Лекція ПІДСИЛЮВАЛЬНІ КАСКАДИ ЗМІННОГО СТРУМУ НА БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

1. Загальні положення

Характерною рисою сучасних електронних підсилювачів є різноманіття схем, за якими вони можуть бути спроектовані. Однак можна виділити найтиповіші схеми підсилювальних пристроїв, які використовуються в системах автоматики та обробки сигналів.

Сучасні підсилювачі будуються переважно на біполярних і польових транзисторах у дискретному або інтегральному виконанні, причому підсилювачі в мікровиконанні відрізняються від своїх дискретних аналогів, головним чином, конструктивно-технологічними особливостями. Схемні ж рішення принципових відмінностей не мають. Найбільш поширені каскади на біполярних і польових транзисторах, що використовують відповідно схеми включення транзистора зі спільним емітером і спільним витоком. Рідше використовуються схеми включення зі спільним колектором і спільним стоком. Схеми включення зі спільною базою або спільним заслоном застосовуються тільки у вузькому класі пристроїв, наприклад, у вхідних каскадах ультракороткохвильових радіоприймачів. Ці пристрої є досить специфічними через значний вплив на їхні властивості паразитних індуктивностей та ємностей реальної конструкції каскаду. В системах автоматики вони практично не використовуються і тому в цьому посібнику не розглядаються.

У технічній літературі найменування (позначення) каскадів підсилювача надається у відповідності зі схемою включення транзистора: підсилювач зі СЕ, СК, СБ, СВ, СС, СЗ. Надалі будуть розглянуті принципи побудови й основні параметри каскадів усіх трьох схем включення для біполярних транзисторів, та зі СВ і СС – для польових транзисторів.

В цьому розділі розглядаються підсилювачі класу *А*.

2. Метод розрахунку схем з нелінійним елементом

Відомо, що шляхом еквівалентних перетворень будь-які схеми можуть бути зведені до послідовного включення двох елементів. При цьому характеристики елементів у загальному випадку можуть мати довільний характер: це можуть бути або два лінійних елементи, або лінійний і нелінійний елементи, або два нелінійних елементи. Один з них або обоє можуть бути керованими. Більша частина підсилювачів містить один керований нелінійний елемент – транзистор і пасивні лінійні елементи – резистори (наявність ємностей і індуктивностей на даному етапі не враховується). Тому шляхом перетворень схема підсилювача може бути зведена до схеми, зображеної на рис. 2,*а*.

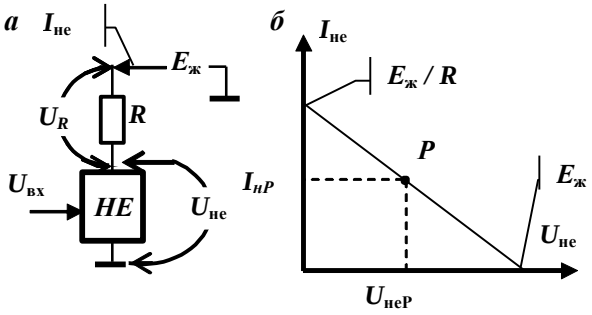

Рис. 2. Еквівалентна схема ланцюга з нелінійним елементом

На схемі зображений нелінійний елемент НЕ, приєднаний через резистор R до джерела напруги $E_ж$. Нелінійний елемент керується вхідним сигналом $U_{вх}$. Через нього протікає струм $I_{не}$, а на ньому виникає напруга $U_{не}$. На підставі законів Кірхгофа та Ома маємо:

$$E_ж = U_R + U_{не} = I_{не} R + U_{не}. \qquad (1)$$

В системі координат $U_{не}$ й $I_{не}$ вираз (1) являє собою лінію (рис. 2,*б*):

$$I_{не} = + E_ж / R - U_{не} / R. \qquad (2)$$

Вона проходить через точки $E_ж$ і $E_ж/R$ на осях координат. Цю лінію називають *лінією навантаження* або *навантажувальною прямою*.

З наведеного випливає, що при фіксованому струмі нелінійного елемента падіння напруги на ньому завжди буде відповідати значенню, що визначається навантажувальною прямою, і не буде залежати від параметрів і характеристик нелінійного елемента (рис. 2,*б*). Зв'язок з характеристиками нелінійного елемента визначається залежністю струму НЕ від вхідного сигналу $U_{вх}$.

При аналізі режимів роботи аналогових та імпульсних електронних пристроїв, коли у вхідному колі одночасно діють постійна і змінна складові, користуються методом накладення для лінійних ланцюгів. В цьому випадку спочатку розраховують елементи схеми з врахуванням тільки джерел постійного струму, визначаючи режим роботи пристрою за постійним струмом. Визначені постійні складові, як правило, називають *напругою і струмом спокою*. Потім розраховують режим роботи пристрою за змінним струмом.

4. Підсилювач зі СЕ і фіксованим струмом бази

Нагадаємо, що назва "підсилювач зі СЕ" означає, що це підсилювач на біполярному транзисторі, у якого емітер є спільним для вхідного кола і кола навантаження. Найпростіша схема такого підсилювача (або підсилювального каскаду в багатокаскадному підсилювачі) наведена на рис. 3,*а*.

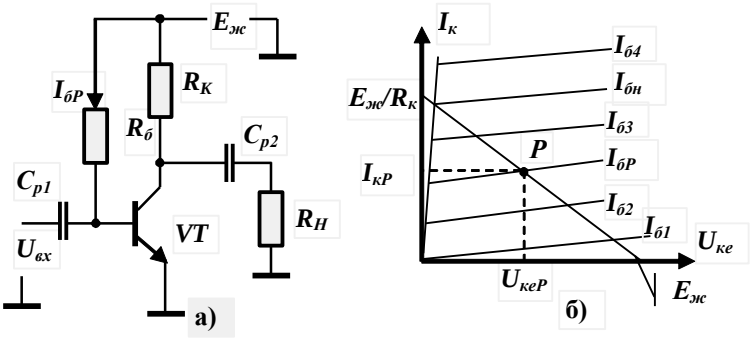

Рис. 3. Підсилювач з фіксованим струмом бази

Для забезпечення роботи в класі *А* необхідно встановити відповідні струми електродів. Найпростіше забезпечити роботу в цьому класі, якщо розташувати робочу точку (точку спокою) приблизно на середині лінії навантаження (рис. 3,*б*). Лінія навантаження даної схеми проводиться в системі координат вихідної характеристики транзистора (залежність $I_к$ від $U_{ке}$) через точки $E_ж$ та $E_ж / R_к$ на вісях координат. Координати робочої точки *Р*: $I_{кР}$ – колекторний струм; $U_{кеР}$ – напруга колектора.

