

## ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ. ВУЗЬКОСМУГОВІ ПІДСИЛЮВАЧІ.

**Мета лекції:** надати відомості про основні схемотехнічні заходи, що спрямовані на реалізацію складних функцій – каскадування та використання зворотних зв'язків для покращення параметрів підсилювачів; проаналізувати особливості побудови та функціонування підсилювачів різного призначення.

### ПЛАН

ВИХІДНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ

СХЕМА ДВОТАКТНОГО ПІДСИЛЮВАЧА ПОТУЖНОСТІ З ТРАНСФОРМАТОРНИМ ЗВ'ЯЗКОМ

БЕЗТРАНСФОРМАТОРНІ СХЕМИ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ.

ВУЗЬКОСМУГОВІ ПІДСИЛЮВАЧІ

ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ. ДИФЕРЕНЦІАЛЬНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

**Вихідні підсилювачі потужності** зазвичай є **вихідними каскадами багатокаскадних підсилювачів** і призначені для отримання, як правило, у низькоомному навантаженні (обмотки електричних двигунів, реле, гучномовців) розрахункової потужності вихідного сигналу. Отримання на виході підсилювача потужного сигналу передбачає роботу транзисторів в режимі великих струмів і напруг, коли змінні складові сигналів наближаються за значенням до струмів і напруг в точці спокою каскаду. Режим роботи каскаду можна характеризувати як **режим великого сигналу**, для аналізу якого стають непридатними малосигнальні моделі транзисторів і важливим стає урахування нелінійності характеристик транзистора. Розрахунок підсилювачів потужності виконують графоаналітичними методами безпосередньо з застосуванням характеристик напівпровідникових приладів.

Підсилювачі потужності **характеризуються високим значенням коефіцієнта корисної дії усього каскаду**. Щоб збільшити потужність вихідного синусоїдного сигналу і зменшити його спотворення, підсилювачі виконують за двотактною схемою з використанням двох транзисторів, які працюють в режимах В або АВ. Кожний з транзисторів слугує для підсилення однієї із двох півхвиль вхідного сигналу. Розрізняють **схеми з конденсаторним зв'язком** з навантаженням (і попереднім каскадом у багатокаскадних підсилювачах) і **схеми з безпосереднім зв'язком**.

**Схема двотактного підсилювача потужності з трансформаторним зв'язком** наведена на рис. 10.1. Схема виконана на двох  $p-n-p$ -транзисторах VT1 і VT2, до яких ставиться вимога ідентичності параметрів. Навантаження приєднується до каскаду через вихідний трансформатор Tr2. Одна з двох секцій первинної обмотки Tr2  $W_{2-1}$  входить до складу колекторного кола транзистора VT1, інша  $W_{2-2}$  – до колекторного кола транзистора VT2. За коефіцієнт трансформації трансформатора приймають співвідношення

$$k_{\text{тр2}} = \frac{W_{2-1}}{W_{\text{вих}}} = \frac{W_{2-2}}{W_{\text{вих}}} .$$

Пригадаємо, що **передавання максимальної потужності відбувається в режимі узгодження**. Вихідний опір підсилювального каскаду за схемою зі спільним емітером (витоком) складає сотні ом, тому для узгодження з малим опором навантаження вихідний трансформатор має бути знижувальним.

Підбором відповідного значення  $k_{\text{тр2}}$  завжди можна забезпечити виконання умов узгодження каскаду з навантаженням, при цьому еквівалентний опір навантаження відносно первинної півобмотки трансформатора дорівнює

$k_{\text{тр2}}^2 R_{\text{н}}$ . Трансформатор Tr1, який характеризується коефіцієнтом

трансформації  $k_{\text{тр1}} = \frac{W_{\text{вх}}}{W_{1-1}} = \frac{W_{\text{вх}}}{W_{1-2}}$ , виконує функцію вхідного трансформатора і забезпечує передавання вхідного сигналу у базові кола обох транзисторів. У

разі застосування схеми двотактного підсилювача у складі багатокаскадного підсилювача обмотка  $W_{\text{вх}}$  трансформатора Tr2 вмикається у колекторне коло попереднього каскаду.

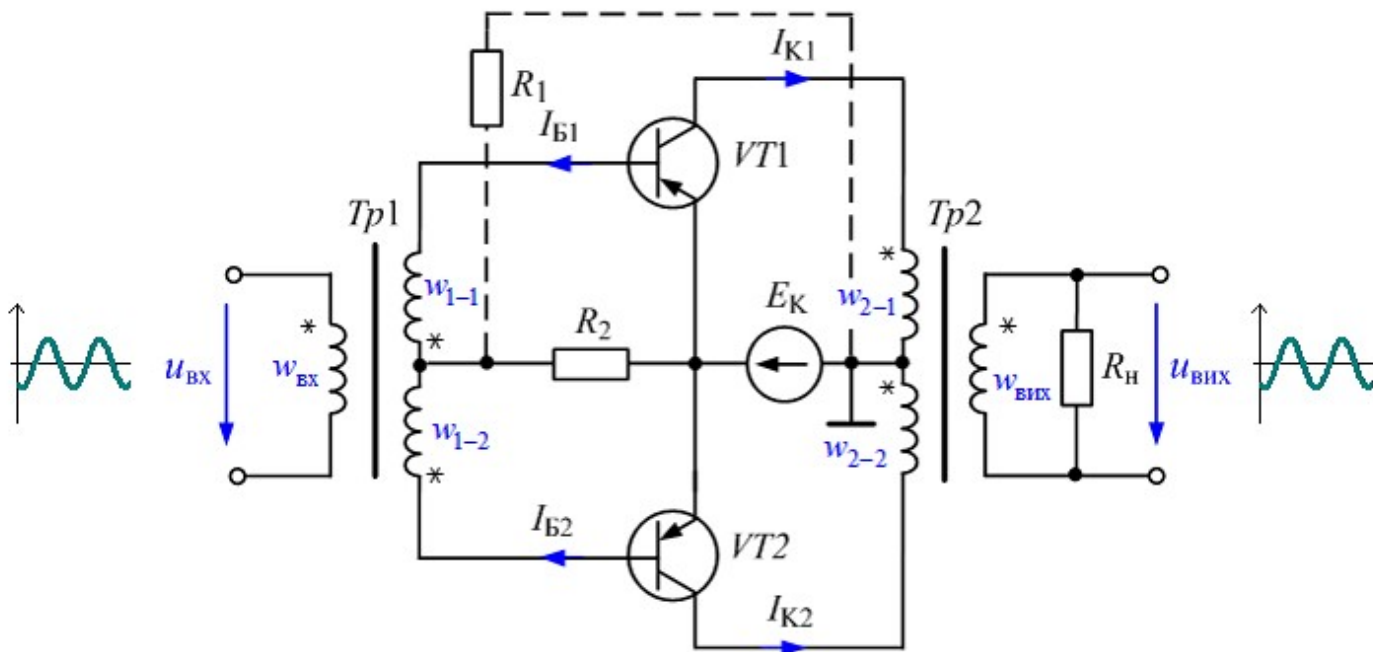


Рисунок 10.1 – Схема двотактного підсилювача потужності з трансформаторним зв'язком

Транзистори двотактного каскаду можуть працювати **в режимі класу В** та **в режимі класу АВ**. Розглянемо роботу схеми у цих режимах.

#### **Робота схеми** двотактного підсилювача потужності **у режимі класу В**.

Під час аналізу роботи підсилювального каскаду у різних режимах було зазначено, що в режимі класу В точка спокою ( $C_B$  на рис. 10.2) знаходиться на межі з областю відсічки. Якщо знехтувати зворотними струмами через колекторні переходи обох транзисторів, то можна вважати, що струми у підсилювачі дорівнюють нулю: ( $I_{Kc1} = I_{Kc2} \cong 0, I_{Bc1} = I_{Bc2} \cong 0$ ). Напряга на навантаженні також дорівнює нулеві. До колектора кожного транзистора відносно емітера прикладена постійна напруга ( $-E_K$ ).

Після подачі вхідного змінного сигналу на первинну обмотку трансформатора  $Tr1$  відкривається один із транзисторів, той у вхідному колі якого діє сигнал додатної полярності. Наприклад, на обмотці  $w_{BX}$  діє додатна півхвиля синусоїдної напруги. При цьому на вторинній обмотці  $w_{1-1}$  у разі вмикання обмоток у спосіб, зазначений на рис. 10.1, діє від'ємна відносно спільної точки вторинних обмоток півхвиля напруги, а на обмотці  $w_{1-2}$  –

додатна півхвиля. У результаті транзистор VT2 залишається закритим, а транзистор VT1 відкривається. У вхідному колі транзистора VT1 протікає струм бази  $I_{B1}$ , у колекторному – струм колектора  $I_{K1} = \beta I_{B1}$ , який створює на обмотці  $w_{2-1}$  спад напруги  $u_{2-1} = I_{K1} k_{\text{тр}2}^2 R_{\text{н}}$ . На навантаженні діє додатна півхвиля напруги  $u_{\text{н}} = u_{2-1} / k_{\text{тр}2}$ .

Графічні побудови, що супроводжують аналіз роботи двотактної схеми для першого такту підсилення вхідного сигналу, наведені на рис. 10.2. На вихідних характеристиках транзистора VT1 побудовані лінія навантаження за постійним струмом (лінія синього кольору) та лінія навантаження за змінним струмом. Лінія навантаження за постійним струмом виходить із точки з координатами  $(-E_K, 0)$  і проходить майже паралельно осі струмів, оскільки опір у колекторному колі дорівнює малому активному опору первинної обмотки  $w_{2-1}$  трансформатора Тр2. Оскільки в режимі спокою вхідний сигнал відсутній  $U_{BEc} = 0$ , то лінія навантаження перетинає вихідну характеристику транзистора  $I_{Bc} \cong 0$  у точці з координатами  $U_{KEc} \cong -E_K, I_{Kc} = I_{KE0} = (1 + \beta) I_{KB0}$  (струм колектора визначається зворотним струмом колекторного переходу  $I_{KE0} = (1 + \beta) I_{KB0}$ ). Лінія навантаження за змінним будується у припущенні, що навантаження приймає значення  $R_{\approx} = k_{\text{тр}2}^2 R_{\text{н}}$ .

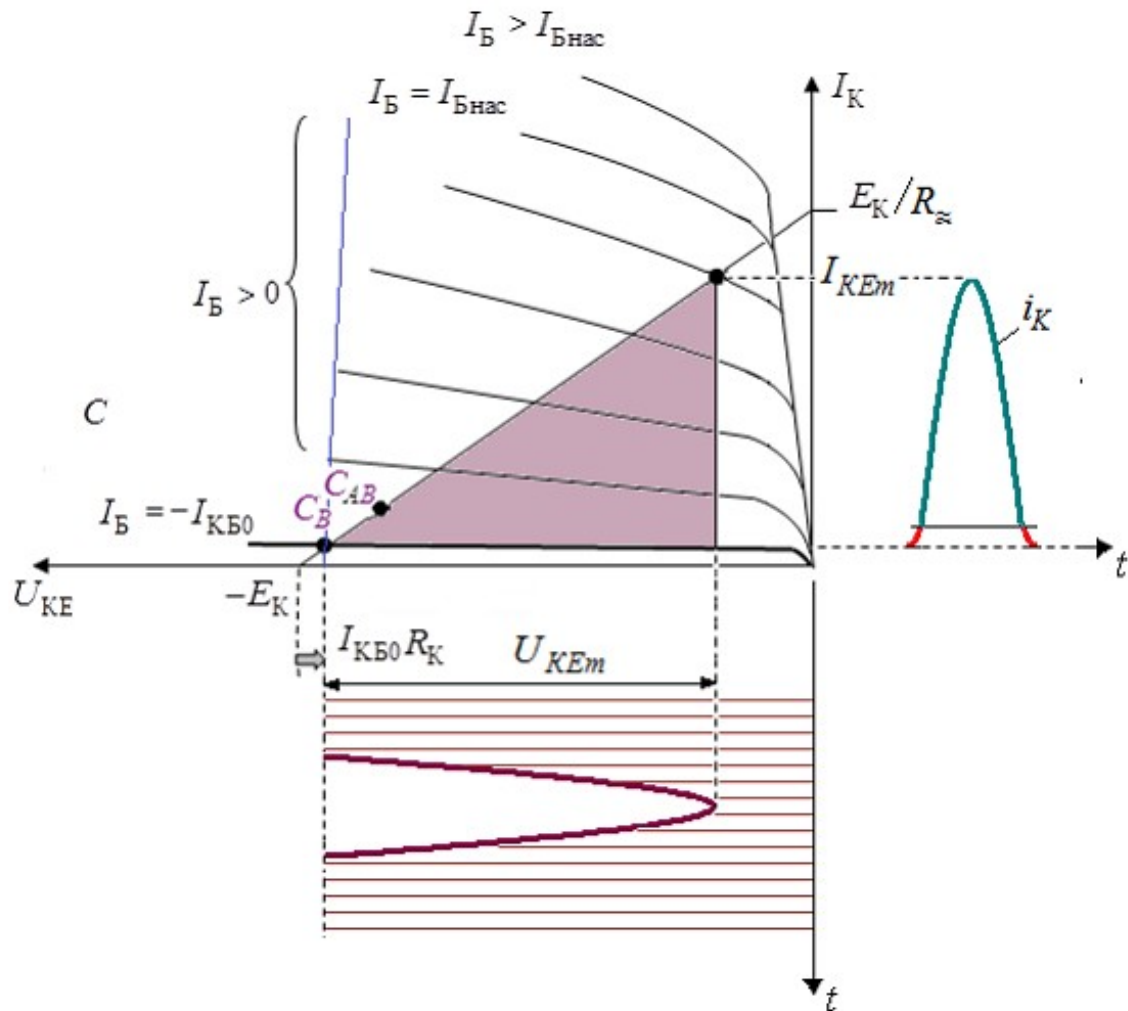


Рисунок 10.2 – До пояснення кожного із каскадів двотактної схеми підсилення

Якщо ж на обмотці  $w_{вх}$  діє від'ємна півхвиля синусоїдної напруги, то полярність напруг на вторинних обмотках трансформатора  $Tr1$  змінюється на протилежну. Тому у закритому стані знаходиться транзистор  $VT1$ , а у підсиленні сигналу приймає участь транзистор  $VT2$ . На обмотці  $w_{2-2}$  трансформатора  $Tr2$  від протікання струму  $I_{K2} = \beta I_{B2}$  створюється напруга  $u_{2-2} = I_{K2} k_{тр2}^2 R_H$ , яка буде трансформуватися зі зворотною полярністю на обмотку навантаження  $w_{вих}$ . На навантаженні буде діяти від'ємна півхвиля напруги  $u_H = u_{2-2} / k_{тр2}$ .

