

Либ. N 56-0019

68.33

P 33

МІНІСТЕРСТВО ВИЩОЇ ОСВІТИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ

В. Д. Рудик

**КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ
ДО КУРСУ
«АНАЛОГОВІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ»
для студентів спеціальності «Радіотехніка»
усіх форм навчання**

Затверджено
на засіданні кафедри
радіотехнічних пристроїв
Протокол № 12 від 28.06.91

Вінниця ВПІ 1991

Конспект лекцій по курсу "Аналоговые электронные устройства"
для студентов специальности "Радиотехника" всех форм обучения
/ В.Д.Рудик.- Вінниця: ВПІ, 1991. - 92 с. - На укр. яз.



681.33

P83

1991

Рудик В.Д. Конспект лекцій до курсу

І. ПОКАЗНИКИ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГОВИХ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

І.І. Коефіцієнт підсилення

Коефіцієнт підсилення – один з найважливіших показників аналогових електронних пристроїв, який показує у скільки разів корисний ефект, при заданому навантаженні на виході пристрою, більше ефекту, зумовленого джерелом сигналу на його виході.

Корисний ефект на виході може визначатися напругою, струмом та потужністю. На підставі цього пристрій /підсилювач характеризується коефіцієнтами підсилення напруги K_u , струму K_i та потужності K_p :

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} = k_u e^{j\varphi_u}; \quad /1.1/$$

$$K_i = \frac{j_2}{j_1} = k_i e^{j\varphi_i}; \quad /1.2/$$

$$K_p = \frac{P_2}{P_1}, \quad /1.3/$$

де $U_2 = U_{вих}$; $U_1 = U_{вх}$; $j_2 = j_{вих}$; $j_1 = j_{вх}$; $P_2 = P_{вих}$; $P_1 = P_{вх}$.

Коефіцієнти підсилення напруги та струму становлять величини комплекснозначні, а потужності – дійсні.

Наявність у схемі підсилювача та його навантаженні реактивних

елементів спричиняє додатковий фазовий зсув сигналів

$U_{вих} - U_{вх}$ та $\varphi_{вих} - \varphi_{вх}$, φ_u та φ_i - кути фазового зсуву відповідних векторів.

У багатокаскадних підсилювачах ці коефіцієнти визначаються з виразів

$$K_u(i) = K_{u1(i)} K_{u2(i)}, \dots, K_{un(i)}; \quad /1.4/$$

$$K_p = K_{p1}, K_{p2}, \dots, K_{pn}, \quad /1.5/$$

де K_1, K_2, K_n - коефіцієнти підсилення кожного окремого каскаду.

Для оцінки співвідношення двох величин однакової розмірності використовується логарифмічна одиниця децибел (дБ):

$$K_u, \text{дБ} = 20 \lg K_u; \quad /1.6/$$

$$K_i, \text{дБ} = 20 \lg K_i; \quad /1.7/$$

$$K_p, \text{дБ} = 10 \lg K_p. \quad /1.8/$$

Вирази, що використовуються для зворотного перетворення, мають вигляд

$$K_u(i) = 10^{0,05 K_u(i), \text{дБ}}; \quad /1.9/$$

$$K_p = 10^{0,1 K_p, \text{дБ}}. \quad /1.10/$$

У деяких випадках використовується також непер (N_n):

$$K_u(i), N_n = \ln K_u(i); K_p N_n = 0,5 \ln K_p. \quad /1.11/$$

Якщо використовуємо логарифмічні одиниці, бувають випадки, коли необхідно визначати коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача

$$K, \text{дБ} = \sum_1^n K^*, \text{дБ}, \quad /1.12/$$

де $K^*, \text{дБ}$ - коефіцієнт підсилення окремого каскаду; n - кількість каскадів.

1.2. Амплітудно-частотна характеристика

Коефіцієнт частотних спотворень

Сигнал, проходячи крізь пристрій аналогової обробки, перетворюється. Форма складного сигналу на виході лінійного перетворювача може відрізнитися від форми сигналу на його вході у двох випадках: по-перше, якщо гармонічні складові вхідного сигналу підсилюються з різними коефіцієнтами, та, по-друге, якщо часові воєви окремих гармонічних складових при цьому змінюються непропорційно їх частоті незалежно один від другого. Такі спотворення звуться лінійними.

Більш чітка уявлення про характер та значення лінійних спотворень дає роздільний аналіз амплітудно-частотної та фазово-частотної характеристик /відповідно АЧХ та ФЧХ/.

Амплітудно-частотна характеристика - це залежність модуля коефіцієнта підсилення від частоти $|K_u| = f(\omega)$ /рис.1.1/.

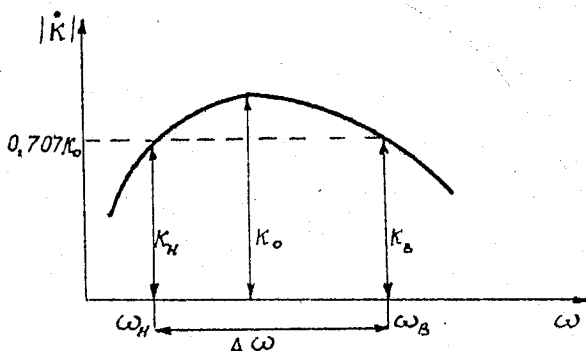


Рис.1.1

Граничними частотами ω_H та ω_B звуться такі, на яких підсилення зменшується до допустимого /чи заданого/ значення величини /наприклад, у $\sqrt{2}$ рази/. Область частот від ω_H до ω_B є смугою пропускання. Звичайно, $\omega_B \gg \omega_H$, тому практично смуга пропускання визначається граничною частотою ω_B , у межах смуги пропускання підсилення відхиляється від K_0 на значення, що не перевищує допуск /наприклад, 3 дБ/. Значення K_0 у смузі середніх частот

визначає номінальний коефіцієнт підсилення.

Зміна коефіцієнта підсилення в смузі верхніх та нижніх частот спричиняє частотні спотворення сигналу, які визначаються коефіцієнтом частотних спотворень

$$M = \frac{K_0}{K_H}; \quad /1.13/$$

$$M_B = \frac{K_0}{K_B}, \quad /1.14/$$

або в логарифмічних одиницях

$$M_{н(в)}, \text{ дБ} = 20 \lg M_{н(в)}. \quad /1.15/$$

Для випадку багатокаскадного пристрою

$$M_{\text{рез}} = \prod_i^n M_i; \quad /1.16/$$

$$M_{\text{рез}}, \text{ дБ} = \sum_i^n M_i, \text{ дБ}, \quad /1.17/$$

де Δ - добуток; M_i - спотворення в окремому каскаді пристрою.

Смуга пропускання для одного підсилювача буде різною залежно від того, який рівень відліку, тобто частотних спотворень, передбачається забезпечити в межах цієї смуги. Досить поширений метод визначення смуги є вибір однакових спотворень: 3 дБ /або $K_{н(в)} = 0,707 K_0$ / на нижній та верхній межах смуги.

1.3. Фазочастотна характеристика

Фазочастотна характеристика підсилювача $\varphi = f(\omega)$ показує залежність від частоти фазового зсуву вихідного гармонічного коливання відповідно до вхідного. Ця залежність визначається аргументом комплексного коефіцієнта підсилення $K = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$. Типова фазочастотна характеристика підсилювача зображена на рис. 1.2.

Фазові спотворення, що вносяться підсилювачем, оцінюються не абсолютним значенням кута зсуву фаз коливань, а різницею ординат фазочастотної характеристики та дотичної до неї.

Якщо вхідний сигнал має вигляд

$$U_1(t) = \sum_1^n U_{nm} \sin n\omega t,$$

/тут n - номер гармоніки/, то вихідний сигнал після його проходження через коло з фіксованим та постійним часом затримки $t_s = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}$ для всіх гармонік може бути подано як

$$U_2(t) = K_0 \sum_1^n U_{nm} \sin n\omega(t - t_3).$$

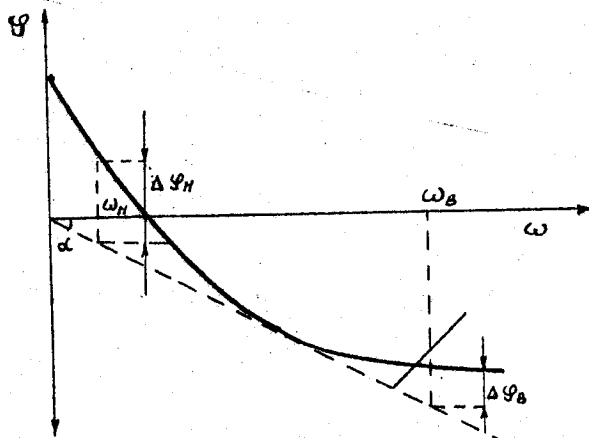


Рис.1.2

У такому разі вихідний сигнал повторює форму вхідного і відрізняється від нього тільки амплітудою та запізнюванням у часі на інтервал t_3 .

Форма сигналу зміниться, якщо час запізнювання t_3 його окремих компонентів буде різним. Їх сума на виході підсилювача дає сигнал $U_2(t)$, який відрізняється за формою від сигналу $U_1(t)$, тобто з'являються фазові спотворення, які за своєю природою є лінійними.

Мірою фазових спотворень може бути як значення $\Delta\varphi$, так і відхилення Δt_3 від постійного значення t_3 . Для відліку $\Delta\varphi$ та t_3 використовується ідеальна фазочастотна характеристика, що будується від початку координат як дотична до реальної характеристики. На практиці використанням часу запізнювання звичайно зручніше оцінювати миттєві запізнення кожної компоненти спектра:

$$t_3 = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad /1.18/$$

Фазовий зсув, який здобуває сигнал, проходячи крізь кілька каскадів підсилювача, визначається сумою фазових зсувів, спричинених кожним каскадом

$$\varphi_{\text{рез}} = \sum_i^n \varphi_i, \quad /1.19/$$

де φ_i - фазовий зсув у одному каскаді.

У широкому діапазоні інтенсивності звуків вухо людини не реагує на зміну фазових співвідношень між окремими компонентами. Через це у підсилювачах звукових сигналів фазові спотворення не нормуються і вигляд їх фазочастотної характеристики не становить інтересу.

1.4. Перехідні характеристики

Спотворення імпульсних сигналів

Перехідною характеристикою /ПХ/ підсилювача називається залежність миттєвого значення вихідної напруги /або струму/ від часу при стрибкоподібній зміні вхідної напруги /струму/ /рис.1.3, а/.

Перехідна характеристика визначає процес переходу пристрою з одного стаціонарного стану в другий, коли вхідна дія стрибком змінюється на деяке значення, яке умовно приймається за одиницю. Така зміна на вході є одиничною функцією:

$$G(t) = \begin{cases} 0 & (t \leq 0) \\ 1 & (t \geq 0) \end{cases}$$

На практиці зручніше використовувати нормовані перехідні характеристики $h(t)$, у яких на осі ординат відкладається відношення $U_2(t)$ до коефіцієнта підсилення K_0 /рис.1.3, б/:

$$h(t) = \frac{U_2(t)}{K_0} \quad \text{якщо } U_1(t) = G(t). \quad /1.20/$$

Цим прийомом вихідна напруга зводиться до рівня вхідного сигналу, що дозволяє легко порівняти дію з ефектом, який вона створює на виході пристрою.

Спотворення, що виникли під час перехідного процесу, зветься

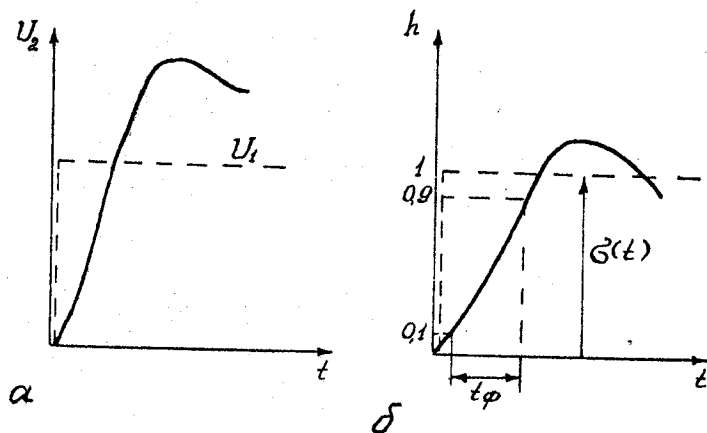


Рис.1.3

перехідними. Ці широко використовуються для оцінки спотворень імпульсних сигналів. Для цього досліджується реакція пристрою на $\delta(t)$ як різниця двох перехідних процесів, зсунутих у часі на t_i , тобто тривалість імпульсу, що дозволяє здобути форму спотвореного імпульсу на виході чотириполюсника /рис.1.4/.

Спотворення імпульсу поділяються на два види: спотворення, зв'язані зі зростанням сигналу, а також спотворення його вершини. Перші оцінюються тривалістю фронту t_ϕ та викидом δ , другі - зниженням вершини Δ .

Викид перехідної характеристики оцінюється виразом, %:

$$\delta = \frac{h_{\max}(t) - 1(t)}{1(t)} \cdot 100, \quad /1.21/$$

де $h_{\max}(t)$ - екстремальне значення нормованої перехідної характеристики.

Зниження вершини перехідної характеристики, %:

$$\Delta = \frac{1(t) - h(t_i)}{1(t)} \cdot 100. \quad /1.22/$$

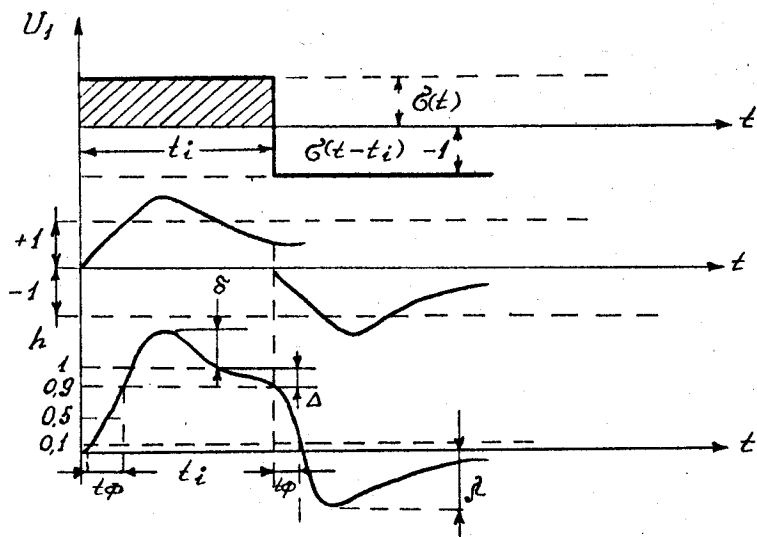


Рис.1.4

Для зручності дослідження цих спотворень ПХ розглядають в області великих та малих часів.

Для підсилювачів якісного відтворення імпульсів викид δ та зниження Δ звичайно не повинні перевищувати 10%, а у деяких випадках і зовсім недопустимі. Тривалість фронту імпульсу або час усталення не повинен перевищувати 0,1-0,3 тривалості імпульсу.

1.5. Нелінійні спотворення.

Коефіцієнт нелінійних спотворень

Нелінійні спотворення - це спотворення форми вихідного сигналу, спричинені наявністю в схемі підсилювача нелінійних елементів. Активні елементи підсилювальних схем в процесі роботи з сигналами великої амплітуди мають значну нелінійність і звичайно є причиною появи у підсилювачах нелінійних спотворень /рис.1.5, а/. У каскадах, що вміщують трансформатори або інші типи нелінійних перетворювачів, нелінійність характеристики намагнічування осердя також може призвести до виникнення нелінійних спотворень /рис.1.5, б/. Отже, якщо на

вході підсилювача діє синусоїдальний сигнал, то вихідний струм /або напруга/ буде значно відрізнятися від синусоїдального, тобто вмщати вищі гармоніки. Поява на виході додаткових компонентів, яких немає у спектрі вхідного сигналу, - характерна особливість нелінійних систем.

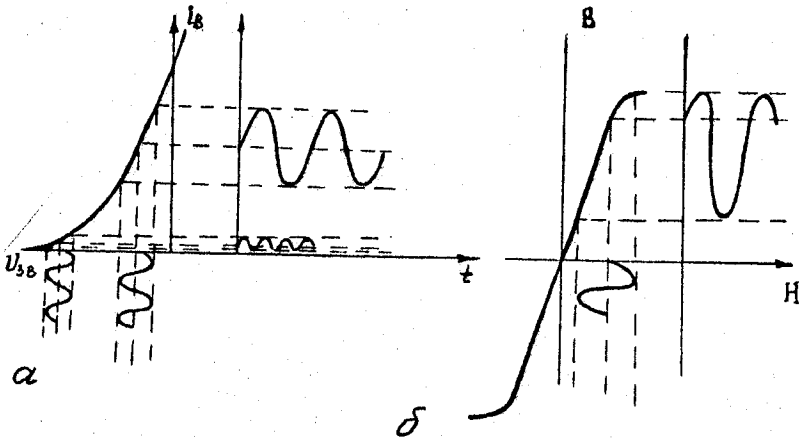


Рис.1.5

Нелінійні спотворення оцінюються коефіцієнтом нелінійних спотворень /гармонік/, який, у свою чергу, може бути визначений з виразів

$$K_r = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{100} P_{nm}}{P_{1m}}} ; \quad /1.23/$$

$$K_{u.н} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{100} U_{nm}^2}{U_{1m}^2}} ; \quad /1.24/$$

$$K_{\text{си}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} y_n^2}}{y_{1m}}, \quad /1.25/$$

де у чисельнику - сума гармонічних складових вище першої.

Допустимі нелінійні спотворення визначаються призначенням пристрою. Для апаратури з високою якістю відтворення мови або музики цей коефіцієнт може дорівнювати 0,5...2%, для пристроїв середньої якості відповідно 2...5% і більше.

1.6. Амплітудна характеристика

Динамічний діапазон

Амплітудною характеристикою /АХ/ підсилювального пристрою зветься залежність сталого значення вихідної напруги від вхідної,

$$U_2 = f(U_1) / \text{рис.1.6/}, \quad \text{де } U_2 = U_{\text{вих}}, \quad U_1 = U_{\text{вх}}.$$

АХ характеризує динамічний діапазон сигналів, тобто інтервал значень вхідної /вихідної/ напруги від мінімально розрізняваних до максимальних допустимих, у межах якого всі параметри підсилювача відповідають вимогам.

Динамічний діапазон сигналів, дБ:

$$A_1 = 20 \lg \frac{U_{1 \max}}{U_{1 \min}} \quad /1.26/$$

Динамічний діапазон підсилювача, дБ:

$$A_2 = 20 \lg \frac{U_{2 \max}}{U_{2 \min}} \quad /1.27/$$

Динамічний діапазон сигналів може змінюватись у дуже великих межах, наприклад для симфонічного оркестру A_1 дорівнює 70...80 дБ, для художнього декламування - 30...40 дБ. Очевидно, що значення $U_{1 \min}$ лімітоване власними шумами підсилювача $U_{ш}$.

1.7. Коефіцієнт корисної дії

Номінальна вихідна потужність

Коефіцієнт корисної дії /ККД/ підсилювача або його окремого каскаду визначається відношенням

$$\eta = \frac{P_2}{P_0}, \quad /1.28/$$

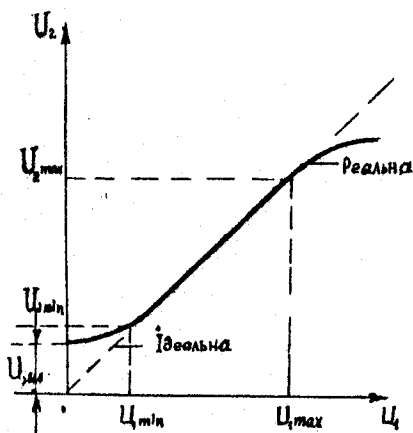


Рис.1.6

де P_2 - номінальна вихідна потужність, при якій усі його показники /наприклад, K_r / не перевищують допустимих значень; P_0 - потужність, споживана підсилювачем від джерела живлення.

Показник P_2 обумовлений цільовим призначенням підсилювача. Якщо навантаження активне, то

$$P_2 = \frac{1}{2} \frac{U_2^2}{R_H} = \frac{1}{2} Y_2^2 R_H. \quad /1.29/$$

Вхідний та вихідний опір /провідність, підсилювача вміщують як активні, так і реактивні складові:

$$Y_{вх} = \frac{1}{Z_{вх}} = g_{вх} + j\omega C_{вх}; \quad /1.30/$$

$$Y_{вих} = \frac{1}{Z_{вих}} = g_{вих} + j\omega C_{вих}. \quad /1.31/$$

1.8. Внутрішні завади підсилювача

Для оцінки якості та умов роботи підсилювальних пристроїв необхідно використовувати такі допоміжні поняття: наводка, фон, мікрофонний ефект, тепловий шум.

Наводкою зветься напруга, утворена від сторонніх джерел. Це можуть бути сусідні генератори, електромотори тощо. Напруга наводки може з'являтися як наслідок утворення паразитних ланцюгів зв'язку гальванічного та магнітного видів між джерелом завад і підсилювачем /рис.1.7, а/. Наводки можуть бути усунуті використанням розв'язуючих фільтрів у джерелах завад та екрануванням підсилювача або його окремих частин /рис.1.7, б/.

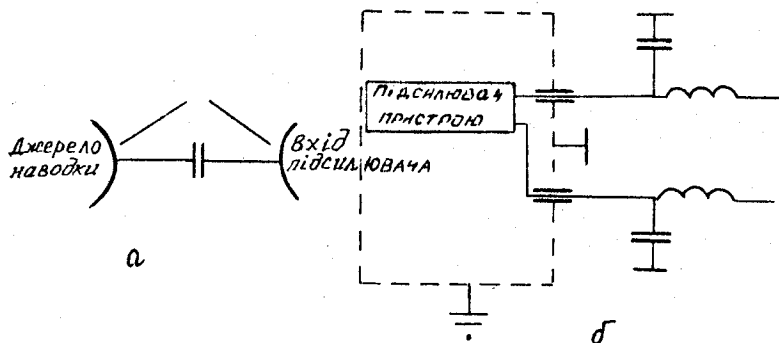


Рис.1.7

Фоном зветься напруга, яка має частоту мережі живлення змінного струму або кратних їй частот.

Виникнення фону на виході є результат наводок, недостатньої фільтрації випрямленої напруги джерел живлення. Методи уникнення фону аналогічні методам уникнення наводок.

Мікрофонним ефектом зветься перетворення підсилювачем механічних дій у електричні коливання.

Тепловий шум підсилювача визначається тепловим шумом його елементів. Тепловий шум опору викликається флюктуаційним рухом

електронів у об'ємі провідника, який викликає на зовнішніх затискачах опору деяку ЕРС, яка зветься шумовою. Для нормальної температури 20 °С у смузі частот Δf напруга теплового шуму, мкВ

$$U_{ш} = 0,13 \sqrt{R \Delta f}, \quad /1.32/$$

/тут R , кОм; Δf , кГц/.

На практиці враховується тільки шум вхідного опору підсилювача, тому що тільки він підсилюється усіма каскадами, тому $R = R_{вх}$.

Розглянуті показники дозволяють якісно проаналізувати різні схеми, аналогові пристрої, а також широко використовувати в їх проектуванні та випробуваннях.

