

№1

1. Що таке масштабний множник в схемі суматора?

КЧ. СТ. 186.

Операційний підсилювач з успіхом можна застосовувати для виконання математичних операцій з аналоговими сигналами: їх додавання, віднімання, диференціювання, інтегрування тощо. Сама назва «операційний підсилювач» походить від того, що первісно ці схеми розроблялися саме для реалізації зазначених вище математичних операцій.

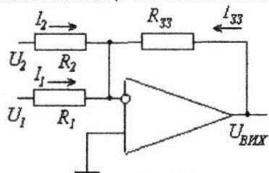


Рис. 7.9.

Схема увімкнення ОП для підсумовування кількох напруг зображена на рис 7.9. Вона подібна до розглянутого вище інвертуючого увімкнення ОП. Застосовуючи наближення ідеального підсилювача можна записати:

$$U_{(-)} \approx U_{(+)} = 0$$

$$I'_{BX1} + I'_{BX2} + I_{33} = 0$$

звідки витікає співвідношення

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = -\frac{U_{ВНХ}}{R_{33}}; \quad \text{або}$$

$$U_{ВНХ} = -(U_1 \frac{R_{33}}{R_1} + U_2 \frac{R_{33}}{R_2}) \quad (7.5)$$

Коефіцієнти $R_{33}/R_{1,2}$ називаються масштабними множниками; варіюючи їх можна змінювати вагу кожного із доданків в утворюваній сумі. При $R_{33} = R_1 = R_2$ одержимо $U_{ВНХ} = -(U_1 + U_2)$, тобто просто суму доданків зі знаком «мінус».

2. На скільки знижується добротність коливного контуру при оптимальному зв'язку з виходом транзистора? Як це відбивається на

см - 203

смузі пропускання підсилювача?

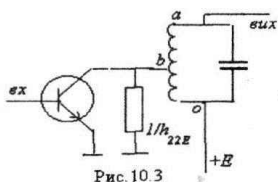


Рис. 10.3



Рис. 10.4.

Для зменшення впливу шунтуючої дії вихідного опору транзистора останній слід підключати до контуру за автотрансформаторною схемою (рис.10.3) При цьому еквівалентний опір контуру в резонансі **Рекв** (тобто між точками "а" і "о"), перерахований до точок "б" і "о" дорівнюватиме

$R'_{ека} = R_{екв}/m^2$, де $m = L_{ao}/L_{bo}$ -

коефіцієнт трансформації. Величину m слід обирати так, щоб **Рекв** дорівнювала вихідному опору транзистора $R_{екв} = 1/h_{21e}$. В цьому випадку внутрішній опір джерела струму (транзистор) буде узгоджений з опором навантаження (контур) і в навантаження надходитиме максимальна потужність підсилюваного сигналу. Природно, що при цьому напруга на виході (в точці "а") також буде максимальною; втрати в контурі та на вихідному опорі транзистора будуть рівні між собою, добротність контуру зменшиться вдвічі, а смуга пропускання, відповідно, вдвічі розшириться порівняно з ненавантаженим контуром. Добротність контуру резонансного підсилювача погіршиться ще сильніше, якщо до контуру підключається вхід наступного каскаду. Оскільки вхідний опір біполярного транзистора невеликий, його також треба підключати до контуру за схемою автотрансформатора в точці "с", в якій еквівалентний опір $R_{ео} = R_{ao}/n^2$ має бути рівним вхідному опору наступного транзистора h_{11e} . Тут під величиною "n" розуміють коефіцієнт трансформації L_{ao}/L_{eo} . В результаті реальна схема каскаду резонансного підсилювача набуває вигляд, подібний зображеному на рис.10.4. Фільтр **РФСФ** загороджує шлях високочастотним складовим струму в коло живлення.

3. З яких міркувань вибирається положення робочої точки транзистора, використовуюваного в схемі підсилювача?

КЧ. СТ. 129

Положення робочої точки рекомендується обирати приблизно на рівних відстанях як від режиму запирання транзистора. Так і від режиму його насичення. Таким чином, положення робочої точки визначає відповідне значення базового струму, а також величину постійних складових колекторного струму I_{k0} та напруги $U_{к0}$.

*методи
дод. 5*

№2

1. Перелічіть, яким основним вимогам повинен задовольняти операційний підсилювач?

КН - СТ-180

Хороший підсилювач повинен задовольняти таким вимогам:

- мати великий коефіцієнт підсилення k ;
- великий вхідний опір R_{BX} та малий вихідний опір $R_{ВНХ}$;
- широку смугу пропускання за частотою;
- здатність підсилювати постійну напругу зі зсувом режимної складової на виході;
- диференціальні входи з великим коефіцієнтом ослаблення за синфазним сигналом;
- малі нелінійні спотворення при майже повному використанні напруги живлення;
- малий температурний дрейф нуля ΔU_{dp} ;

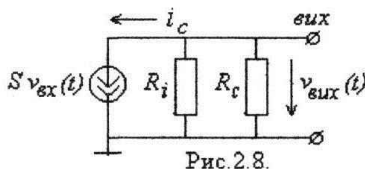
2.3 яких міркувань обирається положення робочої точки транзистора, використовуваного в схемі підсилювача?

СТ-129

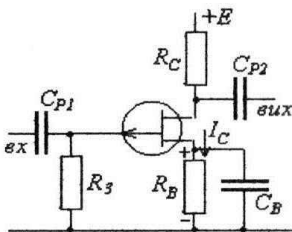
Положення робочої точки рекомендується обирати приблизно на рівних відстанях як від режиму запирання транзистора. Так і від режиму його насичення. Таким чином, положення робочої точки визначає відповідне значення базового струму, а також величину постійних складових колекторного струму I_{k0} та напруги U_{ke0} .

3. Яким чином вихідна ємність підсилювача впливає на коефіцієнт підсилення? Починаючи з яких частот проявляється її вплив?

КН - СТ-113



Тепер авантаженням джерела струму, зображеного на еквівалентній схемі рис.2.8. є вже не $R_H = R_c \parallel R_i$, а паралельне сполучення R_i, R_c та ємності C_{π} . Повний комплексний опір такого навантаження становить



$$Z_H = R_i \parallel X_{C_{\pi}} \parallel R_c = \frac{R_H \frac{1}{j\omega C_{\pi}}}{R_H + \frac{1}{j\omega C_{\pi}}} = \frac{R_H}{1 + j\omega R_H C_{\pi}} \quad (2.2)$$

Відповідно, коефіцієнт підсилення буде тепер також комплексним і матиме такий вигляд:

$$k(\omega) = k(\omega) e^{j\varphi(\omega)} = -S Z_H = -\frac{S R_H}{1 + j\omega R_H C_{\pi}} \quad (2.3)$$

Модуль його дорівнює

$$k(\omega) = \frac{k_0}{\sqrt{1 + (\omega \tau_B)^2}} \quad (2.4)$$

де $k_0 = S R_H$ - модуль коефіцієнту підсилення на досить низьких частотах. Коли можна нехтувати шунтуючою дією ємності C_{π} (тобто коли $X_{C_{\pi}} \gg R_H$); $\tau_B = R_H C_{\pi}$ - стала часу вихідного кола підсилювача. вираз (2.4) і є амплітудно-частотною характеристикою нашого підсилювача

1. Чому не має сенсу робити багатокаскадний підсилювач з каскадів, складених за схемою із спільною базою? (Йдеться про схему, в якій вхід наступного каскаду підключений безпосередньо до виходу попереднього).

Загальний коефіцієнт підсилення K такого багатокаскадного підсилювача є добутком коефіцієнтів підсилення n складових каскадів:¹⁾ $K = k_1 \cdot k_2 \dots k_n = \prod_{j=1}^n k_j$ (3.9)

Тут за коефіцієнти підсилення взяті їх комплексні значення. Модуль коефіцієнта підсилення багатокаскадного підсилювача буде добутком модулів k_j окремих каскадів

$|K| = \prod_{j=1}^n |k_j|$ (3.10) тоді як загальний зсув фази Ψ дорівнюватиме сумі зсувів фаз в цих каскадах

$\Psi = \sum_{j=1}^n \psi_j$ (3.11) Основна проблема, яка виникає при послідовному сполученні каскадів це

є узгодження їх вхідних і вихідних опорів. Для підсилювача зі спільною базою (СБ), у якого $k_{iB} \approx |h_{21B}| < 1$, це призводить до того, що коефіцієнт підсилення за напругою багатокаскадного підсилювача взагалі стає меншим від одиниці. Звідси висновується, що побудова багатокаскадного підсилювача з безпосередньо сполучених між собою каскадів, з у яких транзистори увімкнені за схемою зі спільною базою, не має сенсу.

2. В чому ідея синтезу активних фільтрів?

В радіоелектроніці часто виникає потреба пропустити та підсилити сигнали лише в деякому певному діапазоні частот, водночас подавивши сигнали на всіх інших частотах. Така задача розв'язується за допомогою частотних фільтрів - пасивних або активних чотириполосників, амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) яких відмінні від нуля в смузі частот, що мають проходити через фільтр - в смузі прозорості або смузі пропускання - та дорівнюють або близькі до нуля і в смузі непропускання (непрозорості).

Частотні фільтри можуть бути складені з LRC - або з RC - елементів (пасивні фільтри). Але останнім часом, для покращання форми АЧХ та компенсації втрат сигналу, RC - фільтри стали комбінувати підсилювальними каскадами, застосовуючи при цьому позитивний або негативний зворотний зв'язок. Такі фільтри одержали назву активних RC - фільтрів, або, як їх частіше називають, просто активних фільтрів.

3. Як здійснюється зсув рівня напруги в ППН? Як можна зсунути рівень, не зазнавши при цьому втрат у коефіцієнті підсилення?

Щоб перетворити знайомий Π нам підсилювач змінної напруги в ППН досить видалити з нього розділовий конденсатор. Однак при цьому виникає нова проблема: вихідна напруга складатиметься тепер з двох складових - постійної U_{KEO} та сигнальної $v_{ВНХ} = k v_{ВХ}$. Виділити малу сигнальну складову у «чистому» вигляді можна, зсунувши подільником $R_1 R_2$ рівень постійної напруги на виході каскаду (рис.6.3). Величину напруги джерела зміщення $E_{ЗМ}$ підбирають так, щоб при $v_{ВХ} = 0$ напруга на виході $v_{ВНХ}$ також дорівнювала нулю. Це матиме місце, якщо виконується пропорція

$$\frac{U_{KEO}}{|E_{ЗМ}|} = \frac{R_1}{R_2} \quad (6.1) \text{ Але разом з цим, подільник зменшує корисний}$$

$$\text{вихідний сигнал в } \eta \text{ разів } \eta = \frac{v_{ВНХ}}{v_{ВНХ}'} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.2)$$

Однак слід прийняти до уваги, що співвідношення (6.1) справедливе саме для постійних складових напруги, тоді як (6.2) відноситься до їх малих приростів і тому опори R_1 і R_2 , що в ньому фігурують, є диференціальними опором. Отже, можна зсунути рівень постійної напруги, не втративши при цьому підсилення, якщо зробити подільник з нелінійних елементів, які мають диференціальні опори R_ϕ відмінні від омичних опорів R_0 . Дійсно, якби вдалось знайти елемент, у якого $R_{\phi 1} \ll R_{\phi 1}$, можна було б зсунути рівень вихідної напруги на постійну величину, зберігши $\eta \approx 1$. Таким елементом може бути стабілітрон (або набір стабілітронів), увімкнений замість резистора R_1 .

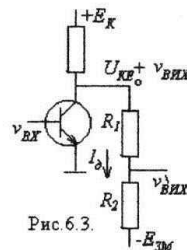


Рис. 6.3.

1. Що являють собою лінійні спотворення сигналу підсилювачем та чим вони відрізняються від нелінійних?

Основним завданням, яке ставиться перед будь-яким підсилювачем радіосигналів, є відтворення на виході вхідного сигналу у підсиленому вигляді, але при умові точного збереження його форми. Тобто вихідний сигнал має бути точно пропорційним до вхідного, де коефіцієнт пропорційності і є саме коефіцієнтом підсилення. Як

вже відзначалося вище, коефіцієнт підсилення дорівнює $k = -\frac{S}{R_H}$, де R_H - це опір навантаження, а S - крутість транзистора. Але крутість транзистора - це похідна його прохідної характеристики і вона істотно залежить від базово-емітерної, тобто вхідної напруги транзистора. Вважати крутість незмінною величиною можна лише на коротких ділянках прохідної характеристики. Отже, коефіцієнт підсилення може вважатися незмінним і забезпечувати пропорційність вхідних і вихідних сигналів можна лише у разі, коли сам вхідний сигнал є досить малою величиною. Що ж до великих вхідних сигналів, то там треба вже враховувати викривленість прохідної характеристики, і вихідний сигнал перестає вже бути пропорційним до вхідного. Спотворення, які він зазнає, мають назву нелінійних спотворень, оскільки їх причиною є нелінійності на шляху проходження підсилюваного сигналу. Виникнення нелінійних спотворень ілюструє рис. 2.22. Зображена на ньому побудова, подібна до тих, з якими ми будемо нещодавно зустрічатися в нашому курсі, має такий сенс: на нижній половині рисунку у координатах $V_{ax}(t)$ зображено вхідний сигнал, який у даному випадку вважається синусоїдальним. На верхній частині рисунку наведена типова прохідна характеристика $I_C = f(V_{ax})$. Вхідний сигнал проектується на цю характеристику і в результаті ми одержуємо залежність $I_C = f(t)$, тобто графік струму,

що протікає у колі стоку і дає пропорційний йому вихідний сигнал $V_{ex} = -I_C R_H$. Як видно, в результаті проектування синусоїдального вхідного сигналу на непрямолінійну прохідну характеристику стоковий струм (і разом з ним вихідний сигнал) втрачає вигляд гармонічної функції: його верхня частина витягується вгору і загострюється, а нижня, навпаки, стає більш короткою і закругленою. Така періодична, але негармонічна функція може розглядатися як сума цілої низки гармонічних сигналів як з основною частотою (перша гармоніка), яку мав вхідний сигнал, так і вищих гармонік цього сигналу. Отже, нелінійні спотворення на відміну від вищезгаданих лінійних спотворень призводять до виникнення у спектрі підсиленого сигналу нових частотних компонент, яких не було у вхідному сигналі. Нелінійні спотворення небажані саме тим, що вони, викривлюючи форму підсилюваного сигналу, «засмічують» його спектр новими частотними компонентами. Для зменшення нелінійних спотворень слід обирати положення робочої точки на прохідній характеристиці в області, де вона є найбільш прямолінійною і не допускати надто великих амплітуд вхідних сигналів, які б виходили за межі ділянки прохідної характеристики, котру можна було б вважати більш-менш прямолінійною.