На підставі виразу (1), з урахуванням позначень рис. 3 маємо:

$$E_ж = U_{R_к} + U_{кеР}.$$

Відкіля для одержання обраного розподілу напруги в вихідному колі транзистора величина опору колекторного резистора повинна відповідати виразу:

$$R_к = \frac{E_ж - U_{кеР}}{I_{кР}}. \qquad (3)$$

З рис. 3,*б*, де нанесені вихідні характеристики транзистора *VT*, видно, що для того, щоб у колі колектора протікав струм $I_{кР}$, у базу повинен надходити струм $I_{бР}$. Для одержання цього струму в колі бази необхідно мати резистор опором

$$R_б = \frac{E_ж - U_{беР}}{I_{бР}}, \qquad (4)$$

де $U_{беР}$ – напруга на базі, при якій через базу йде струм $I_{бР}$. Ця напруга визначається по вхідній характеристиці транзистора. Однак, у зв'язку з тим, що зазвичай

$$U_{бе} << E_ж, \qquad (5)$$

при визначенні опору резистора в колі бази користуються більш простою формулою:

$$R_б \approx E_ж / I_{бР}.$$

При невиконанні нерівності (5) і відсутності вхідних характеристик транзистора можна орієнтовно прийняти наступні значення $U_{беР}$ для малопотужних транзисторів: 0,2…0,3 В – для германієвих транзисторів; 0,3…0,6 В – для кремнієвих транзисторів.

Можна також орієнтовно визначити робочий струм без вико-

ристання вихідної характеристики транзистора:

$$I_{бР} = I_{кР} / h_{21e}, \qquad (6)$$

де h_{21e} – статичний коефіцієнт передачі струму, що наводиться в довідкових даних на транзистор. Зазвичай в розрахунках необхідно використовувати середнє значення, з наведених.

У розділі 2.2 показано, що для низьких частот $h_{21e} = \beta$ (див. вираз (2.18)), що дозволяє використовувати будь-яке з цих позначень для статичного коефіцієнта передачі струму. В подальшому буде використовуватись перше з них.

Номінали резисторів уточнюють відповідно до обраного ряду за точністю та потужністю.

Практично розрахунок підсилювача за постійним струмом закінчено: якщо поставити в колах бази і колектора резистори зі знайденим опором, то можна чекати, що в них від джерела живлення потечуть обрані струми й установиться обраний розподіл напруги. Деякі коментарі щодо сказаного будуть надані в наступному підрозділі.

Схема рис. 3,*а* дуже зручна для пояснення принципу роботи підсилювача і процесу підсилення сигналу. Уявімо, що резистори в цій схемі розраховані за наведеними вище формулами; це забезпечує обраний режим роботи підсилювача.

Процес проходження сигналу ілюструє рис. 4.

Розділові ємності $C_{р1}$ та $C_{р2}$ перешкоджають проникненню постійної напруги джерела живлення в кола джерела сигналу та в навантаження. Разом з тим, вони пропускають змінні складові сигналу.

Нехай реактивний опір ємності $C_{р1}$ на найнижчій частоті вхідного сигналу буде значно менший, ніж вхідний опір підсилювача. В цьому випадку практично вся напруга змінного вхідного сигналу буде прикладатись до бази транзистора. Відповідно до зміни цієї напруги буде змінюватись і струм бази.

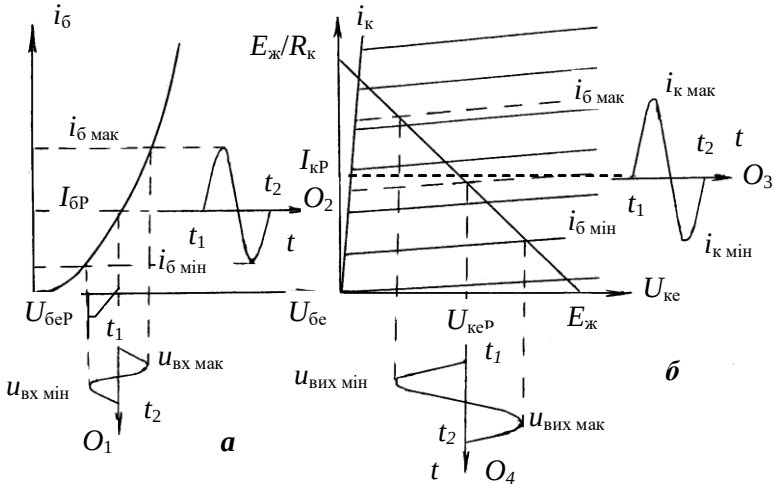

Рис. 4. Проходження сигналу у підсилювачі

Щоб відобразити цей процес на рис. 4,*а* проведені дві осі часу O_1 та O_2. До моменту t_1 напруга і струм бази визначаються постійною напругою джерела живлення. Змінний вхідний сигнал амплітудою $U_{вх}$, призводить до зміни струму бази в межі від $i_{б\,min}$ до $i_{б\,max}$. На рис. 4 показаний один період синусоїдного сигналу за час від t_1 до t_2.

Згідно зі зміною струму бази буде змінюватися струм колектора та напруга на ньому. При цьому точка, що відповідає значенню струму бази, буде переміщатися по лінії навантаження (рис. 4,*б*) у межах, обумовлених струмами бази $i_{б\,min}$ та $i_{б\,max}$. Зміни струму та напруги колектора в часі відображені на осях O_3 та O_4. При відсутності вихідної характеристики транзистора межі значень струму колектора можна визначити з виразів:

$$i_{к\,max} = h_{21e}\, i_{б\,max};\ \ i_{к\,min} = h_{21e}\, i_{б\,min}, \qquad (7)$$

а значення напруги на колекторі:

$$U_{ке\,min} = E_ж - R_к\, i_{к\,max};\quad U_{ке\,max} = E_ж - R_к\, i_{к\,min}. \qquad (8)$$

Зміна напруги на колекторі транзистора викликає зміну напруги в навантаженні: змінна складова проходить через другий

розділовий конденсатор $C_{р2}$ та з'являється на опорі навантаження. Якщо реактивний опір ємності $C_{р2}$ на найнижчій частоті вхідного сигналу буде значно менший, ніж еквівалентний опір навантаження $R_н$, то практично вся змінна складова напруги колектора буде виділятися на навантаженні.