1.9. Запитання для самоконтролю

1. Чим викликаються лінійні спотворення сигналу?
2. Чим викликаються нелінійні спотворення сигналу?
3. Як оцінюються нелінійні та лінійні спотворення?
4. Визначити коефіцієнт підсилення за струмом, якщо відомо, що $U_{вих} = 6,0$ В; $U_{вх} = 0,2$; $R_H = 6$ Ом; $R_{вх} = 100$ Ом.
5. Скільки однакових каскадів необхідно застосувати, щоб отримати загальний коефіцієнт підсилення 12000, якщо коефіцієнт підсилення окремого каскаду становить 12 дБ?
6. Які спотворення можливо визначити, досліджуючи перехідну характеристику?

2. ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК І ЙОГО ВПЛИВ НА ПОКАЗНИКИ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ

2.1. Основні засоби забезпечення зворотного зв'язку

Зворотний зв'язок – це передача сигналу з виходу підсилювача чи окремого його каскаду на вхід /рис.2.1/.

Така передача може бути здійснена:

фізичними властивостями та конструктивними особливостями активних елементів – внутрішній зворотний зв'язок;
невдалими розміщенням та монтажем підсилювальних каскадів, коли паразитні ємності та індуктивні зв'язки створюють шляхи для передачі коливання з виходу на вхід – паразитні зворотні зв'язки, склади треба віднести зв'язки через джерело живлення;

спеціальними колами, коли шлях для передачі коливання з виходу підсилювача на його вхід створюється спеціально - зовнішній зворотний зв'язок.

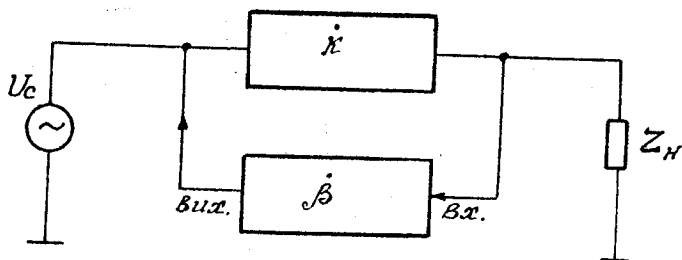


Рис.2.1

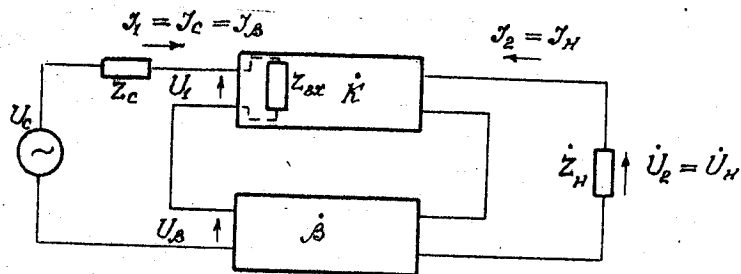
Під час складання сигналів - вхідного та поступаючого з виходу через коло зворотного зв'язку - утворюється сумарне коливання на вході підсилювача. Воно зростає, якщо обидва коливання знаходяться в однаковій фазі і зменшується, якщо вони протифазні. У першому випадку присутній додатний зворотний зв'язок, у другому - від'ємний.

У підсилювальних пристроях широке застосування знаходить від'ємний зворотний зв'язок для поліпшення їх показників.

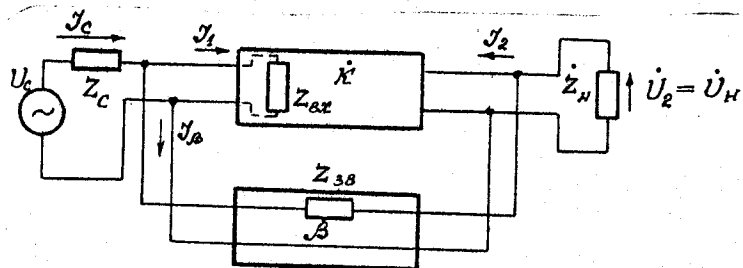
Чотири способи з'єднання вхідних та вихідних кіл /затискачів/ чотириполосників зумовлюють чотири види зовнішніх зворотних зв'язків: послідовний за струмом /напругою/, паралельний за струмом /напругою/, ці зв'язки для спрощення також звуться зв'язками α , κ , σ - та Y -типу.

Для послідовного з'єднання чотириполосників підсилюваний сигнал U_1 та напруга зворотного зв'язку U_{β} увімкнені послідовно і складаються або віднімаються залежно від знака U_{β} . За паралельного зв'язку здійснюється складання струмів I_1 та I_{β} /рис.2.2, а, б/. Для зв'язку за напругою, тобто напруга зворотного зв'язку $U_{\beta} = f(U_2)$ є функцією вихідної напруги - випадок паралельного вихідного кола, для зв'язку за струмом $U_{\beta} = f(I_2)$ - випадок послідовного включення.

Для визначення способу знімання сигналу зворотного зв'язку необхідно умовно розірвати коло навантаження, а потім замкнути його. Якщо зворотний зв'язок зникне під час обриву навантаження, у схемі має місце зворотний зв'язок за струмом, якщо зворотний зв'язок



а



б

Рис. 2.2

зникне під час замикання навантаження, у схемі зворотний зв'язок за напругою.

Для визначення способу введення сигналу зворотного зв'язку необхідно умовно замкнути чи розімкнути джерело сигналу, якщо при короткому замиканні джерела сигналу зворотний зв'язок зникне, у схемі має місце паралельний зворотний зв'язок, якщо зворотний зв'язок зникне при обриві джерела сигналу, - у схемі послідовний зворотний зв'язок.

2.2. Вплив зворотних зв'язків /ВЗЗ/
на коефіцієнти підсилення струму та напруги

Якщо коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку позначити K , коефіцієнт передачі напруги колом зворотного зв'язку β та вхідний струм схеми I_1 , тобто

$$K = \frac{U_2}{I_1 U_{\beta}};$$

$$\beta = \frac{U_2}{I_1 U_{\beta}};$$

$$I_1 = I_c = \frac{U_1}{2bx},$$

то для вхідного кола підсилювача з послідовним від'ємним зворотним зв'язком /рис.2.2, а/ можна записати

$$U_c = I_1 z_c + U_1 + U_{\beta}$$

Враховуючи введені позначення, маємо

$$U_c = \frac{U_1}{2bx} z_c + U_1 + \beta K U_1 = U_1 \left(\frac{z_c + 2bx}{2bx} + \beta K \right)$$

Прохідний коефіцієнт підсилення напруги підсилювача зі зворотним зв'язком

$$K_{\beta} = \frac{U_2}{U_c} = \frac{U_1 K}{U_1 \left(\frac{z_c + 2bx}{2bx} + \beta K \right)} = \frac{2bx K}{1 + \beta K} = \frac{K'}{1 + \beta K'} \quad /2.1/$$

де $\alpha = \frac{2bx}{z_c + 2bx}$ - коефіцієнт передачі вхідного кола; $K' = \alpha K$ - прохідний коефіцієнт підсилення; $\beta K'$ - петлевий коефіцієнт підсилення.

У випадку додатного зворотного зв'язку можна показати, що

$$U_c = I_1 z_c + U_1 - U_{\beta}$$

і відповідно

$$K_{\beta} = \frac{K'}{1 - \beta K'} \quad /2.2/$$

Очевидно, що у випадку $\beta K = 1$, K_{β} стає нескінченним, що фізично відповідає самозбудженню пристрою.

З виразу /2.2/ видно, що ВЗЗ зменшує підсилення пристрою в $1 + \beta K'$ разів.

Суму $1 + \beta K_i$ у підсилювачах зі зворотним зв'язком називають глибиною зворотного зв'язку.

Такий вид ВЗЗ сильніше впливає на підсилення, якщо $Z_c \ll Z_{вх}$, тобто коли $\alpha \approx 1$, навпаки, зникає, коли Z_c прямує у нескінченність ($Z_c \rightarrow \infty$), тобто, коли α прямує до нуля ($\alpha \rightarrow 0$). Додаємо, що цей вид ВЗЗ не змінює K_i , тому що

$$K_{i\beta} = \frac{J_2}{J_c} = \frac{J_2}{J_1} = K_i, \quad /2.3/$$

для цієї схеми $J_c = J_1$.

Для паралельного ВЗЗ /рис.2.2, б/ аналогічно можна показати, що

$$K_{i\beta} = \frac{K_i}{1 + \beta K_i}. \quad /2.4/$$

У даному разі еквівалентний вхідний опір підсилювача зменшується, що одночасно зменшує напругу сигналу на вході ПІ. Такий вид ВЗЗ зменшує коефіцієнт підсилення струму. Його ефективність найвища, коли $Z_c \gg Z_{вх}$ і, навпаки, його дія зникає, коли $Z_c = 0$.

Цей вид ВЗЗ не змінює коефіцієнт підсилення напруги, отже, відношення лишається без зміни:

$$K_{\beta} = \frac{U_2}{U_c} = \frac{U_2}{U_1} = K, \quad /2.5/$$

тому що $U_c = U_2$.

2.3. Вплив зворотних зв'язків на вхідний та вихідний опір

Характер зміни вхідного опору визначається способом введення зворотного зв'язку у вхідне коло, а вихідного опору - у вихідне коло.

Для визначення зміни вхідного опору у випадку послідовного зв'язку проаналізуємо $Z_{вх,\beta}$

$$Z_{вх,\beta} = \frac{U_c}{J_1} = \frac{U_1 + U_{\beta}}{J_1} = \frac{U_1}{J_1} \left(1 + \frac{U_{\beta}}{U_1} \right) = /2.6/ \\ = Z_{вх} (1 + \beta K),$$



тобто з /2.6/ виходить, що послідовний зв'язок підвищує вхідний опір тієї частини пристрою, яку він охоплює.

Тоді, коли $Z_{вх}$ має активну та ємнісну складові

$$R_{вх.\beta} = R_{вх} (1 + \beta K); \quad /2.7/$$

$$C_{вх.\beta} = \frac{C_{вх}}{1 + \beta K}, \quad /2.8/$$

зростає активна складова і зменшується вхідна ємність.

Для паралельного ВЗЗ визначимо вхідну провідність:

$$Y_{вх.\beta} = \frac{Y_c}{U_1} = \frac{Y_1 + Y_\beta}{U_1} = \frac{Y_1}{U_1} + \frac{U_1 + U_2}{Z_{зв} U_1} = Y_{вх} + Y_{зв} (1 + K). \quad /2.9/$$

Після проведення аналогічних досліджень для вихідного опору пристрою

$$Z_{вих.\beta} = \frac{Z_{вих}}{1 + \beta K_{x,x}}, \quad /2.10/$$

де $K_{x,x} = \alpha K_{x,x}$ прохідний коефіцієнт підсилення напруги в режимі холостого ходу /х.х./.

А у випадку ВЗЗ за струмом

$$Z_{вих.\beta} = Z_{вих} \left(1 + \alpha \frac{U_\beta}{U_{1к3}} \right), \quad /2.11/$$

тобто спостерігаємо зростання вихідного опору.

Виявлений таким чином вплив ВЗЗ широко використовується для підвищення /чи зменшення/ вхідного /чи вихідного/ опору підсилювача, а також для зменшення його вхідної ємності.

2.4. Вплив зворотного зв'язку на інші показники пристрою

Якщо позначити напругу гармонік, фону чи перешкоди на вході пристрою з ВЗЗ як $U_{ср}$, то вважаючи пристрій лінійним та нехтуючи складовими вищих ступенів, дістанемо, що $U_{ср}$ дорівнює різниці напруг, утворених підсилювачем U_r і напругою $U_{ср}$, яка проходить через кола: зворотного зв'язку $-\beta$, вхідне $-\alpha$ та підсилювач K /рис.2.3/:

$$U_{ср} = U_r - U_{ср} \beta \alpha K.$$

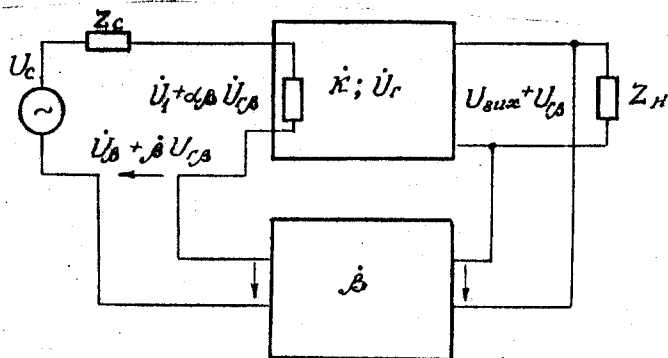


Рис.2.3

Розв'язуючи рівняння відносно $U_{cр}$, дістанемо

$$U_{cр} = \frac{U_r}{1 + \beta k'}, \quad /2.12/$$

тобто ВЗЗ зменшує рівень гармонічних складових, фону та перешкоди, що виникають у пристрої пропорційно глибині зворотного зв'язку.

Це правило виконується для всіх видів ВЗЗ.

На цій підставі можемо записати вираз для коефіцієнта не-лінійних спотворень пристрою з ВЗЗ:

$$K_{cр} = \frac{K_r}{1 + \beta k'}, \quad /2.13/$$

тобто охоплення пристроєм ВЗЗ дозволяє здобути високу лінійність підсилення та малий рівень фону і перешкод.

Коефіцієнт підсилення змінюється під впливом факторів, які звуться дестабілізуючими. До них відносяться зміна напруги джерела живлення, температури навколишнього середовища, старіння компонентів та заміна їх іншими тощо.

Нестабільність коефіцієнта підсилення оцінюється відносним

змінюванням підсилення під впливом того чи іншого дестабілізуючого фактора.

Для пристрою, не охопленого ВЗЗ, нестабільність коефіцієнта підсилення

$$dq = \frac{d[k']}{k'}$$

де dk' - диференціал прохідного коефіцієнта підсилення напруги.

Для пристрою з ВЗЗ

$$dq = \frac{d[k'_\beta]}{k'_\beta} = \frac{dq}{1 + \beta k'} \quad /2.14/$$

Отже, ВЗЗ зменшує нестабільність пропорційно глибині зворотного зв'язку. Ця властивість ВЗЗ дозволяє створити підсилювальні пристрої з високою стабільністю коефіцієнта підсилення. Зворотний зв'язок також дозволяє змінювати частотну, фазову та перехідну характеристики.

Вплив ВЗЗ на частотну характеристику підсилювача можна показати графічно за допомогою способу А.А.Різкіна.

Досліджуючи частотну характеристику пристрою з ВЗЗ за допомогою зазначеного способу, можна показати, що g_{β} стає рівномірнішою, коефіцієнт частотних спотворень

$$M_\beta = \frac{M-1}{1+\beta k'} + 1 \quad /2.15/$$

Фазовий зсув сигналів у пристрою з ВЗЗ також менший і змінюється в менших межах:

$$\varphi_\beta = \frac{\varphi}{1 + \beta k'}$$

Вивчаючи частотну характеристику пристрою з ВЗЗ, особливо важливо звернути увагу на те, що на частотах ω_H та ω_B , де вектор $\frac{1}{k'_\beta(\omega)} = \frac{1}{k(\omega)}$ /рис.2.4/ здійснюється перехід від "вмного зворотного зв'язку в додатний, внаслідок чого на АЧХ пристрою виникають пагорби /рис.2.5/.

Якщо використовувати частотно-залежний ВЗЗ, форма АЧХ змінюється за законом, протилежним закону зміни $\beta(\omega)$, тобто коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку /рис.2.6/.

Виходячи з того, що частотна, фазова та перехідна характеристики зв'язані і визначають одна одну, треба мати на увазі, що зворотний зв'язок спричиняє одночасні їх зміни.

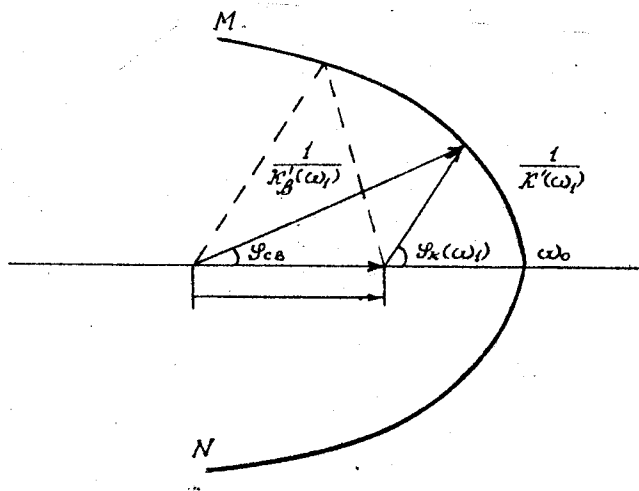


Рис.2.4

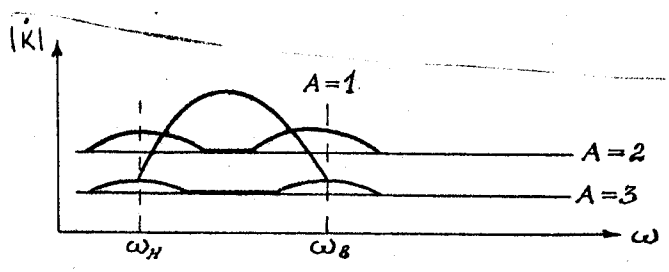


Рис.2.5

2.5. Стійкість пристрою зі зворотним зв'язком

Питання стійкості та використання різних критеріїв щодо її оцінки детально проаналізовано у курсах "Радіотехнічні кола та сигнали" і "Радіоавтоматика". Нагадаємо, що пристрій самозбуджується, якщо для деякої частоти виконується умова балансу фаз

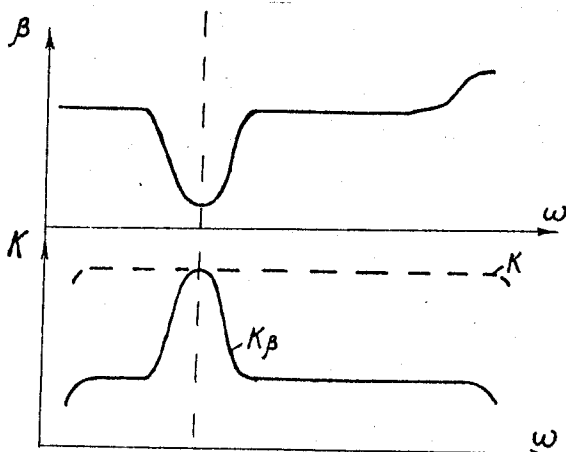


Рис.2.6

$\varphi_{\Sigma} = \varphi_K + \varphi_B = 360^\circ$, та балансу амплітуд $BK \geq 1$.

Стійкість зручно оцінювати, використовуючи критерій Найквіста, згідно з яким пристрій стійкий під час замкнення кола зворотного зв'язку, якщо годограф розімкненого кола зворотного зв'язку K_B при зміні частоти від 0 до ∞ не охоплює точки -1 ; пристрій нестійкий, якщо годограф вищезгаданого кола охоплює точку -1 /рис.2.7/.

Годограф 2 відрізняється від годографа 1 тільки більшим добутком K_B , маючи однакову частотну залежність. Отже, глибину зворотного зв'язку $A = 1 + BK$ неможливо вибрати довільно, намагаючись здобути необхідний ефект дії ВЗЗ. Вибір надто великої глибини A може призвести до того, що пристрій буде мати необхідні властивості у робочій ділянці частот, але стане нестійким за її межами. Отже, використання зворотного зв'язку завжди вимагає перевірки стійкості пристроїв у межах зміни частоти від нуля до нескінченності.

2.6. Запитання для самоконтролю

1. Дайте визначення петлевому підсиленню.
2. Що називається глибиною зворотного зв'язку?
3. Поясніть вплив зворотного зв'язку на основні показники та характеристики підсилювача.

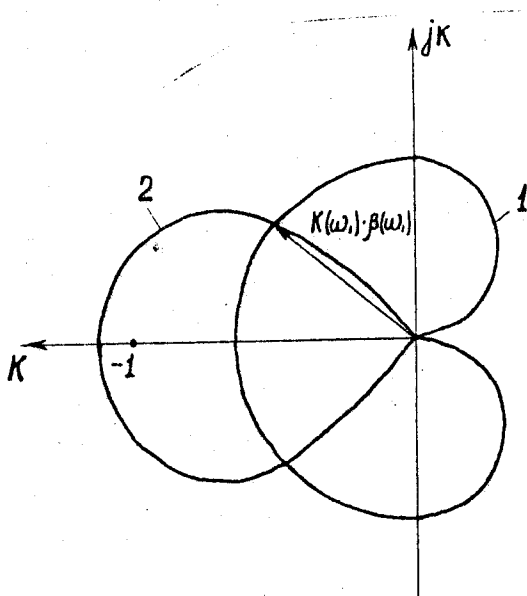


Рис.2.7

4. Визначте частотні спотворення підсилювача з ВЗЗ, послідовним за струмом, якщо коефіцієнт підсилення підсилювача без ВЗЗ $K_0 = 24$ дБ /за напругою/, напруга на вході підсилювача дорівнює 0,12 В, напруга на виході кола ВЗЗ - 0,2 В. Коефіцієнт підсилення підсилювача без ВЗЗ $K_N = 18$ дБ /на нижній частоті/.

3. ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ТА СТАБІЛІЗАЦІЯ РЕЖИМУ В ПІДСИЛЮВАЛЬНОМУ КАСКАДІ

Властивості уніполярних активних елементів, як і біполярних, визначаються їх вхідними та прохідними характеристиками.

3.1. Кола живлення, що забезпечують функціонування каскадів на польових транзисторах

Зазначимо, що уніполярні транзистори сувають трьох типів:

польові /ПТ/ з керованим $p-n$ переходом та метал-діелектрик-напів-провідник /МДН/ з воудованим та індукованим каналом. Робочу точку ПТ, як правило, вибирають у центрі лінійної ділянки відповідної характеристики, яка визначається напругою на затворі $U_{зв.0}$, струмом стоку $I_{с.0}$ та напругою на стоці $U_{св.0}$ /рис.3.1/. Такий вибір положення робочої точки дозволяє здобути змінну складову струму стоку найбільшої амплітуди з малими створеннями форми підсилюваного коливання.

Найпростіший резистивний підсилювальний каскад становить обою транзистор, у вихідне коло якого звімкнено резистор навантаження R_H у коло затвора - необхідну напругу зміщення $U_{зв.0}$ за допомогою спеціального джерела $E_{з0}$, а у вихідне коло - джерело живлення E , яке забезпечує необхідну напругу на ділянці стік - витік /рис.3.2/:

$$E = U_{св.0} + I_{с0} R_H$$

Проте така схема живлення на практиці використовується рідко, значно частіше використовується схема автоматичного зміщення /рис.3.3, б. Для вхідного кола цієї схеми можна записати

$$U_{зв} = U_3 - U_B, \quad \text{де } U_3 = I_3 R_3 \quad \text{та} \quad U_B = I_B R_B$$

Тоді, коли $I_3 \approx 0$, що дійсно має місце для польового транзистора, маємо

$$U_{зв} = - I_B R_B, \quad \text{звідки } R_B = \frac{U_{зв}}{I_B}$$

Для розрахунків вважаємо $I_B = I_{с.0}$. Якщо $U_{зв.0} = 0$, слід використовувати схему без R_B /рис.3.3, в/. При цьому резистор R_3 забезпечує нульовий потенціал затвора і виключає блокування сигналу змінної складової. Конденсатор C_p забезпечує поділ змінних і сталих складових струму. Конденсатор C_B визначається з умови $\frac{1}{\omega C_B} \ll R_B$ і потрібний для виключення впливу послідовного за змінним струмом ВЗЗ через резистор R_B .

