

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДНІПРОВСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

Марченко С. В.

**Конспект лекцій  
з дисципліни  
«Аналогові електронні пристрой»  
для здобувачів вищої освіти  
першого (бакалаврського) рівня  
зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»  
за освітньо-професійною програмою «Телекомунікації та радіотехніка»**

Затверджено:  
Редакційно-видавничою  
секцією науково-методичної  
ради ДДТУ  
від 21.02.2019 р. протокол №2

Кам'янське  
2019

Розповсюдження і тиражування без офіційного дозволу Дніпровського державного технічного університету заборонено.

Конспект лекцій з дисципліни «Аналогові електронні пристрой» освітньо-професійної програми першого (бакалаврського) рівня вищої освіти зі спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка», укл. Марченко С. В., Кам'янське; ДДТУ, 2019 р. – 118 с.

Укладач: к.ф-м.н., доц. Марченко С. В.

Відповідальний за випуск:

Зав. каф. «АРПТ»

Рязанцев О. В., к.ф.-м.н.

Рецензент: С'янов О. М., д.т.н., проф. каф. АРПТ

Затверджено на засіданні кафедри апаратури радіозв'язку, радіомовлення і телебачення, від «31» січня 2019 р., протокол № 1.

Цей конспект лекцій не є оригінальним науковим текстом та укладач не претендує на авторство і першоджерело. Цей текст створено на основі існуючих європейських і вітчизняних практик, нормативних документів, методичних розробок окремих закладів вищої освіти, а також кейсах Національного агентства і забезпечення якості вищої освіти.

Коротка анотація видання.. Коротка анотація видання. В конспекті лекцій розглянуто основи і принципи дії аналогових пристрой на біполярних і польових транзисторах. Аналізуються основні схеми , використовувані в аналогових трактах радіо- апаратури , наводяться розрахункові формули , що дозволяють визначити елементи принципових схем пристрой. Викладаються основи побудови різних функціональних пристрой на основі операційних підсилювачів.

**ЗМІСТ**

стор.

	5
1. Вступ.....	5
2. Підсилюальні пристрої (ПП) на транзисторах .....	5
2.1. Класифікація ПП .....	5
2.2 Основні технічні характеристики і показники ПП.....	7
2.3 Методи аналізу підсилюальних каскадів в частотній області....	13
2.4 Активні елементи ПП.....	14
2.4.1 Біполярні транзистори .....	14
2.4.2 Польові транзистори .....	16
2.5 Підсилюальний каскад на біполярному транзисторі з ЗЕ.....	17
2.6 Термостабілізація режиму каскаду на БТ .....	23
2.7 Підсилюальний каскад на біполярному транзисторі з ЗБ .....	30
2.8 Підсилюальний каскад на біполярному транзисторі з ЗК .....	32
2.9 Підсилюальний каскад на польовому транзисторі з ЗВ .....	35
2.10 Термостабілізація режиму каскаду на ПТ .....	37
2.11 Підсилюальний каскад на ПТ із ЗС та ЗВ.....	39
2.12 Часові характеристики підсилюальних каскадів .....	42
2.13 Найпростіші схеми корекції АЧХ та ПХ .....	46
3 Підсилюачі з зворотнім зв'язком.....	50
3.1.Загальні відомості .....	50
3.2.Підсилюачі з послідовною НЗЗ по струму .....	50
3.3.Підсилюачі з послідовною НЗЗ по напрузі .....	52
3.4. Підсилюачі з паралельною НЗЗ по напрузі .....	54
3.5. Підсилюачі з паралельною НЗЗ по струму .....	55
4. Підсилюачі потужності .....	57
4.1. Загальні відомості .....	58
4.2. Класи підсилення .....	58
4.3. Однотактні ПП .....	59

4.4.	Двотактні ПП .....	61
5.	Підсилювачі постійного струму (ППС) .....	62
5.1.	Загальні відомості .....	69
5.2.	Способи побудови ППС .....	69
5.3.	Диференціальні підсилювачі (ДП).....	70
5.4.	Схеми включення ДП .....	73
5.5.	Точнісні параметри ДП .....	76
6.	Операційні підсилювачі і ПУ на їх основі .....	77
6.1.	Загальні відомості .....	79
6.2.	Основні параметри та характеристики ОП .....	79
6.3.	Інвертуючий підсилювач .....	80
6.4.	Неінвертуючий підсилювач .....	84
6.5.	Різновиди ПП на ОП .....	86
7.	Аналогові пристрой різного призначення на основі ОП.....	89
7.1.	Регульовані підсилювачі .....	92
7.2.	Підсилювачі діапазону НВЧ .....	92
7.3.	Пристрої формування АЧХ .....	99
7.3.1.	Активні фільтри на ОП .....	103
7.3.2.	Гіратори .....	103
7.3.3.	Регулятори тембру і еквалайзери .....	109
7.4.	Аналогові перемножителя сигналів .....	110
7.5.	Компаратори .....	112
	Перелік посилань .....	115
		117

## 1. Вступ

Вивчення дисципліни « Аналогові електронні пристрої » необхідно в плані створення аналогових пристройів та їх застосування при розробці аналогових трактів різних радіоелектронних засобів.

Даний навчальний посібник не дає повного викладу матеріалу в частині отримання строгих розрахункових співвідношень , вказуючи лише методику їх отримання. Певною мірою воно схоже з навчальними посібниками [1,2]. Але , на відміну від останніх , даний посібник містить не тільки той мінімум матеріалу , який необхідний студенту для розуміння фізичних основ функціонування АЕП , а ще й розрахункові співвідношення, що дозволяють проектувати АЕП . При необхідності більш глибокого розгляду окремих теоретіческих питань рекомендується скористатися літературою , на яку є посилання у відповідних розділах посібника . Природним чином передбачається , що студент , що приступив до вивчення курсу " Схемотехніка аналогових електронних пристройів " , в достатній мірі володіє необхідними математичними навичками , знайомий з основними поняттями в області теорії електричних кіл і напівпровідникових приладів.

## 2. Підсилюючі пристрої на транзисторах

### 2.1. Класифікація підсилюючих пристройів

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

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

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

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

- за характером підсилювальних сигналів - ПП безперервних (гармонійних) та ПП імпульсних сигналів;
- за діапазоном робочих частот - ПП постійного струму ( $f_h = 0$  Гц) і ПП змінного струму. ПП змінного струму поділяються на:
  - підсилювачі звукових частот (от 20 до 20000 Гц) або низькочастотні підсилювачі;
  - підсилювачі високих частот (ВЧ) ( $f_e$  до 300 МГц);
  - підсилювачі надвисоких частот (НВЧ) ( $f_e > 300$  МГц).

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

Крім того, ПП ВЧ і НВЧ діапазонів поділяються на:

- вузькополосні ( $\frac{f_e}{f_h} \langle 2$ ,  $(f_e - f_h) \ll f_0$ );  
де  $f_0$  - середня частота робочого діапазону ПП;
- широкосмугові ( $\frac{f_e}{f_h} \rangle 2$ ).
- імпульсні підсилювачі класифікуються за тривалістю підсилюваних імпульсів на мікро-, нано-та піко секундні;
- типом активних елементів ПП підрозділяються на лампові, транзисторні, квантові та ін;
- за функціональним призначенням ПП підрозділяються на підсилювачі напруги, струму та потужності;
- за призначенням ПП поділяються на вимірювальні, телевізійні та так далі.

Таблиця 1.1 - Межі частотних діапазонів

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

## 2.2. Основні технічні показники і характеристики ПП

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

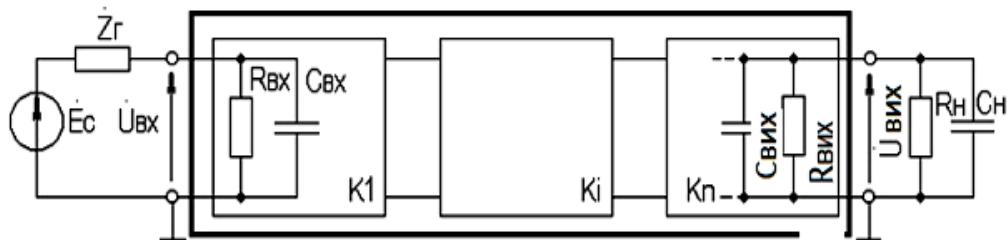


Рисунок 2.1 – Структурна схема підсилювача

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

- за напругою  $K_U$  чи просто  $K$ :

$$K = \frac{U_{\hat{a}\hat{o}}}{U_{\hat{a}\hat{o}}} = |K| \exp(j\phi)$$

де,  $\phi$  - фазовий зсув між вхідним і вихідним сигналами.

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

У логарифмічних одиницях:

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

Для n-каскадних ПП (каскади включені послідовно):

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

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

за струмом  $\dot{K}_I$ :

$$\dot{K}_I = \dot{I}_{aux} / \dot{I}_{ex} = |K_I| \exp(j\varphi).$$

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

по потужності  $K_P$ :

$$K_P = P_{aux} / P_{ex}.$$

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

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

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

$$\dot{K}_E = \dot{U}_{\text{a}\ddot{\text{o}}} / \dot{E}_C,$$

де,  $E$  – ЕДС джерела сигналу.

- коефіцієнт корисної дії

$$\hat{E} \hat{E} \ddot{A} = D_{\text{a}\ddot{\text{o}}} / P_0,$$

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

Характеристики ПП служать для оцінки спотворення сигналу. Спотворення - відхилення форми вихідного сигналу від форми вхідного. Залежно від походження вони поділяються на:

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

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

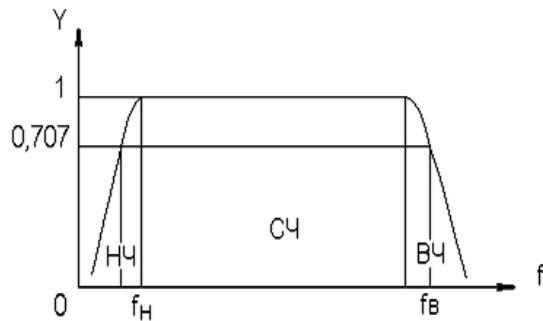


Рисунок 2.2 – АЧХ ПП

$Y$  - відносний (нормований) коефіцієнт підсилення:

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

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

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

Кількісно частотні спотворення оцінюються коефіцієнтом частотних спотворень  $M$ :

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

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

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

За АЧХ і допустимій величині частотних спотворень визначають нижню  $f_H$  і верхнюю  $f_B$  граничні частоти, смугу робочих частот  $\Delta f$ :

$$\Delta f = f_B - f_H.$$

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

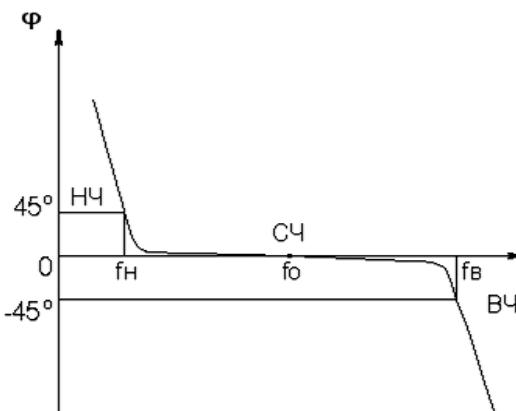


Рисунок 2.3 – ФЧХ ПП

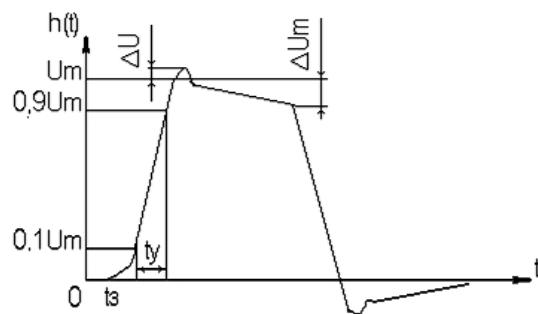


Рисунок 2.4 – ПХ ПП

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

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

Спотворення фронту характеризуються:

- часом встановлення  $t_b$ , тобто часом наростання амплітуди імпульсу від  $0.1U_m$  до  $0.9 U_m$ ;
- викид фронту імпульсу  $\delta$  - відношення амплітуди викиду  $\Delta U$  до амплітуди усталеного режиму  $U_m$ ;
- часом запізнювання  $t_3$  щодо входного сигналу за рівнем  $0.1U_m$ .

- спотворення плоскої вершини імпульсу  $\Delta$  характеризується величиною спаду напруги  $\Delta U_m$  за час тривалості імпульсу:

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

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

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

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

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

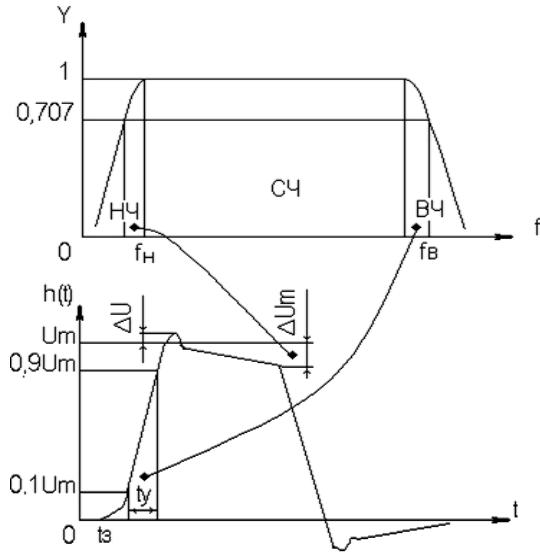


Рисунок 2.5 – Зв’язок АЧХ та ПХ

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

- вхід гармонійного коливання основної частоти:

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

Для n-каскадних ПП (каскади включені послідовно):

$$K_{e\Sigma} = \sqrt{K_{e1}^2 + K_{e2}^2 + \dots + K_{en}^2}.$$

Окрім  $K_e$  в підсилювачах багатоканального зв’язку нелінійність оцінюється загасанням відповідної гармонійної складової, (наприклад, другий):

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

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

Будь-який опір  $R$  створює в смузі частот  $\Delta f$  тепловий шум, середньоквадратична ЕРС якого визначається формулою Найквіста:

$$\bar{E}_{uu}^2 = 4kT R \Delta f$$

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

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

$$F = (P_c / P_{uu})_{ex} / (P_c / P_{\Sigma uu})_{ex};$$

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

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

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

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

Для багатокаскадних ПП (каскади включені послідовно):

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

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

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

### **Амплітудна характеристика і динамічний діапазон ПП.**

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

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

$$D_{ex}, dB = 20 \lg D_{ex}.$$

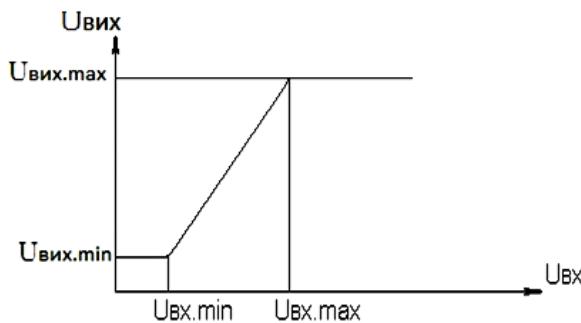


Рисунок 2.6 – АХ ПП

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

### 2.3. Методи аналізу лінійних підсилюючих каскадів в частотній області

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

При використанні УМВП аналіз полягає в наступному:

- становлять певну матрицю провідностей схеми [3];
- обчислюють визначник  $\Delta$  і відповідні алгебраїчні доповнення  $\Delta_{ij}$ ;
- визначають еквівалентні чотирьохполюсні Y-параметри схеми;
- визначають вторинні параметри підсилювального каскаду.

