

## Лекція 4. Підсилювачі низької частоти

Характерною особливістю сучасних електронних підсилювачів є різноманіття схем, по яких вони можуть бути побудовані. Проте серед цього різноманіття можна виділити найбільш типові схеми, що містять елементи і кола, які найчастіше зустрічаються в підсилювальних пристроях незалежно від їх функціонального призначення. До таких типових підсилювальних схем слід віднести каскади підсилювачів низької частоти.

Підсилювачі електричних сигналів низької частоти на біполярних транзисторах застосовуються в багатьох галузях сучасної науки і техніки. Особливо широке використання підсилювачі мають в радіозв'язку і радіомовленні, радіолокації, радіонавігації, радіопеленгації, телебаченні, дротяній телекомунікації, техніці радіовимірів, де вони є основою побудови всієї апаратури. Окрім вказаних областей техніки, підсилювачі широко застосовуються в телемеханіці, автоматичі, рахунково-вирішальних і обчислювальних пристроях, в апаратурі ядерної фізики, хімічного аналізу, геофізичної розвідки, точного часу, медичною, музичною і в багатьох інших приладах.

Підсилювачі низької частоти (ПНЧ), призначені для підсилення гармонійних складових сигналу, який передається або сигналу, який приймається. Таку назву цей тип підсилювачів отримав на початку розвитку радіотехніки, коли по радіо передавалися лише мова, музика і телеграфні сигнали невисокої швидкості, і гармонійні складові мали низьку частоту, яка не перевищує десятка кілогерц.

Підсилювачі низької частоти характеризуються великим відношенням вищої робочої частоти до нижчої, яке лежить в межах 10...500 Гц для підсилювачів звукових частот і яке перевищує  $10^5$  для деяких типів відео-підсилювачів.

Призначення підсилювача зрештою полягає в здобутті на заданому опорі вихідного пристрою навантаження необхідної потужності підсилюваного сигналу.

## 4.1 Попередні каскади посилення

Як джерело вхідного сигналу в ПНЧ можуть використовуватися такі пристрої, як мікрофон, звукознімач, фотоелемент, термопара, детектор і тому подібне. Типи навантажень також вельми всілякі. Ними можуть бути, наприклад, гучномовець, вимірювальний прилад, подальший підсилювач, осцилограф, реле.

Більшість з перерахованих вище джерел вхідного сигналу розвивають дуже низьку напругу. Подавати його безпосередньо на каскад посилення потужності не має сенсу, оскільки при такій слабкій управляючій нарузі отримати скільки-небудь значні зміни вихідного струму і вихідної потужності. Тому до складу структурної схеми підсилювача, окрім вихідного каскаду, який віддає необхідну потужність корисного сигналу в навантаження, як правило, входять і попередні каскади посилення (рис. 4.1).

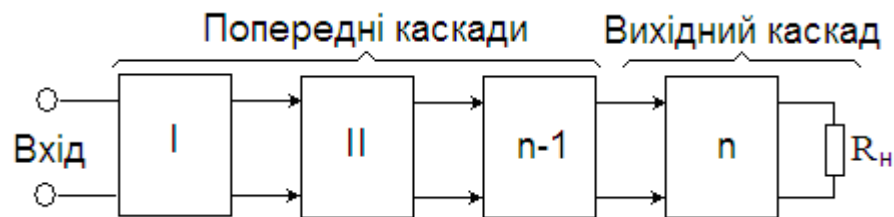


Рисунок 4.1 – Структурна схема ПНЧ

Ці каскади прийнято класифікувати по характеру опору навантаження у вихідному колі транзистора. Найбільше використання отримали резистивні підсилювальні каскади, опором навантаження яких служить резистор.

Як навантаження транзистора може бути використаний і трансформатор. Такі каскади називають трансформаторними. Проте унаслідок великої вартості, значних розмірів і маси трансформатора, а також із-за нерівномірності амплітудно-частотних характеристик трансформаторні каскади попереднього посилення застосовуються вельми рідко. Основне використання цієї схеми знаходять у вихідних каскадах підсилювачів.

У каскадах попереднього посилення на біполярних транзисторах частіше за інших використовується схема із загальним емітером, яка володіє ви-

соким коефіцієнтом посилення по напрузі і потужності, порівняно великим вхідним опором і допускає використання одного загального джерела живлення для кіл емітера і колектора.

#### 4.1.1 Резистивний підсилювальний каскад на біполярному транзисторі

Простіша схема резистивного підсилювального каскаду із загальним емітером і живленням від одного джерела показана на рисунку 4.2.

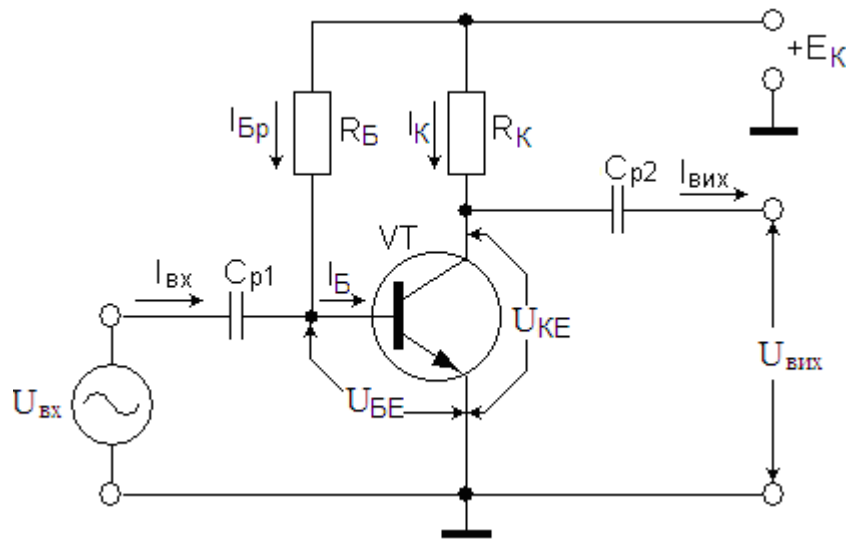


Рисунок 4.2 – Схема резистивного підсилювального каскаду із загальним емітером

Вхідний сигнал поступає на базу і змінює її потенціал відносно заземленого емітера. Це наводить до зміни струму бази, а отже, до зміни струму колектора і напруги на опорі навантаження  $R_К$ . Розділовий конденсатор  $C_{p1}$  служить для запобігання протіканню постійної складової струму бази через джерело вхідного сигналу. За допомогою конденсатора  $C_{p2}$  на вихід каскаду подається змінна складова напруги  $U_{КЕ}$ , яка змінюється за законом вхідного сигналу, але значно перевищує його по величині.

Важливу роль грає резистор  $R_Б$  в колі бази, який забезпечує вибір вихідної робочої точки на характеристиках транзистора і визначає режим роботи каскаду по постійному струму. Для з'ясування ролі резистора  $R_Б$  звернемося до рисунку 4.3, який ілюструє процес посилення сигналу схемою із загальним емітером.