Вивчаючи схеми підсилювальних каскадів на МДН-транзисторах з воудованим каналом, слід пам'ятати, що вони можуть працювати з негативною, позитивною та нульовою напругою на затворі /рис.3.4/. Нагадаємо, що перший режим для транзисторів з n -каналом називається режимом збіднення, а другий - збагачення; для транзисторів з

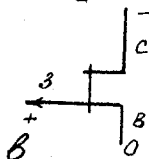
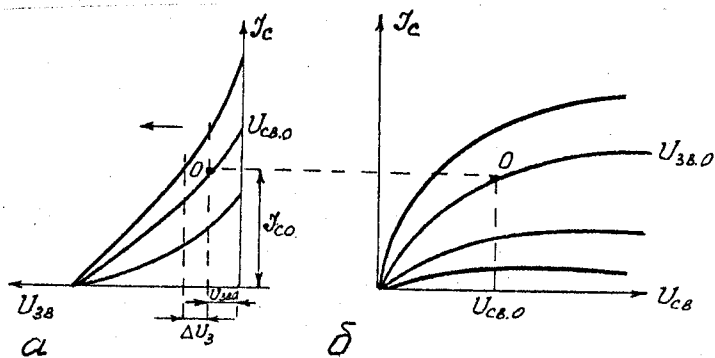


Рис.3.1

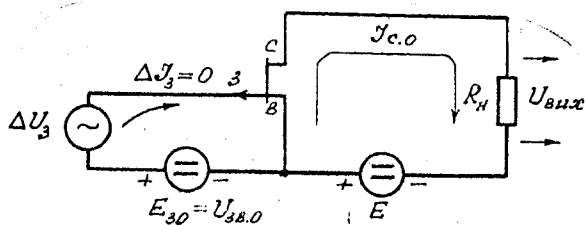


Рис.3.2

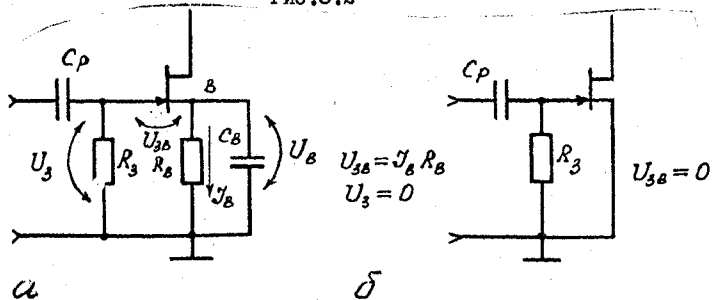


Рис.3.3

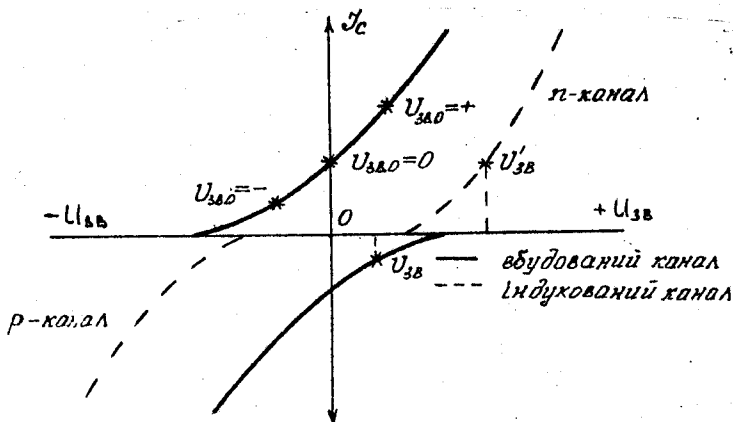


Рис.3.4

p-каналом, навпаки. У разі забезпечення режиму збіднення, коли характеристики транзисторів збігаються з характеристиками транзисторів з керівним *p-n* переходом, може бути вастосована схема з автоматичним зміщенням /рис.3.5, а/. Під час забезпечення режиму збагачення потрібно використовувати схему з подільником напруги у затворному колі /рис.3.5, б/, де напруга переходу затвір - витік

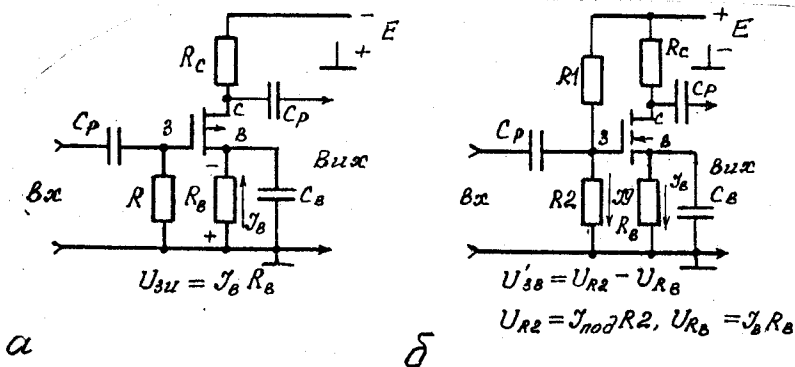


Рис.3.5

$U_{зв} = U_3 - U_в$, у свою чергу $U_3 = U_{R2} = I_{пог} R_2, U_в = I_{R_в} R_в$, де $I_{пог}$ - струм подільника. Для збереження позитивних якостей МДН-транзистора та його великого вхідного опору значення резисторів подільника R_1 та R_2 мають бути вибрані так, що виключити можливість шунтування подільником вхідного кола транзистора, або виходячи з вимог необхідного значення вхідного опору каскаду.

Для забезпечення режиму МДН-транзисторів з індукованим каналом повинна використовуватись тільки схема з подільником напруги /рис.3.5, б/. Вимоги до вибору елементів схеми збігаються з вимогами до МДН-транзистора з воудованим каналом.

Аналізуючи схеми автоматичного зміцнення та з подільником напруги, треба відзначити, що остання є універсальною, бо може забезпечити роботу транзистора при позитивній, негативній на нульовій напрузі на ділянці затвор - витік, для чого необхідно відповідно вібрати потенціал точок U_3 та $U_в$. Але в деяких випадках ця схема не є оптимальною щодо кількості елементів, тобто резисторів.

3.2. Кола живлення, що забезпечують функціонування каскадів на біполярних транзисторах

Властивості біполярних транзисторів /БТ/ як активних елементів визначаються його вхідними, вихідними та прохідними характеристиками. Типовий вигляд деяких характеристик БТ зображено на рис.3.6.

Постійні складові струмів БТ зв'язані між собою співвідношеннями

$$I_e = I_k + I_б; \quad I_k = h_{21e} I_б; \quad I_k = h_{21b} I_e;$$

$$h_{21e} = \frac{h_{21b}}{1 - h_{21b}}$$

Для германієвих транзисторів /рис.3.6/ $U_{б.пор} \approx 0,1 В$, для кремнієвих $U_{б.пор} \approx 0,3 - 0,6 В$.

Порівняння властивостей ПТ та БТ показує їх суттєву різницю: більша провідність Y_{11} характеризує властивий БТ малий вхідний опір, яким він навантажує попередній каскад, впливаючи на його підсилення;

кінцеве значення Y_{12} вказує на наявність внутрішнього зворотного зв'язку, навіть у області НЧ;

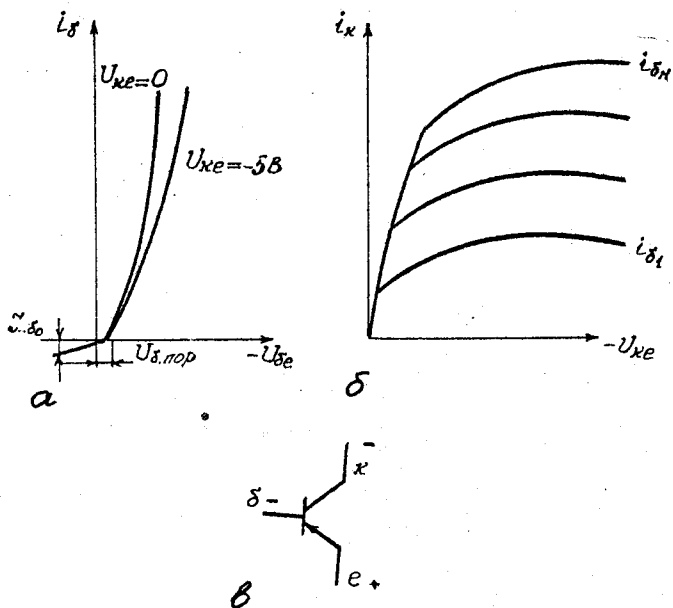


Рис.3.6

більша чутливість статичних характеристик БТ до зміни температур.

Біполярний транзистор не тільки активний елемент, що забезпечує підсилення, але своїм малим вхідним опором $Y_{вх} = Y_{11} + K_0 Y_{12}$ він навантажує попередній каскад, впливаючи на його підсилення.

НЧ-параметри більшості сучасних малопотужних БТ знаходяться в межах $g_{11} \approx 10^{-2} - 10^{-3}$ см, $g_{12} \approx 10^{-6}$ см, $S = /50-150/ 10^{-3}$ см, $g_{22} = 10^{-4} - 10^{-6}$ см, тобто крутизна БТ перевищує крутизну ПТ у 10-15 разів, а $Y_{вх}$ внутрішній опір має однаковий порядок. Суттєва різниця у вхідному опорі для БТ - 1,0...0,1 кОм, для ПТ - 10...100 МОм.

Для встановлення необхідного робочого струму БТ досить забезпечити визначену різницю потенціалів між базою та емітером. Відомо декілька схем забезпечення зміщення у базовому колі.

Наприклад, для схеми з фіксованим струмом бази /рис.3.7, а/ вибір елементів проводиться з виразу

$$R_5 = \frac{E_k - U_{бе.0}}{I_{е0}(1 - h_{21б}) - I_{к50}} \approx \frac{E_k - U_{бе.0}}{I_{е0}}$$

де $U_{be.0} = U_{b.0} - U_{e.0}$ за умовою, що $U_{e.0} = 0$, $U_{be.0} = U_{b.0}$.

Фіксована напруга на переході база - емітер /рис.3.7, а/

$$R1 \approx \frac{E_k - U_{be.0}}{I_{b.0} - I_{ног}} ; R2 = \frac{U_{be.0}}{I_{ног}}$$

Струм подільника визначається з умови $I_{ног} \gg I_{b.0}$, що забезпечує незалежність положення робочої точки від струму бази.

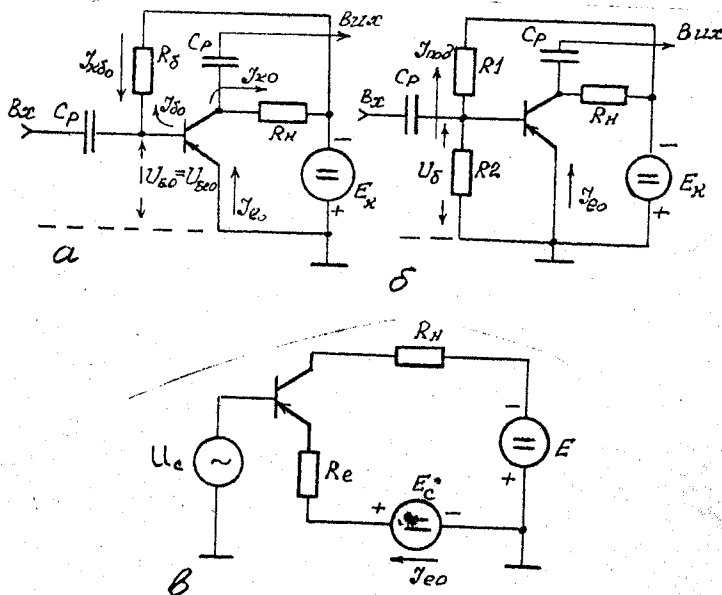


Рис.3.7

Якщо в схемі зміщення з фіксованим струмом емітера /рис.3.7,в/ резистор R_e взяти у декілька разів більший, ніж опір ділянки база - емітер транзистора постійного струму, то в цьому разі струм через R_e , що дорівнює струму емітера I_{e0} , буде визначений, як

$$J_{e0} = \frac{E_c}{R_e}$$

і не буде залежати від температури середовища та транзистора.

У гібридних лінійних інтегральних мікросхемах задання режимів активного елемента та стабілізація його струмів здійснюються відомими з класичної електроніки засобами, тобто за допомогою резистивних кіл зміщення та шляхом застосування місцевих та загальних зворотних зв'язків. Застосування резисторів з великим опором в монолітних /напівпровідникових/ інтегральних мікросхемах небажано, бо вони займають велику площину, тому для забезпечення режимів та його стабілізації використовують параметричні методи.

На рис.3.8, а показана схема генератора стабільного струму /ГСС/, що використовується для стабілізації струму емітера. В основі роботи цієї схеми лежить принцип подібною до транзисторної структури $V1$ та $V2$, тому інколи такі схеми називаються струмовим дзеркалом. Стабілізація режиму $V2$ забезпечується стабілізацією струму J_{e1} транзистора $V1$. При рівності напруг та емітерних перепадах відносна нестабільність струмів колекторів $V1$ та $V2$ однакова:

$$\frac{\Delta J_{K1}}{J_{K1}} = \frac{\Delta J_{K2}}{J_{K2}}$$

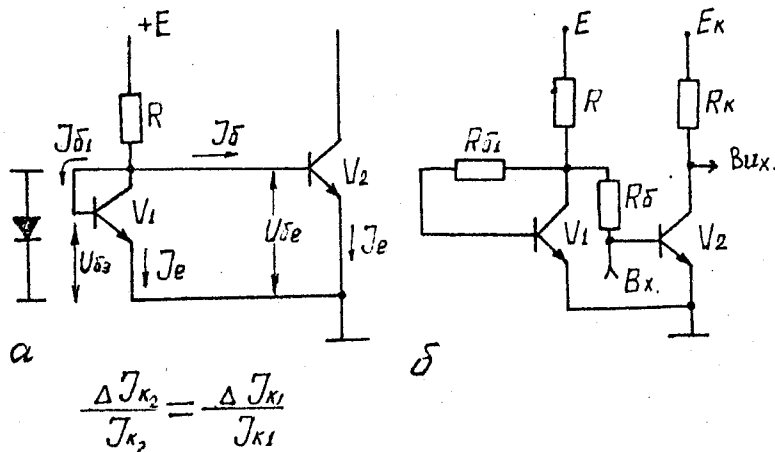


Рис.3.8

Коли V_1 використовується у діодному включенні, його колекторний струм I_{K1} можна стабілізувати заданням його зовнішніх елементів, тобто джерелом E та резистором R .

Вирази для визначення напруги E та резистору R мають вигляд

$$E = \frac{\Delta E - (\Delta \xi_3 - U_{e.1}) \delta_T}{\delta_K + \delta_R};$$

$$R = \frac{I_{K.1} + I_{e.1} + I_{e.2}}{E - U_{e.1}},$$

де ΔE - нестабільність джерела; $\Delta \xi$ - ширина забороненої зони
 $|\Delta \xi_3| = 1,2 \text{ В}$ для Si ; U_e - напруга на емітерному переході;

$$\delta_K = \frac{\Delta I_K}{I_K}; \quad \delta_R = \frac{\Delta R}{R}; \quad \delta_T = \frac{\Delta T}{T}.$$

Схема ГСС звичайно використовується для задання струмів емітерів транзисторів, підсилювальних каскадів. При цьому V_2 включається у емітери підсилювального каскаду і працює як джерело стабілізованого струму, забезпечуючи $R_{гцн} \gg R_{ст}$. Виконання цієї умови дозволяє стабілізувати роботу підсилювального каскаду за нормальною роботою струму I_{e0} , тобто можна розглядати ГСС як резистор у колі емітера транзистора з різним опором постійному і змінному струмам.

Треба пам'ятати, що чим більше нестабільність, тим менше E і відповідно робочий струм та підсилення.

Якщо передбачається використовувати транзистор V_2 як підсилювальний елемент, то використовується схема, зображена на рис.3.8, б; схема, що показана на рис.3.8, а неприйнята, оскільки у ній вхід V_2 зашунтовано транзистором V_1 , який включено як діод. Якщо V_1 та V_2 мають близькі характеристики, а опір R_δ вибрано так, що $U_{e.1} \approx U_{e.2}$, то ця схема буде аналогічна схемі, яка показана на рис.3.8, а, під час цього режиму схеми задаються елементами E та R .

Відомо, що ефективним засобом стабілізації режиму є його задання за допомогою джерела постійного струму з великим внутрішнім опором. Завдяки введенню глибокого ВЗЗ за струмом через резистор R_e /рис.3.9, а/, така схема малочутлива до зміни напруги живлення E . На відміну від попередньої схеми, у якої струм I_K змінювався пропорційно за E , у цій схемі струм I_K змінюється менш інтенсивно. Ще одна схема /рис.39, б/ - це струмова двійка на транзисторах V_1 та V_2 /струмове дзеркало/. У діодному включенні V_3 використовується для задання режиму V_2 і одночасно служить за опір у емітері V_1 для передачі сигналу ВЗЗ на базу V_2 .

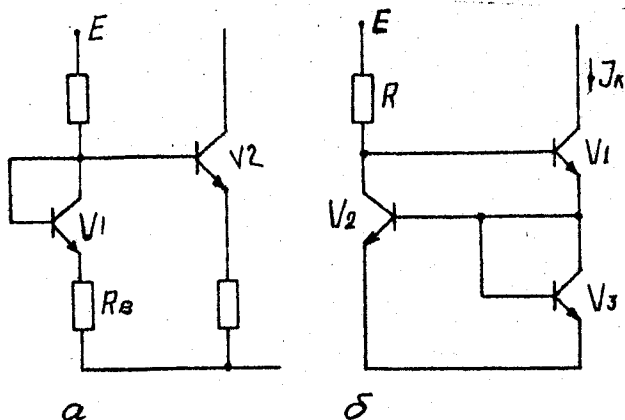


Рис. 39

Під час зростання навантаження (R_H) U_{e1} зменшується, внаслідок чого $U_{к2}$ збільшується і струм J_K /тобто навантаження зростає/. Отже, забезпечується незалежність струму навантаження від опору навантаження.

Завдяки використанню ВЗЗ за струмом це джерело має великий вихідний опір та високу стабільність J_K . Значення цього струму задається шляхом добору E та R .

Розглянуті схеми, за виключенням схем з ГСС, не забезпечують достатньої стабільності положення робочої точки при зміні температури та розкиді параметрів. Це можливо забезпечити тільки тоді, коли використовуються схеми стабілізації струму вихідного кола. Робочий струм вихідного кола у робочих умовах /при зміні температури, старінні елементів, їх зміні тощо/ не повинен дуже відхилятися від значення, яке забезпечує нормальне функціонування підсилювального каскаду. Надмірне зменшення робочого струму веде до зростання нелінійних спотворень, зменшення змінних складових вихідного струму та напруги, і як наслідок, до зменшення потужності вихідного сигналу.

Найпростішою та економічнішою схемою стабілізації є схема

колекторної стабілізації /рис.3.10, а/, де стабілізація положення робочої точки здійснюється паралельним від'ємним зворотним зв'язком за напругою /рис.3.10, б/. До резистору R_1 прикладена різниця потенціалів

$$U_{R_1} = (E - \gamma_{к0} R_H) - U_{бэ.0},$$

звідки робочий струм бази

$$\gamma_{б.0} = \frac{U_{R_1}}{R_1}$$

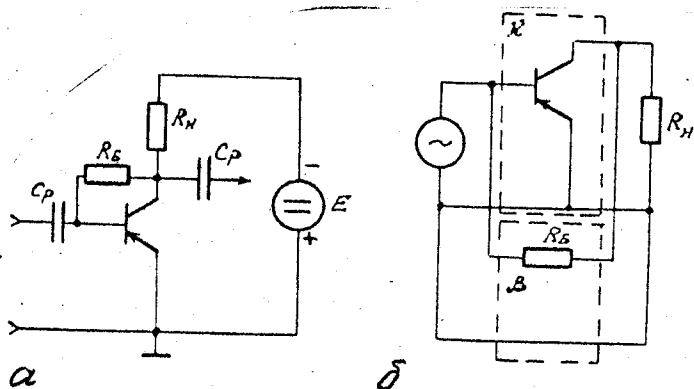


Рис.3.10

Напруга U_{R_1} змінюється залежно від зміни струму $\gamma_{к.0}$ і зміни струму $\gamma_{б.0}$ компенсує можливі зміни струму $\gamma_{к.0}$.

Цей тип стабілізації задовільно діє тільки під час великих падінь напруги на резисторі навантаження /приблизно 0,5Е або більше/, не дуже великих змінах параметру h_{21E} /не більше як 1,5-2 рази/ та зміні температури /не більше як на 20-30 °С/.

Більшу стабільність робочої точки забезпечує схема емітерної стабілізації /рис. 3.11, а/, яка найбільш поширена. Ця схема може забезпечити функціонування каскаду за зміною параметру h_{21E} у 5-10 разів та температури 7P°-100 °С. У цій схемі стабілізація здійснюється від'ємним зворотним зв'язком за струмом за рахунок

резистору R_e /рис.3.11, б/. Для усунення ВЗЗ у робочій смузі частот резистор R_e шунтується C_e , отже має виконуватися вимога

$$\omega_H C_e \ll R_H.$$

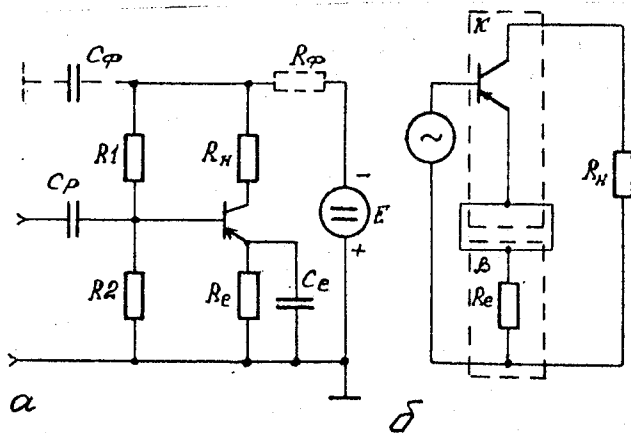


Рис.3.11

Стабілізуюча для цього виду стабілізації зростає із збільшенням опору R_e і зменшенням опорів R_1 та R_2 .

Схема колекторно-емітерної або комбінованої стабілізації – це комбінація розглянутих засобів стабілізації, що присутня за включення у каскад з емітерною стабілізацією додаткового резистора фільтра R_{ϕ} , який у цьому разі виконує функції колекторної стабілізації. Ця схема забезпечує більшу стабільність ніж схема емітерної стабілізації.

У багатокаскадних підсилювачах за безпосередньої передачі сигналу від попереднього каскаду до наступного схема спрощується за рахунок виключення розділових конденсаторів C_p /рис.3.12, а, б/. Для температурної компенсації у колі подільника напруги використовують опори з відповідно різними значеннями ТКО, термістори, напівпровідникові діоди /рис.3.13, а, б/.

