді дійсно виник зворотний зв'язок, і визначимо його вид. Для цього зобразимо схему каскаду за змінним струмом, замінивши джерело живлення $E_{Ж}$ короткозамкненою перемичкою (рис. 9.1, б). Резистори R_1 , R_2 та опір джерела сигналу Z_C з'єднано паралельно один до одного, R_E і Z_H також з'єднано паралельно один до одного, але при визначенні виду ЗЗ їх об'єднувати не слід, тому що R_E – опір зворотного зв'язку, а $Z_H = Z_{BX,H}$ – опір навантаження.

Складемо рівняння Кірхгофа для вхідних кіл $\dot{U}_1 = \dot{U}_{BE} + \dot{U}_2$ і розв'яжемо його відносно напруги на вході транзистора:

$$\dot{U}_{BE} = \dot{U}_1 - \dot{U}_2. \quad (9.1)$$

З виразу випливає таке: оскільки напруга \dot{U}_2 , що створюється вихідним струмом колектора, який проходить через резистор R_E , виявляється прикладеною до входу транзистора, то вона є напругою зворотного зв'язку, тобто $\dot{U}_{R_E} = \dot{U}_2 = \dot{U}_{33}$. Ця напруга є протилежною за фазою до напруги, що формується джерелом сигналу, тобто 33 – від'ємний і, крім того, 100%-вий, оскільки вся вихідна напруга прикладається до входу транзистора.

Визначимо вид зворотного зв'язку за входом. Замінімо джерело сигналу короткозамкненою перемичкою, при цьому напруга \dot{U}_{33} , як і раніше, прикладається до входу транзистора і 33 залишається. Приберемо джерело сигналу. Напруга \dot{U}_{33} не може бути прикладена до входу транзистора, 33 зникає. За означенням це послідовний зворотний зв'язок.

Визначимо вид зворотного зв'язку за виходом. Замкнемо навантаження. Паралельно до R_E виявилася приєднаною перемичка. Очевидно, що в цьому випадку напруга зворотного зв'язку дорівнює нулю і 33 зникає. Увімкнемо навантаження, струм \dot{I}_K , як і раніше, проходить і створює на резисторі R_E напругу \dot{U}_{33} , 33 залишається. За означенням це зворотний зв'язок за напругою.

Таким чином, резистивний каскад за ССК можна розглядати як каскад за ССЕ, охоплений 100%-вим послідовним від'ємним зворотним зв'язком за напругою. Тоді на основі табл. 4.2 можна стверджувати, що в каскаді за ССК коефіцієнт підсилення зменшується, верхня гранична частота й опір входу каскаду збільшуються, а опір виходу зменшується порівняно з аналогічними параметрами каскаду за ССЕ. Доведемо це, для чого скористаємося методом на основі загальної теорії навантаженого чотириполюсника (див. підрозд. 4.1).

Але спочатку зазначимо одну важливу особливість каскаду. З (9.1) випливає, що напруга на виході каскаду завжди менше напруги на вході на величину \dot{U}_{BE} , але оскільки ця величина є малою, вважають, що $\dot{U}_1 \approx \dot{U}_2$. Зазвичай коефіцієнт підсилення в каскадах зі спільним колектором становить 0,85...0,95 \approx 1. Розглянемо фазові співвідношення напруг на виході і вході каскаду в момент переходу вхідного тестового сигналу через максимум. Між базою й емітером напруга максимальна (позитивна півхвиля вхідної напруги прикладена до транзистора), що на схемі (див. рис. 9.1, б) зафіксовано знаками «+» на базі і «-» на емітері. Це приводить до збільшення струму колектора і, як наслідок, до збільшення падіння напруги на навантаженні $\dot{Z}_H = R_E \parallel \dot{Z}_{BX.H}$. Полярність цього приросту напруги вказано на схемі. З рисунка видно, що фаза напруги на виході збігається з фазою напруги на вході.

Оскільки в резистивному каскаді за ССК вихідна напруга повторює вхідну за величиною і фазою, каскад називають **емітерним повторювачем (ЕП)**.

9.1. Коефіцієнт підсилення

Застосуємо загальну формулу (4.2) для визначення коефіцієнта підсилення через у-параметри транзистора

$$\dot{K}_{\text{БСК}} = -y_{11\text{к}} / (y_{22\text{к}} + y'_{\text{Н}}).$$

Скористаємося формулами перерахунку у-параметрів ССК через у-параметри ССЕ (див. табл. 4.1). Крім того, урахуємо співвідношення між у-параметрами ССЕ (8.2).

Усі досліджувані параметри каскаду логічно порівнювати з аналогічними параметрами каскаду за ССЕ (каскаду без ЗЗ). У зв'язку з цим для зручності такого порівняння вважатимемо, що каскад за ССК отримано з каскаду за ССЕ шляхом перенесення резистора з колекторного кола в емітерне коло, тобто

$$y'_{\text{Н}} = g_{\text{Е}} + y_{\text{ВХ.Н}} = g_{\text{К}} + y_{\text{ВХ.Н}} = g_{\text{К}} + g_{\text{ВХ.Н}} + j\omega(C_{\text{ВХ.Н}} + C_{\text{М}}).$$

З урахуванням цих зауважень можна записати

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\text{БСК}} &= -[-(y_{21} + y_{11})] / [(y_{21} + y_{22}) + (y_{11} + y_{12}) + g_{\text{К}} + y_{\text{ВХ.Н}}] \approx \\ &\approx +y_{21} / [y_{21} + (y_{22} + g_{\text{К}} + y_{\text{ВХ.Н}})] = y_{21} / (y_{21} + y_{\Sigma}) = y_{21} / [y_{\Sigma}(1 + y_{21}/y_{\Sigma})]. \end{aligned}$$

Знак «+» підтверджує той факт, що фази вхідної й вихідної напруг у каскаді за ССК збігаються. Якщо скористатися співвідношеннями (2.8) і (2.15), то $y_{21}/y_{\Sigma} = g_{21}/y_{\Sigma}$, що є виразом для визначення коефіцієнта підсилення каскаду за ССЕ в області верхніх частот (6.4). Отже, вираз для визначення коефіцієнта підсилення резистивного каскаду за ССК в області верхніх частот можна записати в такому вигляді:

$$\dot{K}_{\text{БСК}} \approx \dot{K}_{\text{БСЕ}} / (1 + \dot{K}_{\text{БСЕ}}). \quad (9.2)$$

Порівняння цього рівняння з виразом для коефіцієнта підсилення (див. табл. 4.2) для каскаду, охопленого послідовним від'ємним ЗЗ за напругою, дає змогу зробити висновок, що в каскаді за ССК $\beta = 1$ (100%-вий ЗЗ). Крім того, вираз (9.2) підтверджує висновок про те, що каскад за ССК можна розглядати як каскад за ССЕ, охоплений ЗЗ.

Перепишемо вираз (9.2) для області середніх частот:

$$K_{0\text{СК}} \approx K_{0\text{СЕ}} / (1 + K_{0\text{СЕ}}).$$

З його аналізу випливає, що коефіцієнт підсилення каскаду наближається до одиниці, причому тим ближче, чим більше коефіцієнт підсилення каскаду за ССЕ (каскаду без ЗЗ).

9.2. Вхідна провідність

Для обчислення вхідної провідності скористаємося формулою (4.3):

$$\begin{aligned} Y_{BX_{CCK}} &= y_{11_k} + y_{12_k} \dot{K}_{CCK} = y_{11} - (y_{12} + y_{11}) \dot{K}_{CCK} \approx \\ &\approx y_{11} - y_{11} \dot{K}_{CCK} = y_{11} (1 - \dot{K}_{CCK}). \end{aligned}$$

На основі цього виразу знайдемо вхідну провідність для області середніх частот і порівняємо її з вхідною провідністю каскаду за ССЕ:

$$\begin{aligned} g_{BX_{CCK}} &\approx g_{11} (1 - K_{0_{CCK}}), \\ g_{BX_{CCK}} &\approx g_{11}, \end{aligned}$$

звідки

$$\begin{aligned} g_{BX_{CCK}} &\ll g_{BX_{CCE}}, \\ R_{BX_{CCK}} &\gg R_{BX_{CCE}}. \end{aligned} \quad (9.3)$$

Вхідний опір каскаду за ССК є значно більшим від вхідного опору каскаду за ССЕ – це перша «чудова» властивість ЕП.

9.3. Вихідна провідність

За допомогою виразу (4.5) можна обчислити вихідну провідність каскаду:

$$\begin{aligned} Y_{ВИХ_{CCK}} &= y_{22_k} - y_{12_k} y_{21_k} / (y_{11_k} + y_C) = (y_{21} + y_{22}) + (y_{11} + y_{12}) - \\ &- [(y_{12} + y_{11})(y_{21} + y_{11})] / (y_{11} + y_C) \approx y_{22} + [y_{21} - y_{11} y_{21} / (y_{11} + y_C)] = \\ &= y_{22} + y_{21} y_C / (y_{11} + y_C). \end{aligned}$$

Порівняємо цей вираз в області середніх частот з виразом для вихідної провідності каскаду за ССЕ:

$$\begin{aligned} g_{ВИХ_{CCK}} &\approx g_{22} + g_{21} g_C / (g_{11} + g_C), \\ g_{ВИХ_{CCE}} &\approx g_{22}. \end{aligned}$$

Очевидно, що

$$\begin{aligned} g_{ВИХ_{CCK}} &\gg g_{ВИХ_{CCE}}, \\ R_{ВИХ_{CCK}} &\ll R_{ВИХ_{CCE}}. \end{aligned} \quad (9.4)$$

Вихідний опір каскаду за ССК є значно меншим від вихідного опору каскаду за ССЕ – це друга «чудова» властивість ЕП.

9.4. Вхідна ємність

У підрозд. 4.1.2 було введено поняття еквівалентної вхідної провідності каскаду $Y_{BX} = g_{BX} + j\omega C_{BX}$. Оскільки вплив ємності виявляється особливо сильно в області верхніх частот, у якій її провідність є набагато більшою від провідності g_{BX} , то можна вважати, що практично весь вхідний струм

проходить через ємність (рис. 9.2, а) і створює на ній падіння напруги \dot{U}_1 , що дає можливість визначити величину вхідного струму як

$$\dot{I}_{\text{BX}} = j\omega C_{\text{BX}} \dot{U}_1. \quad (9.5)$$

У транзисторі реально існують міжелектродні ємності. На рис. 9.2, б зображено вхідне коло каскаду з урахуванням цих ємностей.

За першим законом Кірхгофа

$$\dot{I}_{\text{BX}} = \dot{I}'_{\text{BX}} + \dot{I}''_{\text{BX}}. \quad (9.6)$$

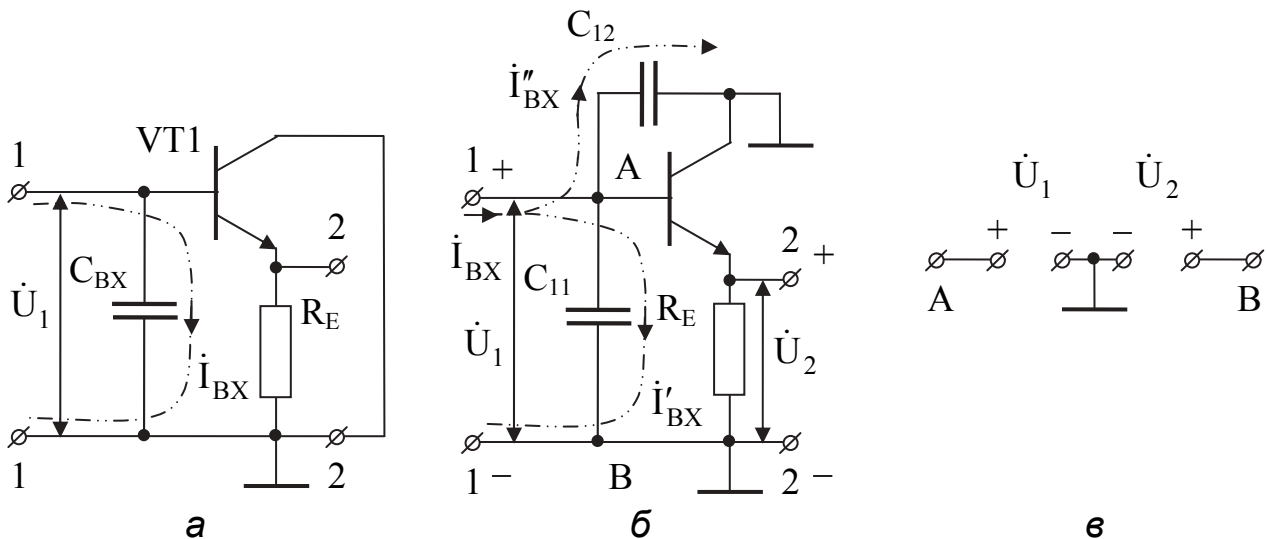


Рис. 9.2

Скориставшись законом Ома, визначимо величини струмів \dot{I}'_{BX} і \dot{I}''_{BX} . Але спочатку визначимо, чому дорівнює напруга між точками А і В з урахуванням фазових співвідношень між напругами \dot{U}_2 і \dot{U}_1 , а також того факту, що напруга на виході ЕП завжди є меншою від напруги на вході (рис. 9.2, в):

$$\dot{U}_{\text{AB}} = \dot{U}_1 - \dot{U}_2 = \dot{U}_1 - \dot{K}_{\text{БСК}} \dot{U}_1.$$

Тоді

$$\dot{I}''_{\text{BX}} = j\omega C_{12} \dot{U}_1;$$

$$\dot{I}'_{\text{BX}} = j\omega C_{11} \dot{U}_{\text{AB}} = j\omega C_{11} \dot{U}_1 (1 - \dot{K}_{\text{БСК}}) \approx j\omega C_{11} \dot{U}_1 (1 - K_{0\text{СК}}),$$

оскільки для практичних розрахунків зручно замінити $\dot{K}_{\text{Б}}$ на K_0 .

Прирівнявши (9.5) і (9.6), маємо

$$C_{\text{BX}} \approx C_{12} + C_{11} (1 - K_{0\text{СК}}). \quad (9.7)$$

Порівняємо цей вираз з аналогічним виразом (6.12), отриманим для каскаду за ССЕ:

$$C_{\text{BX}_E} \approx C_{11} + C_{12} (1 + K_{0\text{ССЕ}}).$$

Оскільки $C_{12} \ll C_{12} (1 + K_{0\text{ССЕ}})$, а $C_{11} (1 - K_{0\text{СК}}) \ll C_{11}$, то можна зробити

ВИСНОВОК, ЩО

$$C_{BX_{CCK}} \ll C_{BX_{CCE}} \quad (9.8)$$

Вхідна ємність каскаду за ССК є значно меншою від вхідної ємності каскаду за ССЕ – це третя «чудова» властивість ЕП.

9.5. Верхня гранична частота

Скористаємося виразом (9.2) для коефіцієнта підсилення ЕП $\dot{K}_{B_{CCK}}$ і підставимо в вираз (6.4) для коефіцієнта підсилення каскаду за ССЕ в області верхніх частот $\dot{K}_{B_{CCE}}$:

$$\begin{aligned} \dot{K}_{B_{CCK}} &= \frac{K_{0_{CCE}}}{(1 + j\omega\tau_{B_{CCE}}) \left[1 + K_{0_{CCE}} / (1 + j\omega\tau_{B_{CCE}}) \right]} = \frac{K_{0_{CCE}}}{(1 + K_{0_{CCE}} + j\omega\tau_{B_{CCE}})} = \\ &= \frac{K_{0_{CCE}}}{(1 + K_{0_{CCE}}) \left[1 + j\omega\tau_{B_{CCE}} / (1 + K_{0_{CCE}}) \right]} \end{aligned}$$

Уведемо поняття постійної часу резистивного каскаду за ССК в області верхніх частот:

$$\tau_{B_{CCK}} = \tau_{B_{CCE}} / (1 + K_{0_{CCE}}) \quad (9.9)$$

З урахуванням (9.9) запишемо вираз для коефіцієнта підсилення резистивного каскаду за ССК в області верхніх частот у вигляді, що збігається за формою запису з виразом для коефіцієнта підсилення каскаду за ССЕ (6.4):

$$\dot{K}_{B_{CCK}} = K_{0_{CCK}} / (1 + j\omega\tau_{B_{CCK}}) \quad (9.10)$$

Аналізуючи вираз (9.9) з урахуванням (6.8), доходимо висновку, що

$$\tau_{B_{CCK}} \ll \tau_{B_{CCV}}, \quad \omega_{B_{CCK}} \gg \omega_{B_{CCE}} \quad (9.11)$$

Верхня гранична частота резистивного каскаду за ССК є набагато більшою від верхньої граничної частоти резистивного каскаду за ССЕ, що є четвертою «чудовою» властивість ЕП.

Зазвичай вхідний опір ЕП прагнуть збільшити, а вихідний – зменшити, тобто хочуть отримати якомога більше відношення $R_{BX_{CCK}} / R_{ВИХ_{CCK}}$. Це відношення зручно використовувати для порівняння ЕП між собою.

Наведемо приклад однієї зі схем ЕП (рис. 9.3) [2, 11], у якій вдається отримати відношення $R_{BX_{CCK}} / R_{ВИХ_{CCK}} \approx 10^3$.

У цьому ЕП використовується схема Дарлінгтона (див. підрозд. 5.1).

10. КЕРУВАННЯ ВЛАСТИВОСТЯМИ ПІДСИЛЮВАЛЬНОГО КАСКАДУ

Аналіз резистивних каскадів за ССЕ, ССБ і ССК показав, що для побудови підсилювачів напруги, що працюють в діапазоні частот від нуля до декількох десятків кілогерців, як основний каскад можна рекомендувати

тільки резистивний каскад за ССЕ. Коефіцієнт підсилення цього каскаду є таким самим, що й коефіцієнт підсилення резистивного каскаду за ССБ, але каскад за ССЕ має більший вхідний і менший вихідний опори, що є його явною перевагою. Що ж стосується резистивного каскаду за ССК, то він не може конкурувати з резистивним каскадом за ССЕ, оскільки має коефіцієнт підсилення за напругою, що наближається до одиниці. У зв'язку з цим аналіз резистивного каскаду за ССЕ цікаво продовжити, маючи на увазі вивчення способів керування коефіцієнтом підсилення, верхньою граничною частотою і вхідним опором.

Під способами керування розуміють способи збільшення і зменшення відповідного параметра.

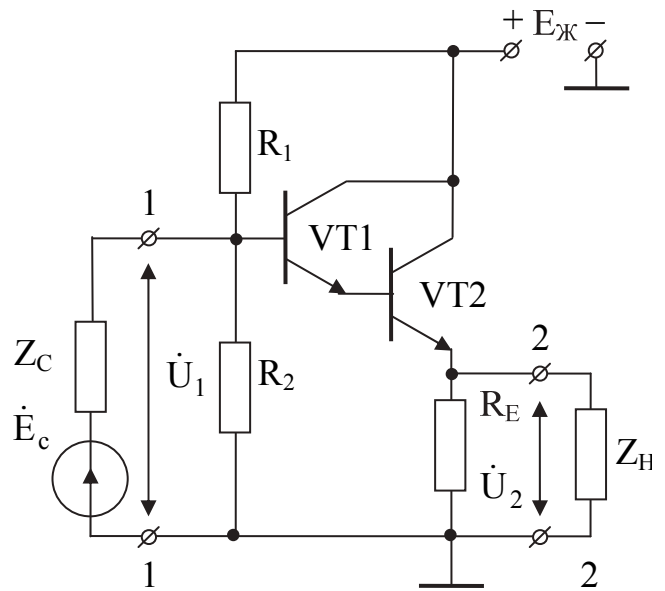


Рис. 9.3

10.1. Способи керування коефіцієнтом підсилення

При розгляді цього питання ключовим є вираз (6.2), отриманий для коефіцієнта підсилення резистивного каскаду за ССЕ в області середніх частот:

$$K_0 = g_{21}/g_{\Sigma} = g_{21}/(g_{22} + g_K + g_{ВХ.Н}).$$

10.1.1. Способи збільшення коефіцієнта підсилення

На основі виразу (6.3) для визначення коефіцієнта підсилення, гранично досяжного для вибраного транзистора, *перший спосіб* можна сформулювати таким чином: для отримання великого коефіцієнта підсилення необхідно правильно вибрати транзистор з високими підсилювальними властивостями, тобто його гранично досяжний коефіцієнт підсилення має бути більше коефіцієнта підсилення, заданого технічними умовами.

У довідковій літературі параметри транзистора наводяться для деякого рекомендованого режиму, тобто для цілком певного положення робочої точки. Зазвичай рекомендована робоча точка знаходиться приблизно на середині прохідної ВАХ.

З виразу (2.11) випливає, що, якщо вибрати робочу точку вище рекомендованої, то це приведе до збільшення g_{21} , а отже, і коефіцієнта підсилення. *Другий спосіб* збільшення коефіцієнта підсилення полягає в правильному виборі положення робочої точки на прохідній ВАХ. Зміщуючи робочу точку до верхнього перегину прохідної ВАХ, збільшують коефіцієнт підсилення. Але цей спосіб має істотний недолік: вхідна провідність (2.13) при такому способі збільшення коефіцієнта підсилення неминуче збільшу-

ється, тобто зменшується вхідний опір. У той же час у більшості випадків прагнуть забезпечити якомога більший вхідний опір.

Третій спосіб збільшення коефіцієнта підсилення K_0 базується на збільшенні опору R_K у колі колектора: $R_K \uparrow \rightarrow g_K \downarrow \rightarrow K_0 \uparrow$.

Цей спосіб набув найбільшого поширення на практиці.

При цьому способі необхідно враховувати дві особливості. Перша з них – це так званий колекторний парадокс, який отримав свою назву в зв'язку з тим, що при збільшенні R_K відповідно до виразу (6.2) слід очікувати збільшення коефіцієнта підсилення, а на практиці K_0 прямує до нуля. Розглянемо причину виникнення цього явища. Для цього побудуємо динамічну вихідну характеристику за постійним струмом, вважаючи, що до кола колектора приєднано резистор R_{K_1} (рис. 10.1), і прохідну ВАХ, що їй відповідає, користуючись методикою, викладеною в підрозд. 3.2. На прохідній ВАХ згідно з рекомендацією попереднього способу робочу точку виберемо на верхньому перегині (точка А). Напругу в робочій точці $E_{BE_{01}}$ забезпечимо шляхом підбору плечей базового подільника (3.3).

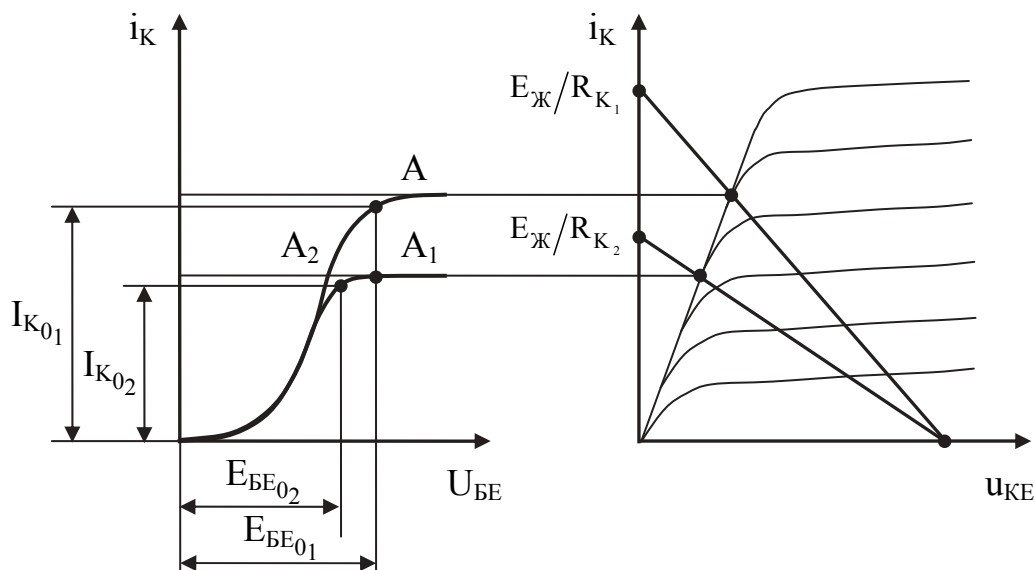


Рис. 10.1

Тепер спробуємо збільшити коефіцієнт підсилення, змінивши в колекторному колі R_{K_1} на R_{K_2} , причому $R_{K_2} \gg R_{K_1}$. Знову будемо вихідну динамічну характеристику, яка тепер має менший кут нахилу, і за нею будемо прохідну ВАХ. Оскільки в схемі, крім заміни R_{K_1} на R_{K_2} , більше нічого не змінювалося (плечі базового подільника не змінилися), робоча точка на новій характеристиці визначається все тією ж величиною напруги $E_{BE_{01}}$. Це точка A_1 , розташована на горизонтальній ділянці прохідної характеристики з крутизною $g_{21} = 0$.

Таким чином, для уникнення колекторного парадоксу одночасно зі змінною опору в колекторному колі необхідно підбирати опір плечей базового

подільника так, щоб робоча точка знову опинилася на верхньому перегині цієї нової прохідної ВАХ (точка A_2 ($E_{BE} = E_{BE_{O_2}}$) на рис. 10.1).

Опишемо другу особливість збільшення коефіцієнта підсилення за третім способом, для чого розглянемо залежність коефіцієнта підсилення від величини R_K (рис. 10.2), що зазвичай визначається експериментально. Експеримент проводять з урахуванням розглянутого вище явища, тобто при кожному черговому збільшенні R_K проводять коригування положення робочої точки шляхом підбору опорів плечей подільника.

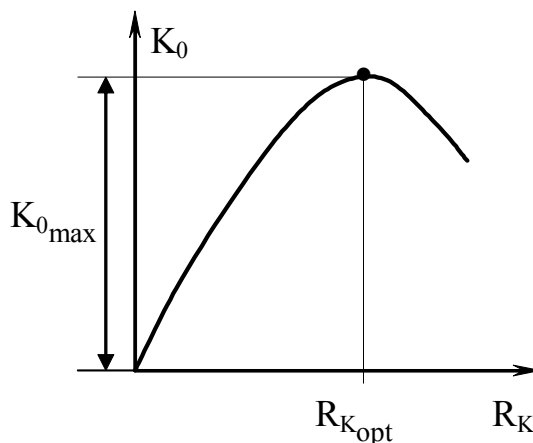


Рис. 10.2

З характеристики випливає, що існує деякий оптимальний опір резистора $R_{K,opt}$, при якому коефіцієнт підсилення є максимальним і подальше збільшення $R_K > R_{K,opt}$ не приводить до збільшення K_0 . Пояснюється це дуже просто: при кожному черговому збільшенні R_K кут нахилу навантажувальної прямої стає все меншим, і робочу точку на відповідній прохідній ВАХ доводиться вибирати, хоча вона й розташовується кожного разу на верхньому перегині, але все нижче, тобто при все менших значеннях струму колектора. Це неминуче приводить до зменшення крутизни (2.11). Таким чином, при збільшенні R_K одночасно зменшуються знаменник і чисельник виразу

$$K_0 = g_{21}(R_K) / \left(g_{22} + \frac{1}{R_K} + g_{BX.H} \right).$$

З математичної точки зору така функція при деякому значенні $R_{K,opt}$ повинна мати максимум.

Резистор R_K одночасно бере участь і в процесі підсилення (режим за змінним струмом), і в процесі організації режиму за постійним струмом, тобто через резистор R_K проходять і постійні, і змінні складові колекторного струму. Для збільшення коефіцієнта підсилення відповідно до (6.3) необхідно опір R_K за змінним струмом збільшувати, а для отримання великих значень крутизни слід збільшувати кут нахилу навантажувальної прямої, тобто зменшувати опір R_K за постійним струмом.

Тому є технічне рішення (*четвертий спосіб*), що може задовольнити ці суперечливі вимоги (рис. 10.3, а) [1, 11]: замість резистора R_K до кола колектора вводять генератор стабільного струму (див. підрозд. 5.2). ГСС має великий опір за змінним струмом і малий опір за постійним струмом (5.3), тобто саме такі властивості, які потрібно. Схему з використанням ГСС як опору в колі колектора резистивного каскаду за ССЕ зображено на рис. 10.3, а. Вона

отримала назву схеми з динамічним (або активним) навантаженням.

Існує й недолік використання ГСС замість резистора R_K у колі колектора. Зобразимо схему за змінним струмом (рис. 10.3, б), замінивши ГСС паралельним з'єднанням $R_{ГСС}$ і $C_{ГСС}$ та об'єднавши у вихідному колі каскаду всі ємнісні складові у вигляді однієї ємності C_{Σ} , яку розраховують відповідно до (4.6). Верхня гранична частота резистивного каскаду за ССЕ визначається виразом (6.8), який для цієї конкретної ситуації можна записати так:

$$f_B = \frac{g_{\Sigma}}{2\pi(C_{\Sigma} + C_{ГСС})}.$$

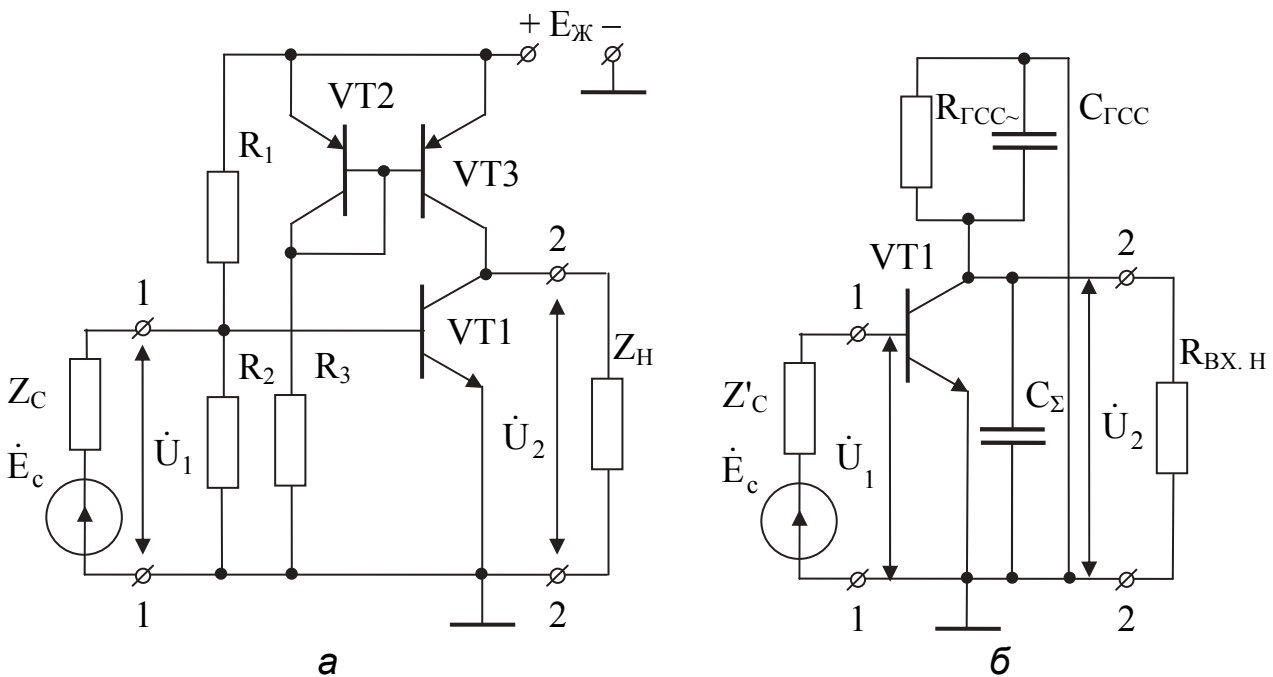


Рис. 10.3

Звідси випливає, що забезпечення малої величини g_{Σ} для отримання великого коефіцієнта підсилення приводить до зменшення f_B . Крім того, зі схеми й виразу видно, що ємність ГСС $C_{ГСС} = C_{22_{VT2}}$ приєднано паралельно до C_{Σ} , тобто результівна ємність каскаду збільшилася, а отже, зменшилася верхня гранична частота каскаду.

Таким чином, використання ГСС замість резистора R_K збільшує коефіцієнт підсилення K_0 і одночасно зменшує верхню граничну частоту f_B каскаду.

П'ятим способом керування є збільшення коефіцієнта підсилення підсилювального пристрою в цілому, яке безпосередньо з виразу для K_0 не впливає. Це створення багатокаскадних підсилювачів, результівний коефіцієнт підсилення яких обчислюють як добуток коефіцієнтів підсилення окремих каскадів. З рис. 10.4 видно, що $\dot{K}_{01} = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$, $\dot{K}_{02} = \dot{U}_3 / \dot{U}_2$, а загальний коефіцієнт підсилення $\dot{K}_{0_{3AG}} = \dot{U}_3 / \dot{U}_1 = \dot{K}_{01} \dot{K}_{02}$.

Шостий спосіб керування – збільшення коефіцієнта підсилення каскаду K_0 шляхом використання як навантаження наступного каскаду з великим входним опором (малою провідністю).

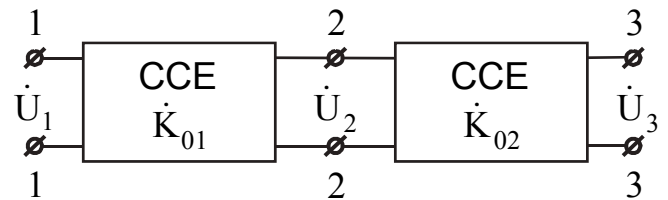


Рис. 10.4

Розглянемо двокаскадний підсилювач (див. рис. 10.4). Для збільшення коефіцієнта підсилення першого каскаду можна використати два варіанти виконання другого каскаду:

1. Використання схеми резистивного каскаду за ССЕ з послідовним від'ємним ЗЗ за струмом. Однак у цьому випадку вираш за коефіцієнтом підсилення в цілому всього двокаскадного підсилювача є неможливим, оскільки коефіцієнт підсилення каскаду з послідовним від'ємним ЗЗ за струмом буде меншим, ніж у каскаді без ЗЗ (див. підрозд. 7.1).

2. Використання емітерного повторювача як буфера між каскадами за ССЕ, у зв'язку з чим ЕП часто називають буферним каскадом.

