

Лекція 6. ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

6.1. Підсилювачі напруги змінного струму. Загальні відомості про підсилювачі та їх класифікація

6.2. Основні параметри і характеристики підсилювачів

6.3. Принципи побудови підсилювачів

6.4. Основні режими (класи) роботи підсилювачів

6.5. Кола зміщення підсилюючих каскадів

6.6. Температурна стабілізація підсилювачів

6.7. Каскади попереднього підсилення

6.7.1. Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ

6.7.2. Підсилюючий каскад з СК (емітерний повторювач)

6.7.3. Підсилюючий каскад з СБ

6.8. Каскади попереднього підсилення на польових транзисторах

6.8.1. Підсилюючий каскад з СВ

6.8.2. Підсилюючий каскад з СС

6.8.3. Зворотні зв'язки у підсилювачах

6.9. Багатокаскадні підсилювачі

6.9.1. Багатокаскадні підсилювачі з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками

6.9.2. Багатокаскадні підсилювачі з трансформаторними зв'язками

6.9.3. Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення

6.9.4. Вибіркові підсилювачі

6.10. Підсилювачі постійного струму

6.10.1. Загальні відомості

6.10.2. Підсилювач прямого підсилення

6.10.3. Балансні ППС

6.10.4. Диференційний ППС

6.10.5. Підсилювачі з подвійним перетворенням

6.11. Операційні підсилювачі

6.11.1. Загальні відомості

6.11.2. Інвертуючий підсилювач

6.11.3. Неінвертуючий підсилювач

6.11.4. Перетворювач струму у напругу

6.11.5. Інвертуючий суматор

6.11.6. Неінвертуючий суматор

6.11.7. Інтегруючий підсилювач (інтегратор)

6.11.8. Диференціюючий підсилювач (диференціатор)

6.11.9. Компаратори (схеми порівняння)

6.1. Підсилювачі напруги змінного струму. Загальні відомості про підсилювачі та їх класифікація

Електронним підсилювачем називається пристрій, призначений для посилення потужності електричного сигналу без спотворення його форми і частоти (для лінійного підсилювача).

Необхідність у підсилювачі виникає тоді, коли потужність джерела сигналу менша від потужності навантаження. У такому разі, послідовно з навантаженням вмикають зовнішнє джерело живлення і підсилюючий елемент (ПЕ). Джерело сигналу діє не безпосередньо на навантаження, а на вхід ПЕ і, змінюючи провідність останнього, забезпечує пропорційні вхідному сигналу зміни струму у колі навантаження. В результаті у навантаженні виділяється необхідна величина потужності за рахунок енергії джерела живлення. Загальну структурну схему підсилювача наведено на рис. 6.1.

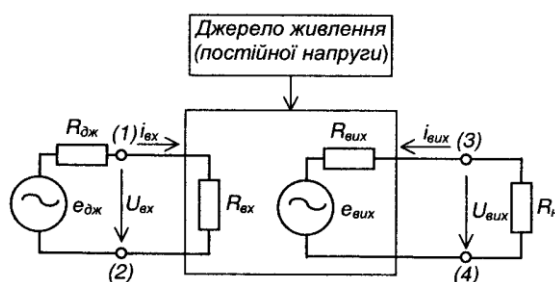


Рис. 6.1 – Структурна схема підсилювача

Як ПЕ у сучасних підсилювачах зазвичай використовують транзистори (біполярні або польові), рідше – електронні лампи.

Вхідний сигнал від керуючого джерела енергії $e_{дж}$ (джерела вхідного сигналу) подається на вхідні клемми (1) – (2) підсилювача через внутрішній опір джерела $R_{дж}$. Потужність джерела вхідного сигналу виділяється на входному опорі підсилювача $R_{вх}$. Навантаження підмикається до клем (3) – (4). Вхідний малопотужний сигнал керує кількістю енергії, що подається у навантаження від джерела живлення значно більшої потужності (підсилювальні властивості вихідного кола представлені за допомогою додаткової електрорушійної сили – $e_{вих}$).

Таким чином, завдяки використанню ПЕ і зовнішнього джерела живлення стає можливим підсилення малопотужного вхідного сигналу.

Підсилювачі класифікуються за такими ознаками:

- 1) призначення;
- 2) частота сигналу, що підсилюється;
- 3) форма сигналу;
- 4) характер зміни з часом сигналу, що підсилюється.

Усі ці ознаки накладають специфічні вимоги до побудови конкретних схем підсилювачів.

За призначенням підсилювачі поділяються на підсилювачі напруги, струму та потужності. Тобто вони забезпечують на виході необхідний рівень напруги, струму або потужності (хоча за своєю суттю усі вони є підсилювачами потужності).

У підсилювача напруги $R_{дж} \ll R_{вх}$; $R_{вих} \gg R_n$ і, в результаті, відносно великі зміни напруги на навантаженні забезпечуються за незначних змін вхідного та вихідного струмів.

У підсилювача струму $R_{дж} \gg R_{вх}; R_{вих} \gg R_n$ і протікання струму необхідного значення у вихідному колі відбувається за малих значень напруги у вхідному та вихідному колах.

У підсилювача потужності $R_{дж} = R_{вх}; R_{вих} = R_n$, за рахунок чого забезпечується максимальна потужність як у вхідному, так і у вихідному колах (узгоджений за потужністю режим роботи).

За частотою підсилювачі поділяються на підсилювачі низької частоти (від одного герца до десятків кілогерц), середньої частоти (від десятків кілогерц до мегагерца) та високої частоти (більше за мегагерц).

За смугою частот робочого діапазону бувають широкосмугові підсилювачі й вибірккові (забезпечують підсилення у дуже вузькому діапазоні частот, в ідеалі – сигналів однієї частоти).

За формою сигналу, що підсилюється, вони поділяються на підсилювачі гармонічних та імпульсних сигналів.

За характером зміни вхідного сигналу з часом бувають підсилювачі постійного та змінного струму.

Найпростіший вузол, що забезпечує підсилення електричного сигналу, називається підсилюючим каскадом.

За видом зв'язку між джерелом сигналу, каскадами та навантаженням підсилювачі поділяються на підсилювачі з безпосереднім, резистивним, оптронним, резистивно-ємнісним, трансформаторним або резонансно-трансформаторним зв'язком.

Перші три види зв'язку можуть використовуватися у підсилювачах як постійного, так і змінного струму, решта – тільки у підсилювачах змінного струму.

Надалі ми будемо розглядати лінійні підсилювачі, у яких пропорційним змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного.

6.2. Основні параметри і характеристики підсилювачів

Підсилювальні властивості підсилювача оцінюються такими характеристиками:

1) коефіцієнт підсилення – для лінійного підсилювача це:

- за напругою $K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$;
- за струмом $K_I = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}$;
- за потужністю $K_P = \frac{P_{вих}}{P_{вх}}$.

У загальному випадку величини K_U та K_I є комплексними. Тому

$$K = \frac{A_{вих}}{A_{вх}} = \frac{Ae^{j\varphi_{вих}}}{Ae^{j\varphi_{вх}}} = Ke^{j(\varphi_{вих} - \varphi_{вх})} = Ke^{j\varphi} \quad (6.1)$$

де K – модуль коефіцієнта підсилення;

$\varphi_{вих}$, $\varphi_{вх}$ – фази вихідного та вхідного сигналів;

φ – зсув фаз між вхідним та вихідним сигналами.

Величина $K_P = K_U \cdot K_I$ – завжди дійсне число.

У багатьох випадках коефіцієнт підсилення представляють у логарифмічних одиницях-децибелах (дБ):

$$K_U (\text{дБ}) = 20[\lg K_U]; \quad K_I (\text{дБ}) = 20[\lg K_I]; \quad K_P (\text{дБ}) = 10[\lg K_P].$$

Для зворотного переведення коефіцієнтів підсилення з дБ користуються формулами:

$$K_U = 10^{\frac{K_U (\text{дБ})}{20}}; \quad K_I = 10^{\frac{K_I (\text{дБ})}{20}}; \quad K_P = 10^{\frac{K_P (\text{дБ})}{10}};$$

2) вхідний опір за постійним або змінним (залежно від виду підсилювача) струмом $R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}$;

3) вихідний опір підсилювача $R_{\text{вих}}$ (опір між вихідними клемми підсилювача за вимкненого опору навантаження);

4) коефіцієнт корисної дії (к.к.д.): $\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{заг}}}$,

де $P_{\text{заг}}$ – загальна потужність, що відбирається від джерела живлення.

Основними характеристиками підсилювачів є амплітудна та амплітудно-частотна, які наведені на рис.6.2. та рис. 6.3 відповідно. Амплітудна характеристика являє собою залежність вихідної напруги від вхідної $U_{\text{вих}}=f(U)$.

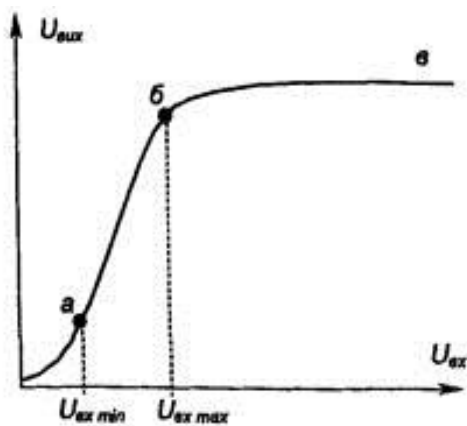


Рис. 6.2 – Амплітудна характеристика підсилювача

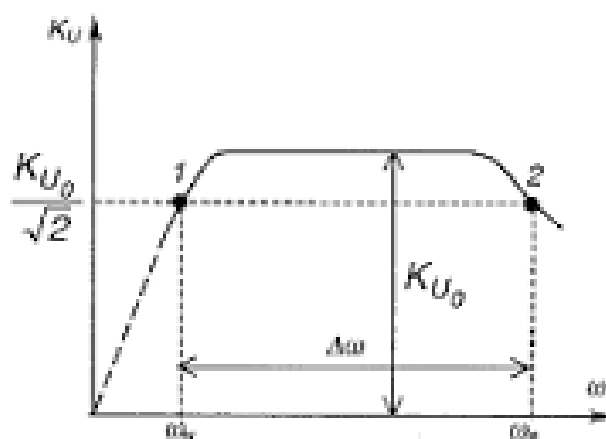


Рис. 6.3 – Амплітудно-частотна характеристика

$K_U=f(\omega)$ підсилювача

На рисунку позначено:

аб — робоча ділянка, на якій пропорційним змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного;

бв — режим насичення (тут із ростом вхідного сигналу ріст вихідного припиняється – підсилювач виходить із лінійного режиму).

$(U_{\text{вх max}}, U_{\text{вх min}})$ – робочий діапазон вхідної напруги. Нелінійність характеристики при вхідних напругах, що менші за $U_{\text{вх min}}$ пояснюється наявністю шумових сигналів.

Величина $D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}$ – називається динамічним діапазоном підсилювача.

Амплітудно–частотна характеристика (АЧХ) – це залежність коефіцієнта підсилення K_U від кругової частоти ω (частота сигналу, що підсилюється).

На рисунку позначено: K_{U0} – найбільший коефіцієнт підсилення;

$K_{Uf} = \frac{K_{U0}}{\sqrt{2}}$ – значення коефіцієнта підсилення при якому зниження підсилення звукового сигналу не

фіксується чітко вухом людини.

Із АЧХ визначають робочий діапазон частот підсилюваного сигналу – від ω_n до ω_v .

6.3. Принципи побудови підсилювачів

Як правило, підсилювачі складаються із декількох каскадів, що виконують послідовне підсилення сигналу. При цьому загальний коефіцієнт підсилення становить:

$$K = K_1 \cdot K_2 \dots K_n. \quad (6.3)$$

Вхідні каскади та каскади попереднього підсилення виконуються, як правило, у вигляді підсилювачів напруги.

Вихідні каскади – кінцеві – зазвичай є підсилювачами потужності або струму.

Підсилювачі відрізняються один від одного кількістю каскадів, режимом роботи. Але усім їм притаманні загальні принципи побудови. Розглянемо їх на прикладі підсилювача сигналів напруги змінного струму, який показано на рис. 6.4.

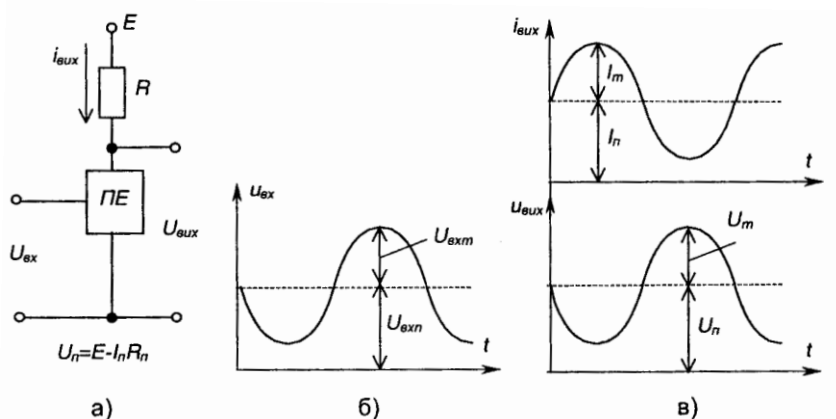


Рис. 6.4 – Структурна схема підсилювача напруги змінного струму (а) та часові діаграми його вхідного (б) і вихідного (в) сигналів

Основним елементом підсилювача є ПЕ (біполярний або польовий транзистор), що разом із резистором R та джерелом живлення постійного струму E утворюють головне вихідне коло підсилювача.

Принцип підсилення полягає у перетворенні енергії джерела постійної напруги E в енергію змінного вихідного сигналу шляхом зміни провідності ПЕ за законом, зумовленим формою вхідного сигналу.

Оскільки вихідне коло підсилювача живиться постійною напругою, у ньому може протікати струм лише однієї полярності. Для забезпечення отримання підсиленого сигналу змінного струму необхідно задати його на фоні постійного сигналу зміщення U_n , як це показано на рис. 6.4, в. При цьому для нормальної роботи підсилювача амплітудні значення вихідних напруги та струму повинні бути меншими за постійні рівні напруги та струму: $U_m \leq U_n$; $I_{ex n} \leq I_{ex m}$ (постійного струму зміщення).

Постійні рівні струму та напруги у вихідному колі задаються подачею постійного рівня вхідної напруги: $U_{exn} \leq U_{exm}$; $(I_{exn} \leq I_{exm})$.

Режим роботи підсилювача за постійним струмом називається режимом спокою. Він характеризується струмом спокою та напругою спокою вихідного кола. Щоб задати режим спокою, використовують спеціальні схеми зміщення напруги.

Вихідна напруга $U_{вих}$ подається на навантаження, яким зазвичай є наступний каскад підсилення. Зверніть увагу: за такої побудови підсилювача його навантаженням (корисним) є не резистор R , а вхідний опір наступного (наприклад, такого ж) каскаду підсилення, на який подається напруга $U_{вих}$.

6.4. Основні режими (класи) роботи підсилювачів

Режим спокою (режим роботи за постійним струмом) характеризує клас роботи підсилюючого каскаду. Ним визначаються призначення, к.к.д., ступінь нелінійних спотворень (порушення пропорційності вхідного і вихідного сигналів) та інші параметри каскаду.

Найбільше застосовують три класи, які називають – A , B і C .

Під час роботи підсилювача у режимі класу A точку спокою P , якій відповідають струми $I_{ок}$, $U_{ок}$, $I_{ок}$ вибирають посередині вихідної динамічної характеристики за постійним струмом, як показано на рис. 6.5 (транзистор увімкнений за схемою з СЕ).

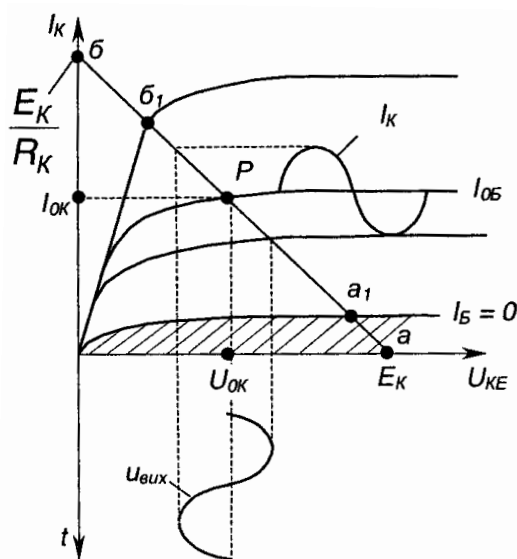


Рис. 6.5 – Вихідна динамічна характеристика підсилювача в режимі класу A

$a_1\beta_1$ – ділянка активного режиму роботи транзистора, де нелінійні спотворення мінімальні; к.к.д. у режимі класу A становить $\eta=0,25\div 0,3$, бо в режимі спокою споживається значна потужність. Тому клас A застосовують переважно у каскадах попереднього підсилення.

Якщо підсилювач працює у режимі класу B , точка спокою вибирається на межі між активним режимом та режимом відтинання: її положення приблизно відповідає точці a_1 на рис. 6.6. У цьому режимі нелінійні спотворення великі, а к.к.д.: $\eta=0,6\div 0,7$.