Зміщення у вхідне коло транзистора може подаватися як пара-

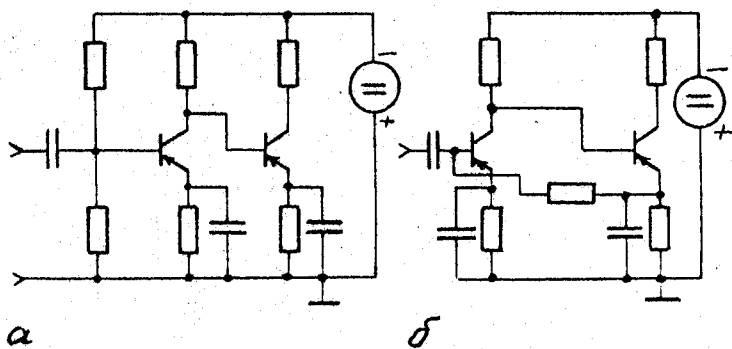


Рис.3.12

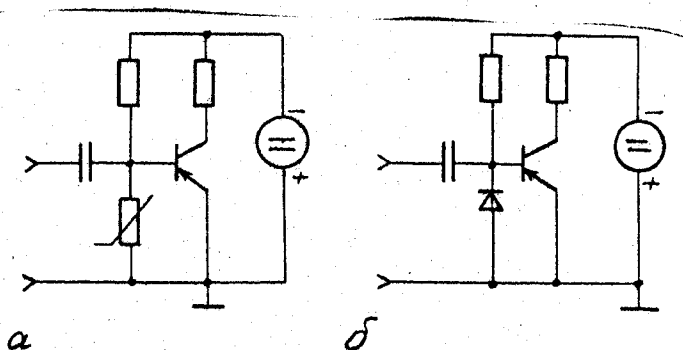


Рис.3.13

лельно до джерела сигналу, так і послідовно з ним /рис.3.14, а, б/. Якщо схема паралельна, - вхідне коло транзистора шунтується колом зміщення, що декілька зменшує вхідний опір каскаду та його підсилення, якщо схема послідовна схемі внутрішній опір джерела сигналу сумують з опором подільника.

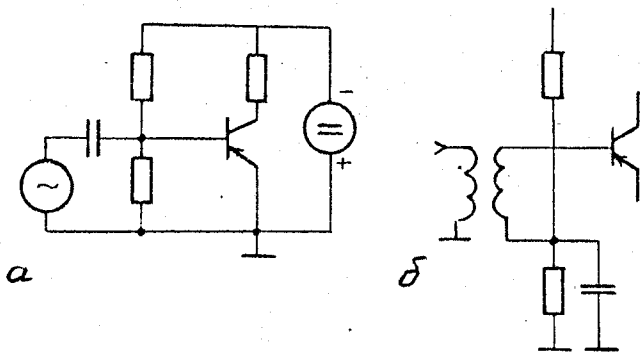


Рис.3.14

3.3. Побудова динамічних характеристик пристрою

- У розрахунках електричних характеристик підсилювальних каскадів використовуються такі динамічні характеристики:
 - вихідна - залежність вихідного струму від вихідної напруги, для БТ $i_K = f(U_K)$, для ПТ $i_C = f(U_C)$;
 - вхідна-залежність вхідного струму від вхідної напруги, для БТ $i_B = f(U_B)$. Для ПТ ця характеристика не використовується, оскільки вхідні струми цих підсилювальних елементів дуже малі;
 - прохідна - залежність вихідного струму від вхідної напруги, для БТ - це $i_K = f(U_B)$, для ПТ $i_C = f(U_B)$, для розрахунків каскадів на БТ ця залежність звичайно не використовується;
 - наскрізна /крізна/ - залежність змінної складової вихідного струму від напруги джерела сигналу.

Одночасно розподіляють динамічні характеристики постійного та змінного струмів.

Динамічна вхідна характеристика постійного струму відповідає випадку відсутності сигналу на вході підсилювального каскаду і визначається виразом

$$U_{KE} = E - i_K R = \quad \text{чи} \quad i_K = \frac{E - U_{KE}}{R},$$

де E - напруга живлення; R_n - опір навантаження постійному струму.

Графічно-динамічна характеристика становить собою пряму на вихідних статичних характеристиках підсилювального елемента, що проходить через точку $U_{xe} = E$ по осі напруги під кутом α /рис.3.15/, тангенс якого обернено пропорційний опору R_n .

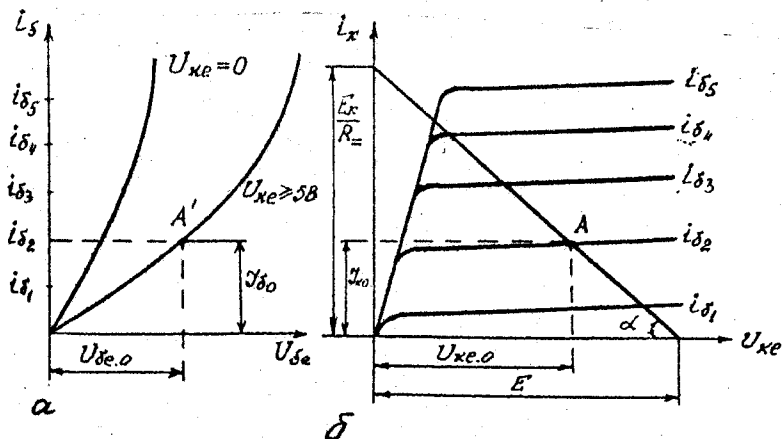


Рис.3.15

Під час побудови цієї характеристики за тангенсом кута її нахилу необхідно враховувати масштабні коефіцієнти за осями струмів та напруг:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{R_n} \frac{m_1}{m_2}$$

де m_1, m_2 - масштабний коефіцієнт осі відповідно напруги і струму.

Наприклад, якщо $R_n = 10 \text{ кОм}$; $m_1 = 50 \text{ В/см}$; $m_2 = 10 \text{ мА/см}$,

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{1 \cdot 10^3} \frac{50}{10 \cdot 10^{-3}} = 5; \quad \alpha = 78^\circ 40'$$

• Положення робочої точки /точки спокою/ визначається перехрещенням статичної характеристики підсилювального елемента для заданого значення струму бази $i_{B2} = I_{B0}$, та динамічною характеристикою. Вхідна динамічна характеристика практично збігається з статичною, якщо $U_{ке.мін} \geq 40 В$.

Побудова вихідної динамічної характеристики ПТ не відрізняється від відповідної побудови для БТ.

Необхідно зазначити, що така побудова не враховує спаду напруги на резисторі $R_{e(в)}$ у колі емітера /витоку/. Спад напруги на цьому резисторі вибирають приблизно 0,1Е, тоді побудова починається від точки $U_{ке} = E - 0,1 E$.

Динамічна характеристика за постійним струмом використовується для визначення положення робочої точки відповідно до потрібного режиму підсилювального елемента.

• Вибір положення робочої точки істотно відрізняється для підсилювачів, які працюють з великими та малими сигналами. Для вихідних каскадів підсилювачів, які працюють з великими сигналами, основною вимогою є досягнення максимальної потужності, що відповідає повному використанню транзистора. У такому разі робочу точку вибирають приблизно на середині робочої ділянки динамічної характеристики і якомога ближче до початку координат площини вихідних характеристик; останнє забезпечує максимальний ККД. Якщо підсилювач працює в режимі малих сигналів, доцільно вибрати положення робочої точки в області малих струмів та напруг, що збігається з вимогами мінімального рівня власних шумів транзистора. Після того, як положення робочої точки зафіксовано, визначаються параметри підсилювального елемента в робочій точці.

Динамічна характеристика за змінним струмом відповідає дії на вході підсилювального каскаду напруги сигналу U_c і використовується для визначення вихідного струму підсилювального елемента, який у цьому разі, крім постійної складової $I_{к}$, містить також і змінну $i_{к~}$, тобто

$$i_{к} = I_{к0} + i_{к~}$$

Вираз для $U_{ке}$ приймає вигляд

$$U_{ке} = E - I_{к0} R_{н} = -i_{к~} R_{н} = U_{ке0} - i_{к~} R_{н}$$

або

$$i_{к} = \frac{U_{ке} - U_{ке0}}{R_{н}} + I_{к0}$$

де R_n - опір навантаження змінного струму.

Цей вираз в рівняннях прямої, що описує вихідну динамічну /навантажувальну/ характеристику змінного струму і проходить через робочу точку A в координатах $U_{ce,0}$, під кутом β /рис.3.16, б/, тангенс якого обернено пропорційно активній складовій опорі навантаження змінного струму, тобто

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{1}{R_n} \frac{m_1}{m_2}$$

Для побудови цієї характеристики доцільно використовувати відрізки, які відповідають приросту струму ΔI та напруги ΔU . Відрізком ΔU (або ΔI) задаються довільно, а потім обчислюють другий відрізок $\Delta I = \frac{\Delta U}{R_n} (\Delta U = \Delta I R_n)$ і визначають положення додаткової точки P , яка знаходиться на перпендикулярі відкладе-ного від кінця відрізка ΔU . Навантажувальна характеристика змін-ного струму при цьому проходить через робочу точку A та зазначе-ну точку P . Для даної побудови можна також скористатися методом па-ралельного перенесення в робочу точку A прямої, яка проходить че-рез точку E під кутом нахилу β .

За наявності вихідної динамічної характеристики починають по-будову вхідної чи наскрізної характеристики.

Якщо струм бази транзистора залежить тільки від різниці потен-ціалів між базою та емітером і не залежить від напруги на колекторі, що спостерігаємо за достатньо великими напругами, на колекторі $U_c \geq 40B$ статична і динамічна вхідні характеристики практично збігаються як це показано на рис.3.16, а /неперервна лінія/, у протилежному разі - суттєво відрізняються /пунктирна лінія/.

Наокрізна динамічна характеристика $i_c = f(U_c)$ будується звичайно для змінних окладових струмів та напруг. Для цього початок коорди-нат переносять у робочу точку A /рис.3.17/. Оскільки у вхідному колі тече струм, напруга джерела сигналу U_c відрізняється від на-пруги між базою та емітером транзистора:

$$U_c = U_{be} + i_{bx} R_r$$

де R_r - внутрішній опір джерела сигналу.

Згідно з цим виразом визначаються координати точок

$$\Delta U_{c,1} = \Delta U_{be,1} + \Delta i_{b,1} R_r ;$$

$$\Delta U_{c,2} = \Delta U_{be,2} + \Delta i_{b,2} R_r .$$

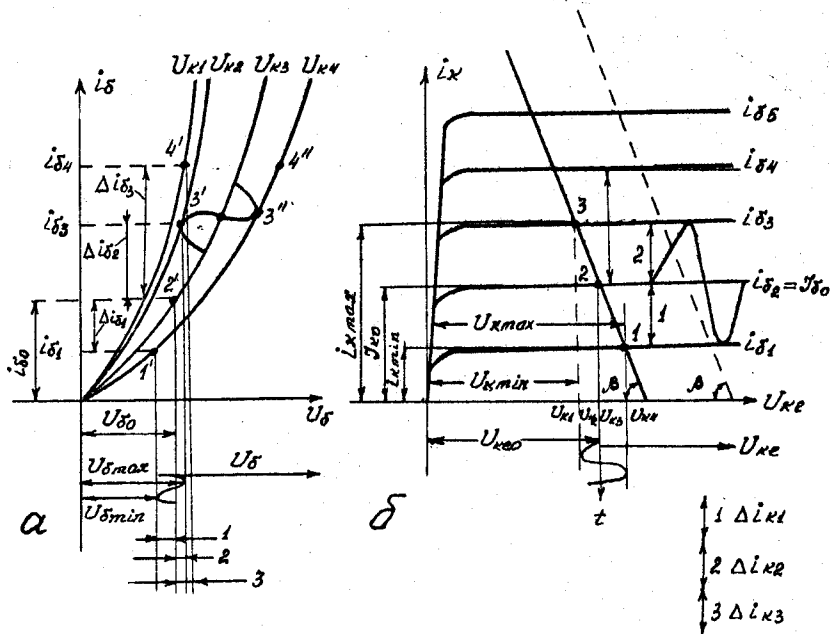


Рис.3.16

$\xrightarrow{1} \Delta U_{\delta e 1}$
 $\xrightarrow{2} \Delta U_{\delta e 2}$
 $\xrightarrow{3} \Delta U_{\delta e 3}$
 $\Delta U_{c 1} = \Delta U_{\delta e 1} + \Delta i_{\delta 1} R_r$
 $\Delta U_{c 2} = \Delta U_{\delta e 2} + \Delta i_{\delta 2} R_r$

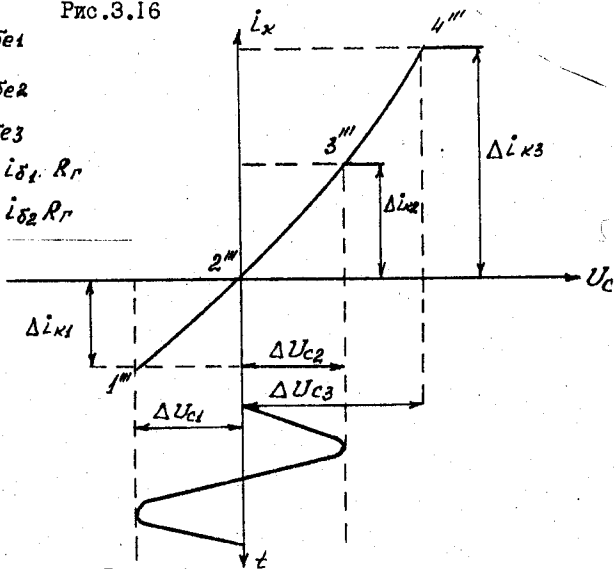


Рис.3.17

Під час побудови характеристик слід враховувати, що для вмикання з спільним емітером $i_{bx} = i_{\delta}$, $U_{bx} = U_{ce}$, з спільною базою $i_{bx} = i_e$, $U_{bx} = U_{ce}$, а щодо уніполярних транзисторів, то для вмикання з спільним витоком $i_{bx} = i_3 = 0$, $U_{bx} = U_{3B}$ і з спільним затвором $i_{bx} = i_B$, $U_{bx} = U_3$.

Динамічні характеристики використовуються для визначення основних показників підсилювального каскаду. Так, вихідна потужність $P_{вих}$ та коефіцієнт ККД η визначаються вихідними динамічними характеристиками змінного струму:

$$P_{вих} = \frac{1}{2} \frac{i_{k.max} - i_{k.min}}{2} \frac{U_{k.max} - U_{k.min}}{2},$$

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_0} = \frac{P_{вих}}{I_0 E},$$

де E - напруга джерела живлення; I_0 - сумарний споживаний каскадом струм $I_0 = I_e + I_{под}$.

Коефіцієнт підсилення визначається за сумісним використанням вхідних та вихідних характеристик.

Додатково за допомогою цих характеристик може бути визначено рівень нелінійних спотворень та корисна вихідна потужність першої гармоніки напруги сигналу. З цією метою для схем на електронних лампах польових транзисторів використовують прохідну чи вихідну динамічну характеристику змінного струму, а для каскадів на БТ - наскрізну.

3.4. Запитання для самоконтролю

1. Яким чином впливає на режим роботи підсилювального каскаду резистор навантаження та його зміна?
2. Визначте, які схеми підсилювальних каскадів забезпечують найбільшу стійкість до впливу дестабілізуючих факторів.
3. Які принципи функціонування схеми ГСС?
4. Яким чином здійснюється керування струмом ГСС?
5. Розробити схему підсилювального каскаду спільний витонок - затвор або спільний емітер, що забезпечує задане положення робочої точки. Характеристики різних типів транзисторів зображені на рис.3.4.

4. КАСКАДИ ПОПЕРЕДНЬОГО ПІДСИЛЕННЯ

4.1. Використання еквівалентних схем для аналізу каскадів попереднього підсилення

а Попередні підсилювальні каскади призначені для підсилення малої напруги вхідного сигналу до значення, достатнього для функціонування кінцевих /звичайно потужних/ каскадів. Однією з основних вимог, що ставляться до таких підсилювачів, є реалізація найбільшого підсилення від кожного каскаду. Малий рівень підсилюваних сигналів дає можливість вважати активні елементи схеми пристроями лінійними та заміняти їх для аналізу лінійними схемами заміщення генератора напруги μU_c або генератора струму SU_c .

Розрахунки каскадів попереднього підсилення внаслідок малого рівня сигналів, як правило, виконуються аналітично, без використання динамічних /навантажувальних/ характеристик. Нелінійними спотвореннями у таких підсилювачах нехтуємо і їх розрахунки не виконуємо.

Схема принципова електрична резисторного підсилювального каскаду /рис.4.1, а/ може бути перетворена у еквівалентну /рис.4.1, б/. Заміна ПТ його еквівалентною схемою і збереження у схемі тільки принципово необхідних елементів для роботи приводить до загальної еквівалентної схеми резисторного каскаду для змінного струму. У цій схемі

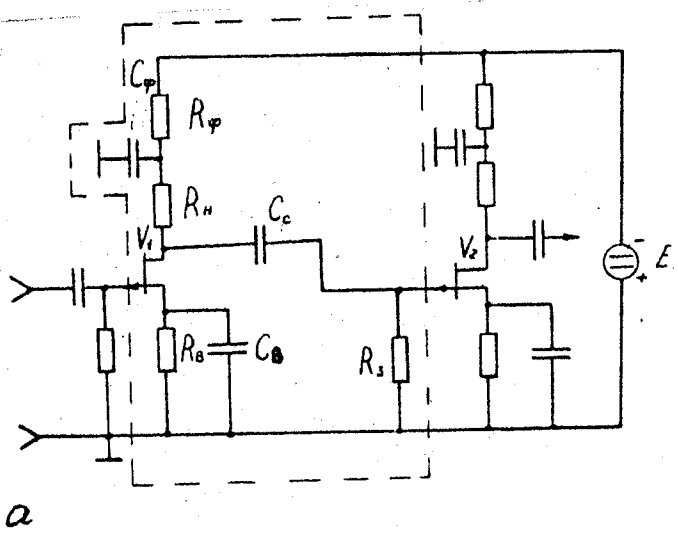
$$C_0 = C_{BX} + C_{Вих} + C_M,$$

де $C_{BX} = C_{11B} + C_{12B}(1+K)$; $C_{Вих} = C_{22}$; $C_{M(онтажу)} \approx 10-20 \text{ пФ}$.

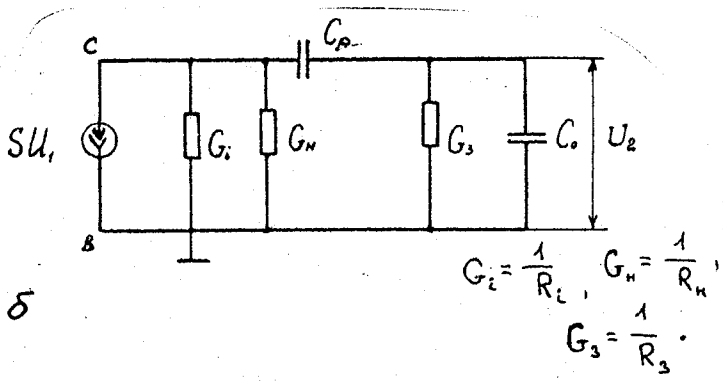
З цієї еквівалентної схеми можна бачити, що підсилення каскаду зменшується за частотою з двох причин: у смузі нижніх частот - у зв'язку зі зростанням опору розділового конденсатора C_p ; на верхніх - у зв'язку зі зменшенням опору ємності C_0 , що шунтує навантаження.

Існує смуга так званих "середніх" частот, де ємність C_0 не чинить помітної шунтуючої дії, а конденсатор C_p має опір, яким нехтуємо.

У цій смузі частот підсилення каскаду зберігається практично незмінним. Таким чином, аналіз каскаду значно спрощується, якщо проводити його для кожної ділянки частот окремо.



a



b

4.2. Резисторний підсилювальний каскад
зі спільним витоком у області
"середніх частот"

Смузі середніх частот відповідає простіша еквівалентна схема підсилювального каскаду /рис.4.2/. Через те, що $\frac{1}{\omega_0 C_p} \ll \frac{1}{G_3}$ та $\frac{1}{\omega_0 C_0} \gg \frac{1}{G_3}$, з'являється можливість виключити ємність C_0 та замкнути конденсатор C_p . Об'єднавши всі провідності в одну $G_e = G_i + G_n + G_3$, це більш спростимо схему.

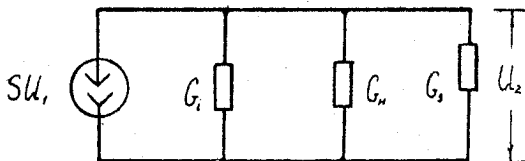


Рис.4.2

Вихідна напруга схеми становить $U_2 = - \frac{S U_1}{G_e}$, тому коефіцієнт підсилення

$$K_0 = - \frac{U_2}{U_1} = - \frac{S}{G_e} \quad /4.1/$$

Враховуючи статичний коефіцієнт підсилення, дістанемо

$$K_0 = - \frac{\mu}{\left[1 + \frac{(G_n + G_3)}{G_i} \right]}$$

З цього виразу видно, що коефіцієнт підсилення резисторного каскаду завжди менший за статичний коефіцієнт підсилення. Якщо виконується умова $G_3 \ll G_n$, то

$$K_0 \approx - \frac{\mu}{1 + \frac{G_n}{G_i}} = - \mu \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

де $\frac{R_n}{R_i} = \frac{G_i}{G_n} = \gamma$ - коефіцієнт навантаження.

Залежність $K_0 = \mu \varphi(\gamma)$ /рис.4.3/ показує, що при $\gamma \leq 0,1$ підси-

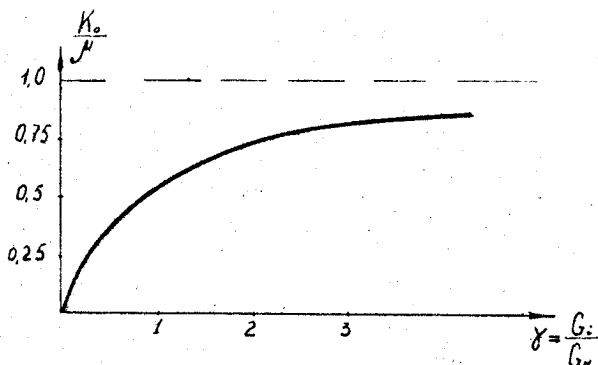


Рис.4.3

лення лінійно зростає зі збільшенням R , потім зростання значення K_0 суттєво сповільнюється, бо робоча точка ПТ зі зменшенням нахилу навантажувальної прямої переміщується у нелінійну область, непридатну для підсилення. Згідно з цим навіть при дуже великих R_H підсилення каскаду практично не збільшується /а в реальних умовах навіть зменшується/. За умовою $R_H \ll R_i$ вираз для K_0 ще більш спрощується:

$$K_0 \approx -\frac{S_0}{G_H} = -S_0 R_H, \quad /4.2/$$

звідки навантаження, необхідне для досягнення K_0 , становить

$$R_H \approx \frac{|K_0|}{S}.$$

4.3. Резисторний підсилювальний каскад зі спільним витоком у області "верхніх частот"

В еквівалентній схемі каскаду для області верхніх частот /рис.4.4/ навантаженням транзистора є комплексна провідність

$$Y_H = G_H + G_2 + j\omega_B(C_M + C_{BX}).$$

Коефіцієнт підсилення на верхніх частотах

$$K_B(j\omega) = -\frac{S}{G_2 + j\omega_B C_0}. \quad /4.3/$$

Поділивши у виразі /4.3/ чисельник і знаменник на G_e , дістанемо

$$K_B(j\omega) = \frac{S}{G_e} = \frac{S}{1 + j\omega_B \frac{C_e}{G_e}} \quad /4.4/$$

$$= \frac{K_0}{1 + j\omega_B \tilde{\tau}_B},$$

де $\tilde{\tau}_B = \frac{C_e}{G_e}$ - стала часу каскаду для області верхніх частот; $K_0 = -\frac{S}{G_H}$ -

коефіцієнт підсилення в області середніх частот.

