

Лекція 3 Емітерні та витокові повторювачі. Складені транзистори

3.1 Емітерні повторювачі

Коефіцієнт передавання напруги ідеального повторювача дорівнює одиниці: $K_U = 1$, тобто вихідна й вхідна напруги збігаються. Повторювачі призначені для узгодження високого опору джерела сигналу з низьким вхідним опором наступного каскаду. Це забезпечує підсилення струму і потужності при збереженні вхідної напруги. Звідси слідує, що повторювач повинен мати високий вхідний та низький вихідний опори.

На рисунку 3.1 наведена схема емітерного повторювача. Він відрізняється від підсилювача з загальним емітером лише тим, що опір навантаження R_e включений в коло емітера.

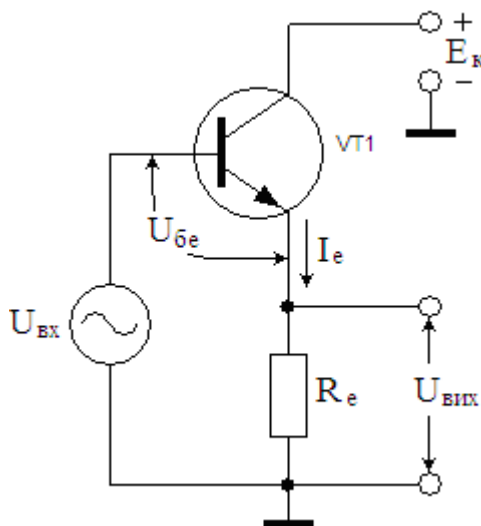


Рисунок 3.1 – Емітерний повторювач

Емітерний повторювач працює таким самим чином, як і підсилювач з загальним емітером, але співвідношення між напругами й струмами інші.

Опір R_e являється разом і навантаженням, і елементом негативного зворотного зв'язку. За законом Кірхгофа для вхідного кола маємо

$$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{бе}} + U_{\text{ВІХ}} = U_{\text{бе}} + I_e R_e, \quad (3.1)$$

звідки знаходимо напругу між базою та емітером

$$U_{\text{бе}} = U_{\text{ВХ}} - I_e R_e. \quad (3.2)$$

З формули (3.2) випливає, що вихідна напруга $U_{\text{вих}} = I_e R_e$ майже цілком віднімається від вхідної $U_{\text{вх}}$, тобто R_e здійснює послідовний негативний зворотний зв'язок, через що підвищується вхідний опір.

Знайдемо співвідношення між $U_{\text{вх}}$ та $U_{\text{вих}}$, для чого визначимо $U_{\text{бe}}$ та $U_{\text{вих}}$ через струм бази $I_{\text{б}}$:

$$U_{\text{бe}} = I_{\text{б}} h_{11e}, \quad (3.3)$$

$$h_{11e} = \frac{dU_{\text{бe}}}{dI_{\text{б}}}$$

де

- вхідний опір транзистора зі загальним емітером.

Підставляючи (3.3) у (3.1), одержуємо

$$U_{\text{вх}} = I_{\text{б}} h_{11e} + I_e R_e, \quad (3.4)$$

При $R_e \gg h_{11e}$, що завжди здійснюється вибором опору R_e , та з урахуванням співвідношення $I_{\text{б}} \ll I_e$ з формули (3.4) одержуємо

$$I_{\text{б}} h_{11e} \ll I_e R_e. \quad (3.5)$$

Оскільки $I_e R_e = U_{\text{вих}}$, то з формул (3.4) та (3.5) знаходимо:

$$U_{\text{вих}} \approx U_{\text{вх}}, \quad (3.6)$$

вихідна напруга емітерного повторювача практично дорівнює вхідній. Визначимо вхідний опір

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_e}. \quad (3.7)$$

З урахуванням (3.6) вираз (3.7) переписеться як

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вих}}}{I_e}. \quad (3.8)$$

Струм бази у $(\beta + 1)$ разів менше за струм емітера

$$I_{\text{б}} = \frac{I_e}{\beta + 1}, \quad (3.9)$$

де $\beta \gg 1$ - коефіцієнт передавання струму бази.

Підставляючи співвідношення $U_{\text{вих}} = I_e R_e$ та (3.9) у формулу (3.8), одержуємо

$$R_{\text{вх}} = (\beta + 1) R_e \approx \beta R_e, \quad (3.10)$$

вхідний опір емітерного повторювача у β разів більше опору в колі емітера.

Таким чином, емітерний повторювач являється трансформатором опорів – вхідний опір $R_{вх}$ набагато більше за опір R_e в емітерному колі.

Цей висновок разом з формулою (3.10) цілком справедливий для будь-якого транзисторного каскаду з опором R_e у колі емітера.

Принципова схема емітерного повторювача наведена на рисунку 3.2. Вона відрізняється від схеми на рисунку 3.1 лише тим, що тут живлення кола бази виконується через подільник напруги $R1, R2$. Цей подільник призначений для забезпечення напруги живлення бази.

$$U_{\delta} \approx E_k \frac{R2}{R1 + R2}. \quad (3.11)$$

У свою чергу напруга U_{δ} визначається співвідношенням

$$U_{\delta} > U_{\delta e} + 2U_{mвих} > 0,7 + 2U_{mвих}. \quad (3.12)$$

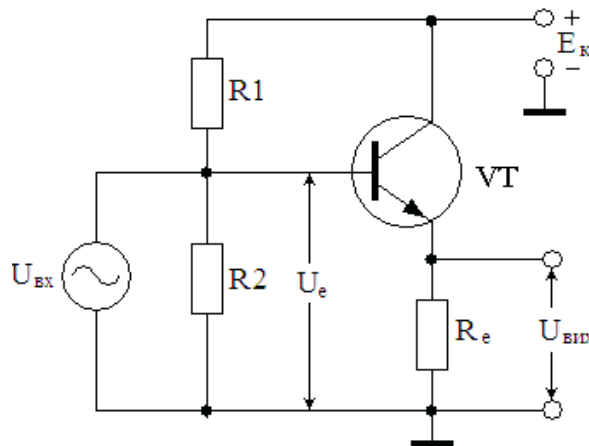


Рисунок 3.2 – Принципова схема емітерного повторювача

Розрахунок кола живлення бази слід починати з визначення опору резистора $R1$. Опір $R1$ має бути таким, щоб міг пропустити і струм бази, і струм резистора $R2$. Приймаючи рівність цих струмів, знаходимо

$$R1 = \frac{E_k - U_{\delta}}{2I_{\delta}}. \quad (3.13)$$

Тут I_{δ} та U_{δ} визначаються у відповідності з формулами (3.9) та (3.12).