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

$$\begin{aligned} Y_{ij} &= \Delta_{ji} / \Delta_{ii,jj}, \\ Z_{ij} &= \Delta_{ij} / \Delta, \\ K_{ij} &= \Delta_{ij} / \Delta_{ii}. \end{aligned}$$

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

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

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

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

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

## 2.4. Активні елементи ПП

### 2.4.1. Біполярні транзистори

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

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

Параметри елементів визначаються на основі довідкових даних :

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

де,  $\tau_{33}$  - постійна часу кола внутрішньої зворотного зв'язку (ЗЗ) в

транзисторі на ВЧ.

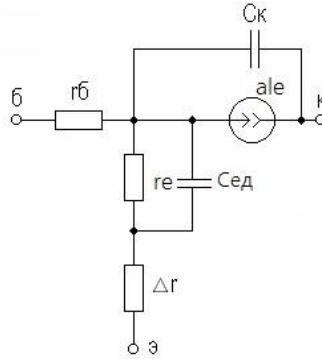


Рисунок 2.7 – Еквівалентна схема біполярного транзистора

$$\text{Активний опір емітера} - r_e = 25.6 / I_e,$$

При  $I_e$  в міліампер  $r_e$  отримуємо в омах.

$$\text{Дифузійна ємність емітера} - C_{3\partial} = 1 / (2\pi f T r_3),$$

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

Коефіцієнт підсилення струму бази для транзистора з ЗБ

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

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

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

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

$$C_k(U_{ke2}) = C_k(U_{ke1}) \cdot \sqrt{U_{ke1} / U_{ke2}}$$

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

$$Y_{11d\acute{e}\times} = g \approx 1 / (r_a + (1 + H_{21a})(r_a + \Delta r)),$$

$$Y_{21d\acute{e}\times} = S_0 \approx H_{21a}g,$$

$$Y_{12d\acute{e}\times} \approx 0, \quad Y_{22d\acute{e}\times} \approx 0.$$

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

Вирази для розрахунку НЧ Y- параметрів для інших схем включення

транзистора отримують, доповнюючи матрицю вихідних  $Y$ -параметрів  $Y_e$  до невизначененої  $Y_h$ , а саме,

$$Y_e = \frac{\delta}{\kappa} \begin{bmatrix} Y_{11e} & Y_{12e} \\ Y_{21e} & Y_{22e} \end{bmatrix}$$

то

$$Y_h = \kappa \begin{bmatrix} \delta & \kappa & e \\ Y_{11e} & Y_{12e} & -(Y_{11e} + Y_{12e}) \\ Y_{21e} & Y_{22e} & -(Y_{21e} + Y_{22e}) \\ - (Y_{11e} + Y_{21e}) & - (Y_{21e} + Y_{22e}) & Y_{11e} + Y_{12e} + Y_{21e} + Y_{22e} \end{bmatrix}$$

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

#### 2.4.2. Польові транзистори

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

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

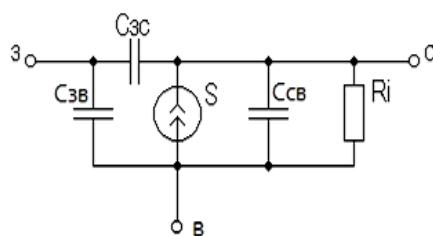


Рис. 2.8 – Еквівалентна схема ПТ

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

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

$$\begin{aligned}\dot{Y}_{113} &= j\omega C_{3B}, & \dot{Y}_{11B} &= j\omega C_{3C}, \\ \dot{Y}_{21e} &= S_0 e^{j\omega\tau}, & \dot{Y}_{22e} &= g_i + j\omega C_{CB}.\end{aligned}$$

Де стік і джерело ПТ;  $\tau$  - час прольоту носіїв,  $\tau = C_{3e}/S_0$ .

Границну частоту одиничного підсилення ПТ  $f_T$  можна оцінити:

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

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

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

## 2.5. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі з ЗЕ

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

Якщо вхідного сигналу немає, то каскад працює в режимі спокою. За допомогою  $R_b$  задається струм спокою бази  $I_{b0} = (E_\kappa - U_{be0})/R_b$ . Струм спокою колектора  $I_{k0} = H_{21e} I_{b0}$ . Напруга колектор-емітер спокою  $U_{k0} = E_\kappa - I_{k0} R_\kappa$ . У режимі спокою  $U_{be0}$  становить десятки і сотні мВ (0,5 ... 0,8 В). При подачі на вхід позитивної напівхвилі синусоїального сигналу буде зростати  $I_B$  і  $I_k$ . В результаті напруга на  $R_\kappa$  зросте, а напруга на колекторі зменшиться, тобто відбудеться формування негативної напівхвилі вихідної напруги. Каскад з ЗЕ здійснює інверсію фази вхідного сигналу на  $180^\circ$ .

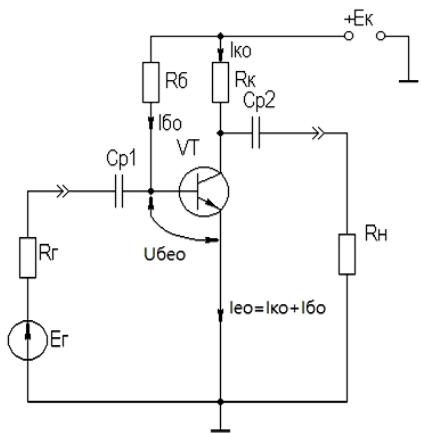


Рисунок 2.9 – Простий підсилювальний каскад з ЗЕ

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

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

Координати робочої точки  $(U_{k0}, I_{k0}, U_{be0}, I_{bo})$  для малосигнальних підсилюючих каскадів вибирають на лінійних ділянках вхідної і вихідної ВАХ БТ, використовуючи в малосигнальних підсилюючих каскадах режим (клас) підсилення А. При відсутності в довідкових даних ВАХ БТ, координати робочої точки можуть бути визначені аналітичним шляхом (див. рис. 2.10):

$$U_{k0} = U_{eux} + U_h,$$

де,  $U_h$  - напруга нелінійного діленки вихідних статичних ВАХ транзистора,

$$U_h = 1 \dots 2 \text{ B};$$

$$I_{k0} \geq U_{eux}/R_{\approx}, \quad I_{60} = I_{k0}/H_{2le},$$

$U_{be0} = 0,6 \dots 0,8 \text{ B}$  (кремнієвих транзисторів),

$U_{be0} = 0,4 \dots 0,6 \text{ B}$  (для германієвих транзисторів).

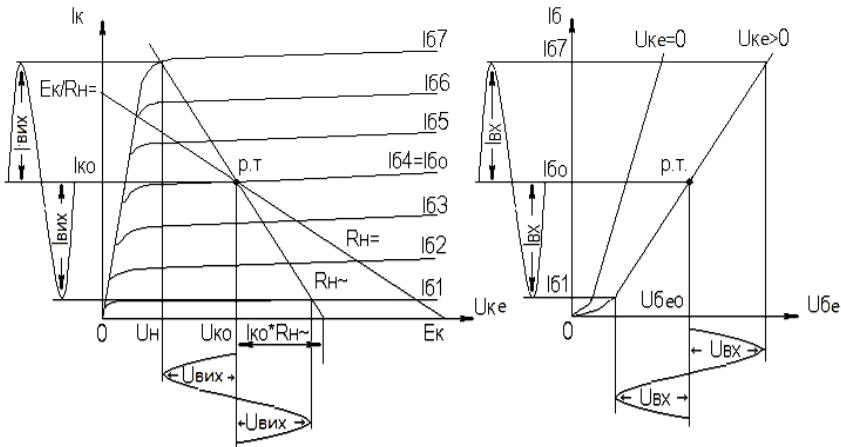


Рисунок 2.10 – Динамічні характеристики каскаду з ЗЕ

Навантаження розглянутого каскаду по постійному і змінному струму:

$$R_0 = R_e; \quad R_{\approx} = R_e \parallel R_i.$$

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

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

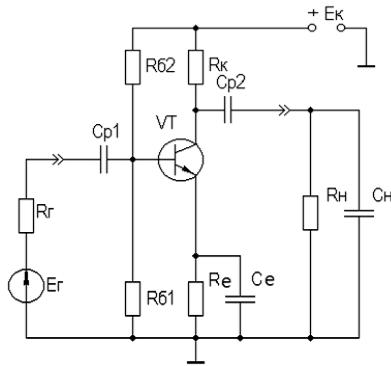


Рисунок 2.11 – Підсилювальний каскад з ЗЕ

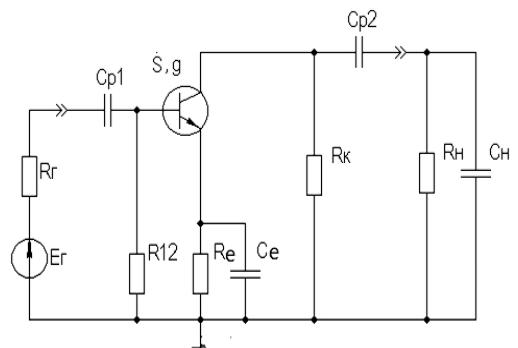


Рисунок . 2.12 – Схема каскаду з ЗЕ для частот сигналу

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

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

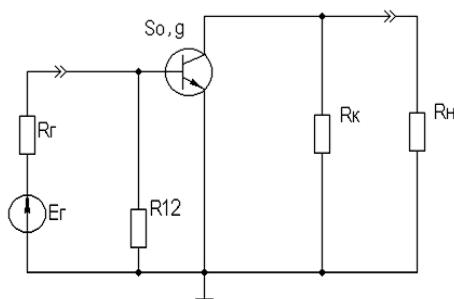


Рисунок 2.13 – Схема каскаду з ЗЕ в області СЧ

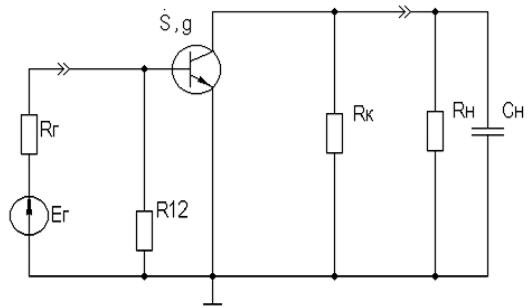


Рисунок 2.14 – Схема каскаду з ЗЕ в області ВЧ

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

$$K_0 = S_0 R_{e\kappa\theta},$$

$$\text{де, } R_{e\kappa\theta} \approx R_k \parallel R_h;$$

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

$$\text{де, } G_{12} = 1/R_{12} = 1/(R_{\alpha 1} \parallel R_{\alpha 2});$$

$$g_{eux} \approx g_\kappa = 1/R_\kappa.$$

Співвідношення отримані в припущеннях, що НЧ значення внутрішньої провідності  $g_{22e}$  багато менше  $g_\kappa$  та  $g_h$ . Таке допущення справедливо тому, що БТ є струмовим приладом і ефективний при роботі на низькоомні навантаження.

АЧХ в цій області визначається впливом інерційності транзистора і  $C_h$ .

Провівши аналіз, визначимо коефіцієнт передачі каскаду в області ВЧ:

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

де,  $\tau_e$  - постійна часу каскаду в області ВЧ.

Постійну часу каскаду для зручності аналізу представимо так:

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

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

$\tau_1$  - постійна часу вихідного кола транзистора:  $\tau_1 = S_0 C_\kappa r_\delta R_{ek\kappa}$ ;

$\tau_2$  - постійна часу навантаження:  $\tau_2 = C_h R_{ek\kappa}$ .

Вхідна провідність :

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

де,  $C_{ex\,dinh}$  - вхідна динамічна ємність каскаду,

$$C_{ex\,dinh} \approx C_{eo} + (1 + K_0)C_\kappa = \tau / r_\delta + (1 + K_0)C_\kappa.$$

Вихідна провідність -  $\dot{Y}_{vix} \approx g_\kappa + j\omega C_{vix}$ ,

де,  $C_{vix}$  - вихідна ємність каскаду,  $C_{vix} = C_\kappa S_0 r_\delta$ .

Вирази для відносного коефіцієнта передачі  $\dot{Y}_e$  і коефіцієнта частотних споторнень  $M_e$  :

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

$$Y_e = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_e)^2}}, \quad \varphi_e = -\arctg \omega \tau_e, \quad M_e = 1/Y_e$$

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

Зв'язок коефіцієнта частотних спотворень  $M_e$  та  $f_e$  виражається як

$$f_e = \frac{\sqrt{M_e^2 - 1}}{2\pi\tau_e}.$$

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

$$f_{ei} = f_e \sqrt{2^{1/n} - 1}.$$

Еквівалентна схема каскаду в області НЧ приведено рис. 2.15.

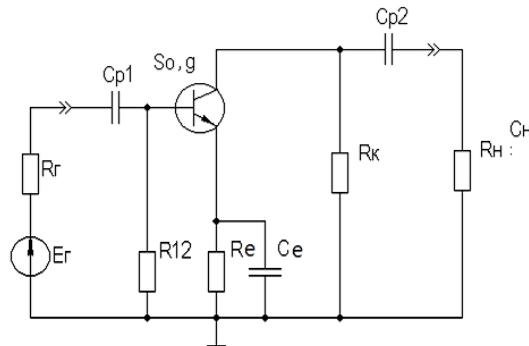


Рисунок 2.15 – Схема каскаду з ЗЕ в області НЧ

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

$$M_h, \partial B = \sum_{i=1}^N M_{hi}, \partial B,$$

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

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

$$K_h = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_h),$$

де,  $\tau_h$  - постійна часу розділового кола в області НЧ.

Постійна часу розділових кіл в загальному випадку дорівнює:

$$\tau_h = C_p (R_L + R_\Pi),$$

де,  $R_L$  - еквівалентний опір, що стоїть ліворуч від  $C_p$  ( $R_{\text{вих}}$  попереднього каскаду або внутрішній опір джерела сигналу),  $R_\Pi$  - еквівалентний опір, що стоїть праворуч від  $C_p$  ( $R_{\text{ex}}$  наступного каскаду або  $R_h$ ). Для розглянутого кола постійна часу дорівнює:

$$\tau_{h2} = C_{p2} (R_\kappa + R_h).$$

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

$$\dot{Y}_h = \dot{K}_h / K_0 = \frac{1}{1 + 1/j\omega\tau_h}, \quad \dot{Y}_h = Y_h e^{j\varphi_h},$$

$$Y_h = 1 / \sqrt{1 + (1/\omega\tau_h)^2}, \quad \varphi_h = -\arctg 1/\omega\tau_h, \quad M_h = 1/Y_h$$

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

$$f_h = 1/2\pi\tau_h \sqrt{M_h^2 - 1}.$$

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

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

## 2.6. Терmostабілізація режиму каскад на биполярному транзисторі

Параметри БТ схильні до впливу зовнішніх факторів. Одним з основних

параметрів підсилювального каскаду є його стабільність. Важливо, щоб в підсилювачі забезпечувався стабільний режим спокою. Проаналізуємо вплив температури на стабільність режиму спокою ( $I_{\kappa 0}$ ).