З виразу /4.4/ можна здобути відповідно модуль та аргумент:

$$K_B(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \omega_B^2 \tilde{\tau}_B^2}}, \quad /4.5/$$

$$\varphi_B(\omega) = -\arctg \omega_B \tilde{\tau}_B. \quad /4.6/$$

Вирази /4.5/ та /4.6/ становлять собою аналітичні вирази АЧХ та ФЧХ підсилювального резисторного каскаду на польовому транзисторі /рис.4.5, а, б/.

З виразу /4.5/ знаходимо вираз для коефіцієнта частотних спотворень:

$$M_B = \frac{K_0}{K_B} = \sqrt{1 + \omega_B^2 \tilde{\tau}_B^2}. \quad /4.7/$$

Зменшення підсилення зі зростанням частоти спричиняється дією ємності C_e : її опір $\frac{1}{\omega_B C_e}$ знижується і шунтує G_e . Зменшення частотних спотворень згідно з /4.7/ можливо зниженням C_e та R_H , за цього зменшувати C_e краще, але неможливо в значних межах. Зменшенням R_H можна необмежено розширити смугу пропускання підсилювача, оскільки

$$\omega_B = \sqrt{\frac{M_B^2 - 1}{\tilde{\tau}_B^2}} \quad /4.8/$$

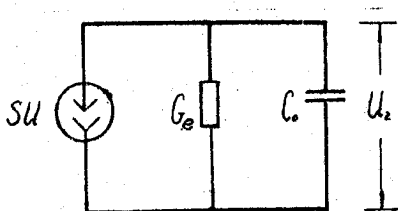


Рис.4.4

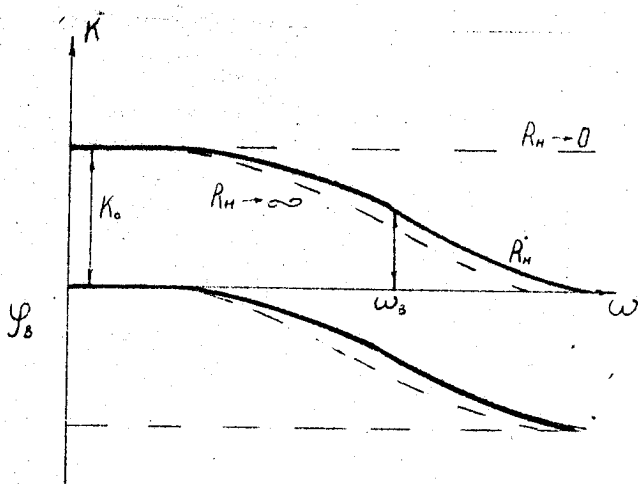


Рис.4.5

З виразу /4.8/ виходить, що чим менше $\tilde{\zeta}_B$ та більше M_B , тим більше ω_B . Але також очевидно, що зменшення $\tilde{\zeta}_B$ за рахунок зменшення R_n супроводжується відповідним зменшенням підсилення. Ємність C_0 обмежує здобуття великого підсилення K за даною частотою ω_B .

Гранична частота підсилювального каскаду $\omega_{B,gr}$, що відповідає $M = 3$ дБ, може бути визначена з /4.7/:

$$\omega_{B,gr} = \frac{1}{\tilde{\zeta}_B}, \quad F_{B,gr} = \frac{\omega_{B,gr}}{2\pi}$$

Аналогічно з /4.8/ може бути знайдено вираз, відображаючий зв'язок між можливостями активного елемента та реальною схемою підсилювача:

$$\omega_{B,gr} \tilde{\zeta}_B = (1.42)^2 - 1 = 1; \quad \omega_{B,gr} C_0 R_e = 1;$$

$$\omega_{B,gr} C_0 \frac{K_0}{S} = 1; \quad \omega_{B,gr} K_0 = \frac{S}{C_0}$$

Добуток потрібного коефіцієнта підсилення K_0 на граничну частоту $\omega_{в.гр}$ становить собою площу підсилення, що є потрібною від каскаду; оскільки $\omega_{в.гр} \approx \Delta\omega$, то $\Delta\omega K_0 = \Pi_{потр}$, де $\Pi_{потр}$ - потрібна площа підсилення.

У свою чергу відношення $\frac{S}{C_0} = \Pi$ характеризує доступну площу підсилення, або площу підсилення транзистора. Очевидно, що вона повинна бути завжди більше потрібної, тобто неможливо здобути від підсилювального каскаду площу підсилення, більшу за доступну:

$$\Pi = \frac{S}{C_0} \geq \Delta\omega K_0 = \Pi_{потр} \quad /4.9/$$

Під час вибору підсилювального елемента необхідно обов'язково перевірити виконання умови /4.9/.

4.4. Резисторний підсилювальний каскад зі опільним витоком у області "нижніх частот"

У процесі аналізу схеми підсилювача в області нижніх частот зручніше використати схему еквівалентного генератора напруги /рис.4.6/, де припускається, що $\frac{1}{\omega_N C_0} \gg R_3$.

З еквівалентної схеми дістаємо

$$U_2 = \frac{S U_1}{G_i + G_N} \frac{R_3}{R_3 + \frac{1}{G_i + G_N} + \frac{1}{j\omega_N C_0}}$$

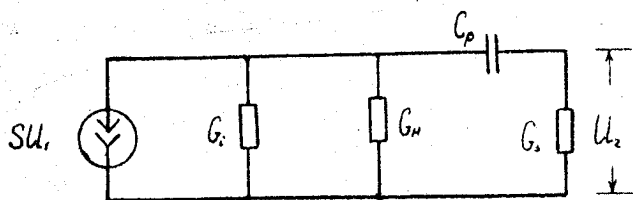
$$K_N(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-S}{G_3 + (G_i + G_N) \left(1 + \frac{1}{j\omega_N C_0 R_3} \right)}$$

Вносячи зі знаменника $G_i + G_N + G_3 = G_e$ та враховуючи, що

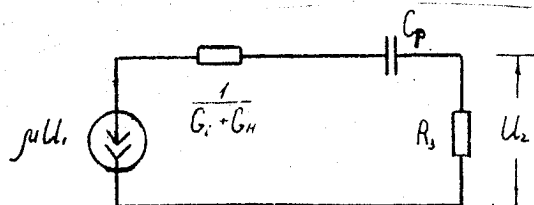
$$K_0 = -\frac{S}{G_e}, \text{ дістаємо}$$

$$K_N(j\omega) = \frac{K_0}{1 + \frac{G_3(G_i + G_N)}{j\omega_N C_0 G_e}} = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{j\omega_N \tilde{\Sigma}_N}}, \quad /4.10/$$

де $\tilde{\Sigma}_N = C_0 \left(\frac{1}{G_3} + \frac{1}{G_i + G_N} \right)$ - стала часу резисторного каскаду в області нижніх частот. Звичайно, $R_3 \gg \frac{R_i R_N}{R_i + R_N}$, тому $\tilde{\Sigma}_N \approx C_0 R_3$.



а



б

Рис.4.6

АЧХ та ФЧХ з /4.10/ відповідно мають вигляд

$$K_H(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega_H^2 \epsilon_H^2}}}; \quad /4.11/$$

$$\varphi_H(\omega) = \arctg \frac{1}{\omega_H \epsilon_H}. \quad /4.12/$$

Графіки відповідних залежностей зображені на рис.4.7.

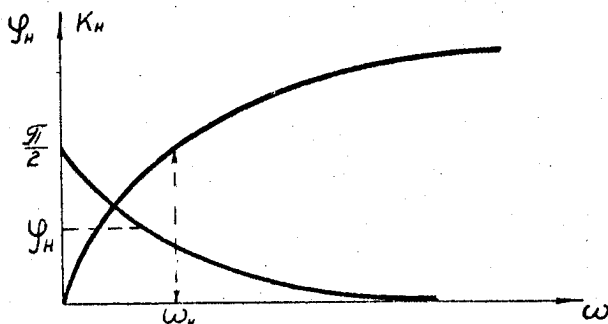


Рис.4.7

Зі зменшенням частоти ω_H опір конденсатора C_p зростає, і від-

повідно зростає спад напруги на ньому, внаслідок чого на вихід каскаду потрапляє тільки частина напруги, тобто виникають частотні спотворення:

$$M_H = \frac{K_0}{K_H} = \sqrt{1 + \frac{1}{\omega_H^2 \tau_H^2}} ; \quad /4.13/$$

$$\omega_{H.гр} = \frac{1}{\tau_H}$$

За заданим рівнем частотних спотворень M_H на частоті ω_H вибір C_p зумовлюється

$$C_p \geq \frac{1}{\omega_H R_3 \sqrt{M_H^2 - 1}}$$

4.5. Перехідні характеристики резисторного підсилювального каскаду

У процесі роботи підсилювального каскаду з імпульсним сигналом ємності C_p та C_0 заряджаються. Зарядження C_0 проходить швидко, а C_p - повільно, оскільки вони мають різні значення. Тому перехідна характеристика $h(t)$ в області малих часів, яка визначає його час усталення, визначається еквівалентною схемою каскаду для ВЧ:

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}} ; \quad /4.14/$$

$$t_{уст} = 2,2 \tau_0 \quad /4.15/$$

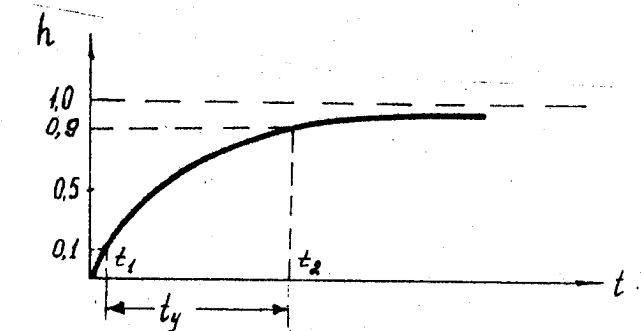
Вирази /4.14/ та /4.15/ дістаємо за допомогою формули експоненти

$$f(t) = f(\infty) - [f(\infty) - f(0)] e^{-\frac{t}{\tau}}$$

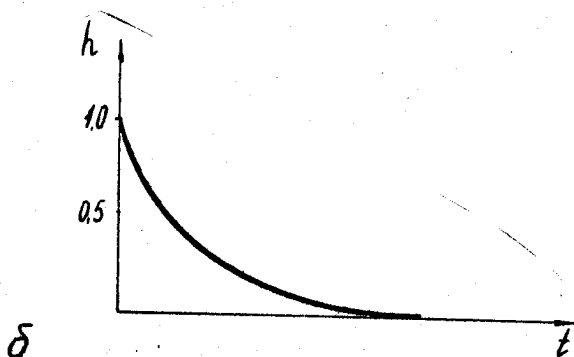
де $f(0)$ та $f(\infty)$ - вихідна напруга кола за дією на його вході одиничного стрибка напруги, коли час $t = 0$ або $t = \infty$.

Для області малих часів $f(0) = 0$, $f(\infty) = 1$.

Для визначення часу усталення $t_{уст}$ виходимо з того, що $t_{уст}$ - це часовий інтервал, коли $h(t)$ змінюється від значення 0,1 до 0,9, тобто часу t_1 , відповідає $h(t) = 0,1$, часу $t_2 - h(t) = 0,9$ /рис.4.8, а/.



a



б

Рис.4.8

У такому разі дістаємо

Звідси

$$0,1 = 1 - e^{-\frac{t_1}{\tau_0}}, \quad 0,9 = 1 - e^{-\frac{t_2}{\tau_0}}$$

$$\frac{e^{-\frac{t_1}{\tau_0}}}{e^{-\frac{t_2}{\tau_0}}} = 9, \quad e^{\frac{-t_1 + t_2}{\tau_0}} = 9$$

Позначимо:

$$t_2 - t_1 = t_{уст};$$

$$\frac{t_y}{\tau_0} = \ln 9, \quad t_{уст} = 2,2 \tau_0 = \frac{0,35}{F_{в.гр}}$$

Аналіз залежності $h(t)$ показує, що процес усталення фронту імпульсу на виході резисторного каскаду проходить монотонно, без викидів /рис.4.8, а/.

Перехідна характеристика в області великих часів, що характеризує спотворення вершини підсилюваних імпульсів, визначається еквівалентною схемою каскаду для НЧ /рис.4.8, б/:

$$h'(t) = e^{-\frac{t}{\tau_H}} \quad /4.16/$$

Зниження плоскої вершини прямокутного імпульсу тривалості

$$\Delta = 1 - h'(t) = 1 - e^{-\frac{t_i}{\tau_H}} \quad /4.17/$$

Щодо імпульсів малої тривалості ($t_i \leq 0,1\tau_H$) можна використувати спрощений вираз:

$$\Delta \approx \frac{t_i}{\tau_H} \quad /4.18/$$

На підставі викладеного очевидно, що АЧХ, ФЧХ та ПХ взаємозв'язані і визначають одна одну, а зміна однієї спричиняє відповідну зміну інших.

4.6. Резисторний підсилювальний каскад з спільним емітером у різних частотних областях. Його особливості

Під час аналізу підсилювального каскаду на БТ /рис.4.9/ слід пам'ятати, що параметри БТ мають яскраво виражену залежність від частоти, наприклад

$$Y_{21} = \frac{S}{1 + j\omega m}$$

де $m = \frac{f}{f_s}$; f_s - гранична частота за крутістю.

Також потрібно враховувати комплексний характер провідностей БТ. Загальна еквівалентна схема резисторного каскаду на БТ зображена на рис.4.10, де $G_{\text{пोग}}$ - провідність подільника напруги, а

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} + K_0 Y_{12}$$

Аналізуючи цю схему для області НЧ, дістаємо

$$K_B(j\omega) = \frac{Y_{21}}{Y_i + G_H + G_{\text{пोग}} + Y_{\text{вх2}}} \quad /4.19/$$

$$= \frac{g_{21}}{(1+j\omega)G_e(1+j\omega\tau_c \frac{C_0}{G_e})} = \frac{K_0}{(1+j\omega)(1+j\omega\tau_c \tilde{\tau}_0)}$$

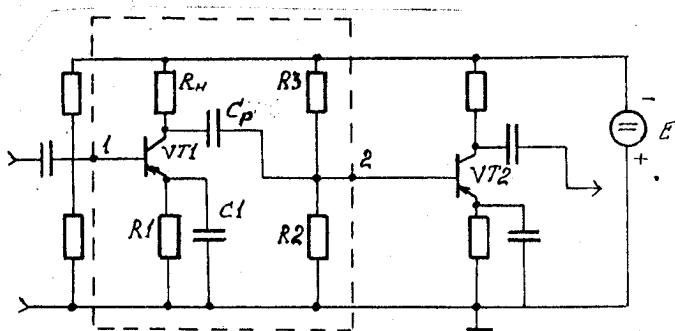


Рис.4.9

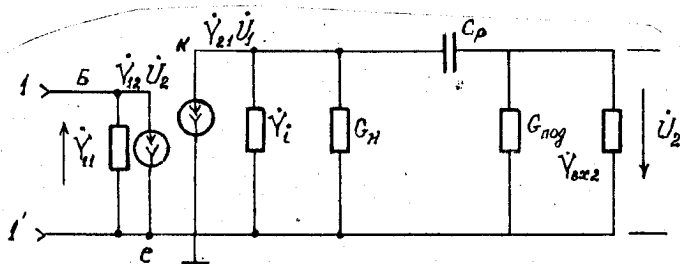


Рис.4.10

$$K_B(\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{(1+m^2)(1+\omega_B^2 \tilde{\tau}_B^2)}} ; \quad /4.20/$$

$$\varphi_B(\omega) = -\arctg \frac{m + \omega_B \tilde{\tau}_B}{1 - m \omega_B \tilde{\tau}_B} ; \quad /4.21/$$

$$M_B = \sqrt{1+m^2} \sqrt{1+\omega_B^2 \tilde{\tau}_B^2} = M_{BT} M_{сх} ; \quad /4.22/$$

$$\omega_{B,гр} = \frac{1}{\tilde{\tau}_B} \sqrt{\frac{1-m^2}{1+m^2}} . \quad /4.23/$$

Всі резисторні каскади незалежно від типу транзисторів мають однаковий вигляд частотної та фазової характеристик. Відмінність характеристик, каскадів на БТ та ПТ носить тільки кількісний характер /рис.4.11/.

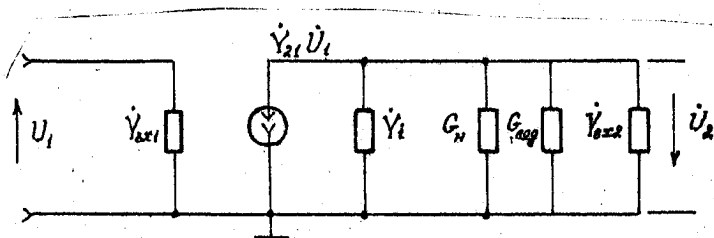


Рис.4.11

Проте збіг залежностей $M_B(\omega)$ та $\varphi_B(\omega)$ спостерігаємо лише для частот $f_B \ll f_s$. В області вищих частот зазначені залежності розбігаються. Особливо велику розбіжність маємо для $\varphi_B(\omega)$ згідно з виразом при $\omega \rightarrow \infty \varphi_B \rightarrow -90^\circ$, а в дійсності $\varphi_B(\omega) > -90^\circ$ і може навіть досягати 180° , що спричинено додатковим фазовим зсувом у БТ.

Останнє різко відрізняє каскад на БТ від каскаду на ПТ. Проте звичайно ці частоти лежать далеко за межами смуги пропускання каскаду, що дозволяє лишити без уваги зазначений розбіг, оскільки він виникає на частотах, що не становлять інтересу.

В області середніх та низьких частот можуть використовуватись вирази для каскаду на ПТ з відповідною зміною G_e та \tilde{G}_H згідно з еквівалентними схемами /рис.4.12 та 4.13/. Треба відзначити також, що коефіцієнт підсилення струму та напруги для каскаду на БТ практично збігається і визначається однаковими формулами:

$$K_0 = K_{0i} = \frac{S}{G_i + G'_H}, \quad /4.24/$$

де $G'_H = G_H + G_{\text{под}} + G_{\text{вх}}$.

Невелике значення вхідного опору БТ призводить до того, що за однаковими з каскадом на ПТ значеннями \tilde{G}_H сміть S_p у першому випадку має бути вибрана більшою, а її робоча напруга - не меншою напруги джерела живлення E .

4.7. Витоковий та емітерний повторювачі.

Каскади, спільний стік та колектор

Витоківий повторювач /каскад спільний стік/ становить собою каскад, охоплений 100% ВЗЗ послідовного виду за напругою /рис.4.14, а, б/. Зворотний зв'язок забезпечується так само, як у "порожнього" чотириполосника, який передає всю вихідну напругу до виходу, де вона діє послідовно з підсилюваним сигналом.

Коефіцієнт підсилення напруги ВП

$$K_{вп} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0} = \frac{K_0}{1 + K_0}, \quad /4.25/$$

де $\beta = 1, K_0 \approx SR_H$.

Досить мати малий опір навантаження R_H , щоб $K_{вп}$ майже не відрізнявся від одиниці. Отже, такий каскад повторює на виході напругу та фазу сигналу. Загальна еквівалентна схема ВП зображена на рис.4.15, а. З цієї схеми випливає, що вихідний опір ВП /без навантаження/

$$R_{\text{вих.вп}} = \frac{1}{S + G_i} \approx \frac{1}{S}. \quad /4.26/$$

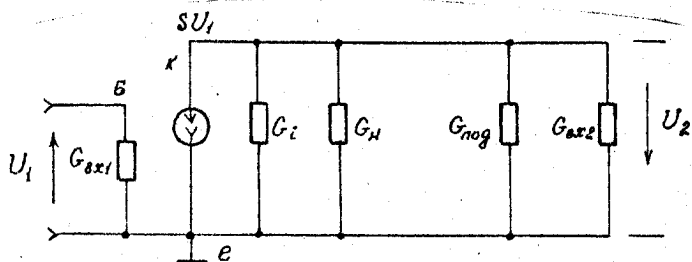


Рис.4.12

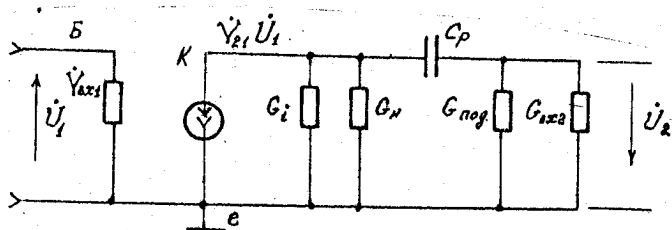


Рис.4.13

Зменшення вихідного опору каскаду до дуже малого значення $\frac{1}{S}$ зумовлено дією ВЗЗ за напругою. Мале значення $R_{вих}$ позитивно впливає на властивості каскаду в області ВЧ і дозволяє використовувати його під час роботи на велику сміність.

В області НЧ еквівалентна схема ВП має вигляд /рис.4.15, б/, для якої

$$K_{н.вп}(j\omega) = \frac{K_H}{1+K_H} = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{j\omega_H \tilde{\tau}_H}} \left/ 1 + \frac{K_0}{1 + \frac{1}{j\omega_H \tilde{\tau}_H}} \right. = /4.27/$$

$$= \frac{K_0}{1 + \frac{1}{j\omega_H \tilde{\tau}_H} + K_0} = \frac{K_0}{(1+K_0) \left[1 + \frac{1}{j\omega_H \tilde{\tau}_H (1+K_0)} \right]} = \frac{K_{вп}}{1 + \frac{1}{j\omega_H \tilde{\tau}_{н.вп}}};$$

$$M_{н.вп} = 1 + \frac{1}{\omega_H^2 \tilde{\tau}_{н.вп}^2}; \quad /4.28/$$

$$\varphi_{н.вп} = \arctg \frac{1}{\omega_H \tilde{\tau}_{н.вп}}; \quad /4.29/$$

$$\omega_{н.гр.вп} = \frac{1}{\tilde{\tau}_{н.вп}}; \quad /4.30/$$

де $\tilde{\tau}_{н.вп} = \tilde{\tau}_H (1+K_0)$ - стала часу ВП в області НЧ; $\tilde{\tau}_H$ - стала часу каскаду за схемою спільний витік.