Таким чином, опори $R1$ та $R2$ не можуть бути скільки завгодно великими. Саме цим наявність резисторів $R1$ та $R2$ зменшує вхідний опір повторювача, який становить

$$R_{BX} = \beta R_e \parallel R1 \parallel R2. \quad (3.14)$$

Зменшення R_{BX} резисторами $R1$ та $R2$ є суттєвим недоліком емітерного повторювача. Цей недолік значно менше відбивається в повторювачах на польових транзисторах (витоківі повторювачі).

Приклад розв'язування задач

Задача 1. Для схеми зображеної на рисунку 1 розрахуйте опір резистора R_B , якщо $E_K = 20$ В, $R_E = 1$ кОм, $U_E = 9$ В, $h_{21K} = 150$.

Розв'язування

Розрахуємо значення струму емітера в робочій точці:

$$I_{Ep} = \frac{U_E}{R_E} = 9 \text{ мА} \approx I_{Kp}.$$

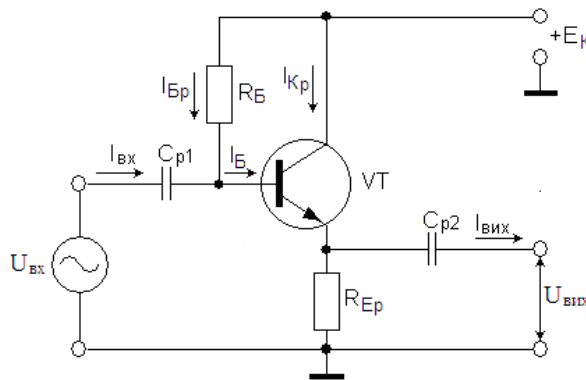


Рисунок 1 - Схема емітерного повторювача

Розрахуємо значення струму бази в робочій точці:

$$I_{Bp} = \frac{I_{Ep}}{h_{21K}} = 60 \text{ мкА}.$$

Розрахуємо напругу U_{KBp} , врахувавши, що $U_{BEp} = 0,7$ В. Тоді:

$$U_{KBp} = E_K - (U_E + U_{BEp}) = 10,3 \text{ В},$$

а опір

$$R_B = U_{KBp} / I_{Bp} \approx 171,7 \text{ кОм}.$$

Скориставшись рядом номіналів значень опорів E24, обираємо $R_B = 180$ кОм.

3.2 Витокові повторювачі

Схема витокового повторювача наведена на рисунку 3.3 Знайдемо співвідношення між $U_{\text{ВІХ}}$ та $U_{\text{ВХ}}$.

За законом Кірхгофа, враховуючи тільки сигнальні напруги та струми, маємо

$$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ЗВ}} + U_{\text{ВІХ}}. \quad (3.15)$$

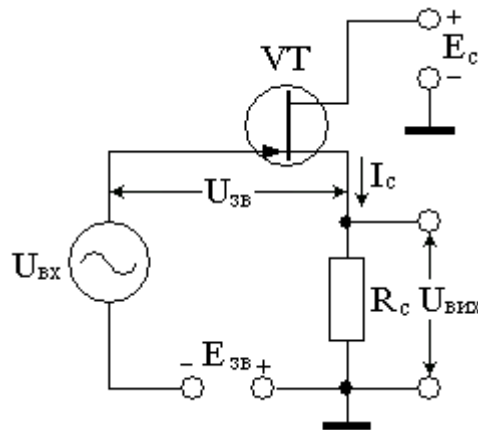


Рисунок 3.3 – Витоковий повторювач

У свою чергу вихідна напруга

$$U_{\text{ВІХ}} = I_{\text{В}} R_{\text{В}} = S U_{\text{ЗВ}} R_{\text{В}}, \quad (3.16)$$

$$S = \frac{dI_{\text{В}}}{dU_{\text{ЗВ}}}$$

де

- крутість ВАХ прямого передавання.

Вибором опору $R_{\text{В}}$ можна виконати умову

$$S U_{\text{ЗВ}} R_{\text{В}} \gg U_{\text{ЗВ}}. \quad (3.17)$$

Тоді на підставі (3.16) та (3.17) можна знехтувати $U_{\text{ЗВ}}$ у формулі (3.15) і дійти висновку, що

$$U_{\text{ВІХ}} \approx U_{\text{ВХ}} \quad (3.18)$$

Отже вихідна напруга витокового повторювача близька до вхідної. При цьому $U_{\text{ВІХ}}$ ніколи не може перевищувати $U_{\text{ВХ}}$, бо негативний зворотний зв'язок при зростанні $U_{\text{ВХ}}$ зменшує напругу між затвором та витоком:

$$U_{\text{ЗВ}} = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВІХ}}. \quad (3.19)$$

Знайдемо вхідний опір витокового повторювача

$$R_{\text{BX}} = \frac{U_{\text{BX}}}{I_{\text{BX}}}. \quad (3.20)$$

Вхідним струмом I_{BX} є струм затвора I_3 , який практично наближається до нуля, зумовлюючи високий вхідний опір R_{BX} . Через те, що вхідний опір польових транзисторів дуже великий, опір резисторів у колі живлення затвора (рис. 3.4 – 3.5) може бути набагато більше, ніж в емітерному повторювачі.