2. Для успішної роботи диференційного підсилювача опір R_E у емітерному колі повинен бути досить великим. Про який опір йдеться - омичний чи диференціальний? Поясніть відповідь.

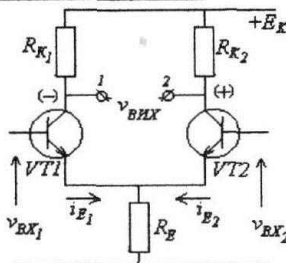


Рис. 6.8.

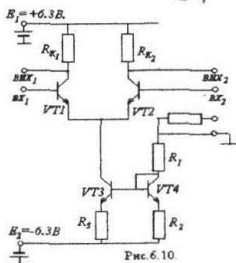


Рис. 6.10.

Якщо емітерний опір R_E достатньо великий, струм в ньому практично не відгалужується і можна вважати, що $I_{E1} = -I_{E2} = I_E$. Але величина емітерних струмів визначається різницею напруг $V_{BX1} - V_{BX2}$ на входах транзисторів:

$$I_E = \frac{V_{BX1} - V_{BX2}}{2h_{1E}} \quad (6.10)$$

де h_{1E} - вхідний опір транзистора для емітерного струму.

Розв'язати цю проблему можна застосувавши як резистор R_E елемент, що має великий диференціальний опір (для сигнальних складових струму) та невеликий омичний опір (для режимних складових). Таким елементом може бути розглянуте вище струмове дзеркало (рис. 6.5).

3. Чому в резонансних підсилювачах як навантаження часто використовують не поодинокий контур, а зв'язані контури?

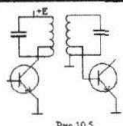


Рис. 10.5

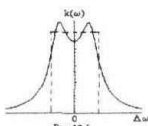


Рис. 10.6

пов'язаних

застосовуватися так звані фільтри із зосередженою вибірковістю - ФЗВ (або фільтри із зосередженою селективністю - ФЗС). Випускаються вони як завершені пристрої, настроєні на певну частоту та смугу пропускання і перенастроюванню не підлягають. Досить часто ФЗВ комбінуються з інтегральними підсилювальними мікросхемами, поєднуючи таким шляхом високу вибірковість з великим коефіцієнтом підсилення та малими габаритами.

1. Чи можна спотворення форми сигналу, спричинені зменшенням коефіцієнта підсилення підсилювача в області високих частот, скомпенсувати відповідним ослабленням підсилення в області низьких частот? (Kapitan)

НІ! Амплітудно-частотна та фазово-частотна характеристики дозволяють судити про зміни, які зазнає сигнал, проходячи через підсилювач. Дійсно, складний сигнал, який має широкий спектр частот, при проходженні через підсилювач зазнаватиме деформацію спектра: одні частоти будуть підсилюватися в більшій мірі, інші, у порівнянні з ними будуть придушуватися. Окрім того, за рахунок різної величини зсуву фаз на різних частотах одні частотні складові виявляться зсунутими у часі відносно інших. Наслідком цього, природно, буде спотворення форми сигналу. За рахунок завалу верхніх частот форма сигналу згладжується, щезає його тонка часова структура. При відтворенні на слух подібний сигнал сприймається як глухий, басовитий. А при придушенні низьких частот зникають повільні зміни сигналу, зберігаються лише його швидкі стрибки та осциляції. Звучання такого сигналу сприймається як різке і пискляве. Слід, однак, підкреслити, що за рахунок частотних спотворень в спектрі сигналу нові частоти не з'являються - відбувається лише перерозподіл амплітуд та фаз тих гармонічних компонентів, які вже існували у вхідному сигналі. Такі спотворення називають *лінійними*, на відміну від нелінійних спотворень, при яких в спектрі сигналу з'являються нові, раніше відсутні частотні компоненти.

2. Чому підсилювачі постійної напруги вельми зручно виготовляти за мікроелектронною технологією?

ППН виявляться дуже зручним з точки зору мікроелектронної технології. Дійсно, схеми ППН складаються лише з резисторів і транзисторів. В них немає великих ємностей, які в мікроелектронних схемах доводиться робити навісними. Особливо вдалою є мікроелектронна технологія що до виготовлення балансних схем. Одночасне виготовлення обох транзисторів та колекторних резисторів гарантує їх високу ідентичність, а їх близьке розташування на кристалі забезпечує близькість температур у процесі експлуатації. Тому ППН виготовлені за інтегральною технологією мають вищу якість і менший дрейф нуля, ніж виготовлені з окремих деталей. Сучасна промисловість виготовляє широкий асортимент ІМС для підсилення постійних напруг.

3. Яка причина нестійкості багатокаскадного резонансного підсилювача? (Kapitan)

Стойкість резонансного підсилювача. У багатокаскадних резонансних підсилювачах, де на вході та виході кожного каскаду стоять резонансні контури, спостерігається схильність до самозбудження. Елементом зворотного зв'язку в такому підсилювачі є прохідна ємність транзистора C_K (рис.10.7). Векторна діаграма, зображена на рис.10.8, ілюструє фазові співвідношення струмів та напруг у подібній схемі. Вхідна напруга $U_{вх}$ створює синфазний з нею

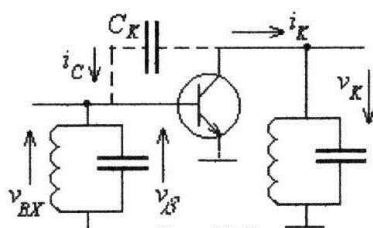


Рис.10.7.

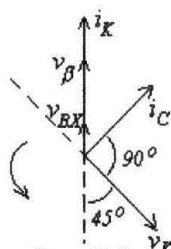


Рис.10.8.

колекторний струм i_K . На деякій частоті $\omega = \omega_0$ вихідний контур

стає для цього струму індуктивним опором, на якому струм i_K створює спад напруги U_K , обернутий відносно i_K на певний кут (у даному випадку на 45°).

Струм i_C через прохідну ємність C_K , створюваний цією напругою, випереджає U_K на 90° і, проходячи через вхідний контур, створює на ньому спад напруги $U_{\text{вх}}$, синфазної з вхідним сигналом. Таким чином, на

частоті, на якій обидва контури утворюють зсуви за фазою по 45° , фазова умова

самозбудження виявляється виконаною. За достатньо великої ємності C_K виконується і

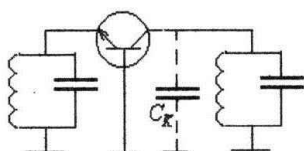


Рис.10.9.

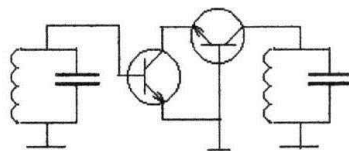


Рис.10.10.

амплітудна умова і, отже, підсилювач самозбуджується.

Для запобігання цьому небажаному явищу слід використовувати транзистори з малою бар'єрною ємністю або вмикати транзистор за схемою зі спільною базою (рис.10.9). Тоді бар'єрна ємність c_b виявляється увімкненою паралельно до вихідного контуру і просто дещо збільшує його ємність. Що ж до прохідної ємності, якою тепер є ємність між колектором і емітером, то у конструкції транзисторів ці електроди настільки рознесені, що їх взаємною ємністю можна нехтувати. Зображена на рис.10.9 схема має той недолік, що вхідний опір транзистора увімкненого за схемою СБ дуже малий і «на смерть» шунтує вхідний контур. Тому звичайно після вхідного контуру ставлять другий, допоміжний транзистор, увімкнений за схемою СЕ (рис.10.10). Така схема є не що інше як каскодне увімкнення транзисторів, яке має такі h - параметри:

$$H_{11} \approx h_{11E}^{(1)}; H_{12} \approx h_{12E}^{(1)} \cdot h_{123}^{(2)}; H_{21} \approx h_{21E}^{(1)} \cdot h_{213}^{(2)} \approx h_{21E}^{(1)}; H_{22} \approx h_{223}^{(2)}$$

Тобто це

увімкнення транзисторів має по входу такий же опір, як і поодинокий СЕ- транзистор, по виходу - як СБ - транзистор, дуже малий прохідний параметр h_{12} і коефіцієнт підсилення за струмом як СЕ - транзистор. В результаті вхід першого транзистора виявляється практично повністю розв'язаним відносно виходу другого. Вихідний опір подібного складеного транзистора дорівнює $1/h_{223}^{(2)}$, що є для резонансного підсилювача не недоліком, а перевагою, оскільки стає можливим пряме підключення контуру до колектора вихідного транзистора. Реальна схема резонансного підсилювача з каскодним увімкненням транзисторів VT_1 і VT_2 зображена на рис.10.11. Тут коливний контур підключено безпосередньо до колектора другого транзистора. База транзистора VT_2 заземлена (по змінній складовій напруги) через достатньо велику ємність C_0 , а резистори R_1, R_2 та R_3 підбираються так, щоб забезпечити потрібний режим роботи транзисторів. Мікросхеми каскодних підсилювачів, подібних зображених на рис.10.11, виготовляються промисловістю (напр., ІМС типу К224УС6). Коливний контур в ній є навісним елементом і підключається ззовні. Замість поодинокого коливного контуру може бути застосована пара зв'язаних контурів або ФЗВ.

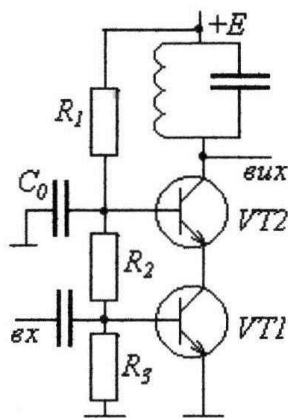


Рис. 10.11.

№7

1. Для яких цілей використовуються вибіркові(селективні) підсилювачі?

Селективний (вибірковий) підсилювач - це смуговий підсилювач з відносно вузькою смугою пропускання. Якщо у смугового підсилювача верхня і нижня границі смуги пропускання f_B та f_H можуть, в принципі, мати довільне значення, то у селективного підсилювача вони обмежують дуже вузьку смугу пропускання

$$\Delta f = f_B - f_H \ll (f_B + f_H) / 2.$$

2. Чи знижує негативний зворотній зв'язок за напругою коефіцієнт підсилення підсилювача?

При $\phi = \pi$ (або $\phi = (2n - 1)\pi$) сигнал зворотного зв'язку є протифазний до вхідної напруги U_{BX} і послаблює останню. Такий зворотний зв'язок має назву негативного (НЗЗ). Ефективний коефіцієнт підсилення НЗЗ дорівнює

$$k' = \frac{k}{1 + k\beta} < k,$$

тобто він завжди менший від коефіцієнта підсилення «чистого» підсилювача

Слід взяти до уваги, що k', k та β - модулі і можуть бути тільки позитивними числами.

3. Котра з частот буде вища – гранична частота транзистора f чи верхня гранична частота підсилювального каскаду h_{21e} зібраного на цьому транзисторі? (Kapitan)

(К)

$F > F_{h_{21e}}$

1. Чому вивчення частотних властей підсилювачів на біполярних транзисторах виявляється складнішими за вивчення частотних властей підсилювачів на польових транзисторах?

Аналізуючи частотні властивості підсилювача на біполярному транзисторі нам доводиться рівною мірою враховувати як вплив реактивних параметрів схеми (вихідну ємність каскаду), так і інерційність самого транзистора. Тому в цьому випадку аналіз виявляється значно складнішим порівняно з аналізом підсилювача на польовому транзисторі, де основна роль у формуванні частотних властивостей належить реактивним параметрам схеми.

2. Чи можливий у підсилювачах позитивний зворотній зв'язок при $k\beta > 1$? А негативний?

Модуль коефіцієнта підсилення k'

$$k' = \frac{k}{\sqrt{1 - 2k\beta \cos \phi + k^2 \beta^2}}$$

Найбільш простий вигляд вираз набуває при $\phi = 0$ або $\phi = \pi$. Позитивним зворотним зв'язком (ПЗЗ) називається випадок, коли $\phi = 0$ (або $\phi = 2n\pi$, де $n = \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots$). При цьому сигнал зворотного зв'язку U_{β} буде синфазним із вхідною напругою підсилювача U_{BX} і ефективний коефіцієнт підсилення дорівнюватиме

$$k' = \frac{k}{1 - k\beta} > k \quad (4.4)$$

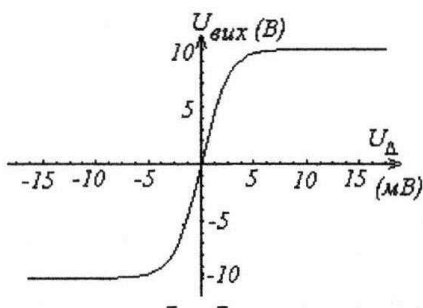
Слід взяти до уваги, що k', k та β - модулі і можуть бути тільки позитивними числами. Тому при $k\beta > 1$ вираз (4.4) втрачає сенс. Далі буде показано, що при $k\beta > 1$ виникає самозбудження коливаний і підсилювач перетворюється на автогенератор.

При $\phi = \pi$ (або $\phi = (2n-1)\pi$) сигнал зворотного зв'язку є протифазний до вхідної напруги U_{BX} і послаблює останню. Такий зворотний зв'язок має назву негативного (НЗЗ). Ефективний коефіцієнт підсилення НЗЗ дорівнює

$$k' = \frac{k}{1 + k\beta} < k,$$

тобто він завжди менший від коефіцієнта підсилення «чистого» підсилювача

3. Чому область робочих значень вхідної напруги операційного підсилювача вельми вузька і становить лише одиниці мілівольт?



випадку вона становить 10В).

З графіка очевидна вузькість робочої області вхідної напруги.

Вузькість робочої ділянки обумовлена тим, що

через великий коефіцієнт підсилення вхідна напруга досягає насичення ($\approx 8В$) вже при досить малих значеннях вхідної напруги і далі вже не зростає.