Еквівалентна схема повторювача в області ВЧ зображена на рис.4.16, за такої схеми $C_0 = C_{зи} + C_M + C_H$, тому

$$K_{в.в.п} = \frac{K_V}{1+K_V} = \frac{1 + j\omega_V \tilde{\tau}_V}{1 + \frac{K_0}{1 + j\omega_V \tilde{\tau}_V}} = /4.31/$$

$$= \frac{K_0}{(1+K_0) \left(1 + j\omega_V \frac{\tilde{\tau}_V}{1+K_0} \right)} = \frac{K_{вп}}{1 + j\omega_V \tilde{\tau}_{в.вп}};$$

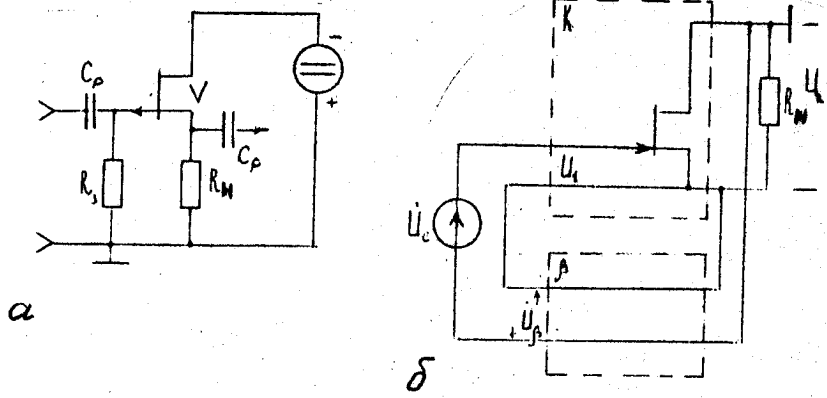


Рис. 4.14

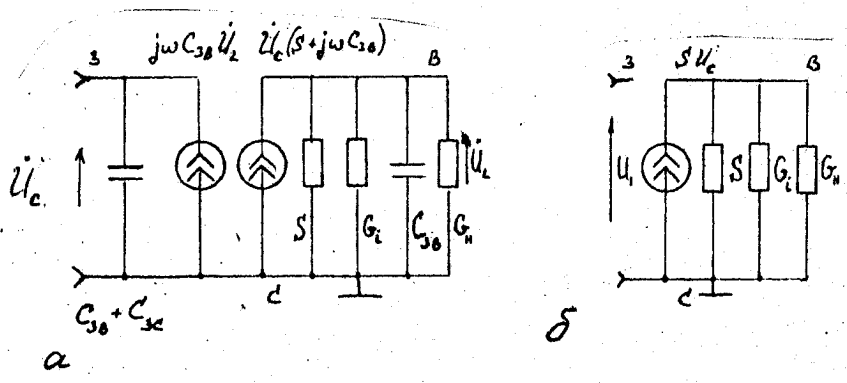


Рис. 4.15

$$M_{в.вп} = 1 + \omega_B^2 \tilde{\tau}_{в.вп}^2 ; \quad /4.32/$$

$$\varphi_{в.вп} = -\arctg \omega_B \tilde{\tau}_{в.вп} ; \quad /4.33/$$

$$\omega_{в.гр.вп} = \frac{1}{\tilde{\tau}_{в.вп}} , \quad /4.34/$$

де $\tilde{\tau}_{в.вп} = \frac{\tilde{\tau}_B}{1 + K_0}$ - стала часу ВП в області ВЧ.

З цих виразів можна бачити, що ВП відрізняється від резисторного каскаду спільний витік значення $\tilde{\tau}_{н.вп}$ та $\tilde{\tau}_{в.вп}$.

Аналіз виразів для $\omega_{н.гр}$ ВП показує, що забезпечивши $A = 1 + K_0 = 5 - 10$, досить легко отримати смугу пропускання в 5-10 разів ширшу, ніж у каскаду спільний витік, але через те, що підсилення ВП зменшується в А разів, площа підсилення лишається без змін, тобто

$$\Pi = K_{вп} \omega_{в.вп} = K_0 \omega_B .$$

Особливістю ВП є зміна $\tilde{\tau}_{в.вп}$ за зміною опору навантаження R_H від 0 до ∞ :

$$\tilde{\tau}_{в.вп} = \frac{\tilde{\tau}_B}{1 + K_0} \quad \left| \begin{array}{l} 0 \quad \text{при } R_H = 0 \\ \frac{C_0}{S + G_i} = C_0 R_{вих} \quad \text{при } R_H \rightarrow \infty \end{array} \right.$$

У зв'язку з тим що $R_{вих}$ - мала величина /50...200 Ом/, то навіть якщо $R_H \rightarrow \infty$, стала $\tilde{\tau}_{в.вп}$ лишається досить малою, а частота $\omega_{в.гр.вп}$ - дуже великою. Це визначає гарні частотні властивості ВП, навіть тоді, коли R_H та C_H дуже великі.

Послідовний ВЗЗ зумовляє відповідно зростання вхідного опору та зменшення вхідної ємності каскаду:

$$R_{вх.вп} = R_{вх} (1 + K_0) \approx R_3 ;$$

$$C_{вх.вп} = \frac{C_{вх}}{1 + K_0} ,$$

де $R_{вх}$ і $C_{вх}$ - параметри каскаду спільний витік.

В області частот $\omega < \frac{1}{T_{в.вп}}$ можна вважати, що вхідний опір ВП носить чисто ємнісний характер, за цього абсолютне значення $C_{вх.вп}$ значно менше за вхідну ємність звичайного резисторного каскаду. ВП практично не збільшує ємність C_0 попереднього каскаду. ВП є певним перетворювачем опору. Мала вхідна ємність та великий активний вхідний опір, малий вихідний опір та широка смуга пропускання дозволяють, не навантажуючи попереднє коло, передати практично без спотворень сигнал на навантаження, безпосереднє увімкнення якого без ВП спричиняє значні спотворення.

У схемі емітерного повторювача напруги /рис. 4.17/ на підставі великої крутості БТ усі його властивості аналогічні властивостям ВП, виконуються, якщо опір навантаження значно менший за останній.

Базовий подільник напруги ЕП на відміну від підсилювального каскаду вибирають досить високоомним, для того щоб уникнути шунтування високого вхідного опору ЕП.

Глибокий ВЗЗ забезпечує високу стабільність параметрів такого каскаду і значно меншу залежність їх від зміни температури середовища та напруги живлення.

4.8. Каскад зі спільною базою. Повторювач струму

Каскад із спільною базою

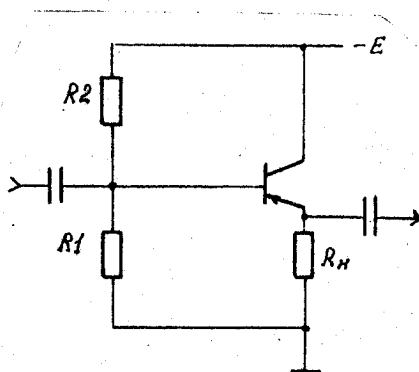
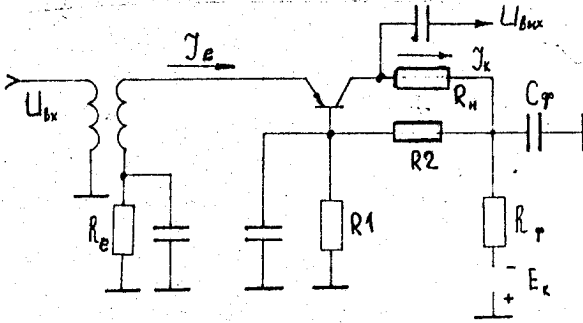
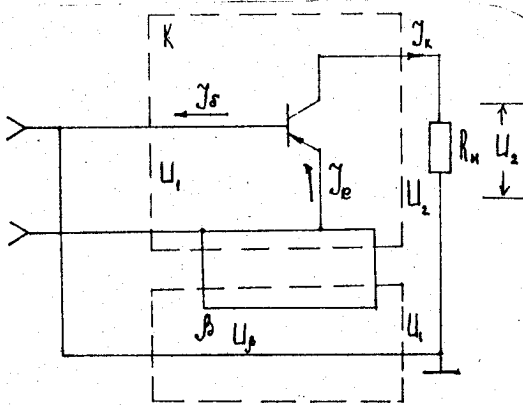


Рис.4.17

/рис.4.18, а/ можна розглядати як каскад спільний емітер /СЕ/, охоп-
лений 100%-ним паралельним від"ємним зв"язком за струмом /рис.4.18,б/.



а



б

Рис.4.18

Коефіцієнт підсилення напруги такого каскаду

$$K_{CB} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2 + U_1}{U_1} = 1 + K, \quad /4.35/$$

де K - коефіцієнт підсилення каскаду спільний емітер.

Тобто можна вважати, що коефіцієнт підсилення напруги практично не відрізняється від каскаду з СЕ.

Особливістю каскаду СБ є синфазність вхідного та вихідного сигналів.

Коефіцієнт підсилення струму

$$K_{i, CB} = \frac{I_K}{I_E} = \frac{I_K}{I_K + I_B} = \frac{K_i}{1 + K_i}, \quad /4.36/$$

де K_i - коефіцієнт підсилення струму у схемі СЕ.

На підставі того, що $K_{i, CB}$ за значних K_i приблизно дорівнює одиниці, такий каскад інколи називають повторювачем струму.

Нааявність ВЗЗ зменшує вхідний опір каскаду:

$$Y_{вх, CB} = Y_{вх} (1 + K) \approx \frac{I_E}{U_{BE}} = S, \quad /4.37/$$

де $Y_{вх}$ - вхідна провідність каскаду СЕ, але він істотно залежить від опору навантаження.

Аналіз властивостей каскадів СЕ та СБ показує, що вони мають практично однакові коефіцієнти підсилення напруги, однакові форми АЧХ, але значно відрізняються значеннями вихідної ємності. Для схеми СЕ $C_{вих} = r'_S C_K$, де $r'_S \approx 7-20$, а для схеми СБ $C_{вих} = C_K$.

Оскільки вхідний опір каскаду СБ малий, у разі роботи каскаду СБ на аналогічний каскад, підсилення напруги виявляється менше за одиницю, тому багатокаскадні підсилювачі напруги на каскадах СБ не використовуються.

Коефіцієнт підсилення потужності в каскаді СБ значно менший, ніж у каскаді СЕ.

Глибокий ВЗЗ за струмом збільшує вихідний опір каскаду та стабілізує вихідний струм, роблячи його вихідні характеристики більш лінійними, ніж у каскаді СЕ. Тому схема СБ знаходить своє використання в потужних лінійних вихідних каскадах або для побудови підсилювачів ВЧ, оскільки транзистор у такому включенні має кращі частотні властивості.

4.9. Каскад з динамічним навантаженням

За побудови каскадів попереднього підсилення знаходить застосування принцип динамічного навантаження, який дозволяє дістати великий коефіцієнт підсилення. Очевидно, що підвищення коефіцієнта підсилення може бути здобуто зростанням навантаження R_H , але це зумовлює зміну режиму підсилювального елемента за постійним струмом. Принцип динамічного навантаження полягає в забезпеченні великого опору навантаження змінному струму і оптимального - постійному струму.

Схема підсилювача з динамічним навантаженням зображена на рис.4.19, а. Навантаженням транзистора $V1$ - це вхідний опір витокового повторювача $V2$, тобто ця схема є каскадом спільний витоки - спільний стік /рис.4.19, б/, де еквівалентне навантаження змінному струму становить

$$R_{н.дин} = \frac{R_1}{1 - K_{вп}}, \quad /4.38/$$

а коефіцієнт підсилення

$$K_{дин} = S_{V1} R_{н.дин}. \quad /4.39/$$

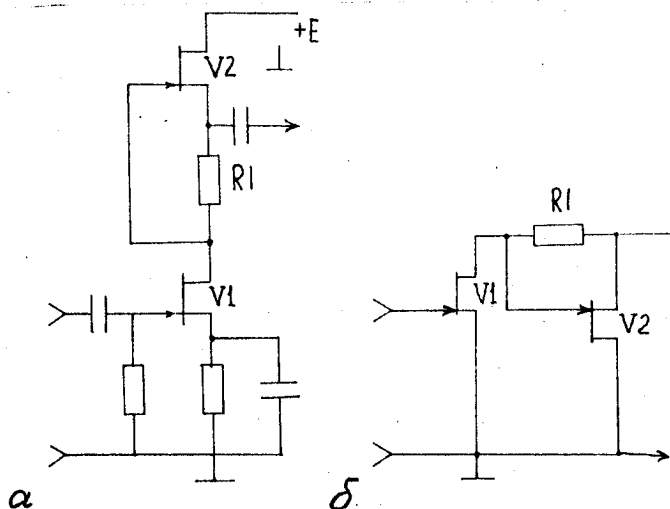


Рис.4.19

Аналіз виразів /4.38/ та /4.39/ показує, що при $K_{вп} \approx 1$ опір $R_{н.д.ин}$ виявляється значно більшим, ніж R_1 , на підставі чого також зростає $K_{д.ин}$. За цієї умови забезпечується достатньо широка смуга пропускання

$$\omega_{в.г.р.д.ин} = \frac{1}{\tau_{в.д.ин}}$$

де $\tau_{в.д.ин} = C_0 R_{вих.вп}$

4.10. Диференціальний підсилювальний каскад та його параметри

Ефективним засобом зменшення впливу зовнішніх факторів /зміни температури, напруги живлення, розкиду параметрів на роботу підсилювача/ є використання диференціальних каскадів /ДК/, в яких застосовується принцип балансу електричного мосту /рис.4.20, а, б/.

У такій схемі два однакових підсилювальних елементи V_1 та V_2 утворюють два плеча мосту, іншими плечами якого є два однакових резистори навантаження $R_{н.1}$ та $R_{н.2}$. Напруга живлення, яка прикладається до вертикальної діагоналі мосту, збалансована на горизонтальній діагоналі, що є виходом. Тому зміна напруги живлення та однакові зміни параметрів елементів схеми від коливань температури чи старіння елементів теоретично не спричиняють зміни напруги у вихідному колі такого каскаду, що в свою чергу дозволяє підсилювати сигнали малого рівня, згідно з чим ця схема нечутлива і до синфазних вхідних сигналів /рис.4.21/. Для утворення корисної вихідної напруги $U_{вих}$ потрібно прикласти до його входів сигнали з протилежними фазами, тобто парафазний чи диференціальний сигнал.

У цьому разі $U_{вих}$ визначиться тільки диференціальним вхідним сигналом і не буде залежати від синфазного сигналу. Але в реальних умовах повної ідентичності плеч досягти неможливо і тому синфазний сигнал буде спричиняти деяку зміну вихідної напруги.

Розрізняють кілька типів схем ДК: несиметричний вхід - симетричний вихід; симетричний вхід - несиметричний вихід; симетричний вхід - симетричний вихід.

Оцінки властивостей ДК здійснюються такими параметрами: плечевий коефіцієнт підсилення

$$K_n = \frac{\Delta U_{вих. (1)}}{U_{вх. (1)} - U_{вх. (2)}} \quad /4.40/$$

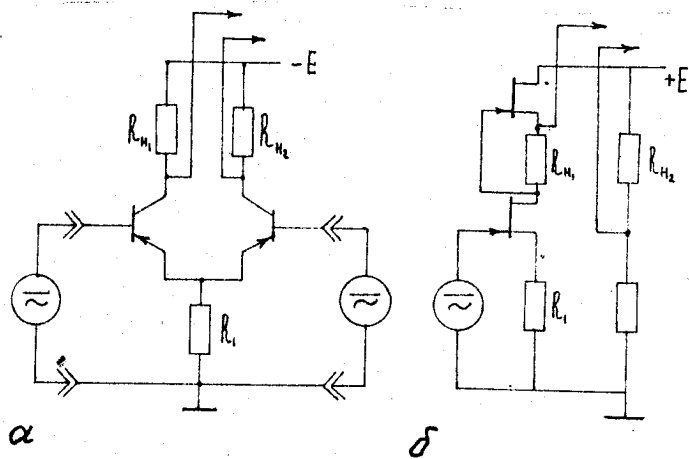


Рис. 4.20

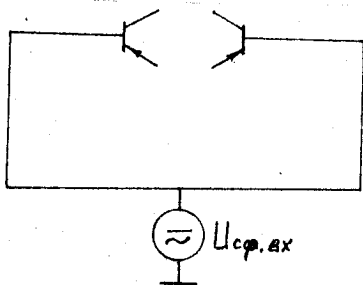


Рис. 4.21

характеризує схему виду симетричний вхід - несиметричний вихід, тобто, коли сигнал знімається з одного плеча;

диференціальний коефіцієнт підсилення

$$K_g = \frac{\Delta U_{вих.(1)} + \Delta U_{вих.(2)}}{U_{вих.(1)} - U_{вих.(2)}} = K_{п1} + K_{п2} \quad /4.41/$$

З виразу /4.41/ видно, що диференціальний коефіцієнт підсилення дорівнює сумі плечевих.

Як вже зазначалося, теоретично ДК не підсилює загальну синфазну складову вхідного сигналу, але внаслідок асиметрії реальної схеми ДК вихідна напруга

$U_{вих} = \Delta U_{вих(1)} + \Delta U_{вих(2)} = K_g(U_{вих(1)} - U_{вих(2)}) + U_{сф.вх} + K_{сф}$,
де $U_{сф.вх}$ - напруги між кожним з входів ДК та загальним виводом схеми, амплітуди та фази яких збігаються; $K_{сф}$ - коефіцієнт підсилення синфазного вхідного сигналу.

Одним з показників якості є коефіцієнт послаблення синфазного сигналу

$$K_{пос.сф} = \frac{K_g}{K_{сф}} \quad /4.42/$$

Як відомо, поліпшити показники підсилювального каскаду можливо тільки охолодження його ВЗЗ. У ДК ці функції виконує резистор $R1$, який служить для симетрування схеми. Ефективність дії ВЗЗ зростає із зростанням $R1$, але спад напруги постійного струму на цьому резисторі не дозволяє використовувати значні опори. Виходом з цього протиріччя є використання ДК з генератором стабільного струму ГСС, який має великий опір змінному струму і малий - сталому /диференціальний та статичний опір транзистора/.

Зразком ДК з ГСС, виконаного за інтегральною технологією, є ІМС $K1184Д1$ /рис.4.22/. Він складається з диференціальної пари $V1, V2$ з навантаженням $R1, R2$ та ГСС $V3$ з колом зміщення $V4, R3, R4, R5$.

Коефіцієнт підсилення ДК прямо пропорційний струму ГСС, який у свою чергу залежить від струму кола зміщення /способу вмикання виводів 8 та II/. Максимальний коефіцієнт підсилення досягається, коли ввімкнуті виводи 8 до джерела E . Характеристики $K = \gamma(R_H)$ та $U_{вих} = \gamma(f)$ зображені на рис.4.23 та 4.24.

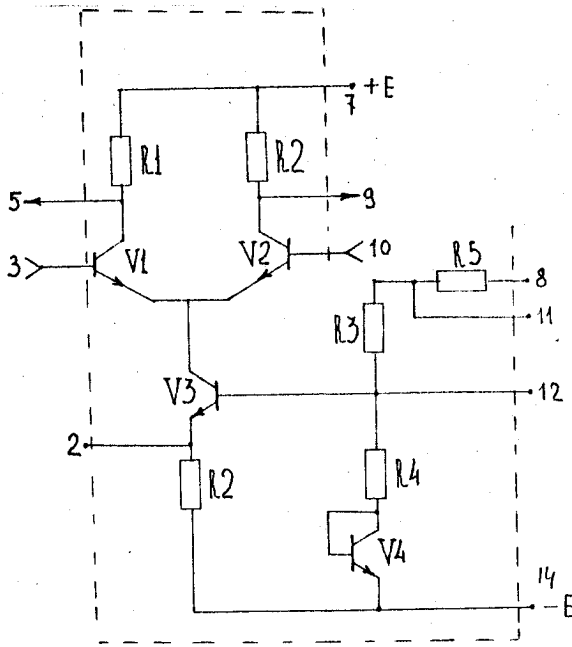


Рис. 4.22

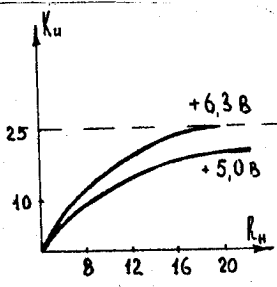


Рис. 4.23

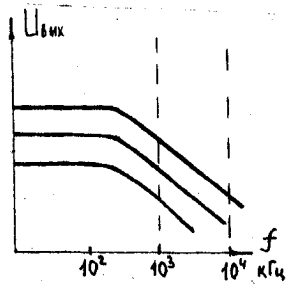


Рис. 4.24

4.11. Використання складених підсилювальних елементів

Складений транзистор використовується у каскадах, де необхідно забезпечити великий коефіцієнт підсилення струму. Найбільш поширений складений транзистор за схемою Дарлінгтона /рис.4.25, а/.

У цій схемі $I_K = I_{K1} + I_{K2}$,
де $I_{K1} = h_{21e1} I_{B1}$; $I_{K2} = h_{21e2} I_{B2}$;

$$I_{B2} = I_{B1} = I_{B1} (h_{21e1} + 1) I_{B1}.$$

Враховуючи, що $I_B = I_{B1}$, дістаємо $I_K = I [h_{21e1} + h_{21e2}(h_{21e1} + 1)]$ та відповідно

$$h_{21e\text{СКЛАД}} = \frac{I_K}{I_B} = h_{21e1} + h_{21e2}(h_{21e1} + 1) \approx h_{21e1} h_{21e2}.$$

Слід зазначити, що транзистори $V1$ та $V2$ за таких умов працюють у суттєво різних режимах: якщо другий транзистор працює за нормального струму колектора I_{K2} , то в першому буде струм I_{K1} у h_{21e2} разів менший за нормальний, що знижує коефіцієнт підсилення всього каскаду. Для узгодження режимів за постійним струмом потрібно використовувати або різні транзистори або однотипні транзистори за різних зміщень на емітерних переходах.

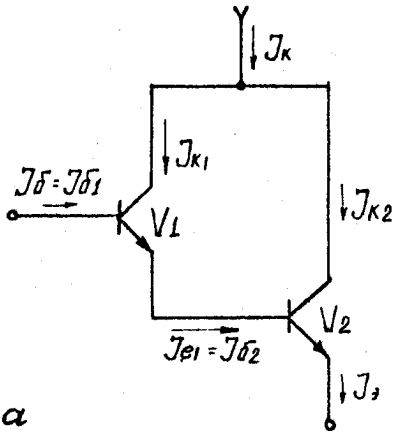
Другий спосіб узгодження режимів застосовується у схемі, зображеній на рис. 4.25, б. Для зменшення постійної складової струму бази транзистора $V2$ ввімкнено струмовідне коло $R, V3$. Транзистор $V3$ виключає шунтування змінних струмів вхідного сигналу через R і одночасно виконує функції діоду термостабілізації.

В ІМС використовуються також складені транзистори на комплементарній парі /рис.4.25, в/. Таке ввімкнення дозволяє збільшити коефіцієнт підсилення каскадів, у яких застосовуються торцеві транзистори $p-n-p$ структури з малим значенням h_{21e} .

Складений транзистор дає зростання ефекту підсилення струму тільки в схемах CE та CK ; в решті схем

$$h_{21k\text{СКЛАД}} = 1 + h_{21e\text{СКЛАД}}.$$

У схемі CB підсилення мало відрізняється від підсилення окремого транзистора. Складений транзистор не покращує частотні властивості, але застосовується для підвищення вхідного опору каскадів.



$$J_{K1} = h_{21e1} J_{\delta 1}$$

$$J_{K2} = h_{21e2} J_{\delta 2}$$

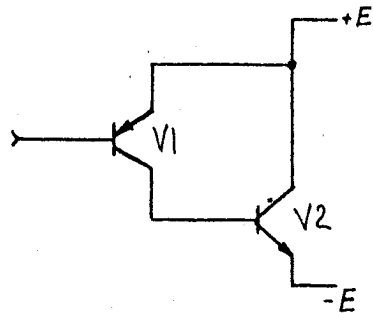
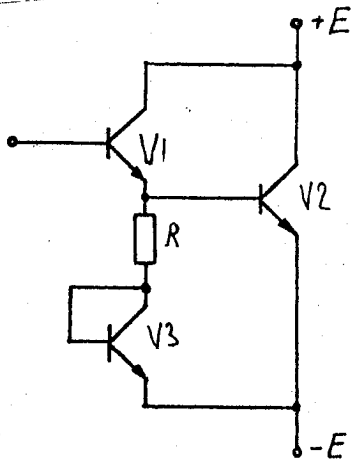
$$J_{\delta 2} = J_{\epsilon 1} = J_{\delta 1} (h_{21e1} + 1)$$

$$J_{K2} = h_{21e2} (h_{21e1} + 1) J_{\delta 1}$$

$$J_{\delta} = J_{\delta 1}$$

$$h_{21\epsilon \text{const}} = \frac{J_K}{J_{\delta}} \approx h_{21e1} h_{21e2}$$

α



$$h_{21\epsilon \text{const}} = 1 + h_{21e \text{const}}$$

Рис. 4.25

4.12. Запитання для самоконтролю

1. Як зміниться коефіцієнт підсилення каскаду на середніх частотах, якщо замість одного резистора навантаження ввімкнути два однакових у паралель? а/ $R_i \ll R_H$; б/ $R_{a_i} \ll R_i$.