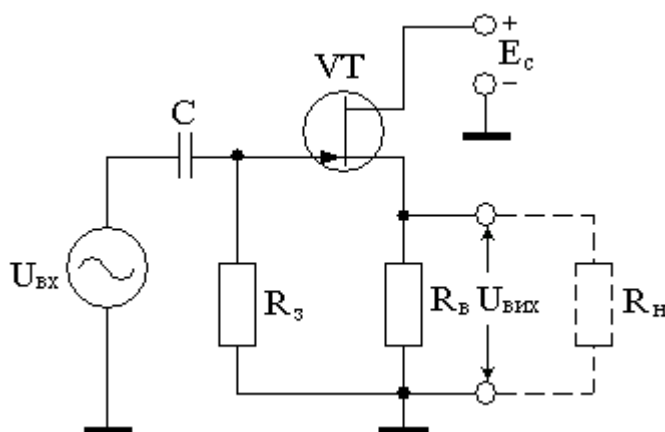


Рисунок 3.4 – Принципова схема витокового повторювача на ПТ з керуючим переходом

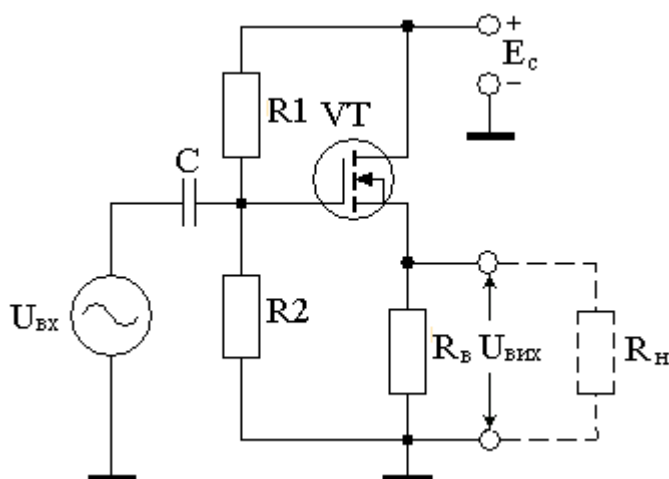


Рисунок 3.5 – Принципова схема витокового повторювача на ПТ з керуючим переходом

Вхідним опором витокового повторювача на ПТ з керуючим переходом (рис. 3.4) є R_3 , а на ПТ з ізольованим затвором (рис. 3.5) вхідний опір становить

$$R_{\text{вх}} = R1 \parallel R2. \quad (3.21)$$

Опори резисторів R_3 та $R1$ і $R2$ можуть бути відносно великими і досягати кількох МОм, через що вхідний опір витокового повторювача в цілому набагато більший за емітерний. У цьому значна перевага витокових повторювачів.

3.3 Термостабілізовані підсилювачі на біполярних транзисторах

Для здійснення термостабілізації підсилювача треба застабілізувати місцеположення робочої точки РТ, тобто зберегти струм колектора I_k при зміні температурі. На рисунку 3.6 наведена діаграма роботи вихідного кола підсилювача на біполярному транзисторі при даній температурі T_1 та при підвищеній температурі $T_2 > T_1$.

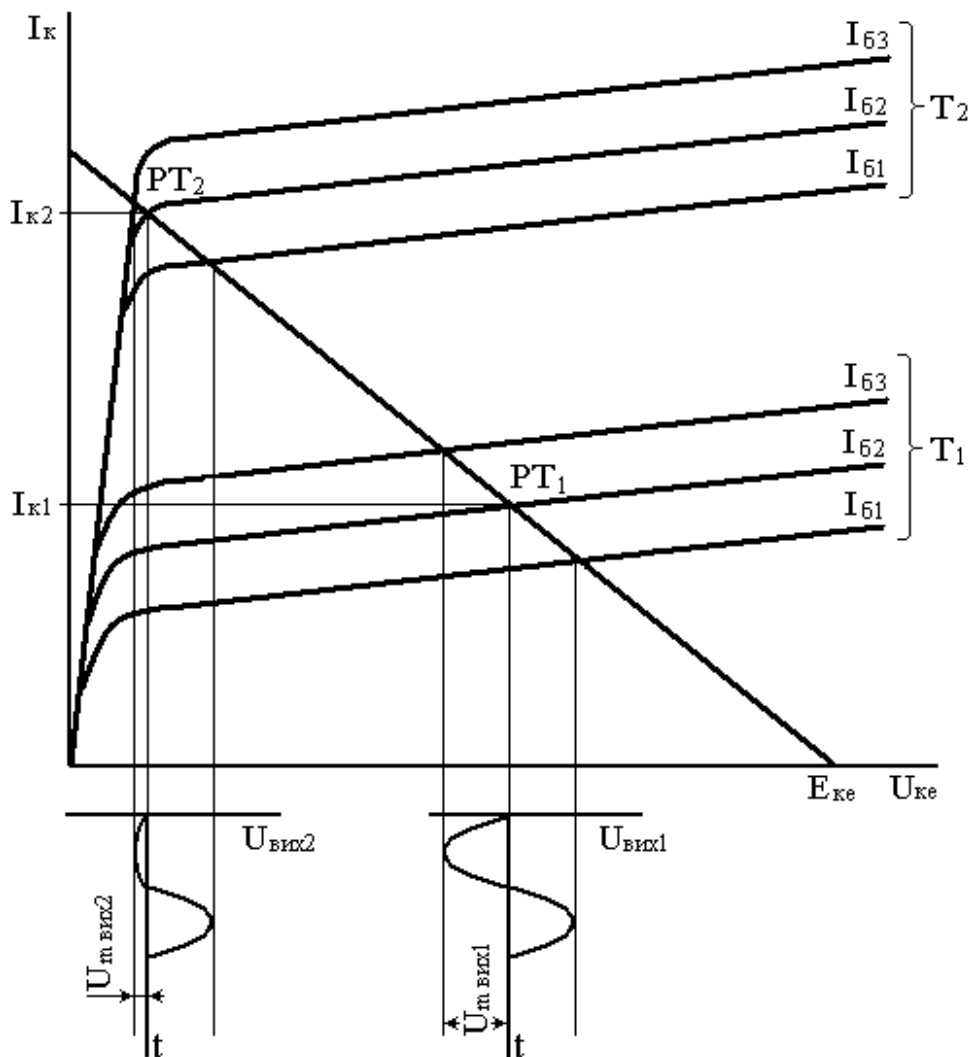


Рисунок 3.6 – Зміщення робочої точки через підвищення температури

З цього рисунку видно, що зростання температури збільшує колекторний струм від I_{K1} до I_{K2} і саме тим зміщує робочу точку від місцеположення РТ1 до РТ2. При цьому можливий перехід з активного режиму в режим насичення, в якому виникають значні нелінійні спотворення: $U_{m\text{вих}2} \neq U_{m\text{вих}1}$.

Для запобігання згаданого недоліку необхідно зберегти місцезнаходження робочої точки РТ1, що досягається стабілізацією струму колектора I_K негативним зворотним зв'язком.