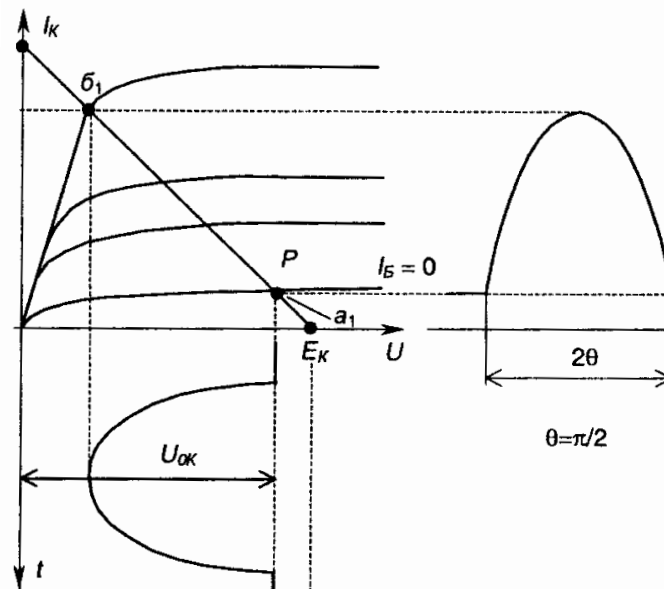


Рис. 6.6 – Вихідна динамічна характеристика підсилювача в режимах класів B і C

Під час роботи підсилювача в режимі класу C точка спокою P лежить на ділянці відтинання a_1a . Кут відтинання $\theta \approx \pi/2$, $\eta \approx 0,85$.

Класи B і C застосовують при побудові підсилювачів потужності, причому підсилення позитивної та негативної півхвиль сигналу забезпечується у даному випадку окремими найпростішими каскадами, що разом являють собою єдиний каскад підсилення змінного струму.

Клас AB є проміжним між класами A і B: має менші викривлення сигналу, ніж клас B, у якому вони зумовлені нелінійністю початкової ділянки вхідної характеристики транзистора, але економічніший, ніж клас A.

6.5. Кола зміщення підсилюючих каскадів

Як було зазначено вище, щоб задати режим спокою каскаду, на його вхід необхідно подати певне значення постійної напруги, що має назву напруги зміщення, а кола, які забезпечують подачу цієї напруги, називаються колами зміщення (робоча точка P зміщується з положення, що відповідає $I_B = 0$ у положення, що обумовлене класом роботи).

Існує два способи задання початкової напруги: фіксованим струмом або фіксованою напругою.

Перший спосіб реалізується за допомогою двох схем. Одну з них зображено на рис. 6.7 (вважаємо джерело вхідного сигналу умовно закороченим). У цій схемі напруга зміщення задається допоміжним джерелом напруги $E_{зм}$, яке разом з опором R_B утворює коло зміщення. Параметри кола зміщення розраховують за допомогою вихідної динамічної характеристики транзистора за постійним струмом, яку наведено на рис. 6.8, б. Клас режиму роботи підсилювача визначає положення точки спокою P , а отже, значення I_{OK} , U_{OK} , I_{OB} . Знайшовши величину I_{OB} і користуючись вхідною характеристикою транзистора (рис. 6.8, а), визначають U_{OB} .

$$\text{Після цього знаходять } R_B: R_B = \frac{E_{зм} - U_{OB}}{I_{OB}} . \quad (6.4)$$

Схему зміщення фіксованим струмом бази за наявності одного джерела напруги зображено на рис. 6.9.

Режим спокою забезпечується напругою джерела E_K і опором R_B :

$$R_B = \frac{E_K - U_{0Б}}{I_{0Б}} \quad (6.5)$$

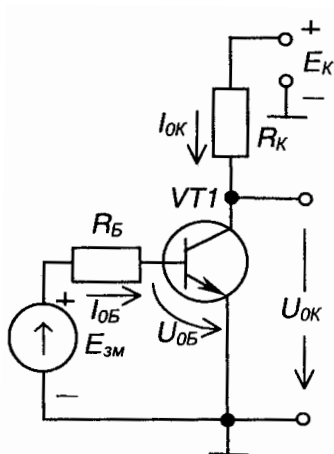


Рис. 6.7 – Схема зміщення підсилюючого каскаду допоміжним джерелом напруги

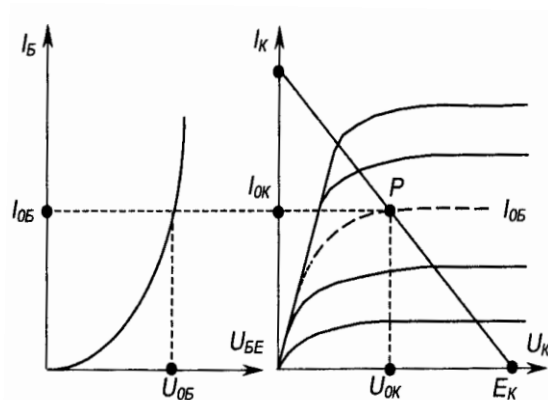


Рис. 6.8 – Динамічні характеристики транзистора за постійним струмом: а – вхідна, б – вихідна

Спосіб задання зміщення фіксованою напругою реалізується ділянком напруги, як показано на рис. 6.10 – резисторами $R_1 - R_2$. Ця схема широко використовується для побудови підсилюючих каскадів.

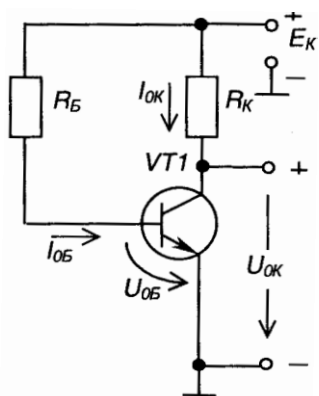


Рис. 6.9 – Схема зміщення з одним джерелом напруги

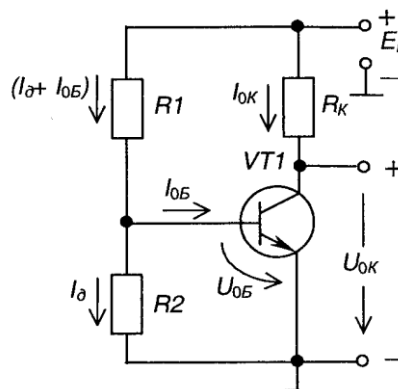


Рис. 6.10 – Схема зміщення за фіксованою напругою

Для розрахунку параметрів ділянка використовують такі співвідношення:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{0Б}}{I_{0Б} + I_{\partial}}, \quad (6.6)$$

$$R_2 = \frac{U_{0Б}}{I_{\partial}}, \quad (6.7)$$

$$I_{\partial} = (2 \div 5) I_{0Б} \quad (6.8)$$

6.6. Температурна стабілізація підсилювачів

Як впливає із попередніх викладів, положення точки спокою на вихідній характеристиці залежить від коефіцієнта передачі транзистора за струмом ($I_{OK} = \beta I_{OB}$). Під час підвищення температури навколишнього середовища він зростає, під час зниження – зменшується. У результаті положення точки спокою транзистора змінюється залежно від температури навколишнього середовища або під час заміни транзистора на інший (коефіцієнти передачі різних екземплярів транзисторів навіть одного типу можуть суттєво різнитися). Переміщення (дрейф) точки спокою зі змінами температури навколишнього середовища показано на рис. 6.11. Щоб забезпечити температурну стабілізацію режиму спокою, застосовують так звані кола температурної стабілізації.

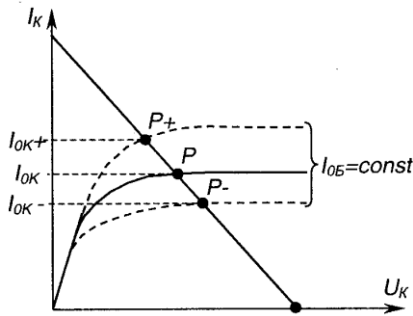


Рис. 6.11– Температурний дрейф точки спокою транзистора

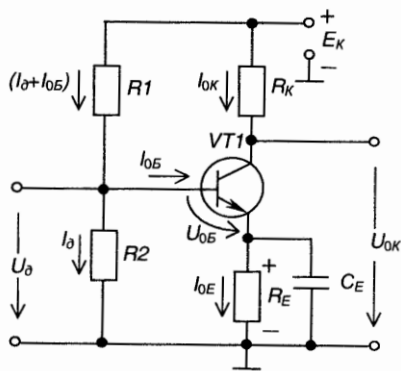


Рис. 6.12 – Підсилювач із температурною стабілізацією

У підсилювачах за схемою з СЕ для цього послідовно із емітером транзистора вмикається резистор R_E , що шунтується конденсатором C_E , як показано на рис. 6.12.

Розглянемо, яким чином резистор R_E стабілізує режим спокою, використовуючи рівняння (6.9), (6.10), а також тим, що $U_d = \text{const}$ (задається дільником $R_1 - R_2$ і від температури не залежить).

$$U_d = U_{OB} + I_{OE}R_E, \quad (6.9)$$

звідки

$$U_{OB} = U_d - I_{OE}R_E. \quad (6.10)$$

Так, наприклад, під час зростання температури транзистора, збільшується його коефіцієнт передачі β , що призводить до зростання колекторного струму спокою $I_{OK} = \beta I_{OB}$, а отже, і струму емітера $I_{OE} = (I_{OK} + I_{OE})$.

Падіння напруги на R_E збільшується, а це, виходячи з (6.10), викликає зменшення U_{OB} , що, у свою чергу, зменшить I_{OB} , а значить і I_{OK} (приблизно до попереднього значення).

Таким чином, спроба відхилення I_{OK} від заданого значення припиняється за рахунок наявності у схемі R_E , яке у даному випадку здійснює негативний зворотний зв'язок за струмом.

Зрозуміло, що під час зменшення температури струм I_{OK} також практично не змінить свого значення. Зазвичай задають $R_E = (0,1 \div 0,2) R_K$.

Конденсатор C_E забезпечує виключення негативного зворотного зв'язку за вхідним сигналом. Його ємність визначається зі співвідношення $1/(\omega_n C_E) \ll R_E$, де ω_n – нижня границя діапазону робочих частот підсилюваного сигналу.

6.7. Каскади попереднього підсилення

6.7.1. Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ

Найбільш розповсюджена схема каскаду попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ наведена на рис. 6.13.

Розглянемо склад схеми та призначення елементів:

$VT1$ – біполярний транзистор – підсилюючий елемент;

R_H – навантаження, на якому виділяється підсилений сигнал;

R_K – колекторне навантаження транзистора за постійним струмом;

E_K – джерело живлення каскаду (колекторного кола).

Вхідний сигнал, що підлягає підсиленню, подається на клемі (1) –(2): $e_{дж}$ – джерело вхідного сигналу; $R_{дж}$ – його внутрішній опір.

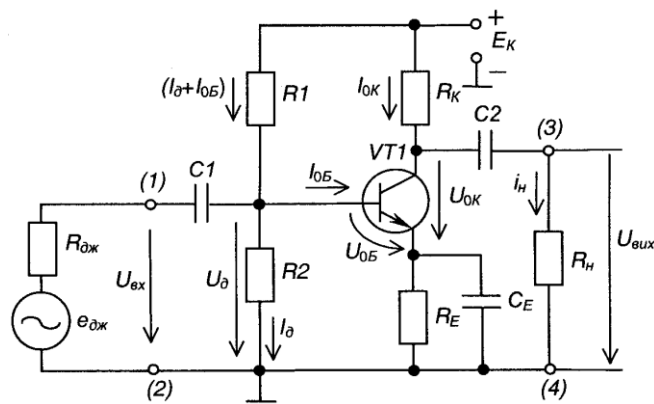


Рис. 6.13 – Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ

Зазначимо: $VT1$ разом із R_K і E_K утворюють головне коло підсилювача, у якому здійснюється підсилення сигналу. Решта елементів схеми виконують допоміжну роль. Так, діляк напруги $R_1 - R_2$ задає режим спокою класу A , подаючи на вхід каскаду постійну напругу U_δ . R_E , C_E – забезпечують температурну стабілізацію режиму спокою транзистора. C_1 , C_2 – розділяючі конденсатори: C_1 виключає потрапляння постійної напруги U_δ на джерело вхідного сигналу; C_2 виключає потрапляння постійної напруги на колекторі U_{0K} до навантаження (конденсатори розділяють кола за постійним струмом і з'єднують за змінним).

Для схеми необхідно дотримуватись таких співвідношень:

$$\frac{1}{\omega_n C_1} \ll R_{дж}; \quad \frac{1}{\omega_n C_2} \ll R_H; \quad \frac{1}{\omega_n C_E} \ll R_E,$$

де ω_n – нижня межа діапазону частот підсилюваного сигналу.

Навантаження каскаду за змінним струмом рівне:

$$R_{H \approx} = \frac{R_H R_K}{R_H + R_K}. \quad (6.11)$$

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 6.14.

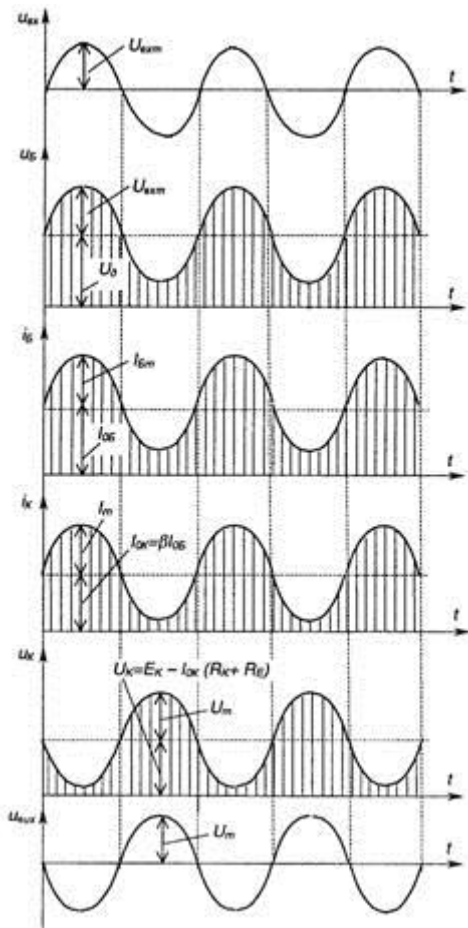


Рис. 6.14 – Часові діаграми роботи каскаду підсилення з СЕ

З рисунка видно, що, наприклад, при позитивній півхвилі вхідної напруги із зростанням базового струму i_B зростає і колекторний струм i_K який у β разів більший за i_B . При цьому колекторна напруга u_K що дорівнює різниці між E_K і спадом напруги на R_K знижується: у даній схемі поряд із підсиленням сигналу має місце зміна його фази на 180 електричних градусів (інверсія). Підсилювач можна розрахувати аналітично за допомогою h -параметрів або на підставі фізичної моделі транзистора. Такий метод використовується за невеликих змін вхідного сигналу, тобто коли транзистор працює на лінійних ділянках ВАХ.

Універсальнішим є графоаналітичний метод, при якому розрахунок проводиться за вихідною динамічною характеристикою транзистора за постійним струмом. Крім того, використовуються вихідні статичні характеристики транзистора.

На рис. 6.15, а зображено вхідну характеристику транзистора, на рис. 6.15, б – вихідні статичні характеристики, на яких будується лінія навантаження за постійним струмом. Вона і є вихідною динамічною характеристикою за постійним струмом:

$$U_{KE} = E_K - I_K(R_K + R_E) . \quad (6.12)$$

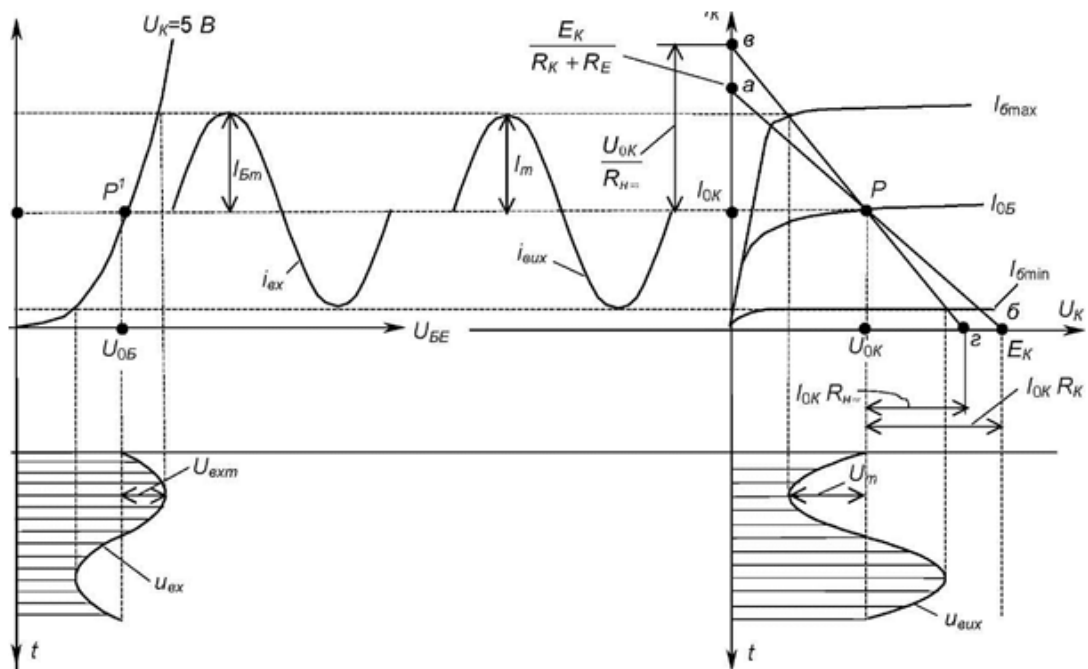


Рис. 6.15 – Вхідна (а) та вихідні статичні й динамічні (б) характеристики транзистора

та часові залежності струмів і напруг

Лінія навантаження будується за двома точками, що відповідають:

- режиму Н.Х. транзистора – $U_{KE} = E_K$, за $I_K = 0$,
- режиму К.З. транзистора – $I_K = E_K / (R_K + R_E)$, за $U_{KE} = 0$.

ab – лінія навантаження за постійним струмом. За її допомогою знаходять положення точки спокою P , яка для режиму класу A має лежати посередині відрізка ab .