2. Визначити K_0 та ємність розділового конденсатора каскаду на польовому транзисторі КП103В, якщо $M_H = \frac{K_0}{K_H} = +2$ дБ; $R_H = 10$ кОм; $R_3 = 470$ кОм; $F_H = 100$ Ом.

3. Визначити спад плоскої вершини у кінці імпульсу тривалістю 0,01 с, якщо коло, що створює спотворення, складається з $R_3 = 1$ МОм та $C_p = 0,01$ мкФ.

5. КІНЦЕВІ ПІДСИЛЮВАЛЬНІ КАСКАДИ

5.1. Вимоги до кінцевих каскадів. Коефіцієнт корисної дії та допустима потужність розсіювання

Особливості кінцевих підсилювальних каскадів полягають у тому, що в роботі підсилювального елемента використовується більша частина його навантажувальної характеристики, яка вміщує інколи явно нелінійні області. Це передбачено для забезпечення більшого розмаху вихідного струму і віддачі у навантаження потужності, близької до максимальної. Відомо, що корисним ефектом роботи підсилювального каскаду є перетворення енергії джерела живлення в енергію корисного сигналу. Ефективність підсилення визначається тим, яку частину напруги живлення E становить амплітуда напруги U_m на виході активного елемента, та яку долю споживаного від джерела струму I_0 становить амплітуда його вихідного струму I_m .

$$\text{Відношення } \psi = \frac{I_m}{I_0} \text{ та } \xi = \frac{U_m}{E}$$

звуться коефіцієнтами використання струму та напруги.

Відповідно до цих параметрів каскад утворює струм I_m та напругу U_m : $I_m = \psi I_0$ та $U_m = \xi E$.

За цих умов в навантаження віддається потужність

$$P_n = 0,5 \psi I_m U_m = 0,5 \psi \xi I_0 E \quad /5.1/$$

Чим більші коефіцієнти використання ψ та ξ , тим більша потужність P_n віддається в навантаження.

Якщо підсилювальний каскад віддає корисну потужність P_{\sim} , а від джерела живлення E споживає потужність $P_0 = \gamma_0 E$, то його робота характеризується ККД

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = 0,545 \quad /5.2/$$

Очевидно, що чим більше ККД, тим ефективніше використовується активний елемент. Потужність $P_{\kappa} = P_0 - P_{\sim}$ витрачається в самому активному елементі, спричиняючи його нагрів та погіршуючи умови його роботи. Потужність P_{κ} називається потужністю розсіяння або втрат. Для конкретних типів активних елементів потужність P_{κ} нормується та зазначається в довідниках; P_{κ} не має перевищувати $P_{\kappa \text{ доп}}$. Чим більша P_{κ} , тим більшу P_{\sim} можливо одержати від транзистора.

Потужність P_{κ} підвищує температуру $p-n$ переходу. Для нормальної роботи транзистора температура переходу не повинна перевищувати допустиму T_{max} . Теплота, що випромінюється активним елементом, безпосередньо чи за допомогою спеціальних тепловідводів /радіаторів/ знижує температуру колекторного переходу та покращує умови роботи транзистора. Ефективність теплового випромінювання характеризується тепловим опором. Тепловий опір транзистора перехід - корпус $R_{\kappa} \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}$ або перехід - кристал зазначається у довідниках. Тепловий опір радіатора R_p з алюмінію чи міді, у вигляді пластини, площа якої не перевищує 200 cm^2 , приблизно оцінюється з формули, Ом:

$$R_p \approx \frac{10^3}{S},$$

де S - повна поверхня радіатора, cm^2 .

Зростання температури середовища зменшує теплове випромінювання, тому і допустима потужність розсіяння теж зменшується:

$$P_{\kappa \text{ доп}} = \frac{T_{\text{max}} - T}{R_{\kappa}(\text{перехід-середов})} \quad /5.3/$$

Якщо застосовуються радіатори, тоді

$$P_{\kappa \text{ доп}} = \frac{T_{\text{max}} - T}{R_{\kappa}(\text{перехід-корпус}) + R_p(\text{корпус-середов})} \quad /5.4/$$

Зменшення допустимої потужності втрат $P_{\kappa \text{ доп}}$ неминуче веде до зменшення максимальної можливої корисної потужності P_{\sim} , оскільки

$$P_{\sim} = \frac{P_{\kappa \text{ доп}} \eta}{1 - \eta} \quad /5.5/$$

Отже, чим більше ККД η , тим менш потужний транзистор можна використовувати для одержання заданої P_2 тим дешевше та економічніше підсилювач.

5.2. Основні режими роботи підсилювальних елементів

Розрізняють декілька режимів роботи підсилювальних кінцевих елементів у підсилювальних каскадах.

Режимом класу А називається режим, в якому вихідний струм транзистора тече протягом цілого періоду вхідного сигналу, тобто кут відтину струму $\theta = 180^\circ$ /рис.5.1/.

Позитивними якостями такого режиму є малі нелінійні спотворення внаслідок роботи активного елемента практично тільки в лінійній області характеристики.

Недоліком цього режиму є малий ККД. З рис.5.1 можна бачити, що коефіцієнт використання струму $\psi = \frac{I_m}{I_0}$ не може перевищувати одиниці /коли $I_m = I_0$ /, а коефіцієнт використання напруги $\xi = \frac{U_m}{E} = 0,5$, якщо робоча точка вибрана на середині лінійної ділянки навантажувальної характеристики.

У такому разі $\eta = 0,25$, а потужність втрат згідно з /5.5/.

становить $P_k \approx 3P_k$

$$P_k = \frac{P_n(1-\eta)}{\eta}$$

ККД залежить від амплітуди вхідного сигналу U_c і зростає пропорційно ІС. Режим класу А використовується в каскадах попереднього підсилення або в кінцевих з малою вихідною потужністю.

Дуже часто в кінцевих каскадах застосовується режим з відоканням струму, тобто коли струм активного елемента /вихідний/ тече тільки протягом півхвилі сигналу, такий режим називається режимом класу В /рис.5.2/. Для нього характерна відсутність постійної складової струму I_0 за відсутності вхідного сигналу $U_c = 0$. Кут відтину θ у цьому разі дорівнює 90° , а вихідний струм має форму половини синусоїди /косинусоїди/, після розвинення у ряд Фур'є дістаємо

$$i = I_0 + I_m \cos \omega t + \frac{2}{3\pi} I_m \cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi} I_m \cos 4\omega t + \dots =$$

$$= I_m \left(\frac{1}{\pi} + 0,5 \cos \omega t + \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots \right)$$

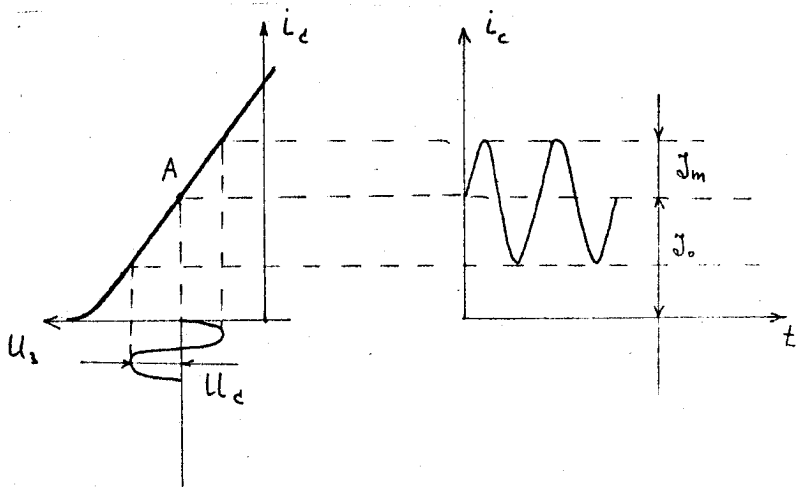


Рис.5.1

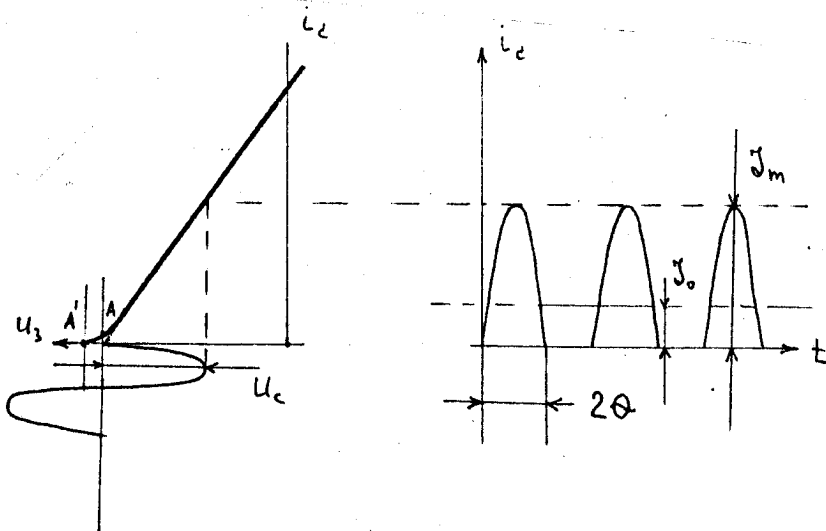


Рис.5.2

Знаходимо значення відповідно постійної складової та першої гармоніки

$$I_0 = \frac{I_m}{\pi}, \quad I_{1m} = \frac{I_m}{2}$$

Тоді

$$\psi_B = \frac{I_{1m}}{I_0} = \frac{\pi}{2} = \text{const},$$

тобто ψ_B не залежить від амплітуди вхідного сигналу і набагато перевищує ψ_A .

Мале значення I_0 порівняно з I_m забезпечує зростання ККД; якщо також вважати, що $\xi_B = \frac{U_m}{E} = 1$, що забезпечено положенням робочої точки на початку навантажувальної характеристики, то ККД

$$\eta = 0,543 = 0,5 \cdot 1,07 \cdot 1 \approx 0,78$$

Це зумовлює широке використання такого режиму у вихідних каскадах. Проте недоліком цього режиму є велике значення коефіцієнта нелінійних спотворень:

$$K_r = \frac{I_{2m}}{I_{1m}} = \frac{2}{\frac{3\pi}{1}} = 0,42$$

Виходячи з цього, використання режиму класу B можливе тільки у двотактних схемах, тобто схемах, які мають два плеча, працюючих по черзі.

Слід також зазначити, що в дійсності внаслідок наявності нижнього вигину характеристики активного елемента /рис.5.2/, струм спокою I_0 у режимі B не дорівнює нулю, а становить 3...15% максимального значення вихідного струму, а кут вигину декілька перевищує 90° , тобто має місце проміжний режим, який зветься режимом AB .

У режимі класу C робоча точка вибирається так, щоб забезпечити кут відтину $\theta < 90^\circ$, це стає можливим, коли робоча точка розміщена у зоні лівіше напруги відсічки. Відношення амплітуди першої гармоніки вихідного струму до постійної складової у цьому режимі вище, ніж у режимі класу B , і зростає зі зменшенням кута відтину, внаслідок чого ККД цього режиму більший, ніж у режимі класу B /досягає 80%/, але відповідно зростає і коефіцієнт нелінійних спотворень.

Режим класу D - це такий режим, за якого активний елемент знаходиться тільки у двох становищах: повністю закритому, коли струму у вихідному колі практично немає, або повністю відкритому, коли спад напруги між вихідними електродами близький до нуля. У такому режимі втрати енергії в активному елементі нехтують, оскільки в обох становищах енергія, що виділяється, дуже мала, тому ККД підсилювального

каскаду можна одержати близьким до одиниці. Слід зазначити, що для підсилення гармонічних сигналів довільної форми і амплітуди режим каскаду D /ключовий/ можна використовувати тільки тоді, коли цим сигналом промодулювати за шириною прямокутні імпульси постійної амплітуди, які мають частоту проходження у декілька разів більшу найвищої частоти підсилюваних сигналів. Промодульовані таким чином прямокутні імпульси підсилюються каскадом, що працює у режимі D , а потім перетворюються з малими втратами енергії в первісний модулюючий сигнал.

5.3. Однотактні каскади

Розрізняють два типи схем підсилювачів потужності: однотактні та двотактні /рис.5.3, 5.5/. У свою чергу, ці схеми поділяються на схеми з безпосереднім увімкненням навантаження та з проміжними пристроями - трансформаторні.

Позитивними якостями однотактних схем з безпосереднім увімкненням навантаження є їх простота, відсутність додаткових елементів, втрат потужності у вихідному пристрої додаткових нелінійних частотних та перехідних спотворень і можливість підсилення сигналів у широкій смузі частот, а їх недоліками - протікання через навантаження постійної складової струму та наявність на навантаженні постійного потенціалу, невеликий ККД, зумовлений використанням режиму класу A .

За повного використання навантажувальної характеристики /рис.5.4/ вихідна потужність

$$P_{\sim max} = 0,5 J_m^2 R_H = 0,5 J_m U_m = 0,5 J_0 \cdot 0,5 E, \quad /5.6/$$

і відповідно ККД

$$\eta_{max} = \frac{P_{\sim max}}{P_0} = \frac{0,25 J_0 E}{J_0 E} = 0,25 \quad /5.7/$$

Напряга живлення E у такій схемі має бути вибрана з умови $0,8 - 0,9 / U_{к.доп}$, а струм спокою J , що дорівнює сумі $J_{вих}$ та J_{min} відповідно

$$J_0 = (1,45 \dots 1,55) \sqrt{\frac{P_H}{R_H}}$$

Активний елемент такого каскаду має забезпечити струм

$$J_{max} = J_{min} + 2J_m, \text{ тобто}$$

$$J_{к.доп} > J_{max}.$$

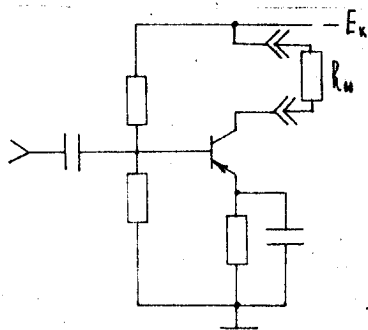


Рис. 5.3

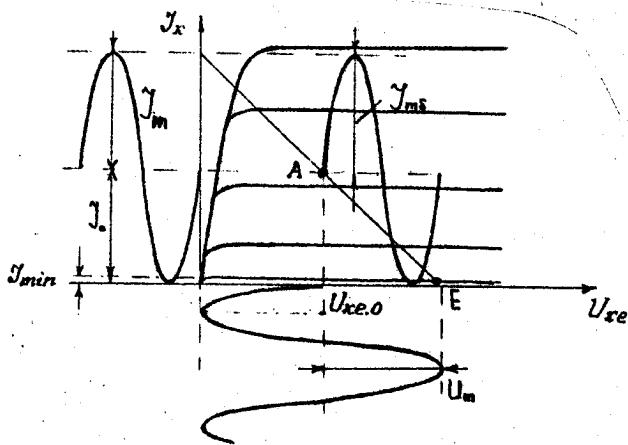
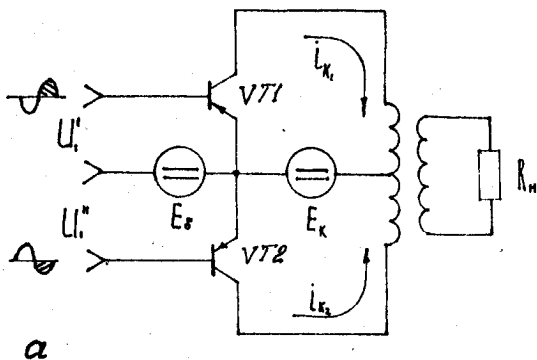
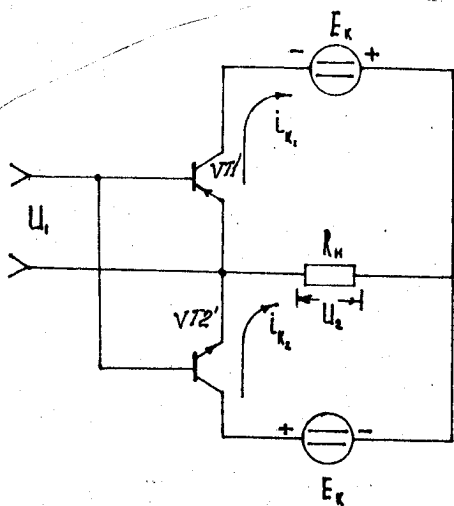


Рис. 5.4



a



б

Рис. 5.5

Кращі показники з ККД має трансформаторний каскад. Коли застосовується ідеальний трансформатор з опором втрат $R_n = 0$, напруга спокою між вихідними електродами активного елемента дорівнює E . За синусоїдального вхідного сигналу та роботи каскаду в режимі класу A та повного використання навантажувальної характеристики дістаємо

$$P_{\sim \max} = 0,5 U_m I_m = 0,5 \psi E I_0 ; \quad /5.8/$$

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\sim}}{P_0} = 0,5 \psi ,$$

тобто за $\psi = 1$ ККД в 2 рази вище, ніж у попередньому випадку. Але смуга частот у цьому разі менша, проте розміри, вага та вартість більші. Вибираючи відповідний коефіцієнт трансформації, забезпечують роботу каскаду практично на будь-яке навантаження.

Внаслідок дії електрорушійної сили самоіндукції напруга U_K може у 8-10 разів перевищувати E , що може спричинити пробій транзистора, тому напруга спокою U_{K0} вибирається з умови $U_{K0} = (0,35 \dots 0,4) E$

$U_{K \max}$ у трансформаторному каскаді опір навантаження змінному струму R_n визначається через опір навантаження R_H та коефіцієнт трансформації $n = \frac{W_2}{W_1}$; $R_n = \frac{R_H}{n^2}$.

У такому каскаді потужність сигналу P_{\sim} більше, ніж потужність сигналу на навантаженні P_H , бо спостерігаються втрати енергії у трансформаторі

$$P_{\sim} = \frac{P_H}{\eta_{TP}}$$

де η_{TP} - ККД трансформатора.

5.4. Двотактні кінцеві каскади.

Особливості роботи та властивості двотактних каскадів

На рис.5.5 а, б зображено трансформаторну та безтрансформаторну схеми двотактних підсилювачів. Принцип роботи таких підсилювачів у режимі класу B пояснюється діаграмами /рис.5.6, 5.7/. Через спільне навантаження R_H чи первинну обмотку струми колекторів i_{K1} та i_{K2} течуть назустріч один одному так, що напруга на навантаженні визначається різницею струмів i_{K1} та i_{K2} .

Колекторний струм кожного плеча можна виразити поліномом

$$i_K = I_0 + S_1 U + S_2 U^2 + S_3 U^3 + \dots$$

Якщо напруга на базі верхнього плеча $U_1 = U_m \cos \omega t$, то напруга для транзистора нижнього плеча $U_2 = -U_m \cos \omega t$. Струм плеча колектора відповідно становить

$$i_{k.1} = \gamma_0 + S_1 U_m \cos \omega t + S_2 U_m^2 \cos^2 \omega t + S_3 U_m^3 \cos^3 \omega t + \dots$$

$$i_{k.2} = \gamma_0 - S_1 U_m \cos \omega t + S_2 U_m^2 \cos^2 \omega t - S_3 U_m^3 \cos^3 \omega t + \dots$$

Отже, напруга на навантаженні

$$\begin{aligned} U_{вих} &= R_H (i_{k.1} - i_{k.2}) = R_H (2S_1 U_m \cos \omega t + 2S_3 U_m^3 \cos^3 \omega t + \dots) = \\ &= R_H (2\gamma_{1m} \cos \omega t + 2\gamma_{3m} \cos^3 \omega t + \dots) \quad /5.9/ \end{aligned}$$

Аналіз виразу /5.9/ показує, що вихідна напруга схеми не має постійної складової напруги та парних гармонік за довільного їх змісту у струмах кожного плеча.

Зміна напруги джерела живлення через дію перешкод /пульсації, фон тощо/ призводить до одночасної зміни колекторних струмів транзистора, внаслідок чого зазначені завади не проходять на вихід підсилювача.

Позитивні якості двотактної схеми:

компенсація всіх парних гармонік, які утворюються у кожному плечі схеми, що дозволяє використовувати режим класу **B** з його високими енергетичними показниками;

відсутність складу постійної напруги на опорі навантаження, внаслідок чого на колектори транзисторів передається вся напруга живлення E за будь-яких R ;

компенсація завад і фону, що створюються джерелом живлення.

5.5. Визначення нелінійних спотворень

Оскільки основним режимом роботи каскаду кінцевого підсилення є режим великих сигналів з використанням практично всієї навантажувальної характеристики до нелінійних областей, то за дії на вході каскаду гармонічного сигналу його вихідний сигнал буде містити й вищі гармоніки. Це спричиняє появу значень коефіцієнта нелінійних спотворень K_p , які більші за нуль.

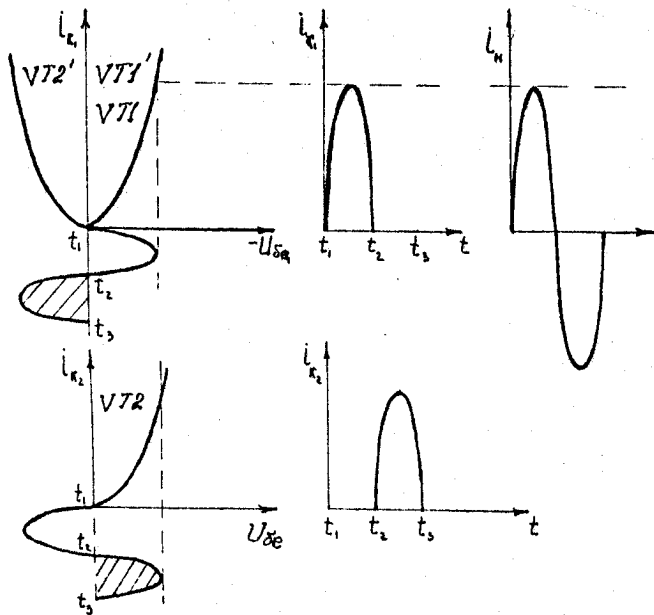


Рис. 5.6

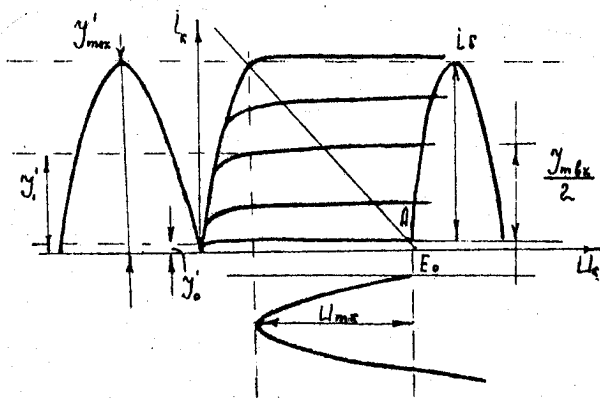


Рис. 5.7

Коефіцієнт нелінійних спотворень визначається розрахунковим шляхом та графічним побудуванням наскрізної характеристики /рис.5.8/.