Таким чином, процес підсилення вхідного сигналу здійснюється за два такти роботи схеми. Перший такт супроводжується підсиленням однієї півхвилі напруги одним із транзисторів, а другий такт – підсиленням іншої півхвилі другим транзистором.

Розглянемо кількісні співвідношення, які характеризують роботу двотактного каскаду з енергетичної точки зору. Потужність сигналу, яка надходить у кожну з первинних обмоток трансформатора Тр2 за один такт, визначається площею зафарбованого трикутника на рис. 10.2:

$$P_{w2-1} = \frac{U_{KEm} \cdot I_{Km}}{2}. \quad (10.1)$$

З урахуванням втрат потужності у трансформаторі потужність на навантаженні становить:

$$P_n = \eta_{тр2} \cdot P_{w2-1} = \eta_{тр2} \frac{U_{KEm} \cdot I_{Km}}{2}. \quad (10.2)$$

Потужність, яка споживається каскадом від джерела живлення:

$$P_{вх} = E_K \cdot I_{Кср}, \quad (10.3)$$

де середнє значення струму колектора, який пульсує в часі:

$$I_{Кср} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Km} \sin \omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} I_{Km} (-\cos \omega t) \Big|_0^{\pi} = \frac{2I_{Km}}{\pi}. \quad (10.4)$$

Звідси

$$P_{вх} = \frac{2E_K \cdot I_{Km}}{\pi}. \quad (10.5)$$

Остаточно, коефіцієнт корисної дії двотактного каскаду може бути обчислений за виразом (10.6):

$$\eta = \frac{P_n}{P_E} = \frac{\eta_{тр2} \frac{U_{KEm} \cdot I_{Km}}{2}}{\frac{2E_K \cdot I_{Km}}{\pi}} = \eta_{тр2} \frac{\pi U_{KEm}}{4 E_K}. \quad (10.6)$$

Згідно до виразу (10.6) ККД двотактного каскаду збільшується зі збільшенням амплітуди вхідного сигналу. Теоретично найбільше значення ККД набуває у разі використання ідеального трансформатора  $\eta_{тр2} = 1$  за умови  $U_{KEm} = E_K$ . Це значення  $\eta_{max} = 0,785$ . З урахуванням, що амплітудне значення зміни напруги на колекторі завжди менше за значення джерела живлення  $U_{KEm} < E_K$  і ККД реальних трансформаторів  $\eta_{тр2} = 0,8...0,9$ , робимо висновок: ККД двотактних каскадів приймають значення 0,6...0,7, що в 1,5 рази більше, ніж для одноктактних підсилювачів.

Недоліком роботи схеми в режимі класу В є нелінійні спотворення вихідного сигналу, які з'являються внаслідок відсутності початкового зміщення

робочої точки на вхідних характеристиках транзистора. Суттєва нелінійність вхідних характеристик на початкових ділянках спричинює появу типових «східців» у формі струму колектора (рис. 10.2), а отже, і у формі вихідної напруги  $U_{KE}$ . Щоб зменшити нелінійні спотворення двотактного підсилювача, при практичних застосуваннях вмикають в схему резистор  $R_2$ , який наближає роботу джерела сигналу до режиму джерела струму, що послаблює вплив нелінійності вхідних характеристик транзисторів. Однак через спад напруги на  $R_2$ , зменшується коефіцієнт підсилення кожного каскаду. Доцільним слід вважати перехід до режиму роботи класу АВ.

### **Робота схеми двотактного підсилювача потужності у режимі класу АВ.**

В режимі класу АВ точку спокою ( $C_{AB}$  на рис. 10.2) обирають на висхідних ділянках вхідної і вихідної динамічних характеристик транзистора, тому струм у вихідному колі транзистора тече протягом більш від половини періоду зміни синусоїдної напруги вхідного сигналу. Початкову напругу зміщення на базах транзисторів VT1 і VT2 забезпечують за допомогою резисторів  $R_1, R_2$  (рис. 10.1), причому значення напруги зміщення відповідає початку відносно лінійної ділянки їхньої вхідної характеристики.

За наявності напруги зміщення на базах транзисторів VT1 і VT2 і протікання струмів спокою  $I_{Бс1}, I_{Бс2}$ , вхідний сигнал спричинює зменшення струму бази одного транзистора та збільшення струму бази іншого транзистора. Результуюча вхідна характеристика усієї схеми виходить близькою до прямої лінії і вплив нелінійності вхідних характеристик на режим підсилення виключається.

Незважаючи на наявність струмів спокою  $I_{Бс1}, I_{Бс2}$  та  $I_{Кс1}, I_{Кс2}$ , енергетичні характеристики двотактного каскаду мало різняться в режимах АВ і В. Тому для режиму АВ дійсні усі співвідношення (10.1) – (10.6), що були отримані для аналізу схеми режимі В.

## Безтрансформаторні схеми підсилювачів потужності.

Результатом розвитку технології виробництва напівпровідникових приладів стала поява численних потужних біполярних транзисторів та МОН-транзисторів з каналами різних типів. Тому для побудови підсилювачів потужності все більше застосування знаходять **безтрансформаторні схеми**. Це дає змогу спростити схеми підсилювачів і виключити великогабаритні елементи – трансформатори, які погано піддаються мініатюризації методами сучасної технології. Отже, на вимогу зменшення масо-габаритних показників та вартості, а також мініатюрного виконання двотактних каскадів у складі мікросхем були розроблені схеми двотактних каскадів підсилення без застосування трансформаторів (рис. 10.3).

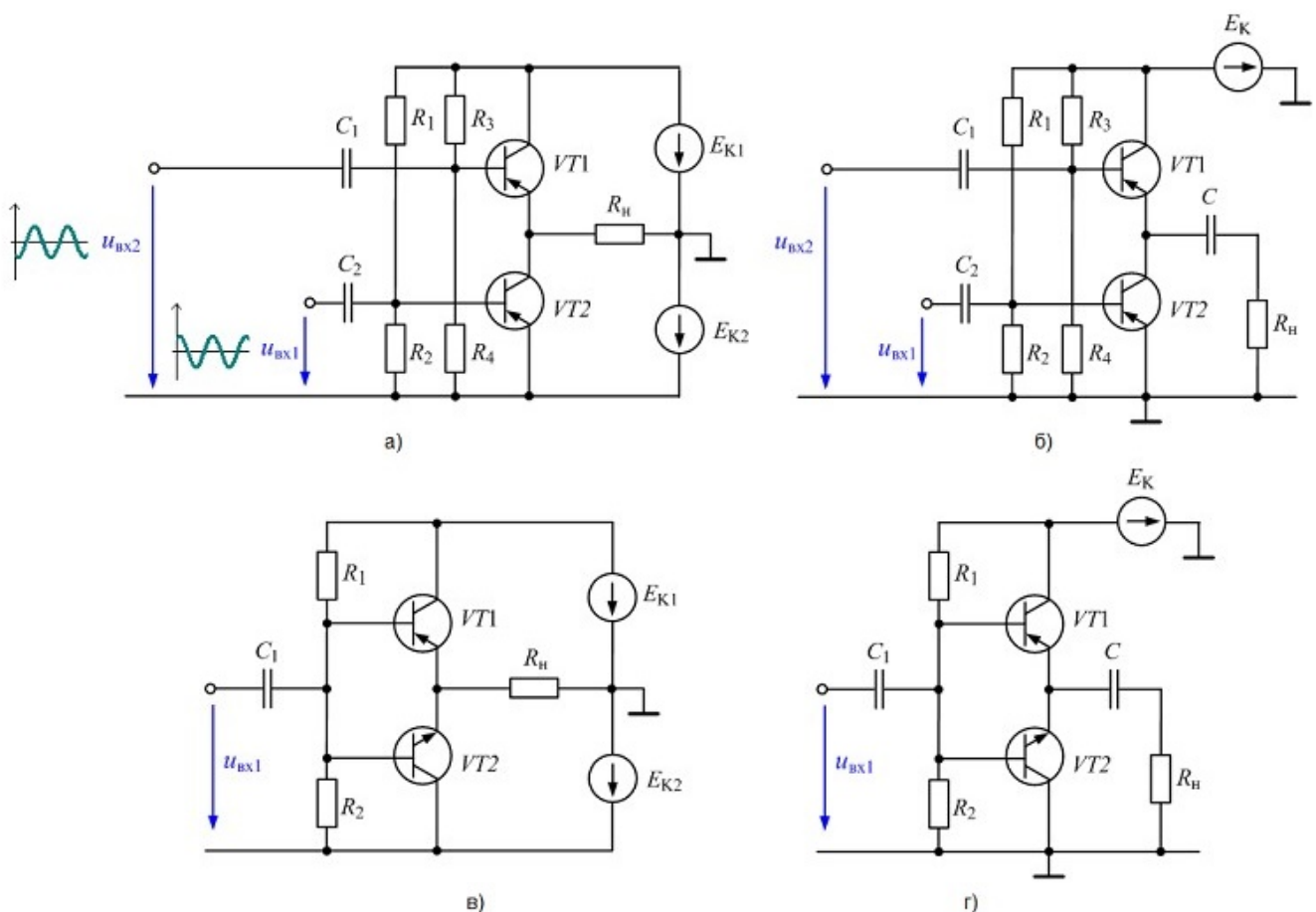


Рисунок 10.3 – Схеми двотактних каскадів підсилення без застосування трансформаторів: з живленням від двох джерел (а), (в) і одного джерела (б), (г)

Транзистори в схемах двотактних каскадів підсилення без застосування трансформаторів вмикають послідовно. Транзистори зазвичай працюють в режимі АВ, який забезпечується резисторами  $R_1 \dots R_4$ . Схеми різняться способом живлення і приєднання навантаження.



**У перший спосіб каскад живиться від двох джерел, які мають спільну нульову точку, а навантаження вмикають між точкою з'єднання емітера одного транзистора і колектора (емітера) іншого транзистора та спільною точкою джерел живлення каскаду (рис. 10.3,а)).** Транзистори керуються двома протифазними вхідними сигналами  $u_{вх1}$  і  $u_{вх2}$ , які створюють за допомогою фазоінвертуючого каскаду. Подібно до каскаду з трансформаторним зв'язком, процес підсилення відбувається за два такти. У першому такті транзистор VT1 підсилює від'ємну півхвилю вхідного сигналу  $u_{вх1}$ , в той час як транзистор VT2 закритий додатною півхвилею напруги  $u_{вх2}$ . У другому такті підсилюється від'ємна півхвиля вхідного сигналу  $u_{вх2}$ , а транзистор VT1 знаходиться у режимі відсічки під дією додатної півхвилі  $u_{вх1}$ .

**У другий спосіб каскад живиться від одного джерела, а навантаження приєднують через конденсатор з великою ємністю (рис. 10.3,б)).** За відсутності сигналів  $u_{вх1}$  і  $u_{вх2}$  конденсатор  $C$  заряджений до напруги  $0,5E_K$ . У такті роботи транзистора VT1 транзистор VT2 закритий і конденсатор виконує функцію джерела живлення навантаження. У такті роботи транзистора VT2 струм навантаження протікає через джерело живлення  $E_K$ . При цьому струм  $i_{к2}$ , який протікає через конденсатор  $C$ , поповнює його енергією, компенсуючи тим самим енергію, що була віддана конденсатором у навантаження в попередньому такті.

У розглянутих схемах транзистори мають різні схеми увімкнення: транзистор VT1 – за схемою зі спільним колектором (СК), а транзистор VT2 – за схемою зі спільним емітером (СЕ). Зважаючи на різні значення коефіцієнтів підсилення за напругою у схемах СК та СЕ, потрібно вирівнювати коефіцієнти підсилення для обох півхвиль вхідного сигналу. Для цього забезпечують відповідне підсилення сигналів за двома каналами фазоінвертуючої схеми.