Існують три основні чинники, що впливають на зміну  $I_{\kappa 0}$  під дією температури: при збільшенні температури збільшується  $U_{\delta e 0}$ , по-друге, зворотній струм  $I_{\kappa \delta 0}$ , і, в третіх, зростає коефіцієнт  $H_{21e}$ .

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

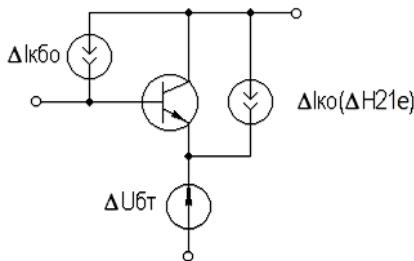


Рисунок 2.16 – Теплова модель БТ

Почнемо розгляд з впливу зміни  $U_{\delta e 0}$ , викликаного тепловим зміщенням прохідних ВАХ  $I_{\kappa}=f(U_{\delta e})$ , позначивши прирошення струму колектора :

$$\Delta I_{\kappa 01} = S_0 \cdot \Delta U_{\delta T},$$

де,  $\Delta U_{\delta T}$  - прирошення напруги  $U_{\delta e 0}$ , рівне:

$$\Delta U_{\delta T} = |\varepsilon| \cdot \Delta T,$$

де,  $\varepsilon$  - температурний коефіцієнт напруги (ТКН),  $\varepsilon$  - 3мВ/град.,  $T$  – різниця між температурою колекторного переходу  $\dot{O}_{i_{\text{ад}}}$  і довідковим значенням цієї температури  $T_{cnp}$  ( 25C):

$$\begin{aligned}\Delta T &= T_{nep} - T_{cnp}, \\ T_{nep} &= T_{cpeo} + P_{\kappa} R_T,\end{aligned}$$

де,  $P_{\kappa}$  та  $R_T$  відповідно, потужність, що розсіюється на колекторному переході в статичному режимі, і тепловий опір "перехід-середовище":

$$P_{\kappa} = I_{\kappa 0} \cdot U_{\kappa 0},$$

$$R_T = \frac{T_{nep\max} - T_{cред\max}}{P_{\kappa\max}}.$$

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

$$R_T = (0,1...0,5) \text{град./мВт}.$$

Менший тепловий опір мають керамічні та металеві корпуси, більший - пластмасові.  $\Delta I_{\kappa 01}$  береться позитивним, хоча  $\varepsilon_T$  має знак мінус, це пояснюється на рис. 2.17. Визначаємо збільшення  $\Delta I_{\kappa 02}$ , викликаного зміною  $\Delta I_{\kappa 01}$ :

$$\Delta I_{\kappa 02} = \Delta I_{\kappa 01} \cdot (H_{2le} + 1),$$

де, прирощення зворотного струму  $\Delta I_{\kappa 01}$  рівне:

$$\Delta I_{\kappa 01} = I_{\kappa 01}(T_{cnp}) \cdot [\exp(\alpha \Delta T) - 1],$$

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

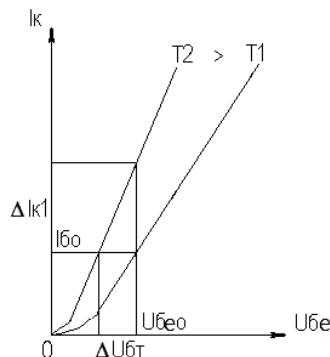


Рисунок 2.17 – Теплое зміщення перехідних характеристик БТ

Значення  $I_{\kappa 01}$ , приводиться в довідковій літературі, та являє собою суму теплової складової і поверхневого струму витоку, останній може бути на два порядки більше теплової складової і практично не залежить від температури. При визначенні  $\Delta I_{\kappa 02}$  слід користуватися тими, що приводяться в довідниках температурними залежностями  $I_{\kappa 01}$ , або зменшувати довідкове значення  $I_{\kappa 01}$  на два порядки ( $I_{\kappa 01}$  для кремнієвих БТ  $(n \cdot 10^{-7} ... n \cdot 10^{-6}) A$ , та порядка  $(n \cdot 10^{-6} ... n \cdot 10^{-5}) A$  для германієвих,  $n=(1...9)$ ). Прирощення колекторного струму, викликаного зміною  $h_{2le}$ , визначається співвідношенням:

$$\Delta I_{\kappa 03} = \Delta H_{2le} \cdot (I_{\kappa 01} + I_{\kappa 00}),$$

де,  $\Delta H_{2le} = k_T H_{2le} \Delta T$ ,  $k_T \approx 0,005$  відн. один./град.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

### **Термостабілізація фіксацією струму бази.**

$$R_6 = \frac{E_K - U_{бeo}}{I_{бo}} \approx \frac{E_K}{I_{бo}},$$

так як  $E_K >> U_{бeo}$ .

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

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

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

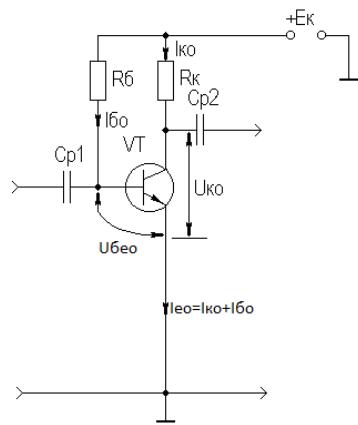


Рисунок 2.18- Каскад з фіксацією струму бази  
**Колекторна термостабілізація.**

$$R_\delta = \frac{U_{\kappa 0} - U_{\delta e 0}}{I_{\delta 0}} \approx U_{\kappa 0} / I_{\delta 0}, \quad \text{так як } U_{\kappa 0} >> U_{\delta e 0}.$$

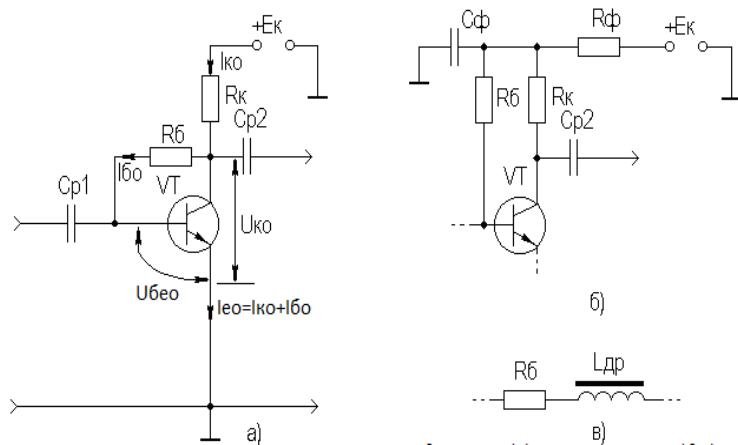


Рисунок 2.19 – Каскад з колекторною термостабілізациєю (а)  
та його варіанти (б,в)

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

$$T^{\uparrow} \Rightarrow I_{\kappa 0}^{\uparrow} \Rightarrow U_{\kappa 0}^{\downarrow} \Rightarrow I_{\delta 0}^{\downarrow} \Rightarrow I_{\kappa 0}^{\downarrow},$$

петля НЗЗ

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

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

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

## *Емітерна термостабілізації схема.*

Ефект термостабілізації в цій схемі досягається:

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

$$U_{\delta eo} = U_\delta - U_{Re}.$$

Механізм дії НЗЗ можна зобразити наступною діаграмою:

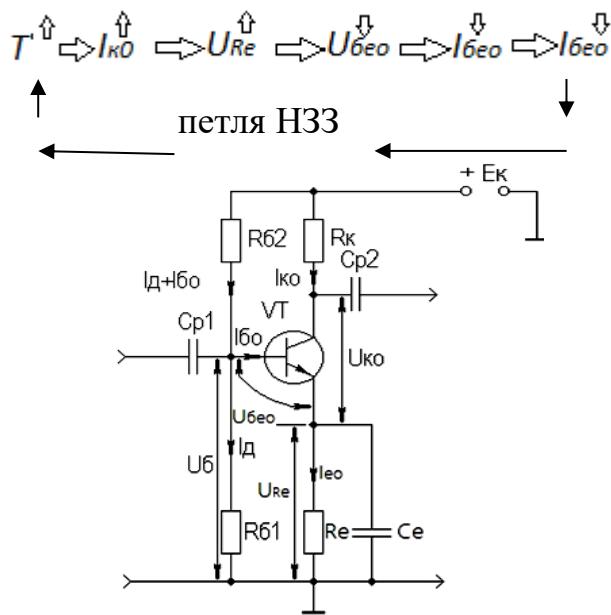


Рисунок 2.20 – Каскад з емітерною термостабілізацією

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

- Задамося струмом дільника, утвореного резисторами  $R_{61}$  та  $R_{62}$ :

$$I_\partial = (3\dots 10) I_{\delta_0} \;;$$

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

$$R_e = \frac{U_{R_9}}{I_{\hat{e}0} + I_{k0}}$$

- визначаємо потенціал  $U_\delta$ :

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

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

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

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

Коефіцієнти термостабілізації для цієї схеми:

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

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

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

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

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

Для цілей термостабілізації каскаду використовують **термокомпенсацію**.

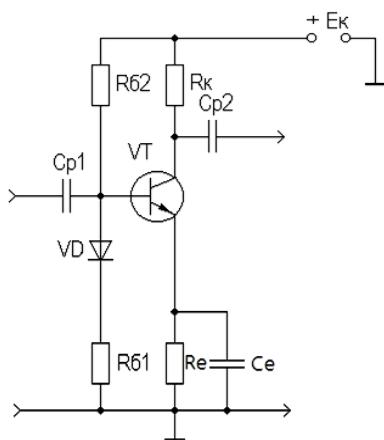


Рисунок 2.21 – Каскад з термокомпенсацією

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

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

## 2.7. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі з ЗБ

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

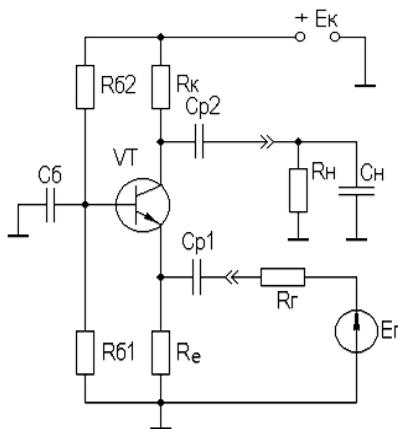


Рисунок 2.23 – Підсилюючий каскад

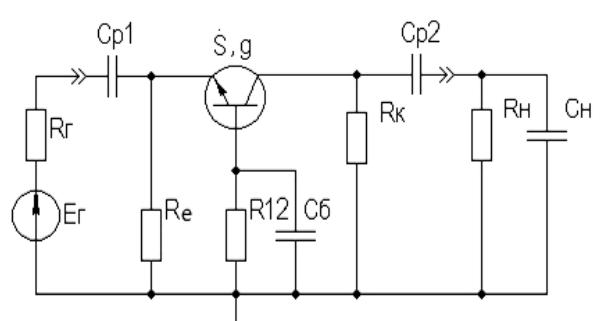


Рисунок 2.24 – Схема каскада з ЗБ

з ЗБ

для частот сигналу

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

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

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

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

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

$$K_0 = S_0 R_{ekb},$$

де,  $R_{ekb} \approx R_\kappa \| R_h$ ;

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

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

$$g_{aux} \approx g_\kappa = 1/R_\kappa.$$

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

В *області ВЧ* отримаємо:

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

де,  $\tau_a$  - постійна часу каскаду на ВЧ, обумовлена аналогічно ЗЕ.

$$\dot{Y}_{aux} \approx g_\kappa + j\omega C_{aux},$$

де,  $C_{aux}$  - вихідна ємність каскаду,  $C_{aux} = C_\kappa S_0 r_o$ .

$$\dot{Y}_{ex} \approx \dot{S} = \frac{\dot{S}_0}{1 + j\omega\tau} = \frac{\dot{S}_0}{1 + j\omega x},$$

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

$$L_{ex3B} = r_o / 2\pi f_T m,$$

де,  $m = (1, 2, \dots, 1, 6)$ .

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

В *області НЧ* отримаємо:

$$K_h = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_h),$$

де,  $\tau_h$  - постійна часу розділової кола в області НЧ.

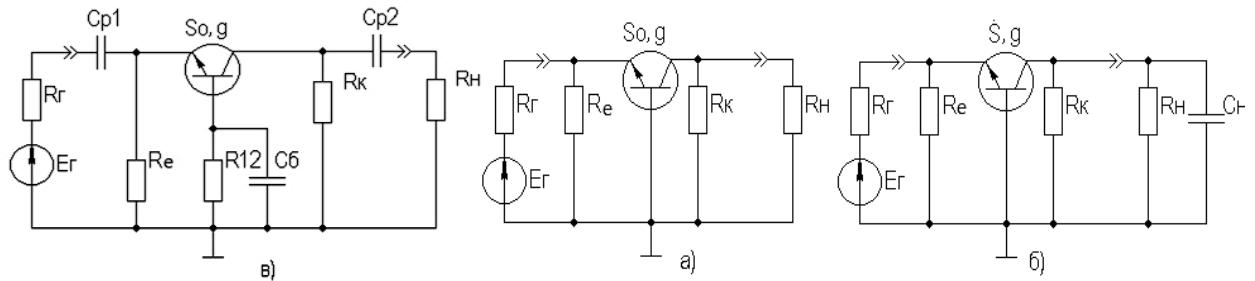


Рисунок 2.25 – Схема каскада з ЗБ для СЧ (а), ВЧ (а) та НЧ (а)

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

$$\tau_{h\delta} \approx C_\delta / g,$$

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

## 2.8. Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі з ЗК

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

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

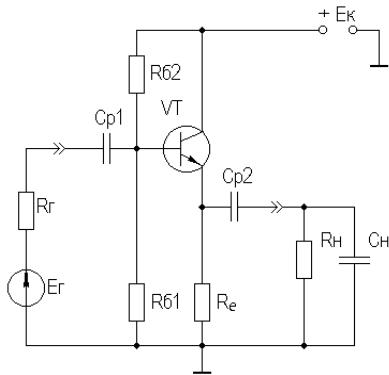


Рис. 2.26 – Підсилювальний каскад з ЗК

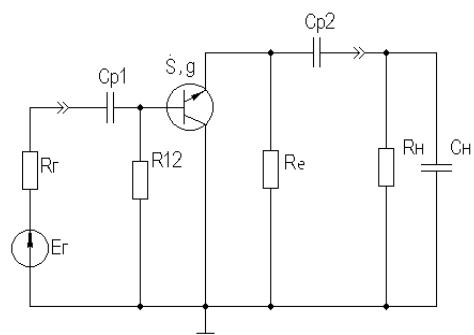


Рис. 2.27 – Схема каскада з ЗК для частот сигналі

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

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

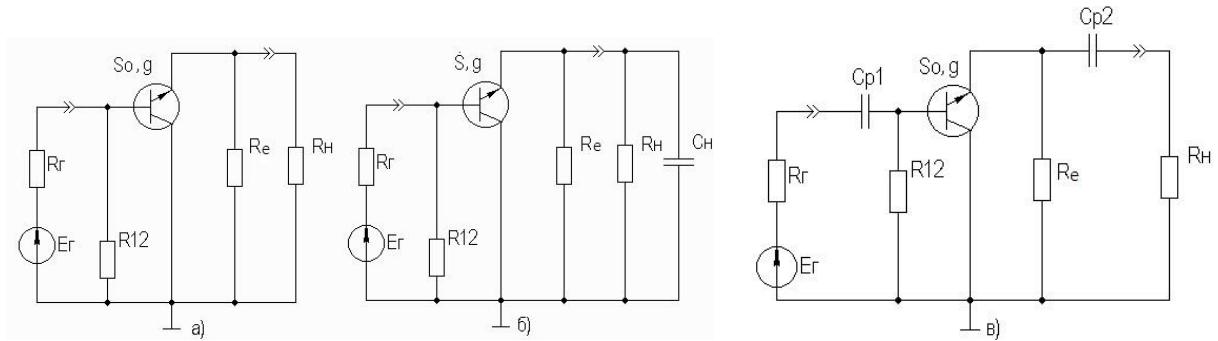


Рис. 2.28 – Схеми каскадів з ЗК для СЧ (а), ВЧ (а) та НЧ (а)

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

$$K_0 = \frac{S_0 R_{e_{k\omega}}}{F},$$

де,  $R_{e_{k\omega}} = R_e \parallel R_h$ ,  $F = 1 + S_0 R_{e_{k\omega}}$  - глибина НЗЗ;

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

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

$$R_{exT} = r_o + (1 + H_{21e}) \cdot (r_e + \Delta r + R_{e_{k\omega}});$$

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

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

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

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

$$R_{\text{aux}} \approx 1/S_0,$$

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

**В області ВЧ отримаємо:**

$$\dot{K}_{\hat{a}} \approx \frac{\hat{E}_0}{1 + j\omega\tau_{\hat{a}\hat{E}}/F},$$

де,  $\tau_{\text{в3К}}$  - постійна часу на ВЧ,  $\tau_{\text{в3К}} = (\tau + C_h R_{ek\kappa})/F$ ;  $\tau$  - постійна часу БТ.