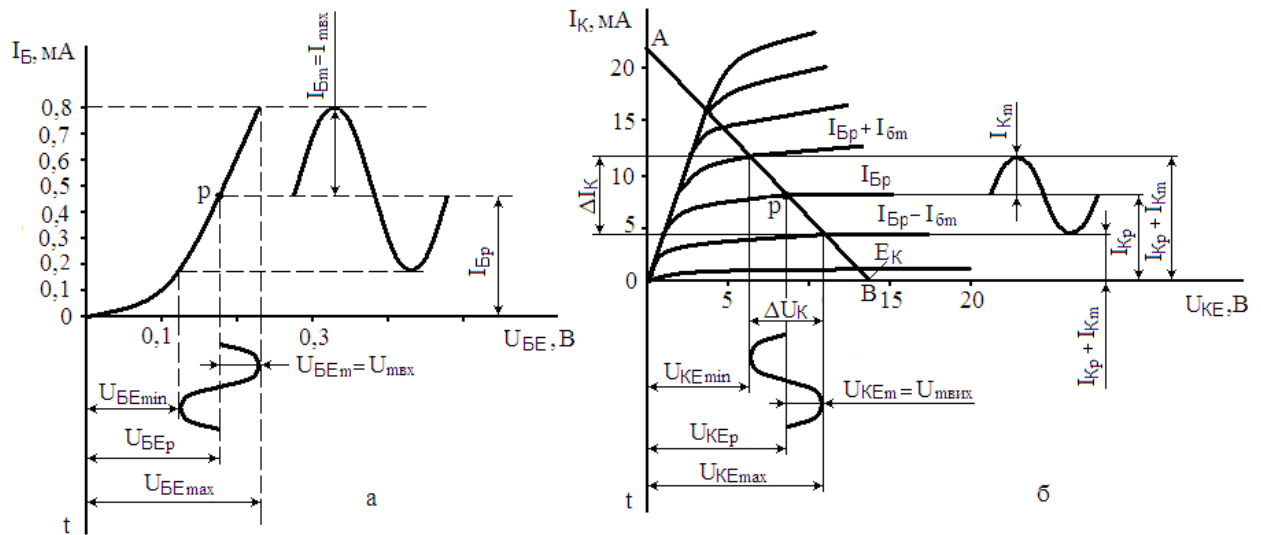


Рисунок 4.3 - Графічне пояснення процесу посилення сигналу схемою із загальним емітером

Розглядаючи спочатку рисунок 4.3 а, а потім рисунок 4.3 б, можна переконатися в тому, що напруга вхідного сигналу з амплітудою  $U_{mvx} = U_{BE_{m}}$  синфазно змінює величину струму бази. Ці зміни базового струму викликають в колекторному колі пропорційні зміни струму колектора і напруги на колекторі, причому амплітуда колекторної напруги (з урахуванням масштабу по осі абсцис) виявляється значно більше амплітуди напруги на базі.

Для здобуття найменших спотворень підсилюваного сигналу робочу точку Р слід розташовувати на середині відрізка АВ прямої навантаження, побудованої в сімействі вихідних характеристик транзистора. З рисунку 4.3 б видно, що положення робочої точки Р відповідає струму зсуву в колі бази  $I_{Bp}$ . Для здобуття вибраного режиму необхідно в підсилювачі забезпечити необхідну величину струму зсуву в колі бази. Для цього служить резистор  $R_B$  у схемі на рисунку 4.2. Величину опору цього резистора розраховують по формулі

$$R_{\epsilon} = \frac{E_x - U_{\epsilon p}}{I_{\epsilon p}} \approx \beta \frac{E_x}{I_{xp}} \quad (4.1)$$

де  $I_{Bp}$  і  $I_{Cp}$  – постійні складові струму бази і колектора у вибраних робочих точках Р

Схема, яка приведена на рисунку 4.2 отримала назву: *схема з фіксованим базовим струмом*.

Підсилювач з фіксованим базовим струмом являється подільником напруги  $E_K$ , у верхньому плечі якого включений опір навантаження  $R_K$ , а в нижньому - транзистор VT.

$$U_{KE} = E_{KE} \frac{R_{VT}}{R_K + R_{VT}}, \quad (4.2)$$

де  $R_{VT}$  - опір між колектором та емітером на постійному струмі.

З формули (4.2) випливає наступне:

- напруга  $U_{KE}$  між колектором та емітером є часткою напруги живлення  $E_K$ ;
- напруга  $U_{KE}$  між колектором та емітером тим більше чим вище напруга живлення  $E_K$ ;
- напруга  $U_{KE}$  ніколи не може перевищувати напругу живлення  $E_K$

$$U_{KE} < E_K.$$

Розглядаючи роботу підсилювача, не слід уявляти собі, що вхідна напруга  $U_{вх}$  якось надходить до виходу у збільшеному вигляді. Вхідна напруга  $U_{вх}$ , яку треба підсилити, повністю витрачається на те, щоб змінювати опір  $R_{VT}$  транзистора за своїм законом і саме тим керувати коефіцієнтом передачі частини напруги  $E_K$  до виходу:

$$K = \frac{R_{VT}}{R_K + R_{VT}}. \quad (4.3)$$

Таким чином, в основу принципу дії підсилювача покладене те, що частина напруги живлення  $E_K$  надходить до виходу через подільник напруги з  $R_K$  і опору  $R_{VT}$  між колектором та емітером транзистора, а вхідний сигнал  $U_{вх}$ , який треба підсилити, керує коефіцієнтом передачі  $K$  цього подільника.

Для докладного розгляду роботи підсилювача знайдемо рівняння лінії навантаження.

Напруга живлення  $E_K$  за законом Кірхгофа поділяється на падіння напруги  $I_K R_K$  на опорі навантаження  $R_K$  та напругу колектора  $U_{KE}$ :

$$E_{\kappa} = I_{\kappa} R_{\kappa} + U_{\kappa e}. \quad (4.4)$$

Звідси одержуємо рівняння лінії навантаження

$$I_{\kappa} = \frac{E_{\kappa}}{R_{\kappa}} - \frac{U_{\kappa e}}{R_{\kappa}}. \quad (4.5)$$

Рівняння (4.5) відносно  $U_{\kappa e}$  першого степеня. Тому лінія навантаження є прямою (навантажувальна пряма) і її можна побудувати по двох точках на осях координат (рис. 4.3).

Точка А:  $U_{\kappa e} = 0$ ; з (4.5) одержуємо

$$I_{\kappa} = \frac{E_{\kappa}}{R_{\kappa}}$$

Точка В:  $I_{\kappa} = 0$ ; з (4.5) маємо

$$U_{\kappa e} = E_{\kappa}.$$

Відрізок прямої АВ є лінією навантаження.

Перетин лінії навантаження із заданою характеристикою визначає робочу точку. Якщо, наприклад, заданою характеристикою є  $I_{\kappa} = I_{\kappa p}$ , то робочою буде точка Р. Робоча точка однозначно визначає режим роботи транзистора, тобто сукупність напруг і струмів. Вона ніби розподіляє напругу живлення  $E_{\kappa}$  на напругу між колектором і емітером  $U_{\kappa e p}$  та падіння напруги  $I_{\kappa} R_{\kappa}$  на опорі навантаження  $R_{\kappa}$ , тобто

$$E_{\kappa} = U_{\kappa e p} + I_{\kappa} R_{\kappa}.$$

Лінія навантаження повністю віддзеркалює режим роботи транзистора. За допомогою лінії навантаження можна визначити вплив зміни будь-якого параметра режиму. Якщо, наприклад, змінити струм бази на  $\Delta I_{\kappa}$ , то струм колектора зміниться на  $\Delta I_{\kappa} = \beta \Delta I_{\kappa}$ , а напруга між колектором та емітером - відповідно на  $\Delta U_{\kappa}$ .

Як видно з рисунків 4.2 та 4.3, у загальному випадку схема підсилювача знаходиться під наступними напругами та струмами:

- напруга бази

$$U_{\kappa e} = U_{\kappa e p} \pm U_{m \text{ вх}}; \quad (4.6)$$

- напруга колектора

$$U_{KE} = U_{KEp} \pm U_{m \text{ вих}}; \quad (4.7)$$

- струм бази

$$I_B = I_{Bp} \pm I_{m \text{ вх}}; \quad (4.8)$$

- струм колектора

$$I_K = I_{Kp} \pm I_{mK}. \quad (4.9)$$

Струмпроходження у схемі, яка наведена на рисунку 4.2 наступне. Струм бази  $I_B$  тече по колу:  $+E_K$ , резистор  $R_B$ , база, емітер, загальний вивід. Оскільки протікає струм бази  $I_B$ , то з'являється і струм колектора  $I_K = \beta I_B$ , який протікає по колу:  $+E_K$ , опір навантаження  $R_K$ , колектор, емітер, загальний вивід.