У схемах, зображених на рис. 10.3, б),г), живлення каскадів і приєднання навантаження виконані подібно до вже розглянутих схем. Відмінність полягає у використанні транзисторів різних типів  $p-n-p$  і  $n-p-n$ , завдяки чому відпадає необхідність у двох протифазних вхідних сигналах. У разі додатної півхвилі

вхідного сигналу в активному режимі працює *n-p-n*-транзистор VT2, а транзистор VT1 закритий. У разі від'ємної півхвилі вхідного сигналу підсилює транзистор VT1. Обидва транзистори увімкнені за схемою зі спільним колектором, тому відпадає необхідність вирівнювання коефіцієнтів підсилення за двома каналами підсилення, як у попередніх схемах.

Перевагою схем з трансформаторним зв'язком є можливість отримання потрібної потужності у навантаженні шляхом зміни коефіцієнта трансформації.

## ВУЗЬКОСМУГОВІ ПІДСИЛЮВАЧІ

Під час класифікації підсилювачів було зазначено, що за шириною смуги частот робочого діапазону підсилювачі з лінійним режимом роботи поділяють на **широкосмугові підсилювачі (ШСП)** та **вузькосмугові (інакше вибіркові, резонансні) підсилювачі (ВСП)**. Вузькосмугові підсилювачі призначені для підсилення сигналів у деякій вузькій смузі частот, а поза цією смугою коефіцієнт підсилення значно менший. Підсилювачі з такими властивостями вкрай необхідні для побудови багатоканальних пристроїв зв'язку (радіо та телекомунікаційних), пристроїв автоматичного керування й контролю та інших, які працюють на фіксованих частотах.

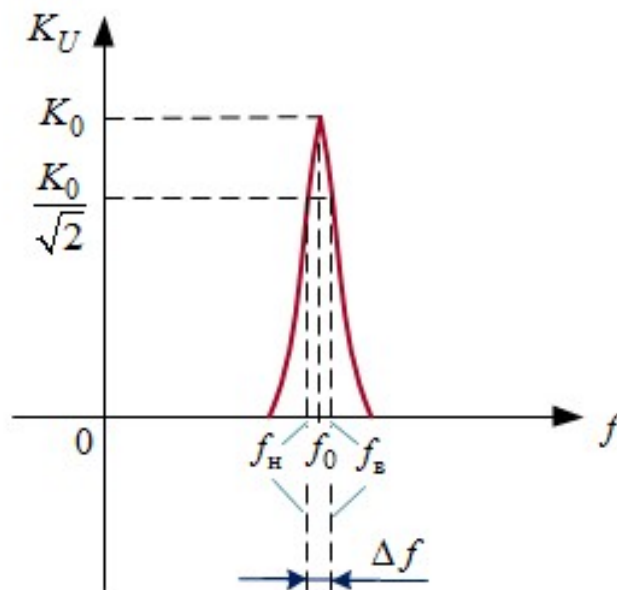
На рис. 10.4 наведена **амплітудно-частотна характеристика**  $K(f)$  коефіцієнта підсилення за напругою вибіркового підсилювача. У ідеального вибіркового підсилювача амплітудно-частотна характеристика повинна мати форму дуже вузького піку на частоті  $f_0$ . На цій частоті коефіцієнт підсилення досягає максимального значення  $K_0$ . На інших частотах модуль коефіцієнта підсилення має бути близьким до нуля. У реальних вузькосмугових підсилювачів коефіцієнт підсилення поступово зменшується до нуля, тому АЧХ являє криву, яка характеризується певною шириною на рівні значення  $K_0/\sqrt{2}$ . Діапазон частот, для яких  $K_0/K_U \geq \sqrt{2}$  називають **смугою пропускання підсилювача** –  $\Delta f = f_v - f_n$ . Границі смуги пропускання підсилювача називають відповідно **нижньою**  $f_n$  і **верхньою**  $f_v$  **граничними**

**частотами.** Відношення граничних частот для вибірових підсилювачів становить  $f_{\text{в}} / f_{\text{н}} = 1,001 \dots 1,1$ .

Селективні властивості резонансних підсилювачів оцінюють за допомогою параметра, який має назву **добротність**:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}. \quad (10.7)$$

Добротність вибірових підсилювачів сягає десятків та сотень.



**Рисунок 10.4 – Амплітудно-частотна характеристика вузькосмугового підсилювача**

Вузькосмугову амплітудно-частотну характеристику можна отримати двома способами: увімкнути послідовно з широкосмуговим підсилювачем фільтр, що має характеристику подібну до зображеної на рис. 10.4, або ввести в саму структуру підсилювача, у коло зворотного зв'язку фільтр з оберненою АЧХ (рис. 10.8) і отримати власне вузькосмуговий підсилювач. Розрізняють два різновиди вузькосмугових підсилювачів. Вибіркові підсилювачі для частот, вищих за десятки кілогерц, створюють введенням паралельного коливального LC-контура в коло навантаження підсилювача (**резонансні підсилювачі**). Низькочастотні вибірові підсилювачі виконують як схеми з ланками зворотного зв'язку через частотно-залежні RC-кола.

- [Резонансні підсилювачі.](#)

- Вибіркові підсилювачі зі зворотними зв'язками через частотно-залежні RC-кола.

Схеми **резонансних підсилювачів** на відміну від схем звичайних підсилювальних каскадів мають у своєму складі паралельний коливальний контур, увімкнений в колекторне коло транзистора (рис. 10.5). Зв'язок з наступним каскадом підсилення або навантаженням здійснюється через розділовий конденсатор ( $C_2$  на схемі) або через трансформатор, первинною обмоткою якого слугує індуктивність коливального контуру ( $L$  на схемі).

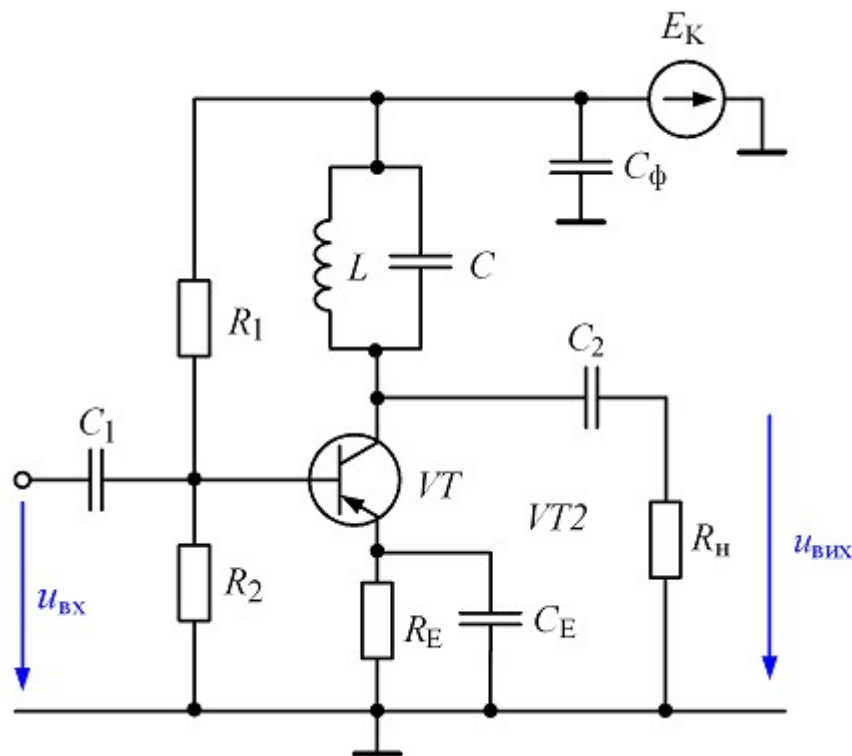


Рисунок 10.5 – Схема резонансного підсилювача

Характер залежності модуля коефіцієнта підсилення за напругою каскаду від частоти визначається частотно-вибірковими властивостями LC-контур. Опір паралельного контура змінюється з частотою і досягає максимального значення на частоті резонансу струмів. За умови ідеального безвтратного контура опір на частоті резонансу  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  приймає нескінченно великі значення.

З іншого боку, аналізуючи властивості підсилювальних каскадів, для розрахунку основних показників підсилювального каскаду за змінним струмом

з використанням еквівалентної малосигнальної схеми заміщення ми отримали співвідношення для обчислення коефіцієнта підсилення за напругою:

$$\underline{K}_U = \frac{\Delta u_{\text{вих}}}{\Delta u_{\text{вх}}} = -\frac{\Delta i_K \cdot R_{\text{н}\approx}}{\Delta i_B \cdot R_{\text{вх}}} = -\beta \frac{R_{\text{н}\approx}}{R_{\text{вх}}}$$

Із наведеної формули виходить, що чим більший опір  $R_{\text{н}\approx} = \frac{R_{\text{н}} \cdot R_K}{R_{\text{н}} + R_K}$ , тим більші значення приймає коефіцієнт підсилення за напругою. Отже, на частоті резонансу струмів паралельного контура в колекторному колі опір контура найбільший, а тому водночас має максимальне значення і коефіцієнт підсилення за напругою. Цим пояснюється назва схеми – **резонансний підсилювач**. При відхиленні частоти від резонансної опір контура зменшується, що веде до зменшення коефіцієнта підсилення.

**Зауваження.** Опір паралельного коливального контура в режимі резонансу  $\omega = \omega_0$  активний. Для обчислення його значення потрібно скористатися формулою для комплексної провідності паралельного контуру. Вираз спрощується, якщо знехтувати активним опором конденсатора:  $R_C = 0$ , тоді

$$G_0 = G_L + G_C = \frac{R_L}{R_L^2 + (\omega_0 L)^2} + \frac{R_C}{R_C^2 + \left(\frac{1}{\omega_0 C}\right)^2} \approx \frac{R_L}{R_L^2 + (\omega_0 L)^2} =$$

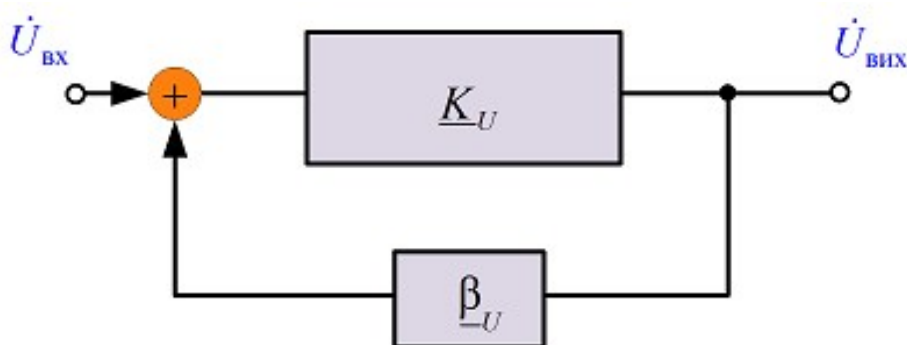
$$= \frac{R_L}{R_L^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} L\right)^2} \approx \frac{R_L \cdot C}{L} \quad \rightarrow \quad R_0 = \frac{L}{R_L \cdot C}, \quad (10.8)$$

де  $L, C$  – параметри елементів коливального контуру,  $R_L$  – активний опір котушки індуктивності.

Коефіцієнт підсилення за напругою багатокаскадного підсилювача дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення окремих каскадів, які входять до його складу. Якщо частотні характеристики каскадів однакові і каскади настроєні на одну і ту саму резонансну частоту, то частотна характеристика всього багатокаскадного підсилювача буде мати вузьку смугу пропускання порівняно зі смугами пропускання окремих каскадів.

Резонансні підсилювачі створюють для роботи з сигналами, частота яких перевищує десятки кілогерц. При цьому параметри резонансного контуру LC конструктивні. Для діапазону частот, менших за десятки кілогерц, використання резонансних підсилювачів виявляється нераціональним з огляду на великі габарити елементів LC-контура. На сьогодні більшість резонансних підсилювачів, як і підсилювачів інших типів, застосовують в інтегральному виконанні. При цьому котушки індуктивності та конденсатори коливальних контурів виконують в якості навісних елементів.

Низькочастотні вузькосмугові підсилювачі для діапазонів звукових і промислових частот виконують із **зворотними зв'язками через частотно-залежні RC-кола**. Найбільшого застосування отримала схема з назвою подвійний Т-подібний міст, яку для отримання характерної форми АЧХ вибіркового підсилювача потрібно увімкнути у коло від'ємного зворотного зв'язку (рис. 10.6).



