

2. Підсилюючі пристрої на транзисторах

2.1. Класифікація підсилюючих пристроїв

Одна з функцій, реалізованих аналоговими пристроями, це підсилення. Тому в курсі АЕП особлива увага приділяється підсилювальним пристроїв (ПП).

ПП - пристрій, призначений для підвищення (підсилення) потужності вхідного сигналу. Підсилення відбувається за допомогою активних елементів

(АЕ) за рахунок споживання потужності від джерела живлення. У ПП вхідний сигнал лише управляє передачею енергії джерела живлення в навантаження.

В якості АЕ застосовуються транзистори, такі ПП називають напівпровідниковими або транзисторними. ПП прийнято класифікувати по ряду ознак:

– за характером підсилювальних сигналів - ПП безперервних (гармонійних) та ПП імпульсних сигналів;

– за діапазоном робочих частот - ПП постійного струму ($f_n=0$ Гц) і ПП змінного струму. ПП змінного струму поділяються на:

– підсилювачі звукових частот (от 20 до 20000 Гц) або низькочастотні підсилювачі;

– підсилювачі високих частот (ВЧ) (f_e до 300 МГц);

– підсилювачі надвисоких частот (НВЧ) ($f_e > 300$ МГц).

Прийнято класифікувати ПП змінного струму за діапазоном робочих частот згідно з таблицею 1.1.

Крім того, ПП ВЧ і НВЧ діапазонів поділяються на:

– вузькополосні ($f_e/f_n < 2$, $(f_e - f_n) \ll f_0$);

де f_0 - середня частота робочого діапазону ПП;

– широкосмугові ($f_e/f_n > 2$).

– імпульсні підсилювачі класифікуються за тривалістю підсилюваних імпульсів на мікро-, нано-та піко секундні;

– типом активних елементів ПП підрозділяються на лампові, транзисторні, квантові та ін;

– за функціональним призначенням ПП підрозділяються на підсилювачі напруги, струму та потужності;

– за призначенням ПП поділяються на вимірювальні, телевізійні та так далі.

Таблиця 1.1 - Межі частотних діапазонів

Діапазон	Абревіатура	Межі діапазону	Одиниці вимірювання
Дуже низькі частоти	ДНЧ	3 - 30000	Гц
Низькі частоти	НЧ	30 - 300	КГц
Середні частоти	СЧ	300 - 3000	КГц
Високі частоти	ВЧ	3 - 30	МГц
Дуже високі частоти	ДВЧ	30 - 300	МГц
Ультрависокі частоти	УВЧ	300 - 3000	МГц
Надвисокі частоти	НВЧ	3 - 30	ГГц
Вкрай високі частоти	ВВЧ	30 - 300	ГГц
Гіпервисокі частоти	ГВЧ	300 - 3000	ГГц

2.2. Основні технічні показники і характеристики ПП

Технічні показники ПП являють собою кількісну оцінку його властивостей. До технічних показників відносяться (рис.2.1):

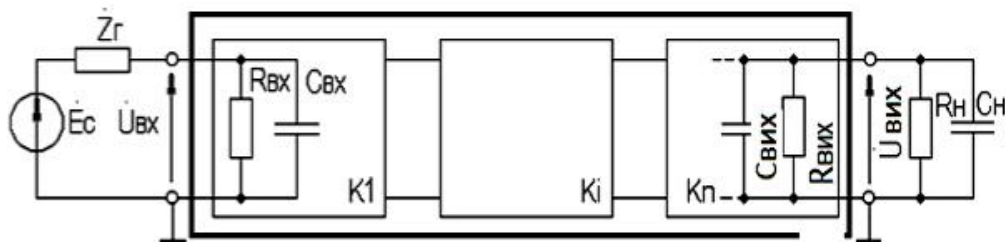


Рисунок 2.1 – Структурна схема підсилювача

- вхідний опір $Z_{вх}$ (частіше $Z_{вх}$ має ємнісний характер);
- вихідний опір $Z_{вх}$ (ємнісний характер);
- коефіцієнти передачі:

- за напругою \dot{K}_U чи просто \dot{K} :

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{в\ddot{o}}}}{\dot{U}_{\text{в\grave{o}}}} = |K| \exp(j\phi)$$

де, ϕ - фазовий зсув між вхідним і вихідним сигналами.

Значення $|K|$ на середніх частотах робочого діапазону ПП, яке позначається як K_0 , називають коефіцієнтом підсилення.

У логарифмічних одиницях:

$$K_0, dB = 20 \lg K_0.$$

Для n-каскадних ПП (каскади включені послідовно):

$$K_{\Sigma} = K_1 * K_2 * \dots * K_n,$$

$$K_{\Sigma}, dB = K_1, dB + K_2, dB + \dots + K_n, dB.$$

за струмом \dot{K}_I :

$$\dot{K}_I = \dot{I}_{\text{вих}} / \dot{I}_{\text{вх}} = |K_I| \exp(j\varphi).$$

Для n-каскадних підсилювачів $K_{I\Sigma}$, в відносних і логарифмічних одиницях визначаються аналогічно K_{Σ} .

по потужності K_p :

$$K_p = P_{\text{вих}} / P_{\text{вх}}.$$

Для n-каскадних підсилювачів $K_{P\Sigma}$, в відносних і логарифмічних одиницях визначаються аналогічно K_{Σ} , тільки

$$K_p, dB = 10 \lg K_p.$$

- наскрізний коефіцієнт передачі за напругою \dot{K}_E :

$$\dot{K}_E = \dot{U}_{\text{вв}} / \dot{U}_C,$$

де, E – ЕДС джерела сигналу.

- коефіцієнт корисної дії

$$\hat{E} \hat{E} \hat{A} = D_{\text{вв}} / P_0,$$

де, $P_{\text{ном}}$ - максимальна вихідна потужність підсилювача; P_0 - потужність, споживана від джерела живлення.

Характеристики ПП служать для оцінки спотворення сигналу. Спотворення - відхилення форми вихідного сигналу від форми вхідного.

Залежно від походження вони поділяються на:

- спотворення частотні, що викликаються неоднаковим підсиленням підсилювача на різних частотах. Частотні спотворення створюються LC елементами, тому вони носять лінійний характер. Внесені підсилювачем

частотні спотворення оцінюють по амплітудно-частотній характеристиці (АЧХ) і по фазочастотній характеристиці (ФЧХ). АЧХ - залежність модуля коефіцієнта передачі від частоти, часто використовують нормовану АЧХ (рис.2.2).

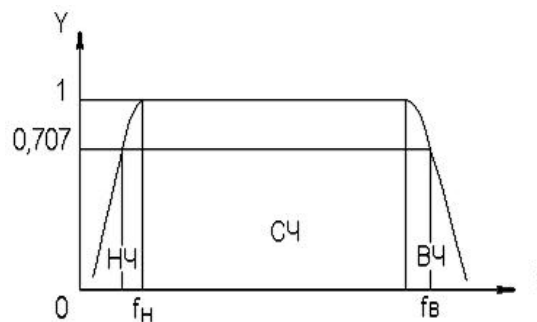


Рисунок 2.2 – АЧХ ПП

Y - відносний (нормований) коефіцієнт підсилення:

$$Y = |K| / K_0,$$

$$Y, dB = 20 \lg Y.$$

Структура виразів для n -каскадного підсилювача в точності збігається з виразами для K і виходить з останніх шляхом заміни K на Y .

Кількісно частотні спотворення оцінюються коефіцієнтом частотних спотворень M :

$$M = 1/Y = K_0 / |K|,$$

$$M, dB = 20 \lg M.$$

Структура виразів для n -каскадного підсилювача збігається з виразами для K і виходить з останніх шляхом заміни K на M .

За АЧХ і допустимій величині частотних спотворень визначають нижню f_n і верхню f_v граничні частоти, смугу робочих частот Δf :

$$\Delta f = f_v - f_n.$$

- спотворення фазові, що викликаються різними фазовим зрушенням різних за частоті складових спектра сигналу. Фазові спотворення створюються LC елементами, тому вони носять лінійний характер. Залежність кута зсуву по фазі між вхідним і вихідним сигналами від частоти оцінюється за ФЧХ, для резистивного каскаду має вигляд, представлений на рис.2.3.

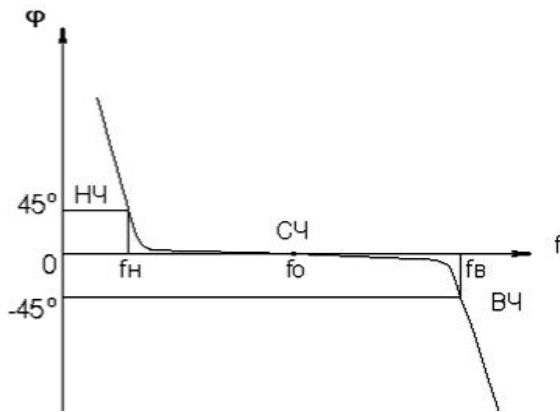


Рисунок 2.3 – ФЧХ ПП

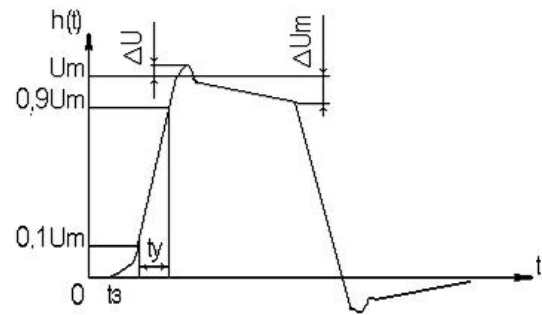


Рисунок 2.4 – ПХ ПП

В імпульсних підсилювачах форма вихідної напруги залежить від перехідних процесів в колах, що містять LC елементи. Для оцінки лінійних спотворень, званих у ПП перехідними, користуються перехідною характеристикою (ПХ). ПХ підсилювача - залежність миттєвого значення напруги (струму) на виході від часу $U_{вих} = f(t)$ при подачі на вхід одиничного стрибкоподібного зміни напруги (струму) (сигналу одиничної функції).

- перехідні спотворення вимірюють при подачі на вхід ідеального прямокутного імпульсу. Вони поділяються на спотворення фронту і спотворення плоскої вершини імпульсу (рис.2.4).

Спотворення фронту характеризуються:

- часом встановлення t_b , тобто часом наростання амплітуди імпульсу від $0.1U_m$ до $0.9 U_m$;
- викид фронту імпульсу δ - відношення амплітуди викиду ΔU до амплітуди усталеного режиму U_m ;
- часом запізнювання t_3 щодо вхідного сигналу за рівнем $0.1U_m$.

- спотворення плоскої вершини імпульсу Δ характеризується величиною спаду напруги ΔU_m за час тривалості імпульсу:

$$\Delta, \% = \frac{\Delta U_m}{U_m} \cdot 100\%$$

Для n-каскадних некорректированого ПП результуюче час встановлення фронту і спад плоскої вершини імпульсу оцінюють наступним чином:

$$t_{y\Sigma} = \sqrt{t_{y1}^2 + t_{y2}^2 + \dots + t_{yn}^2},$$

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_n.$$

АЧХ і ПХ відображають одні й ті ж фізичні процеси в різній формі (частотної та часової).

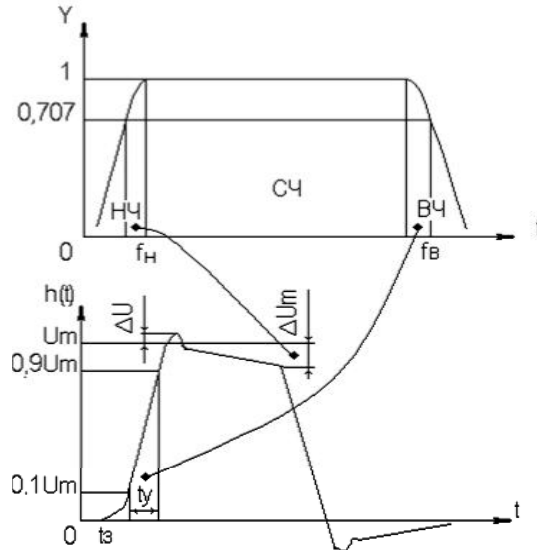


Рисунок 2.5 – Зв'язок АЧХ та ПХ

- нелінійні спотворення (спотворення форми вихідного сигналу) викликаються нелінійністю характеристик АЕ. Кількісно нелінійні спотворення гармонійного сигналу оцінюються коефіцієнтом гармонік K_2 , який являє собою відношення діючого значення U (I , P) вищих гармонік, що з'явилися в результаті нелінійних спотворень, до U (I , P) основної частоти при подачі на

- вхід гармонійного коливання основної частоти:

$$\begin{aligned} \hat{E}_a &= \sqrt{(U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2)} / U_1 = \\ &= \sqrt{(I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2)} / I_1 \sqrt{(P_2 + P_3 + \dots + P_n)} / P_1. \end{aligned}$$

Для n -каскадних ПП (каскади включені послідовно):

$$K_{2\Sigma} = \sqrt{K_{21}^2 + K_{22}^2 + \dots + K_{2n}^2}.$$

Окрім K_2 в підсилувачах багатоканального зв'язку нелінійність оцінюється загасанням відповідної гармонійної складової, (наприклад, другий):

$$a_2 = 20 \lg(U_1 / U_2).$$

- **Власні завади ПП**: фон, наведення і шуми. Теплові внутрішні шуми підсилювача принципово неможливо повністю усунути.