Така крутість графіка спричиняється високим коефіцієнтом підсилення, а максимум визначає напруга живлення (для нашого

1. Яка причина дрейфу нуля у ППС і ППН?

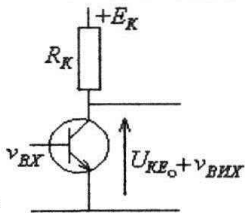


Рис. 6.1.

Справа в тому, що навіть у найпростішому ППН, зображеному на рис 6.1., величина U_{KEO} не залишається незмінною у часі: через неконтрольовані випадкові зміни напруги джерел живлення, температури та інших чинників величини I_{K0} та U_{KEO} повільно змінюються. При підсиленні швидкозмінних напруг з цим можна не рахуватись, бо розділова ємність на виході каскаду завжди відділить змінні компоненти сигналу від режимної постійної компоненти. Якщо ж зміни U_{KEO} і v_{BHX} за швидкістю і величиною виявляються

сумірними, відділити їх одна від одної у ППН стає справою складною і навіть неможливою.

2. Чому вхідна розділова ємність в підсилювачах на біполярних транзисторах звичайно у багато разів більша, ніж в підсилювачах на польових транзисторах?

В області низьких частот коефіцієнт підсилення підсилювача на біполярному транзисторі знижується через наявність на його вході розділової ємності C_p , яка разом із вхідним опором каскаду $R_{BX} = R_{B1} || R_{B2} || h_{1e}$ утворює подільник. Він поділяє вхідну напругу в γ разів де

$$\gamma = \frac{R_{BX}}{R_{BX} + \frac{1}{j\omega C_p}}$$

Оскільки вхідний опір біполярного транзистора звичайно невеликий, то для успішної роботи каскаду аж до досить низьких частот, розділову ємність доводиться робити достатньо великою, порядку десятків, а то й сотень мікрофарад.

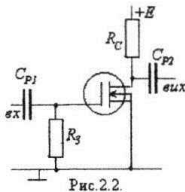


Рис. 2.2.

Величина R_3 повинна бути значно більшою від реактивного опору ємності C_{p1} в усьому діапазоні робочих частот і обирається

звичайно порядку $10^5 - 10^7$ Ом.

3. Як позначитись на повному вхідному опорі паралельний негативний зворотній зв'язок за напругою, якщо він здійснюється не через резистор $R_{зз}$, а через ємність $C_{зз}$?

У цьому випадку внесена на вхід підсилювача через колю негативного паралельного зворотного зв'язку провідність $j\omega C_{зз}(1+k)$ приєднується до вхідної провідності підсилювача і його загальна вхідна ємність дорівнюватиме $C'_{BX} = C_{BX} + C_{зз}(1+k)$, яка може набагато перевищувати власну вхідну ємність C_{BX} . Оскільки вхідна провідність зростає то очевидно що вхідний опір буде зменшуватись.

1. Чим визначається порядок активного RC-фільтра? Як залежить крутість АЧХ від порядку фільтра?

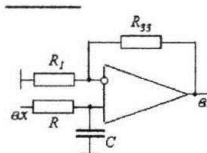


Рис. 8.2.

Найпростіший активний фільтр може бути складений з фільтруючого RC – елемента та широкосмугового підсилювача. На рис.8.2 зображено активний фільтр нижчих частот, в якому вхідний сигнал спочатку проходить через інтегруючий RC – елемент, а потім подається на вхід операційного підсилювача увімкненого за неінвертуючою схемою з коефіцієнтом підсилення $k_0 = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}$ (8.1)

В цілому коефіцієнт пропускання такої схеми дорівнює

$$\beta(\omega) = k_0 \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{k_0}{1 + j\omega RC} \quad (8.2)$$

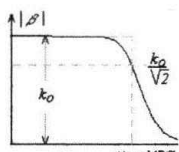


Рис. 8.3.

АЧХ такого фільтра, тобто залежність модулю коефіцієнта пропускання від частоти зображено на рис 8.3. Границя смуги пропускання умовно приймається рівною $\omega_0 = 1/RC = 1/\tau$ (частота зрізу) на якій

$$|\beta| = k_0 / \sqrt{2}. \text{ Тоді вираз (8.2) можна записати так:} \quad \beta(\omega) = \frac{k_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{k_0}{1 + p}, \text{ де } p = j\frac{\omega}{\omega_0} \quad (8.3)$$

такий найпростіший фільтр має назву фільтра першого порядку, оскільки в знаменнику виразу (8.3) стоїть поліном першого степеню. АЧХ фільтра першого порядку далека від ідеальної: в області пропускання, для частот $\omega \leq \omega_0$ коефіцієнт пропускання вже зазнає помітного спаду, а для частот $\omega \gg \omega_0$ модуль $|\beta|$ виявляється обернено пропорційним до ω , отже, при зростанні частоти на один порядок (одну декаду) величина $|\beta|$ зменшується на один порядок (у логарифмічних одиницях - на 20 дБ).

2. Чи буде вхідний опір операційного підсилювача, вкл. за інвертуючою схемою більше або менше вхідного опору “чистого” ОП?

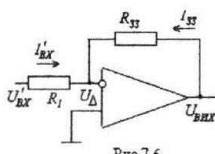


Рис. 7.6.

Вхідний опір “чистого” ОП надзвичайно великий ($R_{вх} \approx \infty$) Вхідний опір ОП увімкненого за інвертуючою схемою буде $R'_{вх} \approx R_1$.

3. У схемі стабілізації робочої точки шляхом сполучення колектора і бази транзистора через опір Rб сигнал з виходу може прокинутись на вхід. Як (якісно) це може вплинути на коефіцієнт підсилення каскаду?

Через резистор R_b відбувається також негативний паралельний зворотний зв'язок за сигналом. це призводить до зменшення вхідного опору каскаду і зменшенню його коефіцієнта підсилення. У підсилювачах широко застосовується зворотний зв'язок (ЗЗ). Його сутність полягає в тому, що певна частина вихідного сигналу (напруги або струму) повертається на вхід підсилювача. У ряді випадків завдяки цьому вдається істотно поліпшити деякі важливі характеристики та параметри підсилювачів. коефіцієнта підсилення k'

$$k' = \frac{k}{\sqrt{1 - 2k\beta \cos \phi + k^2 \beta^2}}$$

При $\phi = \pi$ (або $\phi = (2n-1)\pi$) сигнал зворотного зв'язку є протифазний до вхідної напруги $U_{вх}$ і послаблює останню. Такий зворотний зв'язок має назву негативного (НЗЗ). Ефективний коефіцієнт підсилення НЗЗ дорівнює

$$k' = \frac{k}{1 + k\beta} < k,$$

тобто він завжди менший від коефіцієнта підсилення «чистого» підсилювача

1 Чому у більшості випадків вихід транзистора у резонансному підсилювачі підключається не безпосередньо до всього контуру, а тільки до його частини? З яких міркувань обирається точка підключення?

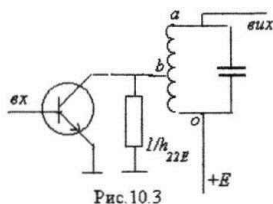


Рис. 10.3

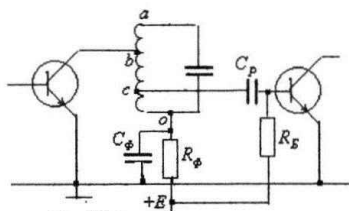


Рис. 10.4

Узгодження вихідного опору транзистора з навантаженням. Однак вихідний опір транзистора не тільки обмежує досяжне підсилення каскаду, але й, що важливіше, шунтує контур і тим знижує його добротність; внаслідок чого вибіркові (селективні) властивості підсилювача погіршуються. Для зменшення впливу шунтуючої дії вихідного опору транзистора останній слід підключати до контуру за автотрансформаторною схемою (рис. 10.3). При цьому еквівалентний опір контуру в резонансі (тобто між точками

"а" і "о"), перерахований до точок "в" і "о"

дорівнюватиме, де k — коефіцієнт трансформації. Величину слід обирати так, щоб дорівнювала вихідному опору транзистора. В цьому випадку внутрішній опір джерела струму (транзистор) буде узгоджений з опором навантаження (контур) і в навантаження надходитиме максимальна потужність підсилюваного сигналу. Природно, що при цьому напруга на виході (в точці "а") також буде

максимальною; втрати в контурі та на вихідному опорі транзистора будуть рівні між собою, добротність контуру зменшиться вдвічі, а смуга пропускання, відповідно, вдвічі розшириться порівняно з ненавантаженим контуром. Добротність контуру резонансного підсилювача погіршиться ще сильніше, якщо

до контуру підключається вхід наступного каскаду. Оскільки вхідний опір біполярного транзистора невеликий, його також треба підключати до контуру за схемою автотрансформатора в точці "с", в якій еквівалентний опір має бути рівним вхідному опору наступного транзистора. Тут під величиною "n" розуміють коефіцієнт трансформації. В результаті реальна схема каскаду резонансного підсилювача набуває вигляд, подібний зображеному на рис. 10.4. Фільтр загороджує шлях високочастотним складовим струму в коло живлення. 10.22

2. Запропонуйте схему для підсумовування аналогових сигналів, яка б не інвертувала знак результату.

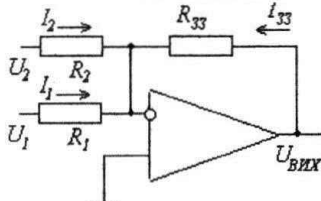


Рис. 7.9.

Щоб не було інверсії, потр. Використати схему інвертора

Схема увімкнення ОП для підсумовування кількох напруг зображена на рис 7.9. Вона подібна до розглянутого вище інвертуючого увімкнення ОП.

3 Що називають фазово-частотною характеристикою підсилювача? Чи зв'язаний її хід якимось чином з ходом амплітудно-частотної характеристики цього ж підсилювача?

Частотною характеристикою підсилювача називається залежність коефіцієнта підсилення - його модуля та фази - від частоти.

Створюваного підсилювачем повороту фази підсилюваного гармонічного сигналу від частоти $\varphi(\omega)$ - фазово-частотною характеристикою (ФЧХ). Частотна характеристика містить вельми важливу інформацію про підсилювач, оскільки вказує в якому діапазоні частот він може успішно працювати та які спотворення вносить він у спектр підсилюваних сигналів.

«Амплітудно-частотна та фазово-частотна характеристики дозволяють судити про зміни, які зазнає сигнал, проходячи через підсилювач. Дійсно, складний сигнал, який має широкий спектр частот, при проходженні через підсилювач зазнаватиме деформацію спектра: одні частоти будуть підсилюватися в більшій мірі, інші, у порівняння з ними будуть придушуватися. Окрім того, за рахунок різної величини зсуву фаз на різних частотах одні частотні складові виявляться зсунутими у часі відносно інших. Наслідком цього, природно, буде спотворення форми сигналу.» => незалежні

1 Що таке різницевий коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача? Що таке коефіцієнт ослаблення за синфазним сигналом?

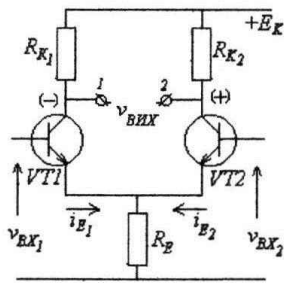


Рис. 6.8.

Різницева напруга між виходами

$$v_{BHX} = v_{BHX1} - v_{BHX2} = -R_K(i_{K1} - i_{K2}) \quad (6.9)$$

Величини колекторних струмів приблизно дорівнюють величинам емітерних струмів відповідних транзисторів:

$$i_{K1,2} \approx i_{E1,2}$$

Якщо емітерний опір R_E достатньо великий, струм в нього практично не відгалужується і можна вважати, що $i_{E1} = -i_{E2} = i_E$. Але величина емітерних струмів визначається різницею напруг $v_{BX1} - v_{BX2}$ на входах транзисторів:

$$i_E = \frac{v_{BX1} - v_{BX2}}{2h_{11E}}$$

$$(6.10)$$

де h_{11E} - вхідний опір транзистора для емітерного струму. Підставляючи (6.10) в (6.9),

$$\text{дістанемо } v_{BHX} = -\frac{R_K}{h_{11E}}(v_{BX1} - v_{BX2}) = -k_P(v_{BX1} - v_{BX2}), \quad (6.11)$$

де k_P - різницевий коефіцієнт підсилення. Відповідно для виходів 1 та 2 коефіцієнти підсилення дорівнюватимуть

$$k_{P1} = \frac{v_{BHX1}}{v_{BX1} - v_{BX2}} = -\frac{R_K}{2h_{11E}}; \quad k_{P2} = \frac{v_{BHX2}}{v_{BX1} - v_{BX2}} = \frac{R_K}{2h_{11E}}. \quad (6.12)$$

$$R_E \gg h_{11E}$$

Таким чином, ми з'ясували, що у ідеальному випадку (коли умова (6.12) виконується), сигнали на виходах 1 і 2 визначаються лише різницею вхідних напруг v_{BX1} та v_{BX2} . Однак, у реальному приладі на значення вихідних сигналів v_{BHX1} та v_{BHX2} все ж таки може позначатися також і абсолютна величина вхідних сигналів.

Вхідні сигнали v_{BX1} і v_{BX2} можна розкласти на різницеву v_{BXP} та середню v_{BXC} (синфазну) компоненти:

На величину вихідних сигналів v_{BHX1} та v_{BHX2} впливатиме не тільки величина різницевого вхідного сигналу v_{BXP} , але й синфазна компонента v_{BXC} . Дійсно, розглянемо випадок, коли до обох входів ДП прикладена однакова напруга $v_{BX1} = v_{BX2} = v_{BX}$. Оскільки при цьому кожна з половин ДП працює симетрично, то їх роботу можна розглядати порізно, так, ніби ми розрізали схему зображену на рис. 6.8 надвоє і одержали просто каскад підсилювача з емітерним опором $2R_E$ (рис. 6.9).