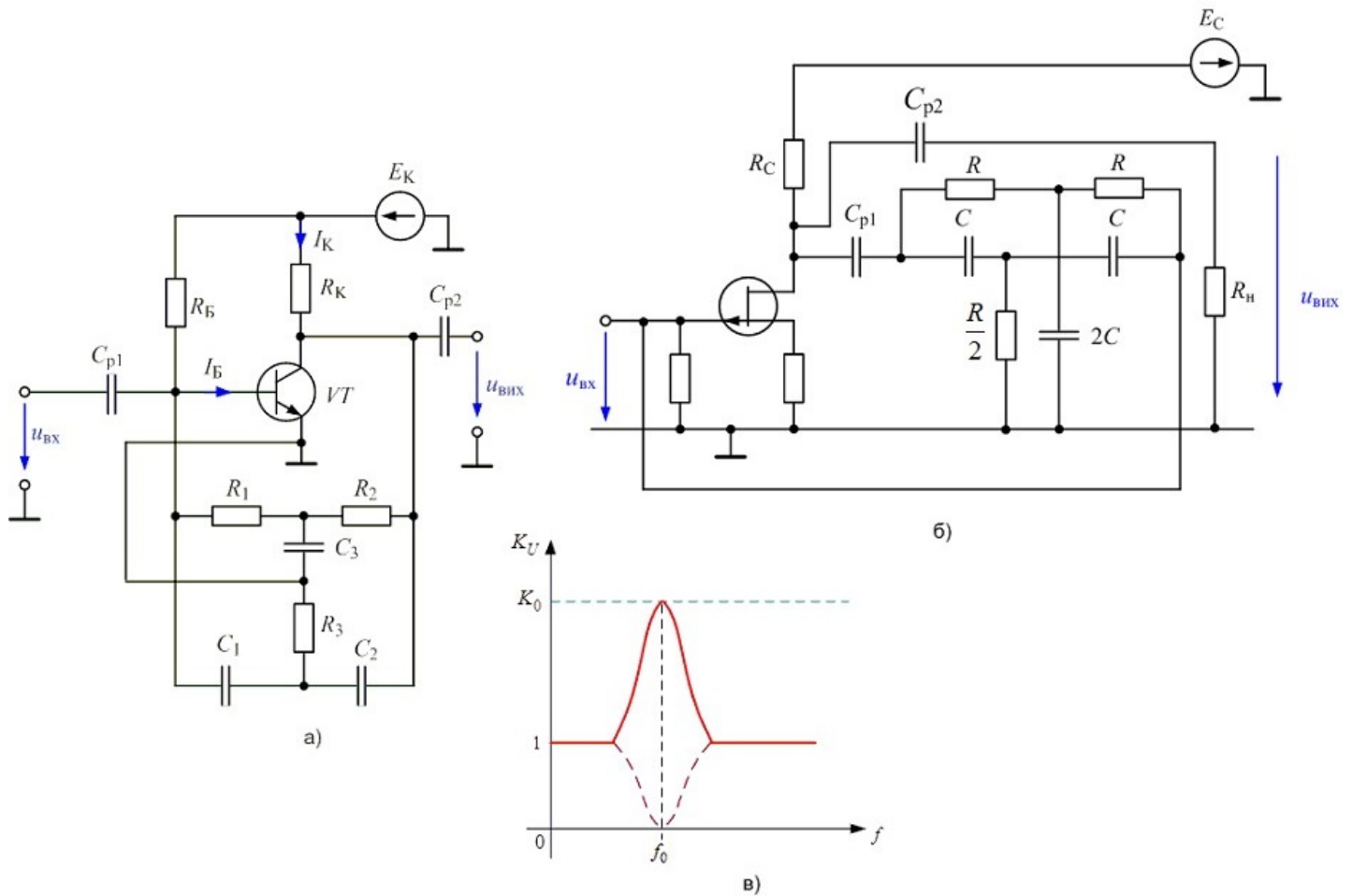
**Рисунок 10.6 – Структурна схема увімкнення частотно-залежного RC-кола для утворення вибіркового підсилювача**

Припустимо, що для побудови вибіркового підсилювача на основі підсилювального каскаду на біполярному транзисторі обрана схема подвійного Т-подібного мосту (рис. 10.7,а)). Два RC-ланцюжки у вигляді двох букв Т ( $R_1, R_2, C_3 - C_1, C_2, R_3$ ) передають сигнал з виходу на вхід каскаду.

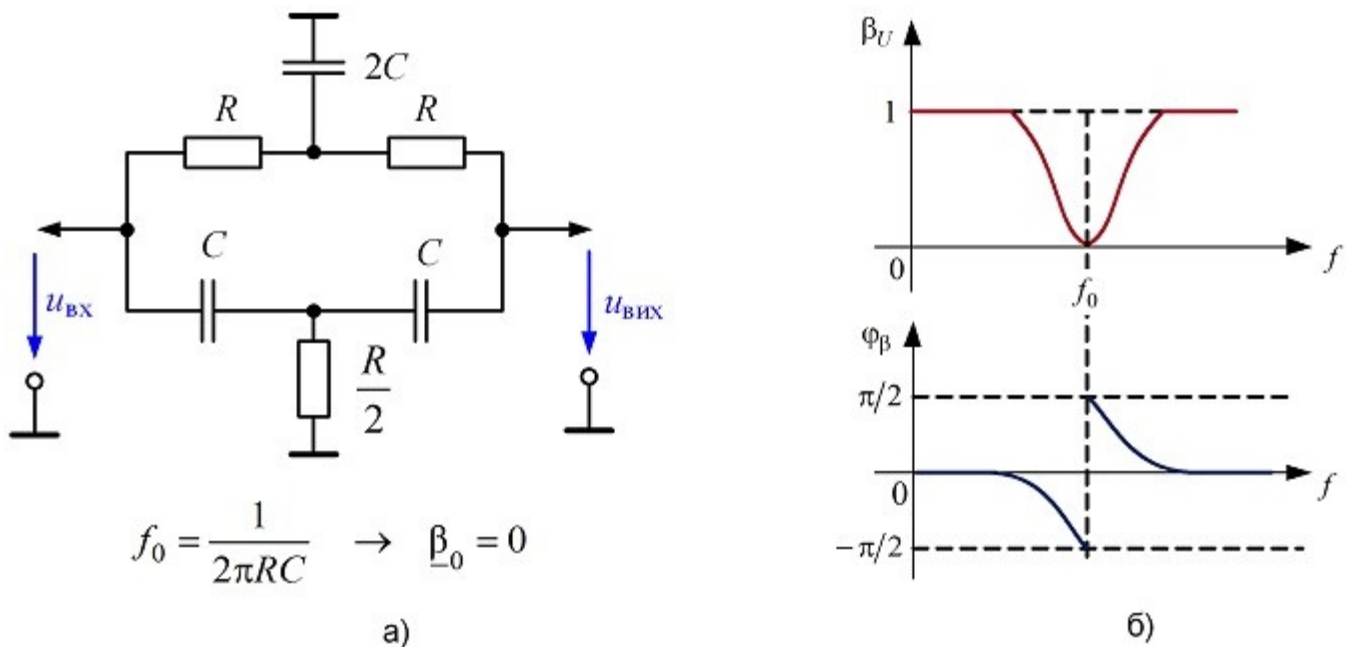
Для з'ясування принципу роботи схеми випустимо на рисунку коло термостабілізації і вважатимемо, що прямий канал підсилення має коефіцієнт підсилення  $K_0$  для усієї смуги частот, що розглядається. Параметри елементів подвійного Т-подібного мосту підібрані із умови  $k = 0,5$  (рис. 10.8).

Т-подібний міст має на частоті квазірезонансу  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$  коефіцієнт передачі

за напругою  $\beta_0 = \frac{k - 2k^2}{1 + k + 2k^2} = 0$ . На рис. 10.7, в) показані пунктиром АЧХ прямого каналу підсилення і ланки зворотного зв'язку.



**Рисунок 10.7 – Вибірковий підсилювач з подвійним Т-подібним мостом: схема на біполярному транзисторі (а), схема на польовому транзисторі (б), АЧХ вибіркового підсилювача з подвійним Т-подібним мостом (в)**



**Рисунок 10.8 – Подвійний Т - подібний міст при  $k = 0,5$ : схема (а), АЧХ і ФЧХ коефіцієнта передачі за напругою (б)**

Той факт, що на частоті квазірезонансу коефіцієнт передачі за напругою частотно-залежної ланки зворотного зв'язку дорівнює нулеві, свідчить про відсутність від'ємного зворотного зв'язку на частоті  $f_0$ . Це означає, що на квазірезонансній частоті коефіцієнт підсилення схеми дорівнює коефіцієнту підсилення прямого каналу  $\underline{K}_{U\beta} = \underline{K}_U = K_0$ . При частотах вхідного сигналу, які в десятки разів перевищують резонансну або в десятки разів менші за резонансну частоту  $f_0$ , модуль коефіцієнта передачі за напругою подвійного Т-подібного мосту наближуються до 1. Дійсно, за постійного сигналу  $f \rightarrow 0$  опір конденсаторів стає значним і напруга з виходу Т-мосту подається на вхід через симетричний одинарний міст (R, R, 2C), а при високих частотах сигналу, навпаки, опори конденсаторів стають незначними і напруга на вхід подається через одинарний симетричний міст (C, C, 0,5R). По мірі наближення частоти сигналу до резонансної модуль коефіцієнта передачі за напругою подвійного Т-подібного мосту зменшується, що спричинює зростання  $\underline{K}_{U\beta}$ . Отже, за наявності подвійного Т-подібного мосту у підсилювачі діє глибокий від'ємний зворотний зв'язок. На рис. 10.7, в) суцільною червоною лінією показана АЧХ вибіркового підсилювача.



**Зауваження.** Для побудови вибірових підсилювачів з подвійним Т-подібним мостом у колі від'ємного зворотного зв'язку зручно використовувати у прямому каналі підсилення **диференціальний підсилювач** з двома входами. На один вхід подавати сигнал, що має бути підсиленим, а за іншим здійснювати від'ємний зворотний зв'язок. В якості каналів прямого підсилення чим далі більше застосовують **операційні підсилювачі**. Приклад виконання схеми вибіркового підсилювача на базі неінвертуючого підсилювача на ОП наведений на рис. 10.9.

Вибіркові підсилювачі з подвійним Т-мостом в ланці зворотного зв'язку добре працюють на частотах від одиниць герц до сотень кілогерц, але зі збільшенням частоти виникає потреба в резисторах з малими опором і конденсаторах з малою ємністю. Такі елементи навантажують підсилювач великими струмами і паразитними витоками, тому на високих частотах слід використовувати резонансні підсилювачі з LC-контурами.

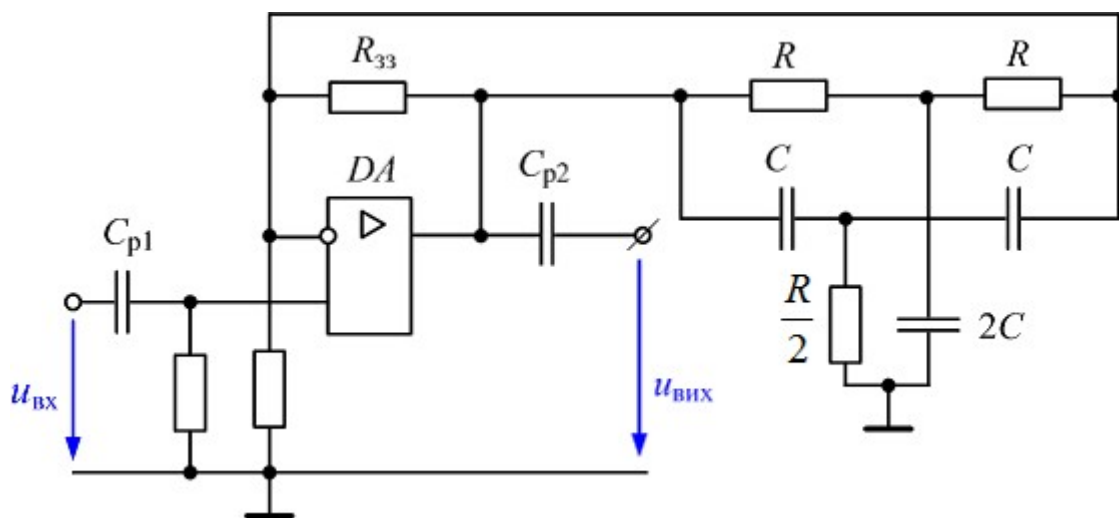


Рисунок 10.9 – Схема вибіркового підсилювача на ОП з подвійним Т-подібним мостом

## ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ. ДИФЕРЕНЦІАЛЬНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

**Підсилювачі постійного струму (ППТ)** призначені для підсилення сигналів, спектр яких містить нульову гармоніку, без порушення співвідношення сталої і змінних складових. Такі підсилювачі широко застосовуються у вимірювальній техніці для підсилення первинних сигналів перетворювачів неелектричних величин, у автоматизованих системах керування, в якості вхідних каскадів операційних підсилювачів. Амплітудно-частотна характеристика ППТ рівномірно змінюється у широкому діапазоні частот, починаючи з  $f_H = 0$  (рис. 10.10).