Найбільшого розповсюдження знайшла схема підсилювача з емітерною стабілізацією режиму живлення транзистора (рис. 3.7). Ця стабілізація здійснюється негативним зворотним зв'язком, елементом якого є резистор R_e в емітерному колі.

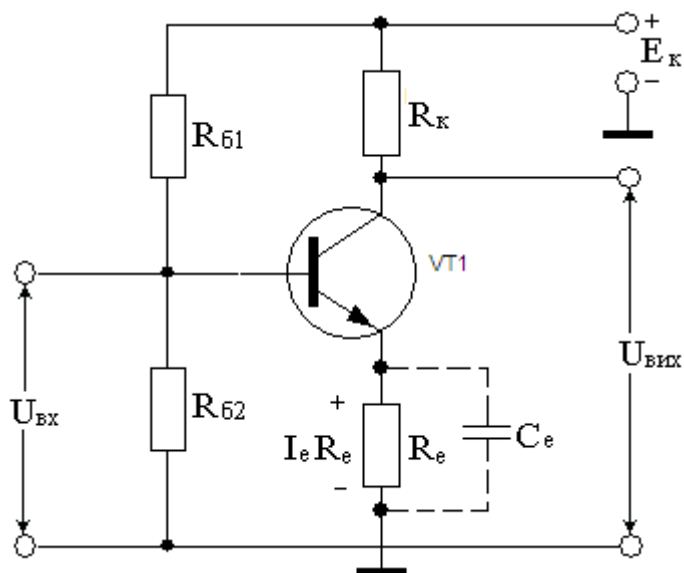


Рисунок 3.7 – Підсилювач з емітерною стабілізацією режиму живлення

Струм емітера I_e створює на резисторі R_e падіння напруги $I_e R_e$, яке прикладається до емітерного переходу в зворотному напрямі. При збільшенні температури зростає I_K , який майже дорівнює струму емітера I_e , через що підвищується падіння напруги $I_e R_e$. Воно, підзакриваючи транзистор, перешкоджає зростанню струму колектора I_K , зберігаючи місцезнаходження робочої точки РТ1.

Резистор R_e здійснює негативний зворотний зв'язок не тільки для живлення, а й для сигналу, зменшуючи саме тим коефіцієнт підсилення.

Для усунення цього недоліку резистор R_e шунтують конденсатором C_e великої ємності. Конденсатор C_e являється нескінченно великим опором для постійного струму і малим опором - для змінного струму. Тому зворотного зв'язку для сигналу практично немає, а для живлення транзистора є.

Так здійснюється термостабілізація режиму живлення без зменшення коефіцієнта підсилення.

3.4 Термостабілізовані підсилювачі на польових транзисторах

Термостабілізацію підсилювачів на польових транзисторах здійснюють застосуванням негативного зворотного зв'язку через включення резистора R_B в коло витоку (рис. 3.8).

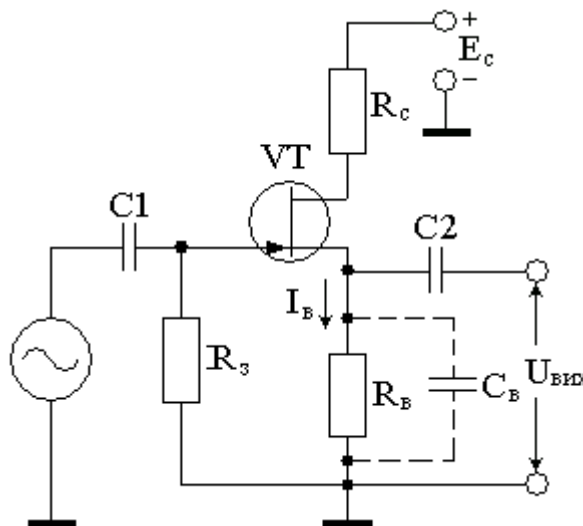


Рисунок 3.8 – Підсилювач на польовому транзисторі з керуючим переходом з витоковою стабілізацією режиму живлення

У підсилювачі на польовому транзисторі з керуючим переходом затвор живиться падінням напруги $I_B R_B$, яка є зворотною для р-п переходу в колі затвору. Таку подачу напруги до затвору називають автоматичним зміщенням. Автоматичне зміщення $I_B R_B$ є до того ж напругою негативного зворотного зв'язку. Отже, напруга між затвором та витоком становить

$$U_{зв} = -I_B R_B. \quad (3.22)$$

У підсилювачі на МОН-транзисторі (рис. 3.9) затвор живиться вихідною напругою подільника на резисторах R_1 , R_2 .

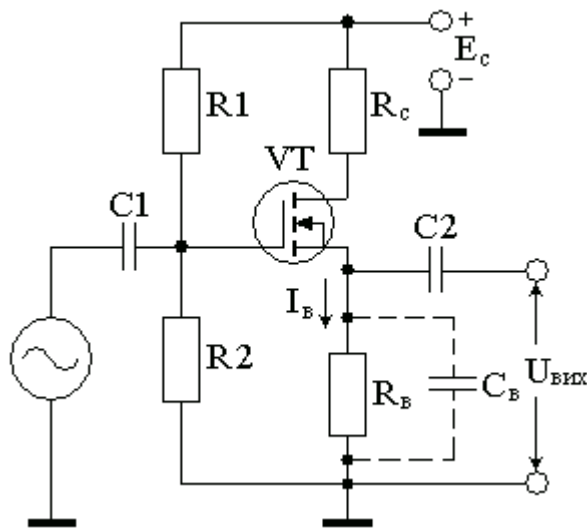


Рисунок 3.9 – Підсилювач на МОН транзисторі з витоковою стабілізацією режиму живлення

Від цієї напруги віднімається падіння $I_B R_E$, здійснюючи негативний зворотний зв'язок. Тому напруга між затвором та витоком становить

$$U_{зв} = E_c \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B R_E. \quad (3.23)$$

З підвищенням температури зростає струм стоку $I_c = I_B$. Тоді збільшиться падіння $I_B R_E$, яке зменшує напругу затвору $U_{зв}$, перешкоджаючи зростанню струму I_c . Так зберігається місцезнаходження робочої точки. Конденсатор C_E , як і в підсилювачі на біполярному транзисторі, запобігає зменшенню коефіцієнта підсилення.