Оскільки значення коефіцієнта підсилення ЕП наближається до одиниці, загальний коефіцієнт підсилення, як і раніше, буде визначатися добутком коефіцієнтів підсилення двох каскадів за ССЕ, але коефіцієнт підсилення першого каскаду при цьому буде значно більшим, ніж у початковому варіанті. З метою збільшення загального коефіцієнта підсилення рекомендується і другий каскад цього підсилювача навантажувати на емітерний повторювач (рис. 10.5).

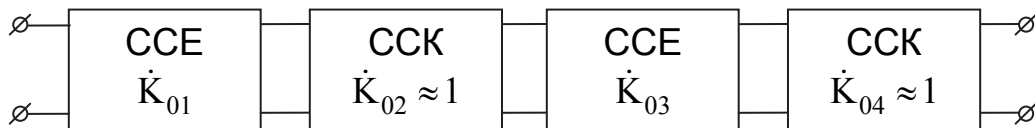


Рис. 10.5

10.1.2. Способи зменшення коефіцієнта підсилення

Зменшувати коефіцієнт підсилення можна будь-яким з описаних вище способів для його збільшення, необхідно тільки здійснювати зворотні дії.

Крім того, досить ефективним способом зменшення коефіцієнта підсилення є введення в каскад послідовного від'ємного ЗЗ за струмом (див. підрозд. 7.1). Варіюючи величину резистора в колі емітера, можна змінювати коефіцієнт підсилення каскаду в широких межах.

10.2. Способи керування смугою пропускання каскаду

Під смугою пропускання Π підсилювального каскаду розуміють різницю між верхньою й нижньою граничними частотами (див. рис. 1.9). У ППС $\Pi = f_B$, у сучасних ПЗЧ $f_H = 20 \dots 200$ Гц, а $f_B = 15000 \dots 20000$ Гц, тобто на практиці умови $f_B \gg f_H$ і $\Pi \approx f_B$ завжди виконуються.

Таким чином, смуга пропускання в ППС і ПЗЧ практично визначається

верхньою граничною частотою:

$$\Pi = f_B - f_H \approx f_B = \frac{1}{2\pi\tau_B} = \frac{g_\Sigma}{2\pi C_\Sigma} = \frac{g_\Sigma}{2\pi(C_{22} + C_M + C_{ВХ.Н})}. \quad (10.1)$$

Це ключовий вираз, який дає змогу виявити всі способи керування смугою пропускання.

10.2.1. Усунення надмірності смуги пропускання

Існує два способи усунення надмірності смуги пропускання.

Зазвичай проблема вирішується таким чином, щоб не знизити підсилювальних можливостей каскаду ($g_{21} = \text{const}$). З (10.1) випливає, що зменшити смугу пропускання можна шляхом збільшення ємності на виході каскаду між колектором та емітером C_Σ .

Перший спосіб полягає в приєднанні до виходу каскаду додаткової блокувальної ємності $C_{БЛ}$ (рис. 10.6, а), що є еквівалентним збільшенню вихідної ємності попереднього транзистора C_{22} і вхідної ємності наступного C_{11} .

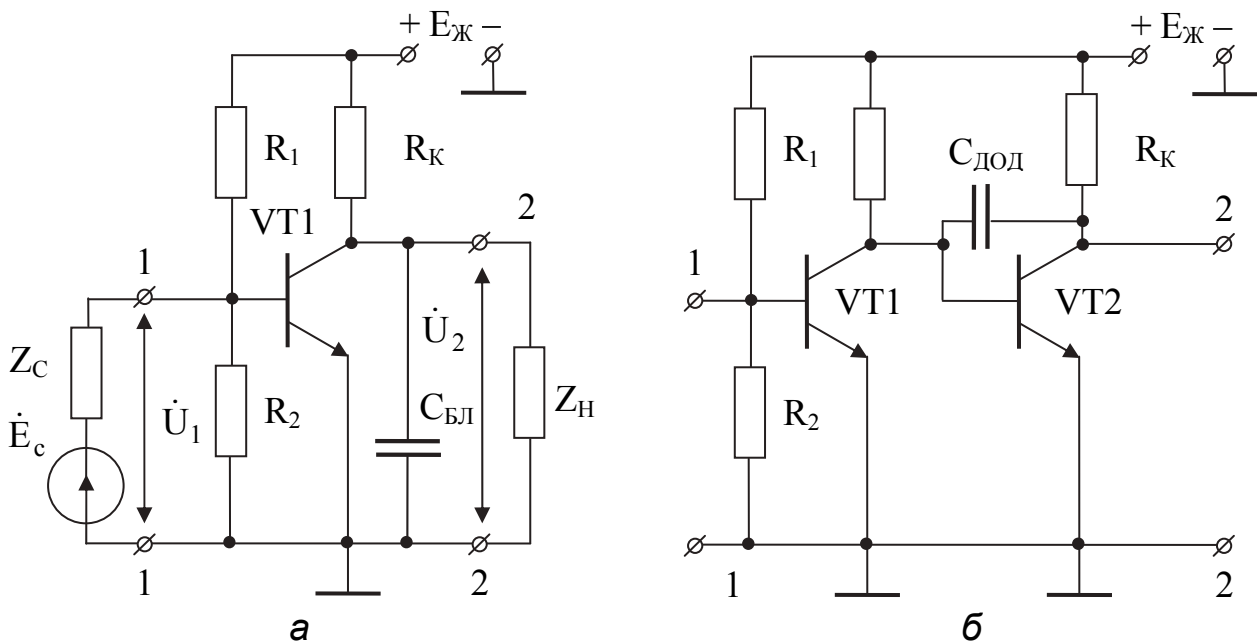


Рис. 10.6

Другий спосіб (рис. 10.6, б) полягає у збільшенні вхідної ємності наступного каскаду $C_{ВХ.Н}$ (6.12) уведенням додаткової ємності $C_{ДОД}$ унаслідок її приєднання паралельно до переходу «база – колектор» (паралельно до ємності зворотного зв'язку C_{12}) транзистора VT_2 . Зазвичай $C_{ДОД} \gg C_{12}$, і результувна ємність паралельного з'єднання повністю визначається $C_{ДОД}$.

Цей варіант є найбільш цікавим, тому що величина ємності, яка приєднується до схеми, збільшується в $(1 + K_0)$ разів (K_0 – це десятки й сотні разів). Унаслідок цього ємність $C_{ДОД}$ виявляється в $(1 + K_0)$ разів меншою за ємність $C_{БЛ}$, що дуже важливо при вирішенні питання мікромініатюризації. Цей спосіб зменшення смуги пропускання називають ефектом Міллера.

Обидва способи застосовуються в інтегральній схемотехніці, зокрема, для усунення надмірності смуги пропускання операційних підсилювачів.

10.2.2. Способи збільшення смуги пропускання

Перший спосіб полягає у зменшенні C_{Σ} (див. вираз (10.1)), що дає змогу збільшити смугу пропускання без впливу на коефіцієнт підсилення ($g_{21} = \text{const}$).

Цього досягають шляхом використання як навантаження наступного каскаду з малою вхідною ємністю. Таким каскадом є ЕП. У цьому випадку схема багатокаскадного підсилювача має вигляд, зображений на рис. 10.5.

Існує можливість збільшення верхньої граничної частоти (*другий спосіб*) шляхом збільшення g_{Σ} (10.1), але це неминуче приводить до зменшення коефіцієнта підсилення відповідно до виразу (6.2).

Спеціально для цього явища вводиться параметр, який отримав назву **площі підсилення каскаду** [1]. На рис. 10.7 зображено АЧХ каскаду. Якщо продовжити горизонтальну лінію на рівні K_0 до перетину з перпендикуляром до горизонтальної осі в точці f_B , то отримаємо прямокутник зі сторонами K_0 і f_B . Площу цього прямокутника й називають площею підсилення каскаду

$$S = K_0 f_B = g_{21} / 2\pi C_{\Sigma} \cdot (10.2)$$

Якщо покласти, що робочу точку на прохідній ВАХ вибрано відповідно до рекомендацій підрозд. 10.1.1 на верхньому перегині для отримання максимально можливої крутизни, а ємність C_{Σ} зменшено до мінімально можливої величини, то добуток буде величиною постійною. Таким чином, якщо тепер збільшити коефіцієнт підсилення, то це приведе до зменшення верхньої граничної частоти. І, навпаки, якщо збільшувати f_B , то неминуче буде зменшуватися K_0 .

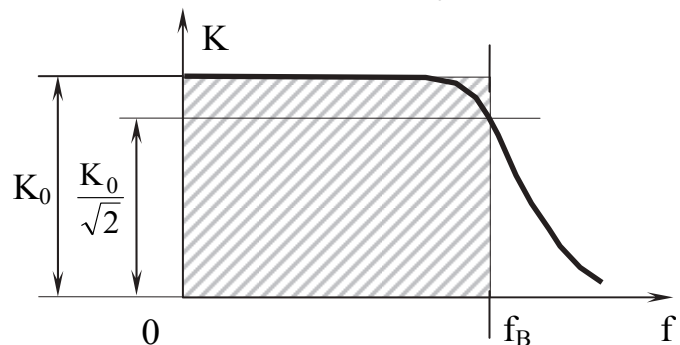


Рис. 10.7

Існує також *третій спосіб* збільшення верхньої граничної частоти шляхом використання спеціальних кіл височастотної корекції, які практично без втрати коефіцієнта підсилення дають змогу збільшити верхню граничну частоту в 1,5–1,7 раза [14]. Цей спосіб набув найбільшого застосування в інтегральному виконанні.

10.3. Способи керування вхідним опором

Напруга на вході каскаду формується джерелом сигналу, причому для першого каскаду підсилювального пристрою це спеціальне джерело сигналу, а для всіх наступних каскадів джерелом сигналу є попередній каскад. Як було зазначено в підрозд. 1.1, будь-яке джерело сигналу може бути або генератором струму, або генератором напруги. Нехай це буде генератор

напруги, який створює на вході каскаду напругу \dot{U}_1 . Проведемо дослідження для області середніх частот, у якій впливом реактивностей нехтуємо, замінивши каскад з боку входу еквівалентним вхідним опором R_{BX} (рис. 10.8, а). Цілком очевидним є прагнення отримати на цьому опорі напругу U_1 , якомога ближчу до ЕРС джерела сигналу E_C . Виникає запитання: як цього можна досягти? Схему рис. 10.8, а подамо у вигляді, зображеному на рис. 10.8, б, з якого видно, що напруга U_1 формується подільником напруги з коефіцієнтом передавання $K = U_1/E_C = R_{BX}/(R_{BX} + R_C)$.

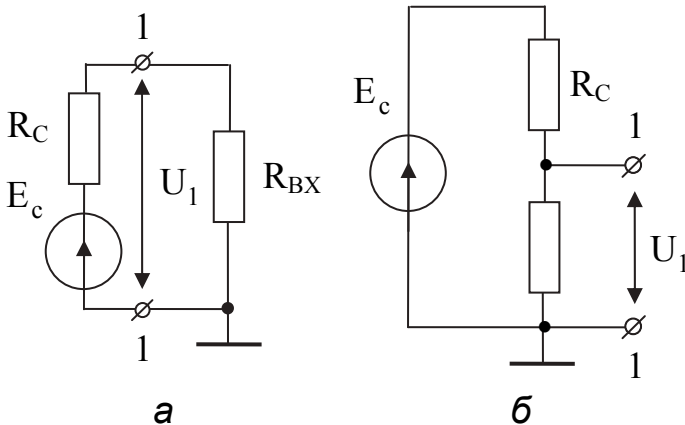


Рис. 10.8

Для того щоб коефіцієнт передавання зробити близьким до одиниці, можна використовувати два варіанти:

1. Забезпечити малу величину внутрішнього опору джерела сигналу, а отже, і мінімально можливий вихідний опір у підсилювальних каскадах.

2. Часто опір джерела сигналу є досить великим. Щоб і в

цьому випадку коефіцієнт передавання подільника наближався до одиниці, необхідно збільшити вхідний опір каскаду, який має бути хоча б на порядок більшим від внутрішнього опору джерела сигналу.

У зв'язку з цим виникає потреба в розгляді можливих способів збільшення вхідного опору каскаду.

1. Перш за все необхідно визначитися з вибором типу активного елемента. Біполярні транзистори мають низький вхідний опір, складені транзистори за схемою Дарлінгтона (див. підрозд. 5.1) – майже в два рази більший, а польові транзистори – найбільший.

2. Оскільки $R_{BX} = 1/g_{BX} \approx 1/g_{11}$, а $g_{11} = I_{K_0}/\phi_T\beta$, для збільшення вхідного опору (зменшення вхідної провідності) робочу точку слід вибирати в нижній частині прохідної ВАХ, тобто при малих значеннях струму колектора в робочій точці. При цьому необхідно пам'ятати, що цей спосіб супроводжується неминучим зменшенням крутизни (2.11), а отже, і коефіцієнта підсилення каскаду (6.2). На практиці не рекомендується зменшувати струм колектора нижче 25 мкА [12]. Це пояснюється тим, що в цьому випадку величина струму спокою I_{K_0} стає сумірною з тепловим струмом, що спричиняє значні відхилення цього струму при змінах температури, а робота кіл термостабілізації – малоефективною.

3. З виразу для g_{11} можна зробити висновок, що ще однією можливістю збільшення вхідного опору каскаду є використання в ньому активних елементів з великими значеннями коефіцієнта підсилення за струмом β . Наприклад, можна використовувати схему Дарлінгтона (див. підрозд. 5.1).

Спеціально для вхідних каскадів розроблено транзистори, які мають коефіцієнт підсилення за струмом $\beta = 1000 \dots 7000$ і струм колектора в робочій точці порядку одиниць і десятків мікроамперів. Ці спеціальні транзистори отримали назву супер- β -транзисторів.

4. Збільшити вхідний опір можна й схемотехнічно, наприклад, охопивши резистивний каскад за ССЕ послідовним від'ємним ЗЗ за струмом. Кращим варіантом є використання як вхідного каскаду емітерного повторювача, що дає змогу значно збільшити вхідний опір.

11. УЗГОДЖЕННЯ В ПІДСИЛЮВАЛЬНИХ ПРИСТРОЯХ

Як зазначалося в підрозд. 1.4, підсилювальний пристрій у цілому складається з кількох каскадів, з'єднаних послідовно один з одним. Кожен каскад має свій режим роботи за постійним струмом і характеризується своїм коефіцієнтом підсилення. При з'єднанні цих каскадів виникають певні труднощі: порушуються вихідні режими роботи окремих каскадів; частина енергії сигналу при переданні від виходу попереднього каскаду до входу наступного втрачається. У зв'язку з цим при створенні багатокаскадних підсилювачів необхідно вирішити такі завдання [1, 10, 11]:

- узгодження за постійним струмом, тобто забезпечення таких умов з'єднання каскадів, при яких виключається або послабляється їх взаємний вплив за постійним струмом;

- узгодження за змінним струмом, тобто забезпечення умов для якнайкращого передання напруги від джерела сигналу (виходу попереднього каскаду) до входу наступного каскаду (передання сигналу без втрат).

Зручно окремо розглянути специфіку узгодження джерела сигналу зі входом першого каскаду, навантаження з виходом останнього каскаду, а також міжкаскадного узгодження, тобто узгодження каскадів між собою.

11.1. Узгодження джерела сигналу зі входом першого каскаду

11.1.1. Безпосереднє з'єднання

Безпосереднє з'єднання – це найпростіший варіант з'єднання джерела сигналу зі входом каскаду. Його ще називають гальванічним (рис. 11.1, а). При такому з'єднанні спостерігаються такі наслідки:

1. Режим роботи вхідного каскаду порушується. Дійсно, без джерела сигналу положення робочої точки визначалося напругою $E_{BE_0} = I_D R_2$. При приєднанні джерела сигналу опір нижнього плеча подільника R_2 і внутрішній опір джерела сигналу R_C виявилися з'єднаними паралельно один з одним. Результативний опір зменшився, робоча точка змістилася.

2. Як видно з рис. 11.1, а, через джерело сигналу проходить частина струму подільника. Існують джерела сигналу, через які не допускається проходження постійного струму, оскільки через це порушується їх робота.

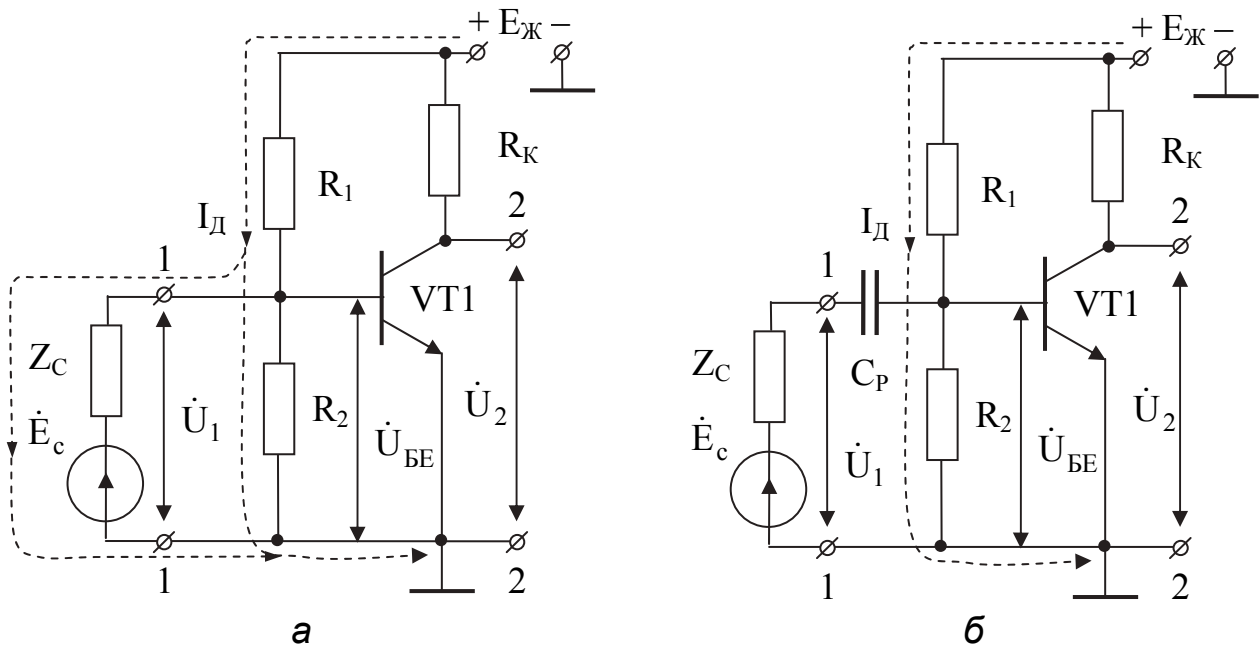


Рис. 11.1

Такий спосіб узгодження можна застосовувати, якщо це не призводить до порушення режиму роботи джерела сигналу. Крім того, при кожній зміні джерела сигналу необхідним є додаткове підстроювання для відновлення вихідного режиму роботи підсилювального каскаду.

11.1.2. З'єднання з використанням резистивно-ємнісного зв'язку

При з'єднанні з використанням резистивно-ємнісного зв'язку використовується розділовий конденсатор (рис. 11.1, б), який за постійною складовою повністю відокремлює джерело сигналу від каскаду. Однак змінна складова від джерела сигналу повинна проходити через конденсатор без втрат. Тому опір конденсатора для змінної складової має дорівнювати нулю на будь-якій частоті робочого діапазону підсилювача.

Найскладніше цю умову виконати на нижніх частотах, де для забезпечення малої величини опору розділового конденсатора необхідно збільшувати його ємність.

Зазвичай на практиці значення C_p мають порядок десятків і сотень мікрофарад. Це велика величина, тому конденсатор виконують електролітичним. Отже, першим недоліком цього способу узгодження є неможливість мікромініатюризації, тому що конденсатор такої ємності неможливо реалізувати в інтегральному виконанні.

Має місце ще один істотний недолік цього способу. Замінімо каскад з боку входу еквівалентним входним опором R_{BX} (див. рис. 11.2). Очевидно, що утворився частотно-залежний подільник напруги.

Реактивний опір X_{C_p} слід враховувати лише в області нижніх частот. В області середніх і верхніх частот $X_{C_p} = 0$ і $\dot{U}_{BE} = \dot{U}_1$.

Знайдемо коефіцієнт передання подільника в області нижніх частот:

$$\dot{K}_H = \dot{U}_{BE} / \dot{U}_1 = R_{BX} / (R_{BX} + 1/j\omega C_P) = j\omega C_P R_{BX} / (1 + j\omega C_P R_{BX}).$$

Уведемо поняття постійної часу в області нижніх частот:

$$\tau_H = C_P R_{BX}, \quad (11.1)$$

тоді

$$\dot{K}_H = j\omega\tau_H / (1 + j\omega\tau_H) = 1 / (1 + 1/j\omega\tau_H) = 1 / (1 - j/\omega\tau_H).$$

З цього виразу знайдемо АЧХ і ФЧХ подільника:

$$K_H = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_H)^2}}, \quad (11.2)$$

$$\phi_H = \arctg(1/\omega\tau_H). \quad (11.3)$$

Побудуємо ці характеристики (рис. 11.3). Проведемо такі дослід.

Нехай $\omega \rightarrow \infty$, $K_H = 1$, $\phi_H \rightarrow 0$ і $\omega = 0 \rightarrow K_H = 0$, $\phi_H = \pi/2$.

Знайдемо ω_H , прирівнявши рівняння прямої й АЧХ:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega_H\tau_H)^2}}; \quad \omega_H = \frac{1}{\tau_H}. \quad (11.4)$$

Для побудови ФЧХ проведемо ще один дослід. Нехай $\omega = \omega_H = 1/\tau_H$, тоді $\phi_H = \pi/4$.

Отже, через присутність конденсатора C_P реальні АЧХ і ФЧХ в області нижніх частот відрізняються від ідеальних, тобто через ємність C_P виникли спотворення АЧХ і ФЧХ в області нижніх частот. Це і є другим недоліком цього способу узгодження.

Таким чином, узгодження з використанням резистивно-ємнісного зв'язку можна використовувати лише при побудові схем ПЗЧ. Схеми ППС при такому способі узгодження в принципі створити неможливо.

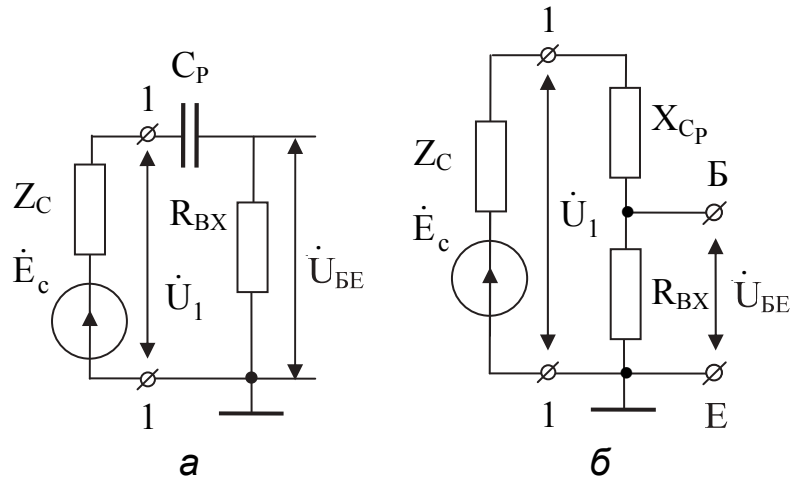


Рис. 11.2

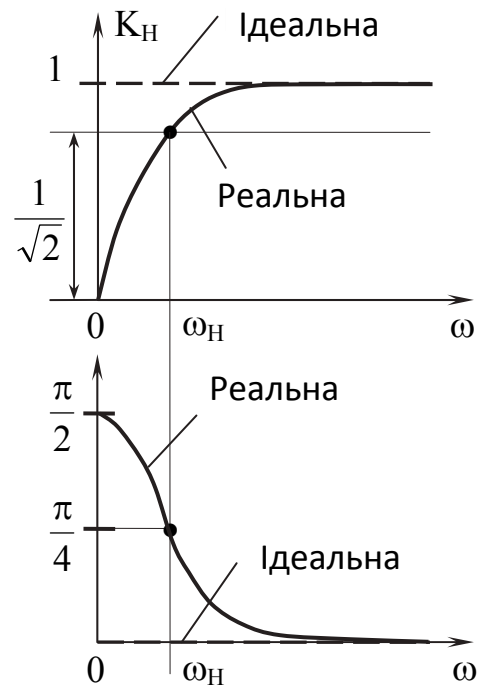


Рис. 11.3

11.1.3. Мостова схема з'єднання

Мостова схема з'єднання утворюється внаслідок приєднання двох паралельно з'єднаних подільників напруги до джерела живлення (рис. 11.4, а).

Тут АВ і CD – діагоналі мостової схеми. У діагоналі CD знаходиться джерело живлення $E_{ж}$.

Якщо опори плечей подільника попарно дорівнюють один одному, тоб-

то $R_1 = R_3$ і $R_2 = R_4$, то міст називають збалансованим. У цьому випадку потенціали точок А і В є однаковими (точки А і В – екіпотенціальні). З цієї причини постійного струму в діагоналі АВ немає незалежно від того, які елементи знаходяться між цими точками. Така мостова схема створюється на вході підсилювального каскаду внаслідок приєднання додаткового подільника R_3, R_4 (рис. 11.4, б).

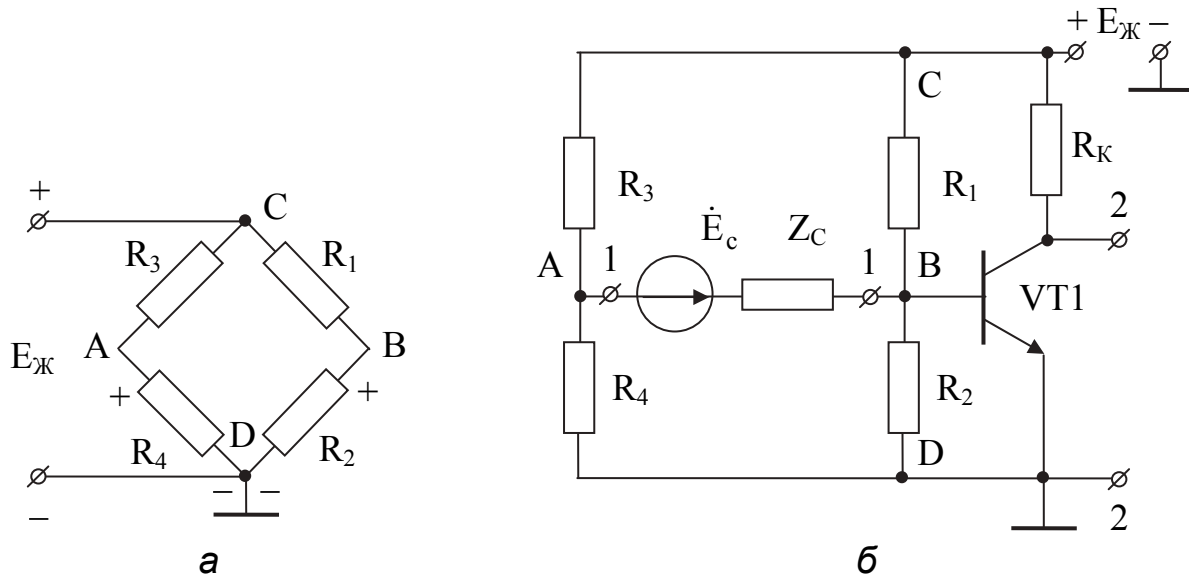


Рис. 11.4

Між точками А і В знаходиться джерело сигналу, що може бути будь-яким незалежно від того, пропускає воно через себе постійну складову струму чи ні. За наявності змінної складової баланс моста порушується. Точки А і В мають різний потенціал, і сигнал передається на вхід каскаду.

Мостова схема застосовується у ППС, оскільки вона не містить реактивних елементів, які могли б спотворити АЧХ і ФЧХ в області нижніх частот.

11.2. Узгодження виходу каскаду з навантаженням

Тут, як і у вхідних колах, існують три способи узгодження:

- а) безпосереднє з'єднання з навантаженням (рис. 11.5, а);
- б) узгодження з використанням розділового конденсатора (рис. 11.5, б);
- в) узгодження з використанням мостової схеми (рис. 11.5, в).

Усі недоліки й переваги цих способів узгодження є такими самими, як і при узгодженні джерела сигналу зі входом каскаду, що було детально розглянуто в підрозд. 11.1.

Більш докладно опишемо останню схему. У ній створено додатковий подільник R_3, R_4 . Діагональ утвореного моста CD містить джерело живлення $E_{ж}$, а діагональ АВ – навантаження $Z_{н}$.

Міст має бути збалансованим, тобто $R_3 = R_к$, а $R_4 = R_{ЕКVT} + R_E$. У цьому випадку точки А і В – екіпотенціальні, і постійний струм через $Z_{н}$ не проходить.

Розглянемо, як працює схема за змінним струмом. Нехай у певний момент на базі VT1 збільшився потенціал. Це призведе до збільшення струму колектора транзистора, завдяки зменшенню опору між емітером і

колектором. Баланс моста порушиться, потенціал у точці А зменшиться порівняно з потенціалом точки В, струм буде проходити через Z_H .

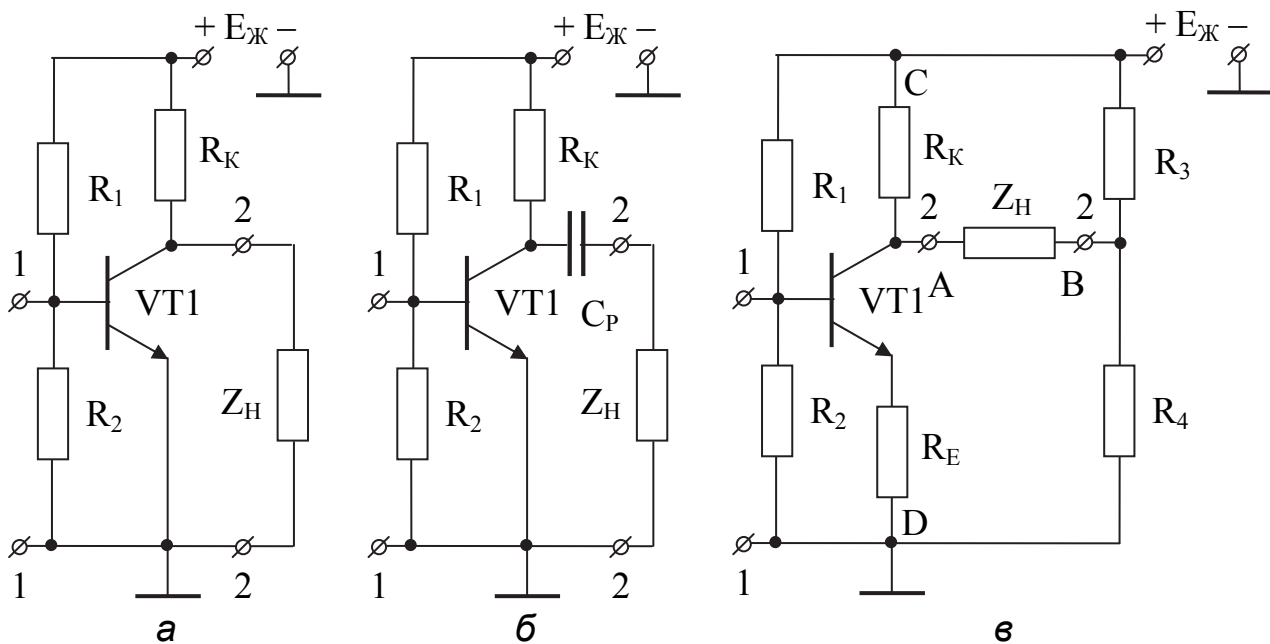


Рис. 11.5

11.3. Міжкаскадне узгодження

11.3.1. Узгодження каскадів на транзисторах одноступінних структур

Найпростішим способом узгодження каскадів є з'єднання їх через розділовий конденсатор (рис. 11.6, а).

Нехай використовуються два однакові каскади, у яких транзистори VT1 і VT2 є однаковими, режими їх роботи також є однаковими, тобто $R_{K_1} = R_{K_2}$, $R_{E_1} = R_{E_2}$, $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$, $K_{0_1} = K_{0_2}$.

Недоліки такого способу узгодження:

- через великі значення C_p є неможливою реалізація схеми в інтегральному виконанні;
- наявність спотворення АЧХ і ФЧХ в області нижніх частот.

Для виконання схеми в інтегральному виконанні і створення ППС необхідно прибрати зі схеми C_p і використовувати безпосереднє з'єднання каскадів один з одним. Спробуємо прибрати зі схеми розділовий конденсатор. Це неминуче призведе до змін у роботі обох каскадів, але, щоб спростити завдання, припустимо, що всі зміни будуть зроблені тільки в другому каскаді, а перший каскад залишиться незмінним.

Якщо прибрати C_p , то виявиться, що за постійним струмом опори R_3 і R_{K_1} , R_4 і $(R_{KE_{VT1}} + R_{E_1})$ будуть попарно приєднані паралельно один до одного. Замість однієї пари в колі колектора залишимо опір R_{K_1} , а замість іншої – $(R_{KE_{VT1}} + R_{E_1})$. Таким чином, кожен з цих опорів тепер буде виконувати дві

функції. По-перше, одна функція залишиться такою, яку цей опір виконував у схемі каскаду на транзисторі VT1. По-друге, кожен з опорів буде виконувати функції плечей базового подільника каскаду на транзисторі VT2. Це, безсумнівно, призведе до значних труднощів при розрахунках і налаштуванні каскадів, унаслідок чого вийде схема, зображена на рис. 11.6, б.