Будь-який опір R створює в смузі частот Δf тепловий шум, середньоквадратична ЕРС якого визначається формулою Найквіста:

$$\bar{E}_{ш} = 4kTR\Delta f$$

де, k - постійна Больцмана; T - абсолютна температура опору.

Мірою оцінки шумових властивостей ПП є коефіцієнт шуму F , рівний відношенню потужностей сигналу і шуму на вході ПП до відношення потужностей сигналу і шуму на виході ПП:

$$F = (P_c / P_{ш})_{вх} / (P_c / P_{ш})_{вих};$$

$$F, dB = 10 \lg F.$$

У діапазоні НВЧ знаходить застосування оцінка шумових властивостей ПП допомогою визначення шумової температури системи T_c :

$$T_c = T_0(F - 1),$$

де, T_0 - стандартна шумова температура, $T_0 = 290^\circ\text{K}$ (рекомендація МЕК).

Для багатокаскадних ПП (каскади включені послідовно):

$$F_{\Sigma} = F_1 + (F_2 - 1) / K_{p1} + (F_3 - 1) / K_{p1}K_{p2} + \dots;$$

$$T_{c\Sigma} = T_{c1} + (T_{c2} - 1) / K_{p1} + (T_{c3} - 1) / K_{p1}K_{p2} + \dots,$$

де, K_{p1}, K_{p2} - номінальні K_p каскадів підсилювача.

Амплітудна характеристика і динамічний діапазон ПП.

Динамічний діапазон вхідного сигналу підсилювача $D_{вх}$ – відношення $U_{вх, max}$ (при заданому рівні нелінійних спотворень) до $U_{вх, min}$ (при заданому відношенні сигнал / шум на вході):

$$D_{вх} = U_{вх, max} / U_{вх, min},$$

$$D_{вх}, dB = 20 \lg D_{вх}.$$

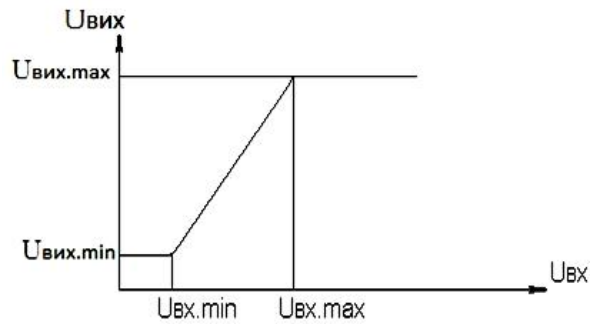


Рисунок 2.6 – АХ ПП

Залежно від призначення ПП можлива оцінка динамічного діапазону по вихідному сигналу, гармонійним і комбінаційною складовим та ін.

2.3. Методи аналізу лінійних підсилюючих каскадів в частотній області

Співвідношення, наведених у посібнику, отримано на основі узагальненого методу вузлових потенціалів (УМВП) [3]. При використанні УМВП схема замінюється матрицею еквівалентних провідностей, що відображає як конфігурацію, так і властивості лінійної схеми, апроксимуючої схему. АЕ представляється як чотириполосник, що описується еквівалентними Y-параметрами. Вибір Y-параметрів АЕ обумовлений їх добрим стикуванням з обраним методом аналізу.

При використанні УМВП аналіз полягає в наступному:

- становлять певну матрицю провідностей схеми [3];
- обчислюють визначник Δ і відповідні алгебраїчні доповнення Δ_{ij} ;
- визначають еквівалентні чотириохполосні Y-параметри схеми;
- визначають вторинні параметри підсилювального каскаду.

Так як ПП мають загальний вузол між входом і виходом, то, згідно [3], їх первинні та вторинні параметри визначаються таким чином:

$$Y_{ij} = \Delta_{ji} / \Delta_{ii,jj},$$

$$Z_{ij} = \Delta_{ij} / \Delta,$$

$$K_{ij} = \Delta_{ij} / \Delta_{ii}.$$

де, i, j - номери вузлів, між якими визначаються параметри; $\Delta_{ii,jj}$ - подвійне алгебраїчне доповнення.

З практичних міркувань, одержуваних шляхом спрощення вищенаведених виразів, обчислюють параметри підсилювального каскаду:

$$\begin{aligned} Y_{ex} &= G_{ex} + j\omega C_{ex}, \\ Y_{eux} &= G_{eux} + j\omega C_{eux}, \\ K(j\omega) &= K_0 / (1 + j\omega\tau). \end{aligned}$$

де, τ - постійна часу ланцюга, G_{ex} , G_{eux} - НЧ значення вхідний і вихідний провідності.

Отримані співвідношення дозволяють з прийнятною точністю проводити ескізний розрахунок підсилюючих каскадів. Результати ескізного розрахунку можуть бути використані в якості вихідних при проведенні машинного моделювання та оптимізації.

2.4. Активні елементи ПП

2.4.1. Біполярні транзистори

Біполярними транзисторами (БТ) - напівпровідникові прилади з двома (або більше) р-п - переходами і трьома (або більше) виводами, підсилювальні властивості яких обумовлені інжекцією та екстракцією неосновних носіїв заряду.

Для визначення малосигнальних Y -параметрів БТ використовують їх еквівалентні схеми. З безлічі еквівалентних схем найбільш точно фізичну структуру БТ відображає малосигнальна T -подібна схема. Для ескізного проектування, при використанні транзисторів до $(0,2 \dots 0,3) f_T$ (f_T - гранична частота підсилення транзистора з ЗЕ) використовують спрощені еквівалентні моделі транзисторів, параметри еквівалентних схем яких визначаються з довідників. Спрощена еквівалентна схема БТ наведена на рис.2.7.

Параметри елементів визначаються на основі довідкових даних :

$$\text{Об'ємний опір бази} - r_b = \tau_{33} / C_k,$$

де, τ_{33} - постійна часу кола внутрішньої зворотного зв'язку (33) в

транзисторі на ВЧ.

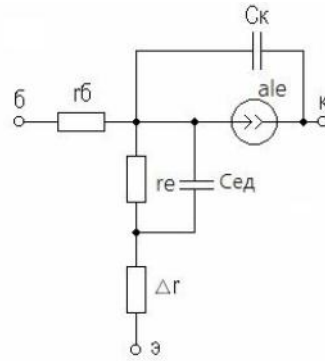


Рисунок 2.7 – Еквівалентна схема біполярного транзистора

Активний опір емітера — $r_e = 25.6 / I_e$,

При I_e в міліампер r_e отримуємо в омах.

Дифузійна ємність емітера — $C_{эд} = 1 / (2\pi f_T r_e)$,

де, f_T - гранична частота посилення по струму транзистора з ЗЕ, $f_T = |h_{21e}| \cdot f_{вим}$;

Коефіцієнт підсилення струму бази для транзистора з ЗБ

$$\alpha = H_{21e} / [(1 + H_{21e}) \cdot (1 + jf / f_T)],$$

де, H_{21e} - НЧ значення коефіцієнта передачі по струму з ЗЕ, $\Delta r = (0,5 \dots 1,5)$ Ом;

Параметри еквівалентної схеми БТ визначаються довідковими даними H_{21e} , $f_T / |h_{21e}| \cdot f_{вим}$, C_k , t_{oc} , (r_b) та режимом роботи.

Слід враховувати залежність C_k від напруги колектор - емітер $U_{ке}$:

$$C_k(U_{ке2}) = C_k(U_{ке1}) \cdot \sqrt{U_{ке1} / U_{ке2}}$$

За відомою еквівалентною схемою отримують наближені вирази для низькочастотних значень Y-параметрів БТ, включеного за схемою з ЗЕ:

$$Y_{11\dot{a} \times} = g \approx 1 / (r_{\dot{a}} + (1 + H_{21\dot{a}})(r_{\dot{a}} + \Delta r)),$$

$$Y_{21\dot{a} \times} = S_0 \approx H_{21\dot{a}} g,$$

$$Y_{12\dot{a} \times} \approx 0, \quad Y_{22\dot{a} \times} \approx 0.$$

Частотну залежність Y_{11e} та Y_{21e} при аналізі каскаду на ВЧ визначають за допомогою визначення вхідний динамічної ємності $C_{вх.дин}$ і постійної часу τ .

Вирази для розрахунку НЧ Y- параметрів для інших схем включення

транзистора отримують, доповнючи матрицю вихідних Y_e до невизначеної Y_n , а саме,

$$Y_e = \begin{matrix} & \begin{matrix} б & к \end{matrix} \\ \begin{matrix} б \\ к \end{matrix} & \begin{bmatrix} Y_{11e} & Y_{12e} \\ Y_{21e} & Y_{22e} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

то

$$Y_n = \begin{matrix} & \begin{matrix} б & к & е \end{matrix} \\ \begin{matrix} б \\ к \\ е \end{matrix} & \begin{bmatrix} Y_{11e} & Y_{12e} & -(Y_{11e} + Y_{12e}) \\ Y_{21e} & Y_{22e} & -(Y_{21e} + Y_{22e}) \\ -(Y_{11e} + Y_{21e}) & -(Y_{12e} + Y_{22e}) & Y_{11e} + Y_{12e} + Y_{21e} + Y_{22e} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

- викреслюють рядок і стовпець, відповідні загального вузла схеми (б для ЗБ, к для ЗК), отримуючи матрицю Y -параметрів для конкретної схеми включення БТ.

2.4.2. Польові транзистори

Польові транзистори (ПТ) - напівпровідникові прилади, в основі роботи яких використовуються рухливі носії зарядів одного типу-або електрони, або дірки. Характерною рисою ПТ є високий вхідний опір, тому вони керуються напругою, а не струмом, як БТ.

Визначаються малосигнальні Y -параметри ПТ за його еквівалентної схемою. Для цілей ескізного проектування використовують спрощений варіант малосигнальної еквівалентної схеми ПТ (рис.2.8).

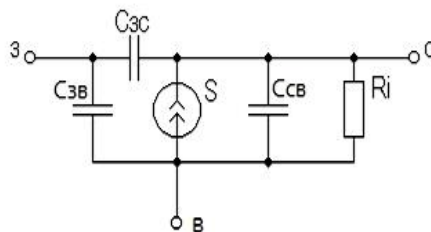


Рис. 2.8 – Еквівалентна схема ПТ

Дана схема з задовільною для ескізного проектування точністю апроксимує підсилювальні властивості ПТ незалежно від його типу, параметри її елементів

визначаються з довідкових даних. Вирази для еквівалентних Y-параметрів ПТ, включеного за схемою з ЗВ визначають за методикою п.2.3:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{11з} &= j\omega C_{зв}, & \dot{Y}_{11в} &= j\omega C_{зс}, \\ \dot{Y}_{21е} &= S_0 e^{j\omega\tau}, & \dot{Y}_{22е} &= g_i + j\omega C_{св}. \end{aligned}$$

Де стік і джерело ПТ; τ - час прольоту носіїв, $\tau = C_{зв} / S_0$.

Граничну частоту одиничного підсилення ПТ f_T можна оцінити:

$$f_T = 1 / 2\pi\tau.$$

Аналіз виразів для еквівалентних Y-параметрів ПТ, проведений з урахуванням значень довідкових параметрів, дозволяє зробити висновок про незначну залежності крутизни від частоти, що дозволяє в розрахунках використовувати її НЧ значення S_0 . За відсутності довідкових даних про величину внутрішньої провідності ПТ g_i , в розрахунках приймають $g_i \approx 0$ зважаючи на її відносної малості.

Перерахунок еквівалентних Y-параметрів для інших схем включення ПТ здійснюється за тими ж правилами, що і для БТ.

2.5. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі з ЗЕ

Серед підсилюючих каскадів на БТ саме широке застосування знаходить каскад з ЗЕ, має максимальний коефіцієнт передачі по потужності K_p .

Якщо вхідного сигналу немає, то каскад працює в режимі спокою. За допомогою R_b задається струм спокою бази $I_{б0} = (E_k - U_{бе0}) / R_b$. Струм спокою колектора $I_{к0} = H_{21е} I_{б0}$. Напряга колектор-емітер спокою $U_{к0} = E_k - I_{к0} R_k$. У режимі спокою $U_{бе0}$ становить десятки і сотні мВ (0,5 ... 0,8 В). При подачі на вхід позитивної напівхвилі синусоїдального сигналу буде зростати I_b і I_c . В результаті напруга на R_k зросте, а напруга на колекторі зменшиться, тобто відбудеться формування негативної напівхвилі вихідної напруги. Каскад з ЗЕ здійснює інверсію фази вхідного сигналу на 180° .