3.5 Складені транзистори

В багато аналогових ІС застосовуються комбінації з декількох (зазвичай двох) транзисторів, сполучених між собою так, що їх можна розглядати як єдине ціле (складений транзистор). Складені транзистори володіють такими властивостями, які важко або неможливо отримати в транзисторах із звичайною структурою.

Серед складених транзисторів найбільше поширення має схема Дарлінгтона (рис. 3.10). Її головна особливість – виключно велика величина коефіцієнта посилення базового струму.

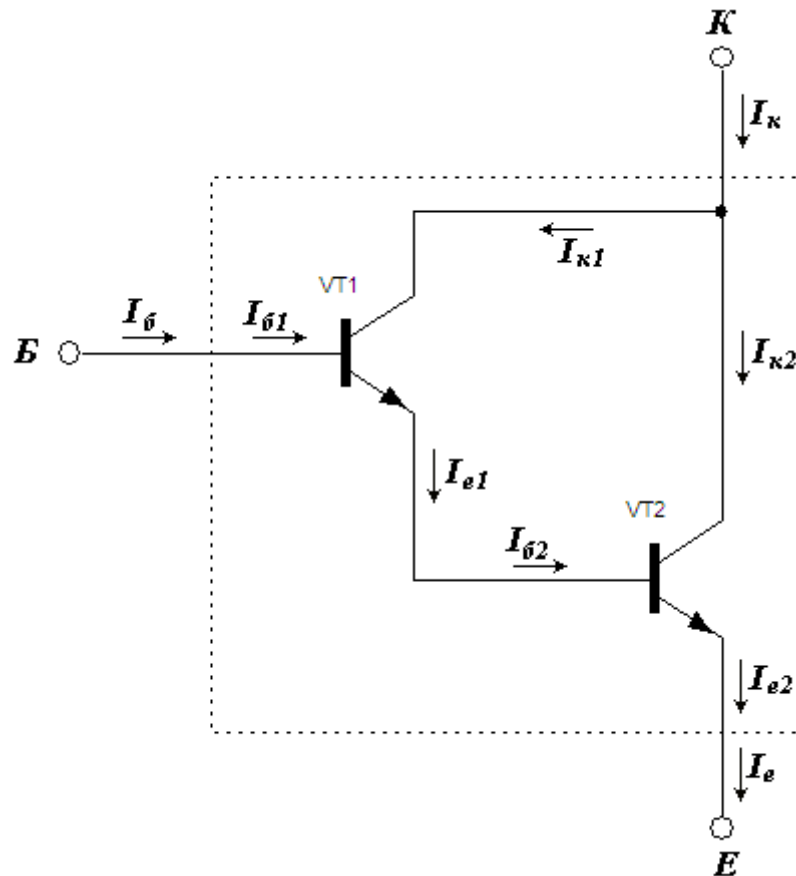


Рисунок 3.10 – Схема Дарлінгтона

З рисунку 3.10 виходить

$$I_{\epsilon 2} = I_{\epsilon 1} = (B_1 + 1)I_{\delta}; \quad (3.24)$$

$$I_{\kappa} = B_1 I_{\delta} + B_2 I_{\epsilon 2}. \quad (3.25)$$

Де B – інтегральний коефіцієнт посилення.

Підставивши (3.24) у (3.25) і враховуючі, що I_{δ} та $I_{\delta 1}$ один і той же струм ($I_{\delta} = I_{\delta 1}$), отримаємо:

$$I_{\kappa} = B_1 I_{\delta} + B_2 (B_1 + 1) I_{\delta} = B_1 I_{\delta} + B_1 B_2 I_{\delta} + B_2 I_{\delta} = I_{\delta} (B_1 + B_1 B_2 + B_2). \quad (3.26)$$

Розділивши обидві частини рівняння на I_{δ} отримаємо:

$$\frac{I_{\kappa}}{I_{\delta}} = \frac{I_{\delta}}{I_{\delta}} (B_1 + B_1 B_2 + B_2)$$

$$B = (B_1 + B_1 B_2 + B_2). \quad (3.27)$$

У всіх практичних випадках члени B_1 і B_2 в правій частині неістотні і еквівалентний коефіцієнт посилення можна записати у вигляді

$$B = B_1 B_2. \quad (3.28)$$

Якщо складові B_1 і B_2 мають значення 100 – 200, то розрахунковий коефіцієнт B складає $(1 - 4)10^4$. Приблизно таким же буде і диференціальний коефіцієнт посилення β .

Транзистори в схемі Дарлінгтона працюють при величинах емітерних струмів, які істотно відрізняються: емітерний струм I_{e2} перевищує струм I_{e1} приблизно у B_2 разів. Коефіцієнт посилення B біполярного транзистора сильно залежить від струму емітера. Якщо транзистори VT1 і VT2 однотипні, умовам оптимальності струму для обох транзисторів задовольнити неможливо. На практиці для усунення цього протиріччя як транзистор VT2 використовують структуру у вигляді паралельний включених транзисторів, однотипних з VT1, число яких приблизно дорівнює B_1 . В цьому випадку коефіцієнти посилення VT1 і структури VT2 рівні, оскільки всі транзистори працюють при однакових струмах емітера. У дискретній схемотехніці такий підхід неприйнятний, проте в інтегральній схемотехніці – це типовий прийом, який забезпечує вирівнювання струмів.

На рисунку 3.11 показана схема ще одного складеного транзистора, який можна назвати складеним р-п-р транзистором.