Необхідно звернути увагу на зміну фази сигналу в навантаженні. Збільшення вхідного сигналу призводить до зростання струмів бази, колектора, падіння напруги на $R_к$ та зменшенню падіння напруги на транзисторі. Зменшення ж вхідного сигналу призводить до зростання напруги на транзисторі. Таким чином, вихідний сигнал виявляється інвертованим: кожна синусоїдна складова буде зсунута на 180° (на π радіан) щодо вхідного. В деяких випадках навантаження розташовують в колекторному замість $R_к$. У цьому випадку сигнал не інвертується.

За отриманими даними можна визначити коефіцієнти підсилення підсилювача:

$$K_u = \frac{u_{\text{вих max}} - u_{\text{вих min}}}{u_{\text{вх max}} - u_{\text{вх min}}};\ K_i = \frac{i_{\text{к max}} - i_{\text{к min}}}{i_{\text{б max}} - i_{\text{б min}}};\ K_P = K_u \cdot K_i .$$

Щойно наведену методику називають *графоаналітичною*. Частіше коефіцієнти підсилення визначають, аналізуючи еквівалентну схему за змінним струмом, яка будується згідно з принциповою. Приклад отримання еквівалентної схеми для більш складного, ніж на рис. 3,*а*, підсилювача наведений в підрозділі 8.

На основі побудов рис. 4 сформулюємо вимоги до припустимих параметрів транзистора за потужністю, напругою та струмом, на основі яких визначають його тип.

У стані спокою через транзистор, на колекторі якого мається напруга $U_{кP}$, протікає струм $I_{кP}$. Тому на ньому виділяється потужність

$$P_{кP} = I_{кP}\, U_{кP}, \qquad (10)$$

яка має бути розсіяна транзистором у навколишній простір. Отже, (відповідно до вказівок підрозділу 2.5) припустима постійна потужність транзистора $P_{к\ max}$ повинна задовольняти нері-

вності:

$$P_{\text{к max}} \geq K_{\text{зап } P} P_{\text{к}P}, \qquad (11)$$

де $K_{\text{зап } P}$ – коефіцієнт запасу за потужністю, використання якого забезпечує надійну роботу приладу в реальних умовах. Зазвичай $K_{\text{зап } P}$ вибирається з діапазону 1,2...1,5, хоча можуть бути й інші значення, обумовлені особливостями експлуатації та призначенням апаратури, для якої розроблюють підсилювач.

Довідкове значення потужності $P_{\text{к max}}$, що здатен розсіяти транзистор, необхідно визначити з урахуванням температури навколишнього середовища, в якому працюватиме підсилювач.

Розрахунок потужності для підсилювача класу *A* ведеться за напругою та струмом спокою, тому що при збільшенні струму колектора зменшується падіння напруги і навпаки. Для підсилювачів інших класів, за розрахункову величину $P_{\text{к}P}$ береться середня потужність, яку визначають з врахуванням кута відсічення.

Вхідний сигнал може повністю закрити транзистор, тому припустима напруга колектор-емітер повинна задовольняти нерівності:

$$U_{\text{ке max}} \geq K_{\text{зап } U} E_{\text{ж}}. \qquad (12)$$

Коефіцієнт запасу за напругою $K_{\text{зап } U}$ зазвичай беруть таким же, як і коефіцієнт запасу за потужністю.

Процес виходу транзистора з ладу при проходженні через нього значного струму інший, ніж при прикладанні значної напруги. Він інерційний і нагадує процес руйнування від розігріву в результаті виділення електричної потужності. Тому припустимий колекторний струм визначають, виходячи зі струму спокою (або середнього струму для підсилювачів інших класів):

$$I_{\text{к max}} = K_{\text{зап } I} I_{\text{к}P}, \qquad (13)$$

однак коефіцієнт запасу за струмом $K_{\text{зап } I}$ зазвичай беруть більшим, ніж для потужності та напруги.

5. Стабілізація режиму роботи підсилювальних каскадів

Завдяки простоті схема з фіксованим струмом бази є однією з найпоширеніших. Однак вона має ряд недоліків, усунення яких призвело до створення і використання більш складних схем.

Величина опору резистора в колі бази визначалась на підставі обраного режиму роботи вихідного кола транзистора та його характеристик, точніше статичного коефіцієнта передачі струму h_{21e}. Але після вибору номіналу резистора $R_б$ струм бази практично не залежить від параметрів транзистора (див. вираз (5)). Він заданий (зафіксований) опором резистора $R_б$ і напругою джерела живлення. Звідси виникла і назва схеми – "з фіксованим струмом бази". У той же час, струм колектора визначається не тільки струмом бази, але й параметрами транзистора. А їх значення для конкретного транзистора можуть не збігатися з тими, котрі були отримані при розрахунках. Тому величина струму колектора часто відрізняється від очікуваної, що, у свою чергу, призводить до іншої напруги на колекторі, тобто до іншого режиму роботи каскаду.

Розглянемо приклад. Нехай у підсилювачі за схемою рис. 3,*а* напруга живлення $E_ж$ = 15 В, і застосовується транзистор КТ315Б. Надане в довіднику значення статичного коефіцієнта передачі струму для цього транзистора знаходиться в межах 50…250. Середнє значення $h_{21e\,ср}$ = 150. Задаємо параметри точки спокою:

$$I_{кеР} = 10 \text{ мА}; \quad U_{кеР} = 7{,}5 \text{ В}.$$

Виконавши розрахунки за вище викладеною методикою, одержуємо:

$$R_к = (E_ж - U_{кеР})/I_{кР} = (15 - 7{,}5)/10^{-2} = 750 \text{ Ом};$$

$$I_{бР} = I_{кР}/h_{21e} = 10^{-2}/150 \approx 6{,}67\cdot10^{-4} \text{ А};$$

$$R_б = E_ж/I_{бР} = 15/(6{,}67\cdot10^{-4}) = 2{,}25\cdot10^{4} \text{ Ом}.$$

Відповідно до ряду номіналів резисторів, приймаємо $R_к$ = 750 Ом, $R_б$ = 22 кОм. Розбіжність номіналу $R_б$ у порівнянні з розрахунковим значенням призведе до деякого збільшення струму

спокою бази ($I_{бP} \approx 682$ мкА) та до зміни параметрів розрахункової точки спокою:

$$I_{кP} = 150 \cdot 6{,}82 \cdot 10^{-4} = 10{,}2 \text{ мА};$$
$$U_{кеP} = 15 - 750 \cdot 10{,}2 \cdot 10^{-2} = 7{,}35 \text{ В}.$$

Зміни показників робочої точки незначні. Однак, якщо величина статичного коефіцієнта передачі струму транзистора буде близькою до одного з граничних значень, то режим може змінитися істотно. Наприклад, для транзистора з $h_{21e} = 50$

$$I_{кP} = 50 \cdot 6{,}82 \cdot 10^{-4} = 3{,}41 \text{ мА};$$
$$U_{кеP} = 15 - 750 \cdot 3{,}41 \cdot 10^{-3} \approx 12{,}4 \text{ В}.$$

Якщо ж $h_{21e} = 250$, то

$$I_{кP} = 250 \cdot 6{,}82 \cdot 10^{-4} \approx 17 \text{ мА}; \quad U_{кеP} = 15 - 750 \cdot 17 \cdot 10^{-3} \approx 2{,}3 \text{ В}.$$

Як ми бачимо, зміни режиму роботи суттєві.