У початковому стані за відсутності вхідної напруги,  $U_{\text{вх}} = 0$  підсилювач перебуває у стані спокою. У цьому стані параметри режиму визначаються робочою точкою і дорівнюють лише першим складовим залежностей (4.6) ... (4.9). У робочій точці:

- постійна напруга бази:  $U_{BE} = U_{BEp}$ ;
- постійна напруга між колектором та емітером:  $U_{KE} = U_{KEp}$ ;
- постійний струм бази:  $I_B = I_{Bp}$ ;
- постійний струм колектора :  $I_K = I_{Kp}$ .

З подачею сигналу з'являється вхідна напруга  $U_{\text{вх}}$ . Вона викликає появу змінних вхідного струму  $I_{\text{вх}}$ , струму колектора  $I_K$  та вихідної напруги  $U_{\text{вих}}$ , миттєві значення яких розташовуються навколо робочої точки (рис. 4.3).

З (4.4) знаходимо напругу колектора

$$U_{KE} = E_K - I_K R_K. \quad (4.10)$$

Якщо на вході підсилювача позитивна напівхвиля напруги, то на виході - негативна, і навпаки, негативна напівхвиля вхідної напруги зумовлює позитивну напівхвилю напруги вихідної.

Таким чином, підсилювач зі спільним емітером обертає фазу вхідної напруги на  $180^\circ$ .

Зсув фіксованим струмом бази відрізняється мінімальним числом деталей і малим споживанням струму від джерела живлення. Крім того, порівня-

но великий опір резистора  $R_B$  (десятки кілоом) практично не впливає на величину вхідного опору каскаду. Проте цей спосіб зсуву придатний лише тоді, коли каскад працює при малих коливаннях температури транзистора. Крім того, великий розкид і нестабільність параметра  $\beta$  навіть в однотипних транзисторів роблять режим роботи каскаду вельми нестійким при зміні транзистора, а також з часом.

**Задача 1.** Визначити опір  $R_B$ , якщо струм спокою колектора  $I_{Kp}$  (рис.1) становить 10 мА. Напруга джерела живлення  $E_K = 15$  В, статичний коефіцієнт підсилення за струмом транзистора  $h_{21E} = 40$ , а  $R_E = 20$  Ом.

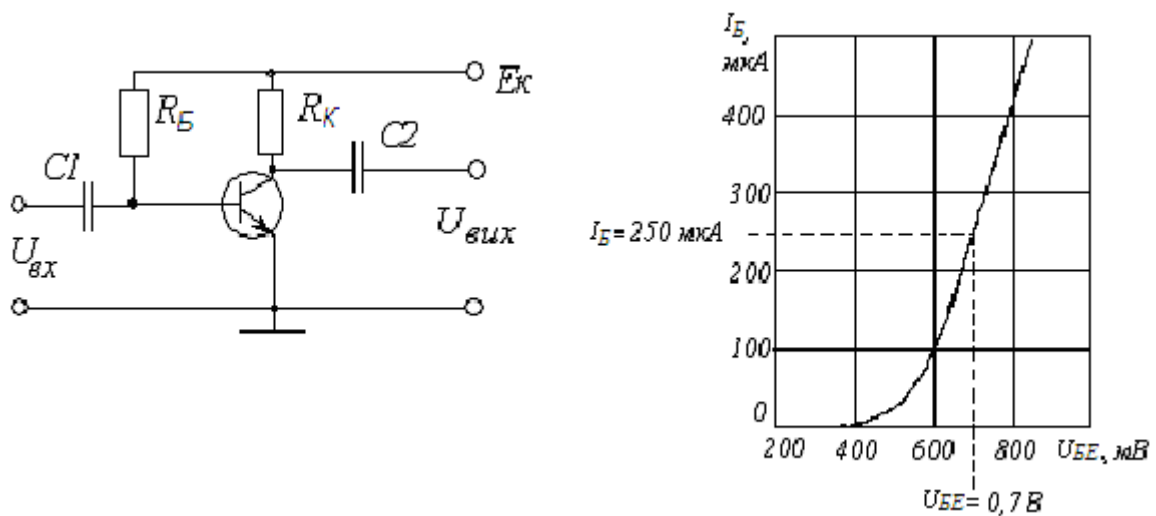


Рисунок 1 – Схема і характеристика для розв'язання задачі

1. Рівняння для визначення опору резистора  $R_B$ .

$$R_B = \frac{E_K - U_{BE} - U_B}{I_B}.$$

2. Для розрахунку слід визначити невідомі:  $U_{BE}$ ,  $U_E$ ,  $I_B$ .

$$I_B = \frac{I_K}{h_{21E}} = \frac{0,01A}{40} = 0,00025A = 250\text{мкА}.$$

3. Використовуючи вхідну характеристику посилювача (рис.1) визначимо напругу  $U_{BE}$ .

$$U_{BE} = 0,7\text{В}.$$

4. Визначимо напругу  $U_E$ .

$$I_E = I_K + I_B = 0,01 + 0,00025 = 0,01025A$$



$$U_E = I_E R_E = 0,01025 \cdot 20 = 0,205B.$$

5. Визначимо опір резистора  $R_B$ .

$$R_B = \frac{E_K - U_{BE} - U_E}{I_B} = \frac{15 - 0,7 - 0,205}{0,00025} = 56380 \text{ Ом} = 56 \text{ кОм}$$

Розв'язок: З урахуванням номінального ряду:  $R_B = 56 \text{ кОм}$

Ефективнішою є *схема з фіксованою напругою зсуву на базі* (рис. 3.4).

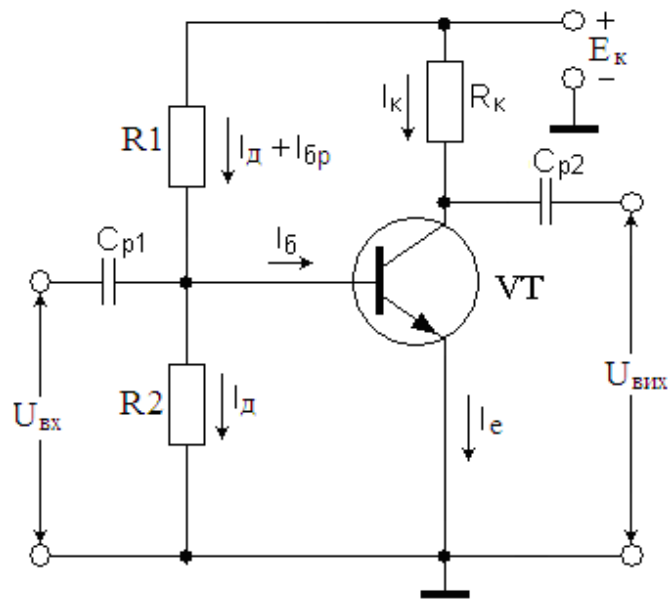


Рисунок 3.4 - Резистивний підсилювальний каскад з фіксованою напругою зсуву на базі

У цій схемі резистори  $R_1$  і  $R_2$ , які підключені паралельно джерелу живлення  $E_K$ , складають дільник напруги. Опори дільника визначаються з співвідношень:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{BEp}}{I_D + I_{Bp}}, \quad (4.11)$$

$$R_2 = \frac{U_{BEp}}{I_D}. \quad (4.12)$$

Струм дільника  $I_D$  зазвичай вибирають в межах

$$I_D \approx (2 \div 5) I_{Bp} \quad (4.13)$$

При цьому підвищується стабільність режиму роботи схеми, оскільки зміни струму в колах емітера і колектора транзистора трохи впливають на

величину напруги зсуву. В той же час струм дільника не слід вибирати дуже великим з міркувань економічності, оскільки чим більше струм  $I_d$ , тим більше потужним повинно, бути джерело живлення  $E_K$ .

З схеми (рис. 4.4) видно, що опір  $R_2$  дільника включений паралельно вхідному опорі транзистора. Крім того, нехтуючи малим внутрішнім опором джерела живлення, можна вважати, що дільник  $R_1$   $R_2$  повинен володіти чималим опором (порядку декілька кілоом). Інакше вхідний опір каскаду виявиться недопустимо малим.