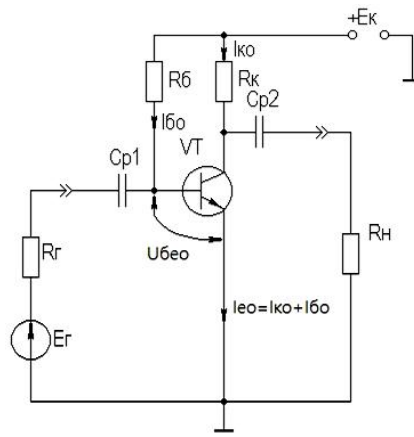


Рисунок 2.9 – Простий підсилювальний каскад з ЗЕ

Графічно проілюструвати роботу каскаду з ЗЕ можна, використовуючи вхідні і вихідні статичні ВАХ БТ, шляхом побудови його динамічних характеристик (ДХ) [5,6]. Внаслідок слабкої залежності вхідної провідності транзистора g від величини навантаження, вхідні СХ і ДХ практично збігаються. Вихідні ДХ - це прямі лінії, які в координатах I_k, U_{ke} відповідають рівнянням, що виражає залежності між постійними і змінними значеннями струмів і напруг на навантаженнях каскаду по постійному і змінному струму. Процес побудови вихідних ДХ (навантажувальних прямих по постійному - $R_{\underline{}}$, змінному - R_{\sim} току) зрозумілий з рис. 2.10.

Проста побудова ДХ можлива тільки при активному навантаженні, тобто в області СЧ АЧХ, в областях НЧ і ВЧ навантажувальні прямі трансформуються у складні криві. Побудова ДХ та їх використання для графічного розрахунку підсилювального каскаду детально описано в [5,6].

Координати робочої точки ($U_{к0}, I_{к0}, U_{бе0}, I_{б0}$) для малосигнальних підсилюючих каскадів вибирають на лінійних ділянках вхідної і вихідної ВАХ БТ, використовуючи в малосигнальних підсилюючих каскадах режим (клас) підсилення А. При відсутності в довідкових даних ВАХ БТ, координати робочої точки можуть бути визначені аналітичним шляхом (див. рис. 2.10):

$$U_{к0} = U_{вих} + U_{н},$$

де, U_n - напруга нелінійного ділянки вихідних статичних ВАХ транзистора,
 $U_n = 1 \dots 2 \text{ В}$;

$$I_{k0} \geq U_{вих} / R_{\approx}, \quad I_{\beta 0} = I_{k0} / H_{21e},$$

$$U_{\beta e0} = 0,6 \dots 0,8 \text{ В (кремнієвих транзисторів)},$$

$$U_{\beta e0} = 0,4 \dots 0,6 \text{ В (для германієвих транзисторів)}.$$

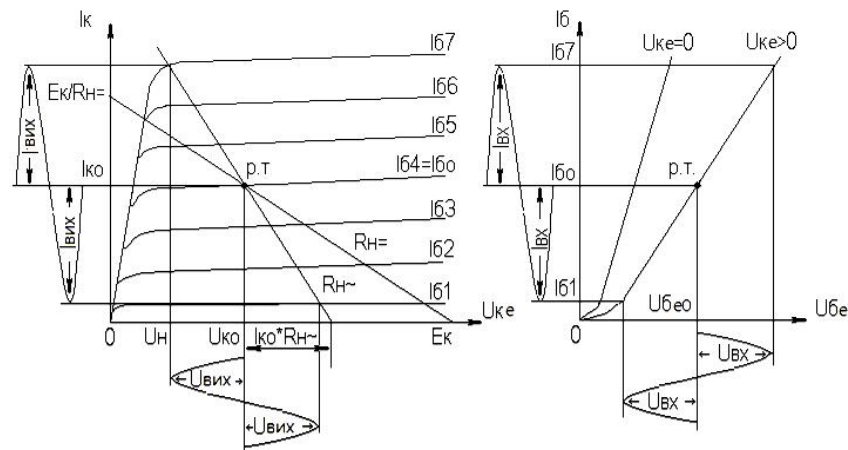


Рисунок 2.10 – Динамічні характеристики каскаду з ЗЕ

Навантаження розглянутого каскаду по постійному і змінному струму:

$$R_{\underline{}} = R_e; \quad R_{\approx} = R_e \parallel R_i.$$

Якщо для малосигнальних каскадів в результаті розрахунку значення U_k та I_{k0} виявляться менше 2 В і 1 мА, то, якщо не висуваються додаткові вимоги до каскаду, беруть ті значення координат робочої точки, при яких наводяться довідкові дані і гарантуються оптимальні частотні властивості БТ.

Для розрахунку параметрів підсилювального каскаду по змінному струму використовують методика, описану в розділі 2.3, а БТ представляти моделлю, запропонованою в розділі 2.4.1. Повна електрична схема підсилювального каскаду з ЗЕ наведена на рис.2.11. На відміну від каскаду (рис.2.9) тут застосована емітерна схема термостабілізації ($R_{\beta 1}, R_{\beta 2}, R_e$), що забезпечує кращу стабільність режиму спокою. C_e необхідний для шунтування R_e з метою з'єднання емітера БТ із загальним проводом на частотах сигналу (усунення 33).

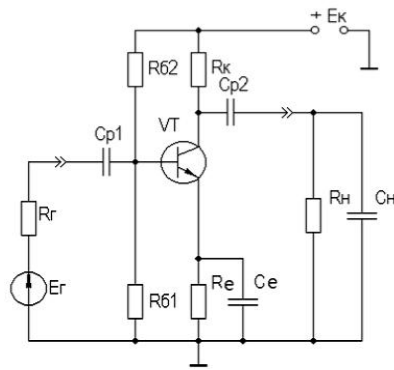


Рисунок 2.11 – Підсилювальний каскад з ЗЕ

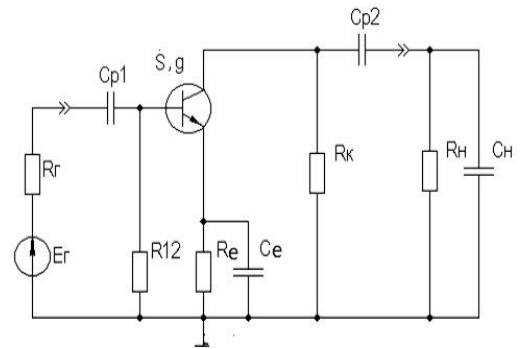


Рисунок 2.12 – Схема каскаду з ЗЕ для частот сигналу

З метою спрощення аналізу каскаду виділяють на АЧХ області НЧ, СЧ і ВЧ і проводять аналіз окремо для кожної частотної області.

Еквівалентна схема каскаду в **області СЧ** приведено рис. 2.13

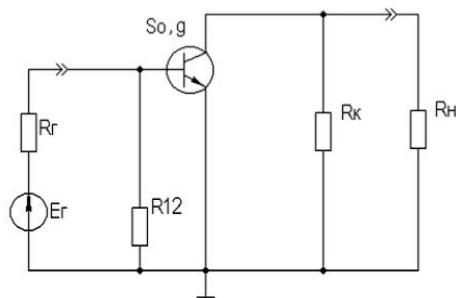


Рисунок 2.13 – Схема каскаду з ЗЕ в області СЧ

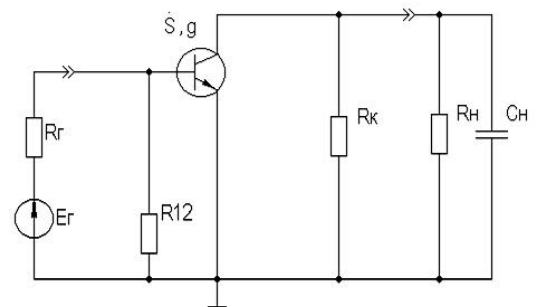


Рисунок 2.14 – Схема каскаду з ЗЕ в області ВЧ

Ця схема не містить реактивних елементів, тому що в області СЧ впливом на АЧХ розділових (C_{p1}, C_{p2}) і блокувальних (C_e) ємкостей можна знехтувати, а вплив інерційності БТ і C_n ще незначне.

$$K_0 = S_0 R_{екв},$$

$$\text{де, } R_{екв} \approx R_k \parallel R_n;$$

$$g_{ex} \approx g + G_{12},$$

$$\text{де, } G_{12} = 1/R_{12} = 1/(R_{a1} \parallel R_{a2});$$

$$g_{eux} \approx g_k = 1/R_k.$$

Співвідношення отримані в припущенні, що НЧ значення внутрішньої провідності g_{22e} багато менше g_k та g_n . Таке допущення справедливо тому, що БТ є струмовим приладом і ефективний при роботі на низькоомне навантаження.

АЧХ в цій області визначається впливом інерційності транзистора і C_n . Провівши аналіз, визначимо коефіцієнт передачі каскаду в області ВЧ:

$$\dot{K}_e \approx \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_e},$$

де, τ_e - постійна часу каскаду в області ВЧ.

Постійну часу каскаду для зручності аналізу представимо так:

$$\tau_e = \tau + \tau_1 + \tau_2,$$

де, τ - постійна часу транзистора ($S = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau}$), $\tau = \frac{S_0 r_{\bar{o}}}{2\pi f_T}$;

τ_1 - постійна часу вихідного кола транзистора: $\tau_1 = S_0 C_K r_{\bar{o}} R_{екв}$;

τ_2 - постійна часу навантаження: $\tau_2 = C_n R_{екв}$.

Вхідна провідність :

$$\dot{Y}_{вх} \approx G_{12} + g + j\omega C_{вхдин},$$

де, $C_{вхдин}$ - вхідна динамічна ємність каскаду,

$$C_{вхдин} \approx C_{e\bar{o}} + (1 + K_0)C_K = \tau / r_{\bar{o}} + (1 + K_0)C_K.$$

Вихідна провідність - $\dot{Y}_{вих} \approx g_k + j\omega C_{вих}$,

де, $C_{вих}$ - вихідна ємність каскаду, $C_{вих} = C_K S_0 r_{\bar{o}}$.

Вирази для відносного коефіцієнта передачі Y_e і коефіцієнта частотних спотворень M_e :

$$\dot{Y}_e = \dot{K}_e / K_0 = \frac{1}{1 + j\omega\tau_e}, \quad \dot{Y}_e = Y_e e^{j\omega\varphi_e},$$

$$Y_{\epsilon} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\epsilon})^2}}, \quad \varphi_{\epsilon} = -\arctg \omega\tau_{\epsilon}, \quad M_{\epsilon} = 1/Y_{\epsilon}$$

За наведеними виразами будується АЧХ і ФЧХ каскаду в області ВЧ.

Зв'язок коефіцієнта частотних спотворень M_{ϵ} та f_{ϵ} виражається як

$$f_{\epsilon} = \frac{\sqrt{M_{\epsilon}^2 - 1}}{2\pi\tau_{\epsilon}}.$$

У n-каскадному підсилювачі з однаковими каскадами спостерігається ефект звуження смуги робочих частот, який можна компенсувати збільшенням верхньої граничної частоти каскадів $f_{\epsilon i}$ до

$$f_{\epsilon i} = f_{\epsilon} \sqrt{2^{1/n} - 1}.$$

Еквівалентна схема каскаду в області НЧ приведено рис. 2.15.

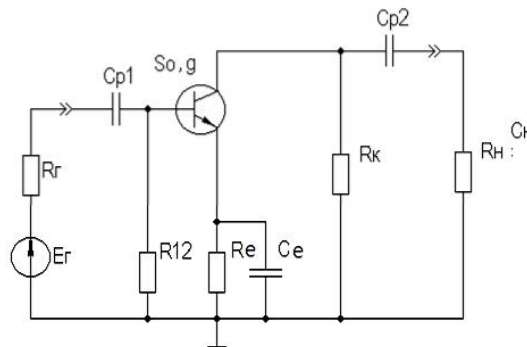


Рисунок 2.15 – Схема каскаду з ЗЕ в області НЧ

АЧХ в цій області визначається впливом C_{p1} , C_{p2} та C_e . Вплив цих ємностей на M_n в області НЧ каскаду визначають окремо, використовуючи принцип суперпозиції. Загальний M_n в області НЧ визначиться як

$$M_n, \text{дБ} = \sum_{i=1}^N M_{ni}, \text{дБ},$$

де, N - число кіл, що формують АЧХ в області НЧ.

Провівши аналіз вплив C_{p2} на АЧХ каскаду отримаємо вираз для коефіцієнта передачі в області НЧ:

$$K_n = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_n),$$

де, τ_n - постійна часу розділового кола в області НЧ.

Постійна часу розділових кіл в загальному випадку дорівнює:

$$\tau_n = C_p (R_{II} + R_{II}),$$

де, R_{II} - еквівалентний опір, що стоїть ліворуч від C_p ($R_{вих}$ попереднього каскаду або внутрішній опір джерела сигналу), R_{II} - еквівалентний опір, що стоїть праворуч від C_p ($R_{ех}$ наступного каскаду або R_H). Для розглянутого кола постійна часу дорівнює:

$$\tau_{n2} = C_{p2} (R_k + R_n).$$

Вирази для відносного коефіцієнта передачі і коефіцієнта частотних спотворень в області НЧ такі:

$$\dot{Y}_n = \dot{K}_n / K_0 = \frac{1}{1 + 1/j\omega\tau_n}, \quad \dot{Y}_n = Y_n e^{j\varphi_n},$$

$$Y_n = 1 / \sqrt{1 + (1/\omega\tau_n)^2}, \quad \varphi_n = -\arctg 1/\omega\tau_n, \quad M_n = 1/Y_n$$

За цими виразами оцінюється вплив конкретного кола на АЧХ і ФЧХ каскаду в області НЧ. Зв'язок між коефіцієнтом частотних спотворень і нижньої граничної частотою:

$$f_n = 1/2\pi\tau_n \sqrt{M_n^2 - 1}.$$

Аналогічно враховується вплив інших розділових і блокувальних кіл, тільки для блокувального емітерного кола $\tau_{ne} \approx C_e/S_0$ т.к. опір БТ з боку емітера приблизно дорівнює $1/S_0$, а впливом R_e в більшості випадків можна знехтувати, тому що зазвичай $1/S_0 \ll R_e$. Результуючу АЧХ і ФЧХ каскаду в області НЧ можна побудувати, використовуючи принцип суперпозиції.