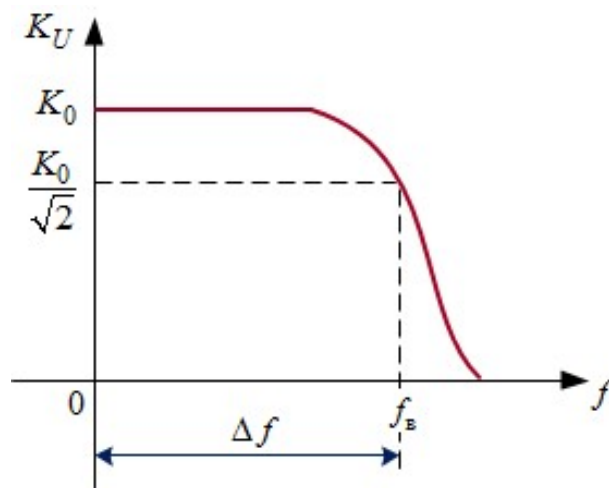


Рисунок 10.10 – Амплітудно-частотна характеристика підсилювача постійного струму

Обробка постійних сигналів можлива лише за умови виключення із схеми підсилювача елементів, які перешкоджають передаванню сталих складових струмів та напруг: **конденсаторів і трансформаторів зв'язку**. Отже, при побудові **ППС джерело сигналів та каскади підсилення зв'язані безпосередньо**. Якщо виключити зі схеми звичайного підсилювача усі реактивні елементи, то отримаємо схему підсилювача постійного струму. Така схема буде простіша за вихідну, до того ж вона не містить великогабаритних елементів, які неможливо мініатюризувати, а отже, може бути виконана як надійна інтегральна схема.

Однак, проектування ППС ускладнюється: потрібно мінімізувати дрейф нуля та узгодити роботу окремих каскадів, якщо підсилювач багатокаскадний.

За відсутності розділових конденсаторів та трансформаторів вихідна напруга підсилювача визначається не тільки підсиленим корисним сигналом, але й небажаними неінформативними сигналами, які створюються під час неочікуваних змін параметрів усіх каскадів ППС. Така ситуація не виникає за наявності конденсаторного або трансформаторного зв'язку, коли режим спокою кожного каскаду розраховується індивідуально, а конденсатори (трансформатори) зв'язують каскади за змінним струмом і відділяють за постійним. Тому будь-яка неочікувана зміна режиму за постійним струмом одного з каскадів не впливає на режими інших і практично не відбивається на значенні вихідного сигналу. Особливо небажаними є зміни режиму спокою у вхідних каскадах багатокаскадних підсилювачів постійного струму, оскільки ці зміни підсилюються усіма іншими каскадами.

Мимовільні зміни вихідної напруги ППС при незмінній вхідній напрузі називають **дрейфом** підсилювача. Причинами дрейфу є нестабільність напруги джерела живлення схеми, температурна і часова нестабільність параметрів транзисторів і резисторів. **Напругу дрейфу**  $\Delta U_{\text{вих др}}$  визначають за умови закороченого входу підсилювача як приріст вихідної напруги. Якість підсилювача постійного струму оцінюють за **приведеним дрейфом**, тобто значенням неінформативного сигналу на вході підсилювача з коефіцієнтом підсилення  $K_U$ , який веде до зміни вихідного сигналу на  $\Delta U_{\text{вих др}}$ :

$$U_{\text{вих др}} = \frac{\Delta U_{\text{вих др}}}{K_U}. \quad (10.9)$$

У технічному паспорті ППС параметр  $U_{\text{вих др}}$  називають **вхідною напругою зміщення**. Інформаційні сигнали на виході підсилювача постійного струму можна вирізнити без похибок лише за умови, що вхідний сигнал перевищує вхідну напругу зміщення. Тому з урахуванням  $U_{\text{вих др}}$  визначають діапазон припустимих змін вхідної напруги підсилювача, для яких напруга дрейфу  $\Delta U_{\text{вих др}}$  становить незначну частину корисного вихідного сигналу. Залежно від вимог до підсилювача мінімальне значення напруги вхідного інформативного сигналу у десятки і сотні разів перевищує вхідну напругу

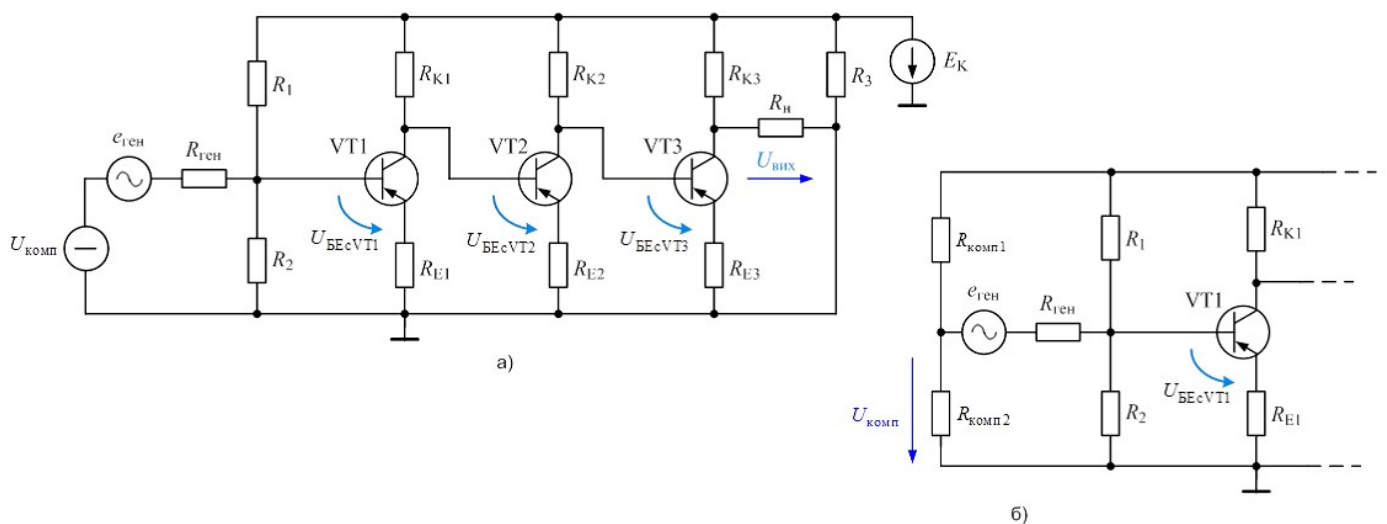
зміщення. Збільшення чутливості підсилювача напругу зв'язане зі зменшенням дрейфу.

Розглянемо схемотехнічні заходи, які застосовують для побудови підсилювачів постійного струму.

- [Особливості безпосереднього зв'язку каскадів у ППС.](#)
- [Один із найкращих шляхів для зменшення дрейфу ППС – це використання паралельно-балансних \(диференціальних\) каскадів.](#)

### Особливості безпосереднього зв'язку каскадів у ППС.

1) Задачу узгодженої роботи каскадів багатокаскадного підсилювача розв'язують просто: параметри режимів спокою окремих каскадів ППС розраховують з урахуванням елементів вихідного кола попереднього каскаду і елементів вхідного кола наступного каскаду. При виборі схеми каскаду особливу увагу приділяють забезпеченню стабільності параметрів режиму спокою по відношенню до впливу усіх дестабілізуючих факторів і особливо змін напруги живлення і температури оточуючого середовища. Як приклад, на рис. 10.11 зображена схема трикаскадного підсилювача, в схемі якого виводи колектора і бази транзисторів сусідніх каскадів з'єднані безпосередньо.



**Рисунок 10.11 – Трикаскадний підсилювач постійного струму: спрощена схема (а), спосіб організації компенсуючої вхідної напруги (б)**

Резистор  $R_{E1}$  розраховується за режимом температурної стабілізації і має значення 1...3 (кОм). Резистори  $R_{E2}, R_{E3}$  є ланками зворотного термостабілізуючого від'ємного зв'язку за постійним струмом для відповідних

каскадів і водночас слугують для створення наруги зміщення  $U_{\text{БЕс}}$  в режимі спокою для попереднього каскаду. Наприклад,

$$U_{\text{БЕсVT2}} = U_{\text{КЕсVT1}} - I_{\text{E1}} \cdot R_{\text{E1}} + I_{\text{E2}} \cdot R_{\text{E2}}. \quad (10.10)$$

Із співвідношення (10.10) виходить, що напруга на кожному наступному емітерному резисторі компенсує сталу складову режиму спокою попереднього каскаду. Номінали емітерних резисторів збільшують для наступних каскадів  $R_{\text{E1}} < R_{\text{E2}} < R_{\text{E3}}$ , щоб скомпенсувати збільшення потенціалу на колекторі кожного наступного транзистора. З'ясуємо, як впливають значення емітерних резисторів на підсилюючі властивості ППС.

Коефіцієнт підсилення ППС згідно з формулою (9.1) дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення окремих його каскадів:

$$K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot K_{U3}. \quad (10.11)$$

Для оцінки коефіцієнта підсилення кожного каскаду скористаємося формулою:

$$\underline{K}_U = \frac{\Delta u_{\text{вих}}}{\Delta u_{\text{вх}}} = -\frac{\Delta i_K \cdot R_{\text{н}\approx}}{\Delta i_B \cdot R_{\text{вх}}} = -\beta \frac{R_{\text{н}\approx}}{R_{\text{вх}}},$$

де  $R_{\approx} = \frac{R_{\text{н}} \cdot R_{\text{К}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{К}}}$ .

Вхідний опір першого каскаду  $R_{\text{вх1}}$  розраховується як опір паралельно увімкнених резисторів діляника напруги  $R_1, R_2$  і вхідного опору транзистора  $r_{\text{вх}}$ . Вхідний опір транзистора, увімкненого за схемою СЕ, визначимо із наступних міркувань, скориставшись моделлю транзистора у фізичних параметрах:

$$\begin{aligned} U_{\text{БЕсVT1}} &= I_{\text{Б1}} \cdot r_{\text{Б1}} + I_{\text{Е1}} \cdot r_{\text{Е1}} = I_{\text{Б1}}(r_{\text{Б1}} + (1 + \beta)r_{\text{Е1}}), \\ r_{\text{вх}} &= \frac{U_{\text{БЕсVT1}}}{I_{\text{Б1}}} = r_{\text{Б1}} + (1 + \beta)r_{\text{Е1}}, \end{aligned} \quad (10.12)$$

де  $r_{\text{Б1}}$  – опір, який створює шар бази при проходженні струму до виводу бази у напрямі, перпендикулярному напрямку емітер-колектор;  $r_{\text{Е1}}$  – опір емітерного  $p$ - $n$ -переходу і емітерного шару напівпровідникової структури транзистора.

За умови високоомного дільника напруги **вхідний опір каскаду для постійного сигналу** (тобто, з урахуванням опору емітерного резистора  $R_{E1}$ ):

$$R_{вх1} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{вх} \cong r_{Б1} + (1 + \beta)(r_{E1} + R_{E1}) \approx \beta R_{E1}. \quad (10.13)$$

Тоді, за умови, що  $R_{вх1} \gg R_{ген}, R_{вх2} \gg R_{K1}$  маємо **наближений вираз для коефіцієнта підсилення за напругою вхідного каскаду:**

$$K_{U1} = -\beta_1 \frac{R_{K1} \parallel R_{вх2}}{\beta_1 R_{E1}} \approx -\frac{R_{K1}}{R_{E1}}. \quad (10.14)$$

Аналогічно,

$$K_{U2} = -\beta_2 \frac{R_{K2} \parallel R_{вх3}}{\beta_2 R_{E2}} \approx -\frac{R_{K2}}{R_{E2}}, \quad (10.15)$$

$$K_{U3} = -\beta_3 \frac{R_{K3} \parallel (R_n + R_3 \parallel R_4)}{\beta_3 R_{E3}} \approx -\frac{R_{K3} \parallel (R_n + R_3 \parallel R_4)}{R_{E3}}. \quad (10.16)$$

Із співвідношень (10.13 - 10.16) виходить, що коефіцієнти підсилення каскадів обернено пропорційні опорам емітерних резисторів. Через це коефіцієнт підсилення наступного каскаду буде меншим, ніж у попереднього. На практиці вмикають послідовно не більше трьох каскадів.

Щоб зменшити цей вплив застосовують різні схемотехнічні рішення: увімкнення додаткових резисторів, стабілітронів та інші.

2) На вході звичайного підсилювача наявна постійна напруга, яка необхідна для задання режиму спокою транзистора першого каскаду. Тому, у вхідне коло ППС послідовно з джерелом вхідного сигналу вмикають джерело компенсуючої напруги  $U_{комп} = U_{BEcVT1}$ , яке за відсутності вхідного сигналу забезпечує відсутність напруги на вході першого каскаду. На рис. 10.11,б) зображена схема, яка реалізує компенсуючу напругу:

$$U_{комп} = U_{BEcVT1} = \frac{E_K \cdot R_{комп2}}{R_{комп1} + R_{комп2}}. \quad (10.17)$$

3) Для усунення дрейфу навантаження підсилювача  $R_n$  увімкнено у діагональ моста, що створюється елементами  $R_3, R_4$  вихідного каскаду.

Зауважимо, що описаний спосіб побудови ППС використовують для отримання порівняно невисоких значень коефіцієнта підсилення  $K_U = 20 \dots 60$  при відносно великих значеннях вхідних сигналів  $U_{вх} = 50 \dots 100$ (мВ). Для

збільшення значення коефіцієнту підсилення за напругою (сотні і тисячі) застосовують диференціальні каскади.