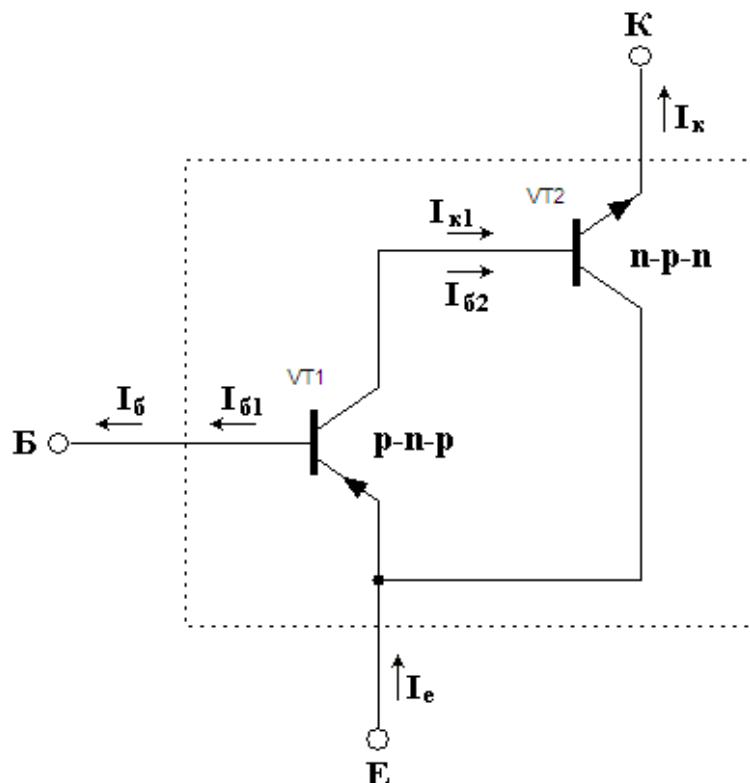


Рисунок 3.11 – Складений р-п-р транзистор

В даному випадку йдеться про з'єднанні двох транзисторів різного типу: р-п-р і п-р-п. Напрями результуючих струмів, як видно з рисунка, відповідають транзистору р-п-р-типа.

З рисунку 3.11 виходить

$$I_{\epsilon 2} = I_{\kappa 1} = B_1 I_{\epsilon 1} \quad (3.29)$$

Враховуючі, що I_{ϵ} та $I_{\epsilon 1}$ один і той же струм ($I_{\epsilon} = I_{\epsilon 1}$), отримаємо:

$$I_{\kappa} = I_{\kappa 1} + I_{\kappa 2} = B_1 I_{\epsilon 1} + B_2 I_{\epsilon 2} = B_1 I_{\epsilon 1} + B_2 (B_1 I_{\epsilon 1}) = B_1 I_{\epsilon} + B_2 B_1 I_{\epsilon} = I_{\epsilon} (B_1 + B_1 B_2)$$

Розділивши обидві частини рівняння на I_{ϵ} отримаємо:

$$\frac{I_{\kappa}}{I_{\epsilon}} = \frac{I_{\epsilon}}{I_{\epsilon}} (B_1 + B_1 B_2)$$

$$B = (B_1 + B_1 B_2). \quad (3.30)$$

Коефіцієнт посилення, практично збігається з виразом (2.53) для схеми Дарлінгтона.

Інтегральні р-п-р транзистори поступаються п-р-п транзисторам, зокрема, по коефіцієнту посилення B . В цьому відношенні складений р-п-р транзистор володіє явними перевагами, оскільки його коефіцієнт посилення перевищує коефіцієнт посилення п-р-п транзистора, який входить до складу схеми. Швидкодія складеного транзистора така ж, як у складового р-п-р транзистора, тобто гірше, ніж у п-р-п-транзистора.

3.5.1 Схема Каскод

Під каскодом розуміється схема, в якій два транзистори сполучено поспільовно так, що через них протікає один і той же струм (рис. 3.12). Таке з'єднання можна розглядати як одне ціле, тобто як варіант складеного транзистора. Коефіцієнт передачі α в такому складеному транзисторі знаходиться з наступних співвідношень:

$$I_{\kappa 2} = \alpha_2 I_{\epsilon 2} = \alpha_2 I_{\kappa 1} = \alpha_2 (\alpha_1 I_{\epsilon 1})$$

Розділивши обидві частини рівняння на $I_{\epsilon 1}$ отримаємо:

$$\frac{I_{\kappa 2}}{I_{\epsilon 1}} = \alpha_1 \alpha_2 \frac{I_{\epsilon 1}}{I_{\epsilon 1}}$$

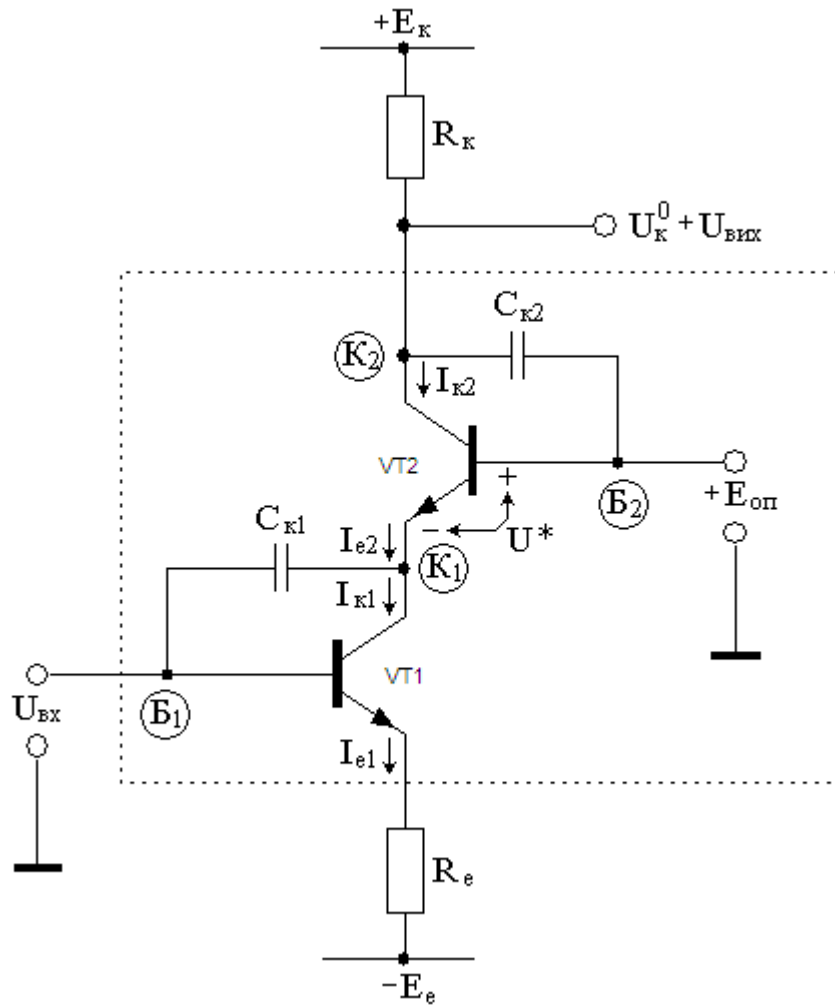


Рисунок 3.12 – Схема Каскод

$$\alpha = \alpha_1 \alpha_2 \quad (3.31)$$

Значить, коефіцієнт передачі емітерного струму при каскодному з'єднанні не набагато відрізняється від коефіцієнта передачі в одному (активному) транзисторі VT1. Звідси ясно, що і коефіцієнт посилення напруги в каскодній схемі буде практично таким же, як і в простому підсилювачі.

$$K \approx -\alpha_1 \alpha_2 \frac{R_k}{R_e}$$

Не даючи виграшу по коефіцієнту посилення (а також по вхідному і вихідному опорам), каскод має важливу перевагу в порівнянні з простим підсилювачем. Ця перевага полягає у відсутності зв'язку між точкою виходу (колектор K₂) і точкою входу (база B₁), тоді як в простому підсилювачі (рис. 3.13) вихідна і вхідна точки зв'язані через ємність C_к і опір R_к.