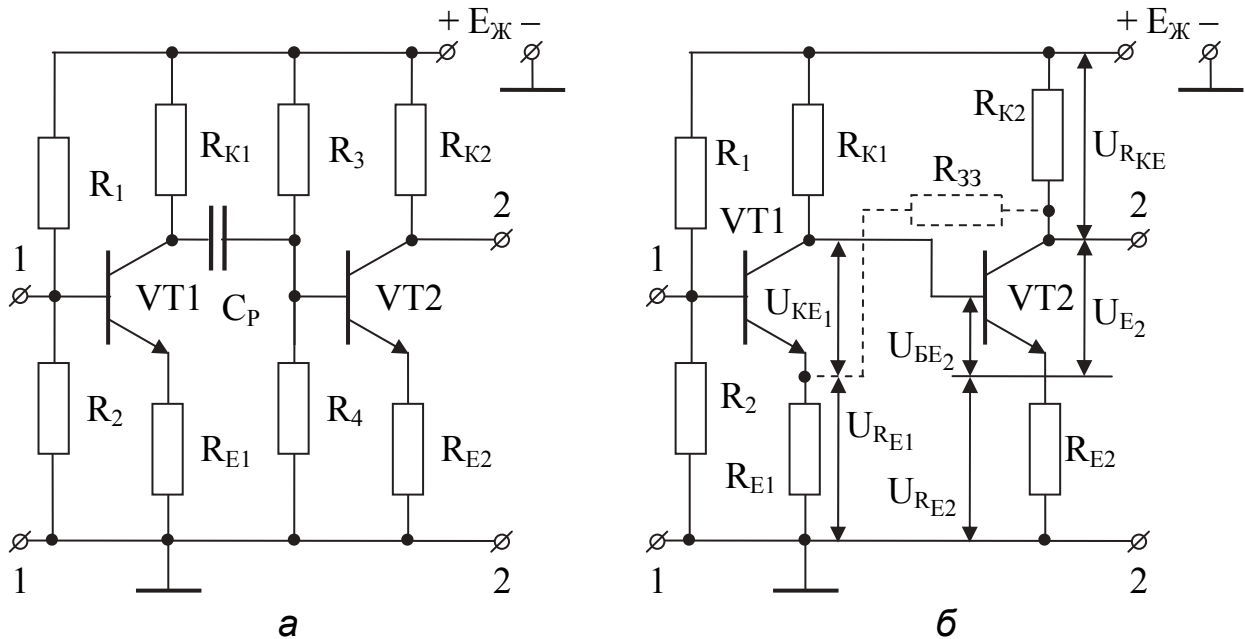


Рис. 11.6

Складемо рівняння Кірхгофа:

$$U_{KE_1} + U_{RE_1} = U_{BE_2} + U_{RE_2}. \quad (11.5)$$

Оскільки транзистори VT1 і VT2 є однаковими й працюють в однакових режимах, то правильним є таке співвідношення:

$$U_{KE_1} > U_{BE_2}.$$

Для забезпечення цієї нерівності й одночасного виконання рівності (11.5) необхідно, щоб виконувалося співвідношення

$$U_{RE_2} > U_{RE_1}.$$

Цього можна досягти, якщо збільшити опір резистора в колі емітера VT2, тобто взяти $R_{E_2} > R_{E_1}$. Однак, якщо збільшувати, то з рівняння

$$E_{Ж} = U_{RK_2} + U_{KE_2} + U_{RE_2}$$

впливає, що при незмінних $E_{Ж}$ і U_{KE} збільшення U_{RE_2} неминуче призведе до зменшення напруги U_{RK_2} , яку можна зменшити тільки шляхом зменшення опору резистора R_{K_2} . Отже, при безпосередньому з'єднанні двох каскадів (тобто без C_p) необхідно брати $R_{E_2} > R_{E_1}$ і $R_{K_2} < R_{K_1}$. Зменшення R_{K_2} призведе до зменшення коефіцієнта підсилення другого каскаду (6.2). Крім того, збільшення опору резистора R_{E_2} , на якому формується напруга послі-

довного зворотного зв'язку, своєю чергою, приведе до ще більшого зменшення цього коефіцієнта (7.3).

Тепер порівняно з вихідним варіантом з коефіцієнтом підсилення каскаду K_{0_2} маємо менший коефіцієнт підсилення K'_{0_2} ($K'_{0_2} \ll K_{0_2}$). Зменшення коефіцієнта підсилення відбулося через те, що довелося більшу величину напруги $U_{KE_1} = 5 \dots 7$ В узгоджувати з меншою величиною напруги $U_{BE_2} = 0,3 \dots 0,7$ В.

Це завдання називають узгодженням рівнів потенціалів.

У цій ситуації узгодження відбулося внаслідок того, що велика частина напруги була погашена на опорі R_{E_2} у колі емітера другого каскаду. Отже, якщо спробувати збільшити коефіцієнт підсилення шляхом введення третього каскаду, то це призведе лише до значного ускладнення процесу настроювання підсилювача в цілому, а вигаш за коефіцієнтом підсилення при цьому буде незначним.

Слід зазначити ще одну особливість створення багатокаскадних підсилювачів постійного струму. У ППС ставляться надзвичайно жорсткі вимоги до стабілізації робочої точки. Зазвичай наявності місцевого зворотного зв'язку внаслідок уведення емітерної термостабілізації в цьому випадку виявляється недостатньо, тому вводять додатково міжкаскадний ЗЗ. Найчастіше це здійснюється шляхом передання напруги від опору R_{K_2} у колі колектора другого каскаду через опір $R_{ЗЗ}$ до резистора R_{E_1} (місцевого ЗЗ) першого каскаду (див. рис. 11.6, б). Уведення такого кола ЗЗ спричиняє ще більше ускладнення процесу настроювання каскадів за постійним струмом.

11.3.2. Узгодження каскадів на транзисторах різних структур

Розглянемо співвідношення напруг між електродами транзистора (рис. 11.7, а):

$$U_{KE} = U_{BE} + U_{BK}.$$

Оскільки $U_{BE} \ll U_{KE}$, можна вважати, що $U_{KE} \approx U_{KB}$. Очевидно, що завдання узгодження рівнів потенціалів можна було б вирішити набагато простіше, якби довелося узгоджувати U_{KE_1} з U_{KB_2} . Для цього другий каскад виконують на транзисторі р-п-р-структури (рис. 11.7, б).

Складемо рівняння Кірхгофа для двох контурів:

- $U_{KE_1} + U_{R_{E_1}} = U_{KB_2} + U_{R_{K_2}}$. Оскільки $U_{KE_1} \approx U_{KB_2}$, то $U_{R_{E_1}} \approx U_{R_{K_2}}$, тобто

$$R_{E_1} \approx R_{K_2}. \quad (11.6)$$

- $U_{R_{K_1}} = U_{R_{E_2}} + U_{BE_2}$, але оскільки U_{BE_2} мало, то $U_{R_{K_1}} \approx U_{R_{E_2}}$,

$$R_{K_1} \approx R_{E_2}. \quad (11.7)$$

Оскільки коефіцієнт підсилення першого каскаду $K_{0_1} \gg 1$, то відповідно до (7.5) можна стверджувати, що R_{K_1} у K_{0_1} разів більше R_{E_1} . У другому

ж каскаді на основі співвідношень (11.6) і (11.7) опір резистора R_{K_2} у колі колектора тепер є приблизно в K_{0_1} разів меншим, ніж опір резистора R_{E_2} у колі емітера. Оскільки R_{K_2} є малим, а опір R_{E_2} , що формує напругу послідовного зворотного зв'язку, є великим, то це приводить до зменшення коефіцієнта підсилення другого каскаду.

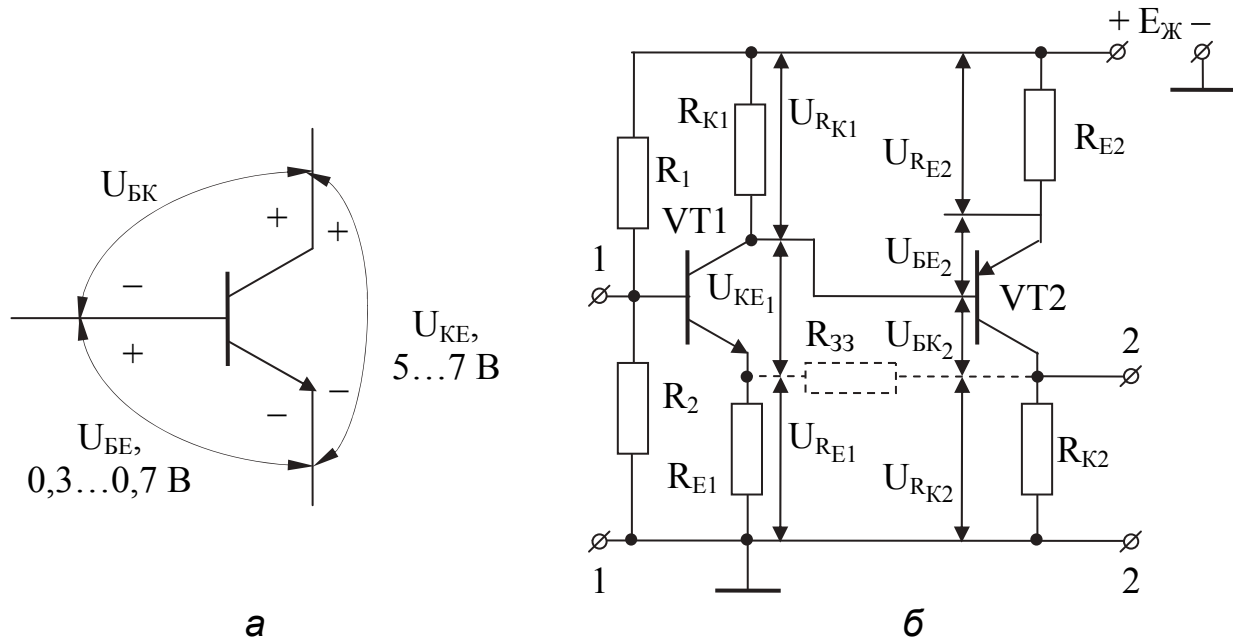


Рис. 11.7

Таким чином, узгодження каскадів на транзисторах різних структур виражається за коефіцієнтом підсилення порівняно з узгодженням каскадів на транзисторах однотипних структур не дає. Однак розглянута схема має одну явну перевагу, яка полягає в тому, що введення міжкаскадного ЗЗ з колектора другого каскаду до кола емітера першого каскаду не призводить до ускладнення процесу настроювання каскадів за постійним струмом, оскільки R_{33} приєднується між точками з приблизно однаковими потенціалами (еквіпотенціальними точками).

11.3.3. Потенціометричне узгодження

Для узгодження рівнів потенціалів використовується добре відома схема подільника напруги (рис. 11.8).

Робота будь-якого каскаду повинна аналізуватися за постійним і змінним струмом. За допомогою подільника напруги завдання вирішується за постійним струмом. Однак за змінним струмом коло R_3 , R_4 буде ділити в тому ж співвідношенні, що й за постійним струмом (приблизно один до десяти). Таким чином, у цілому коефіцієнт підсилення двокаскадного підсилувача порівняно з вихідною схемою з використанням розділового конденсатора (див. рис. 11.6, а) зменшується приблизно в десять разів.

Схема мала б явний виграв, якби подільник здійснював узгодження рів-

нів потенціалів за постійним струмом, а за змінним при цьому мав коефіцієнт передавання, що приблизно дорівнює одиниці. Іншими словами, за постійним струмом подільник повинен мати коефіцієнт поділу

$$K_{Д=} = U_{BE_2} / U_{KE_1} = R_4 / (R_3 + R_4),$$

а за змінним – $K_{Д\sim} \approx 1$.

На практиці найчастіше застосовуються дві схеми подільника, що має зазначені властивості.

На рис. 11.9, а зображено принципову схему двокаскадного підсилювача, у якій здійснено потенціометричне узгодження за допомогою подільника, у нижньому плечі якого замість резистора R_4

використовується ГСС, який, як відомо, має малий опір $R_{ГСС=}$ за постійним струмом і великий опір $R_{ГСС\sim}$ за змінним (5.3). Запишемо вирази для коефіцієнтів передавання подільника за постійним і змінним струмом:

$$K_{Д=} = R_{ГСС=} / (R_{ГСС=} + R_3); \quad K_{Д\sim} = R_{ГСС\sim} / (R_{ГСС\sim} + R_3).$$

Підбираючи R_3 , отримують необхідний коефіцієнт поділу (зазвичай R_3 приблизно разів у десять більше $R_{ГСС=}$). У той же час R_3 має бути значно менше $R_{ГСС\sim}$. У цьому випадку $K_{Д\sim} \approx 1$.

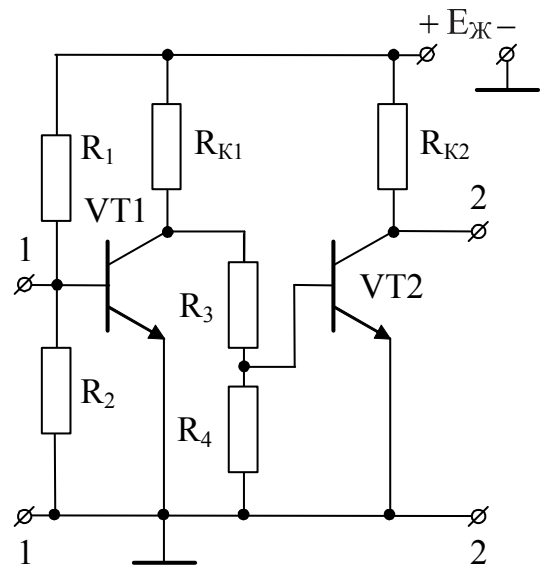


Рис. 11.8

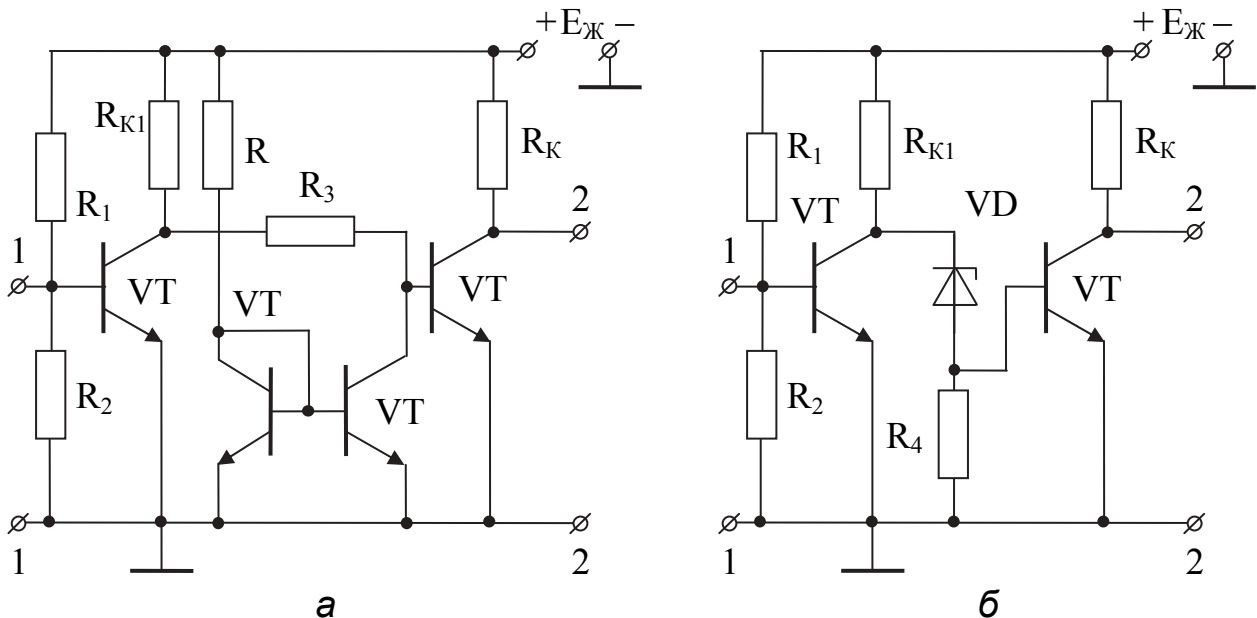


Рис. 11.9

На рис. 11.9, б зображено схему, у якій функцію верхнього плеча подільника виконує стабілітрон, що працює в режимі лавинного пробію. У сучасних стабілітронах напруга пробію дорівнює 4...7 В. Тоді за постійним

струмом $U_{BE_2} = U_{KE_1} - U_{ПРОБ}$, а за змінним струмом $K_{Д\sim} = R_4 / (R_{VD\sim} + R_4)$. Однак диференціальний опір $R_{VD\sim}$ р-п-переходу в режимі пробою (десятки омів) є значно меншим від опору резистора R_4 . У цьому випадку $K_{Д\sim} \approx 1$.

В інтегральній схемотехніці перевага віддається першій схемі подільника.

12. ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИЙ КАСКАД

12.1. Особливості підсилювачів постійного струму

Основні особливості ППС пов'язані з його АЧХ, ФЧХ і дрейфом нуля.

12.1.1. Амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики ППС

На рис. 12.1 зображено АЧХ і ФЧХ ПЗЧ і ППС [14]. З порівняння цих характеристик випливає:

- головною характерною ознакою ППС є те, що його нижня гранична частота дорівнює нулю, тобто зберігається скінченна величина коефіцієнта підсилення навіть для сигналів з нульовою частотою;
- ППС є більш універсальним, ніж ПЗЧ, і може використовуватися не тільки для підсилення сигналів зі звуковими частотами, але й сигналів, що змінюються в часі як завгодно повільно.

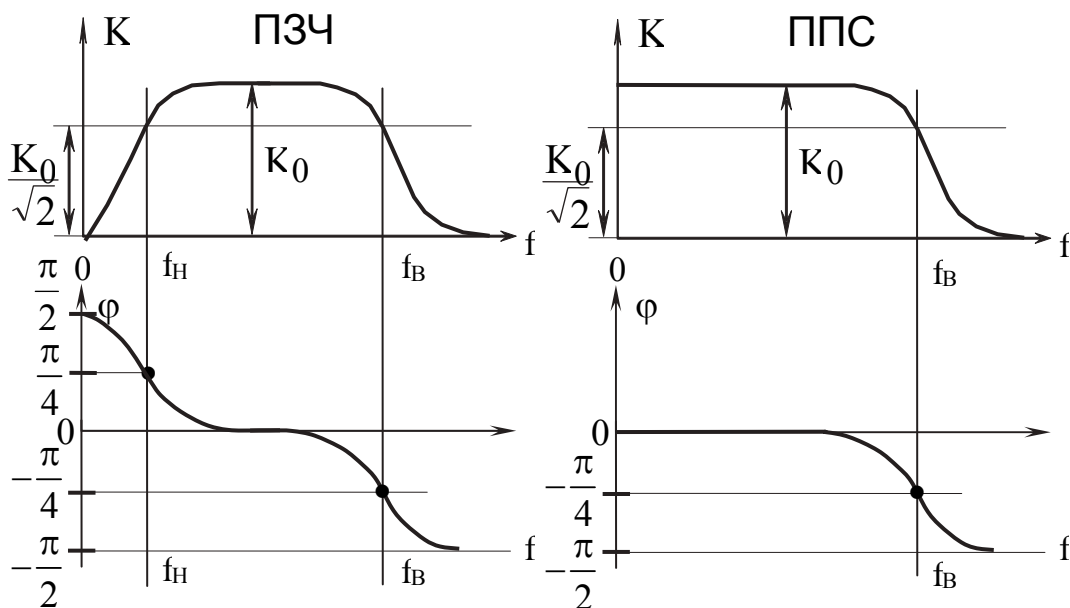


Рис. 12.1

Оскільки ППС підсилює сигнали з частотами починаючи від нуля, використовувати конденсатори в колі емітерної термостабілізації і для організації міжкаскадного зв'язку в схемі ППС не можна, тому що ці конденсатори спотворюють АЧХ і ФЧХ в області нижніх частот (див. розд. 7 і 11). Отже, міжкаскадне узгодження в багатокаскадних підсилювачах постійного струму слід здійснювати тільки з використанням безпосереднього (гальванічного)

зв'язку, а узгодження з джерелом сигналу й навантаженням – з використанням знову ж таки безпосереднього зв'язку або мостових схем (див. розд. 11).

При проведенні теоретичних та експериментальних досліджень ППС, що працює зі звуковими сигналами, зручно як випробувальний сигнал подавати на його вхід гармонічне коливання, а при роботі в найхарактернішій для нього точці, тобто при $\omega = 0$, – стрибок постійної напруги (рис. 12.2). Дослідження підсилювача з першим типом тестового сигналу проведено у розд. 4, тому розглянемо поведінку каскаду при поданні на його вхід стрибка постійної напруги.

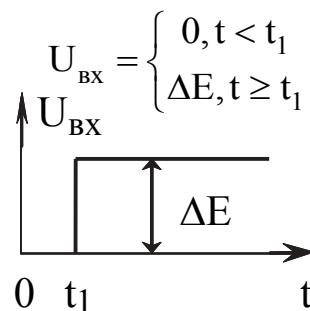


Рис. 12.2

12.1.2. Дрейф нуля

Підсилювачем постійного струму підсилюється не постійна складова струму або напруги на його вході, а її змінення.

Припустимо, що постійна складова на вході змінилася на величину ΔE . Підсилювач постійного струму підсилює цю зміну в K_0 разів, і порівняно з вихідним рівнем на виході буде мати місце зміна постійної складової на величину $\Delta U_{\text{ВИХ}} = K_0 \Delta E$.

Розглянемо випадок, коли на вході ППС сигналу немає. Але, наприклад, змінилася температура, що спричинило зміщення робочої точки (рис. 12.3) на прохідній ВАХ, тобто постійна напруга між базою й емітером змінилася на величину $\Delta U_{\text{БЕ}}$. Через цю зміну напруга на виході теж зміниться на величину $\Delta U_{\text{ВИХ}} = K_0 \Delta U_{\text{БЕ}}$.

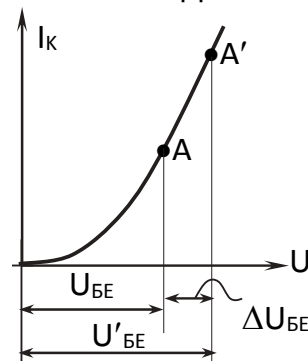


Рис. 12.3

Ця зміна сприймається нами як корисний сигнал, хоча джерело сигналу відімкнене. Унаслідок цього в пристрої або системі, до якої входить підсилювач, відбудеться **помилкове спрацьовування**.

Таким чином, загальним і найбільш важливим недоліком ППС є істотний вплив на постійну складову підсиленої (вихідної) напруги немінучих змін в положенні робочої точки активних елементів через дію різних дестабілізуювальних факторів. Унаслідок цього при відсутності сигналу напруга на виході не дорівнюватиме нулю, і напруга, яка виникла, спричинить як безперервні повільні (з частотами, що вимірюються одиницями і частками герців), так і більш швидкі випадкові зміни нульового рівня. **Цю нестабільність нульового значення вихідної напруги або струму називають дрейфом нуля.**

Наявність дрейфу ускладнює створення підсилювальних пристроїв з великим коефіцієнтом підсилення, і боротьба з ним є основною проблемою.

Дрейф першого каскаду, що підсилюється всіма наступними каскадами, становить основну частку повного дрейфу на виході підсилювального пристрою. Тому основну увагу приділяють зменшенню дрейфу перших каскадів.

До дестабілізуювальних факторів крім зміни температури, як це впливає з виразу для визначення напруги зсуву в робочій точці (див. розд. 3)

$$E_{BE_0} = E_{Ж} R_2 / (R_1 + R_2),$$

де $E_{Ж}$ – ЕРС джерела живлення, а R_1 і R_2 – відповідно опори верхнього й нижнього плечей базового подільника, насамперед відносять:

- нестабільність джерел живлення;
- поступове змінення параметрів активних і пасивних елементів схеми через їх старіння (ці змінення відбуваються інтенсивно в початковий період експлуатації і з плином часу зменшуються);

- змінення тиску й вологості навколишнього середовища.

Основними способами зменшення дрейфу є:

- зменшення меж змінення дестабілізуювальних величин шляхом використання в ППС замість германієвих транзисторів кремнієвих, що мають значно менший тепловий струм $I_{КТ}$ колекторного переходу, застосуванням термостатування, використанням стабілізованих джерел живлення; здійснення штучного старіння елементів спеціальними технологічними прийомами за короткий проміжок часу, герметизацією пристроїв;

- застосування кіл термокомпенсації (див. розд. 3);

- застосування місцевих і міжкаскадних від'ємних зворотних зв'язків, тобто кіл термостабілізації (див. розд. 4);

- застосування оригінальних схемних рішень, до яких можна віднести схеми підсилювачів з перетворенням спектра вхідного сигналу, а також схеми балансних (мостових) підсилювачів: несиметричних і симетричних, з послідовним і паралельним приєднанням активного елемента відносно джерела живлення [1].

Термостатування значно ускладнює і здорожчує апаратуру, тому застосовується лише тоді, коли це необхідно.

Застосування для стабілізації напруги живлення електронних, магнітних або ферорезонансних стабілізаторів спричиняє ускладнення джерел живлення й істотне підвищення їх вартості.

У термокомпенсаційних схемах хороший ефект може бути лише у вузькому діапазоні температур. Крім того, кола термокомпенсації і термостабілізації не дають змоги зменшити дрейф у ППС до малих значень [1].

Значно знизити вимоги до зміни діапазону робочих температур, стабільності джерел живлення, старіння елементів схеми, змінення тиску й вологості можна з допомогою схемотехнічних рішень.

Найбільш ефективним схемним рішенням щодо різкого зменшення дрейфу нуля є **схема паралельного балансного підсилювача, який називають диференціальним (різницеvim) каскадом (ДК)** [1, 8, 10]. До безперечних переваг цього підсилювача можна віднести заглушення синфазних завад, можливість багатокаскадного приєднання й симетрування плечей, більш гнучкого, різнобічного використання за рахунок застосування декількох (двох, а останнім часом і трьох) керувальних входів.

12.2. Базова схема диференціального каскаду

Основним типом транзисторів сучасних ДК є біполярні транзистори, оскільки вони дають змогу отримати на один-два порядки більше підсилення і мають менший дрейф порівняно з ДК на польових транзисторах. Останні застосовуються в тих випадках, коли необхідно отримати великий вхідний опір [15].

Диференціальний каскад збирається на двох транзисторах, що мають загальне емітерне коло, до якого приєднано резистор R_e , а до колекторних кіл транзисторів – відповідно резистори R_{K_1} і R_{K_2} (рис.12.4).

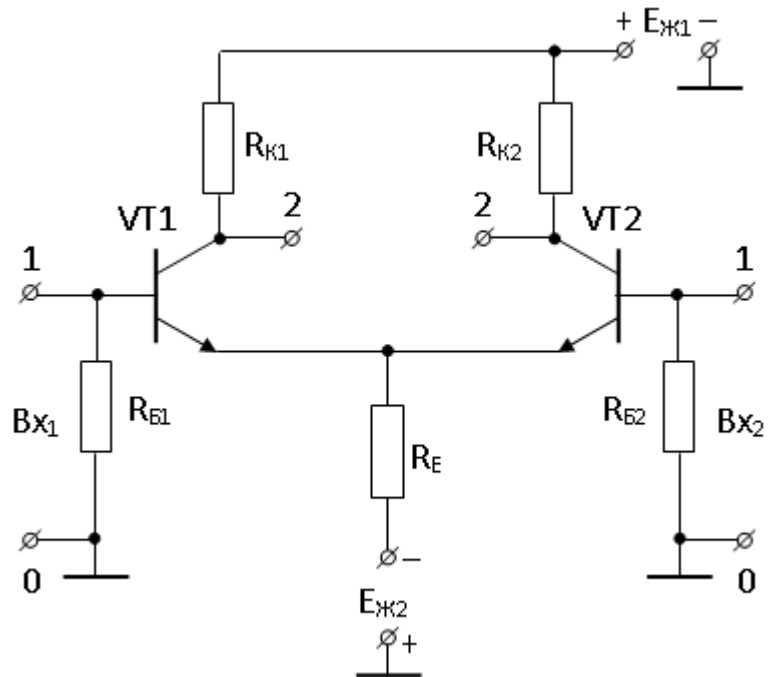


Рис. 12.4

Базові кола забезпечено резисторами R_{B_1} і R_{B_2} . Слід

мати на увазі, що ту роль, яку виконують ці резистори в базовій схемі ДК, виконують внутрішні опори джерел сигналів, приєднаних до входів V_{X_1} і V_{X_2} . Живлення каскаду зазвичай здійснюється від двох джерел живлення ($E_{Ж_1}$ і $E_{Ж_2}$), але можна побудувати схему і з одним джерелом.

Частина схеми, що відноситься до транзистора VT1, називається лівим плечем каскаду, до транзистора VT2 – правим плечем. **Плечі каскаду мають бути симетричними.**

Це означає, що транзистори VT1 і VT2 мають бути абсолютно однаковими, що є можливим лише в інтегральному виконанні, і працювати в однакових режимах, що забезпечується виконанням таких рівностей: $R_{K_1} = R_{K_2} = R_K$, $R_{B_1} = R_{B_2} = R_B$, $|E_{Ж_1}| = |E_{Ж_2}| = |E_{Ж}|$. Щоб задовольнялася остання рівність, $E_{Ж_1}$ і $E_{Ж_2}$ виконуються не у вигляді окремих джерел, а як плечі двополярного джерела живлення.

Диференціальний каскад має два плечові входи (1–0) і один диференціальний вхід (1–1). Знаючи напруги на плечових входах $U_{B_{X_1}}$ і $U_{B_{X_2}}$, напругу на диференціальному вході U_{1-1} можна легко знайти, склавши такий вираз на основі закону Кірхгофа: $U_{B_{X_1}} = U_{1-1} + U_{B_{X_2}}$, звідки

$$U_{1-1} = U_{B_{X_1}} - U_{B_{X_2}}. \quad (12.1)$$

Таким чином, напруга на диференціальному вході ДК дорівнює різниці напруг, прикладених до його плечових входів, у зв'язку з чим цей вхід й отримав назву диференціального, або різницевого.

Вихідну напругу в ДК можна знімати як з опорів у колекторних колах аналогічно тому, як це здійснювалося в схемі резистивного каскаду за ССЕ, так і з полюсів (2–2), приєднавши між ними опір навантаження. Таким чином, ДК має два плечові виходи (2–0) та один диференціальний вихід (2–2).

З огляду на підсилювальні властивості й боротьбу з дрейфом найбільший вигравш в ДК реалізується тоді, коли використовуються диференціальні вхід і вихід. Тому саме цей варіант надалі й розглядатимемо.

12.3. Режими роботи диференціального каскаду

При дослідженні будь-якого каскаду зазвичай проводять його аналіз окремо за постійним струмом і за сигнальною складовою (за змінним струмом). З огляду на ту обставину, що диференціальний каскад значно послаблює дрейф нуля, є сенс його аналіз проводити не тільки при роботі за двома вказаними напрямками, але й в режимі роботи за дрейфовою складовою.

12.3.1. Режим роботи за постійним струмом

При розгляді роботи каскадів за постійним струмом джерела сигналів до каскаду не приєднують, тому на рис. 12.5 пунктиром показано лише бажану схему приєднання джерела сигналу й навантаження до диференціального каскаду.

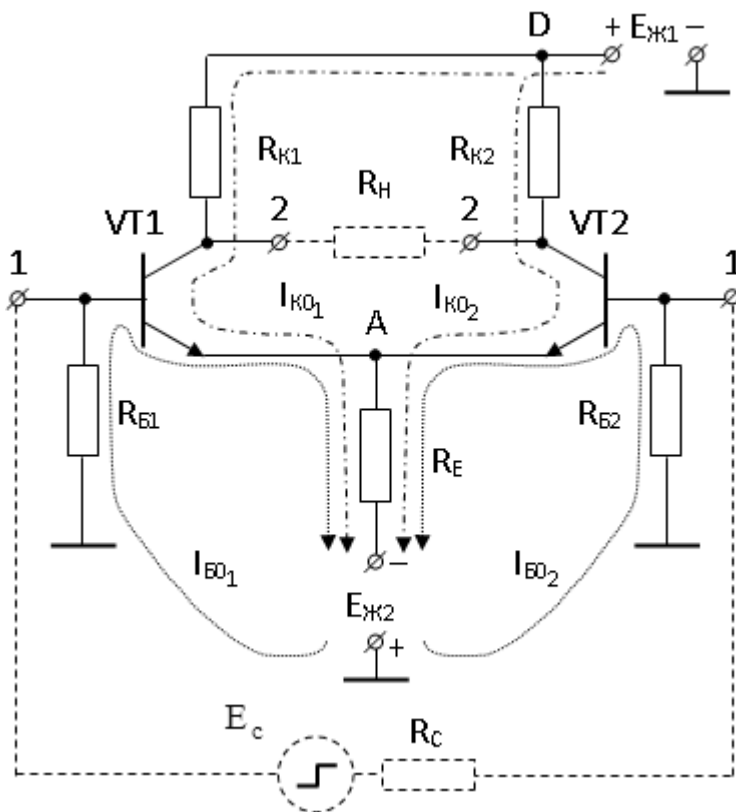


Рис. 12.5

до каскаду не приєднують, тому на рис. 12.5 пунктиром показано лише бажану схему приєднання джерела сигналу й навантаження до диференціального каскаду. Розглянувши маршрути проходження постійних струмів через транзистори VT1 і VT2, бачимо, що в організації струму колектора кожного із транзисторів беруть участь обидва джерела живлення: $E_{Ж1}$ і $E_{Ж2}$. На величину цього струму істотно впливає величина опору R_E в емітерному колі каскаду, причому опір R_E підбирається порівняно невеликим, оскільки напруга на ньому не має перевищувати величину

$$U_{R_E} \approx (0,1 \dots 0,3) 2E_{Ж} \quad [14].$$

В організації струму бази кожного транзистора бере участь тільки одне джерело живлення. У каскаді організовано коло зміщення фіксованим струмом бази, величина якого встановлюється резистором R_E .

При симетрії схеми ($I_{K_{01}} = I_{K_{02}} = I_{K_0}$, $I_{B_{01}} = I_{B_{02}} = I_{B_0}$) через резистор R_E проходить струм $2I_{E_0} = 2(I_{K_0} + I_{B_0}) \approx 2I_{K_0}$.