У n -каскадному підсилювачі з однаковими каскадами спостерігається ефект звуження смуги робочих частот, який в області НЧ можна компенсувати зменшенням нижньої граничної частоти каскадів до $f_{ni} = f_n / \sqrt{2^{1/n} - 1}$.

2.6. Термостабілізація режиму каскад на біполярному транзисторі

Параметри БТ схильні до впливу зовнішніх факторів. Одним з основних

параметрів підсилювального каскаду є його стабільність. Важливо, щоб в підсилувачі забезпечувався стабільний режим спокою. Проаналізуємо вплив температури на стабільність режиму спокою БТ ($I_{к0}$).

Існують три основні чинники, що впливають на зміну $I_{к0}$ під дією температури: при збільшенні температури збільшується $U_{бео}$, по-друге, зворотній струм $I_{кбо}$, і, в третіх, зростає коефіцієнт H_{21e} .

Для аналізу реальний БТ представимо у вигляді ідеального, у якого параметри не залежить від температури, а температурну залежність змоделюємо включенням зовнішніх джерел напруги та струму.

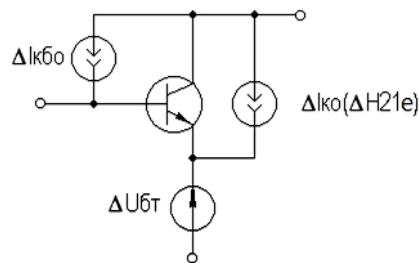


Рисунок 2.16 – Теплова модель БТ

Почнемо розгляд з впливу зміни $U_{бео}$, викликаного тепловим зміщенням прохідних ВАХ $I_k=f(U_{бе})$, позначивши прирощення струму колектора :

$$\Delta I_{к01} = S_0 \cdot \Delta U_{6T} ,$$

де, ΔU_{6T} - прирощення напруги $U_{бео}$, рівне:

$$\Delta U_{6T} = |\epsilon| \cdot \Delta T ,$$

де, ϵ - температурний коефіцієнт напруги (ТКН), ϵ - 3мВ/град., T - різниця між температурою колекторного переходу $\dot{O}_{i \dot{a} \dot{o}}$ і довідковим значенням цієї температури $T_{ср}$ (25C):

$$\begin{aligned} \Delta T &= T_{пер} - T_{ср}, \\ T_{пер} &= T_{ср} + P_k R_T, \end{aligned}$$

де, P_k та R_T відповідно, потужність, що розсіюється на колекторному переході в статичному режимі, і тепловий опір "перехід-середовище":

$$P_k = I_{к0} \cdot U_{к0},$$

$$R_T = \frac{T_{перmax} - T_{средmax}}{P_{кmax}}$$

Значення теплового опору залежить від конструкції корпусу транзистора і для транзисторів малої і середньої потужності лежить в межах:

$$R_T = (0,1..0,5) град./мВт.$$

Менший тепловий опір мають керамічні та металеві корпуси, більший - пластмасові. $\Delta I_{к01}$ береться позитивним, хоча ε_T має знак мінус, це пояснюється на рис. 2.17. Визначаємо збільшення $\Delta I_{к02}$, викликаного зміною $\Delta I_{к01}$:

$$\Delta I_{к02} = \Delta I_{кб0} \cdot (H_{21e} + 1),$$

де, прирощення зворотного струму $\Delta I_{кб0}$ рівне:

$$\Delta I_{кб0} = I_{кб0}(T_{ср}) \cdot [\exp(\alpha \Delta T) - 1],$$

де, α - коефіцієнт показника, для кремнієвих транзисторів $\alpha=0,13$.

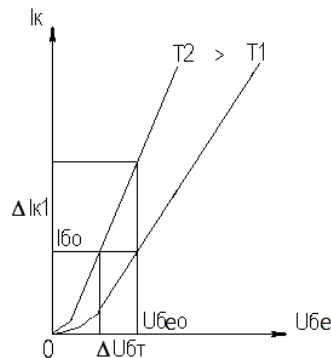


Рисунок 2.17 – Теплоє зміщення перехідних характеристик БТ

Значення $I_{кб0}$, приводиться в довідковій літературі, та являє собою суму теплової складової і поверхневого струму витoku, останній може бути на два порядки більше теплової складової і практично не залежить від температури. При визначенні $\Delta I_{к02}$ слід користуватися тими, що приводяться в довідниках температурними залежностями $I_{кб0}$, або зменшувати довідкове значення $I_{кб0}$ на два порядки ($I_{кб0}$ для кремнієвих БТ $(n \cdot 10^{-7} \dots n \cdot 10^{-6})A$, та порядку $(n \cdot 10^{-6} \dots n \cdot 10^{-5})A$ для германієвих, $n=(1..9)$). Прирощення колекторного струму, викликаного зміною h_{21e} , визначається співвідношенням:

$$\Delta I_{к03} = \Delta H_{21e} \cdot (I_{кб0} + I_{б0}),$$

де, $\Delta H_{21e} = k_T \cdot H_{21e} \Delta T$, $k_T \approx 0,005$ відн. один./град.

Вважаючи, що всі фактори діють незалежно один від одного, запишемо:

$$\Delta I_{\kappa 0} = \Delta I_{\kappa 01} + \Delta I_{\kappa 02} + \Delta I_{\kappa 03}.$$

Для підвищення термостабільності застосовують спеціальні схеми живлення і термостабілізації. Ефективність таких схем оцінюють коефіцієнтом термостабільності:

$$S_T = \Delta I_{\kappa 0 \text{ стаб}} / \Delta I_{\kappa 0}.$$

Враховуючи різний внесок складових, різний вплив на них елементів схем термостабілізації, вводять для кожної складової свій коефіцієнт термостабільності, отримуючи вирази для термостабілізованого каскаду:

$$\Delta I_{\kappa 0 \text{ стаб}} = S_{T1} \Delta I_{\kappa 01} + S_{T2} \Delta I_{\kappa 02} + S_{T3} \Delta I_{\kappa 03}.$$

Зазвичай $S_{T2} \approx S_{T3}$, що обумовлено однаковим впливом на та $\Delta I_{\kappa 03}$ елементів схем термостабілізації:

$$\Delta I_{\kappa 0 \text{ стаб}} = S_{T1} \Delta I_{\kappa 01} + S_{T2} (\Delta I_{\kappa 02} + \Delta I_{\kappa 03}).$$

Формула використовується для визначення $\Delta I_{\kappa 0}$ підсилюючого каскаду при будь-якій схемі включення БТ. Розглянемо основні схеми живлення і термостабілізації БТ.

Термостабілізація фіксацією струму бази.

$$R_{\bar{\sigma}} = \frac{E_{\kappa} - U_{\text{бео}}}{I_{\bar{\sigma}}} \approx E_{\kappa} / I_{\bar{\sigma}},$$

так як $E_{\kappa} \gg U_{\text{бео}}$.

$I_{\bar{\sigma}}$ "фіксується" вибором $R_{\bar{\sigma}}$, при цьому послаблюється вплив першого фактора нестабільності струму колектора (за рахунок зміщення прохідних ВАХ). Коефіцієнти термостабілізації для цієї схеми такі:

$$S_{T1} = \frac{1}{1 + gR_{\bar{\sigma}}}, \quad S_{T2} = \frac{gR_{\bar{\sigma}}}{1 + gR_{\bar{\sigma}}}.$$

Дана схема має малу ефективність термостабілізації ($S_{T2} \approx 1$).

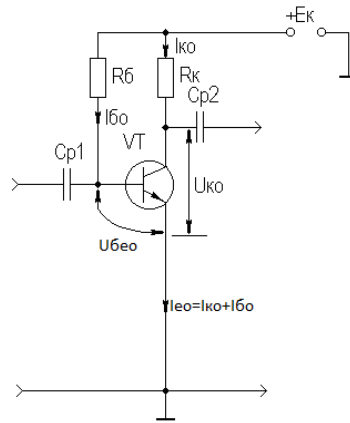


Рисунок 2.18- Каскад з фіксацією струму бази
Колекторна термостабілізація.

$$R_b = \frac{U_{\kappa 0} - U_{\beta e 0}}{I_{\beta 0}} \approx U_{\kappa 0} / I_{\beta 0}, \quad \text{так як } U_{\kappa 0} \gg U_{\beta e 0}.$$

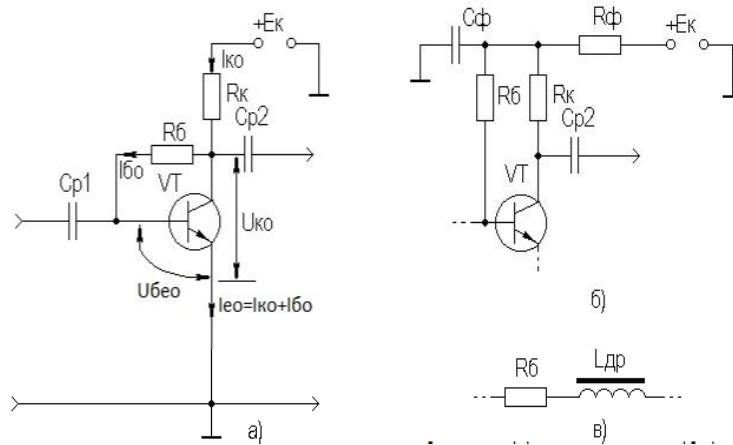
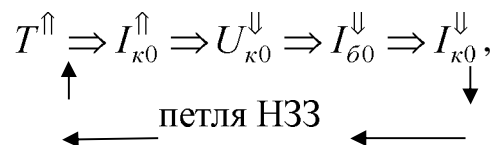


Рисунок 2.19 – Каскад з колекторною термостабілізацією (а)
та його варіанти (б,в)

Термостабілізація в цій схемі здійснюється за рахунок негативного зворотнього зв'язку (НЗЗ), введеної в каскад шляхом включення R_b між базою і колектором БТ. Механізм дії НЗЗ пояснимо наступною діаграмою:



де символами \uparrow та \downarrow показано, відповідно, збільшення і зменшення параметра. Коефіцієнти термостабілізації для цієї схеми:

$$S_{T1} = \frac{1}{1 + gR_{\sigma} + S_0 R_{\kappa}}, \quad S_{T2} = \frac{gR_{\sigma}}{1 + gR_{\sigma} + S_0 R_{\kappa}}.$$

Схема має кращу термостабільність (S_{T1} та S_{T2} менше одиниці), ніж схема з фіксованим струмом бази.

Емітерна термостабілізаційна схема.

Ефект термостабілізації в цій схемі досягається:

- фіксацією U_{σ} вибором струму базового подільника $I_{\sigma} \gg I_{\sigma 0}$, $U_{\sigma} \approx \text{const}$.
- введенням по постійному струму НЗЗ шляхом включення R_e . На частотах сигналу ця НЗЗ усувається шунтуванням резистора R_e ємністю C_e .

$$U_{\sigma 0} = U_{\sigma} - U_{Re}.$$

Механізм дії НЗЗ можна зобразити наступною діаграмою:

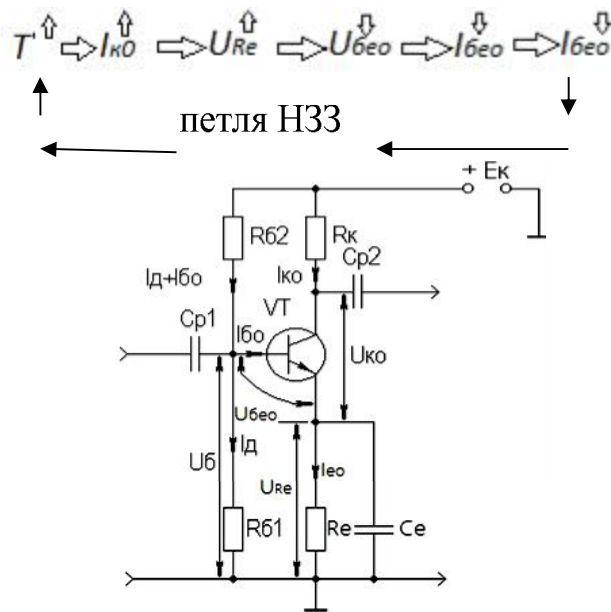


Рисунок 2.20 – Каскад з емітерною термостабілізацією

Ескізний розрахунок емітерної схеми термостабілізації малопотужного каскаду можна проводити в наступній послідовності:

- Задамося струмом діляника, утвореного резисторами R_{b1} та R_{b2} :

$$I_{\sigma} = (3 \dots 10) I_{\sigma 0};$$

- обираємо $U_{Re} = (0.1 \dots 0.2) E_{\kappa} \approx (1 \dots 5) B$, та визначаємо номінал R_e :

$$R_e = \frac{U_{Re}}{I_{\sigma 0} + I_{\kappa 0}}$$

- визначаємо потенціал U_{δ} :

$$U_{\delta} = U_{Re} + U_{\delta eo};$$

- розраховуємо номінали резисторів базового дільника: $R_{\delta 1} = U_{\delta} / I_{\delta}$,

$$R_{\delta 2} = \frac{E_{\delta} - U_{\delta}}{I_{\delta} + I_{\delta 0}},$$

де, $E_{\delta} = U_{k0} + U_{Re} + I_{k0}R_k$, визначається при розрахунку сигнальних параметрів каскаду.