Для визначення K_r :

будуться динамічна характеристика змінного струму, за якою визначаються значення $I_{k, \max}$, $I_{k, \min}$ та проміжні значення базових струмів $I_{\delta, \max}$ та $I_{\delta, \min}$ /рис.5.8, а, б/;

за вхідною характеристикою транзистора $I_{\delta} = f(U_{\delta})$ та раніше визначеними значеннями струму бази визначають значення U_{δ} /рис.5.8, б/, потім $E_r = I_{\delta} R_r + U_{\delta}$, де R_r - опір джерела, та будуть наскрізну характеристику /рис.5.8, в/.

Наприклад, $E_{r, \max} = I_{\delta, \max} R_r + U_{\delta, \max}$.

наскрізну характеристику $I_k = f(E_r)$ поділяють на чотири частини та визначають значення струмів $I_{k,1}$, $I_{k,0}$, $I_{k,2}$, $I_{k, \min}$, $I_{k, \max}$.

Теоретичну основу методу п'ятьох ординат становить той факт, що якщо наскрізна динамічна характеристика $I_k = f(E_r)$ не має різких зломів, її можна подати у вигляді ряду з невеликим числом членів:

$$i = I_0 + S_1 U + S_2 U^2 + S_3 U^3 + \dots$$

Підставляючи $U = U_m \cos \omega t$, запишемо вихідний струм у вигляді!

$$i = I_0 + I_{1m} \cos \omega t + I_{2m} \cos 2\omega t + I_{3m} \cos 3\omega t + \dots$$

Послідовно задаючи величині ωt значення $0, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3}, \pi$, дістаємо п'ять рівнянь:

$$1. \omega t = 0, i = I_{\max} = I_{\text{сеп}} + I_{1m} + I_{2m} + I_{3m} + I_{4m};$$

$$2. \omega t = \frac{\pi}{3}, i = I_1 = I_{\text{сеп}} + \frac{1}{2} I_{1m} - \frac{1}{2} I_{2m} - I_{3m} - 0,5 I_{4m};$$

$$3. \omega t = \frac{\pi}{2}, i = I_0 = I_{\text{сеп}} - 2 I_{2m} + I_{4m}; \quad /5.10/$$

$$4. \omega t = \frac{2\pi}{3}, i = I_2 = I_{\text{сеп}} - \frac{1}{2} I_{1m} - \frac{1}{2} I_{2m} + I_{3m} - \frac{1}{2} I_{4m};$$

$$5. \omega t = \pi, i = I_{\min} = I_{\text{сеп}} - I_{1m} + I_{2m} - I_{3m} + I_{4m}.$$

Ці значення струмів визначаються з наскрізної характеристики для випадків $+U_{\text{с.м.}}$, $+0,5U_{\text{с.м.}}$, 0 , $-0,5U_{\text{с.м.}}$, $-U_{\text{с.м.}}$.

Після розв'язування системи рівнянь /5.10/ дістанемо значення амплітуд струмів гармонік:

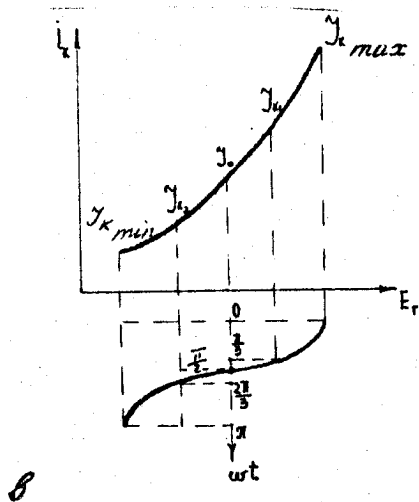
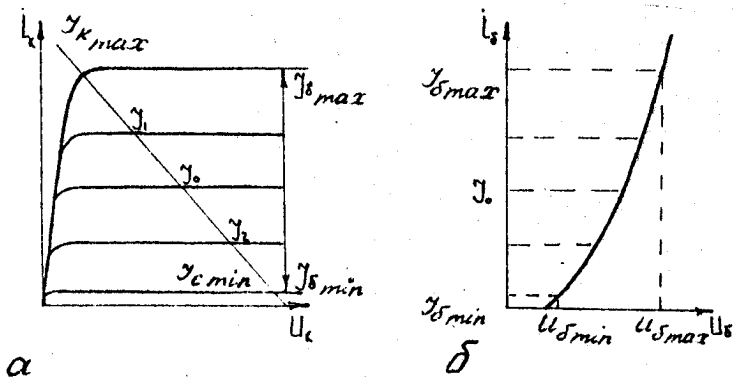


Рис. 5.8

$$J_{1m} = \frac{J_{\max} - J_{\min} + J_1 - J_2}{3}; \quad /5.11/$$

$$J_{2m} = \frac{J_{\max} + J_{\min} - 2J_0}{4}; \quad /5.12/$$

$$J_{3m} = \frac{J_{\max} - J_{\min} - 2(J_1 - J_2)}{6}; \quad /5.13/$$

$$J_{4m} = \frac{J_{\max} + J_{\min} - 4(J_1 + J_2) + 6J_0}{12}; \quad /5.14/$$

Здобуті значення амплітуд використовуються для визначення коефіцієнта нелінійних спотворень K_r .

Для попередніх розрахунків K_r може використовуватись спрощений метод визначення K_r тільки з урахуванням другої гармоніки

$$K = \frac{J_{2m}}{J_{1m}}, \text{ де}$$

$$J_{1m} = \frac{J_{\max} - J_{\min}}{2}; \quad /5.15/$$

$$J_{2m} = \frac{\frac{1}{2}J_{\max} + J_{\min} - J_0}{2}. \quad /5.16/$$

За визначення K_r у двотактному підсилювачі слід пам'ятати, що в зазначеній схемі непарні гармоніки підсумовуються, а парні віднімаються, тому для ідеального випадку повної симетрії K_r може бути визначений з виразу

$$K_r = \frac{\sqrt{(2J_{3m})^2 + (2J_{5m})^2}}{2J_{1m}}. \quad /5.17/$$

За наявності асиметрії, яка оцінюється її відповідним коефіцієнтом $\nu = \frac{J'}{J''} - 1$, де J' та J'' - струми першого та другого плечей, розрахунковий вираз для K_r двотактного каскаду, має вигляд

$$K_r \approx \frac{\sqrt{(\nu J_{2m})^2 + (2J_{3m})^2 + (\nu J_{4m})^2}}{2J_{1m}}. \quad /5.18/$$

Для того щоб скористатися цим методом для оцінки нелінійних спотворень підсилювача, працюючого в режимі B , треба заздалегідь струми одного плеча, що відповідають розрахунковій амплітуді вхідного сигналу та її половині позначити I'_{max} та I' , аналогічні струми другого плеча - відповідно I'_{min} та I'_2 /рис.5.7/. Потім визначити I_{max}, I_1, I_0, I_2 та I_{min} з виразів

$$I_{max} = I'_{max} \left(1 + \frac{\beta}{2}\right); I_1 = I' / \left(1 + \frac{\beta}{2}\right); I_0 = \beta I'_0;$$

$$I_2 = -I' / \left(1 - \frac{\beta}{2}\right); I_{min} = -I'_{max} \left(1 - \frac{\beta}{2}\right).$$

5.6. Вибір транзисторів для кінцевого каскаду

Транзистори для роботи в каскаді кінцевого підсилення вибирають з урахуванням енергетичних співвідношень. Якщо вважати, що струм транзистора одного плеча має вигляд напівсинусоїди /тобто каскад працює в режимі $B/$, то постійна складова його струму $I_0 = \frac{I_m}{\pi}$. Два плеча споживають від джерела струм $2I_0$ і відповідно потужність

$$P_0 = E \frac{2I_m}{\pi}$$

Амплітуда I_m пропорційна вхідному сигналу U , тому P_0 лінійно зростає зі збільшенням амплітуди сигналу. Корисна потужність у навантаженні $P_{\sim} = 0,5 I_m U_m$, тому ККД підсилювача

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{I_m U_m \pi}{2E 2I_m} = \frac{\pi \xi_B}{4}$$

/5.19/

Максимальне значення $\eta_B = 78\%$, коли $\xi_B = 1$. Щоб вибрати транзистор такого каскаду, необхідно знати, яка потужність розсіюється на їх колекторах. Для обох плечей ця потужність

$$2P_K = P_0 - P_{\sim} = \frac{2E I_m}{\pi} - \frac{I_m U_m}{2}$$

Замінюючи I_m на $\frac{U_m}{R_H}$ та виносячи E^2 , дістаємо

$$P_K = \frac{E^2}{R_H} \left(\frac{\xi_B}{\pi} - \frac{\xi_B^2}{4} \right)$$

За умовою $\frac{dP}{d\xi} = 0$ потужність P_K максимальна, коли $\xi_B = \frac{2}{\pi} = 0,637$;

$$P_{K,max} = \frac{E^2}{\pi^2 R_H} \quad \text{та} \quad P_{\sim} = \frac{U_m^2}{2R_H} = \frac{(\xi_B E)^2}{2R_H} = \frac{(\xi_B \pi)^2 P_{K,max}}{2}$$

Підставляючи $\xi = \xi_{max}$, здобуваємо

$$P_{\sim} = 2P_{Kmax} \quad /5.20/$$

Виходячи з цього вибір транзистора необхідно здійснювати з умови

$$P_K \geq (0,25 \dots 0,5) P_{\sim \text{пл}}, \quad /5.21/$$

де $P_{\sim \text{пл}} = \frac{P_{\sim}}{2}$.

Через те що в практичних умовах має місце не "чистий" режим В, а енергетично близький до нього режим АВ, то $P_{\sim} = P_{Kmax}$ і тоді $P_K \geq P_{\sim \text{пл}}$.

Якщо підсилювач працює у режимі А, то $P_{\sim} = 0,47 P_K$ і в цьому випадку $P_K \geq 2 P_{\sim \text{пл}}$.

5.7. Кінцеві каскади підсилення потужності, що працюють у режимі з ШІМ

В останній час значне поширення знаходять підсилювальні пристрої з широтно-імпульсною модуляцією сигналу, що використовують режим D.

Такі пристрої мають деякі переваги порівняно з класичними схемами підсилювачів, серед них високий ККД за будь-яких рівнів сигналу, більша стабільність відносно до самозбудження. Але ці підсилювачі складніші, мають обмежений частотний діапазон, що звужує їх застосування. Їх використання доцільне, коли на перше місце висувуються вимоги економічності, надійності, стабільності за поміркованих вимог до якості вихідного сигналу: багатоканальний гучномовний зв'язок, селекторні пристрої, мегафони тощо.

Структурна схема підсилювача з широтно-імпульсною модуляцією зображена на рис.5.9.

Генератор тактових імпульсів /ГТІ/ виробляє імпульси, що надходять на вхід широтно-імпульсного модулятора /рис.5.10/. Тривалість імпульсів модулятора пропорційна амплітуді вхідного сигналу. Імпульсний сигнал зі змінною шпаруватістю підсилюється за потужністю вихідним каскадом, що працює у ключовому режимі та надходить на вхід фільтра НЧ, який здійснює фільтрацію ВЧ складових та фактично демодуляцію сигналу. Середнє значення напруги на навантаженні

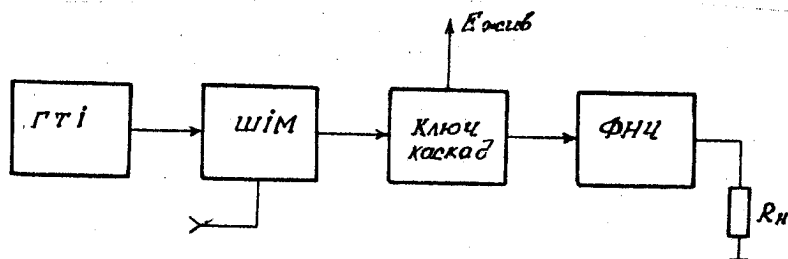


Рис.5.9

$$U_{вих} = U_i \cdot \frac{t_i}{T_i} = U_i \cdot x,$$

де U_i - амплітуда напруги вихідного імпульсу, яка практично дорівнює напрузі живлення; t_i - тривалість імпульсу широтно-імпульсного модулятора; T_i - період тактових імпульсів; x - коефіцієнт заповнення імпульсів.

Робочу точку такого підсилювача /режим спокою/ вибирають за $x = 0,5$; тоді у навантаженні виділяється значна потужність, що призводить до зменшення ККД підсилювача до 0,5 та менше. Це залежить від якості ФНЧ. Наявність значної постійної складової у вихідній напрузі зменшує ефективність динамічних головок, спричиняє підмагнічування вихідних трансформаторів та різке зростання коефіцієнта нелінійних спотворень. Ці недоліки особливо виявляються, коли одержують велику вихідну потужність /десятки-сотні ватт/. У такому разі необхідно використати розділовий конденсатор з великою ємністю.

Збільшення ККД та реалізація режиму роботи без постійної складової досягається застосуванням двотактного підсилювача /рис.5.11/. При підсиленні додатньої напівхвилі сигналу працює тільки ключ К.К.1, від"ємної - ключ К.К.2. Середнє значення струму у навантаженні за період вхідного сигналу дорівнює нулю, отже, відсутня постійна складова.

Підсилювач вміщує два широтно-імпульсних модулятори: ШІМ-1 для перетворення додатньої напівхвилі вхідного сигналу на ШІМ-2 для від"ємної напівхвилі.

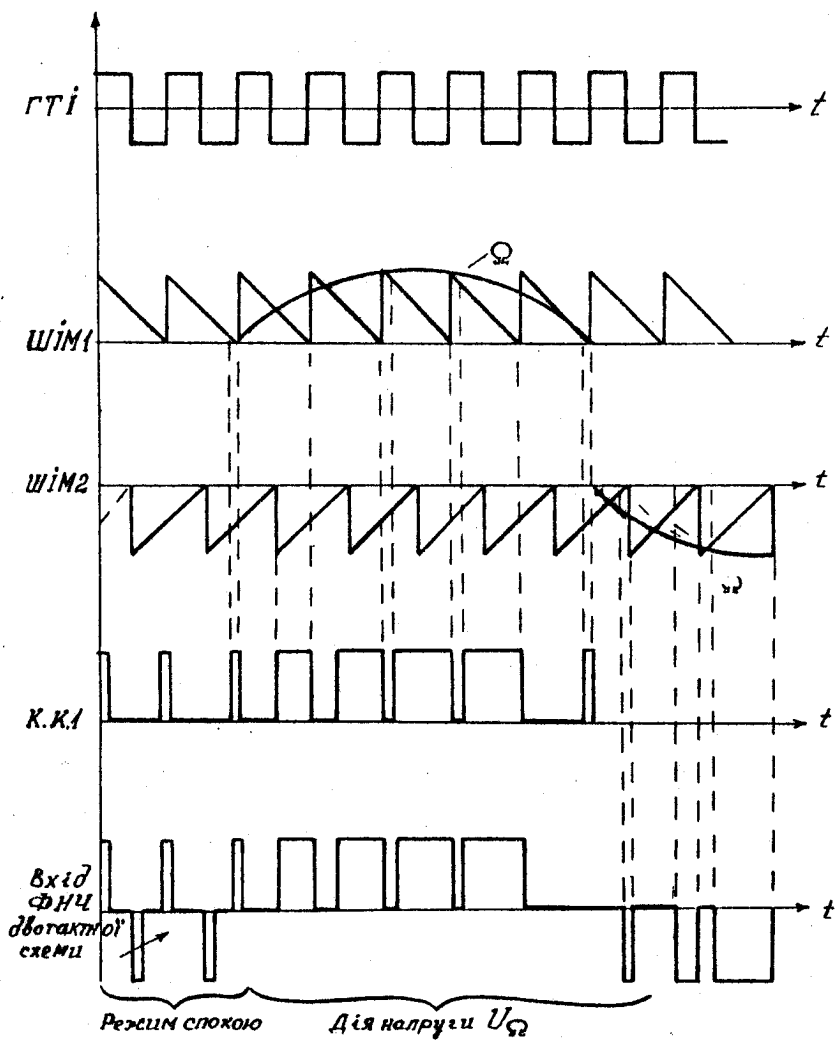


Рис.5.10

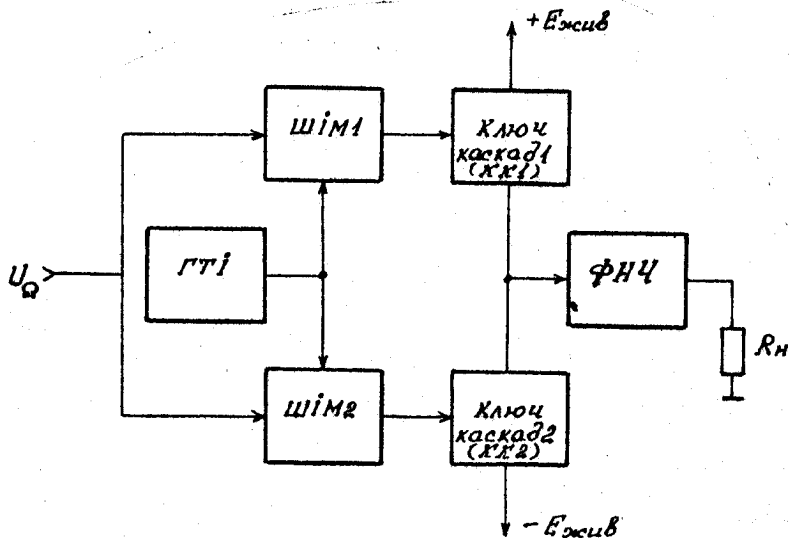


Рис.5.11

5.8. Запитання для самоконтролю

1. Які додаткові позитивні якості має двотактна схема порівняно з однотактною?
2. Назвіть максимально досягнені значення ККД для підсилювальних каскадів, які працюють у режимах класу А, В, АВ, С, І.
3. Як зміниться вихідна потужність підсилювального каскаду за зростання R_H ?
4. Які гармоніки відсутні у спектрі ідеально-вбалансованої двотактної схеми?

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Остапенко Г.С. Усилительные устройства: Учеб. пособие для вузов.- М.: Радио и связь, 1989.
2. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства: Учеб. пособие.- 2-е изд., перераб. и доп.- М.: Связь, 1977.
3. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: Учеб. пособие.- 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1984.
4. Цыкин Г.С. Усилительные устройства: Учеб. пособие.- 4-е изд., перераб. и доп.- М.: Радио и связь, 1984.
5. Гершунский Б.С. Основы электроники и микроэлектроники: Учеб. пособие.- К.: Выща шк., 1989.
6. Цыкина А.В. Электронные усилители.- М.: Радио и связь, 1982.
7. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы.- 2-е изд., перераб. и доп.- М.: Сов.радио, 1979.
8. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники.- М.: Радио и связь, 1985.
9. Алексенко А.Г. и др. Применение прецизионных аналоговых микросхем.- М.: Радио и связь, 1985.
10. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехник : Справочное руководство: Пер. с нем.- М., Мир, 1983.
11. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х т. Пер. с англ.- М.: Мир, 1983.
12. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника.- М.: Высш. шк., 1982.
13. Гальперин М.В. Введение в схемотехнику.- М.: Энергоиздат, 1982 /Библиотека по автоматике. Вып. 623/.
14. Дано Дж.Б. Операционные усилители; принцип работы и применение: Пер. с англ.- М.: Энергоиздат, 1982 /Библиотека по автоматике/.

До курсового проектування

15. Проектирование усилительных устройств на транзисторах / Под ред. Г.В.Войшвилло.- М.: Связь, 1972.
16. Проектирование усилительных устройств / Под ред. Н.В.Терпугова.- М.: Высш. шк., 1982.
17. Александрова Т.С. Проектирование усилителей телевизионных сигналов.- М.: Связь, 1971.

18. Проектирование транзисторных усилителей звуковых частот / Под ред. Н.Л.Безладнова.- М.: Связь, 1978.
19. Войшилло Г.В. Современная техника усиления сигналов.- М.: Сов. радио, 1978.
20. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / М.К.Белкин, В.Т.Велинский и др.- 2-е изд.- К.: Выща шк., 1988.
21. Интегральные схемы в радиоэлектронных устройствах / И.Н.Мигулин, М.Э.Чаловский.- К.: Техника, 1978.
22. Джонсон Д. и др. Справочник по активным фильтрам: Пер. с англ.- М.: Энергоатомиздат, 1983.
23. Алексенко А.Г., Шапурин И.И. Микросхемотехника.- М.: Радио и связь, 1982.
24. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах.- Л.: Энергоатомиздат, 1988.
25. Разработка и оформление конструкторской документации радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Э.Т.Романычева и др. Под ред. Э.Т.Романычевой.- М.: Радио и связь, 1989.
26. Трохименко Я.К., Любич Ф.Д. Радиотехнические расчеты на микрокалькуляторах: Справоч. пособие.- М.: Радио и связь, 1983.
27. Федосеева Е.О. Кинотеатральная звуковоспроизводящая аппаратура "Звук Т2".- М.: Искусство, 1985.

Довідкова література

28. Полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник / Под ред. Н.Н.Горюнова.- М.: Энергоатомиздат, 1985.
29. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник / Под ред. Б.Л.Перельмана.- М.: Радио и связь, 1981.
30. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник / Под ред. А.В.Голомедова.- М.: Радио и связь, 1985.
31. Транзисторы: Справочник / О.П.Григорьев и др.- М.: Радио и связь, 1989.
32. Транзисторы / Под ред. А.А.Чернышева.- М.: Энергия, 1980.
33. Лавриненко В.Ю. Справочник по полупроводниковым приборам.- К.: Техника, 1984.
34. Интегральные микросхемы: Справочник / Под ред. Б.В.Тарабрина.- М.: Радио и связь, 1984.
35. Аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / Под ред. Ю.В.Назарова, Б.В.Тарабрина и др.- М.: Радио и связь, 1981.

36. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы: Справоч. пособие / Под ред. С.В.Якубовского.- М.: Радио и связь, 1985.

37. Щербаков В.И., Грездов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник.- К.: Техника, 1983.

38. Гурлев Д.С. Справочник по электронным приборам.- Киев: Техника, 1974.

39. Резисторы: Справочник / Под ред. И.И.Четверткова.- М.: Энергоиздат, 1981.

40. Справочник по электрическим конденсаторам / Под ред. И.И.Четверткова и В.Ф.Смирнова.- М.: Радио и связь, 1983.

41. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: Справочник / Под ред. А.В.Голомедова.- М.: Радио и связь, 1989.

Министерство высшего образования Украины
Винницкий политехнический институт

Учебное издание
Рудик Вадим Данилович

Конспект лекций
по курсу "Аналоговые электронные устройства"
для студентов специальности "Радиотехника"
всех форм обучения

Винница ВПИ 1991
На украинском языке

Навчальне видання
Рудик Вадим Данилович

Конспект лекцій
до курсу "Аналогові електронні пристрої"
для студентів спеціальності "Радиотехніка"
усіх форм навчання

Відповідальний за випуск В.Л.Кофанов

Редактор Р.І.Петрова

Коректори: С.М.Кушнір
А.Б.Ревуцька
Д.В.Ткаченко
А.І.Мішина

Підп. до друку 14.11.91 . Формат 60×84^{1/8}. Папір
друк. № 3 . Друк. офсетний. Ум. др. арк. 3,36. Ум. фарбо-відб. 5,97
Облік.-вид. арк. 6,12 . Тираж 1000
Зам. № 2488 . Безплатно

ВПІ .286021, м. Вінниця, Хмельницьке шосе, 93

РОВО «Укравзполіграф».
252151, Київ, вул. Волинська, 60.