**Задача 2.** На рисунку 2 приведена схема, в якій зміщення на базу подається за допомогою дільника  $R_1$ ,  $R_2$ . Використовуючи сімейство характеристик на визначити розрахункові значення цих опорів, якщо відомо, що колекторний струм спокою  $I_{Kp} = 4$  мА, статичний коефіцієнт підсилення за струмом транзистора  $h_{21E} = 20$ ,  $E_K = 20$  В,  $R_E = 20$  Ом; струмом насичення знехтувати. В к а з і в к а: урахувати, що струм дільника вибирається з умови  $I_d \geq (5 \div 10) I_B$ .

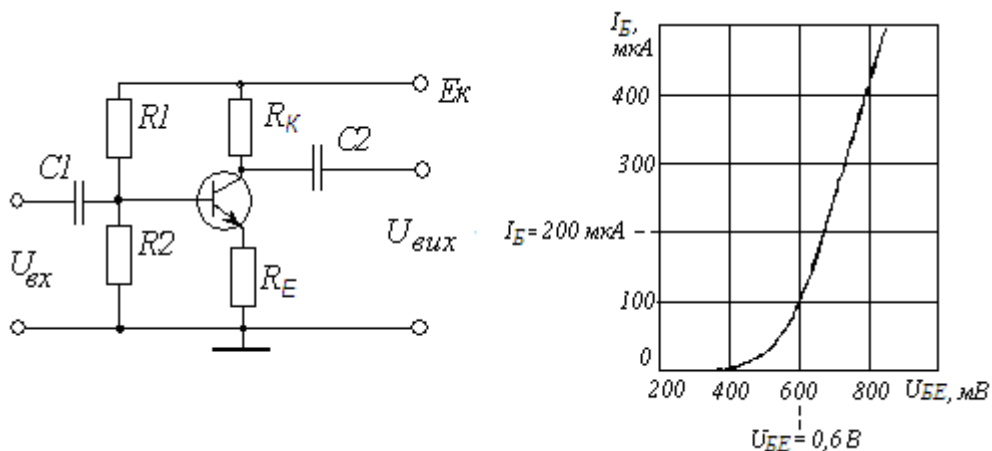


Рисунок 2 – Схема і характеристика для розв'язання задачі

1. Рівняння для визначення опору резистора  $R_1$ .

$$R_1 = \frac{E_K - U_{BE} - U_E}{I_d + I_B}.$$

2. Для розрахунку слід визначити невідомі:  $U_{BE}$ ,  $U_E$ ,  $I_d$ ,  $I_B$ .

$$I_B = \frac{I_K}{h_{21E}} = \frac{0,004A}{20} = 0,0002A = 200\mu A.$$

3. Використовуючи вхідну характеристику посилювача (рис.2) визначимо напругу  $U_{BE}$ .

$$U_{BE} = 0,6V$$

4. Визначимо напругу  $U_E$ .

$$I_E = I_K + I_B = 0,004 + 0,0002 = 0,0042 A.$$

$$U_E = I_E R_E = 0,0042 \cdot 20 = 0,084 B.$$

5. Визначимо струм діляника  $I_D$ .

$$I_D = (5 \div 10) I_B = 8 \cdot 0,0002 = 0,0016 A.$$

6. Визначимо опір резистора  $R1$ .

$$R1 = \frac{E_K - U_{BE} - U_E}{I_D + I_B} = \frac{20 - 0,6 - 0,084}{0,0016 + 0,0002} = 10731 \Omega = 11 \text{ кОм}.$$

7. Визначимо опір резистора  $R2$ .

$$R2 = \frac{U_{BE} - U_E}{I_D} = \frac{0,6 - 0,084}{0,0016} = 322,5 \Omega = 300 \Omega.$$

Розв'язок: З урахуванням номінального ряду:  $R1 = 11 \text{ кОм}$ ,  $R2 = 300 \Omega$ .

При побудові схем транзисторних підсилювачів доводиться приймати заходи для стабілізації положення робочої точки на характеристиках. Основний дестабілізуючий чинник, який порушує стійку роботу транзисторної схеми – вплив температури. Існують різні способи термостабілізації режиму роботи транзисторних каскадів. Найбільш поширені з них реалізуються за допомогою схем, показаних на рисунку 4.5.

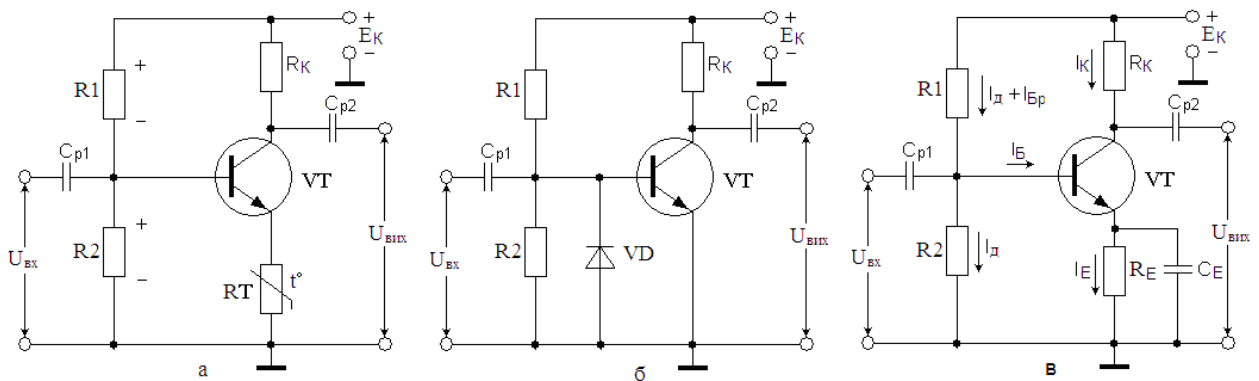


Рисунок 4.5 - Схема термостабілізації режиму транзисторного каскаду:  
а – з терморезистором; б – з діодом; в – з колом емітерної стабілізації  $R_E C_E$

У схемі на рисунку 4.5 а терморезистор з негативним температурним коефіцієнтом опору включений в базове коло транзистора таким чином, що при підвищенні температури відбувається зменшення негативної напруги на базі за рахунок зменшення опору терморезистора  $R_T$ . При цьому відбуваєть-

ся зменшення струму бази, а отже, і струму колектора. В результаті збільшення колекторного струму, викликане впливом температури, компенсується його зменшенням за рахунок дії термозалежного зсуву, тобто загальний приріст струму колектора буде незначним.

Одна з можливих схем термостабілізації режиму транзистора за допомогою напівпровідникового діода показана на рисунку 4.5 б. У цій схемі діод включений у зворотному напрямі, а температурна характеристика зворотного струму діода має бути аналогічна температурній характеристиці зворотного струму колектора використаного транзистора. Реалізувати цю можливість вдається лише для одного транзистора даного типу. При зміні транзистора стабільність, як правило, погіршується із-за розкиду величини зворотного струму колектора (зворотний струм колектора найбільшою мірою схильний до впливу температури).

Найбільшого поширення набула схема термостабілізації режиму, приведена на рисунку 4.5 в. У цій схемі назустріч фіксованій прямій напрузі зсуву, яка знімається з резистора  $R_2$ , включена напруга, яка виникає на резисторі  $R_E$  при проходженні через нього струму емітера.

Нехай з якої-небудь причини, наприклад при збільшенні температури, постійна складова колекторного струму зростає. Оскільки  $I_E = I_K + I_B$ , те збільшення струму  $I_K$  приведе до збільшення струму емітера  $I_E$  і падінню напруги на резисторі  $R_E$ . В результаті напруга між емітером і базою  $U_{BE}$  зменшиться, що приведе до зменшення струму бази  $I_B$ , а отже, і струму  $I_K$ . Навпаки, якщо з якої-небудь причини колекторний струм зменшиться, то зменшиться і напруга на резисторі  $R_E$ , а пряма напруга  $U_{BE}$  зросте. При цьому збільшиться струм бази і струм колектора.

