

ТРАНЗИСТОРНИЙ ПІДСИЛЮВАЛЬНИЙ КАСКАД

1. Основні поняття та розрахункові коефіцієнти

При вирішенні багатьох технічних завдань необхідно покращити слабкі електричні сигнали. Це здійснюється електронними підсилювачами. Підсилювач електричного сигналу називається пристроєм, в якому відносно низький електричний сигнал керує передачею набагато більшої енергії від джерела живлення до навантаження. Структурна схема підсилювача показана на рис.1.1.



Рис. 1.1.

До введення підсилювача (затискачі 1'-1) джерело сигналу підключається до джерела з діючим значенням ЕРС E_T і внутрішнім опором R_T . Він створює напругу на виході підсилювача. До виходу підсилювача (затискачі 2'-2) підключено навантаження з опором R_N .

Підсилювач, контрольований вхідним сигналом, перетворює енергію живлення та створює посилений сигнал у вихідному колі $U_{ВВХ}$, відображений на діаграмі шляхом присутності джерела напруги $K_u U_{ВХ}$ з вихідним опором $R_{ВВХ}$ (де $K_u = U_{ВВХ} / U_{ВХ}$ - коефіцієнт посилення по напрузі).

2. Підсилювач та призначення його елементів

Підсилювач - це багатоступеневий пристрій, що складається з серії послідовно з'єднаних простих каскадів. Схема одного з підсилювальних каскадів виконаному на біполярному транзисторі з RC - з'єднаннями показана на рисунку 1.2.

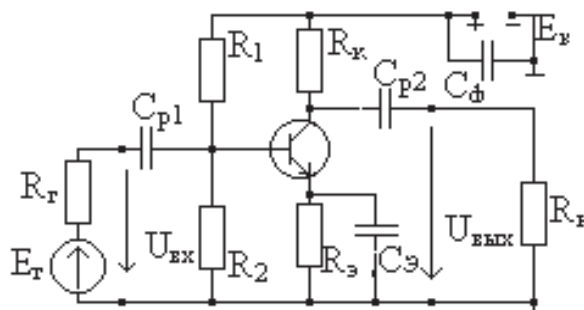


Рис. 1.2.

Цей підсилювач, як правило, призначений для попереднього посилення безперервних або імпульсних сигналів напруги, а резистивно-ємнісний (RC)

зв'язок між підсилювачем та джерелом сигналу та навантаженням є найбільш поширеним.

Основними елементами каскаду є: блок живлення (E_K), біполярний транзистор $n-p-n$ типу (VT1) та резистор колекторного кола R_K . Ці елементи утворюють основне коло підсилювача, в якому за рахунок протікання керуючого струму бази I_B колекторного струму $I_K = \beta \cdot I_B$ на колекторі транзистора створюється підсилення змінної напруги нтрольованою базою, посиленою змінною напругою $U_{K3} = E_K - I_K R_K$, яке далі через розділюючий конденсатор C_{p2} передається до опору навантаження R_H .

Резистори R_1 , R_2 , R_3 відтворюють допоміжну роль - забезпечують необхідний режим по постійному струму (режим відпочинку або робочу точку транзистора). Крім того, завдяки включенню в емітерну гілку резистора R_e , в колі відбувається зворотній зв'язок по постійному та змінному струму. Він здійснює стабілізацію температури робочої точки транзистора. Полярність напруги живлення E_K є позитивною. Це забезпечує транзистор $n-p-n$ типу зміщення колекторного переходу в зворотньому, а еміторного переходу в прямому напрямку, тобто активний (підсилювальний) режим роботи транзистора.

Конденсатори C_{p1} та C_{p2} називаються розділюючими. Вони забезпечують ізоляцію (розділення) джерела сигналу та навантаження від каскаду по постійному струму та з'єднання (зв'язок) їх по змінній складовій між собою. Щоб усунути негативний зворотній зв'язок по змінній складовій, яка виникає внаслідок еміторного резистора випромінювача R_e , він шунтується конденсатором C_e , з опором X_{ce} який при низьких частотах підсилювального сигналу має бути на порядок менше, ніж R_e ($R_e \gg X_{ce}$).

Він послаблює (усуває) негативний зворотній зв'язок у каскаді по змінному струму та усуває ефект впливу R_3 на коефіцієнта посилення вздовж змінної складової. Крім перелічених елементів принципової схеми, при підсиленні імпульсних або високочастотних сигналів, необхідно враховувати паразитну ємність $C_0 = C_{K3} + C_M + C_{сл.каскаду}$. складається з 3 компонентів C_{K3} – ємність колектор-емітер транзистора; C_M – ємність монтажу Монтажна потужність; $C_{сл.каскаду}$ – це ємність наступного каскаду, або пристрію, підключеного до підсилювача, наприклад, осцилограф, який підключений паралельно навантаженню.