Коефіцієнти підсилення такої схеми за симетричним (синфазним) сигналом по виходах 1 і 2 дорівнюватиме

$$k_{C1} = \frac{v_{BHX1}}{v_{BX1}} = \frac{R_K}{2R_E} \quad k_{C2} = \frac{v_{BHX2}}{v_{BX2}} = \frac{R_K}{2R_E}$$

і будуть набагато меншими відповідних різницевих коефіцієнтів підсилення k_{P1} та k_{P2} . Їх відношення називається коефіцієнтом ослаблення за синфазним сигналом k_{OCC} :

$$k_{OCC} = \frac{k_{P1}}{k_{C1}} = \frac{k_{P2}}{k_{C2}} = \frac{R_E}{h_{11E}} \quad (6.13)$$

і є мірою якості диференціального підсилювача. Адже коефіцієнт k_{OCC} вказує який різницевий сигнал ($v_{BX1} - v_{BX2}$) може бути виявлений на фоні великого синфазного сигналу. Так, наприклад, при $k_{OCC} = 10^3$ можливе виявлення різницевих сигналів порядку мілівольта на фоні синфазних сигналів порядку в один вольт. Коефіцієнт ослаблення за синфазним сигналом часто виражають у децибелах

$$k_{OCC} = 20 \lg \frac{k_P}{k_C} \text{ (дБ)}$$

У хороших диференціальних підсилювачах він досягає 80 - 100 дБ.

2 Як впливає позитивний зворотний зв'язок на загальний вигляд АЧХ підсилювача?

П 4.6. Вплив на частотну характеристику – тільки про НЗЗ!

Негативний зворотний зв'язок стабілізує також коефіцієнт підсилення в діапазоні частот. При цьому коефіцієнт підсилення зменшується більшою мірою на тих частотах, на яких його значення великі, і майже не змінюється на частотах, де його величина мала. В результаті частотна характеристика стає більш рівномірною, хоча в цілому розташована нижче такої ж характеристики

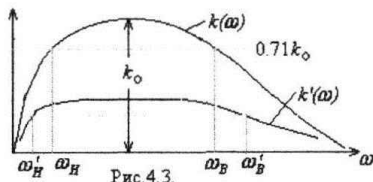


Рис. 4.3.

у відсутності зворотного зв'язку (рис. 4.3). Верхня гранична частота при цьому підвищується, а нижня, навпаки, знижується і загалом смуга пропускання підсилювача розширюється. Ці міркування можна кількісно підтвердити на прикладі однокаскадного підсилювача, частотна характеристика якого в області

$$\text{високих частот описується виразом } \dot{k}(\omega) = -\frac{k_0}{1 + j\omega\tau_B}$$

(4.10) де τ_B – стала часу підсилювача в області високих частот. За наявності частотно-незалежного зворотного зв'язку вираз для ефективного коефіцієнта підсилення набирає

$$\text{вигляд } \dot{k}^{\circ}(\omega) = \frac{\dot{k}(\omega)}{1 - \dot{k}(\omega)\beta} \quad (4.11)$$

перетворення, можна звести (4.11) до вигляду подібному до (4.10) $\dot{k}'(\omega) = -\frac{k'_0}{1 + j\omega\tau_B^{\circ}}$ де

$$k'_0 = \frac{k_0}{1 + k_0\beta}; \quad \tau_B^{\circ} = \frac{\tau_B}{1 + k_0\beta}.$$

Відповідно верхня гранична частота ω_B° виявляється рівною $\omega_B^{\circ} = 1/\tau_B^{\circ} = \omega_B(1 + k_0\beta) > \omega_B$. Аналогічні обчислення можна зробити і для області

низьких частот.)

4.7. Зворотний зв'язок у багатокаскадному підсилювачі

Складнішим є випадок багатокаскадного підсилювача. Один каскад, увімкнений за схемою СЕ, на середніх частотах, де $k(\omega) \approx k_0$, повертає фазу сигналу на π (рис. 4.4). Однак на високих та низьких частотах, де стає помітним вплив реактивних елементів каскаду, підсилюваний сигнал зазнає додаткового повороту фази на $\Delta\psi(\omega)$, таким чином, що при $\omega \rightarrow 0$ $\psi_k \rightarrow 3\pi/2$, а при $\omega \rightarrow \infty$ $\psi_k \rightarrow \pi/2$. Для N каскадів загальний поворот фази у підсилювачі становить $\Psi_k(\omega) = N\psi_k = N\pi + N\Delta\psi(\omega)$

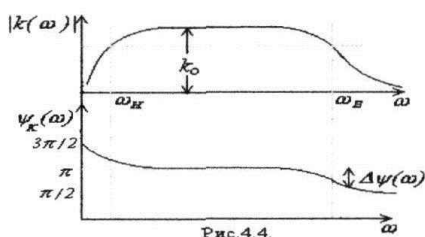


Рис. 4.4.

(4.12)
Загальний
поворот фази
у колі
зворотного
зв'язку
становитиме

$$\Psi(\omega) = \Psi_k(\omega) + \psi_{\beta} = N\pi + N\Delta\psi(\omega) + \psi_{\beta} \quad (4.13)$$

Поклавши $\psi_{\beta} + N\pi = \pi(2n - 1)$, ми забезпечимо

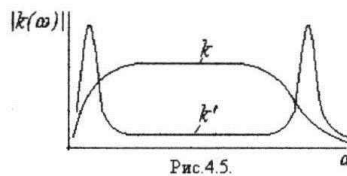


Рис. 4.5.

на середніх частотах негативний зворотний зв'язок.

Але при достатньо великій кількості каскадів ($N > 3$) доданок $N\Delta\psi(\omega)$ вже стати на декотрій частоті рівним π і на цій частоті негативний зворотний зв'язок перетворюється на позитивний. Це призведе до зростання підсилення на цих частотах (рис. 4.5), а можливо і до самозбудження підсилювача. Тому НЗЗ в багатокаскадних підсилювачах слід застосовувати з обережністю та перевіряти систему на самозбудження.

3 В прикладі, розглянутому на лекції, коефіцієнти підсилення K_{ue} та K_{ub} для підсилення з спільним емітером та спільною базою виявились (за модулем) майже рівними. Це випадковий збіг, чи тут є певна закономірність?

б) модуль коефіцієнта підсилення за струмом k_{iE} досить великий і близький до h_{21E} , тоді як у СБ - підсилювачі підсилення за струмом просто немає. Що ж до коефіцієнта підсилення за напругою, то їх модулі в обох випадках майже однакові; $k_U = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_H}{1 + h_{22}R_H}$.

№13

1 Що більшою мірою визначає частотні властивості підсилювального каскаду - інерційність транзистора чи інерційність, обумовлена його вихідною ємністю?

Аналізуючи частотні властивості підсилювача на біполярному транзисторі нам доводиться рівною мірою враховувати як вплив реактивних параметрів схеми (вихідну ємність каскаду), так і інерційність самого транзистора. Тому в цьому випадку аналіз виявляється значно складнішим порівняно з аналізом підсилювача на польовому транзисторі, де основна роль у формуванні частотних властивостей належить реактивним параметрам схеми.

Інерційні властивості транзистора, обумовлені скінченим часом руху носіїв у базі, моделюються ємністю C_E , яка зв'язана з граничною частотою транзистора f_{h21e} співвідношенням

$$C_E = \frac{1}{2\pi f_{h21e} r_{B1E}}$$

(далі для підс. **на польових транзисторах**) Головним чинником, який визначає хід частотної характеристики підсилювача в області високих частот, є величина вихідної ємності каскаду C_{Π} (яку іноді називають «паразитною» ємністю), що завжди існує між стоком транзистора і землею. Ця ємність, звичайно, не зображується на схемі, але завжди в ній невидимо присутня. Паразитна ємність складається з вихідної ємності транзистора, вхідної ємності пристрою, підключеного до виходу підсилювача (наприклад, вхідної ємності наступного каскаду), ємності монтажу, а її величина звичайно вкладається в межі від одиниць до кількох десятків пікофарад.

2 З яких міркувань вибирається величина корегуючої індуктивності при корекції високих частот?

$p = L_C / C_{\Pi} R_C^2$ - безрозмірний параметр, пропорційний індуктивності,

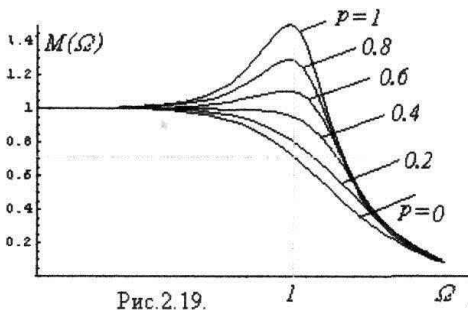


Рис.2.19.

Крива для $p=0$ відповідає невідкореганому підсилювачу і перетинає рівень $M=0.71$ при $\Omega=1$. Із зростанням параметра p до $p \approx 0.4$ криві зберігають монотонність перетинаючи вказаний рівень при все більших значеннях Ω . Але вже при $p=0.6$ залежність $M(\Omega)$ стає немонотонною: на ній з'являється горб, який при подальшому зростанні p стає все більш високим. Оптимальним буде, очевидно, значення p , що відповідає кривій, яка є пограничною між областями монотонного і немонотонного ходу кривих. Щоб відшукати таку криву слід насамперед визначити частоту, на якій $M(\Omega)$ має максимум. Вона виявляється рівною

$$\Omega_{\max} = \frac{1}{p} \sqrt{-1 + \sqrt{p^2 + 2p}}$$

При малих значеннях p (тобто при $\sqrt{p^2 + 2p} < 1$) ця частота буде уявною і, отже, максимум відсутній. При $\sqrt{p^2 + 2p} > 1$ вираз під радикалом позитивний і максимум має місце. Граничним є випадок, коли $p^2 + 2p = 1$. Це відповідає значенню $p_{\text{opt}} \approx 0.41$. Для такого значення p крива перетинає рівень 0.71 при $\Omega = 1.72$, тобто при оптимальній корекції верхня гранична частота зростає майже вдвічі.

3 Як опір, включений в коло емітера, впливає на коефіцієнт підсилення та на вхідний опір підсилювача?

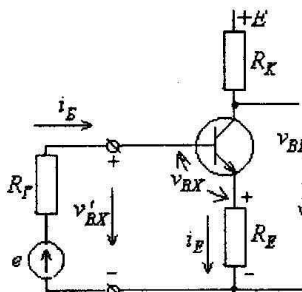


Рис. 4.8.

Послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою можна досить просто зробити, увімкнувши у коло емітера опір R_E (рис.4.8). Зі збільшенням вхідної напруги v_{BX} струм i_E зростає і створює на цьому опорі напругу $v_{RE} = i_E R_E \approx i_C R_E$, яка пропорційна до вихідної напруги $v_{BHX} = i_C R_K$. Напруга v_{RE} вводиться у вхідне коло транзистора, але діє назустріч до прикладеної ззовні вхідної напруги v_{BX} ; отже таким чином утворюється послідовний негативний зворотний зв'язок.

Коефіцієнт підсилення каскаду, охопленого таким зворотним зв'язком, визначимо як $k' = v_{BHX} / v_{BX}$. Він відрізняється від «внутрішнього» коефіцієнта підсилення $k = v_{BHX} / v_{BX}$, де

$v_{BX} = v_{BE} \approx i_E h_{11E}$ - напруга між базою і емітером, яка безпосередньо керує роботою транзистора. Як видно, $v_{BX} = v_{BE} + v_{RE} = v_{BE} + i_E R_E$. Отже,

$$\frac{1}{k'} = \frac{v_{BX}}{v_{BHX}} = \frac{v_{BE}}{v_{BHX}} + \frac{i_E R_E}{v_{BHX}} \approx \frac{1}{k} + \frac{R_E}{R_K}$$

Звідси одержуємо, що коефіцієнт підсилення такого каскаду дорівнює

$$k' = \frac{k}{1 + k \frac{R_E}{R_K}}, \quad \text{або} \quad k' = \frac{k}{1 + k\beta}, \quad \text{де} \quad \beta = \frac{R_E}{R_K} \quad (4.17)$$

1 Що називають коефіцієнтом нестабільності підсилювача S ?

$$I_B = \frac{U_{KE} - U_{EB}}{R_B} \approx \frac{U_{KE}}{R_B} = \frac{E - I_K R_K}{R_B} \quad (4.25)$$

Якщо з будь-якої причини (наприклад, з причини підвищення температури) струм колектора збільшиться і, отже, зросте спад напруги на опорі R_K , то природно при цьому напруга на колекторі зменшиться. Наслідком цього буде зменшення величини струму I_B і відповідно струму колектора.

Для кількісної характеристики температурної нестабільності будь-якої схеми треба мати деякий умовний еталон, з яким можна було б порівнювати її нестабільність. За такий еталон обирають нестабільність некерованої компоненти струму колектора у схемі СБС тобто I_{KB0} і визначають коефіцієнт нестабільності як

$$s = \Delta I_K / \Delta I_{KB0} \approx dI_K / dI_{KB0}$$

Тобто цей коефіцієнт визначає, у скільки разів зміни колекторного струму ΔI_K для даної схеми більші порівняно зі змінами струму ΔI_{KB0} базово - колекторного переходу, які відбувалися б за ідентичних умов. Очевидно, для транзистора, увімкненого за схемою СБ, величина s близька до одиниці²⁾, тоді як у схемі СЕ вона має бути значно більшою.

2 Що таке каскодне увімкнення транзисторів? Які переваги у використанні каскодного увімкнення у резонансному підсилювачі?

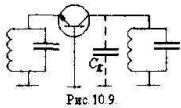


Рис 10.9

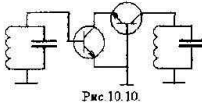


Рис 10.10

Рис 10.10

Це коли емітер 2го на колектор 1го. Перевага- база 2го по сигн. Складовій занулюється. Зображена на рис.10.9 схема має той недолік, що вхідний опір

транзистора увімкненого за схемою СБ дуже малий і «на смерть» шунтує вхідний контур. Тому звичайно після вхідного контуру ставлять другий, допоміжний транзистор, увімкнений за схемою СЕ (рис.10.10). Така схема є не що інше як каскодне увімкнення транзисторів, яке має такі параметри: Тобто це увімкнення транзисторів має по входу такий же опір, як і поодинокий СЕ- транзистор, по виходу - як СБ - транзистор, дуже малий прохідний параметр і коефіцієнт підсилення за струмом як СЕ - транзистор. В результаті вхід першого транзистора виявляється практично повністю розв'язаним відносно виходу другого. Вихідний опір подібного складеного транзистора дорівнює що є для резонансного підсилювача не недоліком, а перевагою, оскільки стає можливим пряме підключення контуру до колектора вихідного транзистора.