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

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

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

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

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

де,  $m = (1, 2, \dots, 1, 6)$ .

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

**В області НЧ отримаємо:**

$$K_h = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_h),$$

де,  $\tau_h$  - постійна часу розділового кола на НЧ.

Таблиця 2.1 – Характеристики БТ при різних схемах включення

Параметр	Схема		
	ЗЕ	ЗБ	ЗК
$R_{ex}$	Сотні Ом	Одници - десятки Ом	Одници кОм
$R_{aux}$	Одници кОм	Одници кОм	Одници, десятки Ом
$K_U$	$>>1$	$>>1$	$<1$
$K_I$	$>>1$	$<1$	$>>1$
$K_P$	$K_I \cdot K_U$	$\approx K_U$	$\approx K_I$

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

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

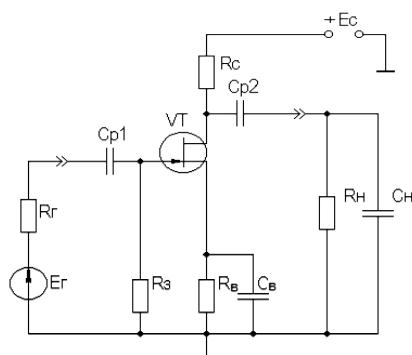


Рис. 2.29 – Підсилювальний каскад з ЗВ

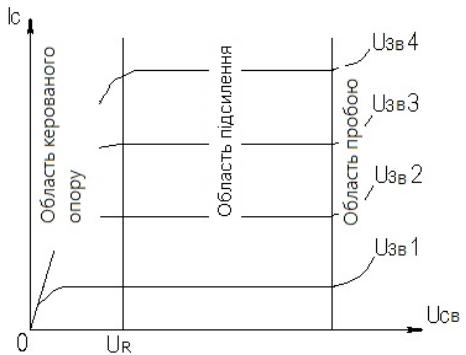


Рис. 2.30 – Вихідні статистичні BAX ПТ

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

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

У відсутність вхідного сигналу каскад працює в режимі спокою. За допомогою  $R_e$  задається напруга зміщення  $U_{zv0} = I_{c0} \cdot R_e$ , яка визначає струм спокою стоку  $I_{c0}$ . Координати робочої точки:

$$U_{c0} \geq U_{aux} + U_R,$$

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

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

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

$$U_{\text{q}\hat{a}0} = U_{\text{відс}} \cdot (1 - \sqrt{I_{c0} / I_{\text{н}\hat{a}}}),$$

де,  $U_{\text{відс}}$  - напруга відсічення,  $I_{\text{н}\hat{a}}$  - струм стоку при  $U_{\text{з}\hat{e}} = 0$  В (або при

$$U_{\text{q}\hat{a}} = 2U_{\text{відс}}$$
 для ПТ в режимі збагачення, див. рис. 2.33).

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

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

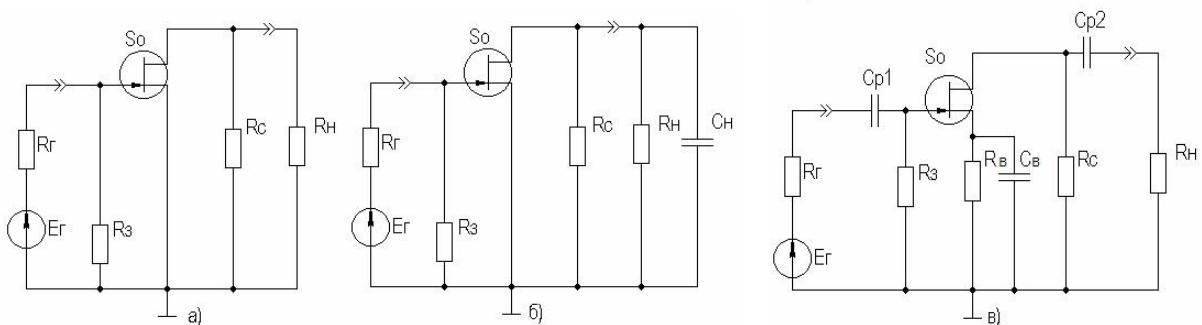


Рис. 2.31 - Схеми каскада з ЗВ для ВЧ (а), СЧ (б) і НЧ (в)

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

У результаті розрахунку в *області СЧ* отримаємо:

$$K_0 = S_0 R_{\text{екв}},$$

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

$$g_{\text{екв}} \approx 1 / R_3,$$

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

Співвідношення отримані в припущеннях, що низькочастотне значення внутрішньої провідності  $g_{22e}$  багато менше  $g_c$  та  $g_h$ .

В *області ВЧ* отримаємо:

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

де,  $\tau_a$  - постійна часу каскаду в області ВЧ,  $\tau_a \approx C_h R_{ekb}$ ;

$$\dot{Y}_{ex} \approx g_3 + j\omega C_{ex\,dih},$$

де,  $C_{ex\,dih} = C_{3b} + C_{3c}(1 + K_0)$ ;

$$\dot{Y}_{eux} \approx g_c + j\omega C_{ce}.$$

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

В *області НЧ* отримаємо:

$$K_h = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_h),$$

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

## 2.10. Терmostабілізація режиму каскаду на ПТ

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

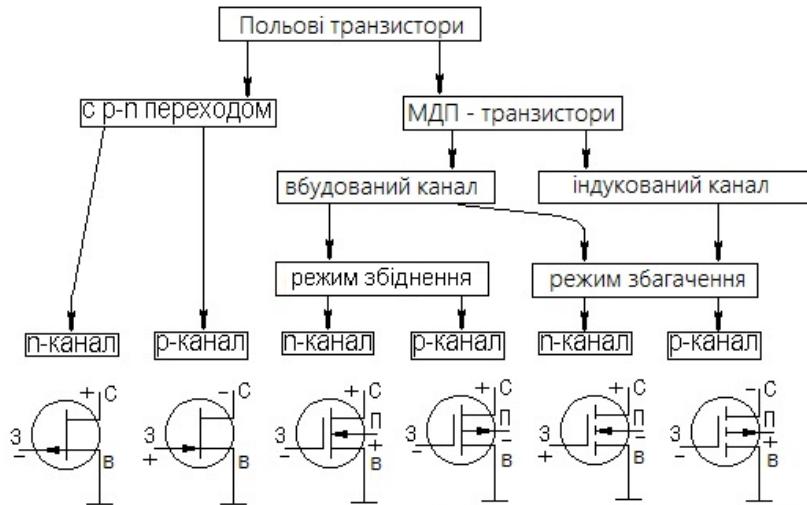
Схема автозміщення забезпечується режиму по сталому струму для ПТ, що мають прохідну ВАХ, зображену на рис. 2.33, а, та - (при негативному зміщенні) - на рис. 2.33, б. Більш універсальною схемою живлення ПТ - схема з дільником в колі затвора (рис. 2.34), що забезпечує будь-яку полярність  $U_{3b0}$ .

В [1] наведено ряд корисних практичних співвідношень:

$$S_0 = \frac{2\sqrt{I_{cb} \cdot I_{c0}}}{|U_{vidc}|}$$

$$S_{ce} = \frac{2I_{ce}}{|U_{eidec}|}$$

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



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

Рис. 2.32 – Основні типи ПТ

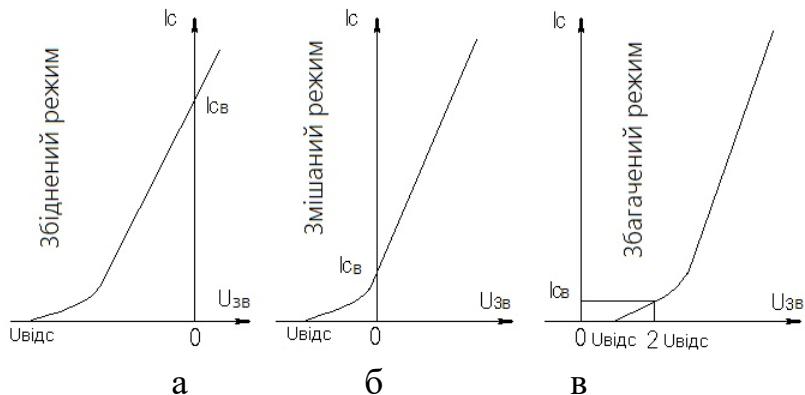


Рис. 2.33 - Прохідні характеристики ПТ

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

- збільшенням  $I_c$  за рахунок теплового зміщення прохідних ВАХ (як і в БТ) при малих значеннях  $I_{c0}$ ;
- зменшенням  $I_c$  за рахунок питомого опору каналу в широкому діапазоні зміни  $I_{c0}$ .

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

$$U_{\beta T} \approx U_{omc} - 0,63 B;$$

$$I_{cT} = 0,4 \cdot I_{ce} / U_{omc}^2 \approx (0,1 \dots 0,6) \text{ mA};$$

$$S_{0T} \approx I_{cT} / 0,32.$$

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

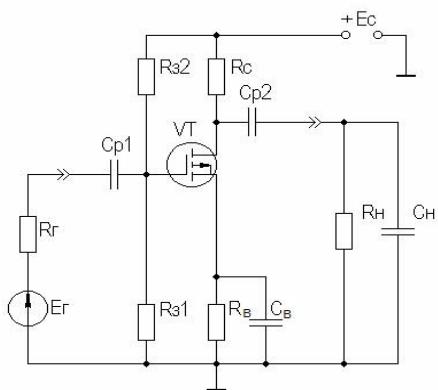


Рис. 2.34 -Схема живлення ПТ

з дільником кола затвора

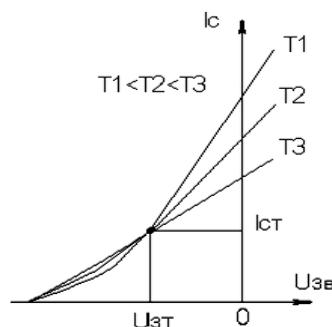


Рис. 2.35 - Температурна залежність

струму стоку

## 2.11 Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з загальним стіком (3С) та загальним затвором (3В)

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

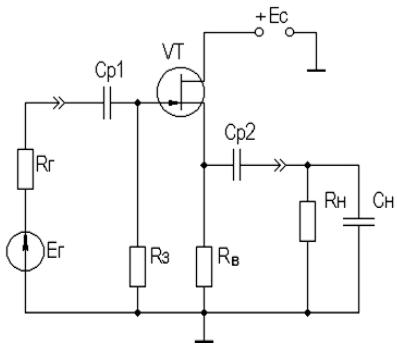


Рис. 2.36 – Підсилюючий каскад з 33

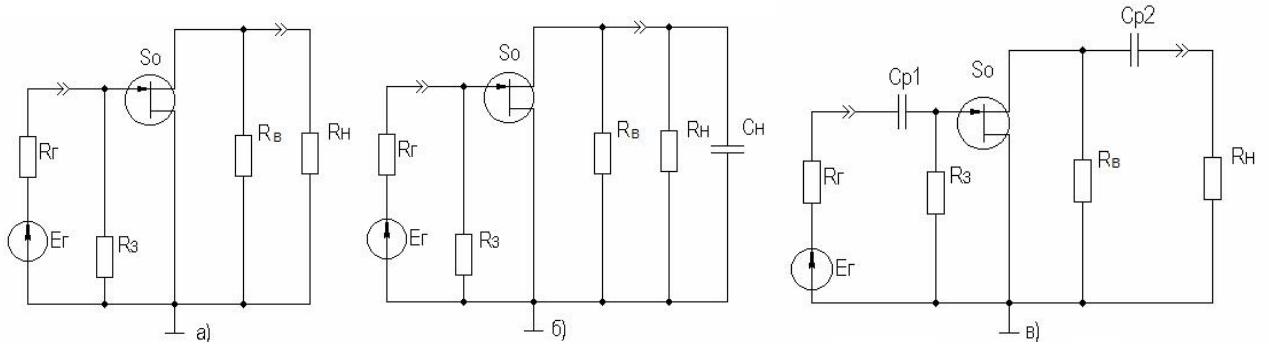


Рис. 2.37 – Схема каскада з 33 ВЧ та НЧ

Для розрахунку параметрів каскаду з 33 по змінному струму використовуємо методику розділу 2.3, а ПТ уявляти модель з розділу 2.4.2.

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

$$K_0 = \frac{S_0 R_{ex}}{F},$$

де,  $R_{ex} = R_e \parallel R_h$ ,  $F = 1 + S_0 R_{ex}$  - глубина НЗЗ;

$$R_{ex} \approx R_3,$$

$$R_{exT} = R_e \parallel R_{exT},$$

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

В цілому

$$R_{ex} \approx 1/S_0,$$

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

**В області ВЧ** отримаємо:

$$K_{\hat{a}} \approx \frac{\hat{E}_0}{1 + j\omega\tau_{\hat{a}}/F},$$

де,  $\tau_{\hat{a}}$  - постійна часу каскаду в області ВЧ, що визначається аналогічно ЗВ;

$$Y_{ex} \approx 1/R_3 + j\omega C_{ex\,dih},$$

де,  $C_{ex\,dih} = C_{36} + C_h \cdot (K_0 + 1)$ ;

$$\dot{Y}_{aux} \approx S_0 + j\omega C_{ce}.$$

Співвідношення  $Y_e$ ,  $M_e$ , АЧХ і ФЧХ каскаду з ЗК такі які розглянуті в підході 2.5 для каскаду з ЗЕ.