### **Диференціальний підсилювач (паралельно-балансний підсилювач)**

– це схема, яка використовується для посилення різниці напруг двох вхідних сигналів. В ідеальному випадку вихідний сигнал не залежить від рівня кожного з вхідних сигналів, а визначається тільки їх різницею. Диференціальні підсилювачі (ДП) використовують завжди, коли можна загубити слабкі сигнали на фоні шуму. Прикладами таких сигналів можуть бути цифрового сигналу, які передаються через довгі лінії, а ДП на приймальному кінці відновлює інформаційний сигнал за умови, що синфазні завади не дуже великі. Диференціальні каскади широко використовують для побудови операційних підсилювачів, які ми розглянемо далі (Лекція № 11). Диференціальні підсилювачі виготовляють і як окремі мікросхеми (наприклад, К118УД1, К118УД1), і як вхідні каскади у складі багатьох ППС в інтегральному виконанні (серій К140, К174, К224 та інших).

На рис. 10.12 показана основна схема диференціального підсилювального каскаду на біполярних транзисторах. Схема містить симетричну структуру за принципом **збалансованого моста**, плечі якого утворюють резистори  $R_{K1} = R_{K2}$  та внутрішні опори транзисторів VT1 і VT2. Струм  $I_0$ , що протікає через резистор  $R_0$ , не повинен залежати від вхідних сигналів. Для цього опір резистора  $R_0$  вибирають великим або замість нього використовується транзисторний генератор струму. У схемі використовуються два джерела живлення  $E_1, E_2$ , які мають спільну нульову точку. Наявність двох джерел живлення дає змогу працювати з сигналами будь-якої полярності. Якщо залишити одне джерело живлення, а другу шину живлення підключити до нульової точки, то можливим є посилення сигналів тільки однієї полярності. З огляду на послідовне увімкнення двох джерел сумарна напруга живлення каскаду  $E_1 + E_2$ . Отже, в одну діагональ моста увімкнено джерело струму, яке створене послідовно увімкненими джерелами  $E_1 + E_2$  і струмозадавальним резистором  $R_0$ , а в іншу діагональ моста можна вмикати опір навантаження.

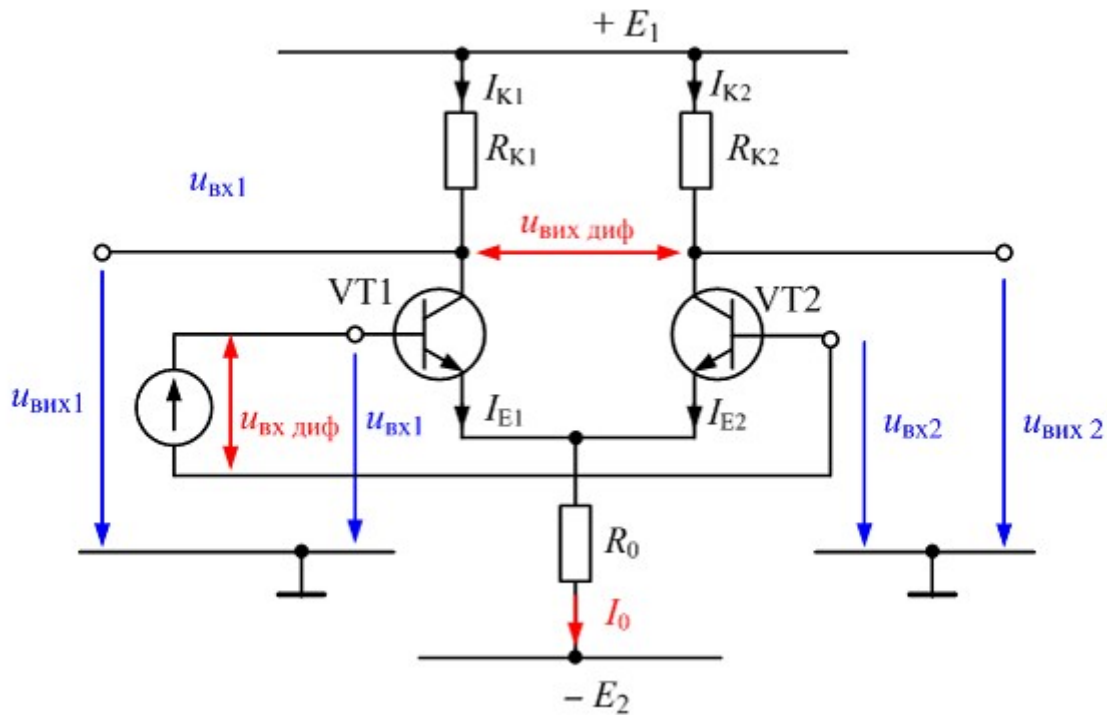


Рисунок 10.12 – Схема диференціального підсилювального каскаду на біполярних транзисторах

У загальному випадку диференціальний каскад має два входи і два виходи, напруги на яких  $u_{\text{вх1}}, u_{\text{вх2}}$  та  $u_{\text{вих1}}, u_{\text{вих2}}$  відраховують від нульової точки. Входами є бази транзисторів, виходами – колектори транзисторів.

Розрізняють синфазні і диференціальні **вхідні сигнали**. **Синфазними** називають вхідні сигнали, значення яких у будь-яку мить однакові на обох входах:  $u_{\text{вх1}} = u_{\text{вх2}} = u_{\text{синф}}$ . Наприклад, синфазними є постійні, однакові за значенням сигнали або синусоїдної форми змінні сигнали, які мають однакову амплітуду і фазу. Синфазними є неочікувані сигнали завод, що виникають під час роботи ППС. **Диференціальний** вхідний сигнал подається від одного джерела вхідного сигналу на базу одного з транзисторів чи між базами транзисторів. При цьому інформативний сигнал ділиться навпіл між однаковими транзисторами VT1 і VT2, причому складові напруг на входах ДК щодо загальної точки протилежні за знаком:

$$u_{\text{вх1}} = -u_{\text{вх2}} = \frac{u_{\text{вх диф}}}{2}. \quad (10.18)$$

Під час аналізу процесів у ДП вхідні сигнали представляють як суму синфазної і диференціальної складових. Диференціальний каскад повинен



ефективно підсилювати диференціальні сигнали і послаблювати синфазні. Якість диференціального підсилювача тим вища, чим менший вхідний диференціальний сигнал різниці він дозволяє виділити на фоні великого синфазного сигналу. Якісний ДП має високий **коефіцієнт послаблення синфазного сигналу**, який визначається як відношення вихідного корисного сигналу до вихідного синфазного сигналу, за умови що корисний і синфазний вхідні сигнали мають однакову амплітуду. Як правило, коефіцієнт послаблення синфазного сигналу обчислюють у децибелах. Для сучасних ДП значення коефіцієнта досягають 80-100 (дБ).

**Вихідна напруга** може зніматися між виходами схеми; тоді вона називається **вихідною диференціальною напругою**  $U_{\text{вих диф}}$ . Крім того, часто використовують **однофазний вихід** – знімають вихідну напругу між одним з виходів і нульовою точкою  $U_{\text{вих1}}, U_{\text{вих2}}$  (при цьому половина корисного сигналу, що діє на другому виході, не використовується). Схему з несиметричним виходом застосовують для узгодження ДП з каскадами підсилювачів, що виконані на одному транзисторі. При роботі з однофазним виходом колекторний резистор у колі транзистора, який не зв'язаний з виходом ДП, може бути відсутній. Слід пам'ятати, що використання несиметричного виходу збільшує дрейф підсилювача і зменшує коефіцієнт підсилення.

У разі увімкнення джерела вхідного сигналу між базами транзисторів VT1 і VT2, а навантаження – між колекторами VT1 і VT2 в **режимі спокою** диференціальний підсилювач збалансований і вихідна напруга дорівнює нулеві. При цьому у підсилювачі автоматично виконується умова роботи ППС: якщо  $u_{\text{вх}} = 0$ , то  $u_{\text{вих}} = 0$ . Умова збалансованості схеми ДП:

$$R_{VT1} \cdot R_{K2} = R_{VT2} \cdot R_{K1}. \quad (10.19)$$

Високі показники диференціальний підсилювач має тільки при повній симетрії моста:  $R_{K1} = R_{K2} = R_K$  та однаковості параметрів транзисторів VT1 і VT2. Таку ідентичність параметрів забезпечує інтегральна технологія виготовлення диференціального підсилювача в єдиному технологічному циклі.

Проаналізуємо **різні режими роботи** диференціального підсилювача.

- [Режим спокою.](#)
- [Підсилення синфазного сигналу.](#)
- [Підсилення диференціального сигналу.](#)

У **режимі спокою** струм  $I_0$  ділиться порівну між двома транзисторами

VT1 і VT2:  $I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_0}{2}$ . Рівність емітерних струмів транзисторів VT1 і VT2

веде до рівності колекторних струмів ( $I_{K1} = I_{K2} = \alpha \cdot \frac{I_0}{2} \approx \frac{I_0}{2}$ ) і потенціалів на

колекторах ( $\varphi_{K1} = \varphi_{K2} \approx E_1 - \frac{I_0 \cdot R_K}{2}$ ).

Розглянемо **перетворення синфазного сигналу** в ДП. Нехай на входи

схеми (рис. 10.12) подана синфазна напруга ( $u_{вх1} = u_{вх2} = u_{\text{синф}}$ ). В якості вихідного сигналу будемо розглядати напругу на колекторі VT1. Для аналізу скористаємося еквівалентною схемою, наведеною на рис. 10.13, яка містить одну половину ДП. Оскільки через транзистор VT1 протікає половина струму  $I_0$ , резистор в емітерному колі має опір  $2R_0$ .

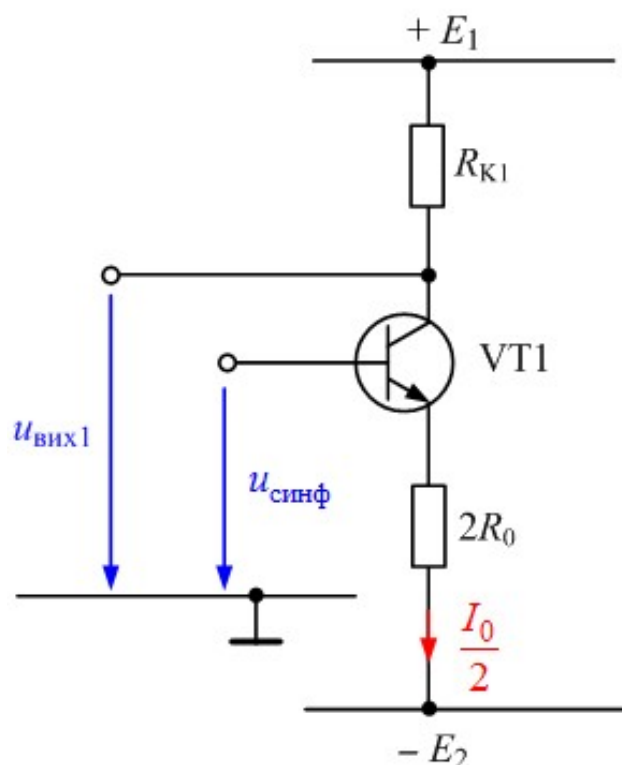


Рисунок 10.13 – Схема для аналізу підсилення синфазного сигналу

Схема на рис. 10.13 є підсилювальним каскадом за схемою СЕ, розглянутою раніше. Скористаємося формулою (10.14) для розрахунку **коефіцієнта підсилення за напругою синфазного сигналу**.

$$K_{U_{\text{синф}}} = \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{синф}}} \approx -\frac{R_{K1}}{R_E} = -\frac{R_{K1}}{2R_0}. \quad (10.20)$$

Зрозуміло, що при  $R_0 \gg R_{K1}$  коефіцієнт підсилення за напругою синфазного сигналу дуже малий  $K_{U_{\text{синф}}} \ll 1$ . Іншими словами, збільшуючи опір струмозадавального резистора  $R_0$ , можна зменшувати коефіцієнт передачі синфазного сигналу до необхідного рівня. Особливо ефективним є послаблення синфазного сигналу при заміні резистора  $R_0$  **генератором струму**.

Якщо в якості вихідного сигналу використовувати диференціальну напругу, то в умовах симетрії схеми сигнали на колекторах VT1 і VT2 будуть змінені в однакову кількість разів порівняно з вхідними сигналами, тому їхня різниця залишиться нульовою:

$$u_{\text{вих1}} = u_{\text{вих2}} = K_{U_{\text{синф}}} \cdot u_{\text{синф}} = \left( -\frac{R_{K1}}{2R_0} \right) \cdot u_{\text{синф}} \rightarrow u_{\text{вих1}} - u_{\text{вих2}} = 0. \quad (10.21)$$

Різні збурюючі фактори (такі як зміна температури, зміна напруги живлення), що небезпечні для ППС, створюють синфазні сигнали завад на обох входах диференціального підсилювача. **В результаті дії таких синфазних сигналів міст залишається збалансованим і абсолютне значення вихідної напруги  $u_{\text{вих диф}} = 0$  не змінюється**, що і означає бажане зменшення дрейфу ППС в цілому.