Коефіцієнти термостабілізації для цієї схеми:

$$S_{T1} \approx 1 / (1 + S_0 \cdot R_e),$$

$$S_{T2} \approx \frac{1}{H_{21e}} \cdot \left(1 + \frac{R_{12}}{R_e}\right).$$

де, R_{12} - паралельне з'єднання резисторів $R_{\delta 1}$ та $R_{\delta 2}$.

Для каскадів підвищеної потужності враховують вимоги економічності при виборі I_{δ} и U_{Re} .

Аналіз отриманих виразів показує, що для поліпшення термостабільності каскаду слід збільшувати номінал R_e і зменшувати .

Для цілей термостабілізації каскаду використовують **термокомпенсацію**.

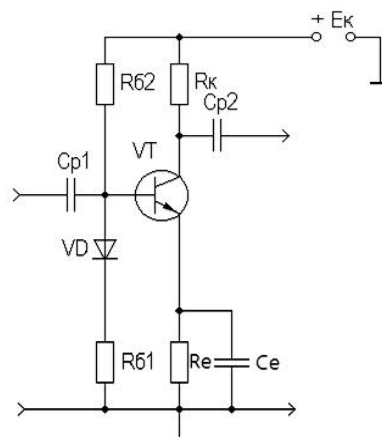


Рисунок 2.21 – Каскад з термокомпенсацією

У колі бази транзистора включений прямозміщений діод VD, температурний коефіцієнт стабілізації напруги (ТКН) якого дорівнює ТКН емітерного переходу БТ. При зміні температури навколишнього середовища напруга $U_{\delta eo}$ і

напруга діода $\Delta\varphi_0$ буде змінюватися однаково, в результаті чого $I_{\beta 0}$ залишиться постійним. Застосування цього методу ефективно в каскадах на кремнієвих транзисторах, де основну нестабільність струму колектора породжує $\Delta U_{\beta T}$.

2.7. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі з ЗБ

Варіант схеми каскаду з ЗБ з емітерною схемою термостабілізації наведено на рис. 2.23, схема каскаду для частот сигналу - на рис. 2.24.

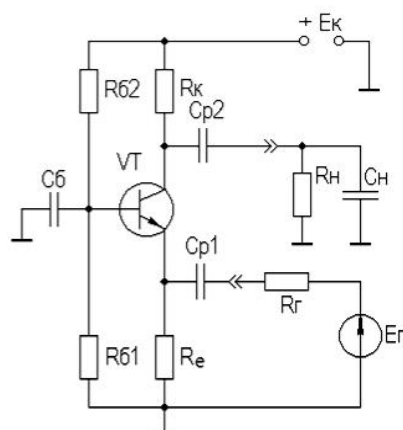


Рисунок 2.23 – Підсилюючий каскад з ЗБ

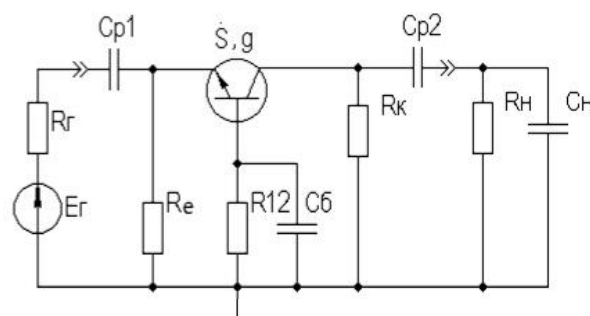


Рисунок 2.24 – Схема каскада з ЗБ для частот сигналу

Каскад з ЗБ називають ще "повторювачем струму", тому що K_i менше 1:

$$K_I = I_{вих} / I_{вх} = I_k / I_e = H_{21e} / (1 + H_{21e}) = H_{21\beta}$$

При подачі на емітер позитивної напівхвилі синусоїдального вхідного сигналу буде зменшуватися і I_e і I_k . В результаті падіння напруга на R_k зменшиться, а напруга на колекторі збільшиться і відбудеться формування позитивної напівхвилі вихідного синусоїдального напруги. Таким чином, каскад з ЗБ не інвертує вхідний сигнал.

Аналіз роботи каскаду з ЗБ по вхідних і вихідних ДХ проводять як у розділі 2.5. Для розрахунку параметрів каскаду з ЗБ по змінному струму використовуємо методику розділу 2.3, а БТ уявляють моделлю з розділу 2.4.1.

Провівши аналіз, отримаємо **для області СЧ**:

$$K_0 = S_0 R_{екв}$$

де, $R_{екв} \approx R_k \parallel R_n$;

$$g_{ex} = (S_0 + g) + G_e \approx S_0,$$

де, $G_e = 1/R_e$, зазвичай $S_0 \gg g$ и G_e .

$$g_{вих} \approx g_k = 1/R_k.$$

Ці співвідношення отримані в припущенні, що НЧ значення провідності $g_{22э}$ багато менше g_k та g_n . Допущення справедливо тому, що БТ є струмовим приладом і ефективний при роботі на низькоомних навантаженнях.

В області ВЧ отримаємо:

$$\dot{K}_a \approx \frac{\hat{E}_0}{1 + j\omega\tau_a},$$

де, τ_a - постійна часу каскаду на ВЧ, обумовлена аналогічно ЗЕ.

$$\dot{Y}_{вих} \approx g_k + j\omega C_{вих},$$

де, $C_{вих}$ - вихідна ємність каскаду, $C_{вих} = C_k S_0 r_b$.

$$\dot{Y}_{ex} \approx \dot{S} = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau} = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau},$$

тобто модуль Y_{ex} зменшується із зростанням частоти, що дозволяє зробити висновок про індуктивний характер Y_{ex} каскаду з ЗБ на ВЧ. Кількісно індуктивна складова вхідного імпедансу дорівнює:

$$L_{exЗБ} = r_b / 2\pi f_T m,$$

де, $m=(1,2...1,6)$.

Вирази для Y_e і M_e та співвідношення для побудови АЧХ і ФЧХ каскаду з ЗБ аналогічні наведеним у розділі 2.5 для каскаду з ЗЕ.

В області НЧ отримаємо:

$$K_n = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_n),$$

де, τ_n - постійна часу розділової кола в області НЧ.

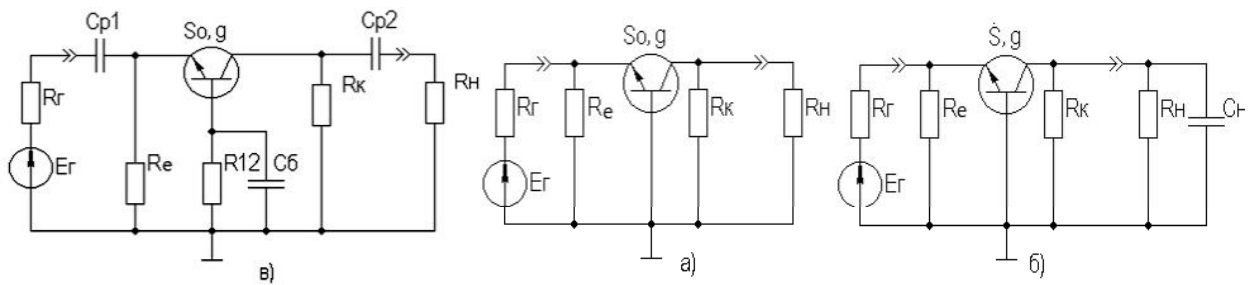


Рисунок 2.25 – Схема каскада з ЗБ для СЧ (а), ВЧ (а) та НЧ (а)

Як і для каскаду з ЗЕ, за винятком розрахунку базового блокувального кола, постійна часу яка наближено дорівнює:

$$\tau_{нб} \approx C_6 / g,$$

Опір БТ з боку бази приблизно дорівнює $1/g$, а впливом R_{12} можна знехтувати, зазвичай $R_{12} \gg 1/g$.

2.8. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі з ЗК

Схема каскаду з ЗК з емітерною схемою термостабілізацією наведена на рис. 2.26. Схема для частот сигналу зображена на рис. 2.27. Каскад з ЗК - "повторювач напруги" або "емітерний повторювачем", тому що K_u каскаду менше 1.

При подачі на базу позитивної напівхвилі $U_{вх}$ синусоїдального сигналу буде збільшуватися I_k та I_e . В результаті падіння напруги на R_e збільшиться, тобто відбудеться формування позитивної напівхвилі $U_{вих}$. Таким чином, каскад з ЗК не інвертує вхідний сигнал. Напруга сигналу, прикладена до емітерного переходу, є різницею між $U_{вх}$ і $U_{вих}$. Чим більше $U_{вих}$ (при заданому $U_{вх}$), тим менше напруга, що прикладена до емітерного переходу, що буде приводити до зменшення I_e та, відповідно, до зменшення $U_{вих}$, тобто в каскаді з ЗК проявляється дія НЗЗ, причому 100%-ної.

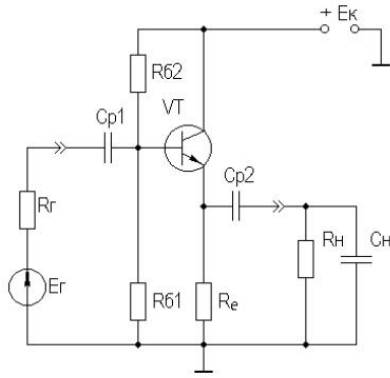


Рис. 2.26 – Підсилювальний каскад з ЗК

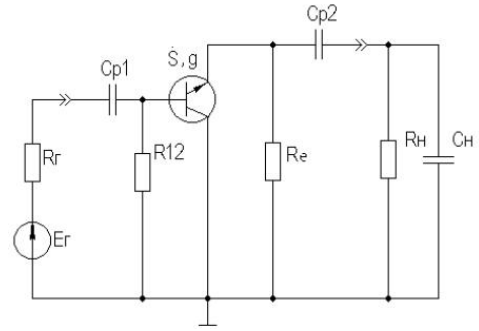


Рис. 2.27 – Схема каскада з ЗК для частот сигнала

Аналіз роботи підсилювального каскаду з ЗК за вхідними і вихідними динамічними характеристиками проводиться як для ЗЕ (див. розділ 2.5).

Для розрахунку параметрів каскаду з ЗК по змінному струму використовуємо методику розділу 2.3, а БТ представляємо моделлю з розділу 2.4.1. Уявімо каскад з ЗК схемами для областей СЧ, ВЧ і НЧ (рис. 2.28а, б, в):

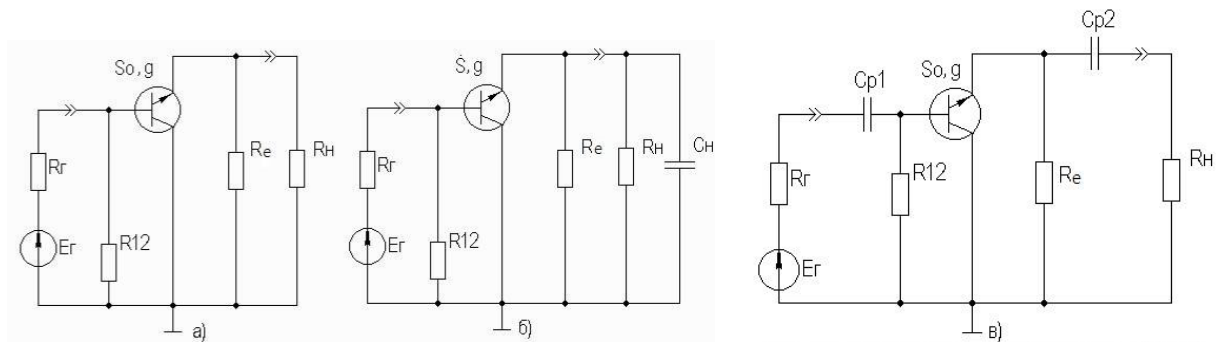


Рис. 2.28 – Схеми каскадів з ЗК для СЧ (а), ВЧ (а) та НЧ (а)

Провівши аналіз, отримаємо **для області СЧ**:

$$K_0 = \frac{S_0 R_{екв}}{F},$$

де, $R_{екв} = R_e \parallel R_n$, $F = 1 + S_0 R_{екв}$ - глибина НЗЗ;

$$R_{ex} = R_{12} \parallel R_{exT},$$

де, R_{exT} - вхідний опір власне транзистора,

$$R_{exT} = r_b + (1 + H_{21e}) \cdot (r_e + \Delta r + R_{екв});$$

$$R_{\text{вих}} = R_e \parallel R_{\text{вих}T},$$

де, $R_{\text{вих}T}$ - вихідний опір власне транзистора,

$$R_{\text{вих}T} = \frac{1}{S_0 + g} + \frac{R_{\sigma}}{1 + H_{21e}} \approx 1/S_0,$$

Так як $S_0 \gg g$ і при роботі каскада від низкоомного джерела сигналу (при цьому $R_{\sigma} = R_{12} \parallel R_c$) другий доданок менше першого. В цілому

$$R_{\text{вих}} \approx 1/S_0,$$

тому, що, як правило, $R_e \gg 1/S_0$.