Із вхідної характеристики знаходимо значення U_{0B} .

Тобто за допомогою лінії навантаження за постійним струмом, вхідної та вихідної характеристик транзистора знаходять параметри, що характеризують режим роботи транзистора за постійним струмом за $U_{ex} = 0$ (у режимі спокою). Знаючи U_{0E} , можна розрахувати параметри дільника напруги $R_1 - R_2$.

Щоб знайти вихідні параметри каскаду, необхідно використати лінію навантаження за змінним струмом.

Виходячи з того, що

$$i_K = I_{0K} + I_m \sin \omega t, \quad (6.13)$$

$$u_K = U_{0K} + U_m \sin \omega t, \quad (6.14)$$

$$U_m = I_m R_u. \quad (6.15)$$

За виразом (6.13) знаходимо

$$I_m = \frac{i_K - I_{0K}}{\sin \omega t}. \quad (6.16)$$

Якщо у вираз (6.14) підставити (6.15) і (6.16) одержимо

$$u_K = U_{0K} - (i_K - I_{0K}) R_{H\approx}. \quad (6.17)$$

Вираз (6.17) і є вихідною динамічною характеристикою транзистора за змінним струмом.

За умови: $u_K = U_{0K}$ маємо $i_K = I_{0K}$.

Для режиму Н.Х.: $i_K = 0$, $u_K = U_{0K} + I_{0K} R_H$.

За цими точками будуємо лінію $вг$, що характеризує роботу каскаду за змінним струмом. Для забезпечення максимального динамічного діапазону каскаду точка спокою P повинна знаходитись посередині відрізка $вг$.

Визначимо основні параметри каскаду.

1. Коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \frac{I_{nm}}{I_{exm}} = \frac{I_m R_K}{I_{Bm} (R_K + R_u)} = \beta \frac{R_K}{R_K + R_u}. \quad (6.18)$$

2. Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{nm}}{U_{exm}} = \frac{I_m R_{u\approx}}{I_{Bm} R_{ex}} = \beta \frac{R_{u\approx}}{R_{ex}}. \quad (6.19)$$

Якщо вважати, що $i_{ex} = I_B$ (без врахування дільника $R_1 - R_2$), то

$$R_{ex} = \frac{u_{ex}}{i_{ex}}. \quad (6.20)$$

Наявність дільника $R_1 - R_2$ знижує вхідний опір. Зверніть увагу: відносно вхідного сигналу змінного струму резистори R_1 і R_2 виявляються увімкненими паралельно: від $e_{дж}$ струм проходить не тільки через R_2 (що очевидно), а й через R_1 і далі через E_K (з опором, що дорівнює нулю – джерело напруги).

4. Вихідний опір каскаду $R_{вих} = R_K$, оскільки опір транзистора з боку колектора нескінченний (реально – сотні кілоом), як у джерела струму (див. розділ 2.4).

Для розрахунку каскаду необхідно дотримуватись певних обмежень:

- 1) $I_{OK} = (1,05 \div 1,2) I_m$;
- 2) $(I_{OK} + I_m) < I_{Kmax}$ (максимально-допустимого струму транзистора);
- 4) $(U_{OK} + U_m) < U_{Kmax}$ (максимально-допустимої робочої напруги);
- 5) $P_K = I_{OK} U_{OK} < P_{дон}$ (допустимої потужності).

Із розглянутого випливає, що для каскаду з СЕ: $K_I \gg 1$, $K_U \gg 1$ – його використовують, коли необхідно отримати найбільший коефіцієнт підсилення за потужністю.

Каскади з СЕ зручно сполучаються один з одним, оскільки їх вхідний і вихідні опори досить близькі.

6.7.2. Підсилюючий каскад з СК (емітерний повторювач)

Схема емітерного повторювача зображена на рис. 6.16.

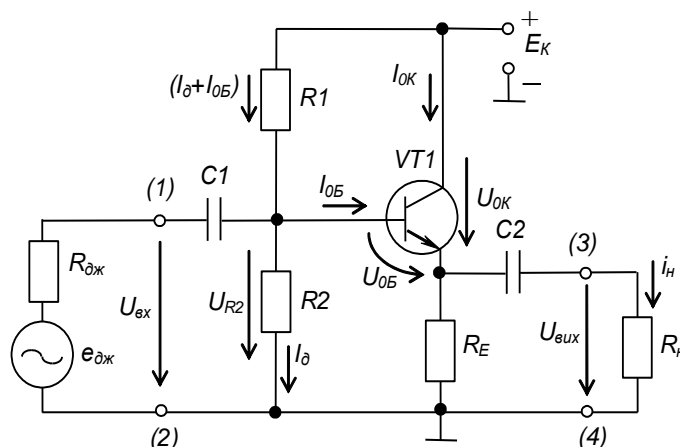


Рис. 6.16 – Емітерний повторювач

Тут R_E – навантаження підсилювача за постійним струмом, яке одночасно забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою. Призначення решти елементів те ж, що й у схеми з СЕ.

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.17.

Зверніть увагу на те, що вихідна напруга співпадає за фазою з вхідною.

Оскільки у емітерного повторювача I_E приблизно дорівнює I_K графоаналітичний розрахунок його параметрів можна провести, використовуючи побудови, наведені у попередньому розділі.

Розглянемо параметри емітерного повторювача.

$$1. K_I = \frac{I_{ум}}{I_{Бм}} = \frac{I_E R_E}{(R_E + R_n) I_{Бм}} = (\beta + 1) \frac{R_E}{R_E + R_n} \gg 1.$$

$$2. K_U = \frac{U_{\text{вихт}}}{U_{\text{вхт}}} = \frac{U_{\text{вихт}}}{U_{\text{вихт}} + U_{BE}} \ll 1; U_{BE} \ll U_{\text{вихт}}, \text{ тому } K_U \approx 1.$$

$$3. R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вхт}}}{I_{\text{вхт}}} = R_B + (\beta + 1)(R_E + R_{EB}).$$

$$4. R_{\text{вих}} = R_{EB} + \frac{R_B + R_{\text{дж}}}{\beta + 1} - \text{має невелике значення.}$$

де R_B – опір бази; R_E – опір у колі емітера; R_{EB} – опір емітерного переходу.

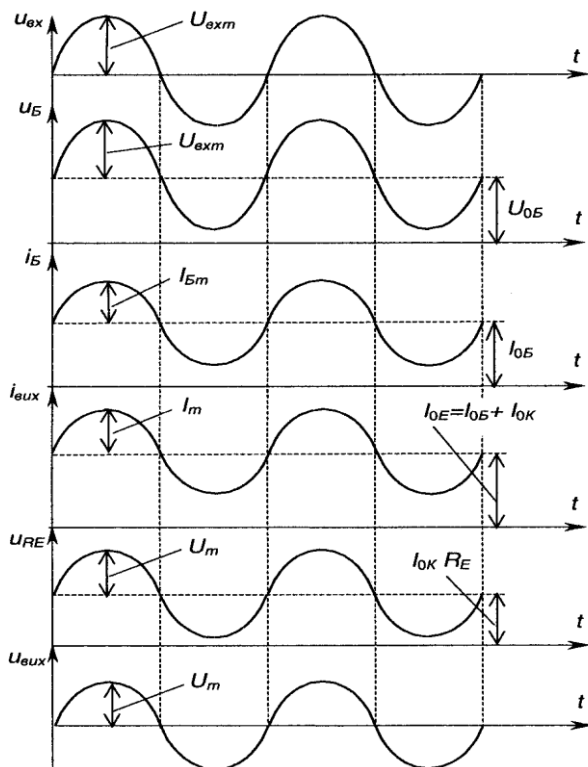


Рис.6.17 – Часові діаграми роботи емітерного повторювача

Якщо вважати, що $R_E \rightarrow 0$ і $R_{EB} \rightarrow 0$, то $R_{\text{вх}} = (\beta + 1)R_E$ – має велике значення.

Каскади з СК застосовують як узгоджувальні, коли джерело сигналу має великий $R_{\text{вих}}$, а навантаження (наприклад, каскад підсилення з СЕ) має малий $R_{\text{вх}}$.

Оскільки каскад не змінює фази і не підсилює напруги вхідного сигналу ($K_U \approx 1$), тому його називають повторювачем.

6.7.3. Підсилюючий каскад з СБ

Схема підсилюючого каскаду з СБ зображена на рис. 6.18. Конденсатор C_3 забезпечує підключення бази до спільної точки за змінним струмом. Призначення решти елементів те ж саме, що й у попередніх схемах. Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 6.19.

Основні параметри каскаду:

$$1. K_I = \frac{I_{\text{нм}}}{I_{\text{вхт}}} = \frac{I_{K\text{м}} R_K}{(R_K + R_{\text{н}})} = \alpha \frac{R_K}{R_K + R_{\text{н}}} < 1.$$

$$2. K_U = K_I \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх}}} \gg 1, \text{ тобто } K_I < 1, K_U \gg 1.$$

$$3. R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вхт}}}{I_{E\text{м}}} - \text{малий.}$$

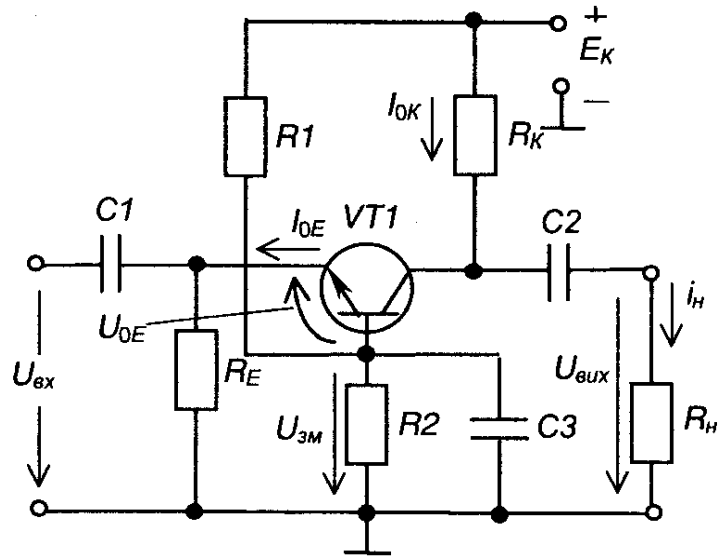


Рис. 6.18 – Підсилюючий каскад з СБ

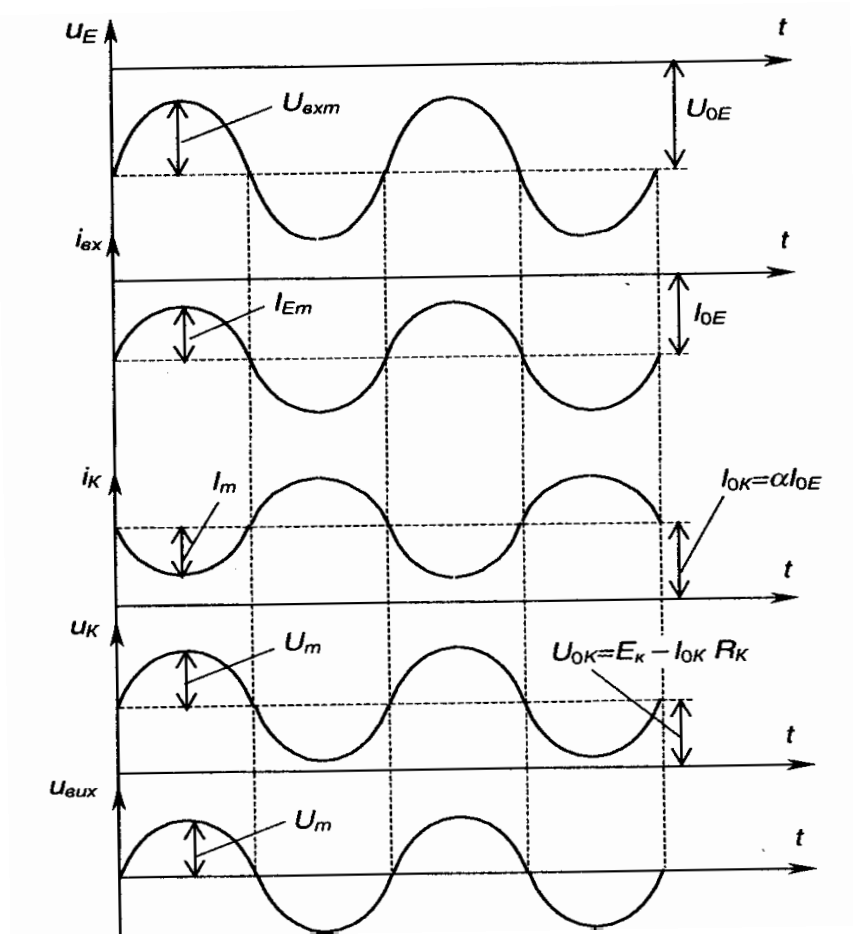


Рис. 6.19 – Часові діаграми роботи підсилюючого каскаду з СБ

Такі каскади використовують як узгоджувальні, коли джерело сигналу має малий $R_{вх}$, а навантаження – великий $R_{вх}$.

6.8. Каскади попереднього підсилення на польових транзисторах

Під час побудови цих каскадів завжди слід пам'ятати, що польові транзистори керуються напругою, а не струмом, як біполярні. При цьому також можливі три схеми підключення транзистора: зі спільним витоком (з СВ), зі спільним стоком (з СС), зі спільним затвором (з СЗ). Практичного використання набули схеми з СВ та з СС.

6.8.1. Підсилюючий каскад з СВ

Схему підсилюючого каскаду з СВ наведено на рис. 6.20.

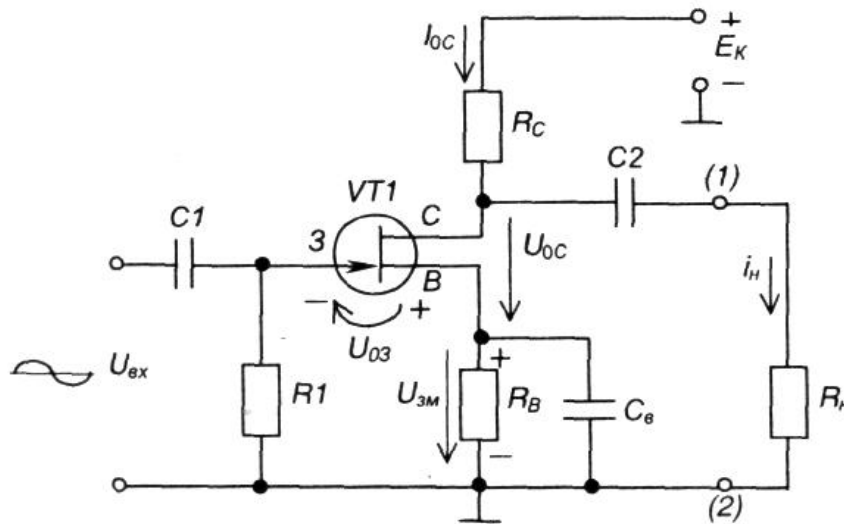


Рис. 6.20 – Підсилюючий каскад з СВ

Склад схеми та призначення елементів:

$VT1$ – польовий транзистор із керуючим $p-n$ переходом і каналом n -типу; R_C – навантаження за постійним струмом;

E_C – джерело живлення каскаду (стокового кола).

Ці елементи утворюють вихідне коло каскаду, де, власне, і відбувається підсилення сигналу.

R_B , C_B – утворюють коло автоматичного зміщення, що задає режим спокою класу A шляхом подачі напруги зміщення до затвору $VT1$ через резистор R_1 . Одночасно коло автоматичного зміщення забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою.

C_1 , C_2 – розділяючі конденсатори.

C_B – конденсатор, що виключає негативний зворотний зв'язок за струмом для змінного вхідного сигналу.