Звичайно, можна було б зменшити розбіжності або в результаті попереднього (до проведення розрахунку) виміру статичного коефіцієнта передачі струму індивідуально кожного екземпляра транзистора, або підбором (регулюванням) величин опору резисторів за результатами експериментальних вимірів. Не говорячи вже про ускладнення роботи, це не дає істотного позитивного результату, через наявність так званих “дестабілізуючих факторів”. До них зазвичай відносять: зміни температури й інших параметрів навколишнього середовища, старіння елементів схеми, нестабільність джерел живлення тощо. Головним з них є зміна температури навколишнього середовища. Вона призводять, по-перше, до зміни зворотного струму колекторного переходу $I_{ко}$, по-друге, до зміни напруги емітерного переходу $U_{бе}$ транзистора, по-третє, до зміни його коефіцієнта передачі струму h_{21e}. Всі ці впливи змінюють колекторний струм транзистора і, як наслідок, вихідну напругу підсилювального каскаду. Тому найважливішою задачею при проектуванні транзисторних підсилювачів є забезпечення саме температурної стабілізації режиму роботи. При такому підході найчастіше зменшується вплив і

інших факторів.

Незважаючи на зазначені вище недоліки, схему з фіксованим струмом бази дуже широко використовують. Це пояснюється тим, що при малих амплітудах вхідного і вихідного сигналів, зсув робочої точки в багатьох випадках не має принципового значення. Тому перш ніж братися за більш складну схему, необхідно проаналізувати можливість використання простої.

6. Схема з фіксованою напругою бази

Схема з *фіксованою напругою база-емітер* наведена на рис. 5,*а*. В цій схемі режим роботи транзистора задається фіксацією постійної напруги (напруги зміщення або зсуву) на базі. Ця напруга утворюється дільником напруги джерела живлення на резисторах $R_{б1}$ та $R_{2б}$. Напруга на резисторі $R_{б2}$, що одночасно є напругою емітерного переходу транзистора, повинна бути такою, щоб у базу надходив струм $I_{бР}$.

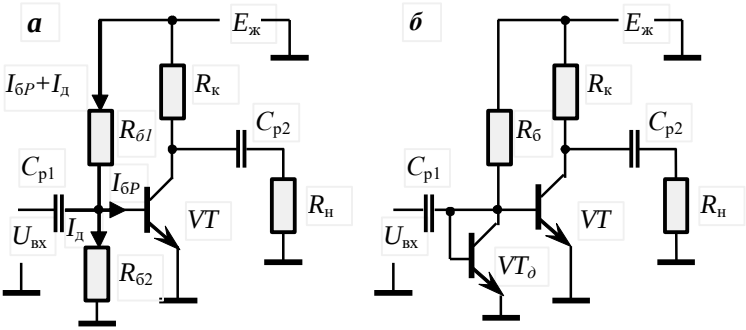

Рис. 5. Підсилювач зі СЕ і фіксованою напругою бази

Через дільник йде струм $I_д$. Чим він більший, тим стабільнішою буде схема, тому що зміна струму бази буде відносно менше впливати на величину напруги зсуву. Однак струм дільника не можна вибирати занадто великим, оскільки в дільнику витрачається енергія, і чим більший струм $I_д$, тим більша потужність джерела живлення буде витрачатися в ньому. Крім того, для збільшення струму $I_д$ необхідно зменшувати величини опорів $R_{б1}$ та

$R_{б2}$, внаслідок чого зменшується вхідний опір каскаду і зростає навантаження на джерело сигналу. Зазвичай струм дільника вибирають у межах (2...10) $I_{бР}$.

Розрахунок опорів дільника (після вибору його струму) проводиться за формулами:

$$R_{б1} = (E_ж - U_{беР})/(I_д + I_{бР}) ; \quad R_{2б} = U_{беР}/I_{бР} . \qquad (14)$$

За стабільністю роботи схеми рис. 5,*а* незначно перевершує схему з фіксованим струмом бази, але потребує додаткового резистора. Тому вона не є поширеною. Її стабільність можна підвищити, якщо резистор $R_{б2}$ замінити діодом, а ще краще, емітерним переходом додаткового транзистора $VT_д$, параметри якого ідентичні параметрам транзистора *VT*.

Відомо, що при зміні температури статичний коефіцієнт передачі струму транзистора та падіння напруги на *p-n* переході змінюються в протилежних напрямках. Наприклад, при підвищенні температури коефіцієнт h_{21e} транзистора зростає, а падання напруги на *p-n* переході спадає. Тому, якщо зміни температур транзисторів *VT* та $VT_д$ будуть одноковими, то відбудеться часткова термокомпенсація: зменшення напруги на *p-n* переході при збільшенні температури призведе до зменшення струму бази, що зменшить вплив зростання коефіцієнта передачі на режим роботи каскаду. При зменшенні температури навколишнього середовища буде спостерігатися зворотна картина.

Ефективною є реалізація термокомпенсаційної схеми при мікроелектронному виконанні, коли елементи розташовані на невеликій відстані один від одного та оптимізовані їхні характеристики.

7. Схемні методи стабілізації

Найпростішою і найбільш економною є схема *колекторної стабілізації*, представлена на рис. 6,*а*.