Аналіз та розрахунок параметрів підсилювального каскаду в режимі посилення малих сигналів доцільно проводити, представивши його еквівалентною схемою (рис.1.3) по змінному струму в якій транзистор зображується схемою заміщення в системі h - параметрів: h_{11} , $1/h_{22}$ - вхідний та вихідний опір транзистору $h_{21} = \beta$ – коефіцієнт передачі струму бази.

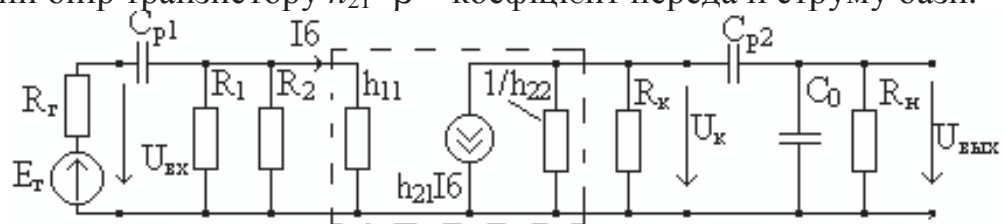


Рис.1.3.

Еквівалентна схема виходить з принципової, якщо вважати, що по змінному сигналу внутрішній опір джерела живлення E_k і опір емітерного кола дорівнюють нулю ($X_{C\phi}=1/\omega C_\phi \rightarrow 0$, $X_{C_3}=1/\omega C_3 \rightarrow 0$), що завжди виконується при правильному виборі C_e та C_ϕ у робочому діапазоні частот.

3 Підсилювач у режимі підсилення безперервних сигналів

При посиленні безперервних сигналів характеристики підсилювача розглядають у припущенні, що вхідний сигнал – гармонійний. Однією з основних характеристик підсилювача, що характеризує його здатність посилювати різні гармонійні складові, є комплексний коефіцієнт посилення $K(j\omega)$. Він є залежністю від частоти відношення комплексних амплітуд вихідної ($\underline{U}_{\text{вих}}$) та вхідної ($\underline{U}_{\text{вх}}$) напруги

$$K_{(j\omega)} = \frac{\underline{U}_{\text{вих}}}{\underline{U}_{\text{вх}}} = K(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)},$$

де $K(\omega) = |K(j\omega)|$ - модуль комплексної функції або амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) коефіцієнт посилення - залежність співвідношення амплітуд вихідних та вхідних сигналів ($U_{\text{мвих}}/U_{\text{мвх}}$) від частоти

$\varphi(\omega)$ – фазово-частотна характеристика (ФЧХ) - Залежність фазового зсуву між вихідними та вхідними сигналами від частоти ($\varphi(\omega) = \varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{вх}}$).

На рис.1.4 та 1.5 наведені АЧХ та ФЧХ для реального підсилювача. Для ідеального підсилювача АЧХ не залежить від частоти ($K(\omega) = K_u^0$). Для реального підсилювача АЧХ ($K(\omega)$) непостійна, тобто залежить від частоти. Зменшення коефіцієнта посилення області НЧ і ВЧ є лінійні частотні спотворення, створювані підсилювачем. Вони оцінюються коефіцієнтом частотних спотворень $M = K_u^0 / K(\omega_{\text{гр}})$.

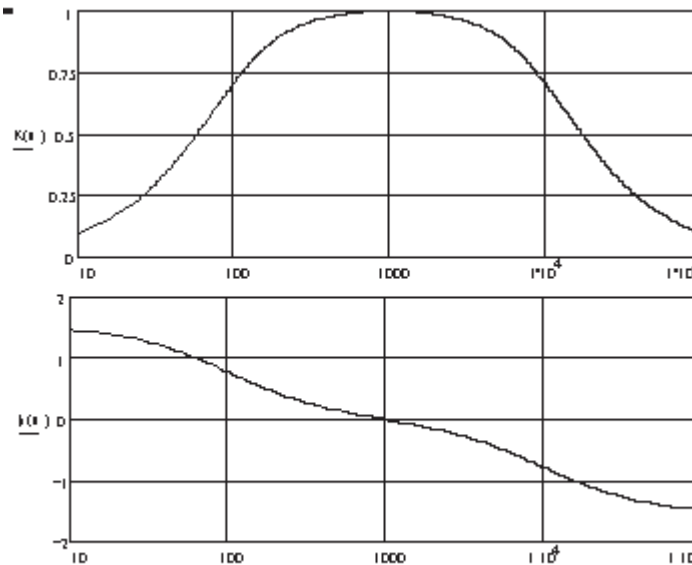


Рис.1.4. и Рис.1.5.