В більшості випадків резистор  $R_E$  шунтується конденсатором  $C_E$  досить великої ємності (порядку десятки мікрофарад). Це робиться для відведення змінної складової струму емітера від резистора  $R_E$ .

Особливості роботи підсилювача з загальним емітером.

Перша особливість полягає в тому, що через джерело сигналу  $U_{вх}$  (рис. 4.6) тече вхідний струм бази  $I_{вх}$ , тобто найменший струм з усіх струмів транзистора. Тому вхідне коло підсилювача з загальним емітером найменше навантажує джерело сигналу  $U_{вх}$  у порівнянні зі схемою з загальною базою, через що коефіцієнт підсилення великий.

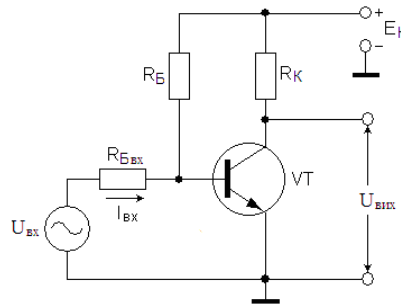


Рисунок 4.6 – Збудження підсилювача з загальним емітером струмом  $I_{вх}$

Однак слід мати на увазі те, що вхідний струм при  $U_{мвх} > 0,7$  В може необмежено зрости і вивести з ладу транзистор або джерело  $U_{вх}$ , якщо внутрішній опір джерела сигналу  $R_c = 0$ . Щоб запобігти цього, вхідний сигнал при великій вхідній напрузі ( $U_{мвх} > 0,7$  В) і потужному джерелі  $U_{вх}$  має бути струмом, а не напругою. Для збудження підсилювача струмом достатньо на вході включити резистор  $R_{Бвх}$  (рис. 4.4). Тоді вхідний струм не перевищить

$$I_{вх} = \frac{U_{мвх}}{R_{Бвх}}. \quad (4.14)$$

Другою особливістю є те, що підсилювач зі спільним емітером підсилює вхідний струм, тобто струм бази:  $I_К = \beta I_Б$ . Тому підсилювач з спільним емітером забезпечує найбільше підсилення потужності з усіх інших схем включення транзистора.

Третю особливість видно з діаграми роботи (рис. 4.3), а саме: фаза вихідної напруги  $U_{вих}$  відрізняється від фази  $U_{вх}$  на  $\pi$ , тобто підсилювач повертає фазу сигналу на  $180^\circ$ .

### 4.1.2 Показники резистивного підсилювального каскаду з загальним емітером

Найбільш важливі показники, які характеризують роботу підсилювального каскаду, можуть бути визначені графічним або аналітичним шляхом.

При графічному розрахунку підсилювача в режимі малого сигналу необхідно побудувати пряму навантаження в сімействі вихідних статичних характеристик транзистора, а також скористатися статичною вхідною характеристикою, знятою (в разі схеми із загальним емітером) при  $U_{KE} \neq 0$ . Так, наприклад, користуючись графіками, приведеними на рисунку 4.3, можна визначити наступні величини.

Вхідний опір

$$R_{вх} = \frac{U_{m\ вх}}{I_{m\ вх}} = \frac{U_{BE\ m}}{I_{B\ m}}; \quad (3.15)$$

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{m\ вих}}{U_{m\ вх}}. \quad (3.16)$$

де

$$U_{m\ вих} = \frac{U_{KE\ max} - U_{KE\ min}}{2}; \quad (3.17)$$

$$U_{m\ вх} = \frac{U_{BE\ max} - U_{BE\ min}}{2}; \quad (3.18)$$

Коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \frac{I_{m\ вих}}{I_{m\ вх}} = \frac{I_{m\ к}}{I_{m\ б}}. \quad (3.19)$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю

$$K_P = K_U K_I. \quad (3.20)$$

Корисна вихідна потужність

$$P_{вих} = \frac{1}{2} \frac{U_{m\ вих}^2}{R_{к}}. \quad (3.21)$$

Потужність, яка розсіюється колектором

$$P_{кп} = U_{кп} I_{кп}. \quad (3.22)$$

Потужність, яка споживається підсилювачем

$$P = E_K I_{Kp} \quad (3.23)$$

Коефіцієнт корисної дії (ККД)

$$\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P}. \quad (3.24)$$

Знайдемо максимальний ККД. З формул (3.21), (3.23) та (3.24) маємо

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{U_{m\text{вих}} I_{mK}}{E_K I_{Kp}}. \quad (3.25)$$

З рисунка 3.3 випливає, що

$$U_{m\text{вих}} \leq \frac{1}{2} E_K; \quad (3.26)$$

Приймаючи в останніх формулах рівність, одержуємо

$$\eta_{\text{max}} = \frac{1}{4}. \quad (3.27)$$

Таким чином, максимальний ККД для розглянутого режиму підсилювача не може бути більше за 25%.

75% потужності, яка споживається від джерела живлення  $E_K$  виділяються на колекторному переході транзистора. Тому припустима потужність транзистора  $P_{K\text{max}}$  завжди має бути утричі більше за корисну вихідну потужність:

$$P_{K\text{max}} \geq 3P_{\text{вих}}. \quad (3.28)$$

Для визначення параметрів підсилювального каскаду аналітичним методом слід скористатися його еквівалентною схемою, представленою у вигляді чотирьох полюсника (рис. 4.7).

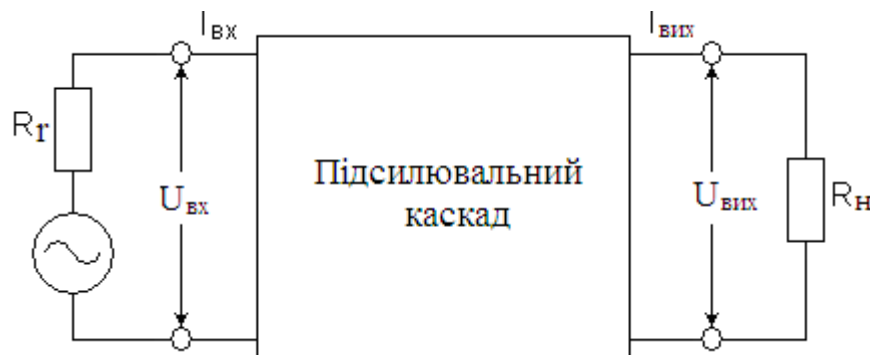


Рисунок 4.7 – Резистивний каскад у вигляді чотирьох полюсника

Під опором  $R_H$  розуміють результуюче навантаження транзистора для змінної складової колекторного струму. Практично вона складається з паралельно сполучених опорів:  $R_K$  даного каскаду і  $R_{вх.под.}$  подальшого каскаду:

$$R_H \approx \frac{R_K \cdot R_{вх.под.}}{R_K + R_{вх.под.}} \quad (3.29)$$

Коефіцієнти посилення резистивного каскаду на транзисторі залежать від опору навантаження так, як це представлено на рисунку 4.8.

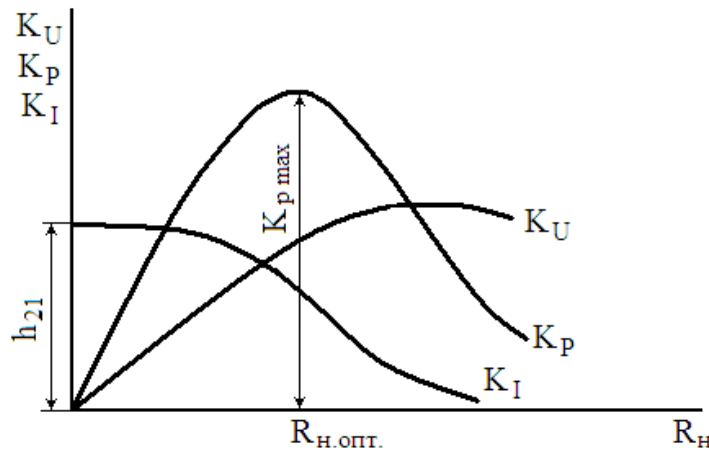


Рисунок 4.8 – Залежність коефіцієнтів посилення резистивного каскаду від опору завантаження

З приведених кривих видно, що для здобуття максимального посилення по потужності необхідно вибрати певний оптимальний опір навантаження транзистора.