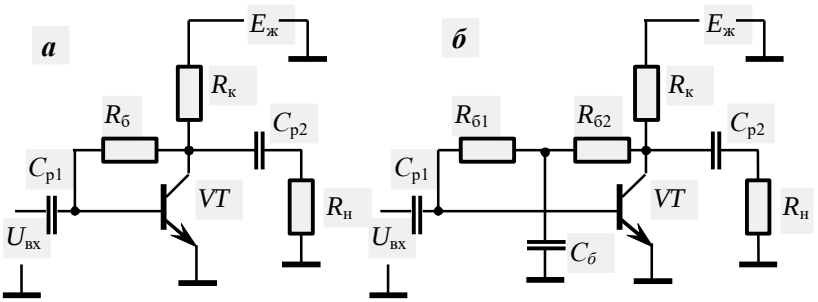

Рис. 6. Підсилювач зі СЕ та колекторною стабілізацією

Положення точки спокою забезпечується струмом $I_{бP}$, що протікає через резистор $R_б$. Величина $R_б$ визначається за формулою

$$R_б = (U_{кеP} - U_{беP})/I_{бP} \approx U_{кеP}/I_{бP} . \qquad (15)$$

Змінюється (в порівнянні з наведеним вище) і вираз для визначення $R_к$:

$$R_к = (E_ж - U_{кеP})/(I_{кP} + I_{бP}) . \qquad (16)$$

Принцип дії схеми стабілізації полягає в наступному. З підвищенням температури струм спокою $I_{кP}$ буде зростати, що призводить згідно (1) до зменшення $U_{кеP}$ та, як наслідок, до зменшення струму $I_{бP}$. Струми колектора і бази транзистора зв'язані між собою через статичний коефіцієнт передачі струму. Отже, зменшення струму спокою бази буде перешкоджати збільшенню струму спокою колектора $I_{кP}$, тому режим роботи каскаду буде стабілізуватись. При зменшенні температури навколишнього середовища буде спостерігатися зворотна картина.

В схемі колекторної стабілізації (рис. 6,*а*) виникає негативний паралельний зворотний зв'язок за змінною напругою, що зменшує коефіцієнт підсилення і вхідний опір каскаду. Для усунення цього зв'язку резистор $R_б$ поділяють на дві частини, а між

ними і корпусом включають конденсатор $C_б$ (рис. 6,*б*). Ємність конденсатора повинна бути такою, щоб на нижній частоті $f_н$ сигналу її опір був істотно менший від вхідного опору каскаду $R_{вх}$:

$$X_{C_б} = 1/(2\pi C_б f_н) << R_{вх}. \qquad (17)$$

Схема колекторної стабілізації ефективна лише при значному падінні напруги на колекторному навантаженні (0,5 $E_ж$ і вище) і змінах температури в межах (20…30)°С.

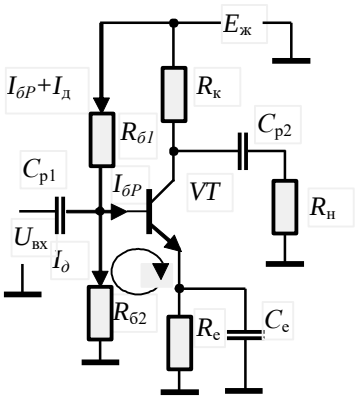

Рис. 7. Підсилювач зі СЕ та емітерною стабілізацією

Більш якісну стабілізацію режиму роботи транзисторного підсилювального каскаду забезпечує *схема емітерної* стабілізації, яка представлена на рис. 7.

Принцип дії схеми полягає в наступному. Якщо обійти контур: резистор $R_{б2}$ – емітерний перехід транзистора – резистор $R_е$, то можна записати:

$$U_{бе} = U_{R_{б2}} - I_{еР}R_е \approx I_д R_{б2} - I_{кР}R_е, \qquad (18)$$

де $I_{еР}$ – струм емітера в стані спокою ($I_{еР} \approx I_{кР}$).

Зі зміною температури навколишнього середовища, наприклад, з її підвищенням зростають струми спокою колектора $I_{кР}$ та емітера $I_{еР}$. При цьому збільшується падіння напруги на резисторі $R_е$, і відповідно до виразу (18) зменшується напруга на емітерному переході. В результаті струм бази $I_{бР}$ зменшується, що обмежує зростання струму $I_{кР}$.

Для усунення послідовного негативного зворотного зв’язку за струмом, що виникає в схемі для вхідного змінного сигналу, резистор $R_е$ шунтується конденсатором $C_е$.

Падіння напруги на резисторі $R_е$ вибирають у межах

$$U_{Rе} = (0{,}05…0{,}2)\, E_ж. \qquad (19)$$

Звідки (після вибору значення U_{Re})

$$R_e = \frac{U_{Re}}{I_{кР}}. \qquad (20)$$

Величину C_e ємності емітерного конденсатора знаходять зі співвідношення:

$$X_{C_e} = 1 / (2\,\pi\, Ce\, f_н) << R_e. \qquad (21)$$

Опір резисторів визначають за формулами, в яких враховується падіння постійної напруги на емітерному резисторі:

$$R_к = \frac{E_ж - (U_{бeР} + U_{Re})}{I_{кР}};$$
$$R_{б1} = \frac{E_ж - (U_{бeР} + U_{Re})}{I_д + I_{бР}}; \quad R_{б2} = \frac{U_{бeР} + U_{Re}}{I_{бР}}. \qquad (22)$$

Струм дільника, як і для попередніх схем, вибирають у межах (2...10) $I_{бР}$.

Схема емітерної стабілізації забезпечує працездатність підсилювального каскаду при змінюванні температури в межах (70…100)°С.

8. Розрахунок параметрів підсилювача зі СЕ за змінним струмом

Основні параметри підсилювача за змінним струмом – це його коефіцієнти підсилення, вхідний та вихідний опори. Відносно цих показників можна представити підсилювач у вигляді “чорної скриньки”, та робити висновки про придатність підсилювача до використання (розділ 3).

Для розрахунку необхідно скласти еквівалентну схему каскаду, у яку включають тільки ті елементи, в яких виникають струми і напруги, обумовлені вхідним змінним сигналом. Еквівалентну схему будують на основі принципової, номінали елементів якої визначені при її розрахунку за постійним струмом. Продемонструємо принцип її побудови (рис. 8) для самої складної з розглянутих схем – підсилювача з емітерною стабілізацією (рис. 7).

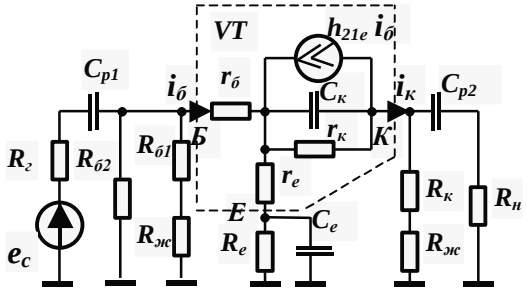

Рис. 8. Еквівалентна схема підсилювача
з емітерною стабілізацією

Джерелом сигналу є генератор змінної напруги $e_с$ із внутрішнім вихідним опором $R_г$. Сигнал, проходячи через роздільний конденсатор $C_{р1}$, обумовлює струми у ланцюгах підсилювача. Виникає струм у резисторі $R_{б2}$. З'явиться струм і в колі резистора $R_{б1}$, який через внутрішній опір $R_ж$ джерела живлення замикається на землю. Зазвичай $R_ж << R_{б1}$, тому внутрішнім опором джерела живлення можна в подальшому знехтувати.