3 В підсилювачах з корекцією високих частот опір корегуючої індуктивності, включеної в коло навантаження, зростає з частотою. Чому ж на досить високих частотах все ж спостерігається спад коефіцієнта підсилення?

зниження коефіцієнта підсилення в області високих частот обумовлене зменшенням повного опору навантаження внаслідок шунтуючої дії паразитної ємності. Це зменшення можна компенсувати, зробивши так, щоб повний опір елементу Z_C (яким ми тепер заміняємо резистор R_C) зростає з частотою. Таким елементом може бути індуктивність. Тому для корекції частотної характеристики в області високих частот послідовно з резистором R_C слід увімкнути індуктивність L_C

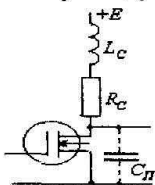


Рис 2.18.

$K_u = h_{21e} / h_{11e} = Z_k / (1 + h_{22e} \cdot Z_n)$, $Z_n = R_k + j\omega L$ Яким би L не була великою, вона не компенсує повністю паразитну ємність.

¹ Вона трохи більша від одиниці, оскільки крім струму I_{KB0} в температурні зміни струму I_K невеликі внески можуть дати зміни величини h_{21e} , напруги U_{BE} , тощо.

1 Які переваги має інвертуюче та неінвертуюче увімкнення операційного підсилювача? Що при цьому втрачається? Інвертуюче та неінвертуюче увімкнення ОП

Для поліпшення параметрів, зокрема для розширення смуги підсилюваних частот та стабілізації величини коефіцієнта підсилення, ОП звичайно використовують з застосуванням глибокого негативного зворотного зв'язку. Завдяки великому власному коефіцієнту підсилення ОП це можна зробити без особливої шкоди.

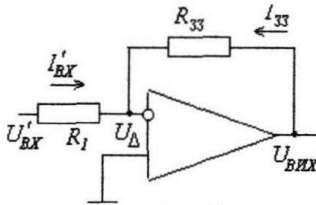


Рис.7.6.

Для створення негативного зворотного зв'язку використовуються два способи увімкнення ОП - інвертуюче та неінвертуюче.

При інвертуючому увімкненні (рис.7.6) вихідний сигнал U_{BHX} протифазний вхідному сигналу U'_{BX} . Фактично це є увімкнення підсилювача з негативним паралельним зворотним зв'язком. Для наближеного розрахунку такого увімкнення ОП останній можна зобразити як ідеалізований підсилювач, у якого $k \approx \infty$ та $R_{BX} \approx \infty$. Тоді скінчена величина U_{BHX} досягається при $U_{\Delta} = U_{(+)} - U_{(-)} \approx 0$ і можна вважати, що інвертуючий вхід має потенціал, що практично дорівнює нулеві. Отже, можна вважати, що

$$I'_{BX} \approx \frac{U'_{BX}}{R_1} \quad \text{та} \quad I_{33} \approx \frac{U_{BHX}}{R_{33}}$$

Враховавши, що $R_{BX} \approx \infty$ і на вхід підсилювача струм не відгалужується, дістанемо $I'_{BX} \approx I_{33}$, так що

$$\frac{U'_{BX}}{R_1} = - \frac{U_{BHX}}{R_{33}}$$

Звідси можна визначити коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком:

$$k' = \frac{U_{BHX}}{U'_{BX}} = - \frac{R_{33}}{R_1} \quad (7.1)$$

Слід відмітити, що такий же результат при відповідних припущеннях можна б було одержати, скориставшись методом, викладеним вище стосовно до підрахунку ефективного коефіцієнта підсилення підсилювача охопленого паралельним негативним зворотним зв'язком (розділ). Але викладений тут метод дозволяє одержати бажаний результат швидше і простіше.

Вхідний опір ОП увімкненого за інвертуючою схемою буде $R'_{BX} \approx R_1$. А вихідний опір знижується у $1 + \beta k$ разів

$$R'_{BHX} = \frac{R_{BHX}}{1 + \beta k} \quad \text{де} \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{33}} \quad (7.2)$$

Вірність усіх цих результатів обмежена умовою $k' \ll k$.

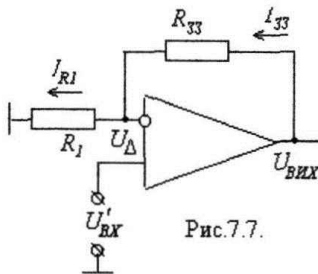


Рис.7.7.

Неінвертуюче увімкнення ОП зображене на рис.7.7. застосувавши той самий прийом представлення ОП як ідеального підсилювача одержимо

$$\begin{aligned} I_{33} &= I_{R1} & U_{(-)} &\approx U_{(+)} = U'_{BX} \\ I_{33} &= \frac{U_{BHX} - U'_{BX}}{R_{33}} & I_{R1} &= \frac{U'_{BX}}{R_1} \end{aligned}$$

Коефіцієнт підсилення $k' = U_{BHX} / U'_{BX}$ виявляється рівним

$$k' = 1 + \frac{R_{33}}{R_1} \quad (7.3)$$

Оскільки в схемі є послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою, то її вхідний опір дорівнюватиме

$$R'_{BX} = (1 + \beta k) R_{BX} \quad (7.4)$$

де $\beta \approx \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}$, що значно більше ніж у самого ОП.

Окремим випадком неінвертуючого увімкнення є повторювач напруги (рис.7.8), в якому $R_{33} = 0$ та $k' \approx 1$. При цьому вхідний опір виявляється дуже великим $R'_{BX} = (1+k)R_{BX}$. Область застосування цієї схеми та ж сама, що і у емітерного повторювача.

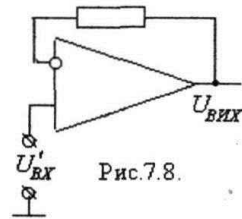


Рис.7.8.

2 Чому коефіцієнт підсилення за напругою, виражений в децибелах, визначається як $20 \lg K_u$, а коефіцієнт підсилення за потужністю як $10 \lg K_p$?

Коефіцієнтом підсилення за напругою називають відношення вихідної напруги $U_{ВВХ}$ до вхідної напруги $U_{ВХ}$:

$$k_U = U_{ВВХ} / U_{ВХ}.$$

Аналогічно, коефіцієнт підсилення за струмом визначається як

$$k_I = I_{ВВХ} / I_{ВХ}.$$

А за коефіцієнт підсилення за потужністю приймається відношення потужності, яка виділяється на навантажувальному опорі до потужності, вживаною вхідним опором підсилювача. очевидно, що $k_P = k_U k_I$.

Іноді зручно виражати підсилення у логарифмічних одиницях - децибелах:

$$k_U (\text{дБ}) = 20 \lg k_U \quad k_I (\text{дБ}) = 20 \lg k_I,$$

а оскільки потужність пропорційна квадрату напруги або струму, то

$$k_P (\text{дБ}) = 10 \lg k_{Pi}.$$

3 З якою метою застосовується схема струмового дзеркала? Наведіть приклади.

Іншим варіантом може бути застосування у якості резистора R_2 нелінійного елементу, у якого $R_{\partial 2} \gg R_{02}$. Таким елементом з великим диференціальним опором (при помірному омичному опорі) може бути вже знайома нам схема транзистора з емітерним опором (рис.6.4). Робоча точка транзистора, а отже і його омичний опір між точками А і В встановлюється подільником r_1, r_2 через який протікає від джерела e струм I_d . А диференціальний опір між А і В для такої схеми буде

$$R_{\partial AB} = \frac{1}{h_{22E}} \frac{r_E + h_{11E} + (1 + h_{21E})R_E}{r_E + h_{11E} + R_E} \quad \text{де } r_E = r_1 || r_2 \quad (6.3)$$

і може бути дуже великим, значно більшим від омичного опору $R_{0AB} = \frac{U_{KE_0}}{I} + R_E$, де I - наскрізний струм через транзистор. Величину омичного опору можна регулювати подільником. Дійсно, для базового кола транзистора

$$I_d r_2 = U_{BE_0} + (I + I_E) R_E \quad (6.4)$$

Оскільки звичайно $I_E \ll I$ та $U_{BE_0} \ll I_d r_2, I R_E$, то

$$I = I_d \frac{r_2}{R_E} \quad (6.5)$$

Якщо ж підібрати ще й так, щоб $r_2 = R_E$, то $I = I_d$. Отже, при змінах струму подільника (наприклад, шляхом регулювання джерела e) величина струму I по колу АВ буде дорівнювати струму I_d і повторювати його зміни. Тому ця схема дістала назву *струмового дзеркала*.

Таким чином ми одержали елемент з регульованим наскрізним струмом і дуже великим диференціальним опором, тобто кероване джерело струму.

Можна тут було підійти і інакше, розглядаючи цю схему як емітерний повторювач: на опорі R_E повторюється напруга U_{r_2} . Задавши I_d (а отже і U_{r_2}), ми одержуємо на R_E напругу $U_{R_E} \cong U_{r_2}$, незалежно від напруги прикладеної між А і В. Отже це є устрій, що підтримує

заданий наскрізний струм I незалежний від U_{AB} , тобто має дуже великий диференціальний опір і може розглядатися як джерело струму.

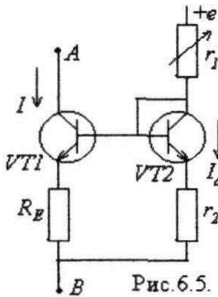


Рис. 6.5.

дзеркала знаходить широке застосування у випадках, коли потрібно мати великий диференціальний опір, зокрема у схемах підсилювачів постійної напруги для зсуву рівня вихідної напруги.

(+Застосування)

Коефіцієнти підсилення такої схеми за симетричним (синфазним) сигналом по виходах 1 і 2 дорівнюватиме

$$k_{C1} = \frac{v_{BHX1}}{v_{BX1}} = \frac{R_K}{2R_E} \quad k_{C2} = \frac{v_{BHX2}}{v_{BX2}} = \frac{R_K}{2R_E}$$

і будуть набагато меншими від відповідних різницевих коефіцієнтів підсилення k_{P1} та k_{P2} . Їх відношення називається коефіцієнтом ослаблення за синфазним сигналом k_{occ} :

$$k_{occ} = \frac{k_{P1}}{k_{C1}} = \frac{k_{P2}}{k_{C2}} = \frac{R_E}{h_{11B}}$$

(6.13)

і є мірою якості диференціального підсилювача. Адже коефіцієнт k_{occ} вказує який різницевий сигнал ($v_{BX1} - v_{BX2}$) може бути виявлений на фоні великого синфазного сигналу. Так, наприклад, при $k_{occ} = 10^3$ можливе виявлення різницевих сигналів порядку мілівольта на фоні синфазних сигналів порядку в один вольт. Коефіцієнт ослаблення за синфазним сигналом часто виражають у децибелах

$$k_{occ} = 20 \lg \frac{k_P}{k_C} \text{ (дБ)}$$

У хороших диференціальних підсилювачах він досягає 80 - 100 дБ.

Таким чином, запорукою успішної роботи ДП є добре виконання нерівності $R_E \gg h_{11B}$. Проте просте збільшення опору резистора R_E виявляється не ефективним. Припустимо, бажано одержати $k_{occ} = 10^4$ (тобто 80 дБ). Тоді при $h_{11B} = 30$ Ом величина R_E має дорівнювати $3 \cdot 10^5$ Ом. Якщо, навіть, у кожного з транзисторів колекторний струм буде $I_{K0} = 1$ мА, то на R_E спадатиме напруга у 600 в. Це нереально.

Розв'язати цю проблему можна застосувавши як резистор R_E елемент, що має великий диференціальний опір (для сигнальних складових струму) та невеликий омичний опір (для режимних складових). Таким елементом може бути розглянуте вище струмове дзеркало (рис.6.5).

1. Що таке фільтр з зосередженою вибірковістю? Як він використовується для побудови вибірових підсилювачів?

вибірові (або селективні) підсилювачі. Такі підсилювачі здійснюють підсилення в вузькій смузі частот і застосовуються там, де потрібно з широкого спектра частот виділити та підсилити сигнали заданої частоти. Так, вибірові підсилювачі працюють у радіоприймачах, де вони виділяють і підсилюють лише частоту тієї радіостанції, на яку настроєний приймач, а також в спеціальній радіовимірній апаратурі. Тут і далі малими літерами k та ω будуть позначатися змінні (сигнальні) складові струмів та напруг, тоді як великим літерами K та Ω будуть позначатися їх постійні (режимні) складові.

До вибірового (селективного) підсилювача ставляться дві основні вимоги: а) мати в смузі пропускання більш-менш рівномірний коефіцієнт підсилення; б) за межами смуги пропускання коефіцієнт підсилення повинен швидко спадати до нуля. Як видно з рис.10.2 ці вимоги задовольняються досить погано, якщо для навантаження використовується поодинокий контур. Розширити смугу пропускання можна лише шляхом

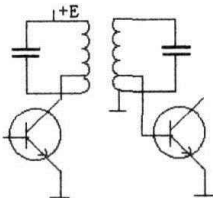


Рис.10.5.

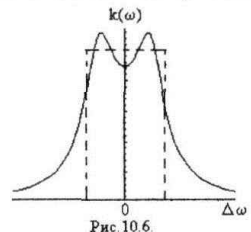


Рис.10.6.

погіршення добротності цього контуру. Але наслідком цього буде зменшення крутості спаду АЧХ за межами смуги пропускання і, отже, погіршення вибіровості (селективності) підсилювача. Дещо кращих результатів можна досягти використовуючи пару зв'язаних контурів (рис.10.5). В цьому випадку підбором величини зв'язку між контурами можна наблизити АЧХ до ідеальної форми з рівною верхівкою та різким спадом (рис. 10.6). Ще кращі результати будуть, якщо застосувати 3 або більше пов'язаних контурів. Ось чому останнім часом усе ширше стали застосовуватися так звані фільтри із зосередженою вибірковістю - ФЗВ (або фільтри із зосередженою селективністю - ФЗС). Випускаються вони як завершені пристрої, настроєні на певну частоту та смугу пропускання і перенастроюванню не підлягають. Досить часто ФЗВ комбінуються з інтегральними підсилювальними мікросхемами, поєднуючи таким шляхом високу вибіровість з великим коефіцієнтом підсилення та малими габаритами.

2. Чому в багатокаскадному підсилювачі коефіцієнт підсилення виявляється меншим ніж у випадку, коли той же каскад працює сам по собі?