Накреслимо схему каскаду з боку входу у вигляді, зображеному на рис. 12.6. Отримана схема являє собою міст, в одну діагональ якого (між точкою А і корпусом) приєднано джерело живлення $E_{Ж_2}$, а в іншу діагональ (між полюсами 1–1) – джерело сигналу, причому мостова схема виявилася збалансованою, оскільки $R_{B_1} = R_{B_2}$ і $R_{BE_1} = R_{BE_2}$, тобто точки 1–1 є екіпотенціальними. Таким чином, **у диференціальному каскаді реалізовано мостову схему узгодження джерела сигналу з входом каскаду.**

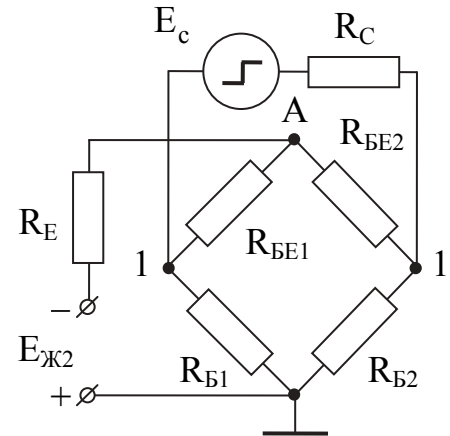


Рис. 12.6

Тепер накреслимо схему каскаду, зображену на рис. 12.5, з боку виходу (рис. 12.7). Знову маємо мостову схему. До діагоналі AD приєднано послідовно джерела живлення $E_{Ж_1}$, $E_{Ж_2}$, резистор R_E , а до діагоналі між полюсами 2–2 – навантаження. Міст – збалансований, тому що $R_{K_1} = R_{K_2}$, а $R_{KE_1} = R_{KE_2}$. Точки 2–2 є екіпотенціальними.

У схемі диференціального каскаду реалізовано мостову схему узгодження навантаження з виходом каскаду.

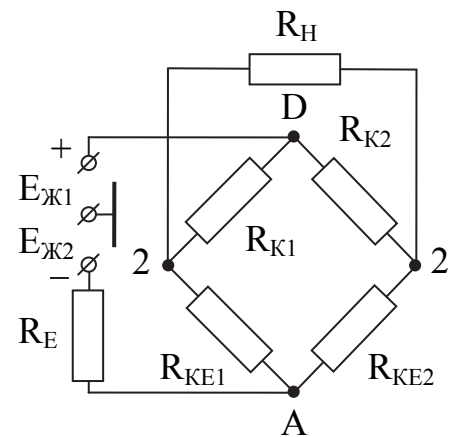


Рис. 12.7

12.3.2. Режим роботи за сигнальною складовою

Приєднаємо до диференціального входу каскаду джерело сигналу, який у момент часу t_1 між полюсами 1–1 створить стрибок постійної напруги ΔE (див. рис. 12.2) зазначеної на рис. 12.8 полярності («плюс» на базі транзистора VT1 і «мінус» на базі транзистора VT2).

На рис. 12.9 зображено прохідні ВАХ транзисторів VT1 і VT2 та змінення їх струмів і напруг у часі. Оскільки схема – симетрична, прохідні ВАХ транзисторів є однаковими, і робочі точки на них вибираються в одному й тому ж місці, тобто між базою й емітером кожного транзистора забезпечуються однакові напруги зсуву $E_{BE_{01}} = E_{BE_{02}} = E_{BE_0}$ з позитивним потенціалом на базі, негативним – на емітері.

Стрибок постійної напруги ΔE відповідно до закону Кірхгофа поділиться між входами транзисторів порівну:

$$\Delta E_{BE_1} = \Delta E_{BE_2} = \Delta E_{BE} = \Delta E / 2.$$

Але ці збільшення постійної напруги будуть додані до вихідної напруги

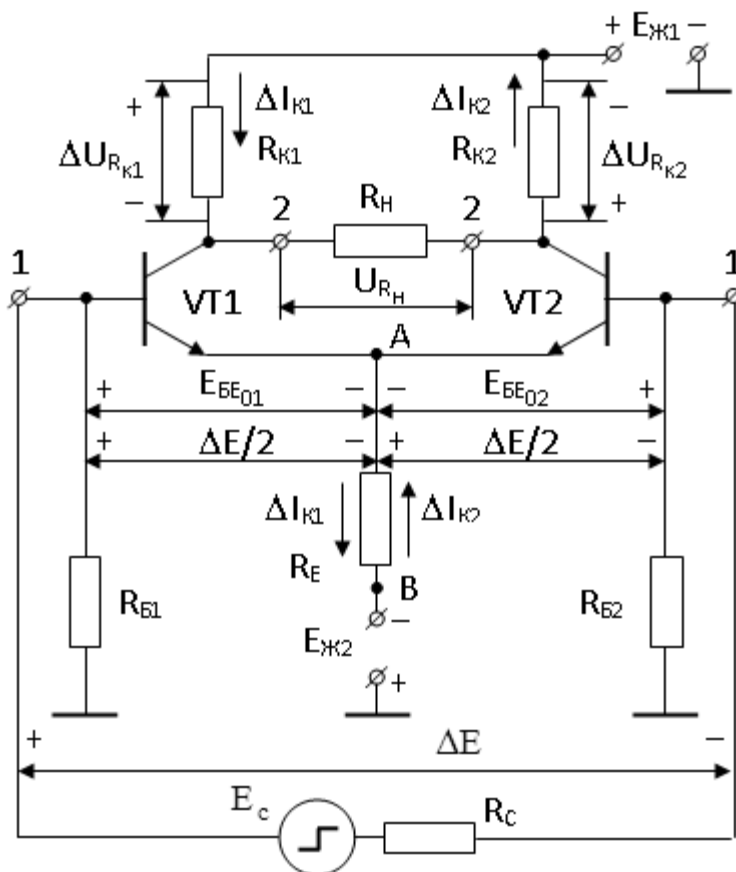


Рис. 12.8

зсуву між базами й емітером транзисторів E_{BE_0} у протифазі, тобто вихідна напруга зміщення транзистора VT1 збільшиться на величину $\Delta E/2$, а транзистора VT2 зменшиться на цю ж величину. Це, своєю чергою, приведе до того, що робоча точка на прохідній ВАХ транзистора VT1 зміститься вгору, а на прохідній ВАХ транзистора VT2 – униз. Унаслідок цього струм колектора транзистора VT1 збільшиться на величину ΔI_{K_1} , а транзистора VT2 зменшиться на величину ΔI_{K_2} . Якщо врахувати, що робоча точка зазвичай вибирається на лінійній ділянці прохідної ВАХ [14], і, крім

того, вимагати, щоб вона розташовувалася на середині цієї ділянки, то зміни струмів кожного транзистора будуть однаковими за величиною, тобто $\Delta I_{K_1} = \Delta I_{K_2} = \Delta I_K$, але протилежними за напрямком.

На рис. 12.8 у колекторних й емітерних колах показано напрямки збільшення колекторних струмів транзисторів ΔI_{K_1} і ΔI_{K_2} порівняно з напрямками проходження вихідних постійних струмів спокою $I_{K_{01}}$ і $I_{K_{02}}$ транзисторів VT1 і VT2. У транзисторі VT1 ці напрямки збігаються, а в транзисторі VT2 є протилежними.

Збільшення струмів ΔI_{K_1} і ΔI_{K_2} створюють додаткове збільшення напруги на резисторах R_{K_1} і R_{K_2} ($\Delta U_{R_{K_1}} = \Delta I_{K_1} R_{K_1}$ і $\Delta U_{R_{K_2}} = \Delta I_{K_2} R_{K_2}$). Унаслідок симетрії схеми ці збільшення напруг дорівнюють один одному, тобто $\Delta U_{R_{K_1}} = \Delta U_{R_{K_2}} = \Delta U_{R_K}$. Полярність збільшень напруг показано на рис 12.8. На рисунку видно, що якщо збільшення напруг виміряти на плечових виходах, то вони будуть однаковими, але протилежними за фазою, якщо ж виміряти на навантаженні R_H , то приріст напруги на ньому буде в два рази більшим, ніж приріст у кожному плечі, що впливає з рівняння

$$\Delta U_{R_H} = \Delta U_{R_{K_1}} + \Delta U_{R_{K_2}} = 2\Delta U_{R_K},$$

яке можна записати на основі закону Кірхгофа.

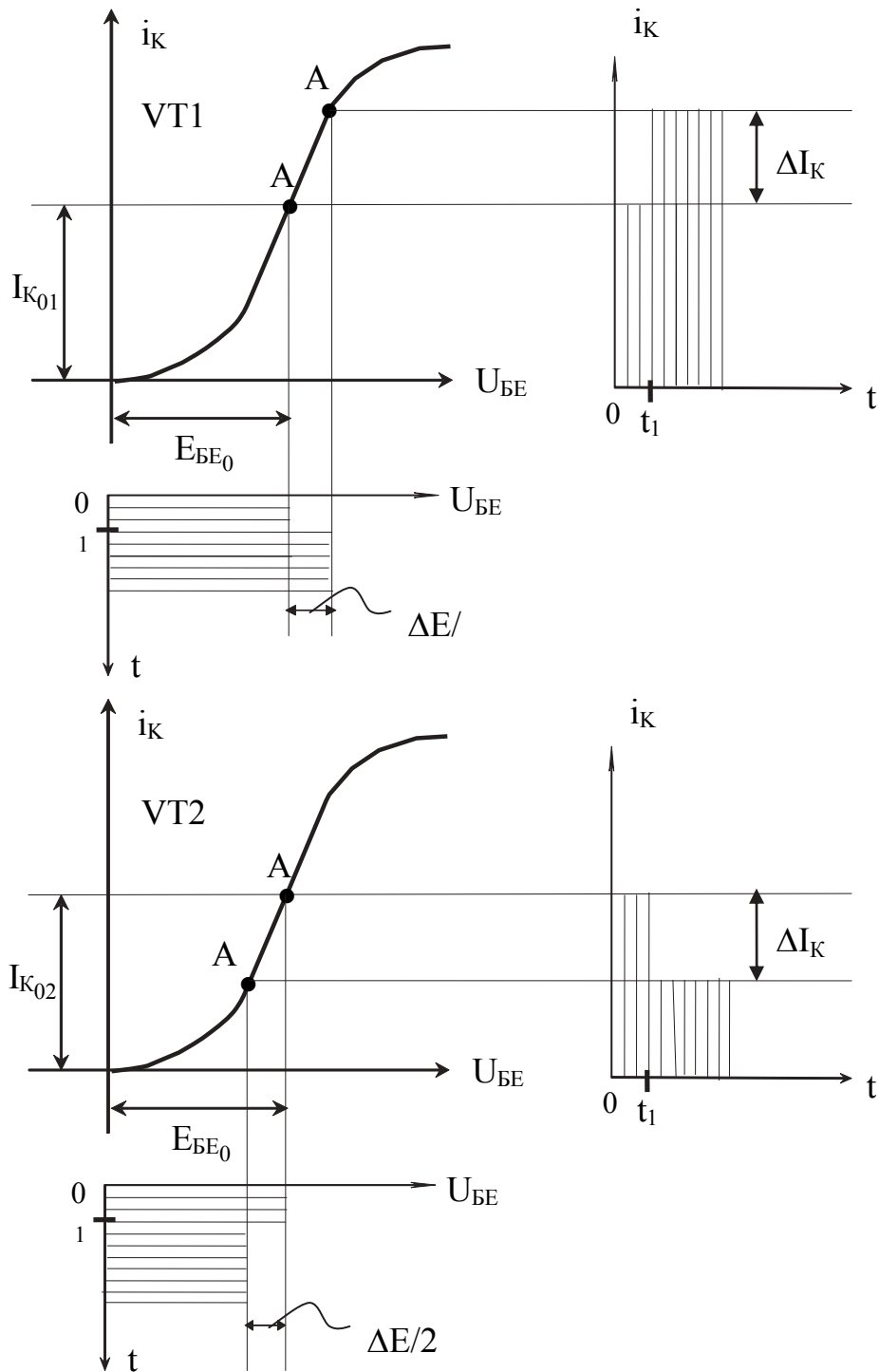


Рис. 12.9

Таким чином, за сигнальною складовою в диференціальному каскаді напруга на диференціальному виході є в два рази більшою, ніж напруга на кожному з його плечей.

Визначимо падіння напруги на резисторі R_E від проходження через нього додаткових струмів ΔI_{K1} і ΔI_{K2} :

$$\Delta U_{R_E} = (\Delta I_{K1} - \Delta I_{K2}) R_E = 0.$$

Отже, у ДК за сигнальною складовою напруги на резисторі R_E немає, тобто точки А і В – екіпотенціальні.

У схемах резистивних каскадів із загальним емітером, загальним колектором і загальною базою резистор R_E виконує роль резистора, на якому формується напруга від'ємного зворотного зв'язку [14]. У диференціальному ж каскаді, хоча в колі емітера є резистор R_E , при подачі на вхід каскаду сигналу на ньому не створюється.

Таким чином, **за сигнальною складовою в диференціальному каскаді від'ємного зворотного зв'язку немає.**

На основі висновку про те, що за сигнальною складовою точки А і В у ДК – екіпотенціальні, особливо слід зазначити, що в цьому режимі роботи абсолютно неважливо, яку величину матиме опір резистора R_E в колі емітера.

Організувати подання сигналу на диференціальний вхід каскаду можна декількома способами.

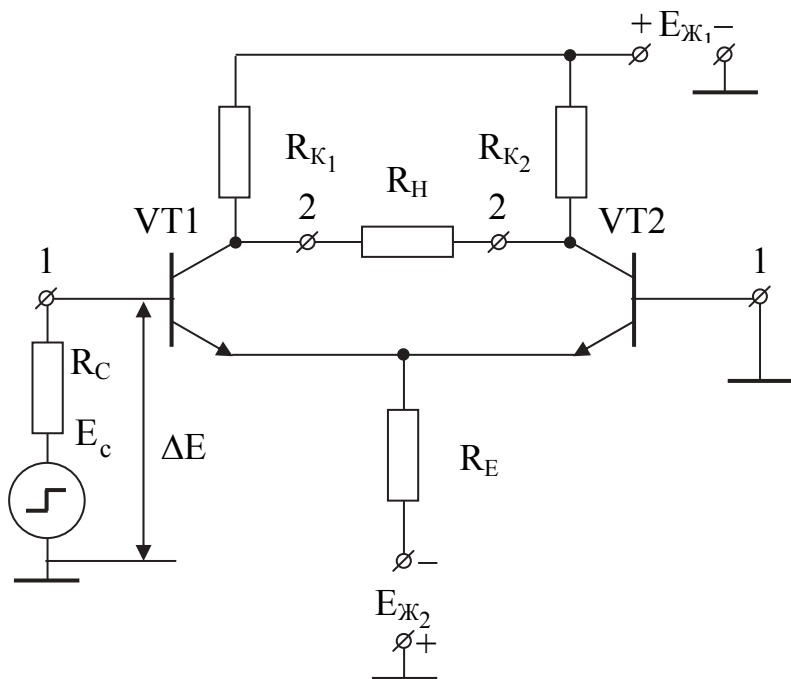


Рис. 12.10

показано на рис. 12.10. Теоретично порушення симетрії схеми ДК у цьому випадку не відбувається, тому що в джерелах сигналу внутрішній опір зазвичай є малим, його прагнуть зробити близьким до нуля [14]. У реальних схемах до другого плечового входу підключають резистор R_B , опір якого дорівнює опорі джерела сигналу за постійним струмом.

По-третє, можна використовувати джерело сигналу з двома потенціальними виходами, наприклад, якщо джерелом сигналу є попередній диференціальний каскад і напруга знімається з його диференціального виходу.

12.3.3. Режим роботи за дрейфовою складовою

Умова симетрії каскаду додержується найкращим чином, якщо ДК виконується за інтегральною технологією. У цьому випадку відстані між транзисторами на загальній напівпровідниковій підкладці вимірюються мікрона-

ми, тому можна з упевненістю стверджувати, що властивості транзисторів є практично однаковими. Це означає, що якщо на транзистори впливає будь-який дестабілізуювальний фактор, то це приводить до однакового змінення їх постійних струмів і напруг.

Нехай до диференціального каскаду жодних джерел сигналу не приєднано (рис. 12.11), але він схильний до дії будь-якого дестабілізуювального фактора, наприклад температури.

На рис. 12.12 зображено прохідну ВАХ транзисторів VT1 і VT2, на якій вибрано положення робочої точки А. Відповідно до цього вибору шляхом підбору опору R_E у колі емітера між базою й емітером кожного транзистора забезпечено напругу з позитивним потенціалом на базі відносно емітера.

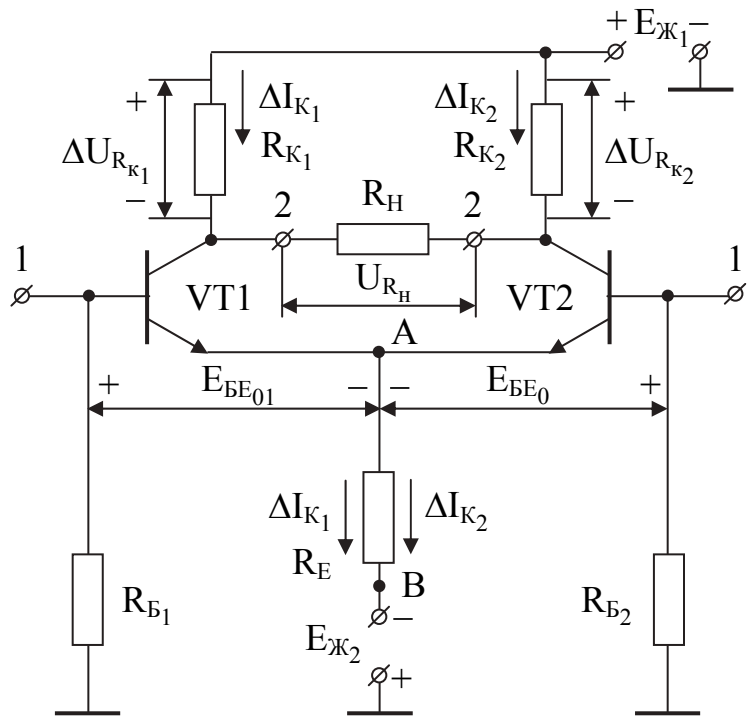


Рис. 12.11

При збільшенні температури робочі точки обох транзисторів зміщуються вгору по прохідній ВАХ, що спричиняє однакові за величиною і напрямком збільшення колекторних струмів та однакові за величиною й фазою збільшення напруг між базами й емітерами транзисторів ΔE_{BE} .

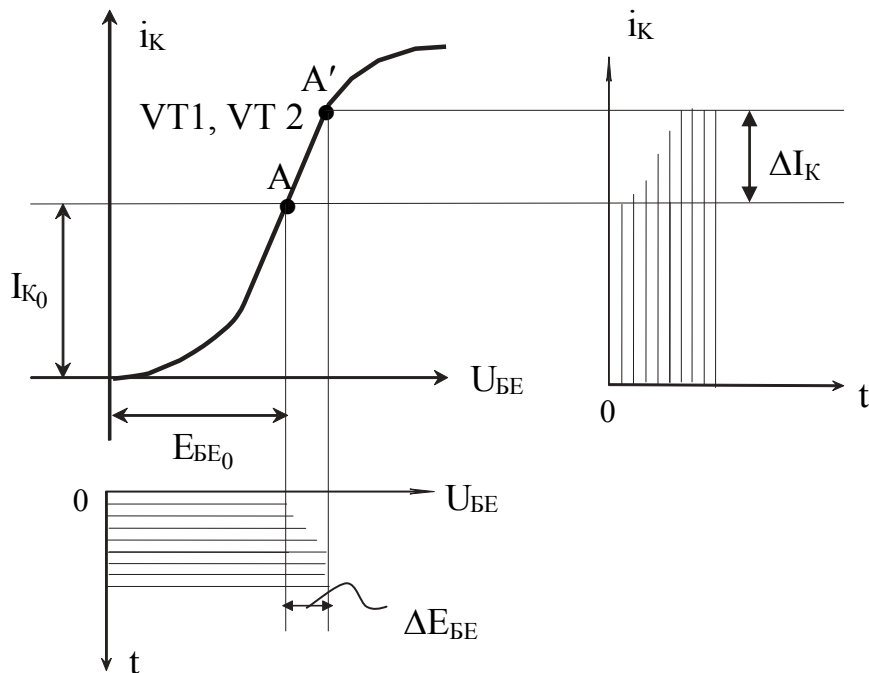


Рис. 12.12

Збільшення струмів створює додаткові падіння напруги на резисторах R_{K_1} і R_{K_2} , що є однаковими за величиною й збігаються за фазою, тобто на кожному плечі диференціального каскаду виникають напруги дрейфу $\Delta U_{R_{K_1}} = \Delta U_{R_{K_2}} = \Delta U_{R_K}$, які є результатом підсилення збільшень напруг на вході каскаду, спричинених впливом дестабілізуючого фактора, тобто $\Delta U_{R_K} = \Delta E_{BE} K_0$.

Напруги ж дрейфу на навантаженні R_H , приєднаному до диференціального виходу каскаду при повній симетрії схеми, як це видно з рис. 12.11, немає, тобто $\Delta U_{R_H} = \Delta U_{R_{K_1}} - \Delta U_{R_{K_2}} = 0$.

Таким чином, **симетрія схеми – це перший механізм заглушення дрейфової складової в диференціальному каскаді.**

Розглянемо процеси, що відбуваються в емітерному колі каскаду. Збільшення колекторних струмів обох транзисторів на резисторі R_E створюють збільшення напруги $\Delta U_{R_E} = (\Delta I_{K_1} + \Delta I_{K_2}) R_E = 2\Delta I_K R_E$, що є напругою зворотного зв'язку.

Отже, за дрейфовою складовою ДК є охопленим послідовним від'ємним зворотним зв'язком за струмом, що приводить до зменшення коефіцієнта підсилення каскаду K_0 (див. розд. 4), унаслідок чого дрейфові напруги на резисторах R_{K_1} і R_{K_2} зменшуються. Чим більше опір R_E , тим глибше зворотний зв'язок і тим сильніше погашається дрейфова складова.

Другим механізмом заглушення дрейфової складової в диференціальному каскаді є введення глибокого послідовного від'ємного зворотного зв'язку за струмом.

12.4. Основні характеристики й показники роботи диференціального каскаду

12.4.1. Амплітудно-частотна й фазочастотна характеристики ДК

Основними характеристиками ДК, як і будь-якого іншого підсилювального каскаду, є його амплітудно-частотна й фазочастотна характеристики (див. рис. 12.1), що дають уявлення про поведінку каскаду в різних областях частот й дають змогу судити про його коефіцієнт підсилення й верхню граничну частоту.

Для оцінювання підсилювальних властивостей диференціального каскаду вводять поняття диференціального, диференціально-плечового й плечового коефіцієнтів підсилення [15]. У загальному випадку ці коефіцієнти – комплексні, але оскільки інтерес становить аналіз ДК у характерній точці, тобто при $\omega = 0$, де реактивностей немає, то є сенс працювати з дійсними величинами.

Диференціальний коефіцієнт підсилення являє собою відношення напруги на диференціальному виході до напруги на диференціальному вході:

$K_D = U_{2-2}/U_{1-1}$. Диференціально-плечовий коефіцієнт – це відношення напруги на плечовому виході до напруги на диференціальному вході: $K_{ДП} = U_{2-0}/U_{1-1}$. Згідно з аналізом роботи каскаду за сигнальною складовою можна зробити висновок, що при повній симетрії схеми цей коефіцієнт підсилення в два рази менше диференціального. Плечовий коефіцієнт підсилення $K_{П} = U_{2-0}/0,5U_{1-1} = K_D$.

Коефіцієнт підсилення ППС при роботі в характерній точці, в області нижніх частот й області середніх частот є величиною постійною. Тут же фіксується відсутність будь-яких фазових зсувів. Завал АЧХ каскаду і наявність фазових зсувів в області верхніх частот обумовлені, як і в резистивному каскаді за схемою зі спільним емітером (див. розд. 6), наявністю вихідних ємностей транзистора, паразитної ємності монтажу, ємності навантаження (вхідної ємності наступного каскаду). Верхня гранична частота каскаду визначається як координата на частотній осі точки перетину АЧХ каскаду з горизонтальною прямою, проведеною на рівні коефіцієнта, у $\sqrt{2}$ разів меншого від коефіцієнта підсилення в області середніх частот.

12.4.2. Передатна характеристика ДК

Передатною характеристикою ДК називають залежність збільшень постійної напруги на диференціальному виході від збільшень постійної напруги на диференціальному вході, причому збільшення напружень на вході можуть бути як позитивними, так і негативними. На рис. 12.13 зображено передатну характеристику ДК у разі повної симетрії каскаду. Характеристика знімається експериментально, але при аналітичних розрахунках її бажано апроксимувати будь-якою математичною залежністю. Виявилось, що найбільш точно ця характеристика описується гіперболічним тангенсом. У цьому можна переконатися, якщо згадати, що активну ділянку прохідної ВАХ зазвичай апроксимують експоненціальною залежністю $i_K = i_S [\exp(U_{BE}/\varphi_T) - 1]$, де φ_T – тепловий потенціал ($\varphi_T = 26$ мВ); i_S – коефіцієнт, який має розмірність струму [14].

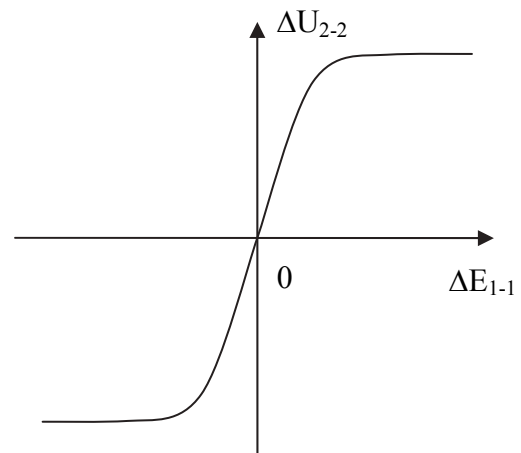


Рис. 12.13

Скориставшись цією апроксимацією, запишемо вираз для колекторних струмів транзисторів VT1 і VT2 при подачі на диференціальний вхід каскаду стрибка напруги (див. рис. 12.9):

$$I_{K1} = i_S \left\{ \exp \left[\left(E_{BE_0} + \Delta E / 2 \right) / \varphi_T \right] - 1 \right\}, \quad I_{K2} = i_S \left\{ \exp \left[\left(E_{BE_0} - \Delta E / 2 \right) / \varphi_T \right] - 1 \right\}.$$

Якщо врахувати, що $\exp\left[\left(E_{BE_0} \pm \Delta E/2\right)/\varphi_T\right] \gg 1$ і $I_{K0} = i_S \exp E_{BE_0}/\varphi_T$, то

$$I_{K1} = I_{K0} \exp(+\Delta E/2\varphi_T), \quad (12.2)$$

$$I_{K2} = I_{K0} \exp(-\Delta E/2\varphi_T). \quad (12.3)$$

В емітерному колі за сигнальною складовою сума струмів I_{K1} і I_{K2} дорівнює подвоєному струму колектора в режимі спокою:

$$I_{K1} + I_{K2} = 2I_{K0}. \quad (12.4)$$

Поділивши вираз (12.3) на (12.2), знайдемо $I_{K2} = I_{K1} \exp(-\Delta E/\varphi_T)$. Підставляємо знайдене співвідношення в (12.4) і розв'язуємо його відносно струму колектора першого транзистора:

$$\begin{aligned} I_{K1} &= \frac{2I_{K0} \exp(\Delta E/2\varphi_T)}{\left[1 + \exp(-\Delta E/\varphi_T)\right] \exp(\Delta E/2\varphi_T)} = \frac{2I_{K0} \exp(\Delta E/2\varphi_T)}{\exp(\Delta E/2\varphi_T) + \exp(-\Delta E/2\varphi_T)} = \\ &= \frac{2I_{K0} \left[\operatorname{ch}(\Delta E/2\varphi_T) + \operatorname{sh}(\Delta E/2\varphi_T)\right]}{2\operatorname{ch}(\Delta E/2\varphi_T)} = I_{K0} \left[1 + \operatorname{th}(\Delta E/2\varphi_T)\right]. \end{aligned} \quad (12.5)$$

З іншого боку, вираз для цього ж струму можна записати таким чином: $I_{K1} = I_{K0} + \Delta I_{K1}$. З порівняння цього виразу з (12.5) випливає, що

$$\Delta I_{K1} = I_{K0} \operatorname{th}(\Delta E/2\varphi_T). \quad (12.6)$$

Остаточний вираз для передатної характеристики отримуємо в такому вигляді:

$$\Delta U_{2-2} = \Delta U_{R_H} = 2\Delta I_{K1} R_K = 2I_{K0} R_K \operatorname{th}(\Delta E/2\varphi_T). \quad (12.7)$$

12.4.3. Коефіцієнт ослаблення синфазної завади

Під синфазним сигналом, або синфазною завадою, мають на увазі однакові за величиною й фазою сигнали на обох плечових входах ДП. Зрозуміло, що до синфазної завади насамперед можна віднести, як це випливає з підрозд. 12.3.3, напруги, зумовлені впливом на каскад дестабілізуювальних факторів (зміни температури, напруги живлення і т. д.). Крім того, синфазна завада може бути створена зовнішніми впливами, наприклад зовнішніми наведеннями, фоном, і являти собою не тільки постійні, але й змінні напруги.

Якість диференціального підсилювача (його наближення до ідеального) оцінюється коефіцієнтом ослаблення синфазної завади $K_{O.C.3}$, який характеризує здатність підсилювача виділяти слабкий протифазний сигнал на фоні сильної синфазної завади.

Кількісно коефіцієнт ослаблення синфазної завади оцінюється як відношення, що показує, у скільки разів диференціальний коефіцієнт підсилення K_D каскаду більше коефіцієнта передання синфазного сигналу (завади) K_{C3} на будь-який несиметричний вихід:

$$K_{O.C.3} = K_D / K_{C3}. \quad (12.8)$$

Коефіцієнт ослаблення синфазної завади на симетричному виході при повній симетрії схеми прямує до нескінченності.

Для експериментального визначення коефіцієнта передання синфазного сигналу K_{C3} збирають схему, зображену на рис. 12.14.

На плечові входи ДК подають одну й ту ж напругу від одного й того самого стандартного генератора гармонічних сигналів, який у цьому випадку моделює вплив синфазної завади на підсилювач.

Синфазний сигнал, спричинений впливом на підсилювач дестабілізувальних факторів, у реальних умовах може становити десятки мілівольтів. Наприклад, напруга на переході база – емітер транзистора, спричинена зміненням температури, у звичайному каскаді зі спільним емітером може становити 1...3 мВ/град. З урахуванням того, що ДК послаблює синфазний сигнал, величина цієї складової на виході каскаду становитиме вже частки мікрвольтів.

У зв'язку з цим в експерименті величину випробувального сигналу U_{1C3} підбирають такою, щоб зручно було проводити вимірювання напруги U_{2C3} на плечовому виході ДК.

Експеримент проводять на середніх частотах, коефіцієнт передання синфазної завади розраховують за формулою

$$K_{C3} = U_{2C3} / U_{1C3} \cdot$$

У сучасних ДК вдається отримати

$$K_{O.C3} = 80 \dots 120 \text{ дБ.}$$

12.5. Еквівалентна схема диференціального каскаду

З метою отримання аналітичних виразів для розрахунку параметрів і характеристик диференціального каскаду, що працює в лінійному режимі, скористаємося методом еквівалентних схем. Умови лінійності транзистора й алгоритм складання еквівалентних схем каскадів розглянуто у розд. 2, а більш детально – у роботах [14, 19].

Еквівалентна схема диференціального каскаду (рис. 12.15) є повністю ідентичною еквівалентній схемі резистивного каскаду за схемою зі спільним емітером.

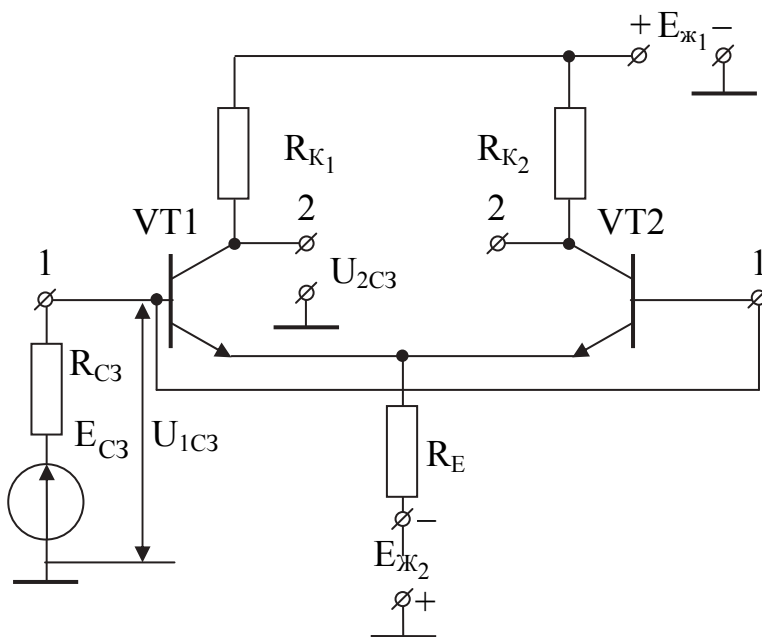


Рис. 12.14

Важливість цього висновку полягає в тому, що всі результати аналізу, проведеного в розд. 6, 7 та 10 для резистивного каскаду за ССЕ (характеристики та їх залежність від різних факторів, розрахункові співвідношення, способи впливу на основні параметри, що характеризують якість роботи каскаду), можуть бути повністю перенесені на диференціальний каскад.

Відмінність виявляється лише в тому, що генератор має в два рази меншу величину струму, тобто у всіх розрахункових співвідношеннях необхідно g_{21} замінити на $g_{21}/2$, а провідність g_{Σ} та ємність C_{Σ} , що впливає з розгляду принципової схеми каскаду, мають дещо інше наповнення:

$$g_{\Sigma} = g_{2-2} = \frac{1}{R_H} + \frac{1}{2R_K} + \frac{g_{22}}{2}; \quad (12.9)$$

$$C_{\Sigma} = C_{2-2} = C_H + C_M + \frac{C_{22}}{2}. \quad (12.10)$$

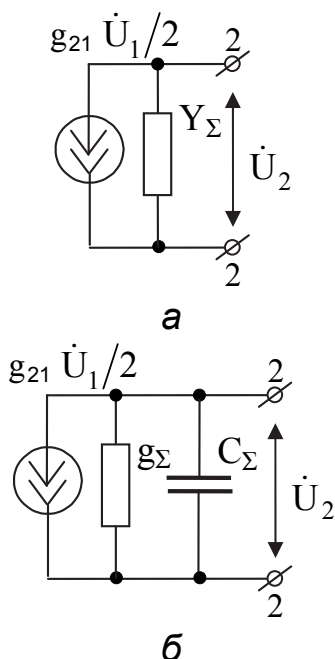


Рис. 12.15

12.6. Напрями вдосконалення базової схеми диференціального каскаду

Напрями вдосконалення базової схеми ДК обумовлені необхідністю отримання великих значень коефіцієнта підсилення, вхідного опору й коефіцієнта ослаблення синфазної завади, прагненням до створення схем з високою симетрією плечей, можливістю узгодження симетричного (диференціального) виходу каскаду як з симетричним, так і несиметричним входом наступного каскаду без втрати підсилувальних властивостей і здатності ефективно погашати синфазну заваду.