Практично в попередніх каскадах резистивних підсилювачів не ставиться завдання максимального посилення потужності вхідних сигналів. Тому зазвичай в таких каскадах  $R_H \ll R_{H.опт.}$ .

### Приклад розв'язування задач

**Задача 3.** Побудуйте лінії навантаження для постійного і змінного струмів для схеми зі спільним емітером (рисунку 3.2, а),  $E_K = 22$  В,  $R_K = 10$  Ом,  $R_H = 15$  Ом,  $R_E = 1$  Ом,  $I_{Km} = 0,6$  А. Вважати, що робоча точка транзистора зміщена в середині лінії навантаження за постійним струмом.



Визначте:

- потужність постійного і змінного струму, яка розсіюється, на кожному резисторі;
- потужність, яка розсіюється на транзисторі в стані спокою і при подачі змінного сигналу;
- враховуючи, що вихідна потужність визначається як потужність на резисторі  $R_H$ , визначте ККД.

### Рішення

Робимо припущення, що конденсатор  $C_E$  повністю шунтує резистор  $R_E$  за змінним струмом.

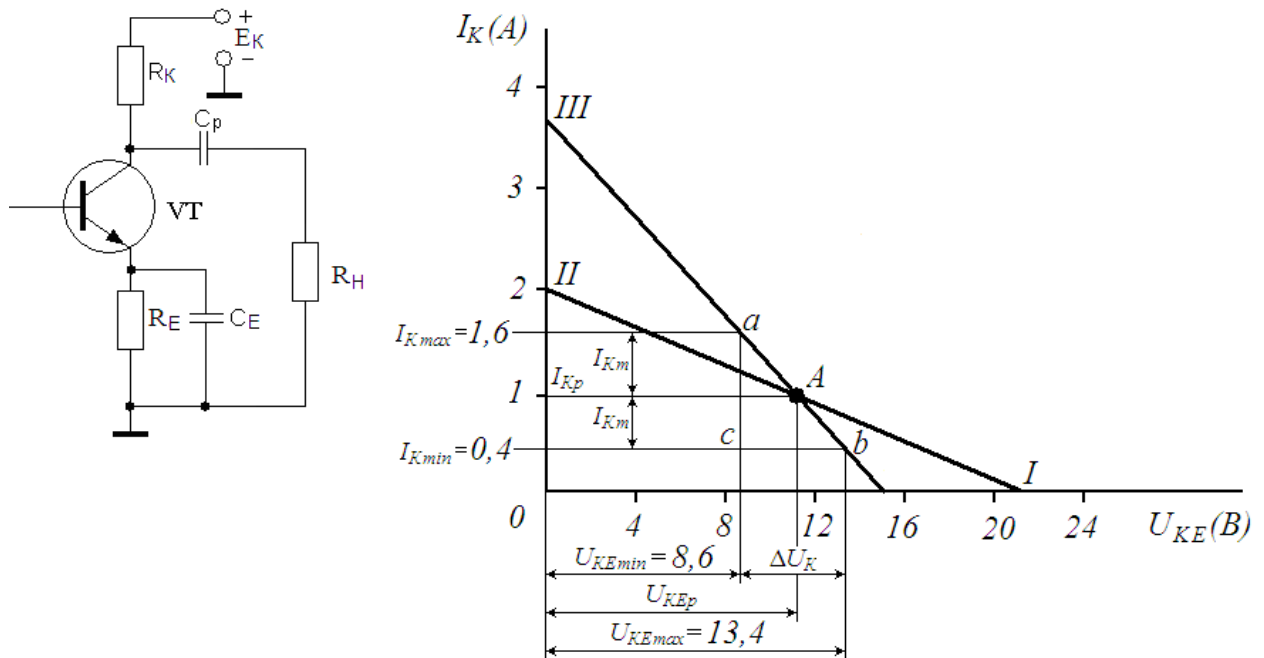


Рисунок 3 - Побудова лінії навантаження схеми з спільним емітером

Будуємо лінію навантаження **за постійним струмом**. для цього визначимо координати точок:

I.  $I_K = 0$ ;  $U_{KE} = E_K = 22$  В.

II.  $U_{KE} = 0$ ;  $I_K = \frac{E_K}{R_K + R_E} = \frac{22}{1+10} = \frac{22}{11} = 2$ (А).

Відмічаємо ці точки у вибраній системі координат і з'єднуємо їх прямою лінією, тобто отримуємо лінію навантаження. Робочу точку А вибирає-

мо посередині лінії навантаження. Проектуючи точку А на осі ординат і абсцис, отримуємо її координати  $I_{Kp} = 1$  А,  $U_{KEp} = 11$  В.

Розрахуємо опір вихідного кола транзистора за змінним струмом:

$$R_{вих} = \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H} = \frac{10 \cdot 15}{10 + 15} = \frac{150}{25} = 6(Ом).$$

Побудуємо лінію навантаження за змінним струмом.

$$\text{III. } U_{KE} = 0; I_K = \frac{E_K}{R_{вих}} = \frac{22}{6} = 3,66(А).$$

З'єднаємо точку III з точкою А прямою лінією до її перетину з віссю абсцис. Враховуючи розмах колекторного струму  $2 \cdot I_{Km} = 2 \cdot 0,6 = 1,2$  (А), розглянемо трикутники потужності на лінії навантаження за змінним струмом. З трикутника (а,b,c) видно, що при амплітуді струму  $I_{Km} = 0,6$  А:

$$I_{Kmax} = I_{Kp} + I_{Km} = 1 + 0,6 = 1,6(А),$$

$$I_{Kmin} = I_{Kp} - I_{Km} = 1 - 0,6 = 0,4(А),$$

розмах напруги відносно робочої точки становить

$$\Delta U_K = U_{KEmax} - U_{KEmin} = 13,4 - 8,6 = 4,8(В).$$

Визначимо потужності за постійним струмом:

$$P_{Rk} = I_{Kp}^2 R_K = 1 \cdot 10 = 10(Вт),$$

$$P_{RE} = I_{Kp}^2 R_E = 1 \cdot 1 = 1(Вт).$$

Потужність розсіювання на колекторному переході транзистора:

$$P_{Kp} = I_{Kp} \cdot U_{KEp} = 1 \cdot 11 = 11(Вт).$$

Потужність споживання від джерела живлення:

$$P_{жив} = I_{Kp} \cdot E_K = 1 \cdot 22 = 22(Вт).$$

Виконані обчислення перевіримо за умовою балансу

$$P_{жив} = P_{Kp} + P_{Rk} + P_{RE} = 11Вт + 10Вт + 1Вт.$$

Визначимо потужності при подачі змінного сигналу:

$$P_{Rk \text{ змін}} = P_{Rk} + \frac{\Delta U_K^2}{2R_K} = \frac{4,8^2}{2 \cdot 10} = \frac{23,04}{20} = 1,152(Вт).$$

Потужність розсіювання на резисторі  $R_H$

$$P_{R_H} = \frac{\Delta U_K^2}{2R_H} = \frac{4,8^2}{2 \cdot 15} = \frac{23,04}{30} = 0,768(Bm).$$

Потужність розсіювання на колекторному переході транзистора:

$$P_K = P_{Kp} - \frac{\Delta U_K \cdot I_{Km}}{2} = 11 - \frac{4,8 - 0,6}{2} = 11 - 2,1 = 8,9(Bm).$$

Визначимо ККД каскаду

$$\eta = \frac{P_{R_H}}{P_{жив}} \cdot 100\% = \frac{0,768}{22} \cdot 100 = 3,49\%.$$

### 4.1.3 Резистивний підсилювальний каскад на польовому транзисторі

Польові транзистори застосовуються в трьох схемах включення із загальним витоком, із загальним затвором і із загальним стоком. Основним і найбільш поширеним є каскад із загальним витоком. Принципова схема такого каскаду приведена на рисунку 3.9.