У реальних каскадах симетрія моста неповна і джерело стабільного струму також не є ідеальним, отже, на виходах ДУ з'являються прирости сигналів  $\Delta u_{\text{вих1}}, \Delta u_{\text{вих2}}$  при синфазних вхідних сигналах. Напруга розбалансу, що виникає під дією синфазних сигналів, навіть у ДП на дискретних елементах на порядок менша, ніж в інших схемах ППС. Ця обставина дає змогу подавати на вхід ДП дуже малі за значенням інформативні сигнали, які, все ж таки, будуть значно більшими за сигнал дрейфу.

Сама назва «диференціальний підсилювач» підкреслює властивість схеми підсилувати різницю вхідних сигналів. Розглянемо роботу схеми після надходження диференціального вхідного сигналу.

**Підсилення диференціального сигналу** проаналізуємо за допомогою схеми, зображеної на рис. 10.14,а). За наявності на входах транзисторів VT1 і VT2 однакових, але протилежних за знаком вхідних сигналів  $u_{\text{вх1}} = -u_{\text{вх2}} = u_{\text{диф}}/2$  через резистор  $R_0$  окрім постійного струму  $I_0$  протікають однакові, але протилежно спрямовані складові емітерних струмів  $I_{\text{Е1 диф}}, I_{\text{Е2 диф}}$  транзисторів VT1 і VT2. Під дією вхідного сигналу додатної полярності  $u_{\text{диф}}/2$  колекторний та емітерний струми через транзистор збільшуються, під дією вхідного сигналу від'ємної полярності  $(-u_{\text{диф}}/2)$  – зменшуються. Струми обох транзисторів на одну і ту саму величину, оскільки сума струмів  $I_{\text{Е1}} + I_{\text{Е2}} = I_0 = \text{const}$  залишається незмінною. Потенціал колектора транзистора, на вході якого діє сигнал додатної полярності, зменшиться, що означає зменшення вихідної напруги на цьому колекторі та **інвертування** вхідного сигналу. Навпаки, вихідна напруга, яка знімається з колектора транзистора, на вході якого діє сигнал від'ємної полярності, збільшиться. Для полярності сигналів, зазначених на рис. 10.14,а:

$$\Delta u_{\text{вих1}} = \Delta \varphi_{\text{К1}} = \left( E_1 - \left( \frac{I_0}{2} + I_{\text{К1 диф}} \right) \cdot R_{\text{К}} \right) - \left( E_1 - \frac{I_0}{2} \cdot R_{\text{К}} \right) = -I_{\text{К1 диф}} \cdot R_{\text{К}} < 0, \quad (10.22)$$

$$\Delta u_{\text{вих2}} = \Delta \varphi_{\text{К2}} = \left( E_1 - \left( \frac{I_0}{2} - I_{\text{К2 диф}} \right) \cdot R_{\text{К}} \right) - \left( E_1 - \frac{I_0}{2} \cdot R_{\text{К}} \right) = I_{\text{К2 диф}} \cdot R_{\text{К}} > 0.$$

При протіканні диференціальних складових емітерних струмів  $I_{\text{Е1 диф}}, I_{\text{Е2 диф}}$  спад напруги на резисторі  $R_0$  відсутній і для диференціальних сигналів потенціал точки **А** дорівнює нулю. Отже, для диференціальних сигналів справедливою є еквівалентна схема (рис. 10.12,б)), яка відрізняється від схеми на рис. 10.13 відсутністю резистора  $R_0$ .

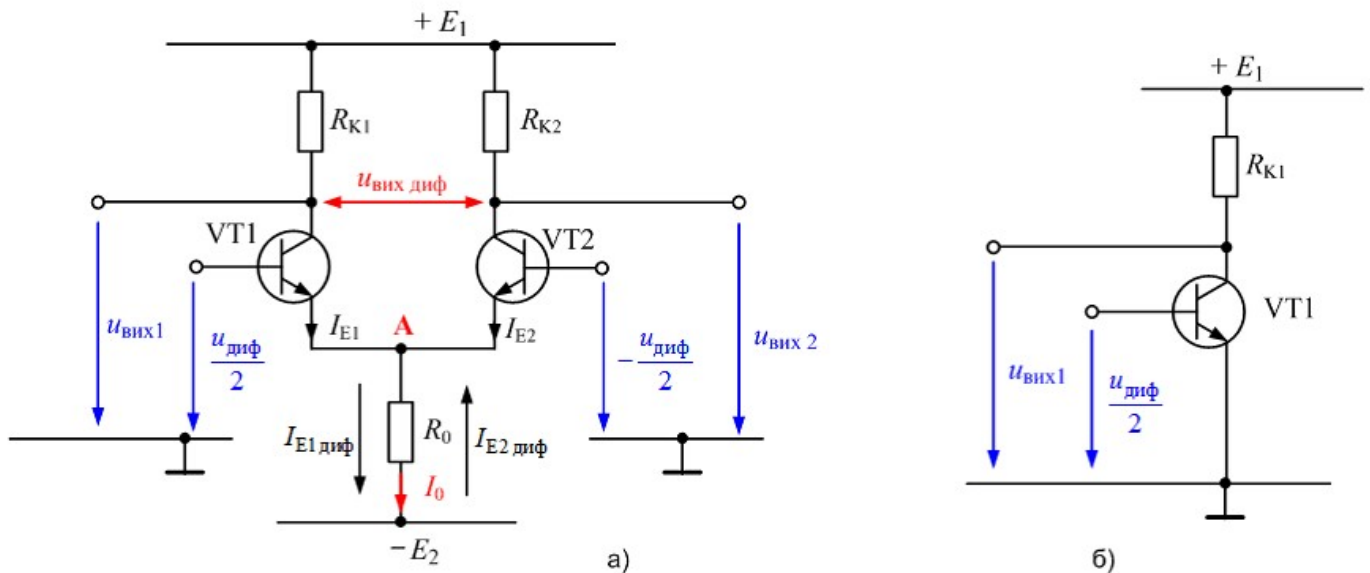


Рисунок 10.14 – Схеми для аналізу підсилення диференціального сигналу: усього каскаду ДП (а), для половини схеми (б)

Визначимо коефіцієнт підсилення за напругою для диференціального вхідного сигналу, скориставшись формулою (9.23). **В якості вихідного сигналу будемо розглядати напругу на колекторі VT1.** Вхідний опір для диференціального сигналу становить  $2R_{вх}$ , тому коефіцієнт підсилення за напругою кожного з плечей схеми на транзисторах VT1 і VT2 за умови нульового опору джерела вхідного сигналу і нескінченно великого опору навантаження наближаються до половини коефіцієнта підсилення окремого каскаду за схемою СЕ. Запишемо вираз коефіцієнта підсилення для вихідного сигналу:

$$K_{U_{диф VT1}} = \frac{u_{вих1}}{u_{диф}} \approx -\beta \frac{R_{K1}}{2R_{вх}}. \quad (10.23)$$

Диференціальні каскади, як правило, працюють з малими струмами:  $I_0 \ll 1(\text{мА})$ . Для малих сигналів вхідний опір каскаду на БТ за схемою СЕ для постійного сигналу можна визначити із формули (10.13), нехтуючи опором бази:

$$R_{вх1} = r_{Б1} + (1 + \beta)r_{Е1} \approx \beta r_{Е1}. \quad (10.24)$$

З урахуванням, що опір емітерного  $p-n$ -переходу і емітерного шару напівпровідникової структури транзистора

$$r_E = \frac{dU_{BE}}{dI_K} = \frac{\varphi_T}{I_K} \cong \frac{25}{I_K(\text{мА})} (\text{Ом}), \quad \text{де}$$

$I_K = \frac{I_0}{2}$ , остаточно отримуємо вираз для **коефіцієнта підсилення диференціального сигналу кожним з плечей** схеми диференціального підсилювача:

$$K_{U_{\text{диф}} VT1} = -\beta \frac{R_{K1}}{2R_{\text{вх}}} = -\beta \frac{R_{K1}}{2\beta r_{E1}} = -\frac{R_{K1}}{2r_{E1}} \cong -\frac{R_{K1} \cdot I_0}{4\varphi_T}. \quad (10.25)$$

Це співвідношення виходить із рівняння Еберса-Молла для транзистора, яке описує залежність струму колектора від напруги між базою та емітером

$$I_K = I_{\text{нас}} \left( e^{\frac{U_{BE}}{\varphi_T}} - 1 \right), \text{ де } I_{\text{нас}} - \text{зворотний струм емітерного переходу.}$$

Зазначимо, що підсилення ДК можна регулювати, змінюючи струм  $I_0$ , що використовується в програмованих операційних підсилювачах і перемножувачах аналогових сигналів. Таким чином, коефіцієнт підсилення для диференціального сигналу набагато більший, ніж для синфазного.

**Коефіцієнт послаблення сигналу** приблизно дорівнює  $\frac{R_0}{r_E}$  і в сучасних диференціальних підсилювачах досягає 10000...100 000, тобто 80...100 (дБ).

Цікавими є спрощене зображення основної схеми диференціального підсилювача (рис. 10.15) і назва цього якісного зображення – «довгохвоста пара». На цьому зображенні довжина резистора пропорційна значенню його опору. «Довгий хвіст» забезпечує послаблення синфазного сигналу, а невеликі власні опори емітерів – підсилення диференціального сигналу. Іноді в основній схемі ДП наявні опори міжемітерного зв'язку  $R_{E1}, R_{E2}$  (рис. 10.16), значення яких не перевищують 100 (Ом). Ці резистори значно збільшують вхідний опір з обох входів, але при цьому зменшують коефіцієнт послаблення синфазного сигналу.

**Якщо в якості вихідного сигналу обрати напругу на колекторі VT2,** то вираз для коефіцієнта підсилення за напругою для диференціального вхідного сигналу можна отримати за аналогією з вищенаведеними міркуваннями щодо  $K_{U_{\text{диф}} VT1}$ .

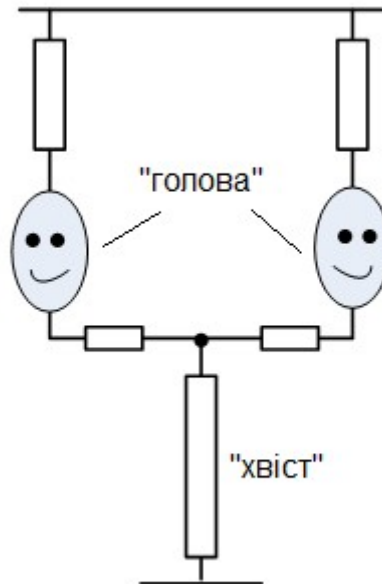


Рисунок 10.15 – «Довгохвоста» пара

Зважаючи на обернені за характером природи струму і напруги на колекторах транзисторів VT1 і VT2, у будь-який момент часу справедливим є співвідношення (10.26):

$$K_{U_{\text{диф}} VT2} = \frac{u_{\text{вих} 2}}{u_{\text{диф}}} = -K_{U_{\text{диф}} VT1} \approx \beta \frac{R_{K1}}{2R_{\text{ВХ}}}. \quad (10.26)$$

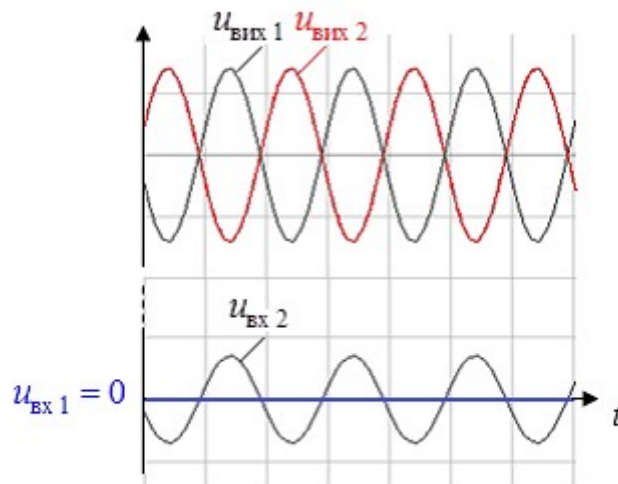


Рисунок 10.16 – Часові діаграми вихідних сигналів у разі надходження інформативного сигналу на вхід  $u_{\text{вих} 2}$  при закороченому вході  $u_{\text{вих} 1}$

**Якщо в якості вихідного сигналу обрати диференціальний вихідний сигнал**, то значення вихідної напруги можна обчислити за виразом (10.27):

$$u_{\text{вих} 1} - u_{\text{вих} 2} = K_{U_{\text{диф}} VT1} \cdot u_{\text{диф}} - K_{U_{\text{диф}} VT2} \cdot u_{\text{диф}} = 2K_{U_{\text{диф}} VT1} \cdot u_{\text{диф}}. \quad (10.27)$$

## Диференціальний коефіцієнт підсилення диференціального

підсилувача  $K_{U\text{ДП}}$  – це відношення диференціального вихідного сигналу до різниці сигналів на входах підсилувача:

$$K_{U\text{ДП}} = \frac{u_{\text{вих1}} - u_{\text{вих2}}}{u_{\text{диф}}} = 2K_{U\text{диф}} \text{ VT1} = -\frac{R_{K1}}{r_{E1}} \cong -\frac{R_{K1} \cdot I_0}{2\varphi_T}. \quad (10.28)$$

Диференціальний коефіцієнт підсилення приблизно дорівнює значенню коефіцієнта підсилення окремого каскаду за схемою СЕ. Зважаючи на незмінність суми емітерних струмів, а, отже, і потенціалів емітерів, можна зробити висновок про відсутність зворотного зв'язку в схемі ДП. Цей факт означає, що коефіцієнт підсилення за напругою у ДП набагато більший, аніж в одноконтурному каскаді, і становить кілька десятків. В інтегральному виконанні диференціального підсилувача замість колекторних резисторів  $R_K$  широко використовують транзистори, які виконують **роль динамічних навантажень каскаду**. Такі схеми забезпечують суттєво більші коефіцієнти підсилення (до кількох сотень).