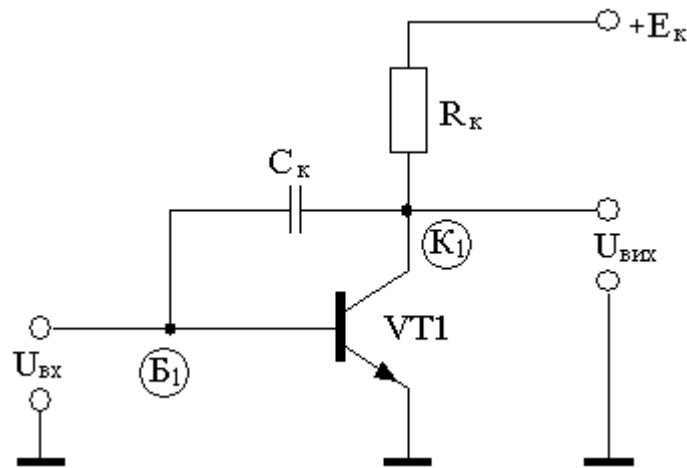


Рисунок 3.13 – Схема простого підсилювача

Такий зворотний зв'язок у ряді випадків ускладнює роботу підсилювачів. Зокрема, вона наводить до збільшення входної ємності каскаду (ефект Міллера). За наявності індуктивної складової в опорі навантаження такий зв'язок може привести до самозбудження підсилювача, тобто перетворенню його на генератор.

Причиною, по якій вихід і вхід в каскоді розв'язані один від одного, є те, що проміжна точка схеми (база B_2) знаходиться під незмінним потенціалом $E_{оп}$. Величину $E_{оп}$ можна вважати напругою живлення для транзистора VT1. В такому разі навантаженням цього транзистора є дуже малий опір емітерного переходу r_{e2} . Значить, транзистор VT1 працює практично в режимі короткого замикання колекторного кола. Відповідно його коефіцієнт посилення близький до нуля, ефект Міллера відсутній і входна ємність дорівнює прохідній ємності C_{K1} .

Вихідна напруга каскоду викликає протікання струму через ємність C_{K2} . Проте цей струм замикається «на землю» через джерело постійного зсуву $E_{оп}$ і не потрапляє в колекторне коло транзистора VT1. Тому між виходом і входом каскоду відсутній зворотний зв'язок, а значить, небезпека самозбудження усувається або принаймні істотно зменшується. Завдяки такій особливості каскод знаходить широке застосування в резонансних (контурних) підсилювачах.

3.6 Підсилювачі постійного струму на біполярних транзисторах

Підсилювачі постійного струму (ППС) призначені для посилення сигналів, які повільно змінюються в часі, тобто сигналів, еквівалентна частота яких наближається до нуля. Тому ППС повинні мати амплітудно-частотну характеристику.

В підсилювачах постійного струму виникають специфічні труднощі:

1) пов'язані з відділенням корисного сигналу від постійних складових напруги й струму, тому що в ППС використовуються тільки безпосередні міжкаскадні зв'язки;

2) пов'язані із дрейфом нуля появи сигналу на виході підсилювача за рахунок різних дестабілізуючих факторів при відсутності сигналу на вході.

В підсилювачах постійного струму відділення постійних складових напруги, як правило, здійснюється компенсаційним методом. Найпростіший ППС (рис. 3.14) складається з звичайного підсилювального каскаду на біполярному транзисторі за схемою з загальним емітером.

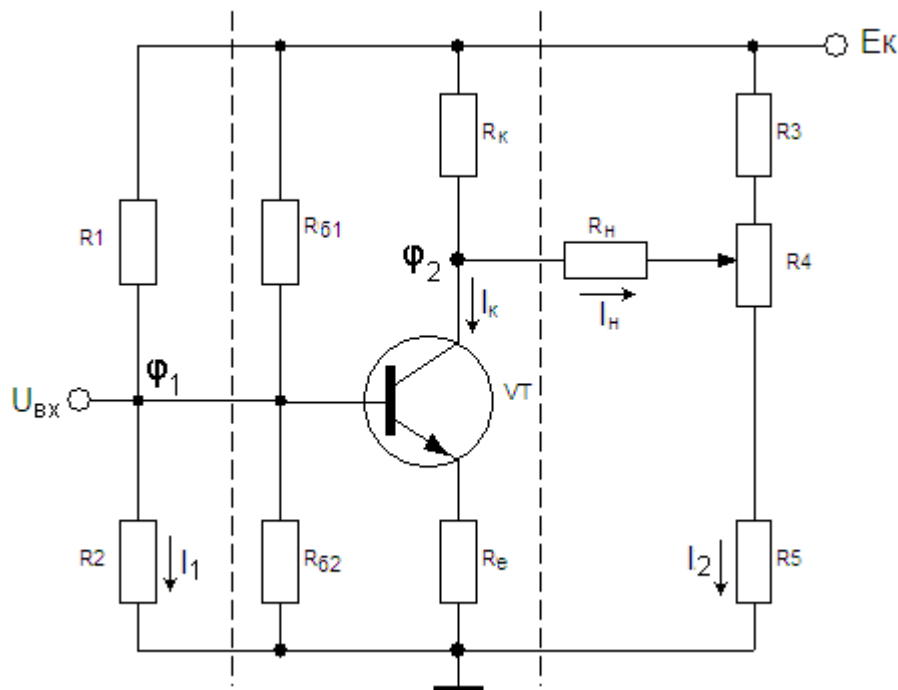


Рисунок 3.14 - Підсилювач постійного струму

У цього підсилювального каскаду відсутній конденсатор у колі емітера, що приводить до зниження коефіцієнта підсилення через виникнення негати-