В області ВЧ отримаємо:

$$\dot{K}_a \approx \frac{\hat{E}_0}{1 + j\omega\tau_{\text{вЗК}}/F},$$

де, $\tau_{\text{вЗК}}$ - постійна часу на ВЧ, $\tau_{\text{вЗК}} = (\tau + C_n R_{\text{екв}})/F$; τ - постійна часу БТ.

$$Y_{\text{вх}} \approx 1/R_{12} + (1/R_{\text{вх}T} + j\omega C_{\text{вхдин}}),$$

де, $C_{\text{вхдин}} = C_k + C_n/(H_{21e} + 1)$, тобто каскад з ЗК має вхідну динамічну ємність меншу, ніж каскад з ЗЕ;

$$\dot{Y}_{\text{вих}} \approx \dot{S} = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau} = \frac{S_0}{1 + j\omega x},$$

тобто модуль $Y_{\text{вих}}$ зменшується із зростанням частоти, що дозволяє зробити висновок про індуктивних характері $Y_{\text{вих}}$ каскаду з ЗК на ВЧ. Кількісно індуктивна складова вихідного імпедансу дорівнює:

$$L_{\text{вихЗК}} = r\sigma / 2\pi f_T m,$$

де, $m=(1,2...1,6)$.

Вирази для Y_e та M_e і співвідношення для побудови АЧХ і ФЧХ каскаду з ЗК аналогічні наведеним у розділі 2.5 для каскада з ЗЕ.

В області НЧ отримаємо:

$$K_n = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_n),$$

де, τ_n - постійна часу розділового кола на НЧ.

Таблиця 2.1 – Характеристики БТ при різних схемах включення

Параметр	Схема		
	ЗЕ	ЗВ	ЗК
$R_{вх}$	Сотні Ом	Одиниці - десятки Ом	Одиниці кОм
$R_{вих}$	Одиниці кОм	Одиниці кОм	Одиниці, десятки Ом
K_U	$\gg 1$	$\gg 1$	< 1
K_I	$\gg 1$	< 1	$\gg 1$
K_P	$K_I \cdot K_U$	$\approx K_U$	$\approx K_I$

2.9. Підсилювальний каскад на ПТ з загальним витоком (ЗВ)

Серед каскадів, виконаних на ПТ, широке застосування отримала схема з ЗВ. Принципова схема каскада з ЗВ з колом автосмещення, що слугують для забезпечення режиму роботи по постійному струму (рис. 2.29).

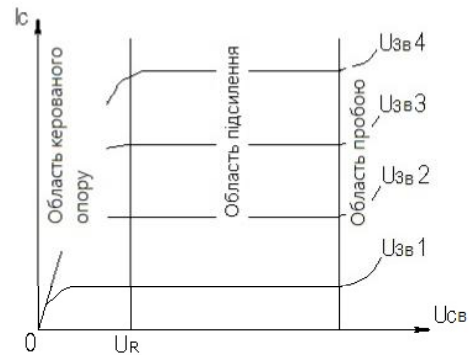
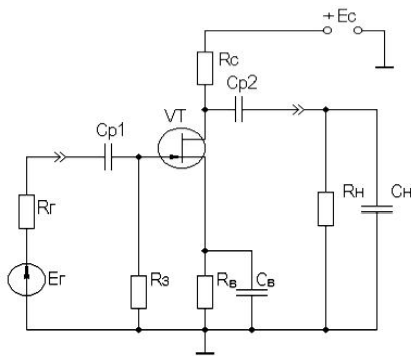


Рис. 2.29 – Підсилювальний каскад з ЗВ Рис. 2.30 – Вихідні статистичні ВАХ ПТ

Розглянемо схему ПТ з n-каналом. Аналіз каскадів на інших типах ПТ відрізнятиметься лише в незначних деталях.

У ВАХ ПТ є значна область керованого опору, в якому можливе використання ПТ у якості електронного керованого резистора. В якості підсилювального елемента ПТ використовується в області підсилення.

У відсутність вхідного сигналу каскад працює в режимі спокою. За допомогою R_b задається напруга зміщення $U_{зв0} = I_{c0} \cdot R_b$, яка визначає струм спокою стоку I_{c0} . Координати робочої точки:

$$U_{c0} \geq U_{вих} + U_R,$$

де, U_R - межа області керованого опору на вихідних статичних характеристиках транзистора (рис. 2.30), $U_R \approx (1..2)V$;

$$I_{c0} \geq U_{\text{вих}} / R_{\approx},$$

де, $R_{\approx} = R_c \parallel R_n$ - опір навантаження каскаду по змінному струму;

$$U_{\text{сд0}} = U_{\text{двд}} \cdot (1 - \sqrt{I_{c0} / I_{\text{дд}}}),$$

де, $U_{\text{двд}}$ - напруга відсічення, $I_{\text{дд}}$ - струм стоку при $U_{\text{зв}} = 0 V$ (або при

$$U_{\text{сд}} = 2U_{\text{двд}} \text{ для ПТ в режимі збагачення, див. рис. 2.33}).$$

З допомогою R_e в каскад вводиться НЗЗ, що сприяє термостабілізації (у ПТ спостерігається сильна температурна залежність параметрів), на частотах сигналу цей НЗЗ усувається шляхом включення C_e .

Графічно проілюструвати роботу каскаду можна, використовуючи прохідні і вихідні ВАХ ПТ, побудовавши його ДХ. Побудова аналогічно каскаду з ЗЕ. Каскад з ЗВ, як і каскад з ЗЕ, інвертує вхідний сигнал. На рис. 2.31а, б, в наведено малосигнальні схеми для областей СЧ, НЧ, і ВЧ.

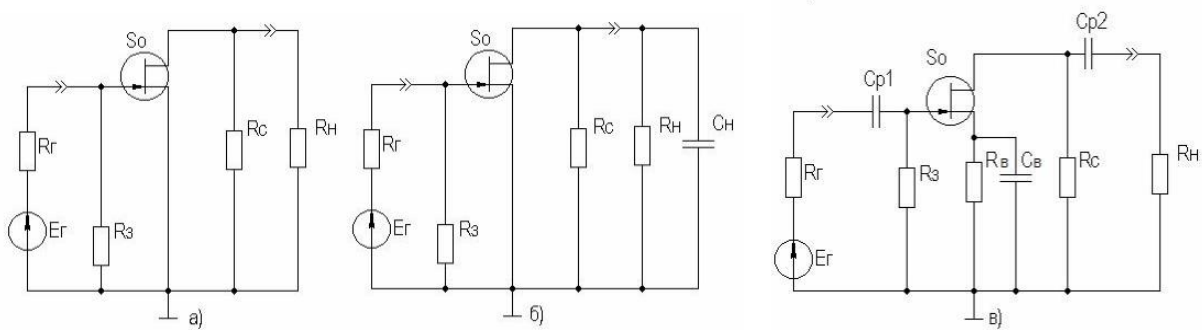


Рис. 2.31 - Схеми каскаду з ЗВ для ВЧ (а), СЧ (б) і НЧ (в)

Для розрахунку параметрів каскаду по змінному струму використовуємо методику з розділу 2.33В, а ПТ представимо моделлю з розділі 2.4.2.

У результаті розрахунку в **області СЧ** отримаємо:

$$K_0 = S_0 R_{\text{екв}},$$

де, $R_{\text{екв}} \approx R_c \parallel R_n$;

$$g_{\text{вх}} \approx 1 / R_3,$$

$$g_{\text{вих}} \approx g_c = 1 / R_c.$$

Співвідношення отримані в припущенні, що низькочастотне значення внутрішньої провідності g_{22e} багато менше g_c та g_n .

В області ВЧ отримаємо:

$$\dot{K}_a \approx \frac{\hat{E}_0}{1 + j\omega\tau_a},$$

де, τ_a - постійна часу каскаду в області ВЧ, $\tau_a \approx C_n R_{екв}$;

$$\dot{Y}_{вх} \approx g_3 + j\omega C_{вхдин},$$

де, $C_{вхдин} = C_{зв} + C_{зс}(1 + K_0)$;

$$\dot{Y}_{вих} \approx g_c + j\omega C_{св}.$$

Вирази для Y_g та M_g і співвідношення для побудови АЧХ і ФЧХ каскада з аналогічні наведеним у розділі 2.5 для каскада з ЗЕ.

В області НЧ отримаємо:

$$K_n = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_n),$$

де, τ_n - постійна часу розділового кола на НЧ. Далі все так само, як і для ЗЕ.

2.10. Термостабілізація режиму каскаду на ПТ

Розрізняють шість типів ПТ, показані на рис. 2.32. Прохідні ВАХ n-канальних ПТ в режимі збагачення, змішаному та збіднення наведено на рис. 2.33а, б, в, для p-канальних ПТ вони відрізняти муться протилежною полярністю живлять напруг.

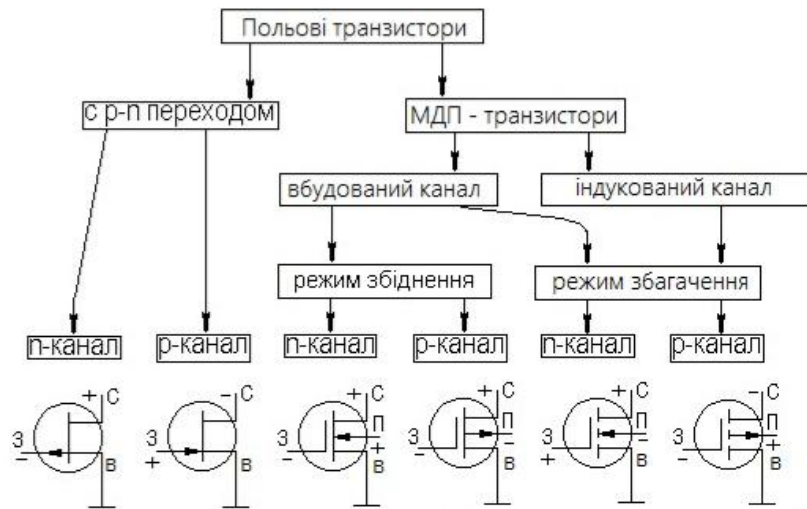
Схема автозміщення забезпечується режиму по сталому струму для ПТ, що мають прохідну ВАХ, зображену на рис. 2.33, а, та - (при негативному зміщенні) - на рис. 2.33, б. Більш універсальною схемою живлення ПТ - схема з дільником в колі затвора (рис. 2.34), що забезпечує будь-яку полярність $U_{зв0}$.

В [1] наведено ряд корисних практичних співвідношень:

$$S_0 = \frac{2\sqrt{I_{св} \cdot I_{с0}}}{|U_{відс}|}$$

$$S_{cv} = \frac{2I_{cv}}{|U_{відс}|}$$

де, відповідні струми показані на рис. 2.33, а S_{cv} - крутизна при $I = I_{cv}$.



з-затвор, с - стік, в - витік, п - підкладка (звичайне з'єднання з стоком)

Рис. 2.32 – Основні типи ПТ

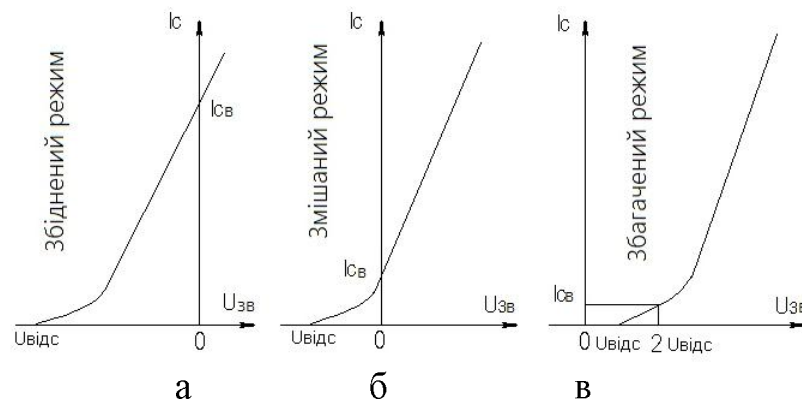


Рис. 2.33 - Прохідні характеристики ПТ

У ПТ температурна нестабільність I_c обумовлена наступними факторами (при зростанні температури):

- збільшенням I_c за рахунок теплового зміщення прохідних ВАХ (як і в БТ) при малих значеннях I_{c0} ;

- зменшенням I_c за рахунок питомого опору каналу в широкому діапазоні зміни I_{c0} .

Отже, у деяких типів ПТ можливе існування термостабільної точки спокою (рис. 2.35). Координати термостабільної точки і крутизну оцінюють наступним чином [1]:

$$U_{зТ} \approx U_{омс} - 0,63 \text{ В};$$

$$I_{сТ} = 0,4 \cdot I_{св} / U_{омс}^2 \approx (0,1 \dots 0,6) \text{ мА};$$

$$S_{0Т} \approx I_{сТ} / 0,32.$$

Оскільки $I_{сТ}$ відносно малий, то у широкому діапазоні змін I_c останній зменшується з ростом температури. Розглянуті схеми живлення ПТ здійснюють термостабілізацію режиму за рахунок НЗЗ каскаду на БТ, тобто нештабільність I_c зменшується в $(1 + S_0 R_e)$ раз. ΔI_{c0} визначають за довідковими даними, складову теплового зміщення прохідних ВАХ визначають як і для БТ. Негативна температурна залежність I_c ПТ використовують для термокомпенсації каскадів на БТ.