На основі того, що ДК і резистивний каскад за ССЕ мають однакові еквівалентні схеми, способи керування коефіцієнтом підсилення, верхньою граничною частотою і вхідним опором, які детально проаналізовано в розд. 10 на базі резистивного каскаду зі спільним емітером, для диференціального каскаду є такими самими. У зв'язку з цим становить інтерес розгляд лише особливостей цих способів, залежно від специфіки схеми ДК.

12.6.1. Збільшення коефіцієнта підсилення

У розд. 10 було зазначено, що найбільш вдалим вирішенням завдання збільшення коефіцієнта підсилення каскадів в інтегральному виконанні є використання динамічного навантаження, тобто заміна резистора в колі колектора на генератор стабільного струму.

Оскільки ДК має два резистори в колекторних колах, це приводить до необхідності побудови схеми з двома ГСС, тобто до необхідності введення до схеми чотирьох додаткових транзисторів. Однак якщо врахувати, що ДК – симетричний, то можна обійтися й трьома транзисторами (рис. 12.16). Для

цього подільник напруги, що задає режими роботи основних транзисторів генератора стабільного струму VT3 і VT4, роблять спільним. Одне плече цього подільника для поліпшення стабілізації положення робочих точок транзисторів VT3 і VT4 виконують у вигляді термокомпенсувального елемента на транзисторі VT5 у діодному приєднанні. Таку схему ГСС називають симетричною. Керування струмами транзисторів VT3 і VT4 здійснюється шляхом підбору резистора R другого плеча подільника. Резистори R_1 , R_2 , R_3 в емітерних колах транзисторів VT3, VT4 і VT5 призначено для поліпшення стабілізації струмів транзисторів. Їх опори в зв'язку з цим є досить великими. Крім того, ці опори – однакові.

Збільшення коефіцієнта підсилення одночасно зі збільшенням верхньої граничної частоти можна добитися шляхом використання буферних каскадів (емітерних повторювачів), приєднаних симетрично в кожному плечі ДК, через які напруги з резисторів R_{K_1} і R_{K_2} у колекторних колах передаються на полюси 2–2 диференціального виходу (рис. 12.17). Буферні каскади виконано на транзисторах VT3, VT4 і резисторах R_1 , R_2 . Перевага такої схеми зумовлена використанням трьох «чудових» властивостей емітерного повторювача: великого входного опору, малої входної ємності й великої верхньої граничної частоти (див. розд. 9).

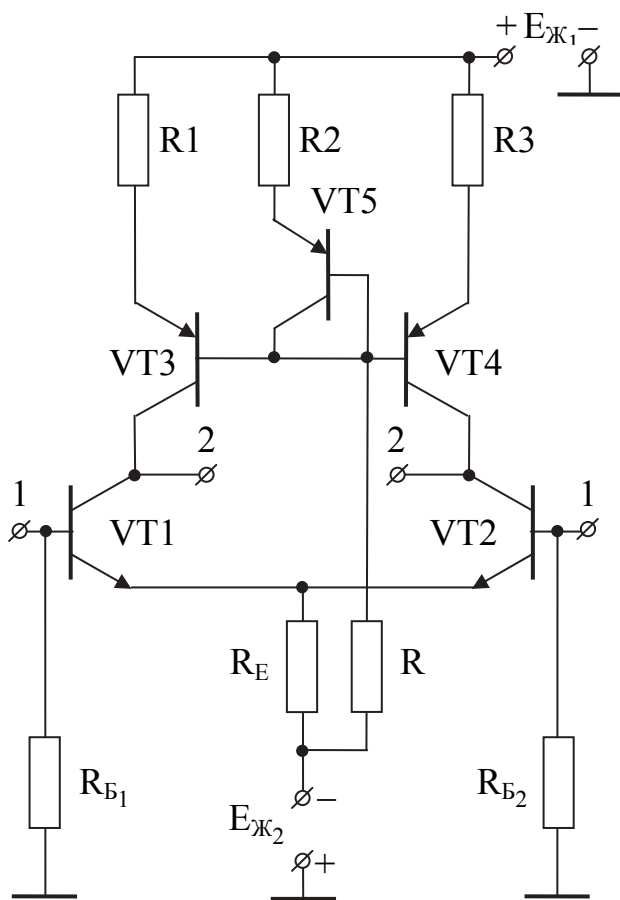


Рис. 12.16

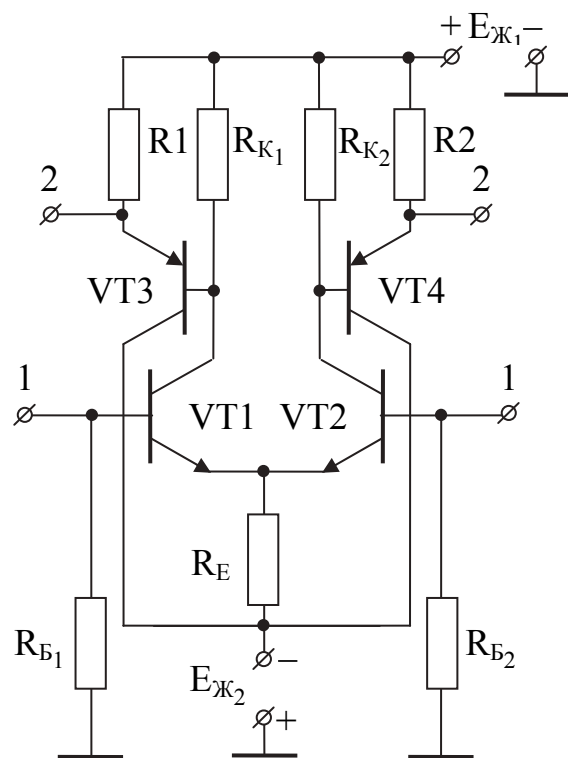


Рис. 12.17

12.6.2. Збільшення вхідного опору

Для збільшення вхідного опору в інтегральних ДК часто використовують складене приєднання транзисторів у плечах каскаду (рис. 12.18), що дає змогу на один-два порядки підвищити вхідний опір порівняно з базовим варіантом [9]. Перевагою застосування схем Дарлінгтона є те, що одночасно зі збільшенням вхідного опору збільшується коефіцієнт підсилення і зменшується вихідний опір каскаду (див. розд. 5).

У резистивних каскадах за ССЕ і ССК, розглянутих у розд. 6 та 9, одним із способів збільшення вхідного опору, який набув широкого застосування, було введення послідовного від'ємного зворотного зв'язку внаслідок приєднання до кола емітера резистора R_E .

На перший погляд здається, що такий спосіб збільшення вхідного опору в диференціальному каскаді є неприйнятним, оскільки за сигнальною складовою, незважаючи на наявність резистора в колі емітера ДК, як це було показано в підрозд. 12.3.2, зворотного зв'язку немає. Але це не так. Для організації послідовного зворотного зв'язку за струмом в диференціальному каскаді опори зворотного зв'язку вводять до індивідуальних емітерних кіл кожного транзистора. На рис. 12.19 це резистори R_{E1} та R_{E2} , введення яких, крім того, призводить до зменшення впливу технологічного розкиду параметрів транзисторів на якісні характеристики ДК і збільшення лінійного динамічного діапазону вхідних сигналів.

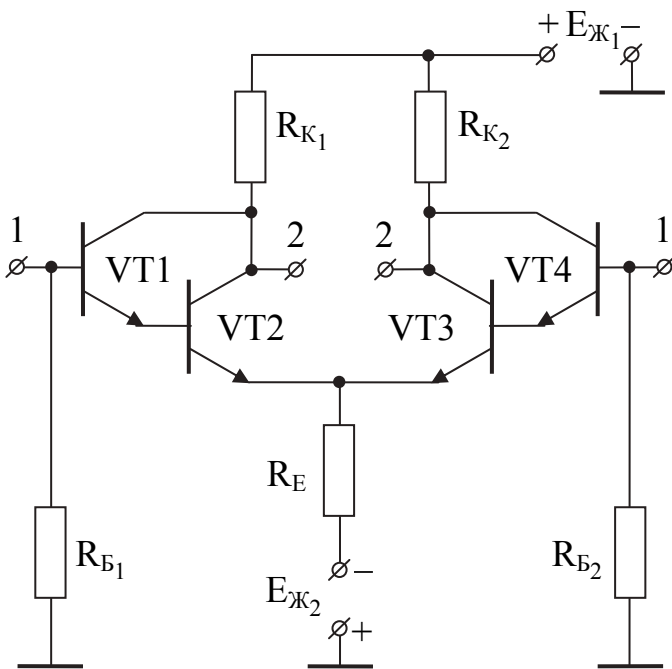


Рис. 12.18

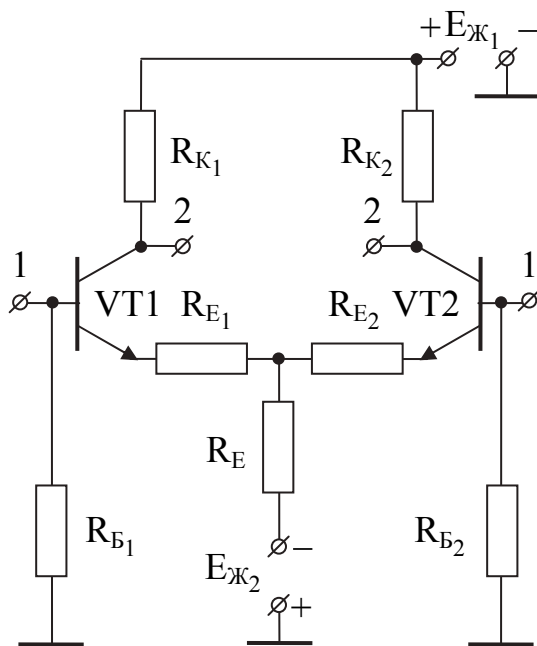


Рис. 12.19

Значно збільшити вхідний опір можна шляхом приєднання до плечових входів ДК емітерних повторювачів (рис. 12.20).

У цьому випадку використовується «чудова» властивість емітерного повторювача (див. розд. 9), яка полягає в тому, що його вхідний опір у багато разів більше вхідного опору каскаду за ССЕ, що дає збільшення вхідного опору ДК до десятків і сотень кілоомів [15]. Емітерні повторювачі на схемі рис. 12.20 виконано на транзисторах VT1 і VT4. Резистори R_1 , R_2 , R_5 і R_6 – базові подільники.

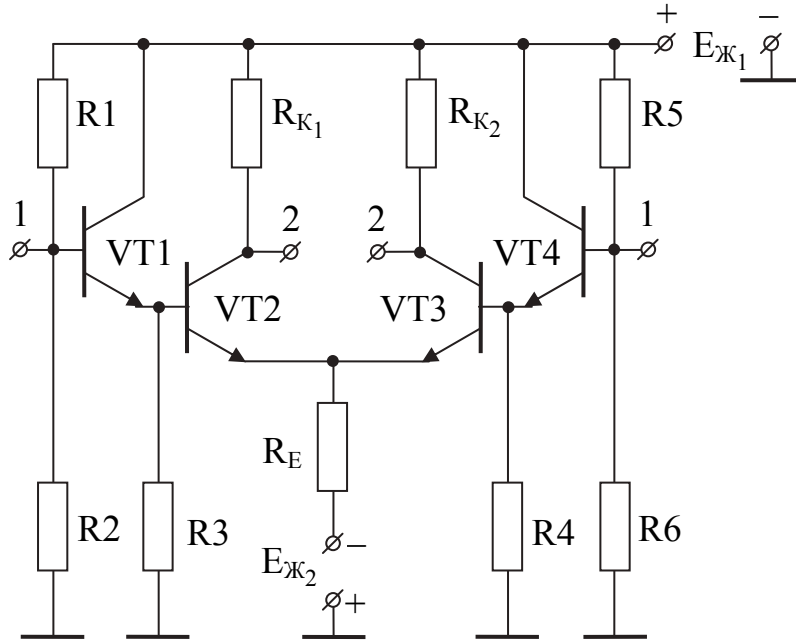


Рис. 12.20

12.6.3. Збільшення коефіцієнта ослаблення синфазної завади

Як було зазначено в під-розд. 12.3.3, одним з механізмів заглушення синфазної завади є введення глибокого послідовного від'ємного ЗЗ за струмом.

Для того щоб механізм був більш ефективним, необхідно за дрейфовою складовою збільшувати R_E . Нагадаємо, що величина цього опору на режим роботи за сигнальною складовою не впливає, а за постійним струмом резистор R_E збільшувати небажано, оскільки це призводить до порушення роботи каскаду за постійним струмом.

Для задоволення суперечливих вимог до вибору величини опору резистора R_E можна замінити цей резистор ГСС (рис. 12.21), «чудовою» властивістю якого є те, що його опір

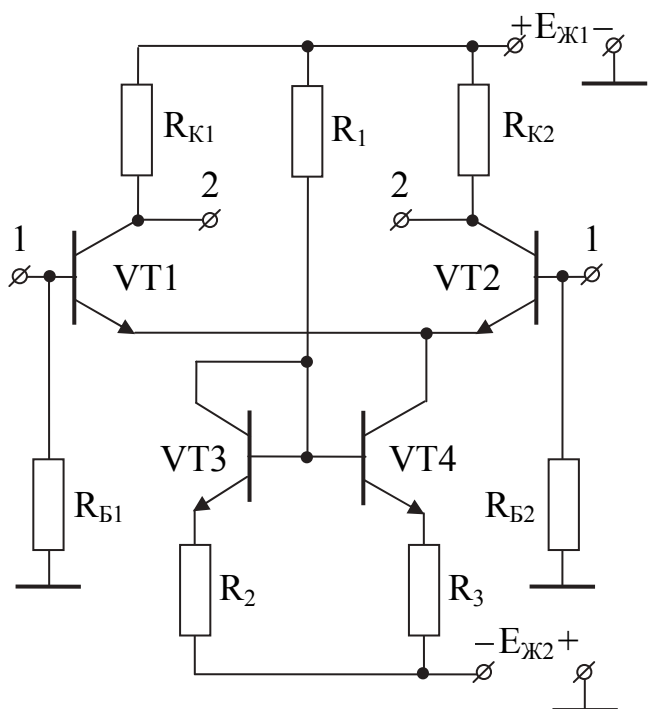


Рис. 12.21

за змінним струмом (у цьому випадку за дрейфовою складовою) у багато разів більше, ніж опір за постійним струмом (див. підрозд. 5.2).

На рис. 12.21 зображено схему ДК з ГСС в колі емітера. Тут використовується ГСС, якій зібрано на транзисторах VT3, VT4 і резисторах R_1 , R_2 і R_3 . Резистором R_1 установлюється режим роботи ГСС.

12.6.4. Узгодження симетричного виходу диференціального каскаду з несиметричним входом

Однією з переваг ДК як підсилювача постійного струму є можливість його багатокаскадного приєднання. Ця можливість вдало реалізується, коли наступний каскад виконується за диференціальною схемою. У цьому випадку симетричний диференціальний вихід каскаду приєднується до симетричного входу наступного каскаду, і всі переваги приєднання навантаження до диференціального виходу каскаду реалізуються повною мірою. Ситуація різко змінюється, коли вхід наступного каскаду – несиметричний, тобто якщо наступний каскад виконується за ССЕ або, що на практиці трапляється набагато частіше, за ССК. У цьому випадку наступний каскад доводиться приєднувати до одного з плечових виходів ДК, що неминуче призводить до порушення симетрії диференціального каскаду і, як наслідок, до зменшення вихідної напруги каскаду вдвічі й ослаблення механізму заглушення дрейфу. У зв'язку з цим виникає завдання забезпечення узгодження диференціального виходу з несиметричним входом наступного каскаду без втрати підсилювальних властивостей і здатності ефективно погашати синфазну заваду. Це завдання, як би схемотехнічно воно не реалізувалося, базується на відновленні симетрії схеми.

На рис. 12.22 зображено один з можливих варіантів вирішення завдання на базі диференціального каскаду із симетричним динамічним навантаженням.

Каскад зібрано на транзисторах VT1 і VT2, що утворюють диференціальну пару, і його необхідно навантажити на емітерний повторювач, виконаний на транзисторі VT8, приєднаний, скажімо, до правого плеча ДК. Для збереження симетрії схеми до лівого плеча каскаду також приєднують емітерний повторювач, виконаний на транзисторі VT6.

Симетричну схему генератора стабільного струму, що використовується як динамічне навантаження каскаду, виконано на транзисторах VT3, VT4, VT5 і резисторах R_1 , R_2 , R_3 . Крім того, до її складу входить і транзистор VT6, якій виконує в цьому випадку роль плеча подільника, що задає режим роботи транзисторів генератора стабільного струму. З іншого боку, друге плече цього ж подільника, що складається з транзистора VT5 і резистора R_2 , є опором в емітерному колі повторювача на транзисторі VT6.

Для збереження симетрії плечей ДК в емітерному колі повторювача на транзисторі VT8 введено такий самий опір, утворений транзистором VT7 і резистором R_4 .

Подамо на диференціальний вхід каскаду стрибок напруги. На плечових виходах каскаду сформуються однакові за величиною й протилежні за фазою напруги сигналу U'_C і U''_C . Крім того, урахуємо, що через вплив на транзистори будь-якого дестабілізуючого фактора на плечових виходах сформуються дрейфові напруги U'_D і U''_D , що є однаковими за величиною і збігаються за фазою.

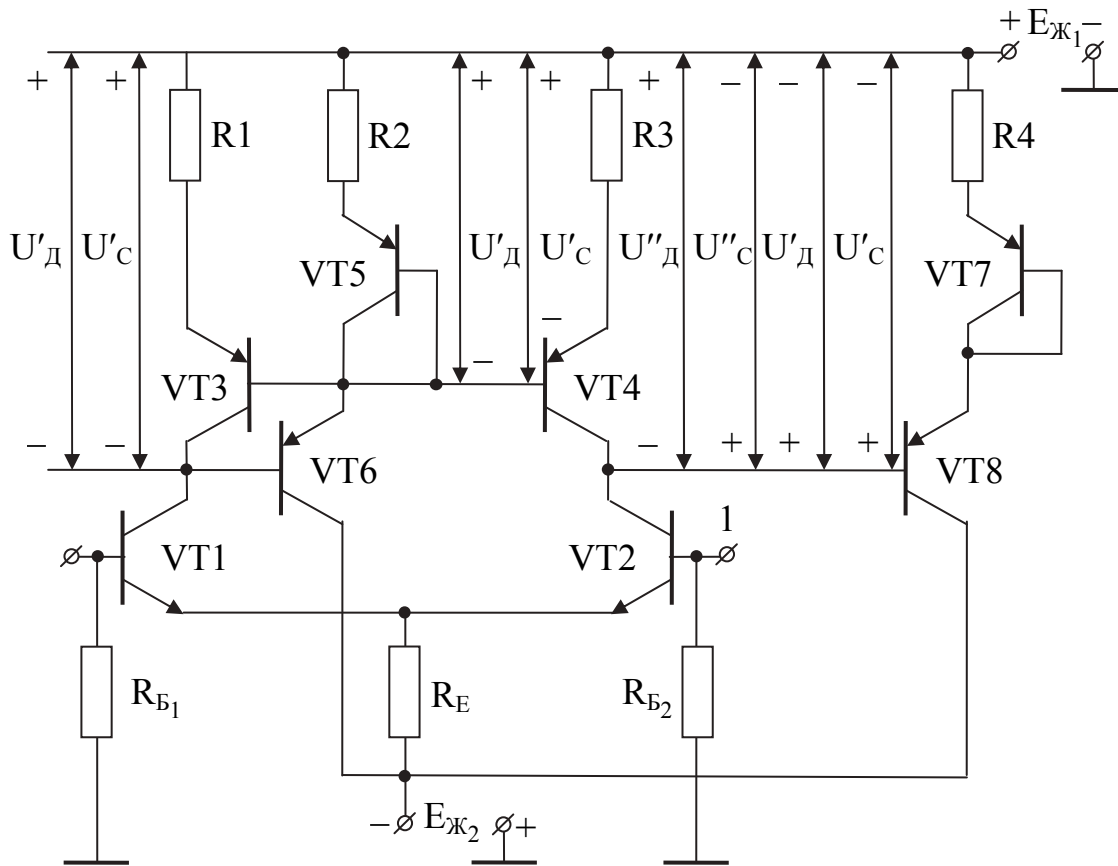


Рис. 12.22

Напруги U'_C і U'_D виявилися доданими до входу емітерного повторювача на транзисторі $VT6$. Вони повторяться на його виході, тобто на опорі послідовного з'єднання транзистора $VT5$ у діодному приєднанні і резистора R_2 , і надійдуть до входу каскаду на транзисторі $VT4$. Це резистивний каскад за ССЕ з глибоким послідовним від'ємним зворотним зв'язком за струмом, колекторний опір якого утворений транзистором $VT2$ і резистором R_E . Шляхом підбору величини опору резистора R_3 (а цей опір, як зазначалося раніше, для забезпечення стабільності положення робочих точок транзисторів генератора стабільного струму має бути великим) забезпечують коефіцієнт підсилення каскаду, що дорівнює одиниці. Унаслідок цього на виході каскаду, тобто на правому плечовому виході ДК, сформуються такі самі напруги U'_C і U'_D , але фази їх стануть протилежними завдяки властивості каскаду за ССЕ зміщувати фазу вихідної напруги порівняно зі входною на 180° .

У підсумку на вході емітерного повторювача на транзисторі $VT8$ відбуваються підсумовування напруг сигналу й компенсація напруг дрейфу.

12.7. Аналогові інтегральні помножувачі

Аналогові помножувачі призначено для виконання операцій множення й ділення двох аналогових величин. Їх застосовують для радіотехнічних перетворень сигналів (балансні змішувачі, модулятори, фазові детектори) і в системах автоматичного регулювання для перемноження, ділення, піднесення до квадрату, вилучення коренів та обчислення тригонометричних функцій.

Помножувачі мають такі основні параметри:

1. Робочі квадранти, тобто певні поєднання знаків вхідних змінних, при яких забезпечується виконання операції. Відповідно до цього помножувачі, що реалізують множення двох співмножників з будь-якими знаками, називають чотириквADRANTНИМИ. У двоквADRANTНОМУ помножувачі знак лише одного зі співмножників змінюється, а в одноквADRANTНОМУ помножувачі співмножники мають постійні знаки.

2. Відносна похибка, що характеризує точність роботи помножувача в сталому режимі:

$$\delta = (U_{\text{вих.р}} - U_{\text{вих.і}}) / U_{\text{вих}}^{\text{max}},$$

де $U_{\text{вих.р}}$, $U_{\text{вих.і}}$ – вихідні напруги реального й ідеального помножувачів.

3. Динамічний діапазон, що визначається відношенням максимального значення вхідної змінної до її мінімального значення. Динамічний діапазон вимірюється в логарифмічних одиницях і визначається формулою

$$D = 20 \lg U_{\text{вх}}^{\text{max}} / U_{\text{вх}}^{\text{min}}.$$

4. Смуга пропускання, що характеризує діапазон робочих частот синусоїдальних вхідних сигналів, при якому динамічна похибка не перевищує допустимого значення.

Основою аналогового інтегрального помножувача є диференціальний каскад. За вхідну напругу ДК візьмемо напругу на його диференціальному вході $U_{\text{вх}} = U_{1-1} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}$. Тоді напруга на диференціальному виході

$$U_{\text{вих}} = K_{\text{д}} U_{\text{вх}}, \quad (12.11)$$

тобто, як і будь-який підсилювач, диференціальний каскад виконує функцію множення. Однак він помножує аналогову величину на постійний коефіцієнт. Для того щоб здійснити множення двох аналогових величин, необхідно змусити його коефіцієнт підсилення якимось чином змінюватися за законом змінення однієї з аналогових величин.

Відповідно до висновків у підрозд. 12.5 аналітичний вираз для диференціального коефіцієнта підсилення каскаду можна отримати на основі виразу для коефіцієнта підсилення резистивного підсилювача за ССЕ $K_0 = g_{21} / g_{\Sigma}$ (див. розд. 6) шляхом підстановки в нього $g_{21} / 2$ замість g_{21} і $g_{\Sigma} = g_{22} / 2 + 1 / 2 R_{\text{к}} + g_{\text{вх.н}}$.

Таким чином,

$$K_D = g_{21}/2(g_{22}/2 + 1/2R_K + g_{вх.н}). \quad (12.12)$$

Зазвичай в практичних схемах виконуються нерівності

$$1/2R_K \gg g_{22}/2 \text{ і } 1/2R_K \gg g_{вх.н}.$$

З урахуванням цих співвідношень вираз для диференціального коефіцієнта підсилення можна записати в такому вигляді:

$$K_D \approx g_{21}R_K. \quad (12.13)$$

Якщо використовувати апроксимацію прохідної ВАХ експоненціальною залежністю $i_k = i_s(e^{U_{BE}/\phi_T} - 1)$ і знайти вираз для крутизни в робочій точці, взявши похідну $\partial i_k / \partial U_{BE}$ від цього виразу, то виявиться чітка залежність крутизни від положення робочої точки на прохідній ВАХ [14]:

$$g_{21} = I_{K0} / \phi_T, \quad (12.14)$$

де $I_{K0} = i_s e^{E_{BE0}/\phi_T}$ – струм колектора в робочій точці.

Підставивши в (12.13) вираз (12.14), отримаємо

$$K_D = I_{K0}R_K / \phi_T. \quad (12.15)$$

З виразу випливає, що диференціальний коефіцієнт підсилення змінюється прямо пропорційно струму колектора плеча каскаду в робочій точці, і якщо цією величиною керувати за яким-небудь законом, то й диференціальний коефіцієнт підсилення також буде змінюватися за цим же законом.

Найпростіше організувати керування величиною струму колектора в тій гілці, де виключається вплив напруги сигналу, що подається на диференціальний вхід каскаду. Такою гілкою в ДК є спільне емітерне коло, у якому струму за сигнальною складовою немає (див. підрозд. 13.3.2).

Таким чином, для керування величиною струму кожного плеча до спільного емітерного кола диференціального каскаду, у якому проходить подвоєний струм колектора (подвоєним струмом бази порівняно з подвоєним струмом колектора в емітерному колі ДК тут і далі нехтуємо), слід приєднати перетворювач напруги, що керує струмом, тобто кероване джерело струму (рис. 12.23) [17]. Тоді

$$2I_{K0} = U_{кер} K_{КДС}, \quad (12.16)$$

де $K_{КДС}$ – коефіцієнт передання керованого джерела струму.

Після підстановки (12.16) у (12.15) і далі в (12.11) отримуємо

$$U_{вих} = \frac{K_{КДС}R_K}{2\phi_T} U_{кер} U_{вх}. \quad (12.17)$$

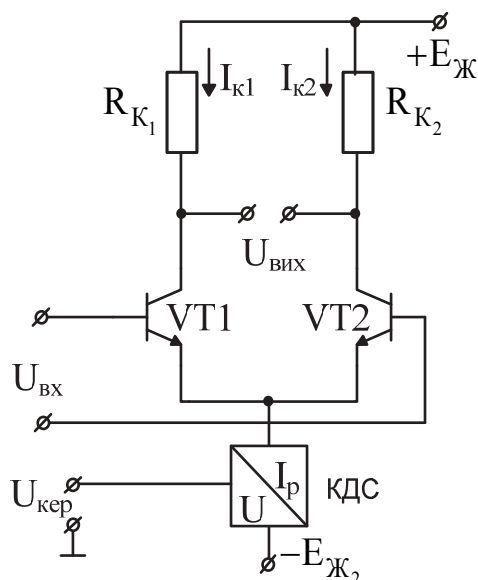


Рис. 12.23

На рис. 12.24 зображено найпростіший варіант схеми помножувача [18], у якій як кероване джерело струму використовується біполярний транзистор VT3, приєднаний за ССЕ, керувальна напруга $U_{кер}$ до якого прикладається між базою й корпусом. У схемі використовується однополярне джерело живлення.

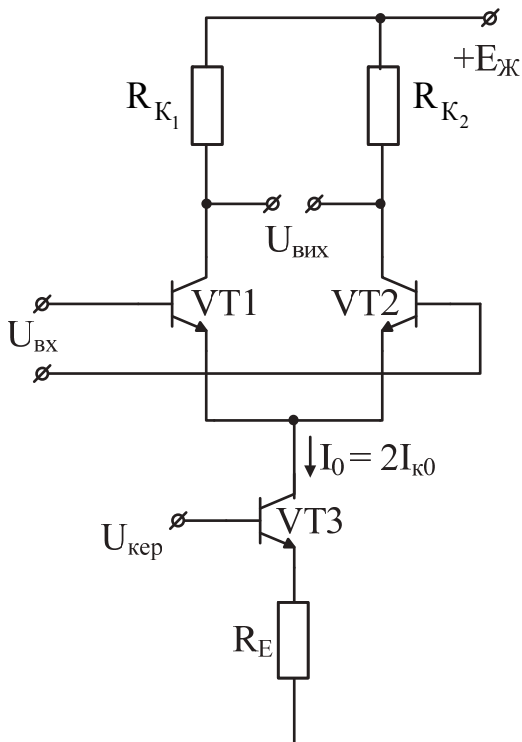


Рис. 12.24

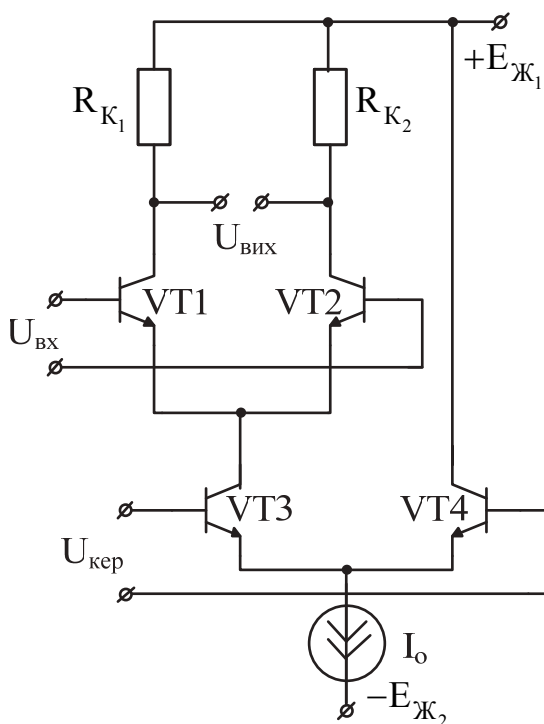


Рис. 12.25

торів є великим, що спричиняє значну помилку в процесі множення.

У цьому випадку на резисторі R_E формується досить велика напруга $2I_{к0}R_E$. У зв'язку з цим керувальна напруга має бути такого ж порядку і бути більше $2I_{к0}R_E$, з тим щоб їх різниця забезпечувала потрібне зміщення E_{BE_0} між базою й емітером транзистора VT3. Таким чином, якщо в схемі виконується нерівність $2I_{к0}R_E \gg E_{BE_{0VT3}}$, то

$$U_{кер} \gg E_{BE_{0VT3}}, \quad (12.18)$$

що дає можливість обчислити струм колектора з наближеної рівності

$$U_{кер} \approx 2I_{к0}R_E, \quad (12.19)$$

з якої випливає, що

$$I_{к0} \approx U_{кер}/2R_E. \quad (12.20)$$

Підставивши (12.20) у (12.19) і далі в (12.17), отримаємо таку залежність:

$$U_{вих} \approx \frac{R_K}{2R_E \Phi_T} U_{кер} U_{вх}. \quad (12.21)$$

Таким чином, у схемі результат досягнуто: вихідна напруга $U_{вих}$ є пропорційною добутку вхідної $U_{вх}$ і керувальної $U_{кер}$ напруг.

Недоліками цього варіанта помножувача є таке:

- малий динамічний діапазон по керувальному входу, обмежений нерівністю (12.11), з якої випливає, що напруга $U_{кер}$ може бути тільки великою;
- керувальна напруга $U_{кер}$ може мати тільки один знак (помножувач є двоквadrантним);
- дрейф нуля в біполярному транзисторі через дію дестабілізуючих факторів

Для розширення динамічного діапазону керувальних напруг $U_{кер}$ у бік малих значень і зменшення дрейфу нуля кероване джерело струму виконують на диференціальному каскаді, тобто транзистор, приєднаний за ССЕ (див. рис. 3.24), замінюють диференціальним підсилювачем (рис. 12.25), який зібрано на транзисторах VT3 і VT4. Тут керувальна напруга $U_{кер} = U_{кер_1} - U_{кер_2}$ прикладається до диференціального входу каскаду на транзисторах VT3 і VT4. Оскільки синфазні складові напруг $E_{BE_{0VT3}}$ і $E_{BE_{0VT4}}$ взаємно компенсуються, то обмеження (12.18) знімається і відбувається значне розширення динамічного діапазону в бік малих значень $U_{кер}$.

На відміну від попередньої схеми цей помножувач – чотириквadrантний.

В аналізованій схемі плечі ДК – явно не симетричні, у зв'язку з чим коефіцієнт ослаблення синфазної завади є невеликим, оскільки використовується тільки один механізм заглушення синфазної завади – глибокий зворотний зв'язок унаслідок приєднання ГСС I_0 до кола емітера.

Розглянемо схему інтегрального помножувача, показану на рис. 12.26. Тут, на відміну від помножувача на рис. 12.25, кожне плече диференціального каскаду на транзисторах VT3, VT4 навантажено на свій диференціальний каскад (одне плече на ДК на транзисторах VT1, VT2, інше – на ДК на транзисторах VT5, VT6). Обидва диференціальні каскади працюють на спільні колекторні навантаження $R_{K1} = R_{K2} = R_K$. Така побудова робить схему симетричною, що значно збільшує коефіцієнт ослаблення синфазної завади.