Загальний коефіцієнт підсилення K такого багатокаскадного підсилювача є добутком

коефіцієнтів підсилення n складових каскадів: $K = k_1 \cdot k_2 \cdot \dots \cdot k_n = \prod_{j=1}^{j=n} k_j$ (3.9) Тут за

коефіцієнти підсилення взяті їх комплексні значення. Модуль коефіцієнта підсилення

багатокаскадного підсилювача буде добутком модулів k_j окремих каскадів $|K| = \prod_{j=1}^{j=n} k_j$

(3.10) тоді як загальний зсув фази Ψ дорівнюватиме сумі зсувів фаз в цих каскадах

$\Psi = \sum_{j=1}^{j=n} \psi_j$ (3.11) Основна проблема, яка виникає при послідовному сполученні каскадів

це є узгодження їх вхідних і вихідних опорів. При застосуванні польових транзисторів така проблема не виникає, оскільки їх вхідний опір дуже великий і отже вхід наступного каскаду не навантажує вихід попереднього. Інша справа у підсилювачах на біполярних транзисторах, у яких вхідний опір звичайно набагато менший від вихідного. Тут під величиною k_j слід вважати не коефіцієнт підсилення одного окремо взятого каскаду, а його ж таки коефіцієнт підсилення, коли цей каскад навантажений вхідним опором наступного каскаду. Для цього в формули (3.3) - (3.6) замість R_{H_j} слід підставляти

$R_{H_j} \parallel R_{BX_{j+1}}$. Зменшення ефективного опору навантаження призводить до істотного зниження підсилення каскаду. Так, наприклад, для конкретного випадку, розглянутому у попередньому параграфі, модуль коефіцієнту підсилення за напругою для каскаду зі

спільним емітером знижується (при врахування вхідного опору наступного каскаду) з 167 до 31. Якщо ж виконується умова $R_{BX} \ll R_H$, то навантаженням каскаду можна просто вважати вхідний опір наступного каскаду. У випадку ідентичних каскадів в формулі (3.5) R_{BX} та R_H скорочуються і коефіцієнт підсилення каскаду за напругою виявляється рівним коефіцієнту підсилення за струмом. Для підсилювача зі спільною базою (СБ), у якого $k_i \approx |h_{21}| < 1$, це призводить до того, що коефіцієнт підсилення за напругою багатокаскадного підсилювача взагалі стає меншим від одиниці. Звідси висновується, що побудова багатокаскадного підсилювача з безпосередньо сполучених між собою каскадів, з у яких транзистори увімкнені за схемою зі спільною базою, не має сенсу.

3. Як треба підключити до контуру резонансного підсилювача вхід наступного каскаду, щоб малий опір останнього не погіршував істотно властивості самого підсилювача?

Узгодження вихідного опору транзистора з

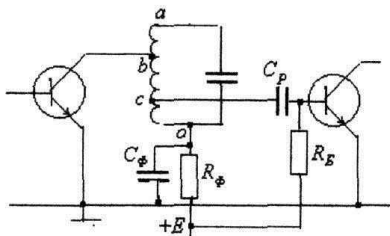


Рис. 10.4.

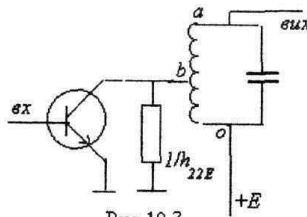


Рис. 10.3

навантаженням

Однак вихідний опір транзистора не тільки обмежує досягнуте підсилення каскаду, але й, що важливіше, шунтує контур і тим знижує його добротність; внаслідок чого вибіркові (селективні) властивості підсилювача погіршуються. Для зменшення впливу шунтуючої дії вихідного опору транзистора останній слід підключати до контуру за автотрансформаторною схемою (рис. 10.3). При цьому еквівалентний опір контуру в резонансі $R_{\text{вх}}^{\text{екв}}$ (тобто між точками "а" і "о"), перерахований до точок "в" і "о" дорівнюватиме $R_{\text{вх}}^{\text{екв}} = R_{\text{вх}} / m^2$, де $m = L_{ao} / L_{bo}$ — коефіцієнт трансформації. Величину m слід обирати так, щоб $R_{\text{вх}}^{\text{екв}}$ дорівнювала вихідному опору транзистора $R_{\text{вх}} = 1 / h_{22E}$. В цьому випадку внутрішній опір джерела струму (транзистор) буде узгоджений з опором навантаження (контур) і в навантаження надходитиме максимальна потужність підсилюваного сигналу. Природно, що при цьому напруга на виході (в точці "а") також буде максимальною; втрати в контурі та на вихідному опорі транзистора будуть рівні між собою, добротність контуру зменшиться вдвічі, а смуга пропускання, відповідно, вдвічі розшириться порівняно з ненавантаженим контуром. Добротність контуру резонансного підсилювача погіршиться ще сильніше,

якщо до контуру підключається вхід наступного каскаду. Оскільки вхідний опір біполярного транзистора невеликий, його також треба підключати до контуру за схемою автотрансформатора в точці "с", в якій еквівалентний опір $R_{co} = R_{ao} / n^2$ має бути рівним вхідному опору наступного транзистора h_{11E} . Тут під величиною "n" розуміють коефіцієнт трансформації L_{ao} / L_{co} . В результаті реальна схема каскаду резонансного підсилювача набуває вигляд, подібний зображеному на рис. 10.4. Фільтр $R_{\text{тм}} C_{\text{тм}}$ загороджує шлях високочастотним складовим струму в коло живлення

1. Яка крутість спаду АЧХ(в дБ на декаду) у активного фільтра? Як вона залежить від порядку активного фільтра?

АЧХ фільтра першого порядку далека від ідеальної: в області пропускання, для частот $\omega \leq \omega_0$ коефіцієнт пропускання вже зазнає помітного спаду, а для частот $\omega \gg \omega_0$ модуль $|\beta|$ виявляється обернено пропорційним до ω і, отже, при зростанні частоти на один порядок (одну декаду) величина $|\beta|$ зменшується на один порядок (у логарифмічних одиницях - на 20 дБ).

Збільшити крутість спаду АЧХ можна послідовним з'єднанням кількох фільтрів. При цьому їх АЧХ перемножуються, тобто при послідовному з'єднанні N активних фільтрів першого порядку на частотах $\omega \gg \omega_0$ крутість спаду АЧХ становитиме вже $20 N$ дБ на декаду.

В цілому АЧХ активного фільтра другого порядку має вигляд, подібний до зображеного на рис 8.: порівняно повільна зміна $|\beta|$ в межах області пропускання та швидкий спад за її межами.

$$\beta(\omega) = \frac{k_0}{1 + \omega_0 [C_1(R_1 + R_2) + (1 - k_0)R_1C_2]p + \omega_0^2 R_1R_2C_1C_2p^2} \quad (8.4)$$

де $k_0 = 1 + \frac{R_{33}}{R_0}$; $p = j \frac{\omega}{\omega_0}$; ω_0 - частота зрізу АЧХ. Для випадку $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$ вираз (8.4) спрощується

$$\beta(\omega) = \frac{k_0}{1 + a_1p + a_2p^2} \quad (8.5)$$

де $a_1 = \omega_0 RC(3 - k_0)$; $a_2 = (\omega_0 RC)^2$.

Однак, у залежності від конкретного значення параметрів a_1 та a_2 , хід $\beta(\omega)$ має в околі ω_0 певні особливості і його можна оптимізувати відповідним підбором цих параметрів. Таку оптимізацію АЧХ можна робити за різними критеріями:

а) найбільш рівний хід АЧХ в смузі пропускання, Спад за межами смуги пропускання при цьому буде досить стрімкий. Це так званий фільтр Баттерворта. Оптимально він реалізується при значеннях $a_1 = 1.414$, $a_2 = 1.0$. Однак, такому фільтру притаманний відмінний від прямолінійного хід фазово-частотної (ФЧХ) характеристики, викиди та коливання вихідної напруги при різких перехідних процесах.

б) Найбільш лінійний хід ФЧХ. Ця умова оптимально реалізується при $a_1 = 1.36$, $a_2 = 0.62$. Такий фільтр має назву фільтра Бесселя, оскільки його АЧХ добре апроксимується поліномами Бесселя. Спад за межами смуги пропускання у фільтра Бесселя менш крутий, ніж у фільтрі Баттерворта. Зате він не створює викидів при перехідних процесах.

в) Найбільш крутий спад за межами смуги пропускання має фільтр Чебієва. Звичайно це найбажаніша властивість фільтра. Однак, у фільтра Чебієва є досить серйозний недолік: у смузі пропускання його АЧХ має нерівномірний, хвилястий хід, при чому нерівномірність тим більша, чим крутіше спад. І те, і друга визначається вибором параметрів a_1 та a_2 . Так наприклад, при $a_1 = 1.93$ спад виходить вельми крутим, зате нерівномірність у смузі пропускання сягає ± 3 дБ.

Таким чином, бажаний вигляд АЧХ та ФЧХ можна реалізувати відповідним підбором оптимальних величин елементів схеми. Така операція має назву *синтезу* активного фільтра.

При послідовному з'єднанні кількох активних фільтрів їх передавальні функції $\beta(\omega)$ перемножуються і степінь поліному у знаменнику зростає. Відповідно зростає і порядок фільтра, а також крутість спаду у смузі непропускання.

2. Яка схема підсилювача стабільніша із зміною температури – зі спільним емітером (СЕ) чи зі спільною базою (СБ)? Чому?

Слід відзначити, що підсилювачі зі спільною базою мають і деякі позитивні якості, про які йтиме мова далі: їм притаманна більш висока порівняно з СЕ - підсилювачами температурна стабільність та спроможність успішно працювати до більш високих частот. Їх великий вихідний опір виявляється інколи не недоліком, а перевагою, наприклад, у схемах резонансних підсилювачів.

Вплив температури на характеристики транзистора.

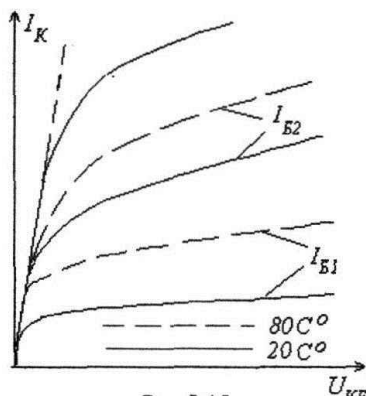


Рис. 3.15.

Зворотний струм через закритий $p-n$ перехід дуже сильно залежить від температури і подвоюється через кожні 5 - 10°C. Наслідком цього є те, що малий при кімнатній температурі член I_{KB0} у формулі (3.1) при високих температурах може стати сумірним з керованою компонентою αI_E , і вся сім'я вихідних характеристик зміститься вгору. До такого ж зсуву може привести і зростання α з підвищенням температури.

Для транзистора, увімкненого за схемою СЕ, ці ефекти виражені ще сильніше, оскільки тут роль некерованого струму відіграє величина I_{KE0} , яка у β разів більша за I_{KB0} :

$$I_K = I_{KE0} + \beta I_B$$

(3.6)

Підвищення температури на кілька десятків градусів може істотно змінити вигляд сім'ї вихідних характеристик транзистора (рис. 3.15).

Із зростанням температури змінюється також і U_{BE}^* , так що вхідні характеристики зсуваються трохи праворуч. Зсуви вхідних та вихідних характеристик викликають істотні зміни режимів роботи напівпровідникових приладів в радіоелектронних схемах. Це обмежує можливість застосування транзисторів в умовах, коли температура навколишнього середовища може зазнавати значних змін.

3.3 яких міркувань слід вибирати величину опору R_{33} в схемі суматора аналогових сигналів?

Операційний підсилювач з успіхом можна застосовувати для виконання математичних операцій з аналоговими сигналами: їх додавання, віднімання, диференціювання, інтегрування тощо. Сама назва «операційний підсилювач» походить від того, що первісно ці схеми розроблялися саме для реалізації зазначених вище математичних операцій.

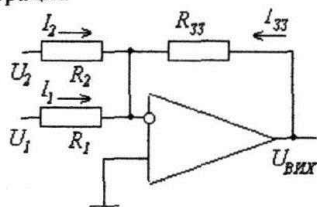


Рис. 7.9.

Схема увімкнення ОП для підсумовування кількох напруг зображена на рис. 7.9. Вона подібна до розглянутого вище інвертуючого увімкнення ОП. Застосовуючи наближення ідеального підсилювача можна записати:

$$U_{(-)} \approx U_{(+)} = 0$$

$$I'_{BX1} + I'_{BX2} + I_{33} = 0$$

звідки витікає співвідношення

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = -\frac{U_{ВНХ}}{R_{33}}; \text{ або } U_{ВНХ} = -(U_1 \frac{R_{33}}{R_1} + U_2 \frac{R_{33}}{R_2})$$

(7.5)

Коефіцієнти $R_{33} / R_{1,2}$ називаються масштабними множниками; варіюючи їх можна змінювати вагу кожного із доданків в утворюваній сумі. При $R_{33} = R_1 = R_2$ одержимо $U_{ВНХ} = -(U_1 + U_2)$, тобто просто суму доданків зі знаком «мінус».

1. Які переваги та недоліки притаманні активному RC- фільтру порівняно з пасивним LRC- фільтром?

Порівняння з пасивним фільтрами

Амплітудно-частотні та фазово-частотні характеристики, подібні до описаних вище, можна одержати і без застосування підсилювачів, за допомогою пасивних фільтрів, складених лише з LRC елементів. Так наприклад, передавальна функція $\beta(\omega)$ для фільтра

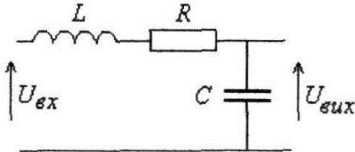


Рис.8.5.

зображеного на рис.8.5 описується тим же виразом (8.5), що і для активного RC- фільтру, але з параметрами $a_1 = \omega_0 RC$; $a_2 = \omega_0^2 LC$. Підбором цих параметрів можна реалізувати будь-який з розглянутих вище різновидів фільтрів: Баттерворта, Бесселя або Чебишева.