вного зворотного зв'язку, не забезпечується більша смуга пропускання. На відміну від підсилювачів з ємнісним зв'язком у розглянутому ППС навантажувальний резистор включений між колектором транзистора і середньою точкою дільника R_3, R_4 , а вхідна напруга прикладена між базою транзистора і середньою точкою дільника R_1, R_2 . Потенціали середніх точок дільників такі, що під час відсутності вхідної напруги ($U_{вх} = 0$) $\phi_б = \phi_1$ і $\phi_к = \phi_2$, внаслідок чого відсутній як струм у вхідному колі, так і струм у навантажувальному резисторі ($I_н = 0$). При подачі вхідного сигналу з'являється струм у вхідному колі, змінюються базовий і колекторний струми транзистора, що приводить до зміни напруги на колекторі транзистора й появи струму $I_н$. Потенційна діаграма підсилювача показує, що під час відсутності вхідного сигналу $U_{вих} = 0$, при $U_{вх} < 0$, $U_{вих} > 0$, а при $U_{вх} > 0$, $U_{вих} < 0$ (рис. 3.15).

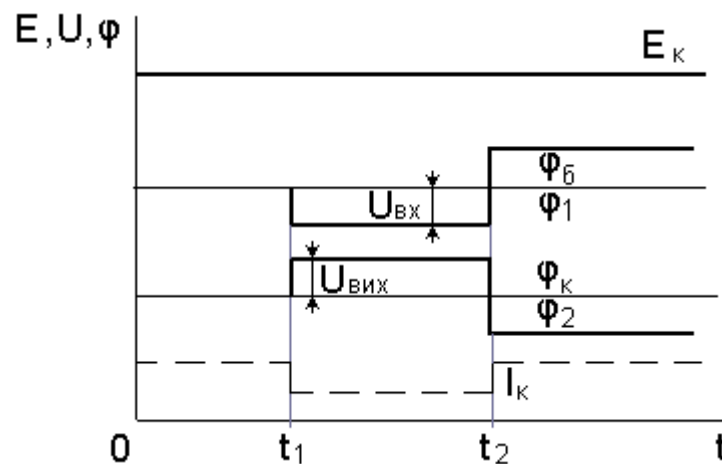


Рисунок 3.15 – Часові діаграми роботи підсилювача постійного струму

Для боротьби із дрейфом нуля приймають цілий ряд мір:

- 1) стабілізацію напруги джерела електроживлення, стабілізацію температурного режиму і тренування транзисторів;
- 2) використання диференціальних (балансних) схем ППС;
- 3) перетворення вхідної постійної напруги в змінну, посилення змінної напруги і зворотне перетворення змінної напруги в постійну на виході підсилювача.

Найбільше застосування знаходять диференціальні схеми ППС, побудовані за принципом чотирьохплечевого моста (рис. 3.16), який складається із двох резисторів R_2 , R_3 і двох транзисторів VT_1 і VT_2 .

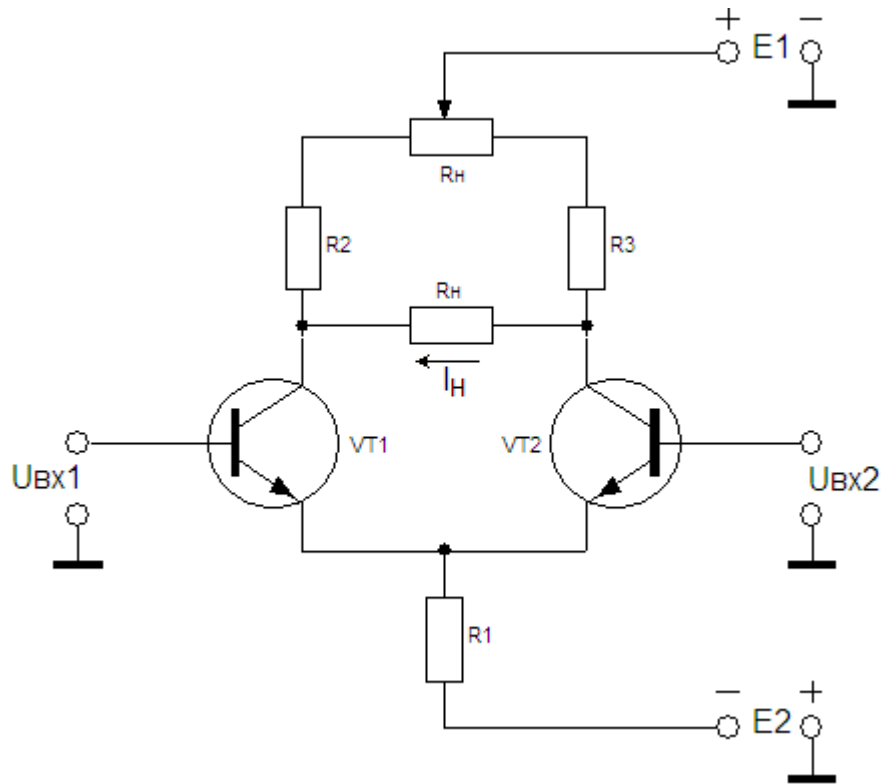


Рисунок 3.16 – Диференціальна схема підсилювача постійного струму

На одну діагональ моста подана напруга електроживлення E_1 , E_2 , а на другу – включений навантажувальний резистор R_n . Змінний резистор R_n служить для балансування каскаду (установки нуля). Переміщенням движка потенціометра домагаються нульового струму в навантажувальному резисторі R_n під час відсутності вхідного сигналу. Якщо параметри транзисторів і резисторів R_2 , R_3 ідентичні, то при зміні напруги E_1 , E_2 і зміна температури навколишнього середовища практично не будуть викликати струм в навантажувальному резисторі.

У той же час при подачі вхідної напруги на базу транзистора VT_1 змінюється його колекторний струм і напруга на його колекторі, що викликає появу напруги на навантажувальному резисторі R_n .

При ретельному підборі транзисторів дрейф нуля вдається знизити до 1...20 мкВ/С, тобто в порівнянні з не балансними підсилювачами постійного струму він може бути зменшений в 20...100 разів.