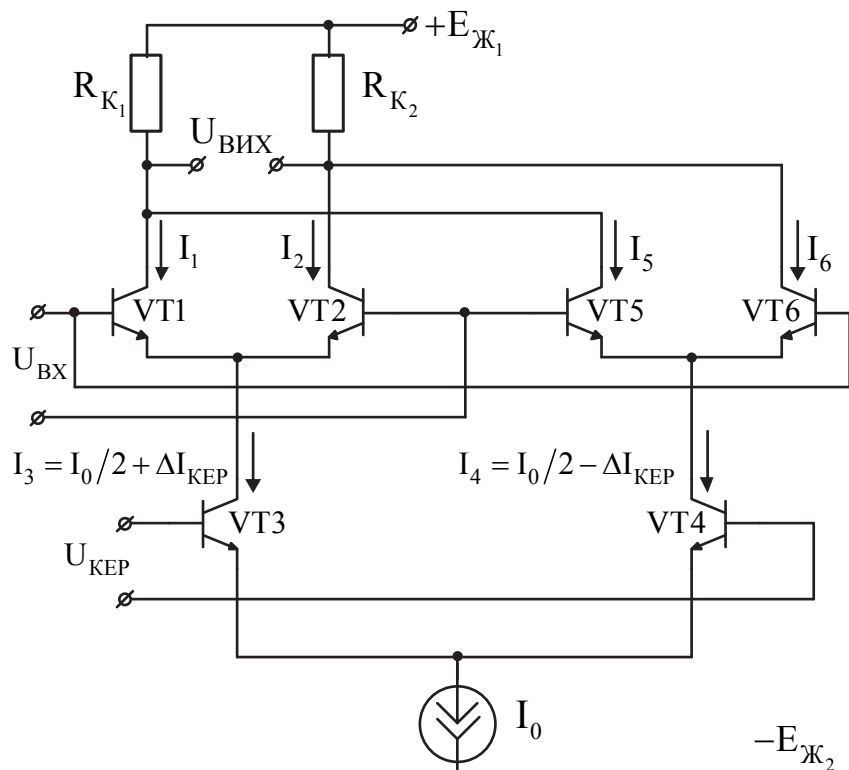


Рис. 12.26

13. ВИХІДНІ КАСКАДИ

13.1. Особливості вихідних каскадів

Вихідний каскад відповідно до структурної схеми багатокаскадного підсилювального пристрою є каскадом, що, по-перше, працює з сильним вхідним сигналом (він останній у колі послідовно з'єднаних каскадів) і, по-друге, здійснює узгодження з кінцевим пристроєм (навантаженням).

При більш детальному розгляді структури вихідного каскаду його можна зобразити у вигляді каскаду, що складається з двох каскадів: кінцевого й передкінцевого (рис. 13.1).

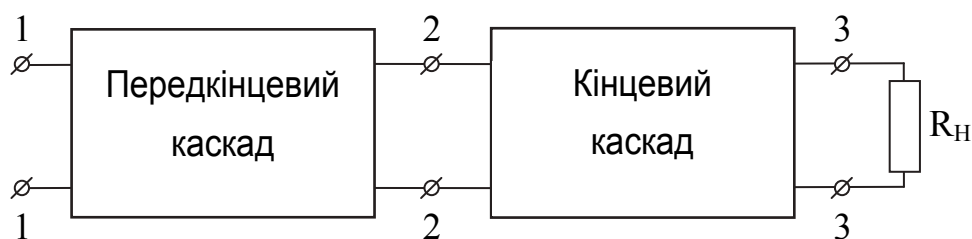


Рис. 13.1

Передкінцевим каскадом може бути останній каскад підсилення напруги, тоді його виконують за ССЕ або за ССК (за схемою емітерного повторювача) і він здійснює в цьому випадку функцію узгодження підсилювача напруги з кінцевим каскадом (див. розд. 9).

13.1.1. Особливості роботи з сильним сигналом

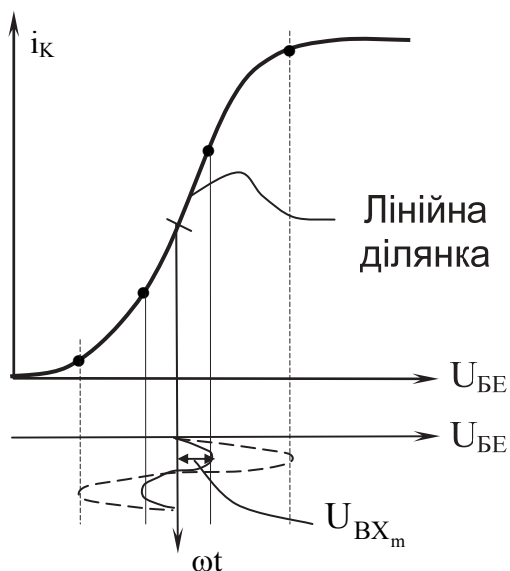


Рис. 13.2

Унаслідок того, що кінцевий каскад працює з сильним вхідним сигналом, необхідно використовувати весь розмах активної ділянки його прохідної ВАХ, тобто доводиться вимушено виходити за межі лінійної ділянки ВАХ (рис. 13.2).

Для всіх попередніх до вихідного каскадів, щоб можна було вважати транзистор лінійним чотиріполюсником, накладалися обмеження на вибір положення робочої точки й величину амплітуди вхідного сигналу [14]: робочу точку необхідно було вибрати на лінійній ділянці прохідної ВАХ, а до амплітуди вхідного сигналу ставилася вимога, щоб вхідний сигнал з такою амплітудою не спричиняв зміщення робочої точки за межі лінійної ділянки ВАХ.

У вихідному каскаді ці обмеження знімаються, тобто **транзистор у вихідному каскаді – це нелінійний чотиріполюсник.**

У зв'язку з цим необхідно зазначити таке:

- лінійна залежність між вхідним і вихідним сигналами зникає, у вихідному каскаді виникають так звані **нелінійні спотворення**, тобто при подачі на вхід гармонічного коливання однієї частоти на виході виникає періодичне коливання, що являє собою суму синусоїдальних коливань основної частоти й гармонік цієї частоти;

- теорія, розроблена для розрахунку каскадів, що працюють зі слабкими сигналами, для вихідних каскадів виявилася непридатною; **для вихідних каскадів використовують графоаналітичні методи розрахунку.**

Як випробувальний сигнал при розрахунку найчастіше використовують гармонічне коливання. Що ж стосується прохідної ВАХ, то виявилось зручним застосовувати для її подання лінійно-ламану апроксимацію, тобто апроксимацію відрізками прямих ліній.

Етапи розрахунку вихідного каскаду:

1. Побудова динамічних вольт-амперних характеристик кінцевого каскаду.

2. Визначення за динамічними характеристиками:

- коефіцієнта використання транзистора за струмом ξ ;
- коефіцієнта використання транзистора за напругою ψ ;
- амплітуди струму в навантаженні I_m ;
- амплітуди напруги в навантаженні U_m ;
- постійної складової струму I_0 , що проходить у каскаді.

3. Аналітичний розрахунок енергетичних показників вихідного каскаду:

- коливальної потужності $P_{\sim} = 0,5I_m U_m$, тобто корисної потужності, що виділяється в навантаженні [16];

- споживаної потужності $P_c = I_0 E_{ж}$, тобто потужності, споживаної від джерела живлення;

- потужності яка розсіюється $P_p = P_c - P_{\sim}$, тобто частини потужності, спожитої від джерела живлення, але не перетвореної в корисну коливальну потужність, і виділяється на транзисторі у вигляді тепла (оскільки вихідні транзистори сильно нагріваються, то для їх охолодження доводиться створювати спеціальні пристрої тепловідведення – радіатори);

- коефіцієнта корисної дії $\eta = P_{\sim} / P_c$;

- коефіцієнта нелінійних спотворень.

13.1.2. Узгодження з навантаженням

Під узгодженням кінцевого каскаду з навантаженням за змінним струмом розуміють забезпечення найкращих умов для виділення в навантаженні максимальної напруги або максимальної потужності, що визначається характером навантаження. Якщо, наприклад, навантаження – ємнісне (електронно-променева трубка), то вирішується завдання забезпечення в навантаженні максимальної напруги.

Якщо навантаженням є, наприклад, динаміки, головні телефони або акустичні системи, тобто навантаження є суто активним, то вирішується завдання отримання в навантаженні максимальної потужності.

Для забезпечення у навантаженні максимальної напруги необхідно виконати таку умову: вихідний опір кінцевого каскаду має бути в багато разів меншим від опору навантаження (хоча б на порядок) [14].

Умову узгодження кінцевого каскаду з навантаженням за потужністю можна легко сформулювати, уявивши, що кінцевий каскад щодо навантаження відіграє роль генератора. Умова ж забезпечення передання від генератора до навантаження максимальної потужності виконується тоді, коли опори навантаження й генератора є однаковими [16], тобто тут цю умову можна записати в такому вигляді: $R_{\text{ВИХ}} = R_{\text{Н}}$, де $R_{\text{ВИХ}}$ – вихідний опір кінцевого каскаду, а $R_{\text{Н}}$ – опір навантаження.

Якщо ця умова виконується, то так звана номінальна потужність, що виділяється в навантаженні, визначається формулою

$$P_0 = E_{\text{ВИХ}}^2 / 4R_{\text{ВИХ}} = E_{\text{ВИХ}}^2 / 4R_{\text{Н}},$$

де $E_{\text{ВИХ}}$ – ЕРС генератора.

На основі цього виразу для отримання в навантаженні великих потужностей необхідно кінцевий каскад знову ж, як і в разі узгодження за напругою, виконувати з малим вихідним опором.

З усіх схем каскадів (за ССЕ, ССБ і ССК) найменший вихідний опір має каскад за ССК. У зв'язку з цим **для успішної реалізації умов узгодження з навантаженням як за напругою, так і за потужністю кінцевий каскад слід виконувати за схемою емітерного повторювача.**

13.2. Базові схеми вихідних каскадів

Розрізняють однокітні й двокітні вихідні каскади, що визначаються схемним рішенням кінцевого каскаду.

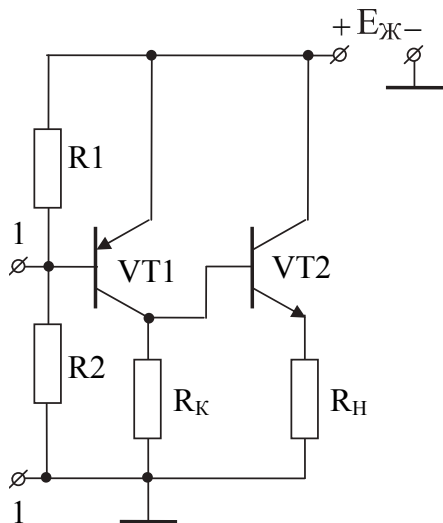


Рис. 13.3

13.2.1. Однокітний вихідний каскад

Схему однокітного вихідного каскаду зображено на рис. 13.3. На транзисторі VT2 п-р-п-структури виконано кінцевий каскад за однокітною схемою зі спільним колектором, до емітерного кола якого приєднано навантаження. Передкітний каскад зібрано за схемою зі спільним емітером на транзисторі VT1 р-п-р-структури. Узгодження рівнів потенціалів між каскадами здійснено чергуванням транзисторів різної провідності [14].

Однокітний вихідний каскад працює в режимі «А» і використовується для отримання коливальної потужності, що є меншою від одного вата (сотні міліватів).

13.2.2. Двотактний вихідний каскад

Існують дві базові схеми двотактного вихідного каскаду: з одним і двома джерелами живлення (рис. 13.4).

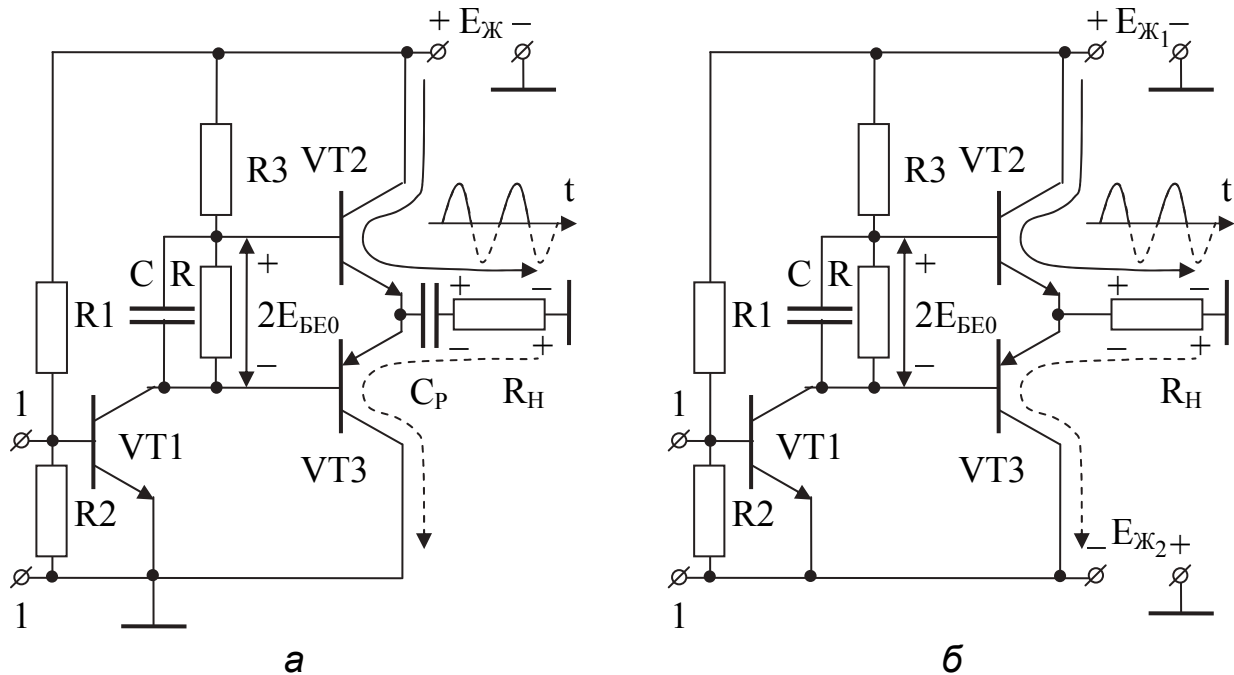


Рис. 13.4

На рис. 13.4, а зображено схему каскаду з одним джерелом живлення, а на рис. 13.4, б – з двома джерелами живлення $E_{Ж1}$ і $E_{Ж2}$. Обидві схеми складаються з передкінцевого каскаду за схемою зі спільним емітером на транзисторі VT1 і кінцевого каскаду за двотактною схемою на транзисторах VT2 і VT3, кожен з яких приєднано за схемою зі спільним колектором.

Частина схеми, що належить до транзистора VT2, утворює верхнє плече каскаду, до транзистора VT3 – нижнє плече. **Плечі двотактного кінцевого каскаду мають бути симетричними.** Для цього підбирають такі транзистори VT2 і VT3, що мають однакові параметри, незважаючи на те, що у них різні структури (транзистор VT2 має n-p-n-структуру, а VT3 – p-n-p-структуру) і працюють в однакових режимах. Підібрані таким чином транзистори з різними структурами утворюють так звані комплементарні пари. На практиці допускається, щоб за інших рівних умов транзистори відрізнялися один від одного коефіцієнтом підсилення за струмом не більше, ніж на 10...15 %. В ідеалі прохідні динамічні ВАХ плечей каскаду (рис. 13.5) мають збігатися при їх суміщенні за стрілкою.

Двотактні схеми вихідних каскадів працюють у режимах "А", "В", "АВ". Найбільший виграш досягається при роботі в режимі "В".

Робочі точки транзисторів обох плечей в ідеальному режимі "В" вибирають на перетині похилих ділянок їх прохідних ВАХ з горизонтальною віссю (див. рис. 13.5). Для організації необхідних напруг зміщення

$|E_{BE_{01}}| = |E_{BE_{02}}| = |E_{BE_0}|$ опір в колі емітера передкінцевого каскаду формують у

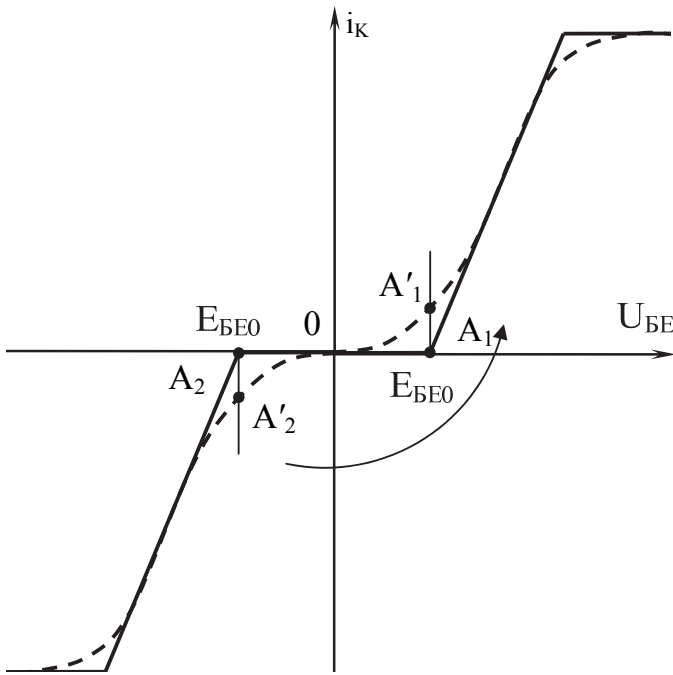


Рис. 13.5

транзисторів обох плечей кінцевого каскаду.

На практиці реалізувати ідеальний режим "В" не вдається. Як видно з рис. 13.5, реальна прохідна вольт-амперна характеристика при напрузі зсуву E_{BE_0} проходить трохи вище

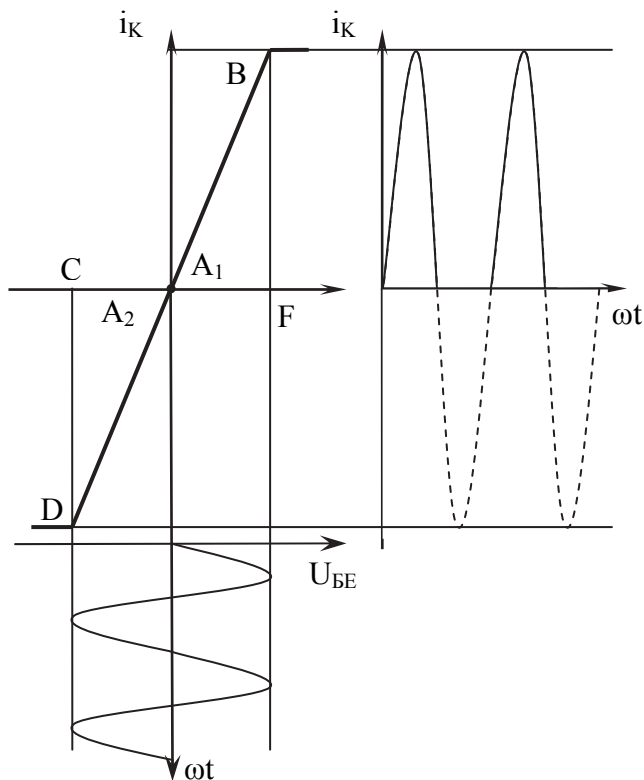


Рис. 13.6

горизонтальної осі, тому зазвичай працюють у режимі "АВ", дуже близькому до режиму "В".

Резистор R шунтується конденсатором C великої ємності, унаслідок чого одна й та сама змінна напруга з резистора R_3 подається одночасно на входи транзисторів обох плечей кінцевого каскаду.

Для пояснення принципу дії кінцевого двотактного каскаду початок координат прохідної ВАХ кожного плеча перенесемо в робочу точку, а робочі точки змістимо. На отриманій таким чином поєднаній ВАХ обох плечей (рис. 13.6) зображено вхідний випробувальний сигнал у вигляді синусоїди, підведений до робочих точок, амплітуду якого вибрано максимально можливою в межах похилої ділянки ВАХ.

Розглянемо роботу транзистора $n-p-n$ -структури (верхнє плече). При позитивних півхвилях робоча точка переміщується по похилій ділянці прохідної ВАХ до точки В і

Робоча точка переміщується по похилій ділянці прохідної ВАХ до точки В і

назад, а при негативних – по горизонтальній осі до точки С і назад (див. рис. 13.6). Таким чином, на виході має місце послідовність позитивних косинусоїдальних імпульсів струму, які, проходячи через навантаження, формують на ньому послідовність позитивних косинусоїдальних імпульсів напруги (див. рис. 13.4, а, б). На рис. 13.4 і 13.6 ці послідовності зображено суцільними лініями. У той же час при позитивних півхвилях робоча точка транзистора р-п-р-структури (нижнє плече) переміщується вправо по горизонтальній осі до точки D і назад, а при негативних – по похилій ділянці прохідної ВАХ до точки F і назад. Через транзистор VT3 проходить струм у вигляді послідовності косинусоїдальних імпульсів негативної полярності, унаслідок чого на опорі навантаження формується відповідно послідовність косинусоїдальних імпульсів теж негативної полярності. Ці послідовності на рис. 13.4 і 13.6 зображено пунктирними лініями. Таким чином, **незважаючи на те, що кожне плече кінцевого каскаду працює тільки половину періоду (один такт), у спільному для обох плечей навантаженні формується синусоїдальна напруга** (у реальності квазісинусоїдальна напруга).

Якщо організувати роботу транзисторів плечей двотактного кінцевого каскаду без зміщення робочих точок або з малими зміщеннями, то в формі вихідної напруги на навантаженні виникає специфічне спотворення вихідного сигналу, яке отримало назву «сходінка» (рис. 13.7).

У вихідному каскаді з одним джерелом живлення (див. рис. 13.4, а) навантаження приєднано до виходу каскаду через розділовий конденсатор C_p , тобто узгодження здійснено з використанням резистивно-ємнісного зв'язку. Через це схема має такі недоліки:

- неможливість реалізації C_p в інтегральному виконанні через велику ємність розділового конденсатора (десятки й сотні мікрофарад);

- наявність значних спотворень АЧХ і ФЧХ в області нижніх частот.

Конденсатор C_p заряджається до величини $E_{ж}/2$ та для транзистора VT3 нижнього плеча каскаду є джерелом живлення.

Схема застосовується для отримання потужності порядку одиниць ватів.

У вихідному каскаді, зображеному на рис. 13.4, б, для забезпечення симетрії плечей має виконуватися рівність ЕРС джерел живлення $|E_{ж_1}| = |E_{ж_2}| = |E_{ж}|$. Для задоволення цієї умови $E_{ж_1}$ і $E_{ж_2}$ виконують зазвичай не у вигляді окремих джерел, а як плечі двополярного джерела живлення.

У схемі реалізовано мостову схему узгодження навантаження R_n з виходом каскаду за постійним струмом, у чому можна легко переконатися, простеживши маршрути проходження колекторних струмів транзисторів VT2 і

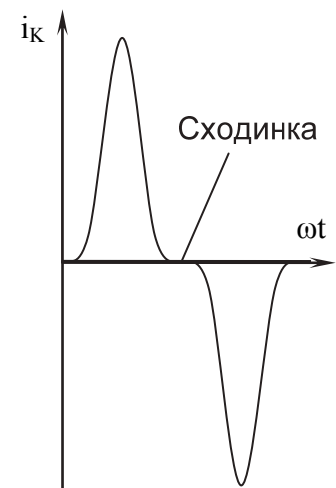


Рис. 13.7

VT3 через навантаження. Оскільки струми є однаковими й мають протилежні напрямки, то точки А і В, між якими приєднано опір навантаження, – еквіпотенціальні. Таким чином, навантаження виявилось приєднаним до діагоналі своєрідного збалансованого моста (рис. 13.8), одне плече якого утворюється послідовним з'єднанням транзисторів VT2 і VT3, а інше – послідовним з'єднанням джерел живлення $E_{Ж1}$ і $E_{Ж2}$.

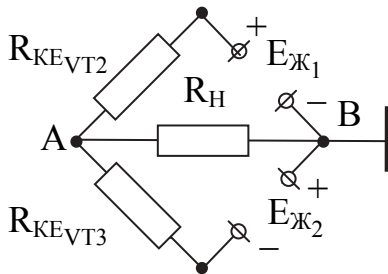


Рис. 13.8

Схема на рис. 13.4, б не має недоліків, властивих схемі з одним джерелом живлення, тому на практиці набула найбільшого поширення для побудови підсилювачів постійного струму в інтегральному виконанні й підсилювачів потужності звукових частот (від одиниць до сотень ватів) як в інтегральному, так і в дискретному виконаннях.

13.3. Напрями поліпшення властивостей двотактного вихідного каскаду

До основних завдань вдосконалення схем вихідних каскадів, як однокітних, так і двотактних, можна віднести таке: підвищення термостабільності положення робочої точки, зменшення вихідного опору, захист каскаду від перевантажень. Крім того, для двотактних каскадів важливим є завдання симетрування верхніх і нижніх півхвиль напруги на навантаженні при роботі в режимі "В". Шляхи вирішення цих завдань розглянуто на прикладі двотактної схеми як найбільш поширеної при побудові підсилювальних пристроїв в інтегральному виконанні.

13.3.1. Підвищення термостабільності

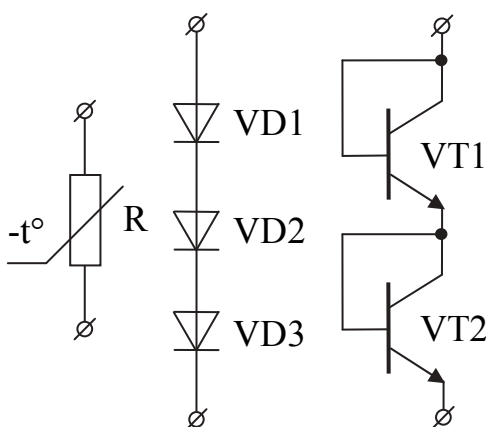


Рис. 13.9

Можна вказати два напрями підвищення термостабільності положення робочих точок транзисторів кінцевих каскадів.

По-перше, це використання термокомпенсуювальних двополюсників з від'ємним температурним коефіцієнтом, що приєднуються замість резистора R у колах зміщення робочих точок транзисторів. До найбільш відомих двополюсників такого типу належать терморезистор, діод, транзистор у діодному приєднанні [14]. Найчастіше це кілька послідовно з'єднаних діодів або тран-

зисторів в діодному приєднанні, сумарний опір яких за постійним струмом має дорівнювати опору R (рис. 13.9).

Мають широке застосування також термокомпенсуювальні двополюсники, у яких використовується залежність опору переходу колектор – емітер транзистора від струму бази для регулювання величини його від'ємного

температурного коефіцієнта (опір переходу колектор – емітер транзистора зменшується зі збільшенням струму бази) (рис. 13.10).

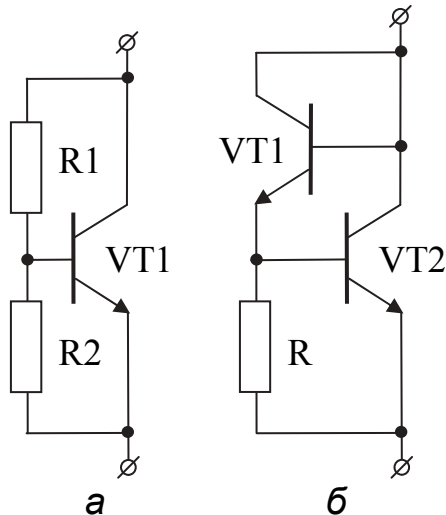


Рис. 13.10

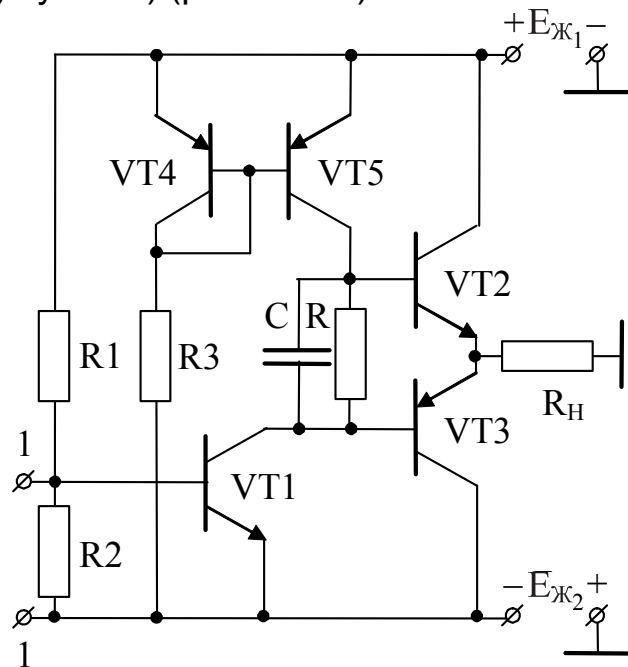


Рис. 13.11

У схемі на рис. 13.10, а температурний коефіцієнт регулюється підбором резисторів R_1 і R_2 плечей базового подільника, у схемі на рис. 13.10, б замість резистора R_1 базового подільника приєднано опір переходу колектор – емітер транзистора VT_1 . Зі збільшенням температури опори переходів колектор – емітер транзисторів VT_1 і VT_2 зменшуються, але зменшення опору транзистора VT_1 приводить до збільшення базового струму транзистора VT_2 , що, своєю чергою, спричиняє ще більше зменшення опору переходу колектор – емітер транзистора VT_2 .

По-друге, це використання в передкінцевому каскаді замість резистора R_3 (див. рис. 13.4, б) генератора стабільного струму (рис. 13.11), виконаного на транзисторах VT_4 , VT_5 і резисторі R_3 . ГСС стабілізує роботу транзисторів VT_1 , VT_2 і VT_3 .

13.3.2. Симетрування напруги навантаження

Наявність у базових схемах кінцевих каскадів шунтувального конденсатора C великої ємності є істотним недоліком. При встановленні цього конденсатора виходять з припущення, що плечі каскаду є абсолютно симетричними. У цьому випадку вважають за необхідне на входи транзисторів VT_2 і VT_3 подавати одну й ту саму напругу, що формується на резисторі R_3 в емітерному колі передкінцевого каскаду. Але при цьому не враховується той факт, що при підборі комплементарної пари коефіцієнти підсилення за струмом транзисторів різняться на 10...15 %, причому великий коефіцієнт мають транзистори $n-p-n$ -структури, тобто верхнє плече каскаду. Виключивши зі схеми каскаду

конденсатор C , можна отримати одразу подвійний вигравш. По-перше, виникає можливість створення вихідного каскаду в інтегральному виконанні. По-друге, спрощується процедура симетрування послідовностей позитивних і негативних півхвиль вихідної напруги, що формуються в навантаженні окремо верхнім і нижнім плечима каскаду. Ця процедура зводиться до підбору співвідношення між опором резисторів R і R_3 . Справа в тому, що тепер, знімаючи для нижнього плеча, тобто для транзистора VT_3 , вхідну напругу не з R_3 , а з суми опорів R_3 і R , можна отримати ефект компенсації малого коефіцієнта підсилення за струмом нижнього плеча.

Правда, при цьому виникають труднощі в тому плані, що тепер резистор R виконує одночасно три функції: по-перше, забезпечує необхідне вихідне зміщення транзисторів плечей двотактного кінцевого каскаду, по-друге, забезпечує термостабілізацію положення їх робочих точок і, по-третє, бере участь у процесі симетрування вихідної напруги каскаду. Перші дві функції органічно пов'язані одна з одною, тому є сенс їх залишити для резистора R , а ось функцію симетрування вихідної напруги зручніше покласти на інші елементи схеми.

13.3.3. Зменшення вихідного опору

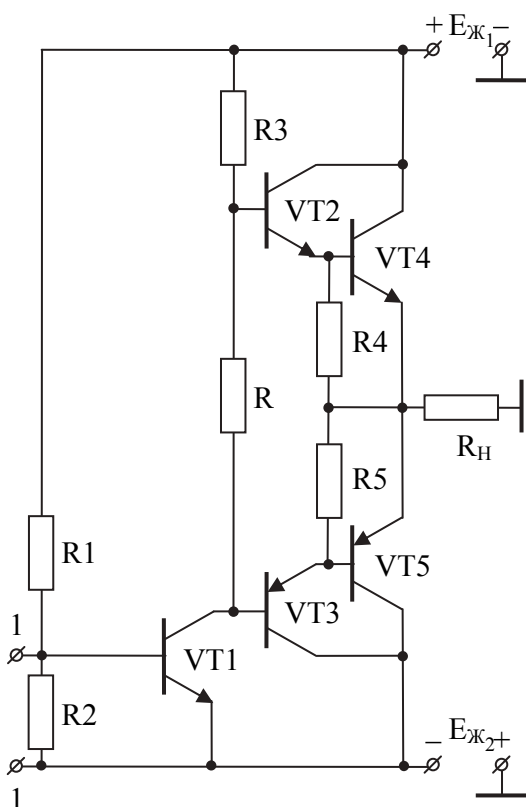


Рис. 13.12

ром резисторів R_4 і R_5 .

Завдання зменшення вихідного опору виникає, наприклад, тоді, коли як навантаження використовується паралельне з'єднання декількох акустичних систем (динаміків, головних телефонів).

Для порівняння емітерних повторювачів між собою часто використовують відношення $R_{ВХ_{сск}}/R_{ВИХ_{сск}}$. Найбільшу величину цього відношення, що дорівнює 10^3 , удалося отримати шляхом одночасного збільшення вхідного опору і зменшення вихідного опору, виконавши емітерні повторювачі на транзисторах за схемою Дарлінгтона (див. підрозд. 5.1). Це стало причиною того, що схеми на складених транзисторах широко застосовуються у вихідних каскадах. На рис. 13.12 зображено один із варіантів вихідного каскаду, у верхньому плечі якого використано схему Дарлінгтона, виконану на транзисторах VT_2 і VT_4 n-p-n-структури, а в нижньому – на транзисторах VT_3 і VT_5 p-n-p-структури.

Симетрування напруги в навантаженні в цій схемі можна здійснити підбо-

13.3.4. Захист від перевантаження

Іноді виникає ситуація, коли через кінцевий каскад починає проходити великий струм, тобто каскад працює з перевантаженням. Такі ситуації можуть виникнути при короткому замиканні навантаження або при поданні на вхід вихідного каскаду великого сигналу. Особливо небезпечним є перевантаження для останніх транзисторів кінцевого каскаду, у яких надмірне збільшення струмів, що проходять через переходи база – емітер, може спричинити вигорання цих переходів.