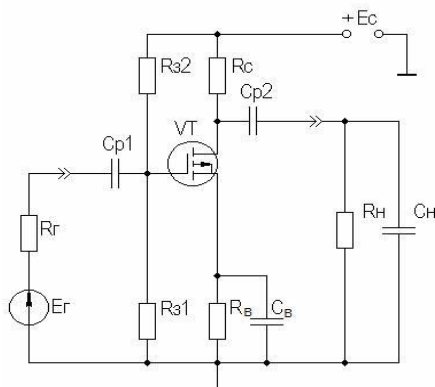


Рис. 2.34 -Схема живлення ПТ з дільником кола затвора

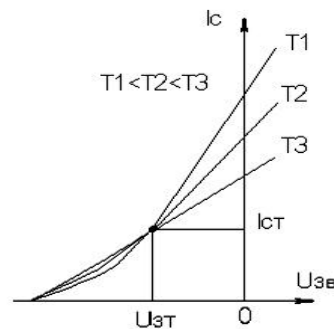


Рис. 2.35 - Температурна залежність струму стоку

2.11 Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з загальним стіком (ЗС) та загальним затвором (ЗВ)

Каскад з загальним стіком (рис. 2.36) — "істоковий повторювач" має K_u менше 1 і каскад з ЗС не інвертує фазу вхідного сигналу.

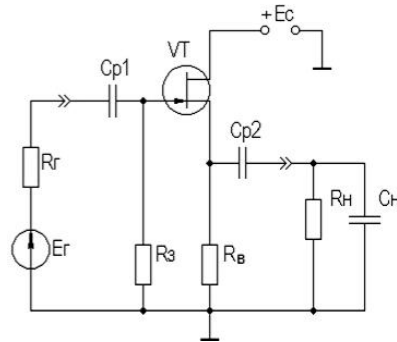


Рис. 2.36 – Підсилюючий каскад з ЗЗ

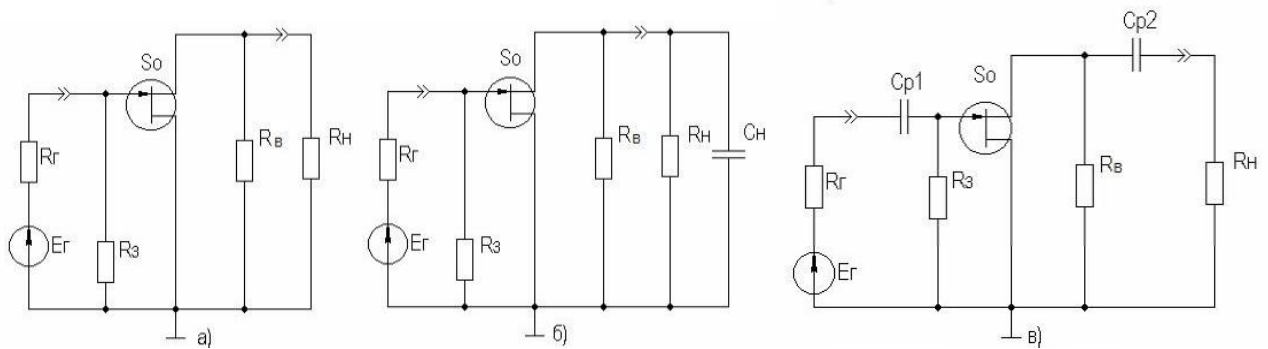


Рис. 2.37 – Схема каскада з ЗЗ ВЧ та НЧ

Для розрахунку параметрів каскаду з ЗЗ по змінному струму використовуємо методику розділу 2.3, а ПТ уявляти модель з розділу 2.4.2.

Провівши аналіз, отримаємо **для області СЧ**:

$$K_0 = \frac{S_0 R_{екв}}{F},$$

де, $R_{екв} = R_б \parallel R_н$, $F = 1 + S_0 R_{екв}$ - глибина НЗЗ;

$$R_{вх} \approx R_з,$$

$$R_{вих} = R_е \parallel R_{вихТ},$$

де, $R_{вихТ}$ - вихідний опір власне транзистора, $R_{вихТ} \approx 1/S_0$.

В цілому

$$R_{вих} \approx 1/S_0,$$

тому, що, як правило, $R_е \gg 1/S_0$.

В області ВЧ отримаємо:

$$\dot{K}_a \approx \frac{\hat{E}_0}{1 + j\omega\tau_a / F},$$

де, τ_a - постійна часу каскаду в області ВЧ, що визначається аналогічно ЗВ;

$$Y_{вх} \approx 1/R_3 + j\omega C_{вх\ дин},$$

де, $C_{вх\ дин} = C_{зв} + C_n \cdot (K_0 + 1)$;

$$\dot{Y}_{вих} \approx S_0 + j\omega C_{св}.$$

Співвідношення Y_e , M_e , АЧХ і ФЧХ каскаду з ЗК такі як у розділі 2.5 для каскаду з ЗЕ.

В області НЧ отримаємо:

$$K_n = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_n),$$

де, τ_n - постійна часу розділового кола на НЧ. Далі все так само, як і для ЗВ.

Таблиця 2.2 – Характеристики ПТ при різних схемах включення

Параметр	Схема		
	ЗВ	ЗЗ	ЗС
$R_{вх}$	Одиниці МОм	Одиниці, десятки Ом	Одиниці Мом
$R_{вих}$	Одиниці кОм	Одиниці кОм	Одиниці, десятки Ом
K_U	$\gg 1$	$\gg 1$	< 1
K_I	-	$\cong 1$	-

Підсилювальний каскад з ЗЗ (рис. 2.38) на практиці використовується рідко.

Відзначимо тільки, $R_{вх}$ каскада визначається аналогічно як і для ЗС ($\approx 1/S_0$), а інші параметри-аналогічно ЗВ.

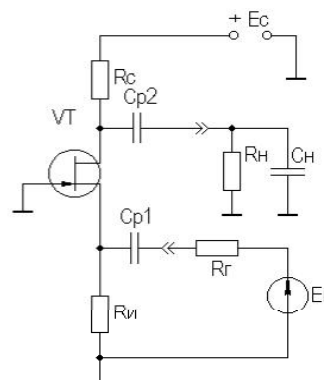


Рис. 2.38 - Підсилювальний каскад з ЗЗ

2.12. Часові характеристики підсилювальних каскадів

Розглянуті підсилювальні каскади можна використовувати для підсилення імпульсних сигналів. Для оцінки спотворень форми імпульсних сигналів розглядають перехідні процеси (ПП) в підсилювальних каскадах. При аналізі ПП вважаємо каскади лінійними, тобто амплітуда сигналів в них менше I_0 і U_0 . У цьому випадку зручним методом аналізу є перетворення Лапласа (ПЛ).

Часовий процес в електричному колі описується системою інтегро-диференціальних рівнянь (СІДР). Застосовуючи пряме ПЛ (ППЛ), приводять СІДР до системи лінійних алгебраїчних рівнянь, яка вирішується щодо деякої проміжної функції, по якій за допомогою зворотного ПЛ (ЗПЛ) знаходиться рішення для вихідної СІДР. ППЛ функції речового змінного $f(t)$ ("оригіналу ") служить для знаходження перетвореної функції $f(p)$ ("зображення "):

$$\int_0^{\infty} f(t) \exp(-pt) dt = f(p).$$

ЗПЛ визначається формулою:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} f(p) \exp(pt) dp \quad (t \geq 0),$$

де, $p = \alpha + j\omega$.

З теореми про граничні значення випливає, що якщо $f(t) \rightleftharpoons f(p)$, то:

$$\lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ t \rightarrow 0}} f(t) = \lim_{\substack{p \rightarrow 0 \\ p \rightarrow \infty}} pf(p).$$

Стосовно ПХ $h(t)$ отримаємо:

$$\lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ t \rightarrow 0}} h(t) = \lim_{\substack{p \rightarrow 0 \\ p \rightarrow \infty}} Y(p),$$

де, $Y(p)$ виходить з АЧХ заміною $j\omega$ на p , і враховуючи, що "зображення" одиничного стрибка дорівнює $1/p$.

При часовому аналізі можливий розгляд областей малих часів (МЧ) і

великих часів (ВЧ) каскада на ВЧ і НЧ, і знаходження t_y та Δ (рис. 2.5).

Аналіз підсилюючих каскадів при імпульсних сигналах зводиться до наступних операцій:

- знаючи $Y(j\omega)$, зміною $j\omega$ на p та діленням на p отриманого виразу переводять його в "зображення" ПХ $h(p)$;
- користуючись таблицею, по $h(p)$ знаходять "оригінал" ПХ $h(t)$;
- розглядаючи $h(t)$ для схеми каскаду в ВЧ області, знаходять t_y , δ і їх залежність від елементів;
- розглядаючи $h(t)$ для схеми каскаду в НЧ області, знаходять Δ і його залежність від елементів;
- виходячи з допустимих спотворень імпульсного сигналу, отримують формули для вибору елементів схеми каскада.

Через сильну зміну параметрів АЕ від струму при великих амплітудах імпульсного сигналу (одного порядку з амплітудами U та I в робочій точці) та використання спрощених моделей АЕ (до $0,5 f_T$), що не дозволяє вести облік вищих гармонік спектра сигналу, що вносять істотний внесок у спотворення форми сигналу, ескізний розрахунок підсилюючих каскадів в часовій області характеризується більшою (порівняно з частотною областю) похибкою.

Корегують похибку шляхом обліку часу запізнювання t_s (рис.2.4), та усередненням параметрів АЕ за час дії імпульсного сигналу (рис. 2.39).

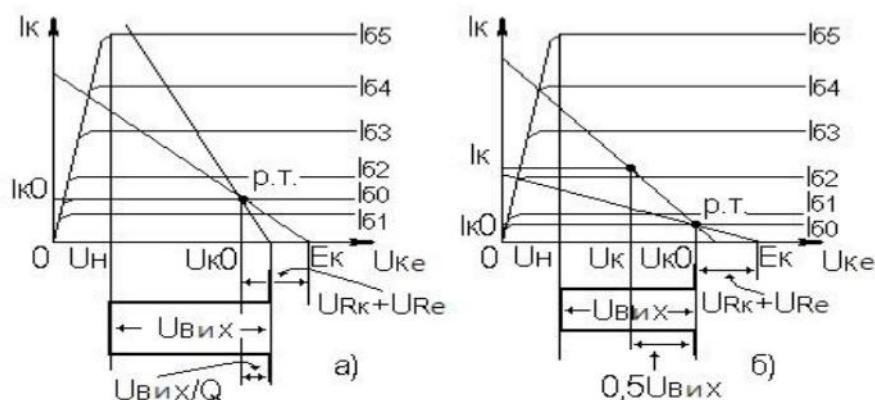


Рис. 2.39 - Вихідні ДХ з ЗЕ - імпульсного підсилювача

На відміну від підсилювальних каскадів гармонійних сигналів, при виборі транзисторів для імпульсних каскадів враховують полярність вихідного сигналу при виборі типу провідності транзистора з метою економії енергії джерела живлення. Якщо ПП призначений для підсилення однополярного сигналу, то з енергетичних міркувань рекомендується брати транзистор провідності р-п-р для сигналу позитивної полярності, п-р-п - для негативної.

На рис. 2.39а проілюстрований процес вибору робочої точки для імпульсних сигналів з малою шпаруватістю ($Q \leq 10$). Q визначається як відношення тривалості періоду проходження імпульсів до їх тривалості. Визначити координати робочої точки (і точки, для якої розраховуються параметри транзистора) можна за наступними співвідношеннями:

$$I_{к0} \geq \frac{U_{вих}}{R_{\approx} \cdot Q};$$

$$U_{к0} \geq U_n + U_{вих} \left(\frac{Q-1}{Q} \right).$$

На рис. 2.39б проілюстрований процес вибору робочої точки для імпульсних сигналів з $Q > 10$. Визначити координати робочої точки можна, використовуючи наступні співвідношення:

$$U_{к0} \geq U_n + U_{вих}.$$

Вибір $I_{к0}$ обмежений знизу нелінійної областю ВАХ АЕ і допуском на можливе його зменшення при зміні температури $I_{к0} \approx (3 \dots 10) \text{ мА}$.

Розрахунок усереднених параметрів транзистора проводять для точки з координатами:

$$U_k \geq U_n + 0,5 \cdot U_{вих};$$

$$I_k \geq \frac{U_{вих}}{2R_{\approx}}.$$

Для імпульсних сигналів типу "меандр" ($Q=2$) вибір робочої точки і типу провідності транзистора аналогічний нагоди гармонійного сигналу.

Хоча наведені вище співвідношення орієнтовані на БТ, на них

орієнтуються і при розрахунку каскадів на ПТ, враховуючи їх особливості.