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 6.21.

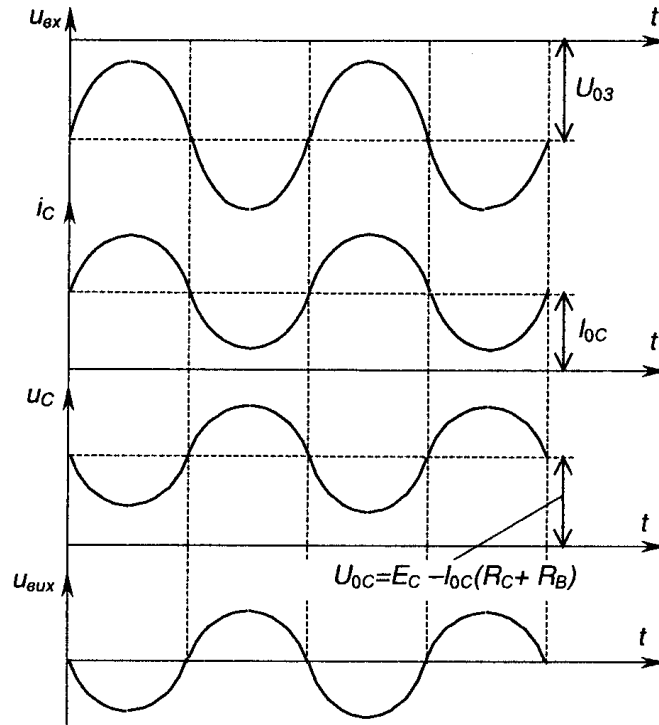


Рис. 6.21 – Часові діаграми роботи каскаду з СВ

Графоаналітичний розрахунок схеми проводиться у наступному порядку.

На стоковій характеристиці польового транзистора будуюмо лінію навантаження за постійним струмом, як це показано на рис. 6.22, $U_C = E_C - I_C \cdot (R_C + R_B)$. Знаючи U_{03} , знайдемо $R_B = U_{03}/I_{0C}$.

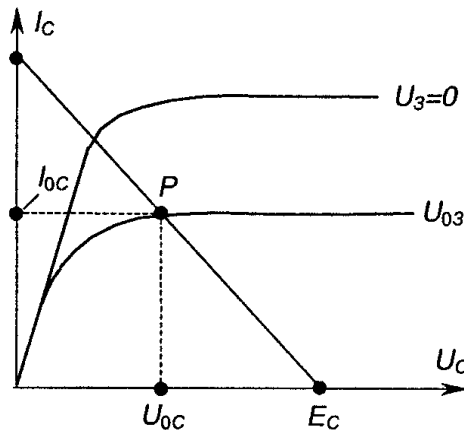


Рис. 6.22 – Стокові характеристики польового транзистора з керуючим $p-n$ переходом і каналом n -типу та динамічна характеристика каскаду з СВ

Оскільки навантаженням транзистора є, наприклад, наступний підсилюючий каскад на польовому транзисторі з дуже великим входним опором, то $R_H \gg R_C$, $R_H \approx R_C$, і всі побудови за змінним струмом можна виконати за допомогою лінії навантаження за постійним струмом. Коефіцієнт підсилення за напругою визначається за виразом:

$$K_U = S \frac{R_i R_C}{R_i + R_C}, \quad (6.21)$$

де S – крутизна; R_i – внутрішній опір польового транзистора.

Розглянутий каскад набув широкого розповсюдження у входних колах інтегральних підсилювачів.

6.8.2. Підсилюючий каскад з СС

Схему підсилюючого каскаду з СС наведено на рис. 6.23.

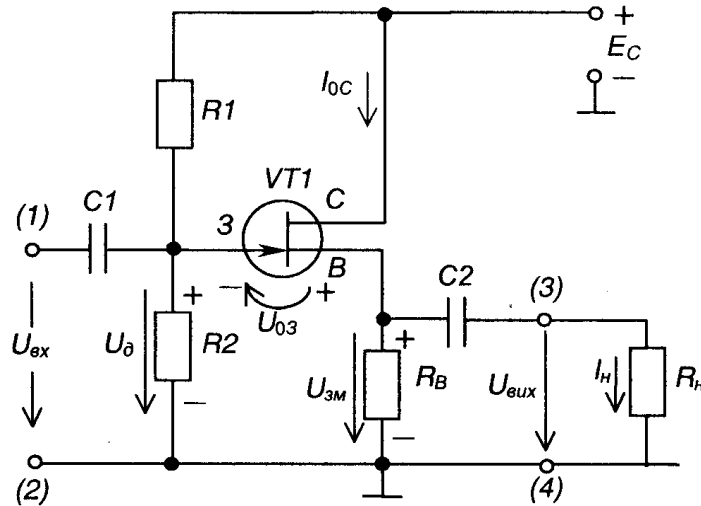


Рис. 6.23 – Підсилюючий каскад з СС

У наведеній схемі:

$VT1$ – польовий транзистор з керуючим $p-n$ переходом і каналом n -типу;

R_B – навантаження каскаду за постійним струмом (водночас створює напругу зміщення U_{3M});

R_1, R_2 – дільник напруги (створює напругу U_0).

U_0 та U_{3M} задають режим спокою підсилюючого каскаду:

$$U_{03} = U_{3M} - U_0.$$

Призначення решти елементів аналогічне попереднім схемам. Навантаження каскаду за змінним струмом $R_{H\approx} = R_B \parallel R_H$. Роботу підсилювача ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 6.24.

Ця схема має назву витокowego повторювача, оскільки U_{vux} майже повторює вхідну напругу.

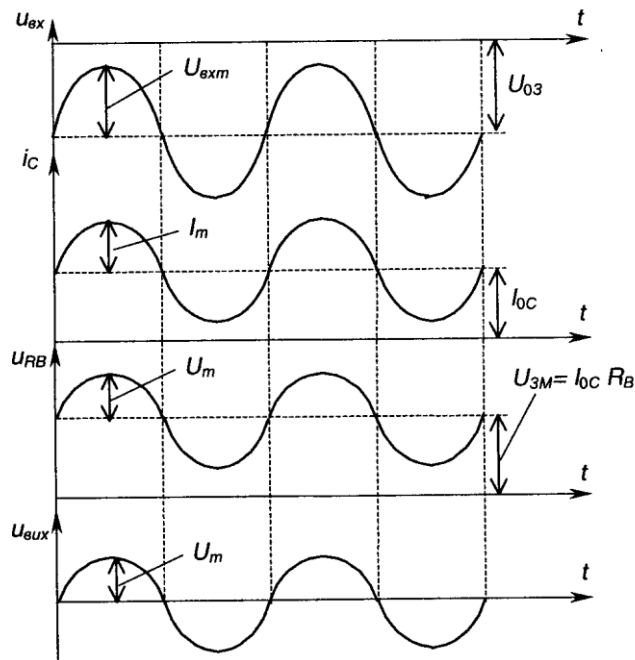


Рис. 6.24 – Часові діаграми роботи каскаду СС

Для каскаду можна записати такі співвідношення:

$$U_{ex} = U_{вих} - U_{зб};$$

$$U_{зб} \ll U_{вих}, \text{ тому } U_{ex} \approx U_{вих};$$

$$K_U < 1; R_{вих} \approx R_B.$$

Каскад має великий R_{ex} і малий $R_{вих}$, тому використовується як узгоджувальний підсилювач у разі необхідності узгодження джерела сигналу з великим $R_{вих}$ з навантаженням, що має малий R_{ex} , наприклад, підсилювачів на польових та біполярних транзисторах.

Каскади на польових МДН-транзисторах схематично будують так, як і каскади на біполярних транзисторах.

6.8.3. Зворотні зв'язки у підсилювачах

Поряд із колами прямої передачі сигналів у підсилювачі вводять штучно створені кола, через які частина енергії з виходу подається на вхід. Це явище має назву зворотного зв'язку.

Із застосуванням зворотних зв'язків ми вже зустрічалися, коли розглядали будову тиристора (внутрішній позитивний зв'язок) та температурну стабілізацію режиму спокою підсилюючого каскаду (негативний зворотний зв'язок).

Кола, за допомогою яких забезпечують зворотні зв'язки, називають колами зворотного зв'язку.

Коло прямої передачі сигналу і коло зворотного зв'язку утворюють петлю зворотного зв'язку.

Структурні схеми петлевих зв'язків наведено на рис. 6.25.

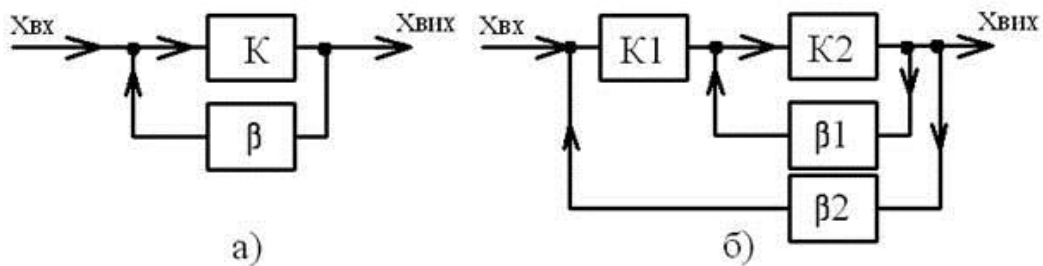


Рис. 6.25 – Приклади петлевих зворотних зв'язків:

а – однопетлевий; б – багатопетлевий

Зворотні зв'язки поділяються також на зв'язки за напругою та за струмом, як показано на рис. 6.26, або змішані.

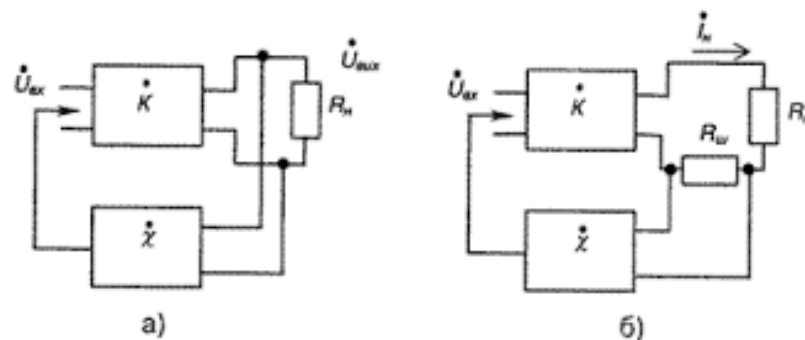


Рис. 6.26 – Зворотні зв'язки: а - за напругою; б - за струмом

(шунт $R_{ш}$ – давач струму навантаження)

Залежно від способу подачі сигналу зворотного зв'язку у вхідне коло розрізняють паралельний та послідовний зворотні зв'язки, як показано на рис. 6.27. Зазвичай вони використовуються для стабілізації параметрів підсилювача.

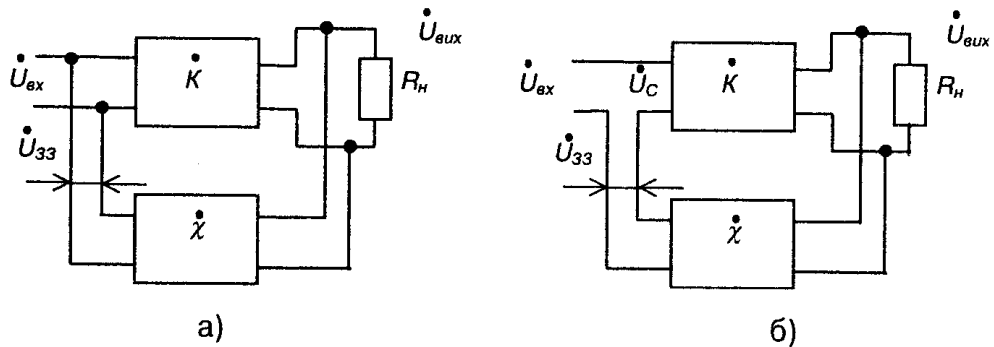


Рис. 6.27 – Паралельний (а) та послідовний (б) зворотні зв'язки

Властивості підсилювача із зворотним зв'язком розглянемо на прикладі послідовного зворотного зв'язку за напругою.

Основним показником є коефіцієнт передачі зворотного зв'язку, що визначає, яка частка вихідної напруги надходить до вхідного кола підсилювача (\dot{U}_{33} – комплекс напруги зворотного зв'язку):

$$\dot{\chi} = \frac{\dot{U}_{33}}{\dot{U}_{вих}}. \quad (6.22)$$

Для вхідного кола можна записати рівняння:

$$\dot{U}_C = \dot{U}_{ex} + \dot{U}_{33}, \quad (6.23)$$

де \dot{U}_C – комплекс напруги на вході.

З урахуванням виразу (3.22)

$$\dot{U}_C = \dot{U}_{ex} + \dot{\chi}\dot{U}_{вих}. \quad (6.24)$$

Запровадимо такі позначення:

1) коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_c}. \quad (6.25)$$

2) коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком:

$$\dot{K}_{33} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{ex}}. \quad (6.26)$$

Можна записати

$$\dot{U}_{вих} = \dot{K}\dot{U}_c. \quad (6.27)$$

З урахуванням виразу (3.24), маємо:

$$\dot{U}_{вих} = \dot{K}(\dot{U}_{ex} + \dot{\chi}\dot{U}_{вих}). \quad (6.28)$$

Поділимо обидві частини рівняння (3.28) на \dot{U}_{ex} і одержимо:

$$\dot{K}_{33} = \dot{K}(1 + \dot{\chi}\dot{U}_{вих}), \quad (6.29)$$

звідки
$$\dot{K}_{33} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{\chi}K} . \quad (6.30)$$

Зобразимо \dot{K} та $\dot{\chi}$ у вигляді:

$$\dot{K} = Ke^{j\varphi_K} , \quad (6.31)$$

$$\dot{\chi} = \chi e^{j\varphi_\chi} , \quad (6.32)$$

де φ_K, φ_χ – фазовий зсув сигналу у колі прямої передачі та колі зворотного зв'язку відповідно. Вираз (3.30) матиме вигляд:

$$\dot{K}_{33} = \frac{Ke^{j\varphi_K}}{1 - \chi Ke^{j(\varphi_K + \varphi_\chi)}} . \quad (6.33)$$

Розглянемо випадок, коли $\varphi_K + \varphi_\chi = \pi n$ ($\pi = 1, 3, 5, \dots$).

Тоді $e^{j\pi} = -1$, а $\varphi_K \approx 0$ і вираз (3.33) матиме вигляд:

$$K_{33} = \frac{K}{1 + \chi K} . \quad (6.34)$$

Отже, якщо сигнал зворотного зв'язку зсунутий відносно вхідного сигналу на кут π , то цей зв'язок називається негативним зворотним зв'язком (НЗЗ). Коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком, зменшується у $1 + \chi K$ разів. Незважаючи на це, НЗЗ широко використовують для підвищення стабільності роботи підсилювачів і покращення інших їх параметрів.

У першу чергу, НЗЗ знижує залежність K_{33} від K (наприклад, пов'язаних зі змінами температури).

Покажемо це, для чого продиференціюємо вираз (6.34) за K :

$$\frac{dK_{33}}{dK} = \frac{(1 + \chi K) - K\chi}{(1 + \chi K)^2} = \frac{1}{(1 + \chi K)^2} . \quad (6.35)$$

Перегрупуємо та поділимо ліву і праву частини цього рівняння на K_{33} із урахуванням (6.34) і отримаємо:

$$\frac{dK_{33}}{K_{33}} = \frac{dK}{K(1 + \chi K)} . \quad (6.36)$$

Цей вираз свідчить, що зміни K_{33} у $(1 + \chi K)$ разів менші від змін K . У випадку глибокого НЗЗ отримаємо:

$$\chi K \gg 1, \text{ і тому } K_{33} \approx \frac{1}{\chi} - \text{ не залежить від } K.$$

Якщо, наприклад, $K = 10^3$, $\chi = 0,1$, то $K_{33} \sim 10$.

НЗЗ також підвищує $R_{вх}$ і знижує $R_{вих}$:

$$R_{вх33} = R_{вх}(1 + \chi K); \quad R_{вих33} = \frac{R_{вих}}{(1 + \chi K)} . \quad (6.37)$$

Також НЗЗ знижує коефіцієнт нелінійних та частотних спотворень. Отже, зрозуміло, чому його широко застосовують у підсилювачах.

Розглянемо випадок, коли $\varphi_K + \varphi_\chi = 0$ (тобто сигнал зворотного зв'язку співпадає за фазою з вхідним сигналом). Такий зв'язок називається позитивним зворотним зв'язком (ПЗЗ).

У випадку ПЗЗ $e^{j0} = 1$, $\varphi_K = 0$ і вираз (3.33) має вигляд:

$$K_{33} = \frac{K}{1 - \chi K} . \quad (6.38)$$

Це свідчить, що K_{33} у $\frac{1}{1 - \chi K}$ разів більший, ніж K . Тобто ПЗЗ суттєво підвищує коефіцієнт підсилення підсилювача за $\chi K < 1$. Але у той же час він погіршує інші його параметри. Тому практично застосовують граничний випадок, коли $\chi K = 1$ і $K_{33} \rightarrow \infty$. Цей режим роботи називається генераторним (підсилювач самозбуджується) і використовується під час створення генераторів різного виду.