Транзистор VT представлений його Т-подібною схемою заміщення, яка містить диференціальні опори $r_б$, $r_е$, $r_к$ та залежне джерело струму ($h_{21е}\,i_б$). У вхідному колі транзистора виникає змінний струм бази $i_б$. Струм колектора буде обумовлений залежним джерелом струму, струм емітера – сумою зазначених струмів. Частина колекторного струму замикається на землю через резистор $R_к$ та внутрішній опір $R_ж$ джерела живлення, а частина – через роздільний конденсатор $C_{р2}$ йде в навантаження. В колі емітера струми замикаються на землю через $C_е$ та $R_е$.

Для середніх частот робочого діапазону еквівалентна схема підсилювача може бути спрощена. Спрощення виконують на підставі врахування співвідношень (9), (21) та на основі того, що $r_к << 1/(2\pi C_к f_с)$. Тому всіма розділовими ємностями та ємністю колекторного переходу можна знехтувати. Також можна вилучити емітерне коло, тому що малий опір X_{Ce} шунтує зовнішній резистор $R_е$, практично приєднуючи емітер до землі. В резуль-

таті одержимо схему рис. 9.

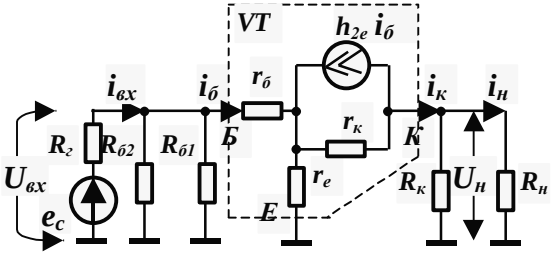

Рис. 9. Еквівалентна схема підсилювача для середніх частот

Коефіцієнти підсилення можна визначити, користуючись еквівалентною схемою підсилювача. Однак, часто коефіцієнти обчислюють за простішими формулами. Такий підхід виправданий через значний розкид параметрів реальних елементів схеми – транзисторів та резисторів.

Найчастіше коефіцієнт підсилення струму приймають рівним статичному коефіцієнту передачі струму в схемі зі СЕ, тобто

$$K_i = h_{21e}. \qquad (23)$$

Проаналізуємо наслідки такого спрощення. За визначенням $K_i = i_н / i_{вх}$, в той час як $h_{21e} = \beta = i_к / i_б$. Порівнюючи ці вирази бачимо, що при спрощенні була зроблена підміна струмів, причому чисельник був збільшений, а знаменник – зменшений. Отже, при визначенні за (23) будуть отримані завищені оцінки величини коефіцієнта підсилення струму. Тому, для спрощення визначення K_i пропонується вважати його рівним мінімальному значенню h_{21e}, яке наводиться в довідковій літературі:

$$K_i = h_{21e\,min}. \qquad (23')$$

Проведемо деякі очевидні перетворення коефіцієнта підсилення напруги:

$$K_u = U_н / U_{вх} = i_к R_{н\,екв} / (i_{вх}\ R_{к\,вх}) \approx$$
$$\approx K_i\, R_{н\,екв} / R_{к\,вх} = h_{21e\,min} R_{н\,екв} / R_{к\,вх}. \qquad (24)$$

де $R_{к\,вх}$ – вхідний опір каскаду;

$R_{\text{н екв}}$ – еквівалентний опір паралельного з'єднанням $R_{\text{к}}$ та $R_{\text{н}}$:

$$R_{\text{н екв}} = (R_{\text{н}} R_{\text{к}})/(R_{\text{н}} + R_{\text{к}}). \quad (25)$$

Вхідний опір каскаду визначається паралельним з'єднанням резисторів $R_{\text{б1}}$, $R_{\text{б2}}$ дільника та вхідного опору транзистора:

$$1/R_{\text{к вх}} = 1/R_{\text{б1}} + 1/R_{\text{б2}} + 1/R_{\text{тр вх}}, \quad (26)$$

де $R_{\text{тр вх}}$ – вхідний опір транзистора, який можна визначити з виразу:

$$R_{\text{тр вх}} = \frac{U_{r_{\text{б}}} + U_{r_{\text{e}}}}{i_{\text{б}}},$$

де $U_{r_{\text{б}}}$ та $U_{r_{\text{e}}}$ – падіння напруги на диференціальних опорах бази та емітера транзистора.

Виконавши заміни та нескладні перетворення, отримаємо:

$$R_{\text{тр вх}} = \frac{i_{\text{б}} \cdot r_{\text{б}} + i_{\text{e}} \cdot r_{\text{e}}}{i_{\text{б}}} = \frac{i_{\text{б}} \cdot r_{\text{б}} + i_{\text{б}}(h_{21\text{e}} + 1) \cdot r_{\text{e}}}{i_{\text{б}}} = r_{\text{б}} + (h_{21\text{e}} + 1) \cdot r_{\text{e}}. \quad (27)$$

Найчастіше, цей опір і визначає величину вхідного опору каскаду.

З огляду на великий диференціальний опір закритого колекторного переходу для вихідного опору каскаду маємо:

$$R_{\text{вих}} = R_{\text{к}}. \quad (28)$$

9. Характеристики підсилювача зі СЕ в діапазоні нижчих і вищих частот

Еквівалентна схема каскаду для нижчих частот представлена на рис. 10,*а*. У порівнянні зі схемою рис. 8 тут виключені опори джерел живлення і ємність колекторного переходу через незначний їхній вплив при низьких частотах змінного сигналу. На передачу сигналу істотний вплив мають ємності $C_{\text{р1}}$, $C_{\text{р2}}$ та $C_{\text{е}}$, реактивний опір яких збільшується. При цьому розділові ємності $C_{\text{р1}}$ та $C_{\text{р2}}$ перешкоджають проходженню сигналу з входу на

вихід, зменшуючи тим самим коефіцієнт підсилення каскаду в діапазоні нижчих частот.