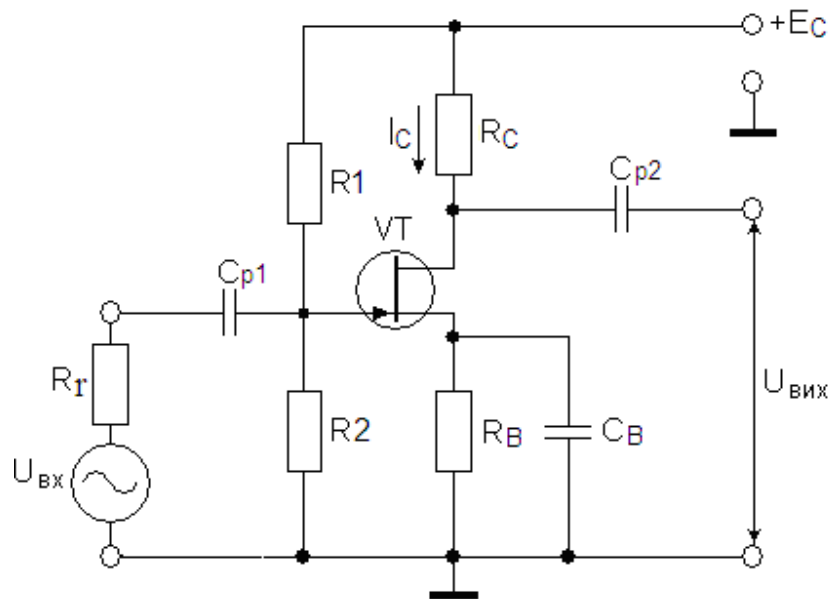


Рисунок 4.9 – Схема резистивного підсилювального каскаду на польовому транзисторі

Резистор  $R_C$  в колі стоку виконує функцію опору навантаження підсилювача,  $R_B$  і  $C_B$  в колі витоку служать для здобуття напруги автоматичного зсуву і вибору робочої точки на стоко-затворній характеристиці польового транзистора. Дільник  $R_1 R_2$  в колі затвора дозволяє подати постійну напругу

зсуву на ділянку затвор – витік. Розділові конденсатори  $C_{p1}$  і  $C_{p2}$  мають призначення аналогічне елементам в схемі на біполярному транзисторі. Підсилювач на польовому транзисторі є подільником напруги  $E_C$ , у верхньому плечі якого включено резистор навантаження стокового кола  $R_C$ , а в нижньому – польовий транзистор VT.

Напруга між стоком та витоком становить

$$U_{CB} = E_C \frac{R_{VT}}{R_C + R_{VT}}, \quad (3.30)$$

де  $R_{VT}$  - опір між стоком та витоком на постійному струмі.

З формули (3.30) випливає наступне:

- напруга  $U_{CB}$  між стоком та витоком, тобто вихідна напруга є частиною напруги живлення  $E_C$ ;
- напруга  $U_{CB}$  між стоком та витоком має закон змінення  $R_{VT}$ , тобто змінюється за законом вхідної напруги, яку треба підсилити;
- вихідна напруга  $U_{CB}$ , тобто  $U_{вих}$ , ніколи не може перевищувати напругу живлення  $E_C$ :

$$U_{CB} < E_C \quad (3.31)$$

В основу принципу дії підсилювача покладене те, що частина напруги живлення  $E_C$  потрапляє до виходу через подільник напруги з  $R_C$  та опору  $R_{VT}$  між стоком та витоком транзистора, а вхідний сигнал  $U_{вх}$ , який треба підсилити, керує коефіцієнтом передачі  $K_C$  цього подільника.

За законом Кірхгофа для вихідного кола ( $E_C$  - стік - витік) маємо:

$$E_C = I_C R_C + U_{CB}, \quad (3.32)$$

напруга живлення стокового кола  $E_C$  падає на двох ділянках: на резисторі  $R_C$  виділяється падіння напруги  $I_C R_C$ , а між стоком та витоком діє напруга  $U_{CB}$ . Розв'язуючи (3.32) відносно  $I_C$ , знаходимо рівняння лінії навантаження:

$$I_C = \frac{E_C - U_{CB}}{R_C}. \quad (3.33)$$

Відносно напруги  $U_{CB}$  рівняння (3.33) першого степеня. Це рівняння прямої лінії. Лінію навантаження на вихідних ВАХ (рис. 4.10) будемо по

двох точках її перетинання з вісями координат, підставляючи їхні рівняння  $I_C = 0$  та  $U_{CB} = 0$  у (3.33).

Параметри точок 1 і 2 відповідно:

точка 1:  $I_C = 0$ ;  $U_{CB} = E_{CB}$ .

точка 2:  $U_{CB} = 0$ ;  $I_C = \frac{U_{CB}}{R_C}$ .

Перетин лінії навантаження 1 - 2 із заданою характеристикою, наприклад  $U_{ЗВ} = U_{ЗР}$ , визначає робочу точку Р. Її параметри визначаються за допомогою формули (3.33), а саме: якщо напруга затвора становить  $U_{ЗВ} = U_{ЗР}$ , то струм стоку в робочій точці дорівнює  $I_{CP}$ , а напруга стоку