В *області НЧ* отримаємо:

$$K_h = K_0 / (1 + 1/j\omega\tau_h),$$

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

Таблиця 2.2 – Характеристики ПТ при різних схемах включення

Параметр	Схема		
	ЗВ	ЗЗ	ЗС
$R_{ex}$	Одиниці МОм	Одиниці, десятки Ом	Одиниці Мом
$R_{aux}$	Одиниці кОм	Одиниці кОм	Одиниці, десятки Ом
$K_U$	$>>1$	$>>1$	$<1$
$K_I$	-	$\approx 1$	-

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

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

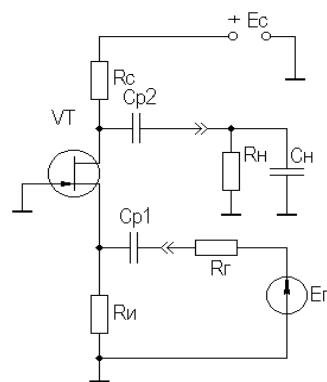


Рис. 2.38 - Підсилювальний каскад з ЗЗ

## 2.12. Часові характеристики підсилювальних каскадів

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

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

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

ЗПЛ визначається формулою:

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

де,  $p = \alpha + j\omega$ .

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

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

Стосовно ПХ  $h(t)$  отримаємо:

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

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

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

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

Аналіз підсилюючих каскадів при імпульсних сигналах зводиться до наступних операцій:

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

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

Корегують похибку шляхом обліку часу запізнювання  $t_3$  (рис.2.4), та усередненням параметрів АЕ за час дії імпульсного сигналу (рис. 2.39).

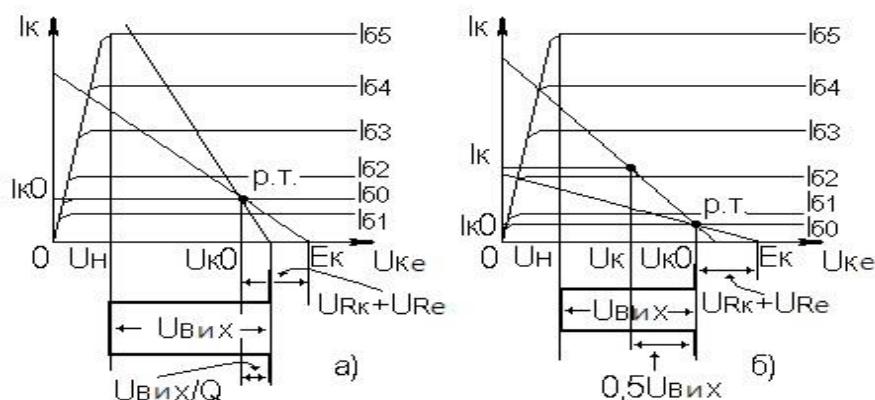


Рис. 2.39 - Вихідні ДХ з ЗЕ - імпульсного підсилювача

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

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

$$I_{\kappa 0} \geq \frac{U_{\text{вих}}}{R_{\approx} \cdot Q};$$

$$U_{\kappa 0} \geq U_h + U_{\text{вих}} \left( \frac{Q-1}{Q} \right).$$

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

$$U_{\kappa 0} \geq U_h + U_{\text{вих}}.$$

Вибір  $I_{\kappa 0}$  обмежений знизу нелінійної областю ВАХ АЕ і допуском на можливе його зменшення при зміні температури  $I_{\kappa 0} \approx (3 \dots 10) \text{mA}$ .

Розрахунок усереднених параметрів транзистора проводять для точки з координатами:

$$U_{\kappa} \geq U_h + 0,5 \cdot U_{\text{вих}};$$

$$I_{\kappa} \geq \frac{U_{\text{вих}}}{2R_{\approx}}.$$

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

Хоча наведені вище співвідношення орієнтовані на БТ, на них

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

*Аналіз підсилюючих каскадів в області малих часів*

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

$$Y_e(j\omega) = 1/(1 + j\omega\tau_e).$$

Отримаємо вираз для перехідної характеристики:

$$h_e(p) = Y_e(p)/p = 1/p(1 + p\tau_e).$$

По таблиці 2.3 отримаємо "оригінал":

$$h_e(t) = 1 - \exp(-t/\tau_e).$$

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

$$h_e(t_1) = -\exp(-t_1/\tau_e) = 0,1;$$

звідси  $\exp(-t_1/\tau_e) = 0,9$ ;

$$h_e(t_2) = -\exp(-t_2/\tau_e) = 0,9;$$

звідси  $\exp(-t_2/\tau_e) = 0,1$ ;

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

і остаточно отримуємо:

$$t_y = 2,2\tau_e.$$

Процес встановлення амплітуди закінчується через  $t = (3\dots4)\tau_e$  і щоб не було зменшення  $K_0$  каскада через не досягнення сталого режиму, необхідно, щоб тривалість імпульсу була:

$$T_e \geq (3\dots4)\tau_e.$$

Враховуючи  $t_3$  для каскада на БТ можна таким чином:

$$t_3 \approx \frac{0,23\tau}{S_0 \cdot r_0}.$$

*Аналіз підсилюючих каскадів в області великих часів*

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

$$Y_h(j\omega) = j\omega_h / (1 + j\omega\tau_h).$$

Отримаємо вираз для перехідної характеристики:

$$h_{\mu}(p) = Y_{\mu}(p) / p = \tau_{\mu} / (1 + p \tau_{\mu}).$$

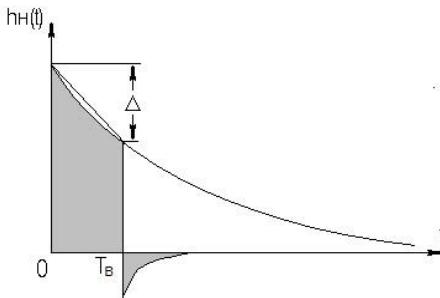


Рис. 2.40 - Перехідні процеси в області ВЧ

По таблиці 2.3 отримаємо "оригінал":

$$h_{\mu}(t) = -\exp(-t / \tau_{\mu}).$$

При  $T_e \leq \tau_{\mu}$ , розкладаючи  $h_{\mu}(t)$  в степеневий ряд і обмежившись двома членами, при  $t = T_e$  (рис. 2.40) отримуємо для випадку малих спотворень плоскої вершини імпульсу ( $\Delta \leq 20\%$ ):

$$h_{\mu}(t) = \exp(-t / \tau_{\mu}) \approx 1 - T_e / \tau_{\mu} = 1 - \Delta,$$

звідки:

$$\Delta = T_e / \tau_{\mu}.$$

*Зв'язок часових і частотних характеристик підсилювальних каскадів*

Так як часові і частотні характеристики каскадів виражуються через  $\tau_e$  та  $\tau_{\mu}$ , то легко отримати вирази, що їх зв'язують. Отже:

$$f_e = 1 / 2\pi\tau_e, \quad f_{\mu} = 1 / 2\pi\tau_{\mu}, \quad t_y = 2,2 \cdot \tau_e, \quad \Delta = T_e / \tau_{\mu}.$$

звідки при  $M_e = M_{\mu} = 3dB$  отримаємо:

$$f_e = 2,2 / 2\pi\tau_e = 0,35 / t_y, \quad f_{\mu} = \Delta / 2\pi T_e.$$

## 2.13. Найпростіші схеми корекції АЧХ і ПХ

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

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

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

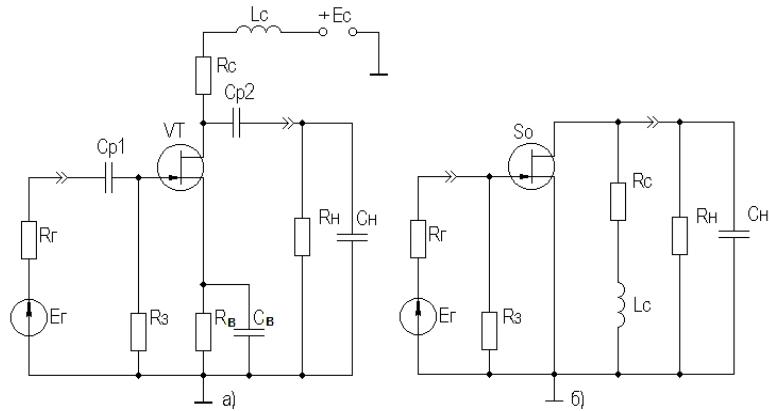


Рис. 2.41 - Каскад на ПТ з простою паралельної індуктивної корекцією

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

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

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

Після перетворення отримуємо:

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

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

фізичному сенсу це квадрат добротності ( $Q_\kappa$ ) паралельного коливального контуру  $L_c R_c C_h R_h$ ,  $m \approx L_c / (C_h R_c^2) = Q_\kappa^2$ .

Модуль отриманого виразу дає АЧХ корректированного каскада:

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

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

ФЧХ корректированного каскада визначається виразом:

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

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

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

$$\Pi = K_0 \cdot f_e,$$

$$D = K_0 / t_y,$$

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

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

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

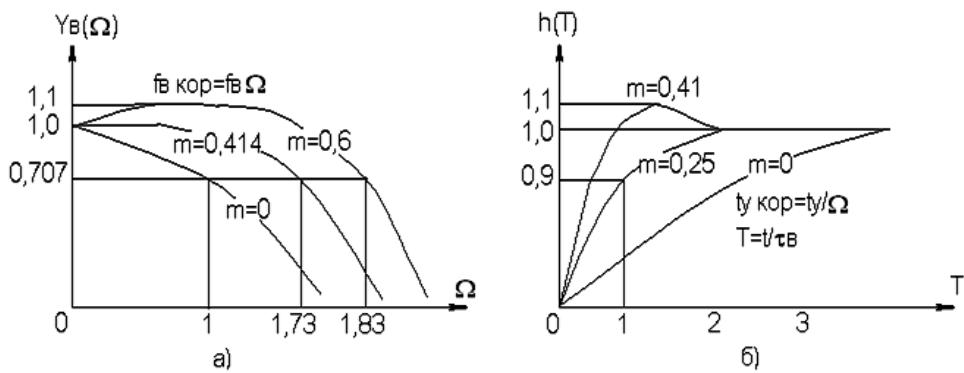


Рис. 2.42 - АЧХ і ПХ каскадів з простою паралельної індуктивної корекцією

Вираз для відносного коефіцієнта передачі має вигляд [6]:

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

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

Вираз не дозволяє оцінити виграш такої корекції в каскадах на БТ, тому або вдаються до допомоги ЕОМ, або користуються таблицями [6]. Виграш у площі підсилення (імпульсної добротності) сягає величини, рівної  $0,5S_0r_\delta$ , тобто величини, більшої двох разів (теоретично до 20, практично 2... 10).

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

Індуктивність VT2 між емітером і загальним проводом дорівнює:

$$L = (r_\delta + R) / 2\pi f_T k,$$

де,  $k = (1,2 \dots 1,6)$ .

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

схема для області НЧ зображені на рис. 2.44.

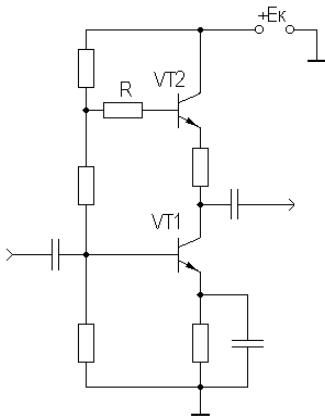


Рис. 2.43 - Корекція вхідним опором каскада з ЗБ

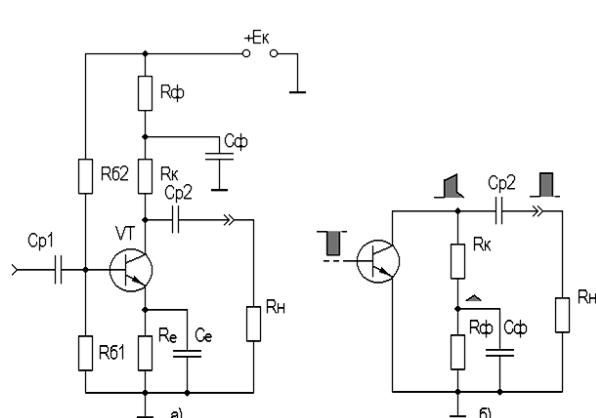


Рис. 2.44 – Каскад на БТ з НЧ корекцією

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

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

$$\Delta^\uparrow \approx T_e / (R_h C_\phi).$$

### 3. ПІДСИЛЮВАЧІ З ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ

#### 3.1 Загальні відомості про зворотній зв'язок

**Зворотній зв'язок** - передача енергії сигналу з вихіду на вхід пристрою. Введення ЗЗ покращує основні показників або надає нові специфічні властивості. Зніматися сигнал ЗЗ може з вихіду всього пристрою або з якого-небудь проміжного каскаду. ЗЗ, що охоплює один каскад називають місцевою, а охоплює кілька каскадів або багатокаскадний ПП - загальною.

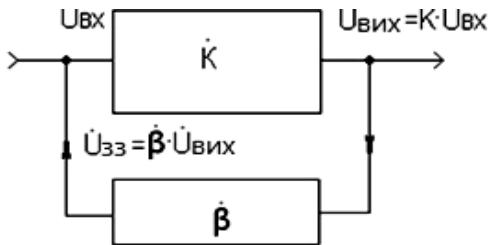


Рисунок 3.1 – ПП з 33

Коефіцієнт підсилення по напрузі  $K$  і коефіцієнт передачі кола 33  $\beta$  носять комплексний характер, що вказує на можливість фазового зсуву.

$$\beta = U_{33} / U_{вих}.$$

Вплив 33 визначається поворотною різницею (глибиною 33):

$$F = \Delta / \Delta^0,$$

де,  $\Delta^0$  - визначник при рівності нулю параметра прямої передачі.

Рівність нулю цього параметра рівносильне розриву замкнутої петлі передачі сигналу з збереженням навантажувальних імітансів в місці розриву.

$$F = 1 - \beta K.$$

$$K_{33} = K / F = K / (1 - \beta K).$$

Якщо  $\beta K > 0$  - позитивна 33 (ПЗ3), якщо  $\beta K < 0$  - 33 негативна (НЗ3), в останньому випадку

$$F = 1 + \beta K,$$

$$K_{33} = K / F = K / (1 + \beta K).$$

У разі ПЗ3 фази вхідного сигналу і сигналу 33 співпадають і амплітуди складаються, що призводить до збільшення  $\hat{E}$ . При НЗ3 розбіжність фаз вхідного сигналу і сигналу 33 призводить до їх віднімання та зменшення  $\hat{E}$ .

НЗ3 класифікується залежно від способів подачі сигналів НЗ3 у вхідні кола підсилювача і зняття їх з виходу підсилювача. Якщо у вхідних колах віднімається струм 33 з  $I_{вх}$  сигналу, то НЗ3 **паралельна** (виход кола НЗ3 підключений паралельно входу підсилювача). Якщо ж у вхідному колі

віднімаються  $U_{\text{вх}}$  сигналу і сигналу 33, то НЗЗ **послідовна** (вихід кіл НЗЗ підключений послідовно входу).