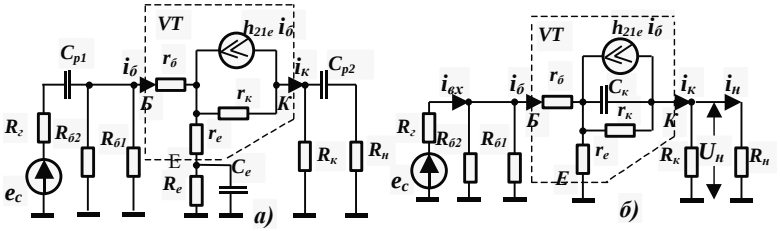

Рис. 10. Еквівалентна схема підсилювача зі СЕ для нижчих (*а*) та вищих (*б*) частот

Дія емітерної ємності дещо інше: на нижчих частотах вона перестає шунтувати резистор R_e, і коефіцієнт підсилення каскаду зменшується через вплив негативного зворотного зв'язку. Як було зазначено раніше, для кількісної оцінки зменшення підсилення використовують коефіцієнт частотних спотворень, який для розглянутої схеми з достатньою точністю можна визначити за формулою:

$$M_н = \sqrt{1+\left(\frac{1}{2\pi\, f_н\, \tau_{н екк}}\right)^2}\,, \tag{29}$$

де $$\frac{1}{\tau_{н екк}} = \frac{1}{\tau_{р1}} + \frac{1}{\tau_{р2}} + \frac{1}{\tau_e}; \tag{30}$$

$$\tau_{р1} = C_{р1}(R_г + R_{к вх}); \quad \tau_{р2} = C_{р2}(R_к + R_н);$$

$$\tau_e = C_e\left(r_e + \frac{R_г + r_б}{h_{21e}+1}\right). \tag{31}$$

Якщо задано спільний коефіцієнт частотних спотворень $M_н$ на весь каскад, то його величину варто розподілити між усіма елементами, які зменшують передачу сигналу для нижчих частот, і потім визначити необхідні значення ємностей. Наприклад, перехідну ємність $C_{р1}$ можна обчислити за формулою:

$$C_{\text{р1}} = \frac{1}{2\pi\ f_{\text{н}}\left(R_{\text{г}} + R_{\text{к вх}}\right)\sqrt{M_{\text{р1}}^2 - 1}},$$

де $M_{\text{р1}}$ – частка частотних спотворень, що приходиться на дану ємність, причому

$$M_{\text{н}} = \prod_{i=1} M_{\text{р}i}.$$

Еквівалентна схема каскаду в діапазоні вищих частот показана на рис. 10,*б*. З підвищенням частоти зменшується коефіцієнт $h_{21\text{e}}$ і збільшуються шунтуюча дія ємності $C_{\text{к}}$ колекторного переходу. Все це призводить до зменшення підсилення для вищих частот. Кількісно зменшення підсилення в порівнянні із середніми частотами оцінюють за допомогою коефіцієнта частотних спотворень, який на частоті $f_{\text{в}}$ для каскаду зі СЕ можна оцінити формулою:

$$M_{\text{в}} = \sqrt{1 + (2\pi\ f_{\text{в}}(R_{\text{к}} + R_{\text{н}})C_{\text{к}}(h_{21\text{e}} + 1))^2}\ , \qquad (32)$$

де $C_{\text{к}}$ – довідкове значення ємності колекторного переходу для схеми зі СЕ.

10. Підсилювач зі СК (емітерний повторювач)

Схема підсилювача зі СК зображена на рис. 11,*а*.

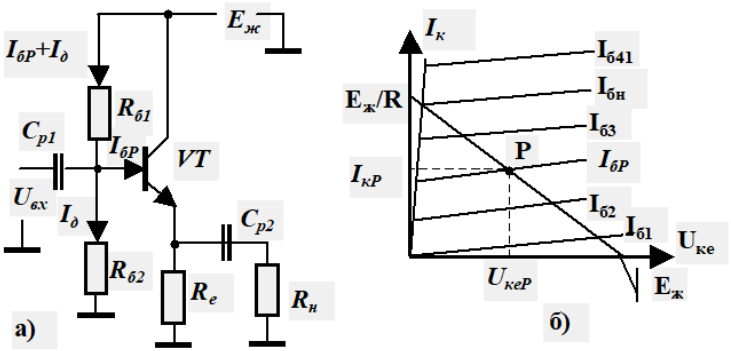

Рис. 11. Підсилювач зі СК

Розрахунок елементів схеми за постійним струмом практично не відрізняється від подібного розрахунку елементів підсилювачів зі СЕ. Після вибору робочої точки (рис. 11,*б*), що визначає режим роботи каскаду, а також визначення струму дільника в колі бази (співвідношення (16)) знаходять опори резисторів:

$$R_{\text{е}} = \frac{E_{\text{ж}} - U_{\text{кеР}}}{I_{\text{кР}} + I_{\text{бР}}};$$

$$R_{\text{б1}} = \frac{E_{\text{ж}} - (U_{\text{беР}} + U_{R_{\text{е}}})}{I_{\text{д}} + I_{\text{бР}}}; \quad R_{\text{б2}} = \frac{U_{\text{беР}} + U_{R_{\text{е}}}}{I_{\text{бР}}}. \tag{33}$$

На відміну від підсилювача зі СЕ схема зі спільним колектором не інвертує вхідний сигнал. Дійсно, якщо на вхід емітерного повторювача подати напругу, що збільшується, це призведе до збільшення емітерного струму транзистора, збільшення падіння напруги на $R_{\text{е}}$, тобто до збільшення вихідної напруги каскаду. Отже вхідний і вихідний сигнали будуть співпадати за фазою.

Еквівалентна схема каскаду за змінним струмом для середніх частот наведена на рис. 12.

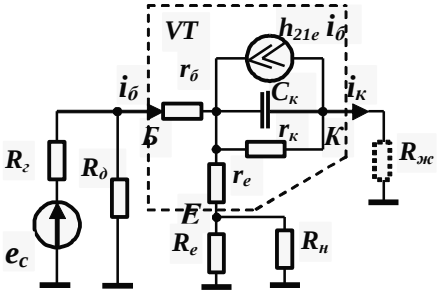

Рис. 12. Еквівалентна схема підсилювача зі СК

На схемі штриховою лінією зображений вихідний опір джерела живлення $R_{\text{ж}}$. Як було зазначено раніше, він незначний, і ним нехтують. Тому колектор транзистора виявляється заземленим, тобто він є спільним для вхідного і вихідного кіл. Це й пояснює назву підсилювача (“підсилювач зі СК”), хоча з рис. 11,*а* це не є очевидним.