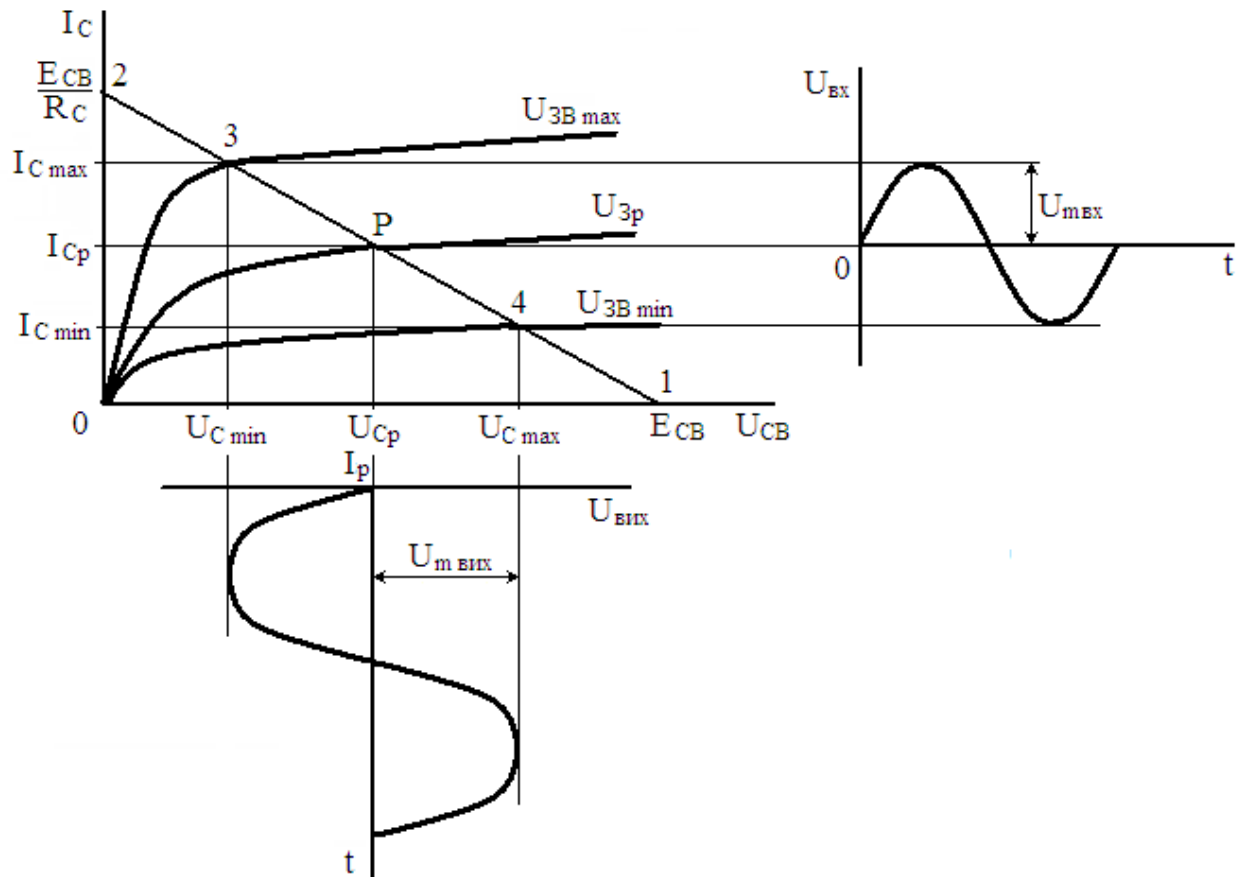


Рисунок 4.10 – Діаграма роботи підсилювача на польовому транзисторі

$$U_{CP} = E_{CB} - I_{CP}R_C. \quad (3.34)$$

У загальному випадку при гармонічному входному сигналі (рис. 3.10) напруга затвора становить

$$U_{ЗВ} = U_{CP} + U_{m\text{ВХ}} \sin \omega t, \quad (3.35)$$

а струм стоку

$$I_C = I_{CP} + I_{mC} \sin \omega t, \quad (3.36)$$

де  $U_{m\text{ вх}}$  - амплітуда вхідної напруги  $U_{\text{вх}}$ , яку треба підсилити;  $I_{mC}$  - амплітуда струму  $I_C$ , яку зумовлює  $U_{m\text{ вх}}$ ;  $\omega$  - частота вхідної напруги  $U_{\text{вх}}$ .

У початковому стані (стані спокою) за відсутності сигналу  $U_{m\text{ вх}} = 0$ , з формул (3.33) ... (3.36) видно, що транзистор знаходиться під параметрами режиму робочої точки, а саме:

- напруга затвору  $U_{ЗВ} = U_{ЗР}$ ;
- струм стоку  $I_C = I_{CP}$ ;
- напруга стоку  $U_{CB} = U_{CP}$ .

За наявності сигналу  $U_{m\text{ вх}} > 0$  до напруги спокою  $U_{ЗР}$  додається амплітуда  $U_{\text{вх}}$ , через що напруга затвору зростає до

$$U_{ЗВ\text{max}} = U_{ЗР} + U_{m\text{вх}}. \quad (3.37)$$

Цей режим визначається точкою 3. До струму спокою  $I_{CP}$  додається  $I_{mC}$ , через що струм стоку зростає до

$$I_{C\text{max}} = I_{CP} + I_{mC}. \quad (3.38)$$

Збільшений струм стоку  $I_{C\text{max}}$  створює на  $R_C$  падіння напруги  $I_{C\text{max}} R_C$ , через що напруга стоку зменшується до мінімальної

$$U_{C\text{min}} = E_{CB} - I_{C\text{max}} R_C. \quad (3.39)$$

У наступний момент транзистор знаходиться під параметрами режиму робочої точки  $U_{ЗР}$ ;  $I_{CP}$ ;  $U_{CP}$ , а в точці 4 напруга затвору зменшується до

$$U_{ЗВ\text{min}} = U_{ЗР} - U_{m\text{вх}} \quad (3.40)$$

і відповідно струм стоку зменшується до

$$I_{C\text{min}} = I_{CP} - I_{mC}, \quad (3.41)$$

через що напруга стоку підвищується до

$$U_{C\text{max}} = E_{CB} - I_{C\text{min}} R_C. \quad (3.42)$$

Вхідна напруга  $U_{\text{вх}}$ , яку треба підсилити, створює свою збільшену копію  $U_{CB}$  у вихідному колі між стоком та витокком.

З діаграми роботи підсилювача (рис. 4.10) видно наступне:

- форма напруги стоку  $U_{CB}$  з точністю до фази повторює форму вхідної напруги, яка підсилюється;

- підсилювач із загальним витоком обертає фазу вхідного сигналу на  $180^\circ$ ;
- напруга стоку  $U_{CB}$  містить постійну складову  $U_{CP}$ , позбавлення від якої можна здійснити розділювальним конденсатором  $C_{p2}$ .

#### 4.1.4 Показники резистивного підсилювального каскаду з загальним витоком

Робочу точку Р (рис. 3.10) слід вибирати так, щоб спотворення вихідного сигналу були меншими, щоб амплітуди  $U_{m\text{вих}}$  різнополярних напівхвиль були рівними. Для виконання цих умов треба, щоб відрізки лінії навантаження (3 - Р) та (Р - 4) були близькими.

Ці вимоги виконуються, якщо мінімальна напруга стоку  $U_{C\text{min}}$  перевищує напругу насичення  $U_{CB\text{нас}}$ :  $U_{C\text{min}} > U_{CB\text{нас}}$ , тобто точка 3 має лежати на пологій ділянці характеристики праворуч від перегину. Тоді положення робочої точки визначає співвідношення

$$U_{3P} = U_{CB\text{нас}} + U_{m\text{вх}}. \quad (3.43)$$

Коефіцієнт підсилення за напругою становить

$$K_U = \frac{U_{m\text{вих}}}{U_{m\text{вх}}}. \quad (3.44)$$

Для визначення  $K_U$  не обов'язково будувати епюри. Дійсно, розмах (подвійна амплітуда) вхідної та вихідної напруг відповідно дорівнюють

$$\Delta U_{3B} = 2U_{m\text{вх}} = U_{3B\text{max}} - U_{3B\text{min}}; \quad (3.45)$$

$$\Delta U_{CB} = 2U_{m\text{вих}} = U_{C\text{max}} - U_{C\text{min}}. \quad (3.46)$$

Підставляючи (3.45) та (3.46) у (3.44), одержуємо

$$K_U = \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta U_{3B}}. \quad (3.47)$$

Вираз для коефіцієнта підсилення  $K_U$  можна одержати в іншому виді. Оскільки  $2U_{m\text{вих}} = U_{C\text{max}} - U_{C\text{min}}$  (рис. 3.10), то

$$\Delta U_{CB} = \Delta I_C R_C, \quad (3.48)$$

де  $\Delta I_C = I_{C\text{max}} - I_{C\text{min}}$  при  $\Delta U_{3B} = U_{3B\text{max}} - U_{3B\text{min}}$ .

Підставляючи (3.48) у (3.47), одержуємо

$$K_U = SR_C, \quad (3.49)$$

де

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{ЗВ}}. \quad (3.50)$$

$S$  - крутість стоконатворної характеристики. Її визначення за допомогою формули (3.49) показано на рисунку 4.11.

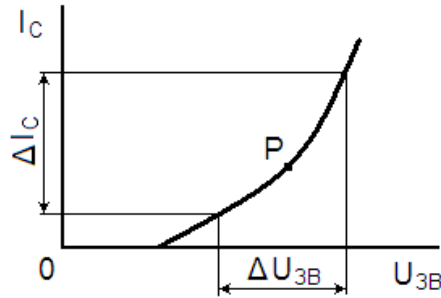


Рисунок 4.11 – Визначення крутість

Вихідна потужність підсилювача становить

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{2} I_{mC}^2 R_C. \quad (3.51)$$

З визначення крутість (3.50) маємо

$$P_{\text{вих}} = \frac{1}{2} S^2 U_{mЗВ}^2 R_C. \quad (3.52)$$

Коефіцієнт підсилення (3.49) і вихідна потужність (3.52) визначаються крутістю  $S$ .