За способом зняття сигналу 33 розрізняють **33 по напрузі**, коли сигнал 33 пропорційний  $U_{\text{вих}}$  підсилювача (вхід кіл 33 підключений паралельно  $R_h$ ), і **33 по струму**, коли сигнал 33 пропорційний І через навантаження (вхід кіл НЗЗ підключений послідовно з навантаженням).

### 3.2 Послідовна НЗЗ по струму (послідовно-послідовна або Z-типу)

При послідовній НЗЗ по струму (ПосНЗЗС) (рис. 3.3, а) до вихідного кола послідовно з  $R_h$  включається  $R_{33}, C_{33}$  на яких  $U_{33}$  пропорційно  $I_{\text{вих}}$ . У вхідному колі  $U_{33}$  алгебраїчно складається з  $U_{\text{вх}}$ . В області СЧ ( $C_{33} = 0$ ) можна записати:

$$K_{033} = K_0 / F = K_0 / (1 + \beta K_0) = K_0 / (1 + S_0 R_{33}).$$

Оскільки  $K_0 = S_0 R_{\text{екв}}$ , то при глибокій НЗЗ ( $F > 10$ )  $K_0 \approx R_{\text{екв}} / R_{33}$ . ПосНЗЗС забезпечує стабільність  $K_0$  при умові сталості навантаження.

. ПНЗЗС зменшує нелінійні спотворення, оскільки із збільшенням  $F$  зменшується напруга керування підсилювачем, його робота здійснюється на меншій ділянці ВАХ АЕ, та призведе до зменшення коефіцієнта гармонік:

$$K_{e33} = K_e / F.$$

ПНЗЗС збільшує  $R_{\text{вх}}$  в  $F$  раз:

$$R_{ex33} = R_{ex} \cdot F.$$

$R_{\text{вх}}$  з ЗЕ з ПосНЗЗС:

$$R_{ex33} = R_{12} \| [r_\delta + (1 + H_{21e}) \cdot (r_e + \Delta r + R_{33})].$$

$R_{\text{вх}}$  з ЗВ визначається  $R_3$ , тому не змінюється при ПосНЗЗС.

ПНЗЗС збільшує  $R_{\text{вих}}$  в  $F$  раз:

$$R_{eux33} = R_{eux} \cdot F.$$

На СЧ  $R_{\text{вих}}$  з ЗВ та ЗЕ визначається  $R_c$  та  $R_k$ , тому НЗЗ його не змінює.

Схема каскаду з ПНЗЗС в області ВЧ представлена на рис. 3.3,б. Даний каскад з істоковою корекцією, оскільки є корекція АЧХ в області ВЧ.

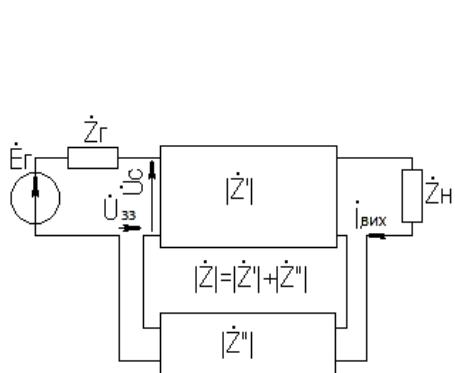


Рисунок 3.2 – Послідовна НЗЗС

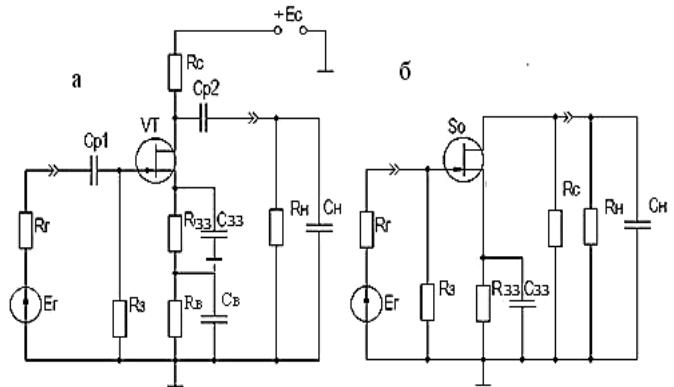


Рисунок 3.3 – Каскад на ПТ з ПоНЗЗС

Оскільки коло НЗЗ ( $R_{33} C_{33}$ ) частотно залежне, то  $|F|$  із зростанням частоти зменшується або зростає  $|K_{33}|$  на ВЧ. Корекція часових характеристик пояснюється зарядом  $C_{33}$ , що призводить до повільного наростання  $U_{33}$ , до підвищення  $K_0$  на ВЧ і скорочує час заряду  $C_h$ .

Аналіз впливу ПНЗЗС проведемо для ЗВ з  $C_{33}=0$ . Крутизна ПТ не залежить від частоти і  $F=\text{const}$ , зменшення  $K_0$  по всьому діапазоні робочих частот однаково і корекція відсутня. Комплексний  $K_0$  з струмовою корекцією на ВЧ:

$$K_{33} = \frac{K_0}{1 + S_0 R_{33} [(1 + j\omega\tau_e)/(1 + j\omega\tau_{33})] + j\omega\tau_e},$$

де,  $\tau_{33} = R_{33} C_{33}$ .

Отриманий вираз спрощується при  $\tau_e = \tau_{33}$ :

$$K_{33} = \frac{K_{033}}{1 + j\omega\tau_{e33}},$$

де,  $\tau_{e33} = \tau_e / F$ .

Зменшення  $\tau_e$  в області ВЧ призводить до підвищення  $f_e$  каскада.

Розрахунок істокової корекцією на **НЧ** не відрізняється від розрахунку некоректованного каскаду за винятком того, що:

$$\tau_{HB} \approx C_B (1/S + R_{33}) .$$

Залежно від мети введення НЗЗ, F можна визначити як:

$$F = K_0 / K_{033}, \text{ або } F = f_{e33} / f_e .$$

$$\text{При цьому } R_{33} = (F - 1) / S_0 \text{ та } C_{33} = 1 / (\omega_{e33} \cdot R_{33}) .$$

Каскад з ЗЕ і ПНЗЗС - каскад з емітерною корекцією. У БТ крутизна частотно-залежна, тому навіть при  $C_{33} = 0$  спостерігається корекції АЧХ і ПХ за рахунок зменшення F на ВЧ:

$$\dot{K}_{33} = \frac{K_{033}}{1 + j\omega\tau_{e33}},$$

$$\text{де, } \tau_{e33} = \tau / F + \tau_1 / F + \tau_2 .$$

Емітерна корекція при частотно-незалежній НЗЗ ( $C_{33} = 0$ ) ефективна при  $\tau_2 \ll (\tau + \tau_1)$ , тобто в каскадах з малою ємністю навантаження.

$\dot{K}_{33}$  з емітерною корекцією **в області ВЧ**:

$$\dot{K}_{33} = \frac{K_{033}(1 + j\omega\tau)}{1 + j\omega[(\tau_e + \tau_{33} + \tau')/F] + (j\omega)^2 \tau_e \tau_{33} / F},$$

$$\text{де, } \tau_{33} = R_{33} C_{33}, \tau' = K_0 R_{33} C_e .$$

Емітерна корекція збільшує  $f_e$  (зменшити  $t_y$ ) при заданих величинах підйому АЧХ на ВЧ.  $C_{ex}$  з ПосНЗЗС зменшиться в F раз:

$$C_{ex\text{дин}33} = \tau / r_e / F + (1 + K_{033}) C_e \approx C_{ex\text{дин}} / F .$$

Розрахунок каскаду з ЗЕ і ПНЗЗС в області НЧ не відрізняється від каскаду без ЗЗ (враховують зміну  $R_{ex}$  при розрахунку розділових кіл), виняток становить постійної часу кола емітера:

$$\tau_{H33} = C_e (1/S_0 + R_{33}) .$$

### 3.3 Послідовна НЗЗ по напрузі (послідовно-паралельно або Н-типу)

Послідовна НЗЗ по напрузі (ПосНЗЗН) (рис. 3.4) збільшує  $R_{ex}$  підсилювача :

$$R_{ex33} = R_{ex} \cdot F$$

ПосНЗЗН зменшує  $R_{v_{ex}}$  підсилювача в F раз:

$$R_{v_{ex33}} = R_{v_{ex}} / F.$$

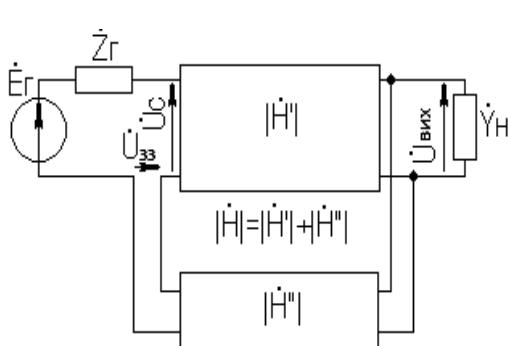


Рисунок 3.4 – Послідовна НЗЗН

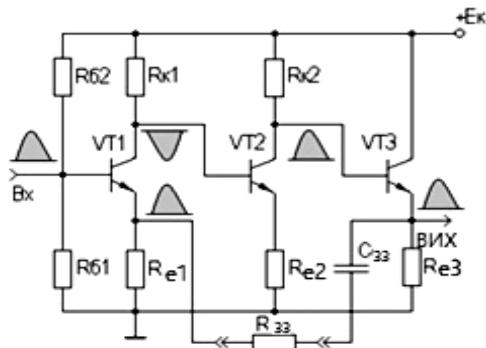


Рисунок 3.5 – Підсилювач з загальною ПосНЗЗН

Зменшення  $R_{v_{out}}$  знижує залежність  $U_{v_{out}}$  від зміни величини  $R_h$ , тобто ПосНЗЗН стабілізує  $K$  при зміні навантаження. Раніше були розглянуті ЕП та ВП в яких має місце 100% ПосНЗЗН. Для різноманітності розглянемо трьохкаскадний інтегральний підсилювач з зовнішнім колом 33  $R_{33}$  (рис.3.5).

### 3.4 Паралельна НЗЗ по напрузі (паралельно-паралельна або Y-типу)

Паралельна по напрузі (ПарНЗЗН) (рис.3.6) не змінює  $K_0$ , але за рахунок зміни  $R_{ex}$  змінюється  $K_E$ . При зменшенні  $R_{ex}$  до входу каскаду прикладеться напруга:

$$U_{ex} = E_e \cdot v_{ex},$$

де,  $v_{ex}$  - коефіцієнт передачі входного кола ПП.

$$K_{E33} = K_E / (1 + \beta K_0) = v_{ex} K_0 / (1 + \beta K_0).$$

При глибокій ПарНЗЗН ( $\beta K_0 \gg 1$ ) отримуємо:

$$K_{E33} \approx v_{ex} / \beta.$$

$R_{bx}$  з ПарНЗЗН :

$$R_{ex33} = R_{ex} / F_I,$$

де, глубина НЗЗ по струму  $F_I = 1 + \beta_I K_I$ ,  $\beta_I = I_{33} / I_{aux}$ .

$R_{aux}$  підсилювача охопленого ПарНЗЗН:

$$R_{aux33} \approx R_{aux} / F.$$

ПарНЗЗН стабілізує  $K_E$  при постійному опорі джерела сигналу, зменшує  $R_{bx}$  і  $R_{aux}$  підсилювача. Каскад на БТ з ЗЕ і ПарНЗЗН представлено на рис. 3.7.

При ПарНЗЗН  $U_{aux}$  каскаду викликає струм 33, що протікає через коло 33  $R_{CC}, L_{CC}, \tilde{N}_{\partial CC}$ . Для коефіцієнта підсилення по напрузі в області СЧ:

$$K_{033} = (S_0 R_{33} - 1) \frac{R_{e_{k\theta}}}{R_{e_{k\theta}} + R_{33}} \approx K_0 \frac{R_{33}}{R_{e_{k\theta}} + R_{33}},$$

так як  $S_0 R_{33} \gg 1$ ,  $R_{e_{k\theta}} = R_k \parallel R_h$ .

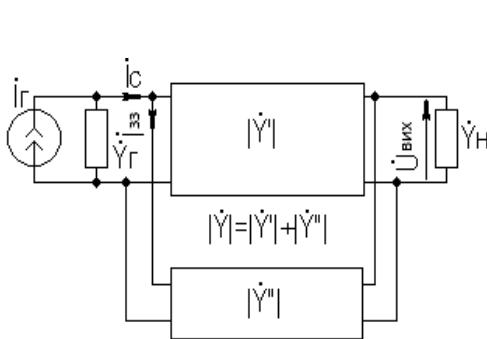


Рисунок 3.6 – Паралельна НЗЗН

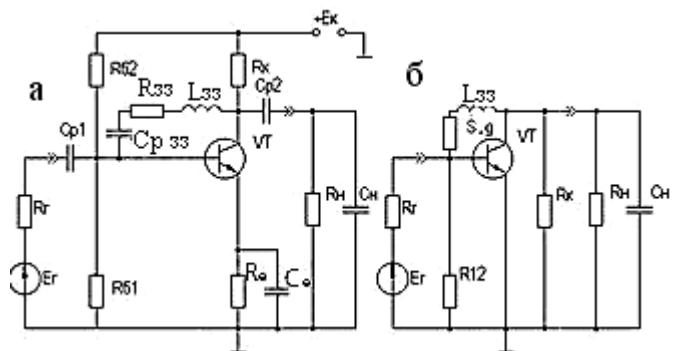


Рисунок 3.7 – Каскад на БТ з ПарНЗЗН

У більшості випадків  $R_{33} > R_{e_{k\theta}}$ , тому  $K_0$  змінюється незначно. Зміна  $K_0$  пояснюється тим, що, немає чіткого поділу кола 33 і кола прямого підсилення.

$R_{aux}$  з ПарНЗЗН :

$$R_{aux33} = R_{12} \parallel \frac{R_{33} + R_{e_{k\theta}}}{1 + g(R_{33} + R_{e_{k\theta}}) + K_0}.$$

Зазвичай  $R_{33} > R_{e_{k\theta}}$  і  $K_0 \gg 1$ , тоді:

$$R_{aux33} \approx R_{12} \parallel \frac{R_{33}}{K_0}.$$

$R_{aux}$  з ПарНЗЗН:

$$R_{\text{ex}33} = R_{\kappa} \parallel \frac{R_e(1+gR_{33}) + R_{33}}{1+R_e(g+S_0)} \approx R_{\kappa} \parallel \frac{1+R_{33}(g+1/R_e)}{S_0},$$

Так як правило  $S_0 \gg g$  і  $S_0 R_e \gg 1$ .

Для визначення параметрів в області ВЧ використовують співвідношення для каскаду з ЗЕ, при розрахунку  $\tau_e$  враховують  $R_{\text{вих}}$  каскада з ПарНЗЗН, тобто  $R_{\text{екв}} = R_{\text{вих}} \parallel R_h$  і вплив ПарНЗЗН на крутизну -  $S_{033} = S_0 - 1/R_{33}$ .