6.9. Багатокаскадні підсилювачі

Якщо один підсилюючий каскад не забезпечує потрібного рівня підсилення, то застосовують багатокаскадні підсилювачі. Структурна схема такого підсилювача зображена на рис. 6.28.

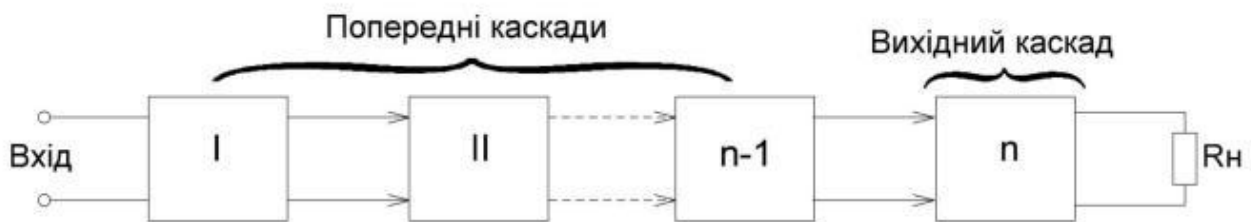


Рис. 6.28 – Структурна схема багатокаскадного підсилювача

Загальний коефіцієнт підсилення при цьому становить

$$\dot{K}_{заг} = \dot{K}_1 \dot{K}_2 \dots \dot{K}_n . \quad (6.39)$$

6.9.1. Багатокаскадні підсилювачі з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками

Широкого розповсюдження набули підсилювачі змінного струму з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками (з RC -зв'язками). Вони мають добрі частотні властивості, невеликі габарити, високу надійність і тому широко використовуються як під час створення підсилювачів на дискретних елементах, так і у інтегральному виконанні.

На рис. 6.29 наведено схему такого підсилювача. Підсилювач складається із двох каскадів підсилення, виконаних на транзисторах $VT1$ і $VT2$ за схемою з СЕ.

Вхідний сигнал після підсилення першим каскадом через конденсатор C_2 надходить на вхід другого каскаду, з виходу якого підсилений вдруге через конденсатор C_3 подається на навантаження R_n .

Розрахунок багатокаскадного підсилювача починають із розрахунку вихідного (останнього) каскаду. Потім, знаючи його вхідну напругу, яка є вихідною напругою попереднього каскаду, приступають до розрахунку попереднього каскаду і т.д. Виходячи із умови забезпечення однотипності,

каскади попереднього підсилення виконують однаковими (зазвичай із найбільш можливим коефіцієнтом підсилення). Тому розрахунок завжди зводиться фактично до розрахунку одного каскаду.

$$R_{n1} \approx R_K // R' // R_{ex2},$$

де $R' = R'_1 // R'_2$; R_{ex2} – вхідний опір за змінним струмом другого каскаду; $R_{n2} \approx R'_K // R_n$.

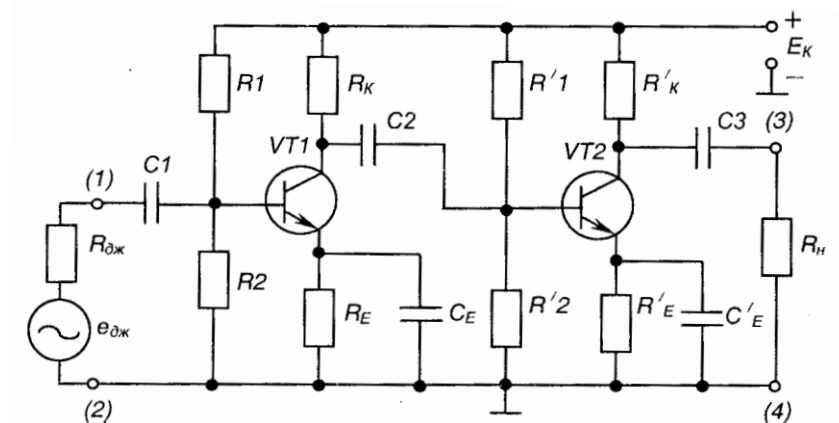


Рис. 6.29 – Двокаскадний підсилювач з резистивно-ємнісними зв'язками

Амплітудна характеристика такого підсилювача має вигляд, наведений на рис. 6.30.

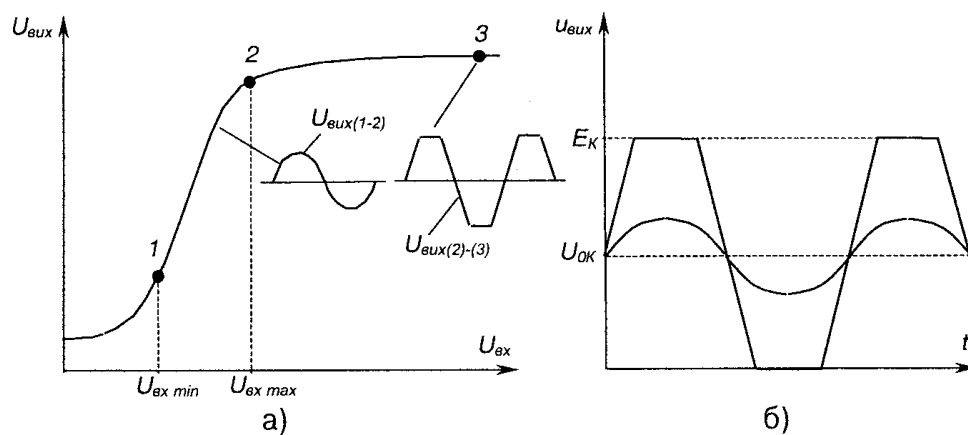


Рис. 6.30 – Амплітудна характеристика (а) та часові діаграми вихідного сигналу (б) двокаскадного підсилювача з RC-зв'язками

На характеристиці позначено: 1÷2 – робоча ділянка підсилювача; 2÷3 – режим насичення.

$D = \frac{U_{ex\ max}}{U_{ex\ min}}$ – динамічний діапазон підсилювача.

На ділянці 1÷2 маємо незначне спотворення форми вихідного сигналу, зумовлене нелінійністю характеристик транзистора. Ступінь спотворень визначається коефіцієнтом нелінійних викривлень

$$K_n = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (6.40)$$

де U_1 – ефективне значення напруги першої (основної) гармоніки вихідного сигналу;

U_2, U_3, U_n — ефективні значення напруги другої, третьої і т.д. (вищих) гармонік вихідного сигналу.

Наявність сигналу на виході підсилювача при $U_{ex} < U_{ex\ min}$ і навіть при $U_{ex} = 0$, визначається власними шумами елементів підсилювача. Це шумовий сигнал, зумовлений, наприклад, нестаціонарністю процесу інжекції носіїв із емітера в базу біполярного транзистора (до речі, польові транзистори позбавлені цього недоліку, у зв'язку з чим їх часто використовують у першому каскаді підсилювачів малих сигналів); виникають шуми також за рахунок флуктуацій струму під час його протікання через металокомпозиційні, вугільні та інші резистори і т.п. Крім того, причиною вихідних шумів є сигнали, наведені на елементах і з'єднаннях підсилювача зовнішніми електромагнітними полями, завади, що проникають на його вхід із кіл живлення за наявності в них пульсацій напруги.

Для зниження вихідних шумів використовують елементи з малими власними шумами, застосовують екранування, додаткові фільтри, вибирають схеми джерел живлення з мінімальними пульсаціями.

На ділянці 2÷3 маємо режим насичення підсилювача через те, що транзистор тут виходить за межі лінійного режиму: поперемінно переходить із режиму відтинання через лінійний режим до режиму насичення і навпаки (не плутайте динамічний режим насичення підсилювача зі статичним режимом насичення транзистора).

Другою важливою характеристикою двокаскадного підсилювача з RC -зв'язками є амплітудно-частотна характеристика (АЧХ), яку зображено на рис. 6.31.

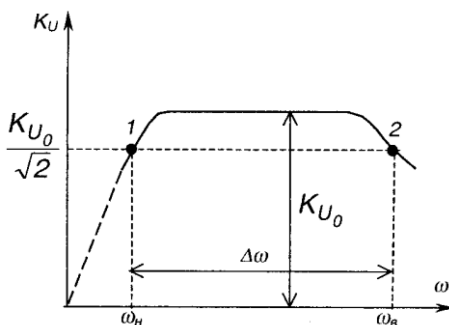


Рис. 6.31 – АЧХ двокаскадного підсилювача з RC - зв'язками

Причиною зниження коефіцієнта підсилення на низьких частотах є наявність розділяючих конденсаторів C_1, C_2, C_3 а також C_E , оскільки опір конденсатора:

$$X_{C|\omega \rightarrow 0} = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \infty$$

У результаті на розділяючих конденсаторах падає частина напруги сигналу, що повинен передаватися у наступний каскад або навантаження, а з ростом опору C_E виникає суттєвий НЗЗ за підсилюваним сигналом змінної напруги.

Причиною зниження коефіцієнта підсилення на високих частотах є:

1) зниження коефіцієнта передачі транзистора за струмом β при $\omega > \omega_v$;

2) наявність у схемі паразитних ємностей та індуктивностей. Оскільки $X_{C|\omega \rightarrow \infty} = \frac{1}{\omega C} = 0$;

$X_{L|\omega \rightarrow \infty} = \omega L \rightarrow \infty$, то зі збільшенням частоти сигналу (або для його вищих складових гармонік) розосереджена ємність ліній зв'язку в межах каскаду шунтує частину енергії сигналу, що

підсилюється, а індуктивність провідників веде до падіння на них напруги. У результаті коефіцієнт підсилення знижується.

6.9.2. Багатокаскадні підсилювачі з трансформаторними зв'язками

У таких підсилювачах зв'язок між каскадами здійснюється за допомогою трансформаторів. Зазвичай, первинна обмотка вмикається у вихідне струмове коло транзистора попереднього каскаду, а вторинна обмотка – до входу наступного каскаду або безпосередньо до навантаження. У першому випадку маємо справу з підсилювачем напруги, у другому – з підсилювачем потужності.

Структурну схему підсилювача з трансформаторними зв'язками зображено на рис. 6.32.

У наведеній схемі перший каскад – підсилювач напруги, другий – підсилювач потужності.

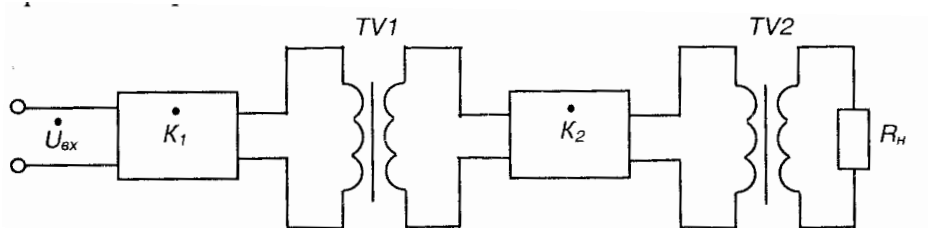


Рис. 6.32 – Двокаскадний підсилювач з трансформаторними зв'язками

Найширшого розповсюдження трансформаторні підсилювачі знаходили до недавнього часу як підсилювачі потужності. Будуються вони за однократною або двократною схемами.

Схему однократного трансформаторного підсилювача потужності наведено на рис. 6.33.

У колекторне коло транзистора *VT1* увімкнено первинну обмотку трансформатора *TV1*, його вторинна обмотка підключена до навантаження R_H .

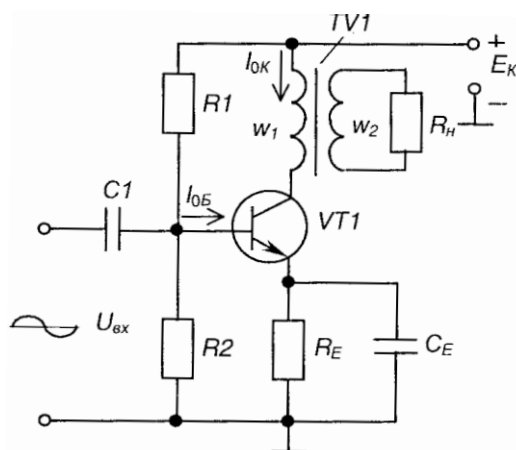


Рис. 6.33 – Однократний трансформаторний підсилювач потужності

Коефіцієнт трансформації $n = w_1 / w_2$, де w_1, w_2 – кількість витків первинної та вторинної обмоток відповідно. Призначення решти елементів те ж саме, що і в попередніх схемах. Працює цей підсилювач у режимі класу *A*.

Величина опору навантаження, приведена до первинної обмотки, становить

$$R'_H = R_H n^2 . \quad (6.41)$$

Оскільки $R_{вих} = R'_н$, то $R_{вих} = R_н n^2$, а коефіцієнт трансформації:

$$n = \sqrt{\frac{R_{вих}}{R_н}} . \quad (6.42)$$

Недоліками наведеної схеми є: низький к.к.д. $\eta=0,25\div 0,3$; наявність сталого підмагнічування осердя трансформатора внаслідок протікання постійного струму $I_{0к}$ по його первинній обмотці, що призводить до збільшення габаритів трансформатора.

Вказаних недоліків позбавлений двотактний підсилювач потужності, принципову схему якого зображено на рис. 6.34.

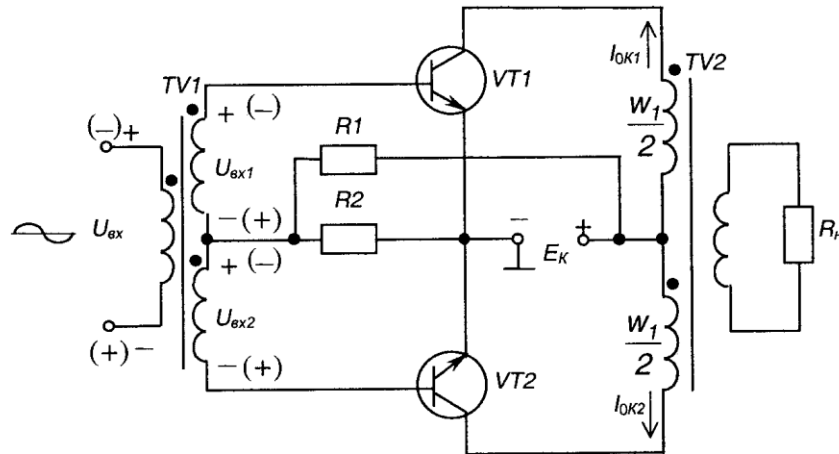


Рис. 6.34 – Двотактний трансформаторний підсилювач потужності

Підсилювач складається з двох однокласних каскадів, виконаних на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Параметри транзисторів повинні бути практично однаковими. Трансформатор $TV1$ призначений для подачі на вхід підсилювача двох напруг $U_{вх1}$ та $U_{вх2}$, рівних за величиною, але зсунутих за фазою на 180 електричних градусів. Трансформатор $TV2$ узгоджує вихід підсилювача з навантаженням, тобто забезпечує виконання умови передачі максимальної потужності. Резистори R_1 , R_2 призначені для створення режиму спокою (в режимі класу AB) для обох транзисторів.

Такий підсилювач може працювати у класі B (за відсутності ділянки $R_1 - R_2$) або AB . У трансформатора $TV2$ сталого підмагнічування відсутнє, оскільки по одній його напівобмотці постійний струм тече в одному напрямку, а по другій – у протилежному, причому $I_{0к1} = I_{0к2}$.

Розглянемо роботу підсилювача за дії $U_{вх}$.

Якщо полярність $U_{вх1}$, така, як вказана на схемі без дужок, транзистор $VT2$ закритий, а $VT1$ працює у режимі підсилення. При цьому в колекторному колі $VT1$ з'являється підсилена напівхвиля струму, що через верхню первинну напівобмотку трансформатора $TV2$ передається до навантаження.

За полярності $U_{вх1}$, вказаної у дужках, транзистор $VT1$ закритий, а $VT2$ знаходиться у режимі підсилення під дією $U_{вх2}$. Напівхвиля струму, що протікає у колекторному колі $VT2$, має протилежний напрямок і через нижню первинну напівобмотку трансформатора $TV2$ передається до навантаження. Таким чином, транзистори $VT1$ і $VT2$ за період підсилюваного сигналу працюють по черзі, створюючи підсилену змінну напругу на навантаженні за два такти.

На рис. 6.35 зображено вихідні характеристики транзистора та побудову часової діаграми імпульсу колекторного струму.