У порівнянні з попередніми схемами дільник в колі бази представлений своїм еквівалентним опором $R_{\text{д}}$; його значення

обчислюється за виразом:

$$R_{\text{д}} = \frac{R_{\text{б1}} R_{\text{б2}}}{R_{\text{б1}} + R_{\text{б2}}}. \qquad (34)$$

Визначимо вхідний опір транзистора подібно тому, як це було зроблено в підрозділі 7:

$$R_{\text{тр вх}} = \frac{i_{\text{б}} r_{\text{б}} + i_{\text{е}} (r_{\text{е}} + R_{\text{н екв}})}{i_{\text{б}}} = \qquad (35)$$

$$= r_{\text{б}} + (h_{21\text{e}} + 1)(r_{\text{е}} + R_{\text{н екв}}) \approx (h_{21\text{e}} + 1) R_{\text{н екв}},$$

де ураховувалось, що $r_{\text{б}} << (h_{21\text{e}} + 1)(r_{\text{е}} + R_{\text{н екв}})$ та $r_{\text{е}} << R_{\text{н екв}}$, а $R_{\text{н екв}}$ – еквівалентний опір навантаження:

$$R_{\text{н екв}} = \frac{R_{\text{н}} R_{\text{е}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{е}}}. \qquad (36)$$

Вираз (35) доводить, що емітерний повторювач має великі значення вхідного опору, максимальні значення якого визначаються опором $R_{\text{д}}$ дільника.

Вважаючи, як і для попередніх схем, що весь струм вихідного електрода (емітера) йде в навантаження, одержуємо вираз для визначення коефіцієнта підсилення струму:

$$K_I = h_{21\text{e min}} + 1. \qquad (37)$$

Проведемо деякі очевидні перетворення виразу для коефіцієнта підсилення напруги:

$$K_U \approx K_I \frac{R_{\text{н екв}}}{R_{\text{к вх}}} = (h_{21\text{e min}} + 1) \frac{R_{\text{н екв}}}{R_{\text{к вх}}} \approx$$

$$\approx (h_{21\text{e min}} + 1) \frac{R_{\text{н екв}}}{(h_{21\text{e min}} + 1)\, R_{\text{н екв}}} = 1. \qquad (38)$$

Отже, напруга сигналу на виході при підключенні навантаження до кола емітера не збільшується – вона практично дорівнює вхідній. Це пояснює назву підсилювача – емітерний повто-

рювач.

Як і для підсилювача зі СЕ, зменшення коефіцієнта підсилення емітерного повторювача на нижчих частотах визначається дією $C_{р1}$ та $C_{р2}$, а на вищих – параметрами транзистора. При виборі розділових ємностей використовують співвідношення, аналогічні наведеним раніше.

Вихідний опір каскаду

$$R_{вих} = r_e .$$

Зі сказаного випливає, що каскад емітерного повторювача придатний для узгодження високоомних джерел сигналу з низькоомним навантаженням ($R_{вх}$ – значне, $R_{вих}$ – мале, K_I – велике). Завдяки малому вихідному опору каскаду та значному коефіцієнту підсилення струму його широко застосовують при роботі на ємнісне навантаження.

11. Підсилювач зі СБ

Принципова й еквівалентна схеми підсилювача зі СБ за змінним струмом зображені на рис. 14.

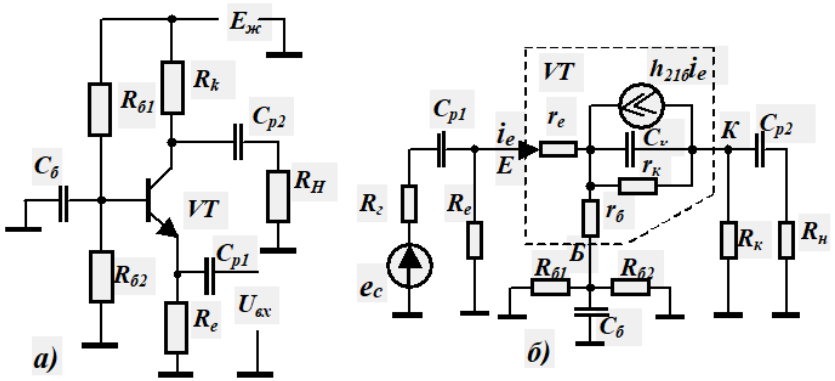

Рис. 14. Підсилювач зі СБ

Розрахунок опорів резисторів (після вибору режиму роботи каскаду) виконуються за формулами (20) та (21). Якщо виконати співвідношення

$$X_{C_б} = \frac{1}{2\pi C_б f_н} << \frac{R_{б1} R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}}, \qquad (39)$$

то одержимо еквівалентну схему для середніх частот (рис. 15).

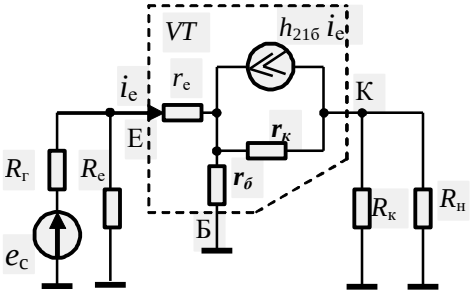

Рис. 15. Еквівалентна схема підсилювача зі СБ для середніх частот

Після спрощень, що були використані при розрахунках попередніх схем, одержимо:

$$K_I = h_{21e} \approx 1,$$

$$K_U \approx K_I \frac{R_{н\,екв}}{R_{к\,вх}} = h_{21б} \frac{R_{н\,екв}}{R_{к\,вх}} \approx \frac{R_{н\,екв}}{R_{к\,вх}}. \qquad (40)$$

Вхідний опір каскаду $R_{к\,вх}$ визначається паралельним з'єднанням дільника та вхідного опору $R_{тр\,вх}$ транзистора. Для вхідного опору транзистора маємо

$$R_{тр\,вх} = \frac{i_e r_e + i_б r_б}{i_e} = r_e + \frac{r_б}{h_{21e} + 1} \approx r_e, \qquad (41)$$

що значно менше за опори резисторів дільника в колі бази ($r_e << R_{б1}$ та $r_e << R_{б2}$). Отже, підсилювач зі СБ має дуже малий вхідний опір:

$$R_{вх\,к} \approx R_{тр\,вх} \approx r_e.$$

Еквівалентний опір навантаження $R_{\text{н екв}}$ визначається паралельним з'єднанням $R_{\text{к}}$ та $R_{\text{н}}$ (див. вираз (25)). Тому, якщо $r_{\text{е}} << R_{\text{к}}$ та $r_{\text{е}} << R_{\text{н}}$, то підсилювач зі СБ буде мати дуже великий коефіцієнт підсилення напруги:

$$K_U \approx \frac{R_{\text{н екв}}}{r_{\text{е}}}. \qquad (42)$$

Колекторний перехід має великий опір, оскільки знаходиться під зворотною напругою, тому для вихідного опору каскаду маємо:

$$R_{\text{вих}} = R_{\text{к}}. \qquad (43)$$