Існує можливість корекції АЧХ на ВЧ включенням послідовно з  $R_{33}$  коригуючої  $L_{33}$ . Корекція пояснюється зменшенням  $F$  на ВЧ. Розрахунок каскаду з ЗЕ і ПарНЗЗН в області НЧ не відрізняється від розрахунку каскаду без ЗЕ (враховують зміну  $R_{\text{ex}}$  і  $R_{\text{вих}}$  при розрахунку розділових кіл), виняток становить  $C_{p33} X_{Cp33} \leq R_{33} / (10...20)$ . Корекції АЧХ на НЧ проводиться шляхом зменшення  $C_{p33}$ . Співвідношення для параметрів каскаду на ПТ з ПарНЗЗН:

$$K_{033} = (S_0 R_{33} - 1) \frac{R_{\text{екв}}}{R_{\text{екв}} + R_{33}} \approx K_0 \frac{R_{33}}{R_{\text{екв}} + R_{33}},$$

Так як  $S_0 R_{33} \gg 1$ ,  $R_{\text{екв}} = R_c \parallel R_h$ .

$$R_{\text{ex}33} = R_3 \parallel \frac{R_{33} + R_{\text{екв}}}{1 + K_0}.$$

Як правило,  $R_{33} > R_{\text{екв}}$  і  $K_0 \gg 1$ , тоді :

$$R_{\text{ex}33} \approx R_3 \parallel \frac{R_{33}}{K_0}.$$

$$R_{\text{вих}33} = R_c \parallel \frac{R_e + R_{33}}{1 + R_e S_0} \approx R_c \parallel \frac{R_{33} + R_e}{S_0 R_e},$$

ПарНЗЗН знижує  $R_{\text{вих}}$  каскаду.

### 3.5 Паралельна НЗЗ по струму (паралельно-послідовна та G-типу)

Паралельна НЗЗ по струму представлена на прикладі схеми двокаскадного підсилювача (рис. 3.6). Загальна ПарНЗЗС вводиться в підсилювач включенням

$R_{33}$ .  $U_{33}$  знімається з  $R_{e2}$ , включеної послідовно з навантаженням підсилювача.  $U_{33}$ , пропорційне Івих підсилювача, утворює  $I_{33}$ , що протікає через  $R_{33}$ . У вхідному колі складається  $I_{ex}$  і  $I_{33}$ . ПарНЗЗС застосовується в підсилювачах струму:

$$K_{I33} = K_I / F_I,$$

де,  $F_I = 1 + \beta_I K_I$  - глибина 33 по струму.

$K_I$  без 33 великий і джерело сигналу має велике опір (джерело струму), то  $K_{I33} \approx (R_{33} + R_{e2}) / R_{e2}$ . Якщо  $R_{33} \gg R_{e2}$ , то  $K_{I33} \approx R_{33} / R_{e2}$ . ПарНЗЗС стабілізує коефіцієнт передачі по струму.

$$R_{ex33} = R_{ex} / F_I.$$

$$R_{\text{загальна}} = R_{\text{загальна}} \cdot F_I.$$

Описаний підсилювач виконують у вигляді IMC з зовнішнім колом 33

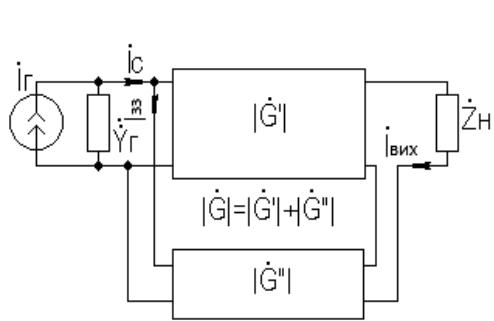


Рисунок 3.8 – Паралельна НЗЗС

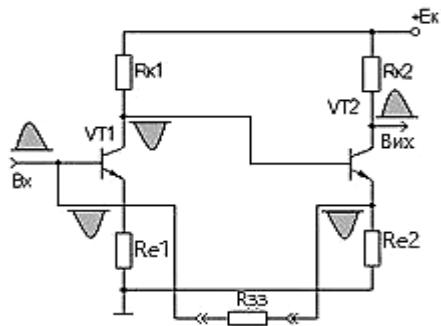


Рисунок 3.9 – Підсилювач з загальною ПарНЗЗС

## 4. ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ

### 4.1. Загальні відомості

Підсилювачі потужності (ПП) призначені для передачі великих потужностей сигналу без спотворень в низькоомне навантаження. Вони є вихідними каскадами багатокаскадних підсилювачів. Основним завданням ПП є виділення в навантаженні можливо більшої потужності сигналу, підсилення напруги в ньому є другорядним фактором.

Основними завданнями при проектуванні ПП є:

- забезпечення режиму узгодження вихідного опору ПП з навантаженням з метою передачі в навантаження максимальної потужності;
- досягнення мінімальних нелінійних спотворень сигналу;
- отримання максимального ККД.

ПП класифікуються за:

- способом підсилення - на однотактні і двотактні;
- способом узгодження - на трансформаторні і безтрансформаторні;
- класом підсилення - на класи А, В, АВ, С, D.

В якості методів проектування можуть застосовуватися:

- графоаналітичні ( побудова ДХ і т.д.);
- за усередненими параметрами.

## 4.2 Класи підсилення

Для всіх розглянутих раніше підсилюючих каскадів передбачалося, що вони працюють в режимі класу А. Вибір робочої точки спокою, вибирається, щоб вхідний сигнал повністю розташовувався на лінійній ділянці вхідної ВАХ транзистора, а значення  $I_{\delta 0}$  розташовувалося на середині цієї лінійної ділянки.

На вихідний ВАХ транзистора в режимі класу А робоча точка ( $I_{\kappa 0}, U_{\kappa 0}$ ) розташовується на середині навантажувальної прямої так, щоб амплітудні значення сигналів не виходили за ті межі навантажувальної прямої, де зміни струму колектора прямо пропорційні змінам струму бази. Оскільки режим А характерний роботою транзисторів на майже лінійних ділянках своїх ВАХ, то ПП в цьому режимі має мінімальні НІ ( $K_F \leq 1\%$ ).

При роботі в режимі класу А транзистор весь час знаходиться у відкритому стані, отже, кут відсічення (половина часу за період, протягом якого транзистор відкритий)  $\varphi_{\text{відс}} = 180^\circ$ . Споживання потужності джерела живлення відбувається в будь-який момент, тому каскади, що працюють в режимі класу А, характеризуються невисоким ККД (в ідеалі - 50%, реально - (35 ... 45)%). Режим підсилення класу А в ПП застосовується в тих випадках, коли необхідні

мінімальні НС, а потужність і ККД не мають вирішального значення.

Більш потужні варіанти вихідних каскадів працюють в режимі класу В, що характеризується  $\varphi_{відс} = 90^\circ$  (рис. 4.1).

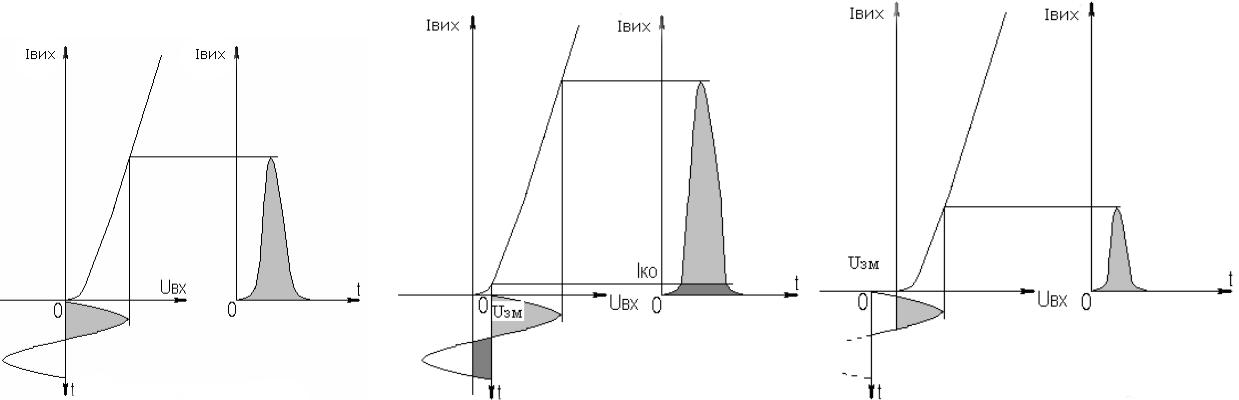


Рисунок 4.1 – Режим класу В    Рисунок 4.2 – Клас АВ    Рисунок 4.3 – Клас С

У режимі спокою транзистор закритий і не споживає потужності від джерела живлення, а відкривається протягом половини періоду вхідного сигналу. Відносно невелика споживана потужність дозволяє отримати в ПП класу В ККД до 70%. Режим класу В застосовується в двотактних ПП або каскадах радіо передавальних пристройів. Основний недолік ПП класу В - великий рівень НС ( $K_\Gamma \leq 10\%$ ).

Режим класу АВ має проміжне значення між режимами класу А і В. У режимі спокою через транзистор протікає невеликий  $I_{к0}$ , що виводить основну частину робочої напівхвилі вхідного гармонійного сигналу на ділянку ВАХ з відносно малою нелінійністю. Кут відсічення в режимі класу АВ досягає  $(120\dots 130)^\circ$ , ККД і НС - середні між значеннями для режимів класів А і В.

У режимі класу С транзистор закритий зміщенням  $U_{зм}$  (рис. 4.3),  $\varphi_{відс} < 90^\circ$  по-цьому ПП класу С більш економічні, ніж ПП класу В.

Однак у режимі класу С великі НС, тому клас С застосовується в генераторах та резонансних підсилювачах, де вищі гармонійні складові фільтруються резонансним контуром в колі навантаження. У потужних

підсилювачах - перетворювачах знаходить застосування режим класу D або ключевий режим роботи. Даний режим, в поєднанні з широтно-імпульсною модуляцією, дозволяє створювати потужні економічні ПП. Таким чином, АЕ в ПП може працювати як без відсічення струму ( клас A) , так і з відсіченням (класи AB , B, C , D). Клас підсилення задається положенням робочої точки в режимі спокою.

### 4.3 Однотактні ПП

В якості *однотактних безтрансформаторних ПП* можуть бути застосовані каскади з ОЕ (ОІ) і ОК (ОС), виконані на потужних БТ (ПТ), причому емітерний (істоковий) повторювач ефективний при низькоомному навантаженні. Недолік - в режимі узгодження з навантаженням ККД  $\leq 25\%$ .

*Однотактні трансформаторні ПП* мають ККД  $\leq 50\%$ .за рахунок оптимального узгодження з навантаженням за допомогою трансформатора . Опір навантаження по змінному струмі дорівнює:

$$R_{h \approx} \approx R_h \cdot n^2$$

де, n- коефіцієнт трансформації,  $n = U_1 / U_2$ .

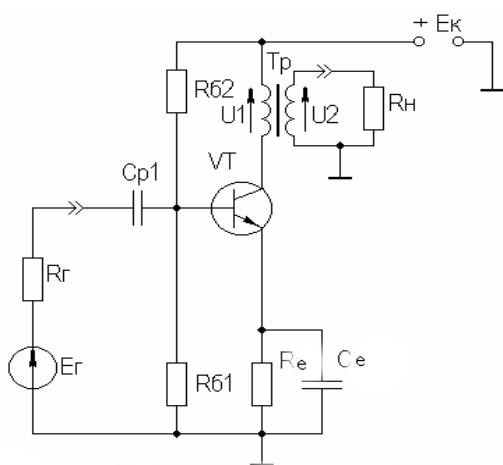


Рисунок 4.4 – Однотактний трансформаторний ПП

Даний каскад знаходить обмежене застосування в схемотехніці ПП через низку істотних недоліків:

- малого ККД;
- великих частотних спотворень за рахунок трансформатора;
- великих НС за рахунок струму підмагнічування трансформатора;
- неможливості реалізації у вигляді ІМС.

#### 4.4 Двотактні ПП

Двотактні ПП зважаючи на можливість використання режимів АВ, В, С і Д характеризуються кращими енергетичними показниками.

При роботі даного ПП в режимі класу В, коло резистора  $R_{\delta 2}$  відсутнє.

Трансформатор  $Tp_1$  здійснює погодження входу ПП з джерелом сигналу,  $Tp_2$  узгоджує вихідний опір ПП з опором навантаження.  $Tp_1$  виконує ще й функції фазоінвертора. Підсилення сигналу в розглянутому ПП відбувається в два такти роботи пристрою. Перший такт супроводжується підсиленням позитивної напівхвилі гармонійного сигналу за допомогою  $VT_2$ , другий - підсиленням негативної напівхвилі гармонійного сигналу за допомогою  $VT_1$ .

Графічний та енергетичний розрахунок двотактного трансформаторного ПП двотактного досить повно представлені в класичних підручниках з підсилювальним пристроям, наприклад, [5,6]. ККД такого ПП реально досягає порядку 70 %, що приблизно в 1,5 рази більше ніж у однотактний ПП.

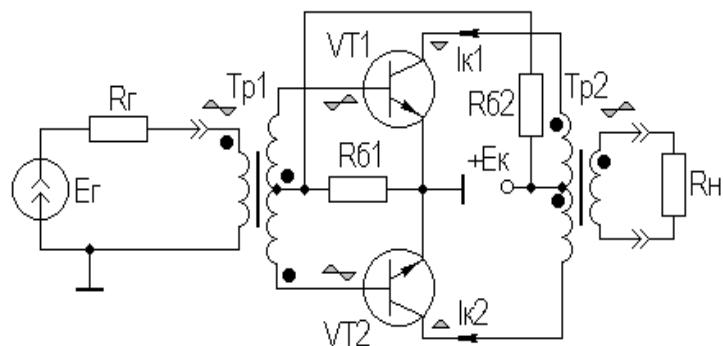


Рисунок 4.5 – Двотактний трансформаторний ПП

При виборі типу для ПП враховують, що на колекторі закритого

транзистора діє напруга, рівна приблизно  $2 \cdot E_k$ , що пояснюється підсумовуванням  $E_k$  і напруги на секції первинної обмотки  $Tp_2$ .

Внаслідок того, що кожен транзистор пропускає струм тільки для однієї на півхвилі гармонійного сигналу, режим класу В характеризується кращим використанням транзистора по струму.

Оскільки струми в секціях обмоток трансформаторів протікають в різних напрямках, відсутнє підмагнічування їх сердечників. В двотактному ПП виключена (при симетрії плечей ПП) паразитний ЗЗ з джерелом живлення і у вихідному сигналі відсутні парні гармонійні складові. Відсутність струму спокою в ПП класу В призводить до появи значних НС. Внаслідок нелінійності вхідних ВАХ, вихідний сигнал в двотактному ПП класу В має перехідні спотворення типу "сходинки" (рис. 4.6).