Однак активні RC- фільтри мають декілька істотних переваг порівняно з пасивними LRC фільтрами:

- а) Для їх виготовлення не потрібні котушки індуктивності. Ця перевага особливо істотна при роботі з низькими частотами, коли потрібні індуктивності іноді такі великі, що реалізувати їх практично неможливо.
- б) Можливість обійтися без індуктивностей особливо цінна при мікросхемному виконанні фільтра, оскільки існуючі мікроелектронні технології неспроможні виготовляти індуктивностей скільки-небудь значної величини.
- в) Передавальні характеристики LRC - фільтрів дуже чутливі до навантаження, тоді як у активних фільтрах вихід розв'язаний відносно входу підсилювача.
- г) Нарешті, при проходженні через активний фільтр сигнал звичайно підсилюється за напругою та потужністю, тоді як у пасивному фільтрі він завжди зазнає тільки послаблення.

2. Чи забезпечують розглянуті нами схеми стабілізації робочої точки лише захист від змін зовнішньої температури чи також і від саморозігріву транзистора? (Kapitan)

Як було показано в розділі, де мова йшла про характеристики біполярних транзисторів, величина колекторного струму транзистора, увімкненого за схемою із спільною базою або спільним колектором відповідно описуються виразами:

$$\begin{aligned} I_K &= I_{KEo} + h_{21E} I_E \\ I_K &= I_{KEo} + h_{21E} I_B \end{aligned} \quad (4.23)$$

Другі складові цих виразів є керованими частинами колекторного струму, перші ж - його некерованими частинами, обумовленими зворотним струмом запертого колекторно-базового переходу. Цей некерований струм для схеми зі спільною базою дорівнює I_{KEo} , а для схеми зі спільним емітером він набагато більший і становить

$$I_{KEo} = I_{KEo} (1 + h_{21E}) \quad (4.24)$$

Саме ці некеровані складові є основною причиною зміни величини колекторного струму із зміною температури. Дійсно, як I_{KEo} , так і I_{KEo} з підвищенням температури подвоюються через кожні 5 - 10⁰ і при достатньо високій температурі можуть стати сумірними з керованою компонентою. Тому радіоелектронна схема розрахована та налагоджена для деякої заданої температури (наприклад, для 20⁰ C) при зміні останньої може вийти із режиму, що, природно, відіб*ється на її роботі. Значний вплив температури на величину колекторного струму - органічна властивість транзистора як напівпровідникового приладу.

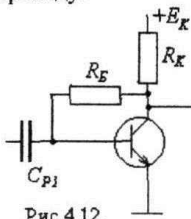


Рис.4.12.

Проте, цей вплив можна дещо зменшити нескладним удосконаленням схеми, створивши негативний зворотний зв'язок за режимом.

Одна з таких схем, яка забезпечує стабілізацію робочої точки негативним паралельним зворотним зв'язком за напругою, зображена на рис 4.12. Від базової схеми, зображено на рис. 3.1, вона відрізняється лише тим, що резистор R_E підключений не до джерела живлення, а до колектора транзистора. На відміну від попередньої схеми, базовий струм

тепер дорівнюватиме

$$I_B = \frac{U_{KE} - U_{EB}}{R_E} \approx \frac{U_{KE}}{R_E} = \frac{E - I_K R_K}{R_E} \quad (4.25)$$

Якщо з будь-якої причини (наприклад, з причини підвищення температури) струм колектора збільшиться і, отже, зросте спад напруги на опорі R_K , то природно при цьому напруга на колекторі зменшиться. Наслідком цього буде зменшення величини струму I_B і відповідно струму колектора. В результаті загальна зміна струму колектора виявиться дещо меншою, ніж в аналогічній ситуації для базової схеми зображеної на рис. 3.1.

Для кількісної характеристики температурної нестабільності будь-якої схеми треба мати деякий умовний еталон, з яким можна було б порівнювати її нестабільність. За такий еталон обирають нестабільність некерованої компоненти струму колектора у схемі СБС тобто I_{KB0} і визначають коефіцієнт нестабільності як

$$s = \Delta I_K / \Delta I_{KB0} \approx dI_K / dI_{KB0}$$

Тобто цей коефіцієнт визначає, у скільки разів зміни колекторного струму ΔI_K для даної схеми більші порівняно зі змінами струму ΔI_{KB0} базово - колекторного переходу, які відбувалися б за ідентичних умов. Очевидно, для транзистора, увімкненого за схемою СБ, величина s близька до одиниці⁴), тоді як в схемі СЕ вона має бути значно більшою.

Так, наприклад, для базової схеми, зображеної на рис.3.1, колекторний струм може бути представлений виразом

$$I_K = I_{KE0} + h_{21E} I_B = I_{KB0} (1 + h_{21E}) + h_{21E} \frac{E_K}{R_E} \quad (4.26)$$

Оскільки друга складова в формулі (4.26) від I_{KB0} не залежить, то коефіцієнт нестабільності для цієї схеми дорівнюватиме $(1 + h_{21E})$. На відміну від цього для схеми, зображеної на рис. 4.12, колекторний струм дорівнює

$$I_K = I_{KE0} + h_{21E} I_B = I_{KB0} (1 + h_{21E}) + h_{21E} \frac{E_K}{R_E} - h_{21E} \frac{R_K}{R_E} I_K \quad (4.27)$$

Коефіцієнт нестабільності для неї буде

$$s = \frac{1 + h_{21E}}{1 + h_{21E} \frac{R_K}{R_E}}, \quad (4.28)$$

тобто в $(1 + h_{21E} R_K / R_E)$ разів меншим, ніж для схеми без стабілізації.

Недоліком схеми, зображеної на рис. 4.12, є те, що через резистор R_E відбувається також негативний паралельний зворотний зв'язок за сигналом. Як було показано вище, це призводить до зменшення вхідного опору каскаду і зменшенню його коефіцієнта підсилення. Проте цей недолік можна легко усунути, для чого резистор R_E слід поділити на дві рівні частини і середню точку заземлити через конденсатор C . В результаті утворюється низькочастотний RC - фільтр, який не заважатиме проходженню постійної, режимної складової струму бази, але не пропустить змінний сигнал з виходу каскаду на його вхід. Для успішної роботи такого фільтру потрібно лише щоб задовольнялась умова $\omega_H RC \gg 1$, де ω_H - найнижча частота, яку має підсилювати даний каскад.

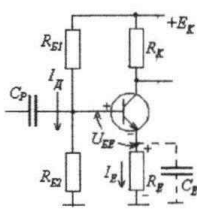


Рис. 4.13

Інша, ефективніша і частіше застосовувана схема стабілізації робочої точки, подана на рис.4.13. Вона подібна до схеми зображеної на рис.4.8 і відрізняється від базової схеми наявністю в колі емітера резистора R_E , який саме і створює негативний зворотний зв'язок за напругою.

При температурному зростанні струму I_K зростає відповідно також емітерний струм I_E , в результаті чого збільшується спад напруги U_{RE} на резисторі R_E . Напруга U_{BE} , що безпосередньо керує транзистором, є різницею двох напруг:

$$U_{BE} = U_{R_{E2}} - I_E R_E = U_{R_{E2}} - I_E R_E - I_K R_E$$

⁴ Вона трохи більша від одиниці, оскільки крім струму I_{KB0} в температурні зміни струму I_K невеликі внески можуть дати зміни величини h_{21E} , напруги U_{KE} , тощо.

Два перших члени цього виразу визначаються лише режимом базового кола і від колекторного струму не залежать. Врахування ж останнього члену призводить до висновку, що із зростанням I_K напруга U_{BE} зменшується, внаслідок чого зменшується також і струм I_K , так що його зростання буде дещо меншим, ніж у випадку, коли опоры R_E немає.

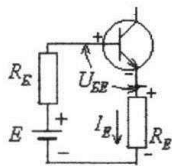


Рис. 4.14.

Для кількісної оцінки коефіцієнт нестабільності даної схеми потрібно визначити величину струму бази. Зробити це можна за допомогою теореми еквівалентного генератора. Для чого зобразимо усе вхідне коло у вигляді джерела е.р.с. e з внутрішнім опором R_B (рис.4.14). Згідно з зазначеною теоремою

$$R_B = R_{B1} || R_{B2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad e = U_{R_{B2}} = I_D R_{B2},$$

де I_D - наскрізний струм через подільник напруг з опорів R_{B1} та R_{B2} .

Як видно з рис. 4.14

$$e = I_B R_B + U_{BE} + (I_K + I_B) R_E$$

і базовий струм дорівнюватиме

$$I_B = \frac{e - U_{BE} - I_K R_E}{R_E + R_B} \approx \frac{e - I_K R_E}{R_E + R_B} \quad (4.29)$$

Підставивши (4.29) в (4.26), одержуємо

$$I_K = I_{KBo} (1 + h_{21E}) + h_{21E} \frac{e}{R_E + R_B} - h_{21E} \frac{R_E}{R_E + R_B} I_K$$

Отже, коефіцієнт нестабільності схеми, зображеної на рис.4.13, буде

$$s = \frac{d I_K}{d I_{KBo}} = \frac{1 + h_{21E}}{1 + h_{21E} \frac{R_E}{R_E + R_B}} \quad (4.30)$$

Якщо $h_{21E} \gg 1$, то одиницями у чисельнику і знаменнику порівняно з другими складовими можна нехтувати і одержати для s спрощений вираз

$$s \approx 1 + \frac{R_E}{R_B}$$

З цього виразу видно, що для зменшення коефіцієнту нестабільності слід збільшувати R_B та зменшувати R_E . Однак, при надмірному збільшенні R_E на ньому спадатиме значна частина напруги живлення і щоб зберегти номінальний режим транзистора доведеться або зменшувати R_K (що призведе до зменшення коефіцієнту підсилення), або ж підвищувати напругу живлення E_K . Зменшення R_E може бути досягнуто зменшенням опорів подільнику R_{B1} та R_{B2} . Проте, при цьому зростатиме струм подільника I_D і збільшиться навантаження на джерело живлення, а також зменшиться вхідний опір каскаду.

Схема, зображена на рис. 4.13, є ні що інше, як каскад з негативним зворотним зв'язком через емітерний опір R_E , що була розглянута вище у розділі 4.10. Її коефіцієнт підсилення описується формулою 4.17 і є істотно меншим, ніж у відсутності опоры R_E . Тому для того, щоб зберегти коефіцієнт підсилення і разом з тим стабілізувати режим каскаду, опір R_E слід зашунтувати досить великою ємністю C_E , так щоб виконувалась умова $\omega_H R_E C_E \gg 1$. Саму у такому вигляді подібна схема застосовується на практиці.

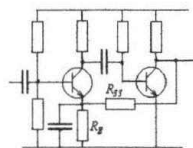


Рис. 4.15

Стабілізація режиму буває ще більш ефективною, якщо негативний зворотний зв'язком охоплюється не один каскад, а два каскади, як то показано на рис.4.15. Тут напруга зворотного зв'язку подається з виходу другого каскаду у коло емітера першого каскаду через резистор зворотного зв'язку R_{33} .

Всіх викладених вище міркуваннях ми вважали, що причиною зміни режиму транзистора (нестабільність робочої точки) є коливання температури. Проте іншими причинами, що здатні призводити до аналогічного зсуву робочої точки, можуть бути нестабільність джерел живлення, поступові зміни властивостей транзисторів (старіння транзисторів), або заміна даного транзистора на інший. Але розглянуті схеми стабілізації робочої точки зменшують також і ці зміни і забезпечують стійкіший режим роботи радіоелектронних схем. До цього слід додати, що аналогічними методами можна стабілізувати режими також і у схемах на польових транзисторах.

3. Чому в першому каскаді підсилювача малих постійних струмів бажано використовувати не біполярний, а польовий транзистор?

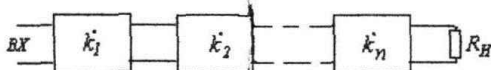


Рис.3.3.

Щоб одержати коефіцієнт підсилення більший, ніж спроможний дати окремий поодинокий каскад, каскади сполучають послідовно, так що сигнал з виходу попереднього каскаду подається на вхід наступного (рис.3.3).

Загальний коефіцієнт підсилення K такого багатокаскадного підсилювача є добутком коефіцієнтів підсилення n складових каскадів:⁵⁾

$$K = k_1 \cdot k_2 \cdot \dots \cdot k_n = \prod_{j=1}^{j=n} k_j \quad (3.9)$$

Тут за коефіцієнти підсилення взяті їх комплексні значення. Модуль коефіцієнта підсилення багатокаскадного підсилювача буде добутком модулів k_j окремих каскадів

$$|K| = \prod_{j=1}^{j=n} k_j \quad (3.10)$$

тоді як загальний зсув фази Ψ дорівнюватиме сумі зсувів фаз в цих каскадах

$$\Psi = \sum_{j=1}^{j=n} \psi_j \quad (3.11)$$

Основна проблема, яка виникає при послідовному сполученні каскадів це є узгодження їх вхідних, вихідних опорів. При застосуванні польових транзисторів така проблема не виникає, оскільки їх вхідний опір дуже великий і отже вхід наступного каскаду не навантажує вихід попереднього.

Інша справа у підсилювачах на біполярних транзисторах, у яких вхідний опір звичайно набагато менший від вихідного. Тут під величиною k_j слід вважати не коефіцієнт підсилення одного окремо взятого каскаду, а його ж таки коефіцієнт підсилення, коли цей каскад навантажений вхідним опором наступного каскаду. Для цього в формули (3.3) - (3.6) замість R_{H_j} слід підставляти $R_{H_j} \parallel R_{BX_{j+1}}$.⁶⁾

Зменшення ефективного опору навантаження призводить до істотного зниження підсилення каскаду. Так, наприклад, для конкретного випадку, розглянутому у попередньому параграфі, модуль коефіцієнту підсилення за напругою для каскаду зі спільним емітером знижується (при врахування вхідного опору наступного каскаду) з 167 до 31.

Якщо ж виконується умова $R_{BX_{j+1}} \ll R_{H_j}$, то навантаженням каскаду можна просто вважати вхідний опір наступного каскаду. У випадку ідентичних каскадів в формулі (3.5) R_{BX} та R_H скорочуються і коефіцієнт підсилення каскаду за напругою виявляється рівним коефіцієнту підсилення за струмом.

Для підсилювача зі спільною базою (СБ), у якого $k_{is} \approx |h_{21s}| < 1$, це призводить до того, що коефіцієнт підсилення за напругою багатокаскадного підсилювача взагалі стає меншим від одиниці. Звідси висновується, що побудова багатокаскадного підсилювача з безпосередньо сполучених між собою каскадів, з у яких транзистори увімкнені за схемою зі спільною базою, не має сенсу.