Аналіз підсилюючих каскадів в області малих часів

Рівняння для Y на БТ і каскадів ПТ в області ВЧ має вигляд:

$$Y_g(j\omega) = 1/(1 + j\omega\tau_g).$$

Отримаємо вираз для перехідної характеристики:

$$h_g(p) = Y_g(p) / p = 1 / p(1 + p\tau_g).$$

По таблиці 2.3 отримаємо "оригінал":

$$h_g(t) = 1 - \exp(-t / \tau_g).$$

Скориставшись визначенням часу встановлення (рис. 2.4), отримаємо:

$$h_g(t_1) = -\exp(-t_1 / \tau_g) = 0,1;$$

звідси $\exp(-t_1 / \tau_g) = 0,9$;

$$h_g(t_2) = -\exp(-t_2 / \tau_g) = 0,9;$$

звідси $\exp(-t_2 / \tau_g) = 0,1$;

тоді $\exp[(t_2 - t_1) / \tau_g] = \exp(t_1 / \tau_g) = 9$;

і остаточно отримуємо:

$$t_y = 2,2\tau_g.$$

Процес встановлення амплітуди закінчується через $t = (3...4)\tau_g$ і щоб не було зменшення K_0 каскада через не досягнення сталого режиму, необхідно, щоб тривалість імпульсу була:

$$T_g \geq (3...4)\tau_g.$$

Враховуючи t_3 для каскада на БТ можна таким чином:

$$t_3 \approx \frac{0,23\tau}{S_0 \cdot r_g}.$$

Аналіз підсилюючих каскадів в області великих часів

Вираз для відносного коефіцієнта передачі каскадів на БТ і ПТ на НЧ :

$$Y_n(j\omega) = j\omega_n / (1 + j\omega\tau_n).$$

Отримаємо вираз для перехідної характеристики:

$$h_n(p) = Y_n(p) / p = \tau_n / (1 + p\tau_n).$$

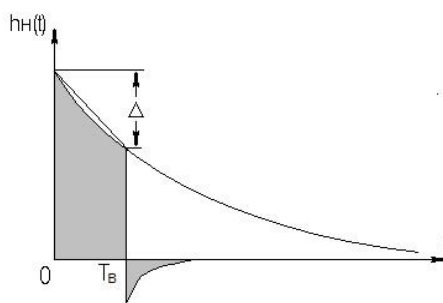


Рис. 2.40 - Перехідні процеси в області ВЧ

По таблиці 2.3 отримуємо "оригінал":

$$h_n(t) = -\exp(-t / \tau_n).$$

При $T_с \leq \tau_n$, розкладаючи $h_n(t)$ в степеневий ряд і обмежившись двома членами, при $t = T_с$ (рис. 2.40) отримуємо для випадку малих спотворень плоскої вершини імпульсу ($\Delta \leq 20\%$):

$$h_n(t) = \exp(-t / \tau_n) \approx 1 - T_с / \tau_n = 1 - \Delta,$$

звідки:

$$\Delta = T_с / \tau_n.$$

Зв'язок часових і частотних характеристик підсилювальних каскадів

Так як часові і частотні характеристики каскадів виражаються через $\tau_с$ та τ_n , то легко отримати вирази, що їх зв'язують. Отже:

$$f_с = 1 / 2\pi\tau_с, \quad f_n = 1 / 2\pi\tau_n, \quad t_y = 2,2 \cdot \tau_с, \quad \Delta = T_с / \tau_n.$$

звідки при $M_с = M_n = 3\text{дБ}$ отримуємо:

$$f_с = 2,2 / 2\pi\tau_с = 0,35 / t_y, \quad f_n = \Delta / 2\pi T_с.$$

2.13. Найпростіші схеми корекції АЧХ і ПХ

Метою корекції є розширення діапазону робочих частот, як в області ВЧ,

так і в області НЧ в підсилювачах гармонійних сигналів, або зменшення спотворень в областях МЧ і ВЧ в підсилювачах імпульсних сигналів..

В області ВЧ (МЧ) застосовується проста паралельна індуктивна корекція. Схема каскада з простою паралельною індуктивною ВЧ-корекцією на ПТ зі схемою для області ВЧ (МВ) наведені на рис. 2.41.

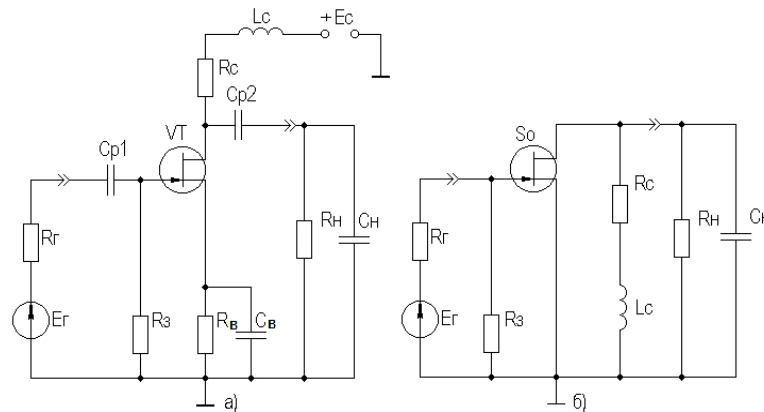


Рис. 2.41 - Каскад на ПТ з простою паралельною індуктивною корекцією

Збільшення f_g пояснюється збільшенням коефіцієнта передачі на ВЧ за рахунок збільшення еквівалентної навантаження каскаду (додавання Z_{L_c} в коло стоку). Зменшення t_y пояснюється збільшенням струму через C_n (що скорочує час заряду і зменшує t_y) за рахунок того, що в початковий момент $I_{вих}$ транзистора скеровується в коло $R_n C_n$, а його відгалуження в стокове коло перешкоджає ЕДС самоіндукції в L_c .

Вирази для розрахунку з простою індуктивною паралельною ВЧ корекцією для випадку, коли $R_n \gg R_c$, що завжди має місце в проміжних каскадах на ПТ:

$$\dot{Y}_e(j\omega) = S_0 \cdot \dot{Z}_n / K_0 = \frac{1 + j\omega L_c / R_c}{1 + j\omega C_n R_c \cdot (1 + j\omega L_c / R_c)}$$

Після перетворення отримуємо:

$$\dot{Y}_e(j\Omega) = \frac{1 + jm\Omega}{(1 - m\Omega^2)^2 + j\Omega}$$

де, Ω - нормована частота, $\Omega = \omega \tau_e$, $\tau_e = R_c C_n$; m - коефіцієнт корекції, по

фізичному сенсу це квадрат добротності (Q_k) паралельного коливального контуру $L_c R_c C_n R_n$, $m \approx L_c / (C_n R_c^2) = Q_k^2$.

Модуль отриманого виразу дає АЧХ коректированого каскада:

$$Y_g(\Omega) = \sqrt{\frac{1 + m^2 \Omega^2}{(1 - m \Omega^2)^2 + \Omega^2}}.$$

Максимально пласка АЧХ, коли $m=0,414$ [6], ця умова впливає з рівності нулю похідної $Y_g(\Omega)$ при $\Omega=0$, т.б. АЧХ не повинна мати нахилу при $\Omega=0$.

ФЧХ коректированого каскада визначається виразом:

$$\varphi_g = \arctg[(m-1)\Omega - m^2 \Omega^3].$$

ФЧХ максимально лінійна, якщо $m=0,322$ [6]. $Q_k = 0,5$ відповідає межі між аперіодичними і коливальними розрядами конденсатора контуру $L_c R_c C_n R_n$, тому при $m \leq 0,25$ викидів в ПХ не буде, тому не буде затухаючих коливань в контурі.

Для оцінки ефективності ПП вводять поняття *площі підсилення П* для ШП та імпульсної добротності D для ПП:

$$P = K_0 \cdot f_g,$$

$$D = K_0 / t_y,$$

$$P = 0,35 \cdot D.$$

Максимальний вииграш за цими параметрами в каскаді на ПТ для розглянутої корекції і відсутності підйому АЧХ на ВЧ (викидів ПХ в області МЧ), становить 1,73 рази. Даний вииграш отримується коли $R_n \gg R_c$, що має місце при використанні каскада на ПТ в якості проміжного в ПП.

У каскадах на БТ (схема подібна рис. 2.41) аналіз ефективності простої паралельної індуктивної корекції складніше через урахування частотної залежності крутизни БТ, $\dot{S} = S_0 / (1 + j\omega \tau)$.

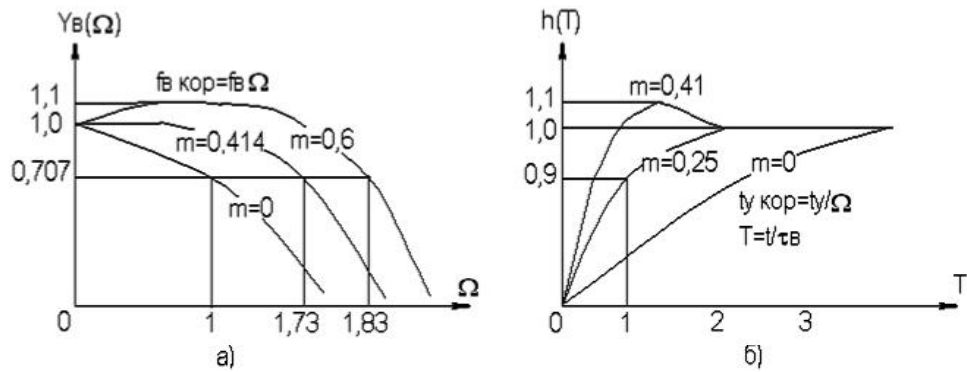


Рис. 2.42 - АЧХ і ПХ каскадів з простою паралельною індуктивною корекцією

Вираз для відносного коефіцієнта передачі має вигляд [6]:

$$\dot{Y}_e(j\omega) = \frac{1 + j\omega m \tau_e}{1 + j\omega \tau_e \cdot (1 + j\omega m x \tau_e)},$$

тут $\tau_e = \tau + \tau_1 + \tau_2$ - постійна часу каскада без корекції на ВЧ; $m = L_c / (R_k \cdot \tau_e)$ - коефіцієнт корекції; $x = (\tau + \tau_1) / \tau_e$ - ставлення складових постійної часу каскада.

Вираз не дозволяє оцінити вигравш такої корекції в каскадах на БТ, тому або вдаються до допомоги ЕОМ, або користуються таблицями [6]. Виграш у площі підсилення (імпульсної добротності) сягає величини, рівної $0,5S_0 r_{\bar{e}}$, тобто величини, більшої двох разів (теоретично до 20, практично 2... 10).

Аналіз показує, що така корекція на БТ найбільш ефективна при малих x , що відповідає застосуванню НЧ транзисторів. Незважаючи на ефективність така корекція в схемотехніці ПП використовується рідко. Це пояснюється труднощами реалізації індуктивностей в ІМС, і залежністю ефекту корекції від параметрів АЕ, що вимагає підстроювання схеми. Можливе використання замість котушки індуктивності індуктивного R_{ex} каскада з ЗБ (рис. 2.43).

Індуктивність VT2 між емітером і загальним проводом дорівнює:

$$L = (r_{\bar{e}} + R) / 2\pi f_T k,$$

де, $k=(1,2...1,6)$.

R служить для збільшення індуктивності та її підстроювання, В **області НЧ (ВЧ)** застосовується корекція колекторним (стоковим) фільтром. Схема каскаду з НЧ-корекцією на БТ і його спрощена (враховує вплив тільки C_{p2})

схема для області НЧ зображені на рис. 2.44.

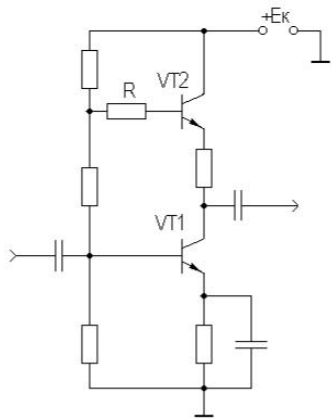


Рис. 2.43 - Корекція вхідним опором каскада з ЗБ

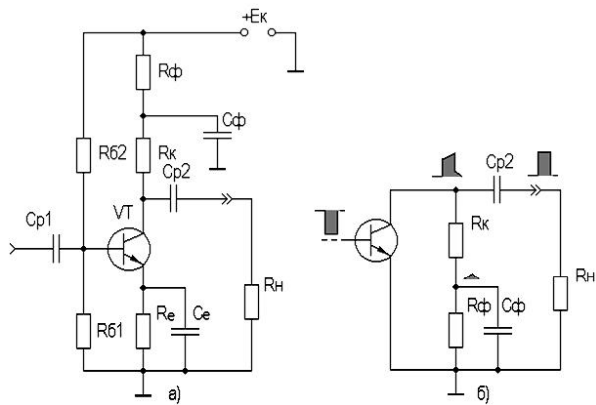


Рис. 2.44 – Каскад на БТ з НЧ корекцією

Зменшення f_n пояснюється відносним збільшенням коефіцієнта передачі на НЧ за рахунок збільшення еквівалентної навантаження каскаду шляхом додавання $Z_{C\phi}$ в коло колектора на НЧ. Ефект зменшення спаду плоскої вершини імпульсу Δ пояснюється епюрами напруги (рис. 2.44.б).

В ідеальному випадку, при $R_\phi = \infty$, умова корекції це рівність постійних $R_k C_\phi$ і $R_n C_{p2}$ [6]. У реальних схемах рекомендується брати $R_\phi = (1...2)R_k$, для підйому вершини імпульсу на (10...20)% можна скористатися співвідношенням:

$$\Delta^\uparrow \approx T_v / (R_n C_\phi).$$