Весь діапазон частот розбивають на 3 ділянки: **область середніх частот**, де коефіцієнт підсилення $K_u = K_u^0$ практично не залежить від частоти - це

область робочих частот, **область низьких частот** $f < f_{н.гр}$, де $K_u \leq K_u^0 / \sqrt{2}$ та **область високих частот** $f > f_{в.гр}$, де $K_u < K_u^0 / \sqrt{2}$. Частоти $f_{н.гр}$ і $f_{в.гр}$, що є межами робочого діапазону, називають граничними частотами в області нижніх ($f_{н.гр}$) та області верхніх ($f_{в.гр}$) частот.

3.1. Область середніх частот

Тут впливом C_{p1} , C_{p2} і C_o можна знехтувати т.к. $X_{c0} \gg R_n$, а $X_{cp1} \ll h_{11}$ і $X_{cp2} \ll R_n$, тому еквівалентна схема (рис.1.3) для області середніх частот спрощується (див.рис.1.6).

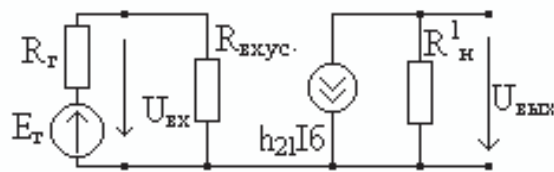


Рис. 1.6.

Коефіцієнт посилення по напрузі визначається виразом:

$$K_u^0 = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} = -h_{21} R_{\text{Н.ЭКВ}} / (R_T + R_{\text{ВХ.УС}}),$$

де h_{21} коефіцієнт посилення струму бази транзистора, включеного за схемою з загальним емітером; $R_{\text{ВХ.УС}} = R_1 // R_2 // h_{11}$ - вхідний опір підсилювача (т.к. зазвичай R_1 і $R_2 > h_{11}$, то $R_{\text{ВХ.УС}} = h_{11}$); $R_{\text{Н.ЭКВ}} = (1/h_{22}) // R_k // R_n$ - еквівалентний опір навантаженню транзисторного каскаду; R_T - вихідний опір джерела сигналу. Коефіцієнт підсилення K_u^0 дійсне число. Величина його залежить від вибору транзистора (h_{11}, h_{21}) та резисторів $R_{\text{Н.ЭКВ}}$, $R_{\text{ВХ.УС}}$. Знак (-) говорить про те, що відбувається інвертування вихідного сигналу (зсув фази на 180°) щодо сигналу на вході.

3.2 Область низьких частот

Необхідно враховувати розділюючі конденсатори C_{p1} та C_{p2} , т.к. на низьких частотах їх опори стають сумірними з $R_{\text{ВХ.УС}}$ і $R_{\text{Н.ЭКВ}}$, а паразитної ємністю C_o можна знехтувати, т.к. $X_{c0} \gg R_n$ (рис.1.7).

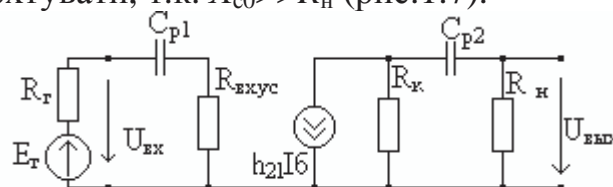


Рис. 1.7.

На низьких частотах частина посиленого вхідного сигналу $U_{\text{ВХ}}$ падає на розділюючих конденсаторах (C_{p1} і C_{p2}), причому зі зменшенням частоти воно зростає, а отже, це призводить до зменшення коефіцієнта підсилення порівняно з його значенням K_u^0 в діапазоні середніх частот.

Коефіцієнт підсилення в області низьких частот має вигляд

$$K_u^n(j\omega) = \frac{K_u^0}{\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_{n1}}\right)\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_{n2}}\right)} \approx \frac{K_u^0}{\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_n}\right)}$$

где $\tau_{n1} = C_{p1}R_{вх.ус}$ - постійна часу в області НЧ, що визначається C_{p1} ;

$\tau_{n2} = C_{p2}R_n$ - постійна часу в області НЧ, що визначається C_{p2} ;

$\tau_n = \tau_{n1}\tau_{n2}/(\tau_{n1} + \tau_{n2})$ - еквівалентна постійна часу каскаду в області НЧ, що визначається розділюючими конденсаторами C_{p1} и C_{p2} .