⁵ Якщо модуль коефіцієнта підсилення виражений у децибелах, то ці значення підсумовуються
⁶ ~

1. На АЧХ багатокаскадного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком, на краях смуги пропускання іноді спостерігаються піки. Яка причина їх виникнення?

4.7. Зворотний зв'язок у багатокаскадному підсилювачі

Складнішим є випадок багатокаскадного підсилювача. Один каскад, увімкнений за схемою СЕ, на середніх частотах, де $k(\omega) \cong k_0$, повертає фазу сигналу на $\psi_k = \pi$ (рис.4.4).⁷ Однак на високих та низьких частотах, де стає помітним вплив реактивних

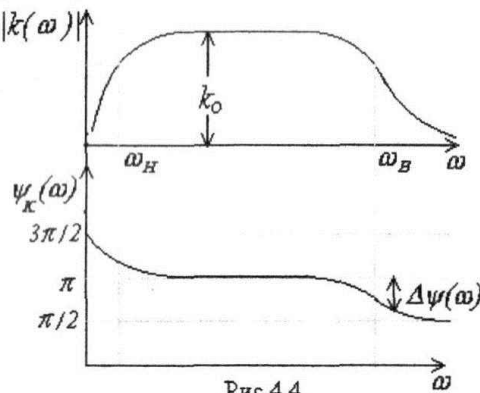


Рис.4.4.

елементів каскаду, підсилюваний сигнал зазнає додаткового повороту фази на $\Delta\psi(\omega)$, таким чином, що при $\omega \rightarrow 0$ $\psi_k \rightarrow 3\pi/2$, а при $\omega \rightarrow \infty$ $\psi_k \rightarrow \pi/2$. Для N каскадів загальний поворот фази у підсилювачі становить $\Psi_k(\omega) = N\psi_k = N\pi + N\Delta\psi(\omega)$ (4.12)

Загальний поворот фази у колі зворотного зв'язку становитиме

$$\Psi(\omega) = \Psi_k(\omega) + \psi_\beta = N\pi + N\Delta\psi(\omega) + \psi_\beta \quad (4.13)$$

Поклавши $\psi_\beta + N\pi = \pi(2n-1)$, ми забезпечимо на середніх частотах негативний зворотний зв'язок.

Але при достатньо великій кількості каскадів ($N > 3$) доданок $N\Delta\psi(\omega)$

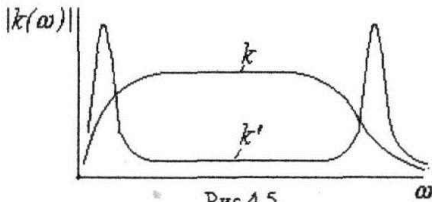


Рис.4.5.

вже стати на декотрій частоті рівним π і на цій частоті негативний зворотний зв'язок перетворюється на позитивний. Це призведе до зростання підсилення на цих частотах (рис.4.5), а можливо і до самозбудження підсилювача. Тому НЗЗ в багатокаскадних підсилювачах слід застосовувати з обережністю та перевіряти систему на самозбудження.

2. Виходячи з яких міркувань виконується оптимізація частотних характеристик активних фільтрів?

Таку оптимізацію АЧХ можна робити за різними критеріями:

а) найбільш рівний хід АЧХ в смугі пропускання, Спад за межами смуги пропускання при цьому буде досить стрімкий. Це так званий фільтр Баттерворта. Оптимально він реалізується при значеннях $a_1 = 1.414$, $a_2 = 1.0$. Однак, такому фільтру притаманний відмінний від прямолінійного хід фазово-частотної (ФЧХ) характеристики, викиди та коливання вихідної напруги при різких перехідних процесах.

б) Найбільш лінійний хід ФЧХ. Ця умова оптимально реалізується при $a_1 = 1.36$, $a_2 = 0.62$. Такий фільтр має назву фільтра Бесселя, оскільки його АЧХ добре апроксимується поліномами Бесселя. Спад за межами смуги пропускання у фільтра Бесселя менш крутий, ніж у фільтрі Баттерворта. Зате він не створює викидів при перехідних процесах.

в) Найбільш крутий спад за межами смуги пропускання має фільтр Чебішева. Звичайно це найбажаніша властивість фільтра. Однак, у фільтра Чебішева є досить серйозний недолік: у смугі пропускання його АЧХ має нерівномірний, хвилястий хід, при чому нерівномірність тим більша, чим крутіше спад. І те, і друга визначається вибором параметрів

a_1 та a_2 . Так наприклад, при $a_1 = 1.93$ спад виходить вельми крутим, зате нерівномірність у смузі пропускання сягає ± 3 дБ.

Таким чином, бажаний вигляд АЧХ та ФЧХ можна реалізувати відповідним підбором оптимальних величин елементів схеми. Така операція має назву *синтезу* активного фільтра.

При послідовному з'єднанні кількох активних фільтрів їх передавальні функції $\beta(\omega)$ перемножуються і степінь поліному у знаменнику зростає. Відповідно зростає і порядок фільтру, а також крутість спаду у смузі непропускання.

Помінявши місцями на рис.8.4 в колі позитивного зворотного зв'язку ємності і опори, дістанемо фільтр вищих частот. А з фільтрів вищих і нижчих частот. Як про це вже йшлося вище, можна скласти смугові або режекторні фільтри.

3. Коефіцієнт підсилення підсилювача зростає із збільшенням навантажувального опору. Чому цей опір не варто робити дуже великим заради збільшення коефіцієнта підсилення?

$$k = -SR_H = -S \frac{R_C R_i}{R_C + R_i} = -\frac{SR_C}{1 + R_C / R_i} \quad (2.1)$$

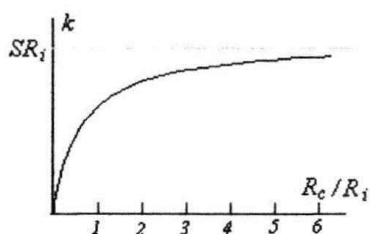


Рис.2.9.

Одержаний результат підтверджує зроблену вище оцінку коефіцієнта підсилення і відрізняється лише урахуванням внутрішнього опору транзистора.

З формули (2.1) видно, що нарощування величини R_C призводить до відповідного зростання коефіцієнта підсилення k лише доти, доки $R_C \ll R_i$; при їх сумірності внутрішній опір транзистора починає обмежувати зростання коефіцієнта підсилення. А при $R_C \gg R_i$ коефіцієнт

підсилення прямує до постійної величини, що дорівнює SR_i (рис.2.9).

Тому недоцільно, гонячись за великим коефіцієнтом підсилення надмірно збільшувати величину опору R_C . Більш того, надмірне збільшення цього опору призведе до зменшення режимної компоненти напруги U_{C0} , що доходить до стоку нашого транзистора.

А це зашкодить параметрам транзистора, зокрема призведе до зменшення його крутості. Крім того, як ми це побачимо далі, збільшення опору навантаження призводить до погіршення роботи підсилювального каскаду у області високих частот.

1. Що таке масштабний множник в схемі суматора?
2. На скільки знижується добротність коливного контуру при оптимальному зв'язку з виходом транзистора? Як це відбувається на смузі пропускання підсилювача?
3. З яких міркувань вибирається положення робочої точки транзистора, використовуваного в схемі підсилювача?

№2

1. Перелічіть, яким основним вимогам повинен задовольняти операційний підсилювач?
2. З яких міркувань обирається положення робочої точки транзистора, використовуваного в схемі підсилювача?
3. Яким чином вихідна ємність підсилювача впливає на коефіцієнт підсилення? Починаючи з яких частот проявляється її вплив?

№3

1. Чому не має сенсу робити багатокаскадний підсилювач з каскадів, складених за схемою із спільною базою? (Йдеться про схему, в якій вхід наступного каскаду підключений безпосередньо до виходу попереднього).
2. В чому ідея синтезу активних фільтрів?
3. Як здійснюється зсув рівня напруги в ППН? Як можна зсунути рівень, не зазнавши при цьому втрат у коефіцієнті підсилення?

№4

1. Як впливає вихідний опір транзистора на параметри резонансного підсилювача (коефіцієнт підсилення, смугу пропускання)?
2. Що являють собою масштабні підсилювачі?
3. Чому мала бар'єрна ємність транзистора S_k може істотно впливати на частотні властивості підсилювального каскаду?

№5

1. Що являють собою лінійні спотворення сигналу підсилювачем та чим вони відрізняються від нелінійних?
2. Для успішної роботи диференційного підсилювача опір $R_{eу}$ емітерному колі повинен бути досить великим. Про який опір йдеться - омичний чи диференційний? Поясніть відповідь.
3. Чому в резонансних підсилювачах як навантаження часто використовують не поодинокі контури, а зв'язані контури?

№6

1. Чи можна спотворення форми сигналу, спричинені зменшенням коефіцієнта підсилення підсилювача в області високих частот, скомпенсувати відповідним ослабленням підсилення в області низьких частот?
2. Чому підсилювачі постійної напруги вельми зручно виготовляти за мікроелектронною технологією?
3. Яка причина нестійкості багатокаскадного резонансного підсилювача?

№7

1. Для яких цілей використовуються вибіркові підсилювачі?
2. Чи знижує негативний зворотний зв'язок за напругою коефіцієнт підсилення підсилювача?
3. Котра з частот буде вищою-граничною частота транзистора f чи верхня гранична частота підсилювального каскаду, h_{21e} , зібраного на цьому транзисторі?

№8

1. Чому вивчення частотних властивостей підсилювачів на біполярних транзисторах виявляється складнішим за вивчення частотних властивостей підсилювачів на польових транзисторах?
2. Чи можливий у підсилювачах позитивний зворотний зв'язок при $k\beta > 1$? А негативний?
3. Чому область робочих значень вхідної напруги операційного підсилювача вельми вузька і становить лише одиниці мілівольт?

№9

1. Яка причина дрейфу нуля у підсилювачах постійного струму та напруги?
2. Чому вхідна розділова ємність в підсилювачах на біполярних транзисторах звичайно у багато разів більша, ніж в підсилювачах на польових транзисторах?
3. Як позначиться на повному вхідному опорі паралельний негативний зворотний зв'язок за напругою, якщо він здійснюється не через резистор $R_{зз}$, а через ємність $C_{зз}$?

№10

1. Чим визначається порядок активного RC-фільтра?
2. Як залежить крутість спаду АЧХ від порядку фільтра?
3. Чи буде вхідний опір операційного підсилювача, включеного за інвертуючою схемою більше або менше вхідного опору "чистого" ОП?
3. У схемі стабілізації робочої точки шляхом сполучення колектора і бази транзистора через опір R_6 сигнал з виходу може проникнути на вхід. Як (якісно) це може вплинути на коефіцієнт підсилення каскаду?

№11

1. Чому у більшості випадків вихід транзистора у резонансному підсилювачі підключається не безпосередньо до всього контуру, а тільки до його частини? З яких міркувань обирається точка підключення?
2. Запропонуйте схему для підсумовування аналогових сигналів, яка б не інвертувала знак результату.
3. Що називають фазово-частотною характеристикою підсилювача? Чи зв'язаний її хід якимось чином з ходом амплітудно-частотної характеристики цього ж підсилювача?

№12

1. Що таке різницевий коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача? Що таке коефіцієнт ослаблення за синфазним сигналом?
2. Як впливає позитивний зворотний зв'язок на загальний вигляд АЧХ підсилювача?
3. В прикладі, розглянутому на лекції, коефіцієнти підсилення K_{ue} та K_{ub} для підсилення з спільним емітером та спільною базою виявились (за модулем) майже рівними. Це випадковий збіг, чи тут є певна закономірність?

№13

1. Що більшою мірою визначає частотні властивості підсилювального каскаду - інерційність транзистора чи інерційність, обумовлена його вихідною ємністю?
2. З яких міркувань вибирається величина корегуючої індуктивності при корекції високих частот?
3. Як опір, включений в коло емітера, впливає на коефіцієнт підсилення та на вхідний опір підсилювача?

№14

1. Що називають коефіцієнтом нестабільності підсилювача S ?
2. Що таке каскодне увімкнення транзисторів? Які переваги у використанні каскодного увімкнення у резонансному підсилювачі?
3. В підсилювачах з корекцією високих частот опір корегуючої індуктивності, включеної в коло навантаження, зростає з частотою. Чому ж на досить високих частотах все ж спостерігається спад коефіцієнта підсилення?

№15

1. Які переваги має інвертуюче та неінвертуюче увімкнення операційного підсилювача? Що при цьому втрачається?
2. Чому коефіцієнт підсилення за напругою, виражений в децибелах, визначається як $20 \lg K_u$, а коефіцієнт підсилення за потужністю як $10 \lg K_p$?
3. З якою метою застосовується схема струмового дзеркала? Наведіть приклади.

№16

1. Що таке фільтр з зосередженою вибірковістю? Як він використовується для побудови вибіркового підсилювачів?
2. Чому в багатокаскадному підсилювачі коефіцієнт підсилення виявляється меншим ніж у випадку, коли той же каскад працює сам по собі?
3. Як треба підключити до контуру резонансного підсилювача вхід наступного каскаду, щоб малий опір останнього не погіршував істотно властивості самого підсилювача?

№17

1. Яка крутість спаду АЧХ (в дБ на декаду) у активного фільтра? Як вона залежить від порядку активного фільтра?
2. Яка схема підсилювача стабільніша із зміною температури - з спільним емітером (СЕ) чи з спільною базою (СБ)? Чому?
3. З яких міркувань слід вибирати величину опору $R_{зз}$ в схемі суматора аналогових сигналів?

№18

1. Які переваги та недоліки притаманні активному RC-фільтру порівняно з пасивним LRC-фільтром?
2. Чи забезпечують розглянуті нами схеми стабілізації робочої точки лише захист від змін зовнішньої температури чи також і від саморозігріву транзистора?
3. Чому в першому каскаді підсилювача малих постійних струмів бажано використовувати не біполярний, а польовий транзистор?

№19

1. На АЧХ багатокаскадного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком, на краях смуги пропускання іноді спостерігаються піки. Яка причина їх виникнення?
2. Виходячи з яких міркувань виконується оптимізація частотних характеристик активних фільтрів?
3. Коефіцієнт підсилення підсилювача зростає із збільшенням навантажувального опору. Чому цей опір не варто робити дуже великим заради збільшення коефіцієнта?