Виникає питання захисту вихідних транзисторів від перевантаження. На рис. 13.13 зображено одну з можливих схем захисту каскаду від перевантаження. Кінцевий каскад зібрано на транзисторах (VT2, VT4 – верхнє плече; VT3, VT5 – нижнє плече).

Опір резисторів R_4 і R_5 має бути малим (частки ома). Резистори підбирають таким чином, щоб в нормальному стані напруги на них від проходження струмів транзисторів VT2 і VT3 були недостатніми для того, щоб відкрилися транзистори VT6 і VT7, тобто в початковому стані транзистори VT6 і VT7 закриті.

Вольт-амперну характеристику транзистора VT6 й початкове положення робочої точки на ній зображено на рис. 13.14.

При виникненні перевантаження, тобто струм у транзисторах VT2 і VT3 став більше допустимого, створюються додаткові падіння напруги на резисторах R_4 і R_5 , транзистори VT6 і VT7 відкриваються, через них починають проходити струми транзисторів VT4 і VT5.

Тепер через транзистори VT2 і VT3 буде проходити не весь струм перевантаження, а тільки його частина, інша частина струму проходить через транзистори VT4, VT6, VT7, VT5.

Таким чином, відбувається перерозподіл струмів, і переходи база – емітер транзисторів VT2 і VT3 працюють у полегшеному режимі.

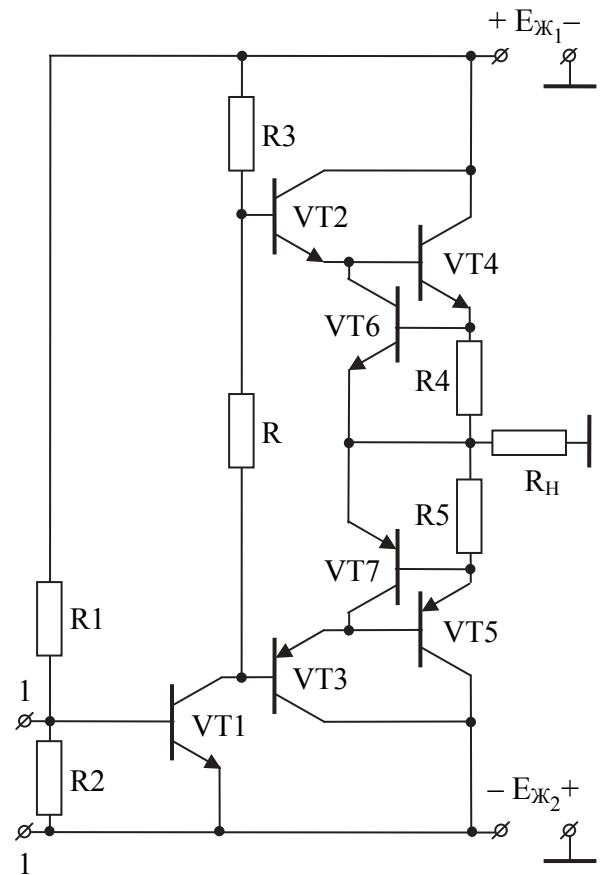


Рис. 13.13

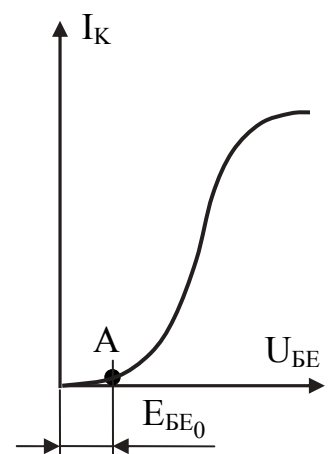


Рис. 13.14

14. ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

14.1. Загальні відомості про операційні підсилювачі

Операційний підсилювач (ОП) – це завершений функціональний вузол, що випускається у вигляді напівпровідникової інтегральної мікросхеми і являє собою ППС, що характеризується високим коефіцієнтом підсилення, а також великим вхідним і малим вихідним опором.

ОП зазвичай охоплюються глибоким зовнішнім зворотним зв'язком, що визначає їх результативні характеристики, і застосовуються не тільки для виконання математичних операцій, завдяки чому вони отримали свою назву, але й у радіоелектронних пристроях різного призначення. Цьому сприяє їх низька вартість, близька до вартості окремих транзисторів.

Ідеальний ОП має такі властивості:

- нескінченно великий вхідний і нульовий вихідний опори;
- власний коефіцієнт підсилення прямує до нескінченності в нескінченно широкій смузі частот, причому амплітуда вихідного сигналу в усій цій смузі є незмінною;

- коефіцієнт ослаблення синфазної завади прямує до нескінченності.

Для реалізації властивостей, близьких до цих вимог, необхідно [14, 19]:

- перший каскад ОП виконувати за диференціальною схемою, оскільки тільки вона дає змогу ефективно боротися з синфазною завадою;

- у спільному емітерному колі диференціального каскаду використовувати генератор стабільного струму, що дає змогу отримати коефіцієнт заглушення синфазної завади на рівні 80...100 дБ;

- збільшувати кількість каскадів підсилення напруги (зазвичай їх не більше двох), використовувати в колекторних колах підсилювальних каскадів динамічне навантаження у вигляді ГСС, навантажувати підсилювальні каскади емітерними повторювачами, що дає змогу отримати високий коефіцієнт підсилення;

- вихідний каскад ОП виконувати на емітерних повторювачах для забезпечення мінімально можливого вихідного опору і за двотактною схемою для розширення динамічного діапазону вхідних сигналів;

- для підвищення вхідного опору використовувати в плечових входах ДК емітерні повторювачі, забезпечувати роботу першого підсилювального каскаду в режимі мікрострумів.

З урахуванням наведених рекомендацій структурну схему операційного підсилювача можна подати у вигляді, зображеному на рис. 14.1 [20, 21].

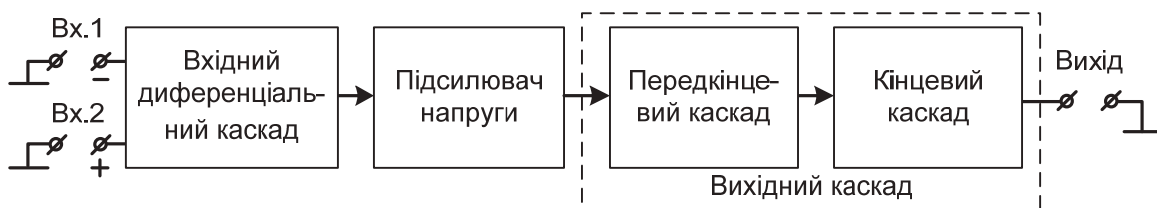


Рис. 14.1

Вхідним каскадом ОП є диференціальний каскад, який для мінімізації статичних і дрейфових помилок і підвищення вхідного опору працює в режимі мікрострумів.

Після вхідного ДК приєднується підсилювач напруги. Присутність або відсутність у схемі ОП каскаду підсилення напруги визначається підсилювальними властивостями диференціального і передкінцевого каскадів.

Вихідний каскад – це підсилювач потужності, за допомогою якого остаточно формується необхідна амплітуда вихідного сигналу на зовнішньому низькоомному навантаженні. Цей каскад споживає більшу частину робочого струму підсилювача.

Крім того, в ОП обов'язково мають бути передбачені схеми, які здійснюють такі операції:

- узгодження симетричного виходу ДК з несиметричним входом передкінцевого каскаду;
- зсув рівнів потенціалів для узгодження каскадів за постійною складовою.

На рис. 14.2 показано умовне графічне позначення ОП та його основні зовнішні виводи.

Один зі входів операційного підсилювача (Вх. 1) отримав назву інвертувального, оскільки напруга на ньому при приєднанні другого входу до корпусу змінюється відносно напруги на виході на 180° . Другий вхід (Вх. 2) – неінвертувальний. Напруга на ньому при приєднанні інвертувального входу до корпусу збігається за фазою з вихідною.

Інвертувальний вхід позначають або знаком «-», або колом, що в цифровій схемотехніці символізує операцію заперечення, а неінвертувальний – знаком «+» або взагалі не позначають.

Унаслідок симетрії схеми диференціального каскаду при відсутності керувальних сигналів ($U_{ВХ1} = U_{ВХ2} = 0$), тобто в стані спокою, постійна напруга між інвертувальним і неінвертувальним входами операційного підсилювача (між плечовими входами ДК), як це видно з рис. 14.3, дорівнює нулю.

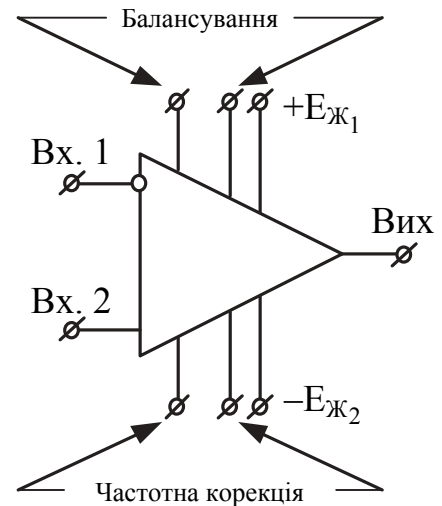


Рис. 14.2

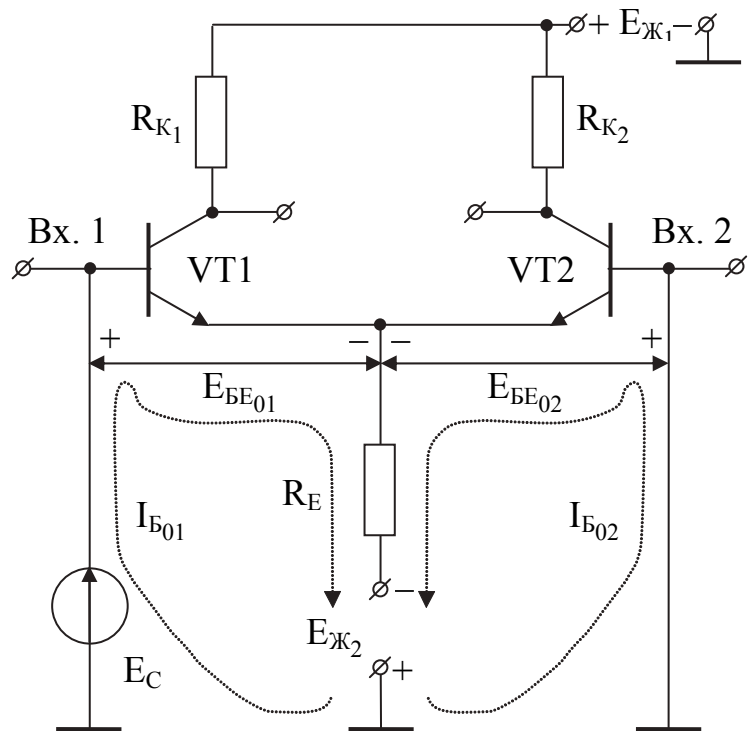


Рис. 14.3

Виводи частотної корекції, які ще називають виводами стабілізації, затримки або зсуву фази, використовуються для запобігання самозбудженню ОП, якщо останній не має внутрішньої корекції.

На рис. 14.4 показано приєднання підсилювача до зовнішнього кола,

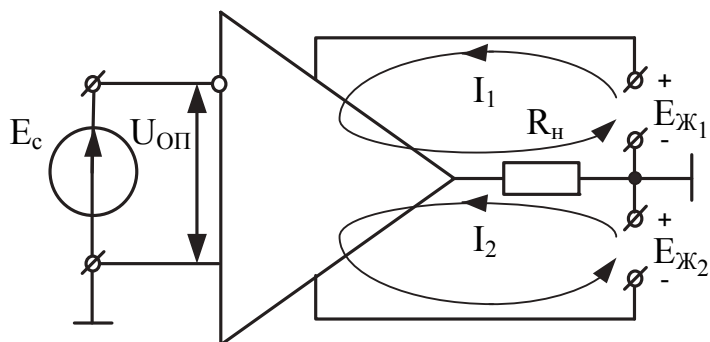


Рис. 14.4

що містить два джерела живлення $E_{ж1}$ і $E_{ж2}$, резистор навантаження R_H і джерело диференціального сигналу з ЕРС E_C і нульовим внутрішнім опором.

Це останнє зауваження щодо рівності нулю внутрішнього опору джерела сигналу є ідеалізацією, що дає змогу

припускати, що плечові входи першого каскаду ОП є повністю симетричними. Для підтвердження цього висновку на рис. 14.3 здійснено приєднання джерела сигналу з нульовим внутрішнім опором до входу диференціального каскаду за тією самою схемою, що й на рис. 14.4. Очевидно, що при цьому кола, по яких проходять струми бази транзистора $VT1$ і бази транзистора $VT2$, є повністю ідентичними.

Точку з'єднання одного з полюсів джерела сигналу та неінвертувального входу підсилювача на рис.14.4 приєднано до корпусу. Організовано так зване інвертувальне приєднання підсилювача. Але може бути здійснено й інше приєднання – неінвертувальне, коли до корпусу приєднують точку з'єднання другого полюса джерела сигналу з інвертувальним входом. При використанні того або іншого приєднання знак диференціальної вхідної напруги $U_{ОП}$ відносно корпусу змінюється.

Живиться ОП від двох джерел $E_{ж1}$ і $E_{ж2}$, що зазвичай мають однакові за величиною ЕРС, але протилежну відносно корпусу полярність. **Завдяки цьому вихідна напруга дорівнює нулю за відсутності керувальних сигналів на входах** (див. рис. 14.4).

Джерела живлення повинні мати високу стабільність напруги і, крім того, малий вихідний опір для усунення зворотного зв'язку через коло живлення між каскадами, що утворюють операційний підсилювач.

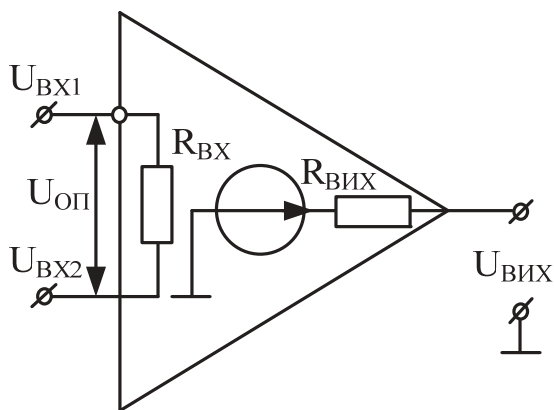


Рис. 14.5

Зазвичай, $E_{ж1}$ і $E_{ж2}$ виконуються не у вигляді окремих джерел, а як плечі двополярного джерела живлення.

На рис. 14.5 зображено еквівалентну схему ОП для низьких частот [2], на якій його вхідне коло подано активним опором $R_{ВХ}$, а вихідне – еквівалентним

генератором, що створює напругу, пропорційну внутрішньому коефіцієнту підсилення ОП $K_{оп}$ і напрузі $U_{оп}$ на диференціальному вході першого підсилювального каскаду, що дорівнює різниці напруг на інвертувальному $U_{вх1}$ і неінвертувальному $U_{вх2}$ входах. Вихідний генератор має опір $R_{вих}$.

На завершення слід зробити дуже важливий для практичного застосування ОП висновок. **Оскільки за відсутності керувальних сигналів входи і виходи операційних підсилювачів мають нульовий потенціал, то такі підсилювачі дуже просто охоплюються будь-якими колами зворотного зв'язку й безпосередньо з'єднуються між собою без розділових конденсаторів.**

14.2. Функціональні пристрої на операційних підсилювачах

Усі пристрої на основі ОП можна поділити на дві групи:

- **лінійні пристрої**, у яких операційний підсилювач охоплений від'ємним зворотним зв'язком і працює в лінійному режимі, тобто в режимі підсилення;

- **нелінійні пристрої**, у складі яких ОП працює в режимі перемикавання, тобто в нелінійному режимі.

До нелінійних пристроїв належать генератори сигналів синусоїдальної, прямокутної, спеціальної форм, обмежувачі, випрямлячі, пікові детектори, компаратори та багато інших пристроїв.

Обмежимося розглядом найбільш популярних лінійних пристроїв – так званих типових, які є базою для подальшого вдосконалення і, як уже зазначалося, працюють в режимі підсилення.

14.2.1. Основні принципи синтезу й аналізу пристроїв на операційних підсилювачах

Синтез різноманітних пристроїв на операційних підсилювачах і правила їх аналізу базуються на двох основних принципах.

Перший з них випливає з теорії підсилювальних пристроїв, охоплених зворотним зв'язком [14]. Як відомо, коефіцієнт підсилення каскаду з від'ємним зворотним зв'язком K^* визначається формулою

$$K^* = K / (1 + \beta K) = K_{оп} / (1 + \beta K_{оп}) = 1 / \left(\frac{1}{K_{оп}} + \beta \right),$$

де K – коефіцієнт підсилення каскаду без зворотного зв'язку;

β – коефіцієнт передання кола зворотного зв'язку.

З урахуванням того, що $K_{оп} \gg 1$, маємо

$$K^* \approx \frac{1}{\beta} \quad (14.1)$$

Таким чином, **перший принцип** можна сформулювати так: **властивості пристроїв, що створюються на базі операційних підсилювачів шля-**

хом їх охоплення зовнішнім зворотним зв'язком, повністю визначаються лише властивостями цього зворотного зв'язку.

Другий принцип випливає з того, що сучасні ОП за своїми характеристиками наближаються до ідеального операційного підсилювача. Це дає можливість при аналізі схем пристроїв, до складу яких вони входять, використовувати уявлення про ідеальний операційний підсилювач, що значно спрощує аналіз цих схем.

Характерними властивостями ідеального операційного підсилювача є таке:

- наявність скінченної напруги на будь-якому ненульовому вихідному навантаженні ОП при нульовій вхідній напрузі, що забезпечується його нескінченно великим внутрішнім коефіцієнтом підсилення й нульовим вихідним опором;

- рівність нулю вхідного струму ОП при будь-якій вхідній напрузі, що забезпечується його нескінченно великим вхідним опором.

Це відповідає принципу віртуального замикання. При віртуальному замиканні, як і при звичайному, напруга між замкненими клемми дорівнює нулю. Однак на відміну від звичайного замикання струм між віртуально замкненими клемми не проходить, тобто для струму віртуальне замикання є еквівалентним розриву кола.

Таким чином, **другим принципом**, яким керуються під час розроблення й аналізу пристроїв на базі ОП, є **принцип віртуального замикання**, що дає змогу вважати таке:

- **входи ОП не споживають струму від кола джерела сигналу;**
- **між входами ОП має місце віртуальний нуль, тобто керувальна напруга $U_{ОП}$ в будь-якій схемі приєднання дорівнює нулю.**

14.2.2. Схеми приєднання операційних підсилювачів

Розрізняють три основні схеми приєднання операційних підсилювачів: інвертувальна, неінвертувальна й диференціальна.

Інвертувальна схема приєднання

На рис. 14.6 зображено інвертувальну схему приєднання операційного підсилювача.

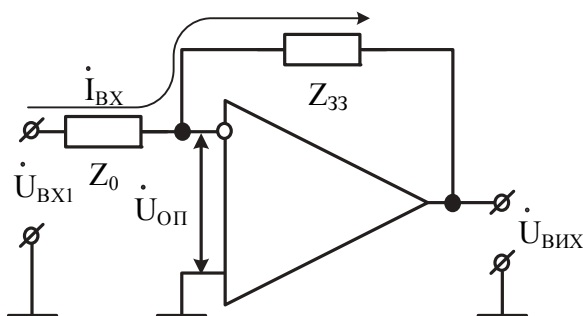


Рис. 14.6

Складемо рівняння Кірхгофа для вхідного кола:

Звідси знаходимо вираз для вхідного струму

$$\dot{U}_{\text{ВХ1}} = \dot{U}_{\text{Z}_0} + \dot{U}_{\text{ОП}} = \dot{I}_{\text{ВХ}} Z_0 + 0 = \dot{I}_{\text{ВХ}} Z_0.$$

Звідси знаходимо вираз для вхідного струму

$$\dot{I}_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} / Z_0. \quad (14.2)$$

З рівняння

$$\dot{U}_{\text{оп}} = \dot{U}_{Z_{33}} + \dot{U}_{\text{вих}} = \dot{I}_{\text{вх}} Z_{33} + \dot{U}_{\text{вих}},$$

поклавши $\dot{U}_{\text{оп}} = 0$, з урахуванням виразу для $\dot{I}_{\text{вх}}$ маємо формулу

$$\dot{U}_{\text{вих}} = -\dot{U}_{Z_{33}} = -\dot{I}_{\text{вх}} Z_{33} = -\dot{U}_{\text{вх1}} Z_{33}/Z_0. \quad (14.3)$$

Коефіцієнт передання схеми з інвертувальним приєднанням ОП знаходимо із (14.3):

$$\dot{K} = \dot{U}_{\text{вих}}/\dot{U}_{\text{вх1}} = -Z_{33}/Z_0. \quad (14.4)$$

Неінвертувальна схема приєднання

Неінвертувальну схему приєднання операційного підсилювача показано на рис. 14.7.

Очевидно, що в цій схемі напруга подається не тільки на неінвертувальний вхід, але й на інвертувальний завдяки дії зворотного зв'язку. Вихідна напруга $\dot{U}_{\text{вих}}$ розподіляється між плечима подільника, утвореного опорами Z_{33} і Z_0 , та формує на опорі Z_0 вхідну напругу

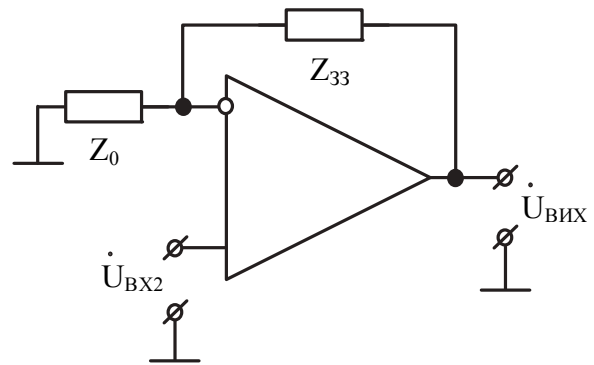


Рис. 14.7

$$\dot{U}_{\text{вх1}} = \dot{U}_{\text{вих}} Z_0 / (Z_0 + Z_{33}).$$

Скористаємося виразом для коефіцієнта підсилення операційного підсилювача, не охопленого зворотним зв'язком, і підставимо в нього отримане співвідношення для $\dot{U}_{\text{вх1}}$:

$$\dot{K}_{\text{оп}} = \dot{U}_{\text{вих}} / (\dot{U}_{\text{вх1}} - \dot{U}_{\text{вх2}}) = \dot{U}_{\text{вих}} / \left\{ \left[\dot{U}_{\text{вих}} Z_0 / (Z_0 + Z_{33}) \right] - \dot{U}_{\text{вх2}} \right\}.$$

Розв'яжемо це рівняння відносно $\dot{U}_{\text{вих}}$:

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \dot{K}_{\text{оп}} \dot{U}_{\text{вх2}} / \left\{ \left[\dot{K}_{\text{оп}} Z_0 / (Z_0 + Z_{33}) \right] - 1 \right\}.$$

Тепер можна отримати відповідь на запитання, чому дорівнює коефіцієнт передання неінвертувальної схеми приєднання ОП. Для цього достатньо поділити ліву й праву частини отриманого виразу на $\dot{U}_{\text{вх2}}$:

$$\dot{K} = \dot{K}_{\text{оп}} / \left\{ \left[\dot{K}_{\text{оп}} Z_0 / (Z_0 + Z_{33}) \right] - 1 \right\} = 1 / \left\{ \left[Z_0 / (Z_0 + Z_{33}) \right] - 1 / \dot{K}_{\text{оп}} \right\}.$$

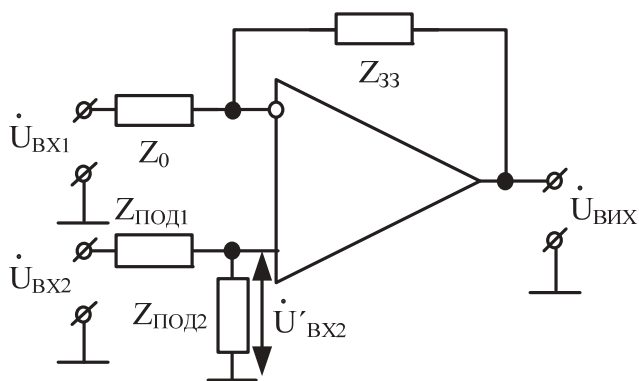
З урахуванням того, що $K_{\text{оп}} \gg 1$, остаточно маємо

$$\dot{K} = 1 + Z_{33}/Z_0. \quad (14.5)$$

Диференціальна схема приєднання

На рис. 14.8 зображено диференціальну схему приєднання операційного підсилювача.

У схемі і до інвертувального, і до неінвертувального входів ОП від джерел сигналу прикладаються напруги $\dot{U}_{ВХ1}$ і $\dot{U}_{ВХ2}$. При цьому $\dot{U}_{ВХ2}$ подається не в повному обсязі, а через подільник напруги, утворений опороми $Z_{ПОД1}$ і $Z_{ПОД2}$, тобто фактично на неінвертувальний вхід подається напруга



$\dot{U}'_{ВХ2} = \dot{U}_{ВХ2} Z_{ПОД2} / (Z_{ПОД1} + Z_{ПОД2})$.

$$\dot{U}'_{ВХ2} = \dot{U}_{ВХ2} Z_{ПОД2} / (Z_{ПОД1} + Z_{ПОД2})$$

Скориставшись принципом суперпозиції, знайдемо напругу, що формується на виході операційного підсилювача, як суму напруг, що створюються кожною схемою приєднання, з урахуванням виразів для їх коефіцієнтів передання:

Рис. 14.8

Скориставшись принципом суперпозиції, знайдемо напругу, що формується на виході операційного підсилювача, як суму напруг, що створюються кожною схемою приєднання, з урахуванням виразів для їх коефіцієнтів передання:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{ВИХ} &= \dot{U}'_{ВХ2} (1 + Z_{33}/Z_0) - \dot{U}_{ВХ1} Z_{33}/Z_0 = \\ &= \left[\dot{U}_{ВХ2} Z_{ПОД2} / (Z_{ПОД1} + Z_{ПОД2}) \right] (1 + Z_{33}/Z_0) - \dot{U}_{ВХ1} Z_{33}/Z_0. \end{aligned} \quad (14.6)$$

14.2.3. Пристрої з резистивними зворотними зв'язками

Характерною особливістю пристроїв з резистивними зворотними зв'язками є те, що будь-яка схема приєднання операційного підсилювача реалізується в них з використанням тільки активних опорів – резисторів.

Інвертувальний підсилювач

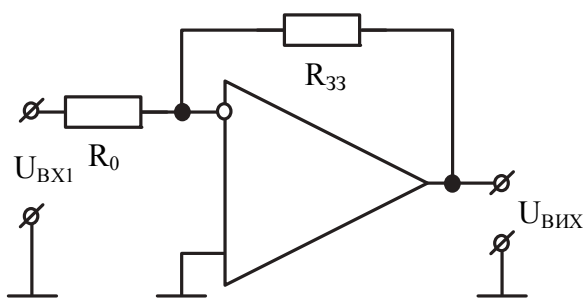


Рис. 14.9

Схема на рис. 14.9 повторює конфігурацію схеми на рис. 14.6, але опори в її петлі від'ємного зворотного зв'язку – активні.

З огляду на це зауваження вираз для коефіцієнта передання цієї схеми можна записати в такому вигляді:

$$K = -R_{33}/R_0. \quad (14.7)$$

Знак «мінус» у виразі свідчить про зміну полярності вхідного сигналу. Підбираючи і приєднуючи до схеми резистори з різними співвідношеннями номіналів, можна отримувати будь-які необхідні значення коефіцієнтів підсилення.

Поклавши $R_{33} = R_0$, отримаємо схему інвертувального повторювача, який повторює на виході тільки величину вхідної напруги, а фазу перетворює на протилежну.

Якщо резистор R_{33} виконати у вигляді потенціометра $R_{П}$ (рис. 14.10),

опір якого змінюється в межах від 0 до $R_{\Pi \max}$, то вийде схема інвертора з регульованим підсиленням. Для цієї схеми

$$U_{\text{ВИХ}} = -\rho K U_{\text{ВХ1}}, \quad (14.8)$$

де ρ – коефіцієнт зміни номінального опору потенціометра $\rho = R_{\Pi} / R_{\Pi \max}$ ($0 \leq \rho \leq 1$), а $K = R_{\Pi \max} / R_0$.

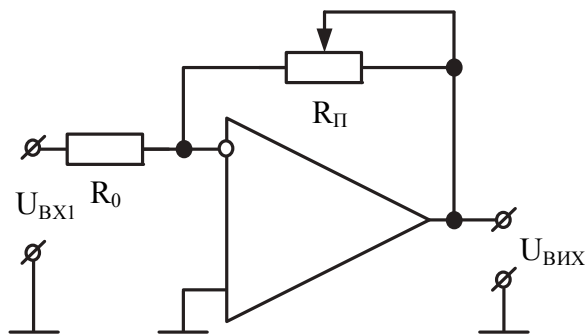


Рис. 14.10

Інвертувальний суматор

До вхідного кола замість одного резистора приєднано n резисторів: R_1, R_2, \dots, R_N (рис. 14.11). На входи подаються відповідно напруги U_1, U_2, \dots, U_N . Усі струми у вхідних колах є незалежними, тобто

$$I_1 = U_1 / R_1, I_2 = U_2 / R_2, \dots, I_N = U_N / R_N.$$

Струм $I_{\text{ВХ}}$, що проходить через резистор R_{33} , дорівнює сумі всіх струмів ($I_{\text{ВХ}} = \sum_{j=1}^N I_j$) і створює на цьому резисторі вихідну напругу

$$U_{\text{ВИХ}} = -I_{\text{ВХ}} R_{33}.$$

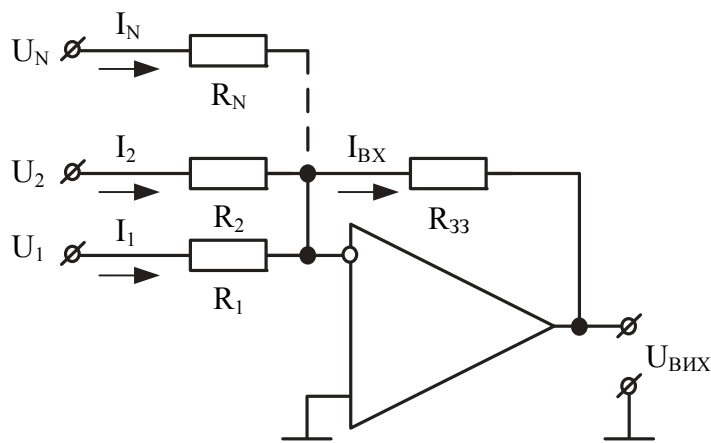


Рис. 14.11

Підбором номіналів опорів резисторів, що входять до складу суматора, можна отримати різні варіанти підсумовування.

Підсумовування з ваговими коефіцієнтами. Підставляючи в останній вираз значення струму $I_{\text{ВХ}}$, знаходимо

$$U_{\text{ВИХ}} = - \left(\frac{R_{33}}{R_1} U_1 + \frac{R_{33}}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_{33}}{R_N} U_N \right). \quad (14.9)$$

Очевидно, що вихідна напруга є сумою вхідних напруг, кожна з яких підсумовується зі своєю вагою, тобто зі своїм коефіцієнтом передання R_{33} / R_j для відповідного входу суматора.

Підсумовування з підсиленням. Якщо підібрати всі резистори у вхідних колах з однаковими опорами ($R_1 = R_2 = \dots = R_N = R$), то напруга на виході ОП буде визначатися формулою

$$U_{\text{ВИХ}} = -K (U_1 + U_2 + \dots + U_N), \quad (14.10)$$

де $K = R_{33} / R$ – коефіцієнт підсилення.

Чисте підсумовування. У разі, коли і $R_{33} = R$, тобто $K = 1$, маємо

$$U_{\text{ВИХ}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_N). \quad (14.11)$$

Обчислення середнього арифметичного. Суматор можна використувати як усереднювальний пристрій, на виході якого формується напруга, пропорційна середньому значенню всіх вхідних напруг. Для цього вхідні резистори підбирають з однаковими опорами, що дорівнюють деякому значенню R , а опір резистора в колі зворотного зв'язку – з умови $R_{33} = R/N$. Тоді вираз для вихідної напруги набуде вигляду

$$U_{\text{ВИХ}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_N)/N. \quad (14.12)$$

Неінвертувальний підсилювач

Замінивши у схемі на рис. 14.7 комплексні опори на активні, отримаємо

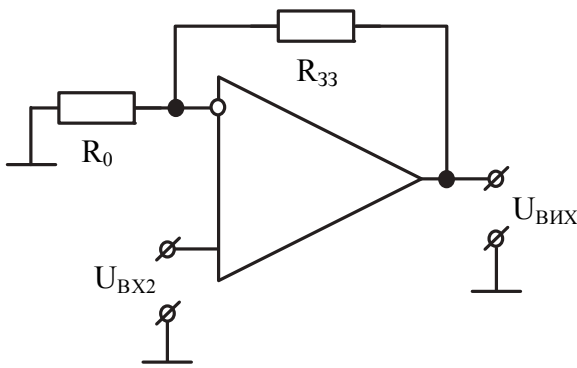


Рис. 14.12

схему неінвертувального підсилювача (рис. 14.12), коефіцієнт підсилення якого можна обчислити за формулою

$$K = 1 + R_{33}/R_0. \quad (14.13)$$

Шляхом підбору величин опорів отримують необхідні значення коефіцієнта підсилення. Слід зазначити, що в цій схемі, на відміну від схеми інвертувального підсилювача, коефіцієнт підсилення завжди є більшим від одиниці.

Напруга на виході збігається за фазою з вхідною напругою.

Повторювач напруги

На рис. 14.13 зображено повторювач напруги. За основу взято неінвертувальну схему приєднання ОП, у якій опір $R_{33} = 0$ (закорочено), а опору R_0 немає, тобто $R_0 \rightarrow \infty$ (розрив кола). При таких умовах коефіцієнт підсилення $K = 1 + R_{33}/R_0 = 1$. До цього ж висновку можна дійти шляхом безпосереднього розгляду схеми на рис. 14.13, звідки явно випливає, що $U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВХ2}}$.