Нормована АЧХ в області НЧ визначається виразом:

$$M^n(\omega) = K_u^n(\omega) / K_u^0 = \frac{1}{\sqrt{(1 + (1/\omega\tau_n)^2)}}$$

Звідси випливає, що нижня гранична частота визначається виразом

$$\omega_n = 1/\tau_n.$$

Для зменшення нерівномірності АЧХ області НЧ (розширення смуги пропускання), тобто. зменшення ω_n , необхідно збільшувати τ_n . Це досягається шляхом збільшення значень C_{p1} та C_{p2} , а також збільшенням значень $R_{вх.ус}$ та $R_{н.екв}$.

3.3 Область верхніх частот

Тут із загальної схеми виключені C_{p1} та C_{p2} т.к. $X_{cp1} \ll R_{вх.ус}$, $X_{cp2} \ll R_n$. У цьому діапазоні частот потрібно враховувати: 1) інерційні характеристики транзистора, тобто. зменшення коефіцієнта передачі струму бази транзистора $\beta_{(j\omega)} = \beta_0 / (1 + j\omega\tau_\beta)$ від частоти; 2) паразитну ємністю C_0 , яка шунтує еквівалентний опір навантаження $R_{н.екв}$, а отже, зменшує коефіцієнт підсилення транзисторного каскаду. В результаті зі збільшенням частоти амплітуда вихідної напруги і, отже, коефіцієнт підсилення зменшуються. Комплексний коефіцієнт передачі каскаду в області високих частот (ВЧ) з урахуванням обох факторів має вигляд:

$$K_u^b(j\omega) = \frac{K_u^0}{\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_b}\right)}$$

де $\tau_b = \tau_\beta + \tau_0$; $\tau_\beta = \beta_0 / (2\pi f_\alpha)$ - постійна часу транзистора за схемою з загальним емітером ЗЕ, f_α - верхня гранична частота транзистора за схемою з загальною базою ЗБ; $\tau_0 = C_0 R_{н.екв}$ - постійна часу області високих частот, визначаєма C_0 .

Звідси нормована АЧХ для області ВЧ має вигляд

$$M^b(\omega) = K_u^b(\omega) / K_u^0 = \frac{1}{\sqrt{(1 + (\omega\tau_b)^2)}}$$

а верхня границя частота $\omega_b = 1 / \tau_b$.

Для зменшення нерівномірності АЧХ області ВЧ (розширення смуги пропускання) необхідно зменшити τ_B . Проте, значно зменшити τ_B раціональним вибором елементів схеми неможливо т.к. τ_B визначається і параметрами транзистора. Тому для розширення діапазону частот, що підсилюються, в області ВЧ необхідно вибирати транзистор з малою τ_B .

1.4. Робота підсилювального каскаду у режимі великого сигналу

Режим роботи підсилювального каскаду при малому входньому сигналі, коли ($U_{m.вих} \ll E_K/2$), де ($U_{m.вих}$) – амплітуда вихідного сигналу, (E_K) – напруга колекторного живлення, можна вважати лінійним. У цьому формі вихідного сигналу відповідає формі входнього сигналу.

При великому вході сигналу, коли ($U_{m.вих} \approx E_K/2$) тобто. коли ці величини співмірні, форма вихідного сигналу відрізняється від входнього. Ці відмінності обумовлені нелінійністю ВАХ транзистора та називаються нелінійними спотвореннями підсилювача.

Діапазон зміни вихідного сигналу, що посилюється без спотворень, можна оцінити за амплітудною характеристикою (АХ). АХ є залежністю амплітуди вихідної напруги від амплітуди входнього ($U_{m.вих} = f(U_{m.вх})$) (рис.1.8).

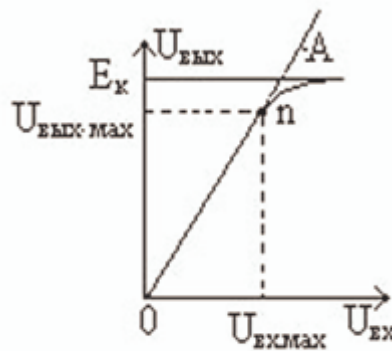


рис.1.8

Для ідеального підсилювача АХ-пряма (пряма на рис.1.8). Для справжнього підсилювача вона нелінійна. Лінійна ділянка АХ (0-n) дозволяє визначити входній максимальний сигнал $U_{в.х.макс}$, а також вихідний максимальний сигнал $U_{в.в.х.макс}$, при якому нелінійні спотворення незначні. По АХ, в лінійній її частині, можна визначити коефіцієнт підсилення підсилювача $K_u = \Delta U_{m.вих} / \Delta U_{m.вх}$.