Повна та вихідна потужності відповідно будуть рівними:

$$P = \frac{I_m U_m}{2}, P_{\text{вих}} = \eta P. \quad (6.43)$$

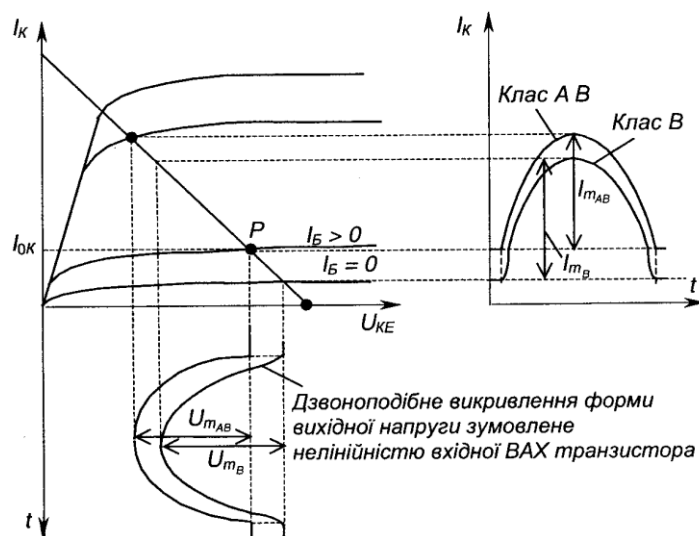


Рис. 6.35 – Побудова часової діаграми імпульсу колекторного струму за допомогою вихідної характеристики транзистора

6.9.3. Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення

Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення дуже широко використовуються як у складі ІМС, так і у дискретному виконанні. Схему такого каскаду, виконану на однотипних транзисторах $n-p-n$ типу, наведено на рис. 6.36.

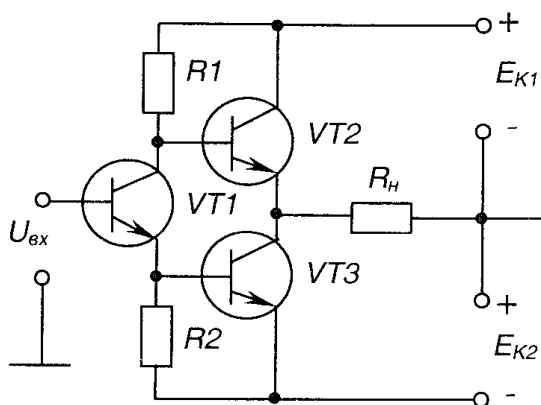


Рис. 6.36 – Безтрансформаторний каскад підсилення на однотипних транзисторах

Транзистор VT_2 і навантаження R_n утворюють каскад з СК, а VT_3 і R_n – каскад з СЕ. Сигнали, що підсилюються, надходять на входи транзисторів VT_2 , VT_3 із зміщенням за фазою на 180 електричних градусів: одержання двох протифазних напруг забезпечує фазо-інверсний каскад на транзисторі VT_1 . Транзистори VT_2 і VT_3 поперемінно відкриваються позитивними напівперіодами, зумовлюючи протікання у навантаженні змінного струму.

Живлення такого каскаду можливе і від однополярного джерела. У такому випадку навантаження підключається через конденсатор великої ємності ($1/\omega_n C \ll R_n$).

Останнім часом широко використовують каскади підсилення, побудовані на транзисторах різного типу провідності – на комплементарних (від лат. *complement* – доповнення) парах транзисторів. Схема найпростішого такого каскаду наведена на рис. 6.37. Кожен із транзисторів разом з навантаженням тут утворює схему з СК.

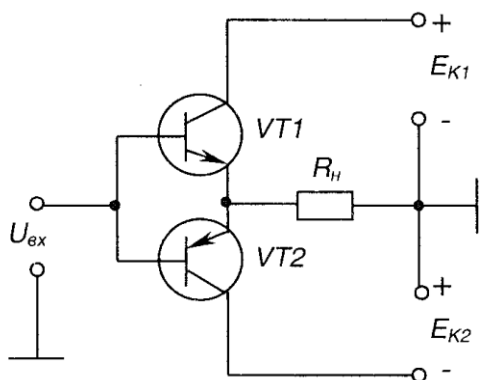


Рис. 6.37 – Найпростіший каскад підсилення на транзисторах різного типу провідності

Працює каскад у режимі класу *B*, який характеризується значними нелінійними викривленнями при підсиленні гармонійних сигналів.

Характерна особливість такої схеми: для неї не потрібен фазо-інверсний каскад.

Для забезпечення роботи у режимі класу *AB* використовують невелике зміщення (0,6÷0,7)В, як це показано на рис. 6.38 (ділльник R_1 – R_3).

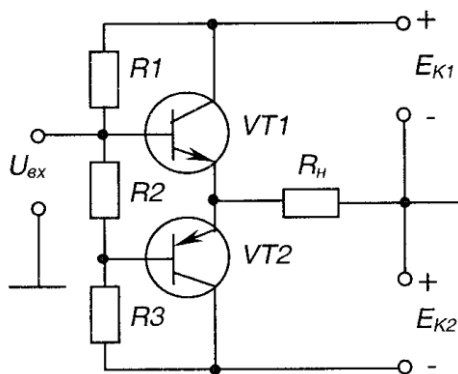


Рис. 6.38 – Безтрансформаторний каскад підсилення на транзисторах різного типу провідності у режимі класу *AB*

При цьому за відсутності вхідного сигналу через обидва транзистори протікає невеликий струм спокою (наскрізний струм), а через навантаження не протікає.

Оскільки в цих схемах обидва транзистори увімкнені відносно навантаження як емітерні повторювачі, то вони досить просто узгоджуються з низькоомним опором навантаження і к.к.д. при цьому досить високий. Вихідна напруга дорівнює вхідній, а підсилення потужності відбувається за рахунок підсилення струму.

6.9.4. Вибіркові підсилювачі

Вибіркові підсилювачі застосовують, якщо необхідно із сукупності вхідних сигналів широкого діапазону частот виділити групу сигналів, близьких за частотами, що несуть корисну інформацію (наприклад, при налаштуванні радіоприймача на конкретну станцію). АЧХ такого підсилювача має вузьку смугу підсилюваних частот, як це показано на рис. 6.39 (порівняйте з рис. 6.31).

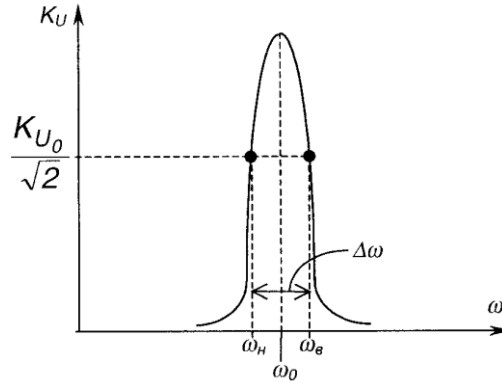


Рис. 6.39 – АЧХ вибіркового посилювача

Вибіркові підсилювачі зазвичай виконують як підсилювачі з СЕ, колекторним навантаженням яких є паралельний LC-контур, що налаштовується у резонанс на деяку частоту ω_0 , тому їх ще називають резонансними підсилювачами.

Схему вибіркового (резонансного) підсилювача наведено на рис. 6.40. Для нього

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}},$$

де L_K і C_K – індуктивність і ємність контуру.

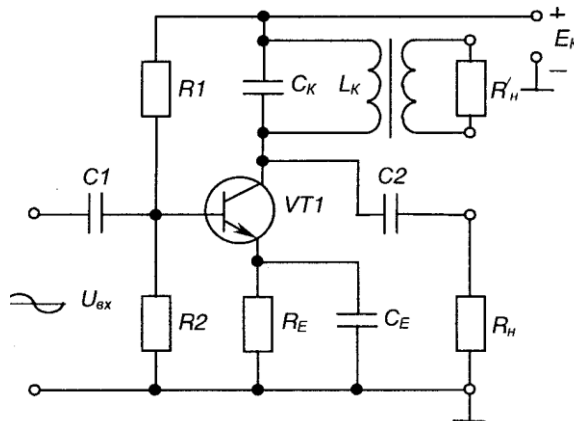


Рис. 6.40 – Вибірковий (резонансний) підсилювач

Зв'язок із навантаженням (часто це наступний каскад підсилення) може бути трансформаторним (якщо навантаження відімкнене як R'_H), або резистивно-ємнісним (якщо навантаження відімкнене як R_H).

За низьких частот (тисячі і десятки тисяч герц) застосування LC-контурів недоцільне, бо тут низька їх добротність, великі габарити та маса. У такому разі застосовують підсилювачі з частотно-залежними зворотними зв'язками, зазвичай резистивно-ємнісними.

6.10. Підсилювачі постійного струму

6.10.1. Загальні відомості

У вимірювальній техніці, автоматичній системі, системах автоматичного керування і т.п. широко застосовують пристрої, що мають назву датчиків (датчиків). Вони є перетворювачами неелектричних величин в електричні, часто – в напругу постійного струму. Їх вихідна напруга пропорційна таким неелектричним величинам як температура, тиск, освітленість і т. ін. Рівень вихідних напруг датчиків невеликий, із часом вони мало-змінні або взагалі незмінні. Для підсилення таких сигналів і використовуються підсилювачі постійного струму (ППС).

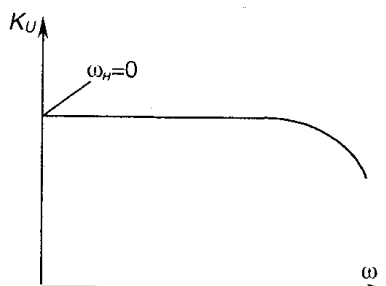


Рис. 6.41 – АЧХ ППС

АЧХ ППС зображена на рис. 6.41. Її особливість полягає у тому, що нижня гранична частота діапазону підсилюваних сигналів дорівнює нулю, а отже, є можливість підсилення сигналів постійного струму. Схемотехнічно це забезпечується відсутністю розділяючих конденсаторів або трансформаторів між джерелом сигналу, каскадами і навантаженням. Тобто, ППС є підсилювачем із безпосередніми зв'язками.

Наявність розділяючих елементів, які забезпечують розділення за постійним струмом і зв'язок за змінним, надавала ту перевагу, що режим і-го каскаду за постійним струмом не впливає на роботу інших каскадів, джерела сигналу або навантаження. У підсилювачах з безпосередніми зв'язками вплив дестабілізуючих факторів (наприклад, змін із часом температури або напруги живлення) на режим спокою каскаду призводить до того, що навіть за відсутності вхідного сигналу на виході підсилювача може з'являтися напруга, яка навантаженням буде сприйматися як результат підсилення деякого вхідного сигналу. Це явище має назву дрейфу нуля ППС.

Дрейф нуля обумовлюється зміною вихідної напруги за зазначений проміжок часу при відсутності вхідного сигналу:

$$d = \frac{U_{дрmax} - U_{дрmin}}{K_U}, \quad (6.43)$$

де $U_{дрmax}$, $U_{дрmin}$ – відповідно максимальне та мінімальне значення вихідної напруги за зазначений проміжок часу;

K_U – коефіцієнт підсилення.

Для зменшення дрейфу в ППС застосовують елементи термостабілізації, запроваджується жорстка стабілізація напруги живлення та, найчастіше, використовують спеціальні балансні схеми.

6.10.2. Підсилювач прямого підсилення

Найпростішим представником ППС є підсилювач прямого підсилення з безпосередніми зв'язками. Розглянемо схему двокаскадного підсилювача прямого підсилення, зображену на рис. 6.42. Він складається з двох каскадів, виконаних за схемою з СЕ. Призначення елементів таке ж саме, що і у підсилювачах змінного струму.

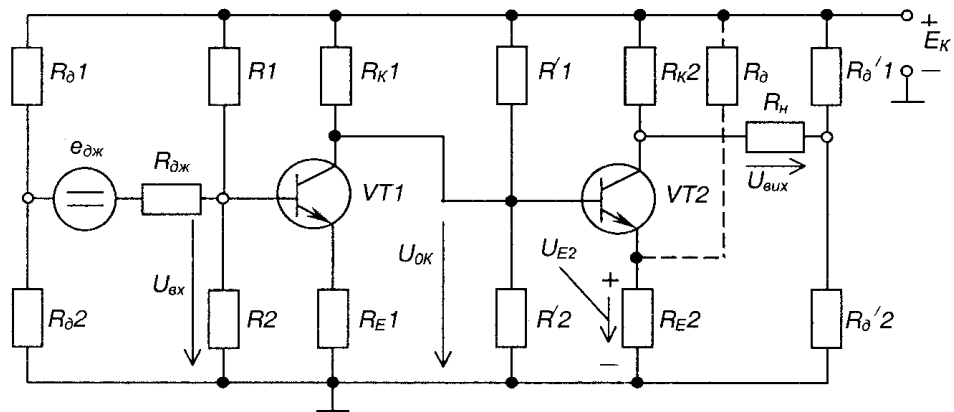


Рис. 6.42 – Двокаскадний підсилювач постійного струму прямого підсилення

За принципової неможливості застосування реактивних розділяючих елементів, щоб забезпечити виключення впливу напруг, які відповідають режиму спокою каскадів, на джерело сигналу і на навантаження, останнє тут підключено між колектором $VT2$ та середньою точкою дільника R'_{d1}, R'_{d2} , а вхідний сигнал подано на базу $VT1$ відносно середньої точки дільника R_{d1}, R_{d2} . Величини опорів резисторів $R_{d1}, R_{d2}, R'_{d1}, R'_{d2}$ підбирають якомога меншими за величиною та таким чином, щоб за $e_{дж}=0$ на виході було $U_{вих} = 0$.

Вхідний сигнал, що надходить до входу першого каскаду, підсилюється і з колектора транзистора $VT1$ подається на вхід другого каскаду, виконаного на транзисторі $VT2$. Після повторного підсилення сигнал надходить на навантаження R_n .

На відміну від підсилювача змінного струму, де режим спокою вибирається за умов найкращого підсилення вхідного сигналу і не впливає на навантаження завдяки наявності реактивних елементів зв'язку, у цьому підсилювачі процеси протікають по-іншому. Напряга спокою першого каскаду U_{0K} безпосередньо подається на вхід другого і, якщо не вжити спеціальних заходів, під її дією транзистор $VT2$ насичується. Тобто ні про яке підсилення не може йти мови. Для того, щоб виключити це явище, до емітерного кола $VT2$ вводять резистор R_{E2} , на якому виділяється напруга U_{E2} , що компенсує напругу U_{0K} оскільки спрямована зустрічно. Тобто виконується умова $U_{0K} - U_{E2} = U_{0B}$; $U_{E2} = R_E \cdot I_{0E2}$, де I_{0E2} – струм емітера у режимі спокою. Наявність великих R_{E1} та R_{E2} призводить до виникнення в схемі глибоких НЗЗ, що значно знижує коефіцієнт підсилення. Тому такі підсилювачі мають обмежену кількість каскадів (зазвичай не більше двох).

Для того, щоб знизити величину емітерного опору, можна використати дільник напруги R_{E2}, R_d (зображений на рис. 6.42 пунктиром). У цьому випадку навіть на малому опорі R_{E2} можна одержати потрібний рівень напруги. Але це призводить до підвищення втрат потужності, а отже, до зниження к.к.д.

Коефіцієнт підсилення схеми в цілому:

$$K_U = K_{U1} K_{U2}, \quad (6.44)$$

де
$$K_{U1} = \beta_1 \frac{R'_{K1}}{R_{ex1}}, \quad (6.45)$$

коефіцієнт підсилення першого каскаду;

$$R'_{K1} = R_{K1} \parallel R'_1 \parallel R'_2 \parallel R'_{ex2}, \quad (6.46)$$

$$K_{U2} = \beta_2 \frac{R'_{K2}}{R_{ex2}}, \quad (6.47)$$

коефіцієнт підсилення другого каскаду;

$$R'_{K2} = R_{K2} \parallel (R'_H + R'_{o1} \parallel R'_{o2}). \quad (6.48)$$

Такий підсилювач має велике значення дрейфу нуля і використовується у випадках, коли немає високих вимог до якості підсилення. Для підвищення стабільності схеми у якості R_{E1} і R_{E2} застосовують терморезистори.

6.10.3. Балансні ППС

Балансні ППС будуються на основі чотириплечого моста з паралельним балансом, схему якого наведено на рис. 6.43.

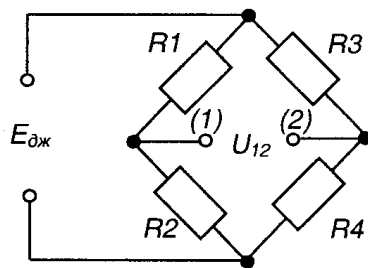


Рис. 6.43 – Чотириплечий міст

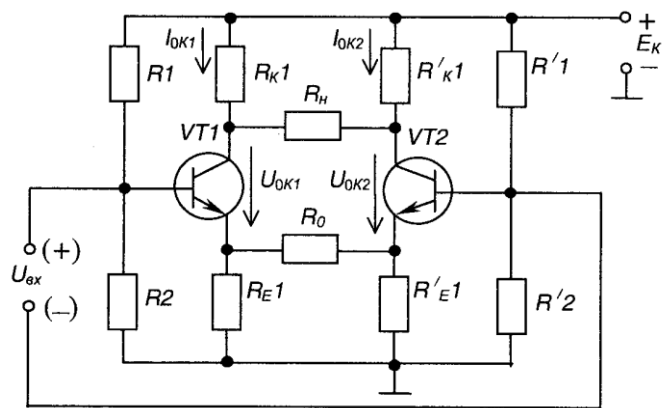


Рис. 6.44 – Балансний підсилювач

Тут $U_{12} = 0$ за $E_{дж} - var$, якщо $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$. Напряга на виході мосту не залежить від змін напруги

живлення чи від пропорційних змін параметрів плечей. На рис. 6.44 зображено найпростішу схему балансного підсилювача. Він складається з двох каскадів на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Причому параметри елементів обох каскадів повинні бути майже однаковими (у тому числі і транзисторів, які дуже важко підібрати): $R_1=R'_1$; $R_2=R'_2$; $R_{K1}=R'_{K1}=R_K$. Навантаження R_H вмикається між колекторами транзисторів. Підсилювач являє собою чотириплечий міст, де роль резистора R_1 виконує R_{K1} , R_2 – опір транзистора $VT1$, R_3 – R'_{K1} , R_4 – опір транзистора $VT2$.