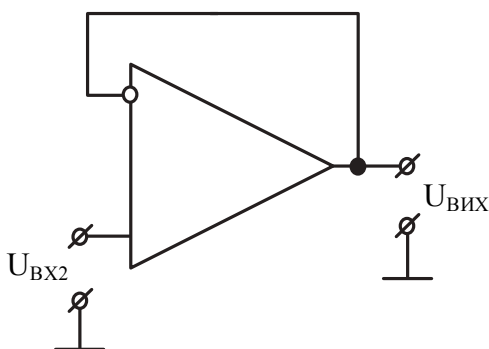


Рис. 14.13

за величиною й фазою.

Слід особливо зазначити, що такий комплексний параметр якості повторювачів (за яким здійснюють їх порівняння [14]), як відношення вхідного опору до вихідного опору, у схемі повторювача на ОП є надзвичайно високим.

Неінвертувальний суматор

Схему неінвертувального суматора зображено на рис. 14.14. У цій схемі підсумовування вхідних напруг відбувається вже на вході, а далі ця сума підсилюється в $K = 1 + R_{33}/R_0$ разів. Вхідні напруги U_1, U_2, \dots, U_N подаються через резистори R_1, R_2, \dots, R_N на неінвертувальний вхід ОП. Струм кожної гілки може бути розрахований з використанням такого співвідношення:

$$(U_J - U_{\text{ВХ2}})/R_J = (U_J - U_{\text{ВХ2}})G_J.$$

Сума ж усіх струмів згідно з розглянутим раніше другим принципом синтезу й аналізу схем на ОП має дорівнювати нулю. Це дає можливість записати рівняння

$$\sum_{J=1}^N (U_J - U_{\text{ВХ2}})G_J = 0,$$

розв'язавши яке відносно $U_{\text{ВХ2}}$, маємо

$$U_{\text{ВХ2}} = \left(\sum_{J=1}^N U_J G_J \right) / \sum_{J=1}^N G_J.$$

На вході відбулося підсумовування напруг, що створюються джерелами сигналів, з ваговими коефіцієнтами $G_J / \sum_{J=1}^N G_J$.

Якщо вибрати всі вхідні опори однаковими ($R_1 = R_2 = \dots = R_N = R$), то $U_{\text{ВХ2}} = (U_1 + U_2 + \dots + U_N)/N$.

Вхідна напруга тепер дорівнює середньому значенню вхідної напруги, а вихідна напруга

$$U_{\text{ВИХ}} = \left(1 + \frac{R_{33}}{R_0} \right) (U_1 + U_2 + \dots + U_N) / N. \quad (14.14)$$

Таким чином, відбулося підсумовування з підсиленням, причому коефіцієнт підсилення задається співвідношенням $(R_0 + R_{33})/NR_0$.

Крім того, якщо підібрати $R_0 = R$, а $R_{33} = (N-1)R$, то станеться *чисте підсумовування*, оскільки $U_{\text{ВИХ}} = U_1 + U_2 + \dots + U_N$.

Диференціальний підсилювач (віднімач)

Типову схему диференціального (різницевого) підсилювача показано на рис. 14.15. Її отримано шляхом заміни комплексних опорів у схемі на

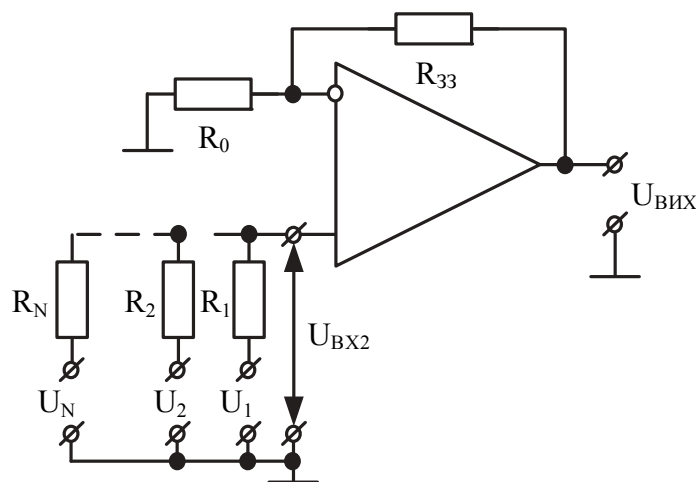


Рис. 14.14

рис. 14.8 на активні опори. У цьому випадку вираз для вихідної напруги можна записати в такому вигляді:

$$U_{\text{ВИХ}} = \left[U_{\text{ВХ2}} R_{\text{ПОД2}} / (R_{\text{ПОД1}} + R_{\text{ПОД2}}) \right] (1 + R_{33}/R_0) - U_{\text{ВХ1}} R_{33}/R_0. \quad (14.15)$$

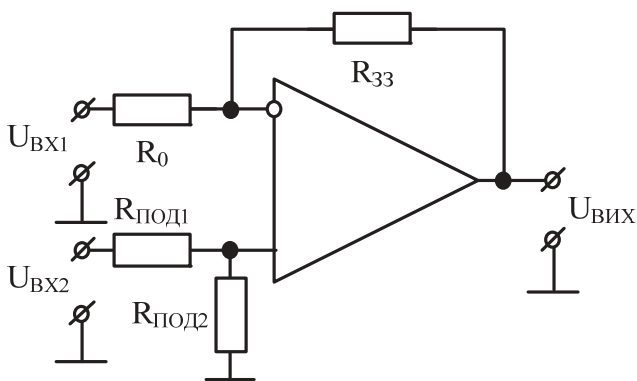


Рис. 14.15

Підбором величин опорів резисторів забезпечують два режими роботи цієї схеми.

При виборі всіх опорів однаковими, що дорівнюють деякому значенню R , схема здійснює операцію віднімання, напруга на її виході визначається формулою

$$U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}. \quad (14.16)$$

Якщо ж вибрати опори резисторів R_0 і $R_{\text{ПОД1}}$ такими, що дорівнюють

R , а опори R_{33} і $R_{\text{ПОД2}}$ такими, що дорівнюють KR , то напруга на виході буде визначатися виразом

$$U_{\text{ВИХ}} = K(U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}), \quad (14.17)$$

тобто здійснюється віднімання з підсиленням різницевої напруги в K разів.

14.2.4. Пристрої з нелінійними зворотними зв'язками

Особливістю пристроїв, що описуються в цьому підрозділі, є те, що до кола зворотного зв'язку, що охоплює ОП, вводяться нелінійні елементи – різні напівпровідникові прилади, які при виконанні кількох умов можна вважати лінійними. Ключовою при цьому є залежність струму від напруги їх р-п-переходу. Струм, що проходить через р-п-перехід, зв'язаний з напругою на ньому такою залежністю (в області мікрострумів):

$$i_{\text{д}} \approx i_{\text{с}} \exp(u_{\text{д}}/\varphi_{\text{Т}}), \quad (14.18)$$

де $i_{\text{с}}$ – зворотний струм насичення; $\varphi_{\text{Т}}$ – тепловий потенціал, який при кімнатній температурі ($\approx 300 \text{ K}$) дорівнює 25 мВ.

Рівність можна вважати досить точною, оскільки зазвичай виконується співвідношення $u_{\text{д}} > (3...4)\varphi_{\text{Т}}$, тобто $\exp(u_{\text{д}}/\varphi_{\text{Т}}) \gg 1$.

Логарифмічні підсилювачі

На рис. 14.16 зображено схему логарифмічного підсилювача, виконаного за інвертувальною схемою з використанням напівпровідникового діода замість резистора R_{33} .

Злогарифмувавши рівність (14.18), отримуємо

$$u_{\text{д}} \approx \varphi_{\text{Т}} \ln(i_{\text{д}}/i_{\text{с}}). \quad (14.19)$$

Струм через опір R_0 , що є також і струмом через діод, визначається формулою

$$i_D = U_{BX1} / R_0. \quad (14.20)$$

Підставляючи (14.20) у (14.19) і враховуючи (14.3), знаходимо напругу на виході

$$\begin{aligned} U_{ВИХ} &= -U_D \approx -\varphi_T \ln(U_{BX1} / i_S R_0) = \\ &= -\varphi_T \ln U_{BX1} + \varphi_T \ln(i_S R_0). \end{aligned} \quad (14.21)$$

З виразу випливає, що логарифмування виконано з похибкою, обумовленою зворотним струмом насичення i_S .

Очевидно, що для забезпечення роботи діода в області мікрострумів необхідно вибирати великий опір резистора R_0 (при малій вхідній напрузі). Вхідний струм неідеального ОП має бути принаймні на порядок менше мінімального струму, що проходить через діод.

На практиці для розширення динамічного діапазону роботи в логарифмічних підсилювачах використовують р-п-переходи (база – емітер) транзисторів.

У схемі логарифмічного підсилювача на рис. 14.17 базу приєднано до колектора транзистора VT1, унаслідок чого транзистор працює в режимі діода. Діапазон роботи підсилювача становить дев'ять декад ($I_{BX} = 10^{-12} \dots 10^{-3} \text{ A}$).

У цьому випадку уточнений вираз для передатної функції, отриманий з урахуванням параметрів транзистора й виразу (14.21), має такий вигляд [17]:

$$U_{ВИХ} = \varphi_T [\ln(i_K / i_S) - \ln \alpha] + i_K r_B, \quad (14.22)$$

де α – коефіцієнт підсилення емітерного струму транзистора;

r_B – опір бази транзистора (зазвичай чим більше i_S , тим більше r_B);

$$i_K = \alpha i_S [\exp(U_{BE} / \varphi_T) - 1] = I_{BX} = U_{BX1} / R_0. \quad (14.23)$$

Вираз (14.23) можна використовувати для розрахунку опору резистора R_0 , а з (14.22) випливає, що при здійсненні операції логарифмування з використанням цієї схеми виникає ще одна похибка, обумовлена опором бази r_B .

У процесі роботи опір транзистора змінюється в широких межах, що приводить до значних змін коефіцієнта підсилення схеми. Тому для запобігання самозбудженню вводиться ємність C_K (рис. 14.18). Крім того, при

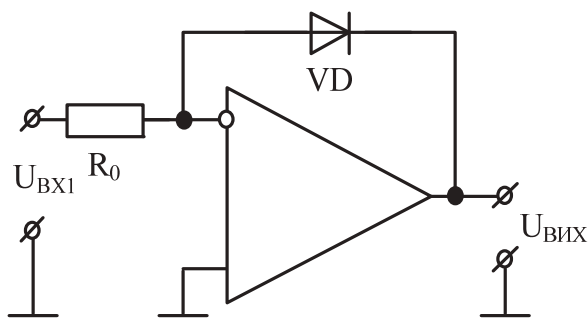


Рис. 14.16

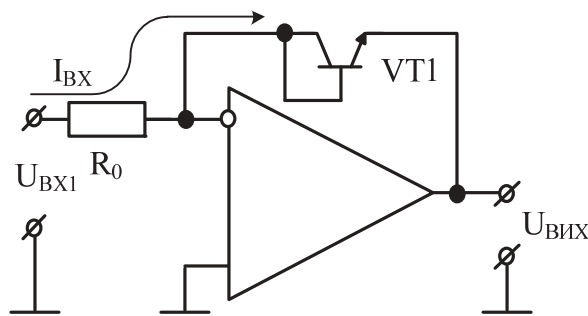


Рис. 14.17

мінімальному опорі транзистора може виникнути перевантаження ОП за струмом. Для обмеження вихідного струму послідовно з транзистором приєднують резистор R_B , опір якого вибирається в діапазоні

$$\frac{U_{\text{ОПВІХ}}^{\text{max}}}{I_{\text{ОПВІХ}}^{\text{max}}} > R_B > \frac{U_{\text{ОПВІХ}}^{\text{max}}}{I_E + I_H}, \quad (14.24)$$

де I_H і I_E – струми в навантаженні й емітері транзистора відповідно.

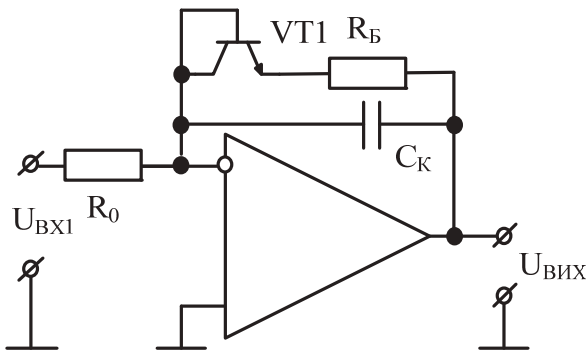


Рис. 14.18

Діод-транзисторна схема на рис. 14.19 може працювати з різнополярними вхідними сигналами. Передатна функція з урахуванням параметрів транзистора описується виразом, аналогічним (14.21) [17]:

$$U_{\text{ВІХ}} = \varphi_T \left\{ \ln(i_K/i_S) - \ln \alpha [1 + (1/\beta)] \right\}, \quad (14.25)$$

де β – коефіцієнт підсилення базового струму транзистора;

$$i_K = \alpha i_S (1 + 1/\beta) \exp(U_{\text{BE}} / \varphi_T - 1) = I_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ1}} / R_0. \quad (14.26)$$

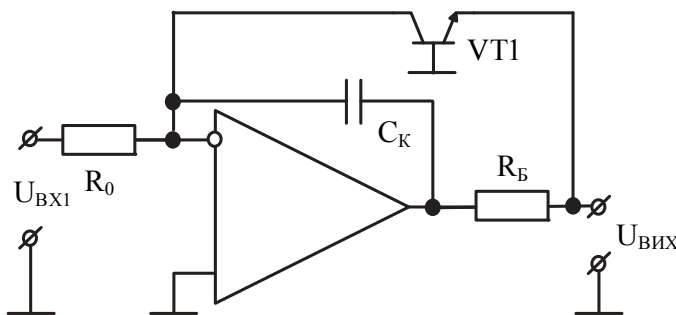


Рис. 14.19

Для розрахунку номіналу вхідного резистора можна скористатися виразом (14.26).

Діапазон роботи схеми залежить від величини β . У зв'язку зі зменшенням β при зменшенні струму i_K діапазон роботи порівняно з попередньою схемою зменшується й

становить тільки сім декад ($I_{\text{ВХ}} = 10^{-9} \dots 10^{-3} \text{ A}$).

Практичні схеми логарифмічних підсилювачів через необхідність забезпечення їх температурної стабільності і зменшення похибок, обумовлених опором бази транзистора r_B і зворотним струмом насичення i_S , ускладнюються.

На рис. 14.20 зображено схему, у якій для компенсації похибки, обумовленої опором r_B , на базу транзистора через подільник подається частина вхідної напруги, яка формується на резисторі R_2 – нижньому плечі подільника, утвореного резисторами R_1 і R_2 :

$$U'_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} R_2 / (R_1 + R_2). \quad (14.27)$$

Вихідна напруга і вхідна напруга, що надходить на вихід з резистора R_2 , є протифазними, оскільки використано інвертувальну схему приєднання. Якщо вираз (14.27) підставити в (14.21), то отримаємо

$$U_{\text{ВИХ}} = \varphi_T \left[\ln(i_K/i_S) - \ln \alpha \right] - \left[R_2 / (R_1 + R_2) - r_B / R_0 \right] U_{\text{ВХІ}}. \quad (14.28)$$

Підбираючи резистори R_0 , R_1 і R_2 , добиваються виконання рівності $R_2 / (R_1 + R_2) = r_B / R_0$, що дає змогу частково компенсувати похибку, обумовлену опором r_B .

Для компенсації зворотних струмів насичення логарифмічні підсилювачі зазвичай будують з використанням пари ідентичних транзисторів (рис. 14.21). Напряга на виході схеми дорівнює різниці напруг переходів база – емітер транзисторів VT1 і VT2. Щоб знайти цю різницю, необхідно застосувати операцію логарифмування до виразу для колекторних струмів транзисторів і розв'язати їх відносно напруг переходів база – емітер кожного транзистора:

$$u_{\text{BE}_{\text{VT1}}} = \varphi_T (\ln i_{K1} - \ln i_S), \quad u_{\text{BE}_{\text{VT2}}} = \varphi_T (\ln i_{K2} - \ln i_S).$$

Передатна функція набуде вигляду

$$U_{\text{ВИХ}} = \Delta u_{\text{BE}} = u_{\text{BE1}} - u_{\text{BE2}} = \varphi \ln(i_{K1}/i_{K2}) = \varphi \ln \left[(U_{\text{ВХІ}}/E_{\text{ОП}}) (R/R_0) \right], \quad (14.29)$$

де $E_{\text{ОП}}$ – стабілізована опорна напруга.

Крім зазначених на схемі елементів реальна схема має містити коригувальний конденсатор C_K і обмежувальний опір R_B , які зображено на рис. 14.21 пунктирними лініями.

Антилогарифмічні підсилювачі

Антилогарифмічні підсилювачі виконують операцію, обернену до логарифмування, і формуються шляхом заміни резистора R_0 на діод в інвертувальній схемі приєднання (рис. 14.22).

Напряга на діоді дорівнює вхідній напрузі. Струм, що проходить через діод, визначається рівністю (14.17), звідки знаходимо напругу на виході:

$$U_{\text{ВИХ}} = -i_D R_{33} \approx -i_S R_{33} \exp(U_{\text{ВХІ}}/\varphi_T). \quad (14.30)$$

На рис. 14.23 і 14.24 зображено схеми антилогарифмічних підсилювачів

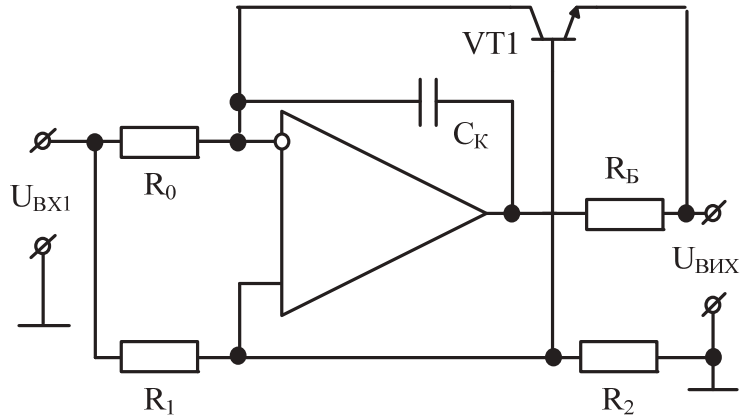


Рис. 14.20

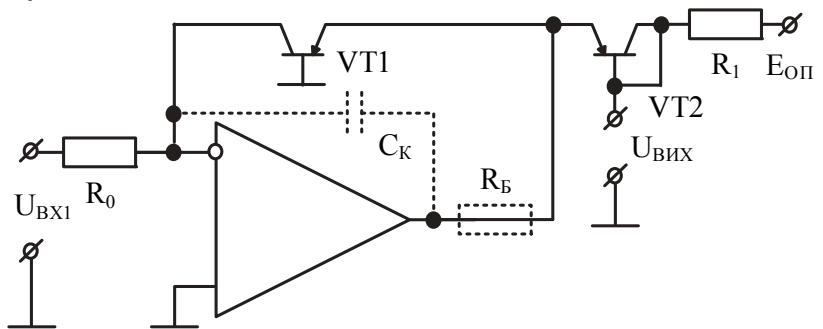


Рис. 14.21

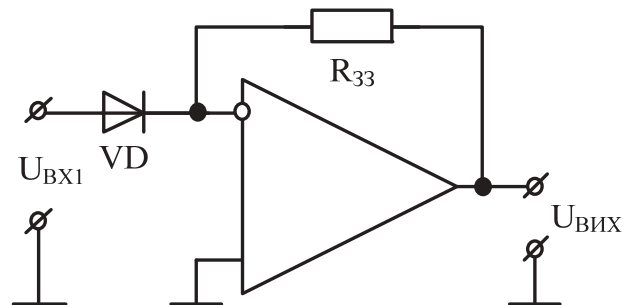


Рис. 14.22

чів, побудованих на транзисторах, у яких використовується р-п-перехід база – емітер. Їх передатні характеристики описуються виразом (14.30).

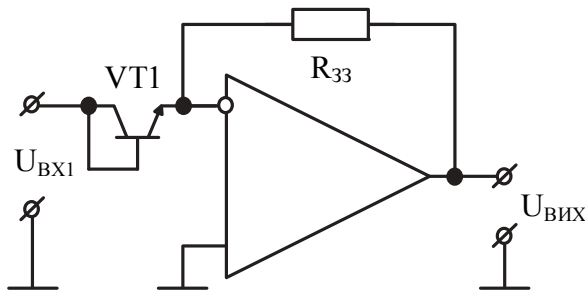


Рис. 14.23

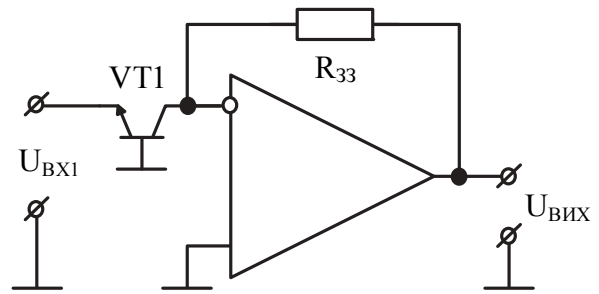


Рис. 14.24

Помножувачі на основі логарифмічних підсилювачів

Застосування логарифмічних та антилогарифмічних схем дає змогу побудувати прості аналогові помножувачі й подільники.

Алгоритм роботи помножувачів зводиться до логарифмування вхідних сигналів за допомогою логарифмічних підсилювачів, підсумовування результатів логарифмування. Сума логарифмів від декількох напруг дорівнює логарифму добутку цих напруг. Обернену операцію – знаходження добутку за логарифмом – здійснюють за допомогою антилогарифмічної схеми.

На рис. 14.25 показано схему помножувача, у якій використовуються два логарифмічних підсилювачі, побудовані відповідно на DA1 і DA2, суматор на DA3 і антилогарифмічний підсилювач на DA4.

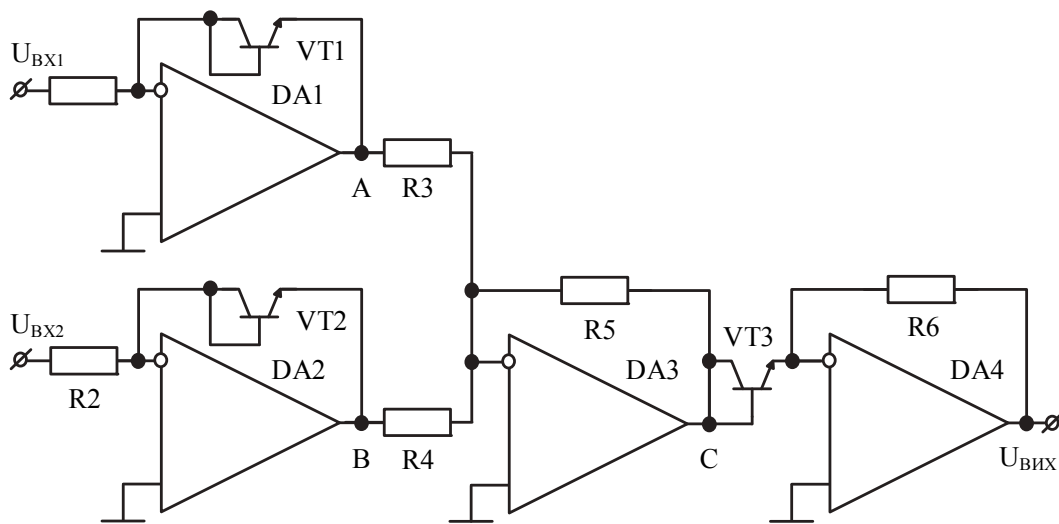


Рис. 14.25

Напруги в точках А, В, С схеми можна записати у такому вигляді:

$$U_A = \ln U_{ВХ1}, \quad U_B = \ln U_{ВХ2}, \quad U_C = \ln U_{ВХ1} + \ln U_{ВХ2} = \ln(U_{ВХ1} U_{ВХ2}).$$

З урахуванням цих виразів вихідну напругу можна подати як

$$U_{ВІХ} = e^{U_C} = U_{ВХ1} U_{ВХ2},$$

що повністю відповідає вирішенню поставленого завдання.

ВИСНОВКИ

У сучасній аналоговій схемотехніці найбільшого використання набули схеми приєднання транзисторів зі спільним емітером і спільним колектором (емітерний повторювач). Перша схема має найбільший коефіцієнт підсилення за напругою, тому застосовується як основний підсилювальний каскад, друга – найбільший вхідний опір і найменший вихідний опір, тому застосовується у вхідних і вихідних каскадах багатокаскадних підсилювачів, а також для міжкаскадного узгодження.

При проектуванні аналогових підсилювачів дуже важливим є питання забезпечення стабільності режимів їх роботи, зокрема при змінненні температури, що вирішується шляхом застосування кіл термокомпенсації й термостабілізації.

Найбільш ефективними способами підвищення коефіцієнта підсилення є використання як активного елемента складених транзисторів, застосування активного навантаження у вигляді ГСС, а також багатокаскадних підсилювачів з використанням емітерних повторювачів як буферних каскадів між основними підсилювальними каскадами за ССЕ.

Для розширення смуги пропускання підсилювача також застосовують чергування каскадів за ССЕ і ССК. Цей спосіб дає змогу якнайменше впливати на супутні змінення коефіцієнта підсилення.

Найпростішим способом узгодження за постійним струмом є використання розділового конденсатора, але цей спосіб призводить до спотворення частотних характеристик підсилювача, а також не може застосовуватися у підсилювачах постійного струму. Тому найчастіше використовується більш складний потенціометричний спосіб міжкаскадного узгодження, а для узгодження з джерелом сигналу й навантаженням – мостові схеми.

Вихідний каскад підсилювача краще за все будувати за двотактною схемою на комплементарних транзисторах (з різною провідністю), що дає змогу забезпечити найкраще узгодження з навантаженням і найменші нелінійні спотворення вихідного сигналу.

Сьогодні серед аналогових пристроїв найбільшої популярності набули операційні підсилювачі. Завдяки тому, що їх основою є диференціальний каскад, ці підсилювачі можна використовувати для підсилення як сигналів звукової частоти, так і сигналів постійного струму. Наявність у схемі ОП одразу декількох каскадів забезпечує дуже високий коефіцієнт підсилення, великий вхідний і малий вихідний опори. А можливість простого керування характеристиками й виконуваними функціями лише шляхом змінення конфігурації вхідного кола й кола зворотного зв'язку обумовлює дуже широку область застосування цього підсилювача.

БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. Головин, О. В. Электронные усилители / О. В. Головин, А. А. Кубицкий. – М. : Радио и связь, 1983. – 320 с.
2. Манаев, Е. И. Основы радиоэлектроники : учеб. пособие для вузов / Е. И. Манаев. – М. : Радио и связь, 1985. – 488 с.
3. Основы теории усилительных устройств. Транзисторные усилители : учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 1 / К. Д. Абрамов, Е. С. Колесник, Ф. Ф. Колпаков, Ю. Л. Симонов. – Харьков : ХАИ, 1990. – 92 с.
4. Шульгин, К. А. Эквивалентные схемы и системы параметров полупроводниковых триодов / К. А. Шульгин. – М. : Госэнергоиздат, 1958. – 88 с.
5. Акулов, И. И. Теория и расчет основных радиотехнических схем на транзисторах / И. И. Акулов. – М. : Гос. изд-во лит-ры по вопросам связи и радио, 1963. – 454 с.
6. Симонов, Ю. Л. Схемотехника транзисторных усилителей. Резисторные усилители / Ю. Л. Симонов. – Харьков : ХАИ, 1990. – 92 с.
7. Гусев, В. Г. Электроника : учеб. пособие для вузов / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. – М. : Высш. шк., 1982. – 495 с.
8. Мамонкин, И. Г. Усилительные устройства / И. Г. Мамонкин. – М. : Связь, 1977. – 360 с.
9. Петров, О. В. Теория и техника аналоговой обработки сигналов : учеб. пособие / О. В. Петров. – Л. : ЛИАП, 1987. – 86 с.
10. Войшвилло, Г. В. Усилительные устройства / Г. В. Войшвилло. – М. : Связь, 1975. – 384 с.
11. Абрамов, К. Д. Основы теории усилительных устройств. Транзисторные усилители : учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 2 / К. Д. Абрамов, Ю. Л. Симонов. – Харьков : ХАИ, 1991. – 54 с.
12. Мигулин, И. Н. Усилительные устройства на транзисторах (проектирование) / И. Н. Мигулин, М. З. Чаповский. – Киев : Техника, 1974. – 428 с.
13. Барсуков, С. Н. Элементная база радиоэлектроники. Биполярные транзисторы : учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 2 / С. Н. Барсуков, А. С. Кравчук. – Харьков : ХАИ, 2005. – 90 с.
14. Абрамов, К. Д. Основы схемотехники : учеб. пособие / К. Д. Абрамов, С. К. Абрамов. – Харьков : ХАИ, 2006. – 88 с.
15. Симонов, Ю. Л. Дифференциальные каскады приемно-усилительных устройств. Резисторные усилители : учеб. пособие / Ю. Л. Симонов. – Харьков : ХАИ, 1991. – 70 с.
16. Зернов, Н. В. Теория радиотехнических цепей / Н. В. Зернов, В. Г. Карпов. – Л. : Энергия, 1972. – 816 с.
17. Щербаков, В. И. Электронные схемы на операционных усилителях : справочник / В. И. Щербаков, Г. И. Грездов. – Киев : Техника, 1983. – 213 с.

18.Алексенко, А. Г. Микросхемотехника : учеб. пособие для вузов / А. Г. Алексенко, И. И. Шагурин ; под ред. И. П. Степаненко. – М. : Радио и связь, 1982. – 416 с.

19.Абрамов, К. Д. Схемотехника дифференциальных и выходных усилительных каскадов : учеб. пособие / К. Д. Абрамов, С. К. Абрамов. – Харьков : ХАИ, 2007. – 71 с.

20.Шило, В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре / В. Л. Шило. – М. : Сов. радио, 1974. – 312 с.

21.Фолкенберри, Л. Применения операционных усилителей и линейных ИС : пер. с англ. / Л. Фолкенберри. – М. : Мир, 1985. – 572 с.

ЗМІСТ

1. Структурна схема підсилювального пристрою	3
1.1. Джерело сигналу	3
1.2. Навантаження	4
1.3. Джерело живлення	5
1.4. Підсилювач	5
1.5. Класифікація підсилювальних пристроїв	8
2. Транзистор – лінійний чотириполюсник	9
2.1. Схеми приєднання транзистора	9
2.2. Системи g - і y -параметрів транзистора	9
2.3. Умови лінійності транзистора	12
2.4. Еквівалентна схема транзистора в лінійному режимі	17
3. Кола живлення	19
3.1. Принципова схема підсилювального каскаду	19
3.2. Динамічні характеристики каскаду та їх взаємозв'язок	19
3.3. Режими роботи підсилювальних каскадів	21
3.4. Нестабілізовані кола зміщення	22
3.5. Стабілізовані кола зміщення	24
4. Методи аналізу схем за змінним струмом	29
4.1. Метод на основі загальної теорії навантаженого чотириполюсника	29
4.2. Зворотний зв'язок у підсилювачах	33
5. Допоміжні пристрої підсилювальних каскадів	36
5.1. Схема Дарлінгтона	36
5.2. Генератор стабільного струму	38
6. Аналіз резистивного каскаду за ССЕ	41
6.1. Область середніх (нижніх) частот	42
6.2. Область верхніх частот	42
6.3. Вхідна ємність каскаду	44
7. Аналіз резистивного каскаду за ССЕ з послідовним зворотним зв'язком за струмом	45
7.1. Аналіз каскаду з опором емітерної термостабілізації	46
7.2. Аналіз каскаду з колом емітерної термостабілізації	48
8. Аналіз резистивного каскаду за схемою зі спільною базою	49
9. Аналіз резистивного каскаду за схемою зі спільним колектором	51
9.1. Коефіцієнт підсилення	53
9.2. Вхідна провідність	54
9.3. Вихідна провідність	54
9.4. Вхідна ємність	54
9.5. Верхня гранична частота	56
10. Керування властивостями підсилювального каскаду	56
10.1. Способи керування коефіцієнтом підсилення	57
10.2. Способи керування смугою пропускання каскаду	61

10.3. Способи керування вхідним опором	63
11. Узгодження в підсилювальних пристроях	65
11.1. Узгодження джерела сигналу зі входом першого каскаду	65
11.2. Узгодження виходу каскаду з навантаженням	68
11.3. Міжкаскадне узгодження.....	69
12. Диференціальний каскад	74
12.1. Особливості підсилювачів постійного струму	74
12.2. Базова схема диференціального каскаду	77
12.3. Режими роботи диференціального каскаду	78
12.4. Основні характеристики й показники роботи диференціального каскаду.....	84
12.5. Еквівалентна схема диференціального каскаду.....	87
12.6. Напрями вдосконалення базової схеми диференціального каскаду.....	88
12.7. Аналогові інтегральні помножувачі.....	94
13. Вихідні каскади.....	98
13.1. Особливості вихідних каскадів	98
13.2. Базові схеми вихідних каскадів	100
13.3. Напрями поліпшення властивостей двотактного вихідного каскаду.....	104
14. Операційні підсилювачі	108
14.1. Загальні відомості про операційні підсилювачі.....	108
14.2. Функціональні пристрої на операційних підсилювачах	111
ВИСНОВКИ	123
БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК.....	124

Навчальне видання

**Абрамов Клавдій Данилович
Абрамов Сергій Клавдійович
Абрамова Вікторія Валеріївна**

АНАЛОГОВА СХЕМОТЕХНІКА

Редактор Т. О. Іващенко

Зв. план, 2020

Підписано до друку 07.08.2020

Формат 60x84 1/16. Папір офс. № 2. Офс. друк

Ум. друк. арк. 7,1. Обл.- вид. арк. 8. Наклад 100 пр.

Замовлення 197. Ціна вільна

Видавець і виготовлювач

Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського

«Харківський авіаційний інститут»

61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17

<http://www.khai.edu>

Видавничий центр «ХАІ»

61070, Харків-70, вул. Чкалова, 17

izdat@khai.edu

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи
до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів
видавничої продукції сер. ДК № 391 від 30.03.2001