**Зауваження.** Диференціальна вихідна напруга каскаду за умови надходження двох вхідних сигналів різної полярності на обидва входи ДП буде пропорційна їх сумі. Наприклад, якщо  $u_{\text{вх1}} > 0, u_{\text{вх2}} < 0$ , то  $u_{\text{вих1}} - u_{\text{вих2}} = K_{U\text{ДП}} (u_{\text{вх1}} + |u_{\text{вх2}}|)$ .

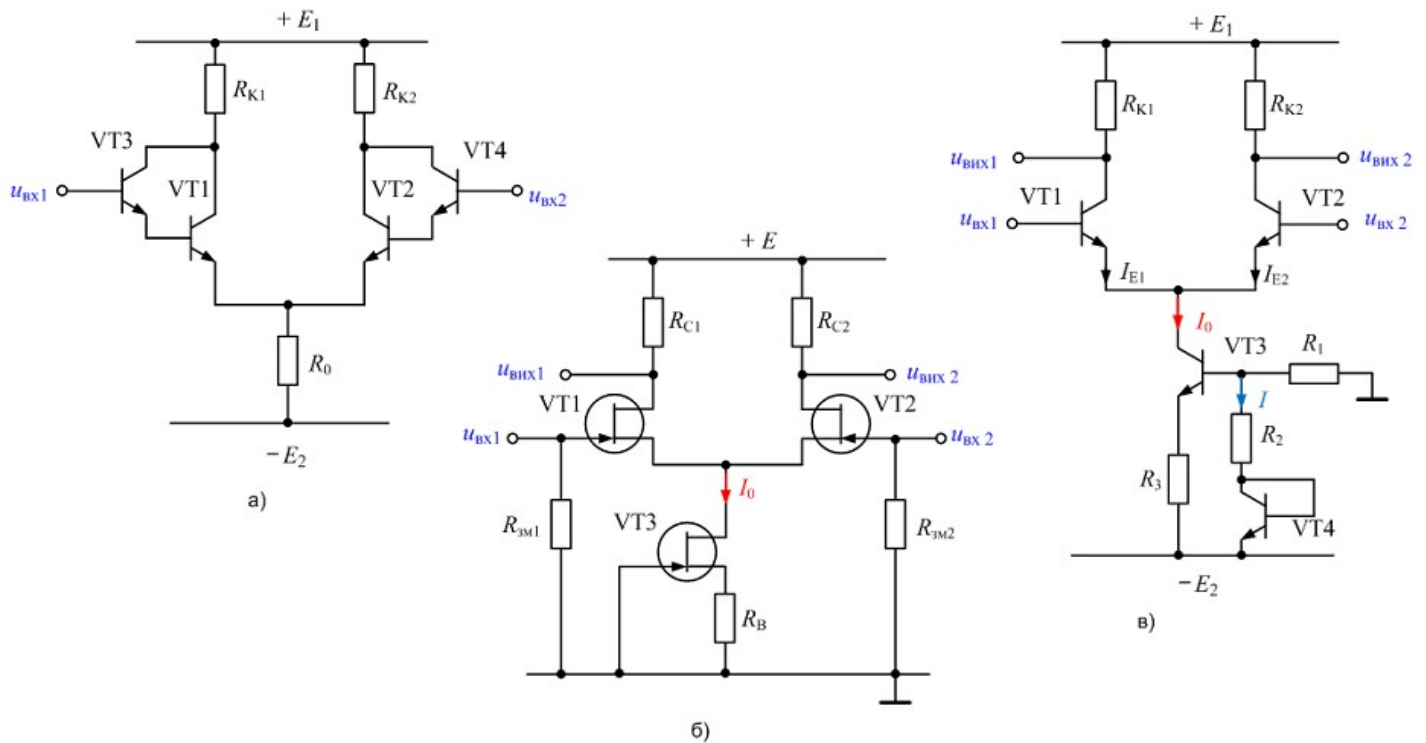
Більші значення вхідної диференціальної напруги спричиняють відповідні більші значення вихідної напруги, доки транзистори працюють в активному режимі. Зміни вихідної напруги припиняються, коли один із транзисторів потрапляє в область відсічки, а інший – в область насичення. Струм через насичений транзистор набуває максимального значення  $I_0$ , а струм через закритий транзистор стає нульовим. Якщо струм джерела стабільного струму проходить лише через один транзистор, наприклад VT1, то вихідна диференціальна напруга дорівнює:

$$u_{\text{вих1}} - u_{\text{вих2}} \approx -I_0 \cdot R_K. \quad (10.29)$$

Існує багато варіантів побудови диференціальних каскадів. Зазначимо деякі схемотехнічні реалізації.



- Для збільшення коефіцієнта підсилення диференціального сигналу застосовують складові транзистори (рис. 10.17,а));
- Для підвищення вхідного опору використовують МДН-транзистори (перевага віддається транзисторам з керуючим  $p-n$ -переходом) (рис. 10.17,б));



**Рисунок 10.17 – Схеми диференціальних підсилювачів: на складових транзисторах (а), на польових транзисторах (б), з джерелом струму у колі емітерів (в)**

– Для зменшення дрейфу нуля збільшують опір  $R_0$  заміною струмозадавального резистора на джерело струму (рис. 10.17,в)). Збільшення номіналу  $R_0$ , зважаючи на обмеження максимально допустимої напруги джерела живлення підсилювача, веде до зменшення напруги між виводами емітера і колектора транзисторів диференціального каскаду. Отже, при цьому зменшується амплітуда вихідного сигналу підсилювача. На відміну від пасивного резистора, нелінійні активні двополюсники, такі як транзисторні джерела струму на біполярних та польових транзисторах, мають невеликий статичний опір і значний диференціальний опір. Це означає, що такі джерела мають при невеликому спаді напруги великий внутрішній опір для змінних складових сигналу.

На схемі, що зображена на рис. 10.17,в) схема джерела стабільного струму  $I_0$  зібрана на транзисторі VT3. Транзистор VT3 працює в лінійному режимі з незмінним значенням струму бази, і його вихідний струм  $I_0$  мало залежить від напруги між виводами емітера і колектора. Розрахунковий режим роботи VT3 забезпечують опори  $R_1, R_2, R_3$ . Транзистор VT4 у діодному увімкненні призначений для температурної стабілізації напруги між базою та емітером VT3:  $U_{BE\ VT3} + I_0 R_3 = U_{BE\ VT4} + I R_2$ . Вважаючи вхідну характеристику VT3 і ВАХ VT4 у діодному увімкненні однаковими, можна наближено визначити значення струму  $I_0$ , нехтуючи напругою  $U_{BE\ VT3}$  відкритого транзистора VT3:

$$I_0 R_3 \approx I R_2 = \frac{E_2 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)} \rightarrow I_0 \approx \frac{E_2 \cdot R_2}{(R_1 + R_2) \cdot R_3} \quad (10.30)$$

Якщо струм  $I$  через  $R_2$  за допомогою подільника зміщення на базу  $R_1, R_2$  заданий постійним, то зміною опору резистора  $R_3$  можна керувати значенням струму  $I_0$  в широких межах.

Базові струми спокою проходять через джерело стабільного струму і джерело ( $E_2$ ):

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_E}{2(1 + \beta)} \quad (10.31)$$

– Для збільшення коефіцієнта підсилення в диференціальних підсилювачах часто замість колекторних резисторів  $R_K$  використовують активне навантаження, яке виконують на біполярних або польових транзисторах. Активне навантаження має певний статичний опір у режимі спокою каскаду, який набагато менший від диференціального опору, що створює активне навантаження для інформативного сигналу. Усі прирости струмів передаються у навантаження, що забезпечує максимально можливе підсилення каскаду. Прикладом активного навантаження є **«струмове дзеркало»**, яке широко використовують в однокаскадних диференціальних підсилювачах для збільшення коефіцієнта підсилення в режимі роботи з

однофазним виходом. На рис. 10.18 зображений ДК з динамічним навантаженням у вигляді струмового дзеркала на транзисторах VT3, VT4. Таке колекторне навантаження забезпечує високе значення опору, завдяки чому коефіцієнт підсилення за напругою досягає кількох тисяч. Важливим є те, що сигнал транзистора VT1 не втрачається, а за допомогою токового дзеркала передається у вихідний ланцюг, де додається до сигналу транзистора VT2.

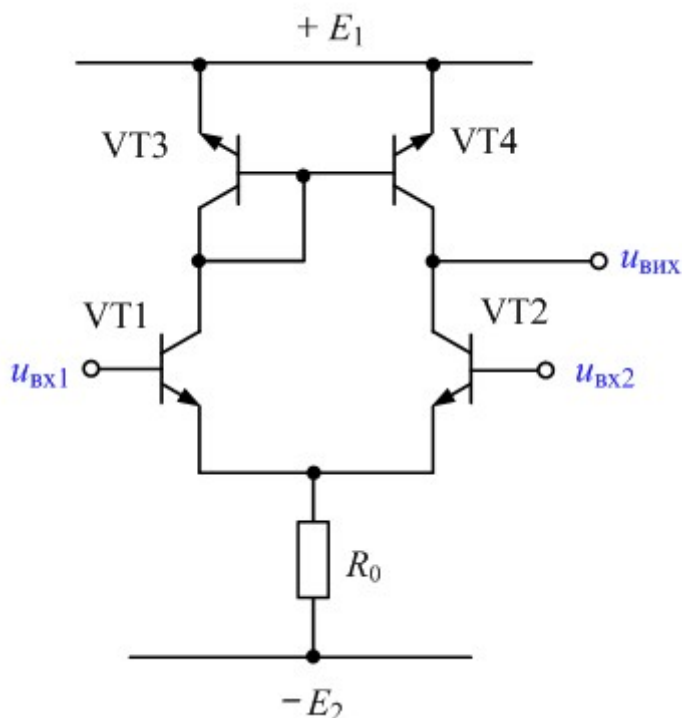


Рисунок 10.18 – Схема диференціального каскаду зі струмовим дзеркалом

Детальніше проаналізуємо роботу струмового дзеркала. Вважатимемо, що в деякий момент часу на входи диференціального підсилювача надійшли вхідні сигнали, які спричинили зміни колекторних струмів транзисторів VT1 і VT2 на  $\Delta I_K$ . Робота струмового дзеркала програмується шляхом завдання колекторного струму транзистора VT3:  $I_{K\text{ VT3}} = -I_{K\text{ VT1}} = -(I_0/2 + \Delta I_K)$ . Транзистор VT3 використовується у діодному увімкненні. Це означає, що напруга між базою та колектором  $U_{KB\text{ VT3}} \cong 0$  і транзистор VT3 працює на межі активного режиму. При цьому колекторний струм більший за струм бази у  $\beta$  разів. Напруга  $U_{BE\text{ VT3}}$  для VT3 встановлюється відповідно до заданого струму колектора, температури оточуючого середовища і типу транзистора. Така

сама напруга  $U_{BE VT4} = U_{BE VT3}$  діє між базою та емітером транзистора VT4, як видно по схемі на рис. 10.18. В результаті виявляється заданим режим транзистора VT4:  $I_{B VT4} = I_{B VT3} \rightarrow I_{K VT4} = I_{K VT3}$ . Зміни обох колекторних струмів передаються у навантаження:

$$I_{K VT1} = I_0/2 + \Delta I_K$$

$$I_{K VT2} = I_0/2 - \Delta I_K,$$

$$I_{K VT3} = -I_{K VT1} = -(I_0/2 + \Delta I_K) = I_{K VT4},$$

$$i_{вих} = -I_{K VT4} - I_{K VT2} = I_0/2 + \Delta I_K - (I_0/2 - \Delta I_K) = 2\Delta I_K.$$

Таким чином, усі зміни струмів колекторів транзисторів VT1 і VT2 будуть протікати через зовнішнє навантаження ДП, що обумовлює максимально допустиме підсилення каскаду. Абсолютне значення коефіцієнта підсилення визначається тільки опором навантаження.

При використанні диференціальних підсилювачів у складі багатокаскадних підсилювачів не виникає проблеми узгодження каскадів. Ця обставина дає змогу будувати підсилювачі з дуже великим значенням коефіцієнта підсилення. У теперішній час диференціальні підсилювачі є основою для проектування багатокаскадних підсилювачів постійного струму – операційних підсилювачів.