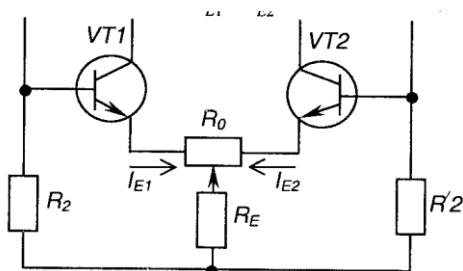
За відсутності вхідного сигналу напруга на навантаженні дорівнює нулю (якщо схема абсолютно симетрична). Дрейф нуля практично у 20–30 разів менший, ніж у підсилювача з безпосередніми зв'язками, оскільки визначається різницею $I_{ок1}$ та $I_{ок2}$.

За наявності вхідного сигналу з полярністю, що вказана на рис. 6.44, транзистор $VT1$ трохи відкривається, його колекторний струм зростає, а транзистор $VT2$ пропорційно закривається і його колекторний струм зменшується. Внаслідок цього на навантаженні R_H з'являється напруга розбалансу.

Коефіцієнт підсилення такого підсилювача становить:

$$K = \beta \frac{R'_K}{R_{ex}}, \text{ де } R'_K = \frac{R_K}{2} \parallel R_H. \quad (6.49)$$

Недоліком такого ППС є наявність значного НЗЗ, зумовленого великими значеннями R_{E1} і R_{E2} . Виключити цей недолік дозволяє схемотехнічне рішення, наведене на рис. 6.45.



Для наведеної схеми справедливі такі співвідношення:

$$\begin{aligned} \Delta U_E &= R_E (\Delta I_{E1} + \Delta I_{E2}); \\ \Delta I_{E1} &= -\Delta I_{E2}; \\ \Delta U_E &= 0. \end{aligned}$$

Рис. 6.45 – Схема виключення впливу НЗЗ у балансну підсилювачі

Таким чином, відносні зміни у балансну підсилювачі струмів емітерів під дією вхідного сигналу взаємно компенсуються, виключаючи НЗЗ за підсилюваним сигналом. НЗЗ за постійним струмом залишається.

Опір R_0 , крім того, що вирівнює потенціали емітерів, як і в попередній схемі, у даному разі ще й забезпечує балансування схеми за незначних відхилень параметрів елементів.

6.10.4. Диференційний ППС

Балансний підсилювач, у емітерне коло якого замість опору R_E увімкнене джерело струму (наприклад, транзистор, якому задано фіксоване значення струму бази), має назву диференційного (різницевого – бо підсилює різницю напруг між входами) підсилювача. Його схему наведено на рис.6.46.

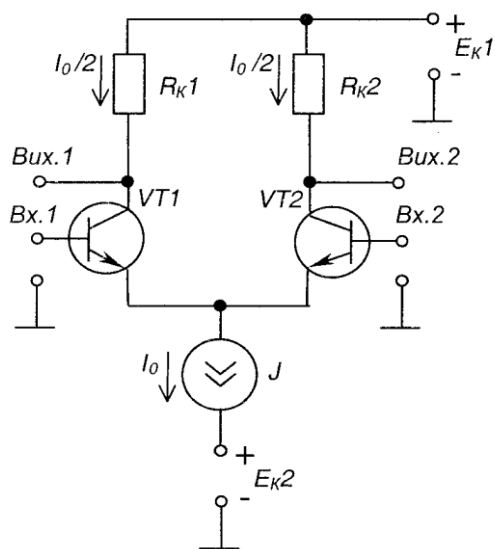


Рис 6.46 – Диференційний підсилювач

Щодо балансного підсилювача слід зазначити наступне: вхідний сигнал може бути подано не тільки як диференційний (між входами $Vx. 1$ і $Vx. 2$), а його можна також подавати на будь-який з входів відносно точки з нульовим потенціалом.

Навантаження також може бути підключено не тільки між обома виходами (симетричний вихід), але й до одного виходу і нульової точки (несиметричний вихід). При цьому, якщо це, наприклад, *Вих. 2*, то *Вх. 1* для нього буде неінвертуючим: зміни сигналу на виході співпадають за знаком (фазою – для змінного струму) зі змінами вхідного сигналу; *Вх. 2* буде інвертуючим: зміни вихідного сигналу за знаком (фазою) протилежні змінам вхідного.

За несиметричного входу один з колекторних резисторів (від якого не робиться вихід) можна не встановлювати.

Якщо на обидва входи подати відносно нульової точки однакові за знаком і напругою сигнали (синфазний сигнал), то напруга на виході дорівнюватиме нулю – підсилювач підсилює тільки різницевий сигнал!

Диференційні підсилювачі знайшли широке використання при побудові ППС у інтегральному виконанні.

6.10.5. Підсилювачі з подвійним перетворенням

Для зниження дрейфу нуля поряд із балансними схемами застосовують схеми з подвійним перетворенням підсилюваного сигналу. Суть роботи таких схем полягає у наступному. Постійний вхідний сигнал за допомогою спеціального пристрою, що називається модулятором, перетворюється у змінний сигнал, амплітуда якого дорівнює напрузі постійного сигналу. Потім змінний сигнал підсилюється підсилювачем напруги змінного струму, після чого за допомогою демодулятора змінний сигнал знову перетворюється у постійний, напруга якого дорівнює амплітуді підсиленого змінного сигналу.

Наявність підсилювача змінного струму виключає дрейф нуля. Але через досить велику складність виконання такі підсилювачі використовуються рідко.

6.11. Операційні підсилювачі

6.11.1. Загальні відомості

Операційний підсилювач (ОП) – це ППС, що має високий коефіцієнт підсилення, два входи (так званий диференційний вхід) і один вихід.

Зазвичай ОП будують як ППС з безпосередніми зв'язками між каскадами, з диференційним входом і біполярним відносно амплітуди підсилюваного сигналу виходом. Це забезпечує нульові потенціали на вході і виході ОП за відсутності вхідного сигналу. Тому такі підсилювачі легко з'єднувати послідовно, а також охоплювати зворотними зв'язками.

За своєю структурою ОП бувають три- або двокаскадні.

За трикаскадною схемою створювалися ОП в інтегральному виконанні першого покоління. Перший диференційний каскад у них працює в режимі мікрострумів, забезпечуючи тим самим високий вхідний опір. Другий диференційний каскад забезпечує підсилення напруги. Третій каскад, вихідний, виконується як двотактний з СК і забезпечує підсилення потужності, а також низький вихідний опір.

ОП другого покоління виконуються за двокаскадною схемою. Це стало можливим завдяки зростанню рівня інтегральної технології. При цьому, перший каскад забезпечує і високий вхідний опір, і великий коефіцієнт підсилення за напругою. Другий каскад є підсилювачем потужності.

Свою назву ці підсилювачі одержали у зв'язку з тим, що спочатку вони використовувались для моделювання математичних операцій (додавання, віднімання, диференціювання, інтегрування та ін.) в аналогових обчислювальних машинах (АОМ).

Із розвитком інтегральної техніки області використання ОП значно розширились. Нині вони використовуються в основному як високоякісні підсилювачі напруги під час побудови будь-яких електронних пристроїв, а АОМ тим часом були витіснені цифровими обчислювальними машинами.

Поширеному застосуванню ОП сприяють їхні високі параметри. Це великий коефіцієнт підсилення за напругою, що становить $K_U - (10^4 \div 10^6)$; високий вхідний опір по кожному з входів – $R_{вх} > 400 \text{кОм}$; низький вихідний опір $R_{вих} < 100 \text{Ом}$; досить широкий частотний діапазон – від нуля до одиниць мегагерц.

За наведеними параметрами ОП наближаються до ідеального підсилювача, що має:

- 1) $K_U \rightarrow \infty$;
- 2) два симетричних входи з $R_{вх} \rightarrow \infty$;
- 3) $R_{вих} \rightarrow 0$;
- 4) безкінечний діапазон частот підсилюваного сигналу.

При цьому зазначимо, що як лінійні підсилювачі з великим коефіцієнтом підсилення (десять тисяч разів) реальні ОП не застосовують, бо їх коефіцієнт підсилення (як і інші параметри) – величина вкрай нестабільна (наприклад, під дією температури).

Умовне позначення ОП наведене на рис. 6.47, а (на рис. 6.47, б, в наведені умовні позначення, прийняті у деяких зарубіжних країнах).

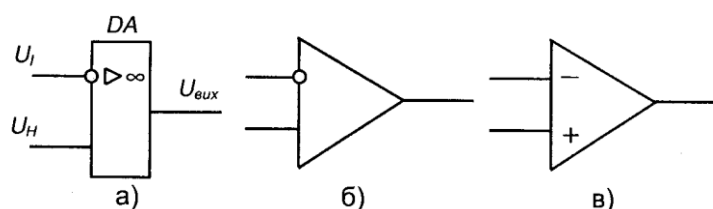


Рис. 6.47 – Умовні позначення ОП

Вхід, на який подано U_I називається інвертуючим, а U_H – неінвертуючим.

Якщо сигнал подати на неінвертуючий вхід, то зміни вихідного сигналу співпадають за знаком (фазою) із змінами вхідного. Якщо сигнал подати на інвертуючий вхід, то зміни вихідного сигналу матимуть протилежний знак (фазу) щодо до змін вхідного. Інвертуючий вхід використовують для охоплення ОП зовнішніми НЗЗ, а неінвертуючий – ПЗЗ.

Слід зазначити, що номенклатура сучасних ОП надзвичайно широка. Це необхідно для забезпечення конкретних специфічних потреб розробників електронних пристроїв.

Схеми вмикання ОП і параметри коригуючих кіл наводяться у довідкових матеріалах.

Найважливішими характеристиками ОП є вихідні амплітудні (передатні) характеристики – $U_{вих} = f(U_{вх})$ зображені на рис. 6.48. Знімають ці характеристики, подаючи сигнал на один із входів і з'єднуючи інший з нульовою точкою.

Кожна вихідна характеристика має горизонтальні та скісну ділянки. Горизонтальні ділянки відповідають режимам повністю відкритого чи закритого транзистора вихідного каскаду (режимам насичення).

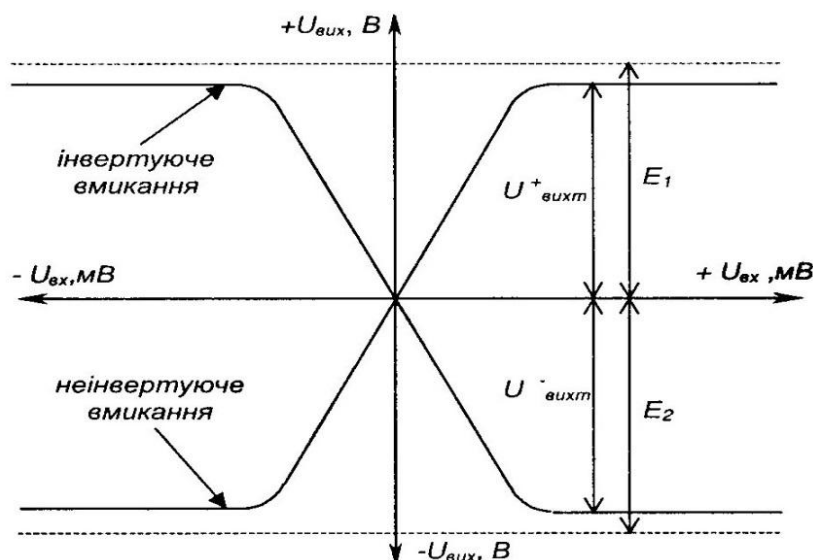


Рис. 6.48 – Передатні характеристики ОП

При зміні напруги вхідного сигналу на цих ділянках вихідна напруга підсилювача залишається незмінною і визначається напругами $U^+_{вих.т}$ або $U^-_{вих.т}$, близькими до напруги джерел живлення E_1 та E_2 .

Коефіцієнт підсилення визначається за скісними ділянками за формулою:

$$K_{ОП} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}} . \quad (6.45)$$

Великі його значення дозволяють за умов охоплення ОП глибоким НЗЗ одержати схеми з властивостями, що залежать лише від параметрів кола НЗЗ бо, як виходить із формули (6.34), при $K \rightarrow \infty$, $K_3 \rightarrow 1/\chi$ залежить лише від параметрів кола НЗЗ.

Стан за якого $U_{вих} = 0$ при $U_{вх} = 0$, називається балансом ОП. Однак для реальних ОП умови балансу не виконуються (існує розбаланс).

Напруга $U_{зм.0}$, за якої $U_{вих} = 0$, має назву вхідної напруги зміщення нуля. Вона визначає напругу, яку необхідно подати на вхід підсилювача для створення балансу. Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу наведені на рис. 4.13.

$$U_{зм.0} = \frac{\Delta U_{вих}}{K_{ОП}} . \quad (6.46)$$

Корекція розбалансу виконується коригуючими колами або, за відсутності таких у ОП деяких типів, подачею на вхід напруги, що дорівнює $U_{зм.0}$ і протилежна за знаком.

Вхідний опір, вхідний струм зміщення, максимальні вхідні диференційна та синфазна напруги є основними вхідними параметрами ОП.

За необхідності захисту від перенапруг між входами ОП вмикають зустрічно-паралельно два діоди або стабілітрони.

Вихідними параметрами ОП є вихідний опір, максимальна вихідна напруга та струм.

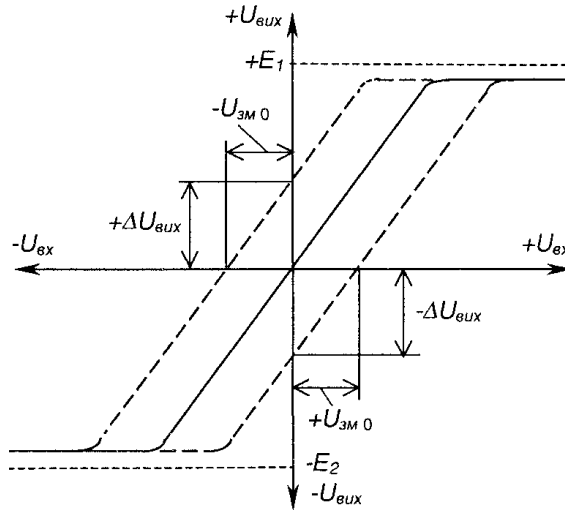


Рис. 6.49 – Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу

Частотні характеристики ОП визначають з його АЧХ, зображеної на рис. 6.50.

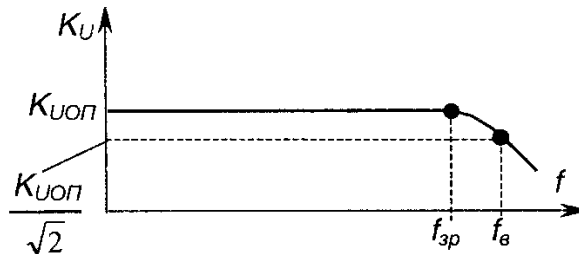


Рис. 6.50 – АЧХ операційного підсилювача

Вона має спадний характер за високих частот, починаючи від частоти зрізу $f_{зр}$. $f_в$ – верхня межа частотного діапазону. При цій частоті:

$$K_U = \frac{K_{UOP}}{\sqrt{2}} . \quad (6.48)$$

Діапазон частот ($0 \div f_в$) має назву смуги частот ОП.

Широке практичне використання ОП в аналогових пристроях зумовлене, головним чином, застосуванням у їх схемах різного роду зовнішніх НЗЗ, чому сприяє велике значення коефіцієнта підсилення K_{UOP} , високий вхідний та малий вихідний опори. Висока якість параметрів сучасних ОП дозволяє, зокрема, без внесення помітної похибки при розрахунку схем на ОП, приймати $K_{UOP} \rightarrow \infty$, $K_{вх\ ОП} \rightarrow \infty$, $K_{вих\ ОП} \rightarrow 0$ вважати ОП за ідеальний!

Розглянемо деякі приклади електронних пристроїв на ОП.

6.11.2. Інвертуючий підсилювач

Інвертуючий підсилювач (необхідно розрізнити поняття "операційний підсилювач" і "підсилювач, виконаний на операційному підсилювачі"), схему якого зображено на рис. 6.51, змінює знак вихідного сигналу відносно вхідного. Він створюється введенням паралельного НЗЗ за допомогою резистора $R_{зз}$ на інвертуючий вхід ОП – на цей вхід подається частина вихідного сигналу з дільника

R_{33} , R_1 . Неінвертуючий вхід з'єднується із спільною точкою схеми (точкою з нульовим потенціалом).

Вхідний сигнал через резистор R_1 подається на інвертуючий вхід ОП.

Кола живлення і кола корекції нуля на рис. 6.51 не показані.

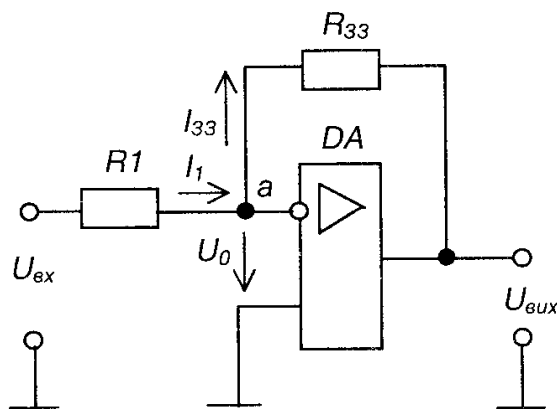


Рис. 6.51 – Інвертуючий підсилювач підсилювач на ОП

Виходячи з наведеного вище, а саме: вважаючи ОП за ідеальний, при аналізі схем з ОП слід виходити з таких положень:

- 1) коефіцієнт підсилення ОП нескінченний;
- 2) входи ОП струму не споживають ($R_{вх\ ОП} = \infty$);
- 3) у вихідних колах ОП падіння напруги відсутнє ($R_{вих\ ОП} = 0$);
- 4) якщо ОП охоплено НЗЗ і він працює у лінійному режимі (в режимі підсилення, а не насичення), різниця потенціалів між його входами $U_{вх\ ОП} = U_0 = 0$.

Реально $U_{вх\ ОП} = U_0$ нулю не дорівнює. Але це настільки незначна величина, що для більшості схем на ОП нею можна знехтувати. Дійсно, якщо, наприклад, $U_{вих\ ОП} = 10\text{В}$ (це майже відповідає насиченню), $K_{УОП} = 100000$, то $U_0 = 100\ \mu\text{В}$!

Оскільки на неінвертуючий вхід подана напруга $U_H = 0$ (він з'єднаний з нульовою точкою), а $U_0 = 0$, то і потенціал інвертуючого входу також дорівнює нулю (віртуальний нуль). У результаті джерелом вхідного сигналу пристрій сприймається як R_1 – вхідний опір підсилювача дорівнює величині опору резистора R_{33} .

За першим законом Кірхгофа для вузла a маємо:

$$I_1 = I_{33} . \quad (6.49)$$

Тобто,

$$\frac{U_{вх}}{R_1} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}} . \quad (6.50)$$

ОП, забезпечуючи рівність $U_0 = 0$, створює на виході таку напругу, щоб відвести струм I_1 через резистор R_{33} . Тоді

$$K_{U_{33}} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = -\frac{R_{33}}{R_1} . \quad (6.51)$$

Отже, $K_{U_{33}}$ залежить лише від співвідношення опорів резисторів дільника НЗЗ. Знак « \rightarrow » вказує на інверсію вхідного сигналу. Вхідний опір схеми дорівнює величині R_1 .

Якщо $R_{33} \ll R_1$, то $U_{вих} = -\frac{R_{33}}{R_1} U_{вх}$ – отримаємо інвертуючий масштабний підсилювач (з масштабним коефіцієнтом підсилення $K_{U_{33}} = -R_{33} / R_1$).

При $R_{33} = R_1$, $K_{U_{33}} = -1$ – схема набуває властивостей інвертуючого повторювача вхідної напруги (інвертор сигналу).

6.11.3. Неінвертуючий підсилювач

Неінвертуючий підсилювач, схему якого зображено на рис. 6.52, можна отримати, якщо ввести послідовний НЗЗ за напругою на інвертуючий вхід, а вхідний сигнал подати на неінвертуючий вхід ОП. Тут $U_H = U_{вх}$, а вхідний струм $I_{вх} = 0$, тому що $R_{вхОП} = \infty$.

Оскільки $U_0 = 0$, то $U_{R1} = U_{вх}$, а $U_{вх} / R_1 = I_{33}$.

З іншого боку $I_{33} = \frac{U_{вих}}{R_{33} + R_1}$.

Отже, $\frac{U_{вих}}{R_1} = \frac{U_{вих}}{R_{33} + R_1}$, звідки $U_{вих} = U_{вх} (1 + \frac{R_{33}}{R_1})$ (6.52)

Тоді коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K_{U_{33}} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = 1 + \frac{R_{33}}{R_1} . \quad (6.53)$$

Якщо $R_{33} = 0$, а $R_1 \rightarrow \infty$ одержимо неінвертуючий повторювач, схему якого зображено на рис. 6.53.

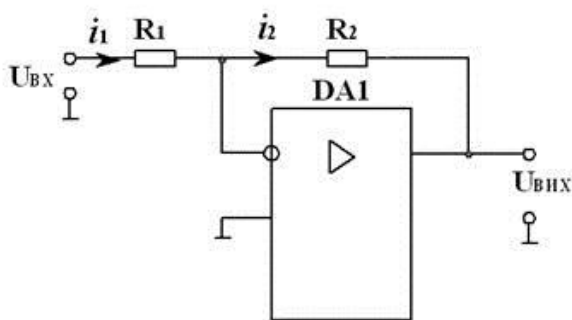


Рис. 6.52 – Неінвертуючий підсилювач на ОП

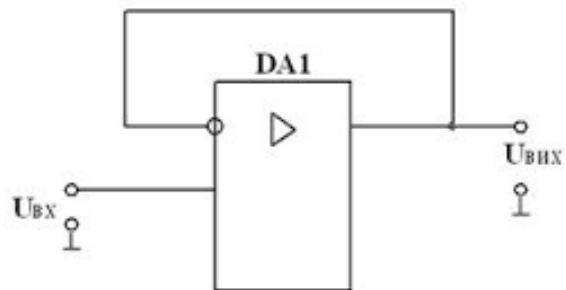


Рис. 6.53 – Повторювач напруги на ОП

Неінвертуючий та інвертуючий підсилювачі широко використовуються як високостабільні підсилювачі різного призначення. Причому, неінвертуючий має великий вхідний опір (теоретично – нескінченний) і використовується для підсилення сигналів джерел із високим вихідним опором.

6.11.5. Інвертуючий суматор

Схема інвертуючого суматора зображена на рис. 6.55. Він виконаний за типом інвертуючого підсилювача з кількістю паралельних віток на вході, що дорівнює числу сигналів.

Якщо опори всіх резисторів схеми однакові

$$R_{33} = R_1 = R_2 = \dots = R_n \ll R_{\text{exOP}},$$

то за $I_{\text{exOP}} = 0$ отримаємо

$$I_{33} = I_1 + I_2 + \dots + I_n, \quad (6.56)$$

або

$$U_{\text{вix}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n), \quad (6.57)$$

Останнє співвідношення показує рівноправну вагову участь доданків у їх сумі. Підсумовування може виконуватись також з різними ваговими коефіцієнтами для кожного з доданків. Досягається це використанням різних значень опорів резисторів у вхідних вітках.

$$U_{\text{вix}} = -\left(\frac{R_{33}}{R_1} U_1 + \frac{R_{33}}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_{33}}{R_n} U_n\right). \quad (6.58)$$

Завдяки тому, що точка з'єднання резисторів має нульовий потенціал ("віртуальний нуль"), виключається взаємний вплив джерел вхідних напруг.

6.11.6. Неінвертуючий суматор

Неінвертуючий суматор можна отримати шляхом послідовного з'єднання суматора та інвертора. Але на основі неінвертуючого підсилювача його можна створити значно простіше – як це показано на рис. 6.56. За $U_0 = 0$ напруга на обох входах ОП однакова і становить:

$$U_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вix}} R_1}{R_{33} + R_1}. \quad (6.59)$$

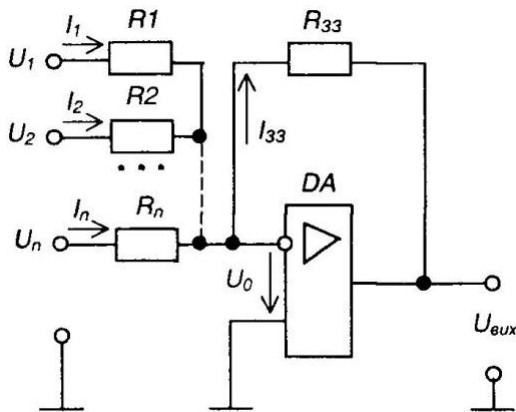


Рис. 6.55 – Інвертуючий суматор

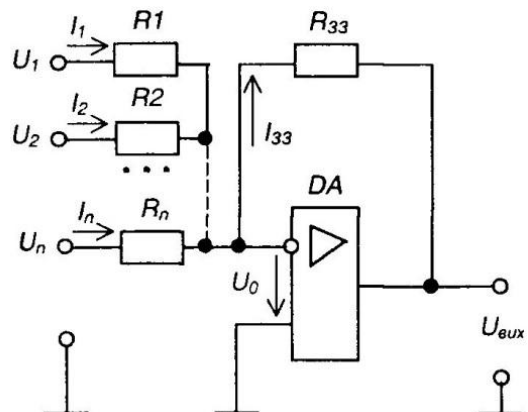


Рис. 6.56 – Неінвертуючий суматор

Оскільки струм неінвертуючого входу дорівнює нулю (тому що $R_{\text{exOP}} \rightarrow \infty$) отримаємо:

$$\frac{U_1 - U_{\text{н}}}{R} + \frac{U_2 - U_{\text{н}}}{R} + \dots + \frac{U_n - U_{\text{н}}}{R} = 0, \quad (6.60)$$

$$\text{або } U_1 + U_2 + \dots + U_n = n \frac{R_1}{R_1 + R_{33}} U_{\text{вих}}, \quad (6.61)$$

$$\text{звідки } U_{\text{вих}} = \frac{R_1 + R_{33}}{nR_1} (U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (6.62)$$

$$\text{Задамо } \frac{R_1 + R_{33}}{nR_1} = 1, \text{ і тоді } U_{\text{вих}} = U_1 + U_2 + \dots + U_n. \quad (6.63)$$

Оскільки взаємний вплив джерел вхідних напруг в (6.63) не виключається, як це було для інвертуючого підсилювача, то джерела повинні мати якомога менші опори, або їх потрібно враховувати під час розрахунку.

6.11.7. Інтегруючий підсилювач (інтегратор)

Схему інтегратора зображено на рис. 6.57. Вона створюється заміною в схемі інвертуючого підсилювача резистора зворотного зв'язку R_{33} конденсатором C .

Оскільки $R_{\text{вхОП}} = \infty$, отримаємо:

$$I_R = I_C \text{ і } \frac{U_{\text{вх}}}{R} = -C \frac{du_{\text{вих}}}{dt}, \text{ або } U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt + U_{\text{вих0}}. \quad (6.64)$$

Як правило, за $t = 0$, $U_C = U_{\text{вих0}} = 0$, тому

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt, \quad (6.65)$$

де $RC = \tau$ – стала часу.

Реальному масштабу часу відповідає $\tau = 1\text{с}$. За подачі на вхід постійної за значенням напруги, струм, що заряджає конденсатор, має постійне значення $U_{\text{вх}}/R$ (не залежить від ступеня заряду конденсатора) і конденсатор заряджається рівномірно, а вихідна напруга зростає лінійно:

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} U_{\text{вх}} t.$$

Тому інтегратор часто застосовують як основу генераторів лінійних напруг. На рис. 6.58 зображені часові діаграми роботи інтегратора під час подачі на його вхід постійної напруги.

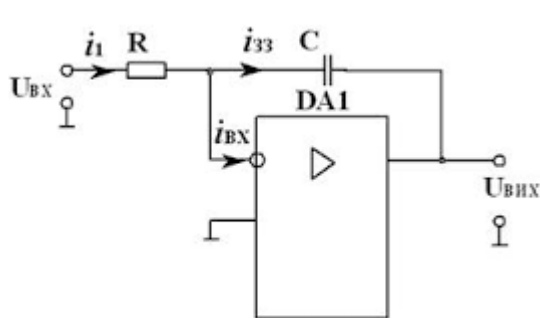


Рис. 6.57 – Інтегратор

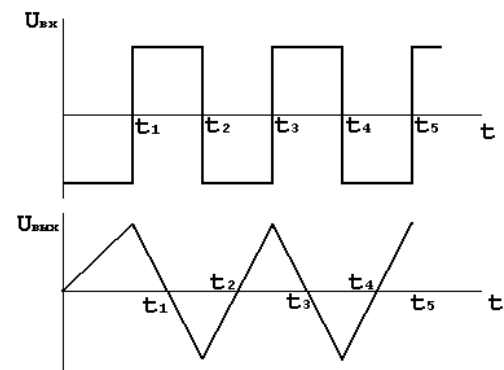


Рис. 6.58 – Часові діаграми роботи інтегратора

6.11.8. Диференціюючий підсилювач (диференціатор)

Схему диференціатора наведено на рис. 6.59. Від схеми інтегратора (рис. 6.57) вона відрізняється заміною місцями резистора і конденсатора. Тут

$$I_C = I_{R33}; I_C = -C \frac{du_{ex}}{dt}; I_{R33} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}}; -C \frac{du_{ex}}{dt} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}}; U_{вих} = -CR_{33} \frac{du_{ex}}{dt}; R_{33}C = \tau;$$

$$U_{вих} = -\tau \frac{du_{ex}}{dt}. \quad (6.66)$$

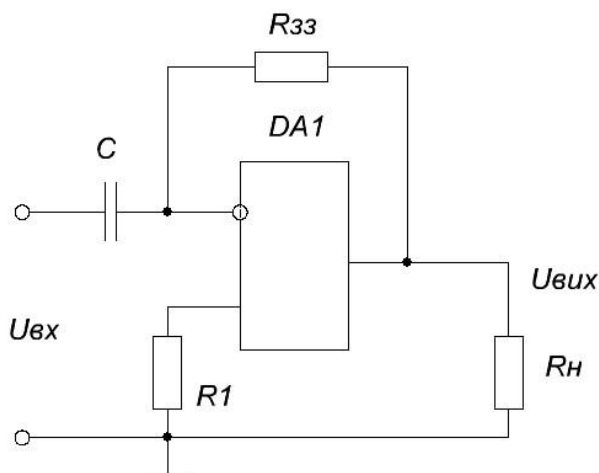


Рис. 6.59 – Диференціатор

Сталу часу τ необхідно вибирати так, щоб у процесі диференціювання дотримувалась нерівність $U_{вих} < U_{вих m}^-$.

6.11.9. Компаратори (схеми порівняння)

Компаратори – це електронні пристрої, призначені для порівняння напруг. Схема найпростішого компаратора зображена на рис. 6.60, а. Він виконує порівняння вхідного сигналу U_{ex} з опорною напругою $U_{оп}$. Сигнал на виході ОП змінює полярність, коли $U_{ex} = U_{оп}$, як показано на часових діаграмах роботи компаратора, наведених на рис. 6.60, б.

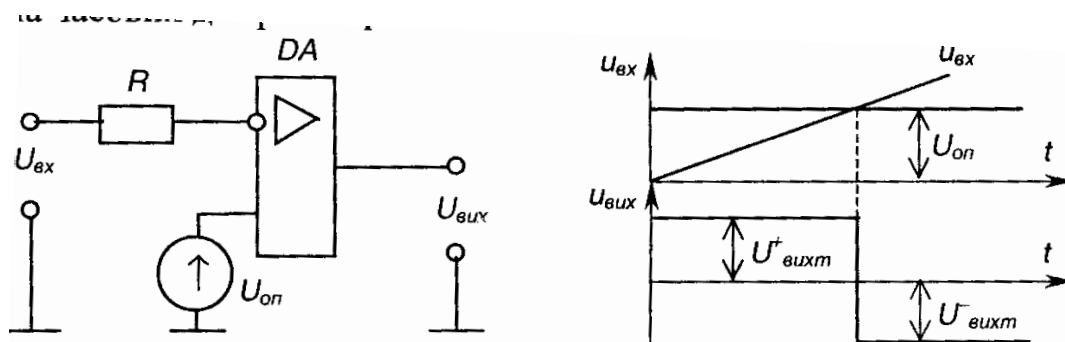


Рис. 6.60 – Компаратор (а) і часові діаграми його роботи (б)

Коли $U_{оп} = 0$, маємо нуль-орган, що фіксує відхилення U_{ex} від нульового значення.

Компаратор – це чи не єдине застосування ОП без зворотних зв'язків, коли безпосередньо використовується його великий коефіцієнт підсилення: найменша різниця потенціалів між входами призводить до насичення ОП. При цьому маємо знак вихідної напруги «+», коли напруга на неінвертуючому вході більша, ніж на інвертуючому, і «-», коли навпаки.

Живлення ОП у даному випадку можна виконати і від одно-полярного джерела, бо він фактично порівнює синфазні напруги.