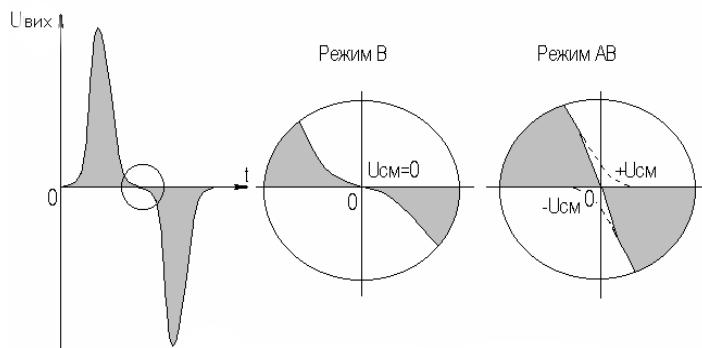


Рисунок 4.6 – Спотворення сигналу в двотактному ПП

Зменшення НС можливо шляхом переходу до режиму класу АВ ( рис. 4.2 та 4.6) . Так як струми спокою в режимі класу АВ малі, то вони практично не впливають на енергетичні показники ПП. Оскільки трансформатор є досить "незручним" елементом при виконанні ПП у вигляді ІМС і вносить суттєві спотворення у вихідний сигнал підсилювача, ПП з трансформаторами знаходять обмежене застосування в схемотехніці ПК. У сучасній електроніці широко застосовуються **безтрансформаторні двотактні ПП**, які мають хороші масогабаритні показники і просто реалізуються у вигляді ІМС. Можлива побудова двотактних без трансформаторних ПП за структурною

схемі , показаною на рисунку 4.7 .

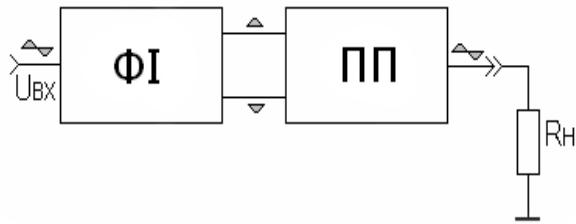


Рисунок 4.7 – Структурна схема ПП з використанням ФІ

де, ФІ - фазоінверсний каскад попереднього підсилення (драйвер), ПП- двотактний каскад підсилення потужності. В якості драйвера може використовуватися **каскад з розділеним навантаженням** (рис. 4.8).

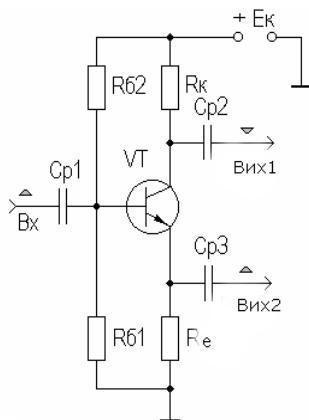


Рисунок 4.8 – Каскад з розділеним

навантаженням

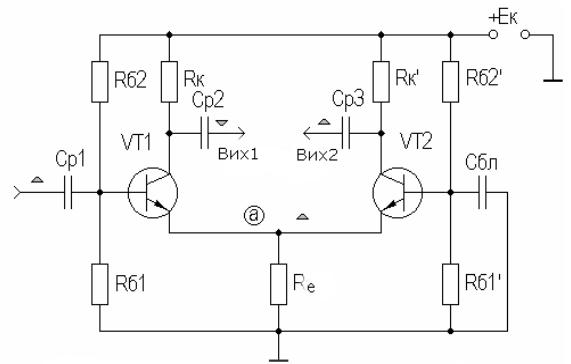


Рисунок 4.9 – Фазоінверсний каскад

на основі ДК

Можна показати, що при,

$$R_e = \frac{I_{e0}}{I_{\kappa0}} \cdot R_\kappa \approx R_\kappa = R, \quad K_{01} \approx K_{02} = \frac{S_0 R}{1 + S_0 R} \approx 1.$$

Незважаючи на простоту, малі частотні та нелінійні спотворення, каскад з розділеним навантаженням знаходить обмежене застосування через малий  $K_0$  і різних  $R_{vih}$ , що призводить до несиметричності АЧХ в областях ВЧ і НЧ. Частіше застосовуються **ФІ на основі диференціального каскаду** (ДК) (рис.4.9).

Через  $R_e$  протікатиме подвоєний струм спокою VT1 і VT2 і номінал  $R_e$  в схемі ФІ каскаду зменшується вдвічі порівняно з розрахунком каскаду з ОЕ. При розгляді, наприклад, лівої половини ФІ каскаду видно, що в колі емітера

VT1 (ОЕ) присутній  $R_e$  і паралельно йому вхідний опір VT2 (ОБ)  $R_{exOB} \approx 1/S_0$ .

Зазвичай беруть  $R_e >> R_{exOB}$  (або замінюють  $R_e$  еквівалентом високоомного опору у вигляді джерела стабільного струму), тому можна підставити замість  $R_{zz}$  у вираз для глибини ПНЗЗС  $R_{exOB}$ :

$$A = 1 + S_0 \cdot R_{exOB} \approx 1 + S_0 / S_0 = 2.$$

В ФІ каскаді присутній ПНЗЗС з глибиною, що дорівнює двом. Беручи до уваги, що щодо емітера VT2 VT1 включений за схемою з ОК, неважко показати, що при ідентичності параметрів  $K_{01} \approx K_{02} \approx K_0 / 2$ , тобто коефіцієнти передачі по напрузі плечей ФІ каскаду на основі ДК рівні половині коефіцієнта передачі каскаду з ОЕ.

Широко застосовується ФІ на компліментарних транзисторах(рис. 4.10.).

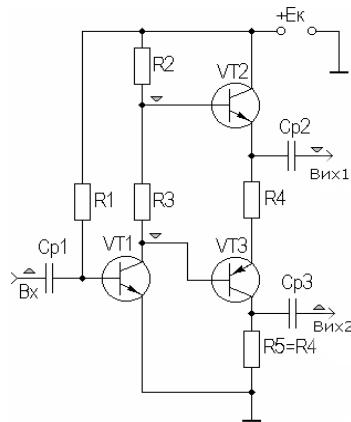


Рисунок 4.10 – ФІ на компліментарних БТ

Використання компліментарної пари VT1 та VT2, що мають різну провідність, але однакові параметри (KT315-KT361, KT502-KT503 та ін.) дозволяє інвертувати фазу вхідного сигналу на 180° на першому виході. Крім розглянутих вище каскадів, як фазоінверсних також застосовуються каскади з ОЕ, включенні згідно структурної схеми, показаної на рисунку 4.11. Відзначимо, що ФІ, побудований за такою схемою, має розбаланс АЧХ і ФЧХ виходів.

В якості вихідного каскаду ПП, що підключається до виходів ФІ, може використовуватися каскад, один з різновидів якого наведений на рис. 4.12.

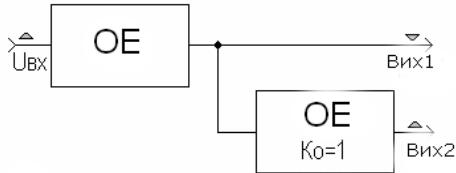


Рисунок 4.11 – ФІ на основі каскадів с ОЕ

У даному каскаді можливе використання режимів класів В , АВ , С. До переваг каскаду відносять можливість використання потужних транзисторів одного типу провідності. При використанні двополярного джерела живлення можливо безпосереднє підключення навантаження, що дозволяє обійтися без розділового конденсатора на виході , який, зазвичай має велику ємність і габарити і , отже , важкореалізований в мікровиконанні .

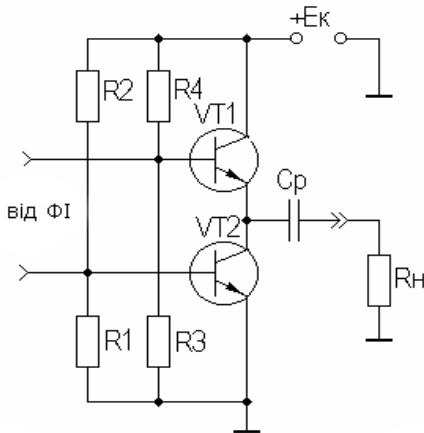


Рисунок 4.12 – Вихідний каскад ПП с ФІ

В цілому , в ПП , виконаних за структурною схемою , представленої на рис. 4.7, не можна досягти високий ККД внаслідок застосування в ФІ режиму класу А.

Кращими параметрами володіють двотактні безтрансформаторних ПП, виконані на компліментарних транзисторах . Такі ПП називають бустерами. Розрізняють *бустери* напруги та струму. Оскільки підсилення напруги здійснюється попередніми каскадами багатокаскадного підсилювача, а навантаження ПП, як правило , низькоомних, то найбільшого поширення набули вихідні каскади у вигляді бустера струму.

На рис. 4.13 наведена схема найпростішого варіанту бустера струму класу

В на комплементарних транзисторах і двополярного живлення.

При подачі на вхід бустера позитивної напівхвилі вхідного гармонійного сигналу відкривається VT1 і через навантаження потече струм. При подачі на вхід бустера негативної напівхвилі вхідного сигналу відкривається VT2 і через навантаження потече струм в протилежному напрямку. Таким чином, на  $R_h$  формуватиметься вихідний сигнал. Включення транзисторів з ОК дозволяє отримати малий  $R_{\text{вих}}$ , що необхідно для узгодження з низькоомним навантаженням для передачі в неї максимальної  $R_{\text{вих}}$ . Великий  $R_{\text{вих}}$  дозволяє добре узгодити каскад з попереднім підсилювачем напруги за рахунок 100% ПНЗЗС  $K_0 \approx 1$ . Завдяки використанню двополярного джерела живлення можливий гальванічний зв'язок каскаду з навантаженням, що робить можливим застосування струмових бустерів в підсилювачах постійного струму. Крім того, ця обставина дуже сприятливо при реалізації бустера у вигляді ІМС. Недолік розглянутого бустера є великий НС ( $K_\Gamma > 10\%$ ), що й обмежує його використання. Вільним від цього недоліку є струмовий бuster класу АВ .

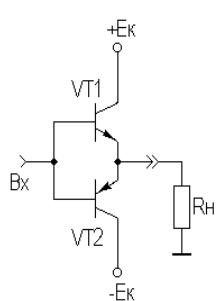


Рисунок 4.13 – Струмовий бустер  
класу В

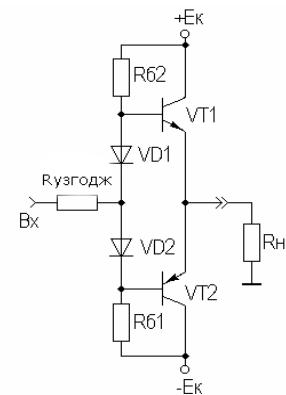


Рисунок 4.14 – Струмовий бустер  
класу АВ

Початкові струми спокою баз транзисторів задаються за допомогою  $R_{\delta 1}$  і  $R_{\delta 2}$ , а також  $VD_1$  і  $VD_2$ . При інтегральному виконанні в якості діодів використовуються транзистори в діодному включення. Падіння напруги на прямозміщенному діоді  $\Delta\varphi \approx 0,7B$ , а в кремнієвих ІМС за допомогою діодів

здійснюється параметрична термостабілізація. Опір  $R_{\text{узгодж}}$  вводиться для кращого узгодження з попереднім каскадом підсилювача.

При позитивній напівхвилі вхідного гармонійного сигналу  $VD_1$  підзаперається і на базі  $VT_1$  буде " відслідковуватися вхідний потенціал , що приведе до його відмикання і формуванню на опорі навантаження позитивної напівхвилі вихідного гармонійного сигналу. При негативній напівхвилі вхідного гармонійного сигналу працює  $VD_2$  і  $VT_2$  , і на навантаженні формується негативна напівхвиля вихідного гармонійного сигналу.

Для збільшення вихідної потужності можуть бути використані бустери на складених транзисторах за схемою Дарлінгтона (рис. 4.15), у якої коефіцієнт передачі по струму дорівнює добутку коефіцієнтів передачі струму бази  $VT_1$  і  $VT_2$ , причому можлива однокристальна реалізація даної структури ( КТ829) .

З ПТ у ПП більш придатні МОП-транзистори з індукованими каналами n - і p - типу, що мають такий же характер зміщення в колі затвор-витік, як і у БТ, але мають більш лінійну вхідну ВАХ, що приводить до меншого рівня ВАХ. Схема ПП на ПТ зазначеного типу наведена на рис. 4.16.

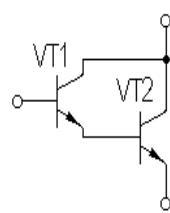


Рисунок 4.15 – Схема Дарлінгтона

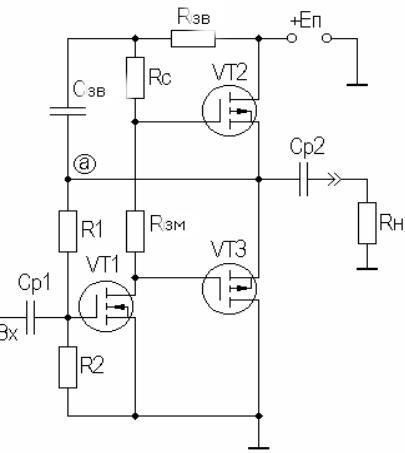


Рисунок 4.16 – ПП на ПТ

У даному каскаді введена позитивний ЗЗ з живленням шляхом включення  $R_{3g}$  послідовно з  $R_3$ . В точку а вихідна напруга подається через  $C_{3g}$  і служить

"вольтодобавкою ", що збільшує напругу живлення предкінцевого каскаду в той напівперіод, в який струм  $VT_1$  зменшується. Це дозволяє зняти з нього достатню амплітуду напруги, необхідну для управління істоковим повторювачем, що підвищує вихідну потужність і ККД підсилювача.

Широке застосування знаходить ПП, у яких в якості попередніх каскадів застосовані операційні підсилювачі . На рисунках 4.17а , б наведені відповідні схеми ПП режимів класу В і АВ .

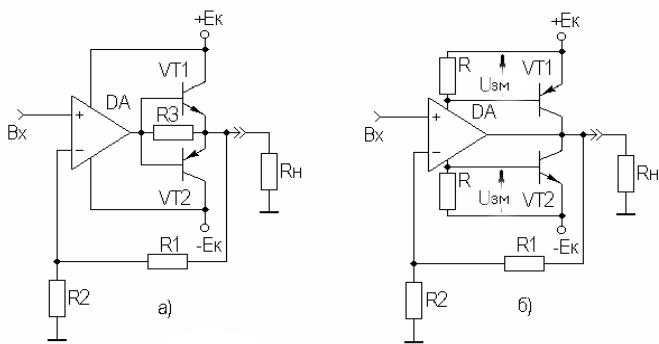


Рисунок 4.17 – ПП на основі операційних підсилювачів

Дані приклади ілюструють ще один напрямок у розробці ПП - застосування загальної НЗЗ, що служить для зниження рівня НС. Більш докладний опис схем ПП міститься в [1,9].

## 5. ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

### 5.1 Загальні відомості

Підсилювачами постійного струму (ППС) називаються пристрой, призначений для підсилення повільно змінюючихся сигналів аж до нульової частоти.

Для здійснення передачі сигналів частот, близьких до нуля, в ППС використовується безпосередній (галіванічний) зв'язок між каскадами. Однак такий зв'язок призводить до необхідності вирішення специфічних завдань:

- узгодження потенційних рівнів у сусідніх каскадах;
- зменшення дрейфу (нестабільноті) вихідного рівня напруги або струму.

## 5.2 Способи побудови ППС

Основна проблема ППС це дрейф нуля. Дрейф нуля (нульовий рівень) - мимовільне відхилення напруги (струму) на виході ППС від початкового значення. Оскільки дрейф нуля спостерігається і при відсутності сигналу на вході ППС, то його неможливо відрізнити від справжнього сигналу.

До фізичних причин, що викликають дрейф нуля в ППС, відносяться:

- нестабільність джерел живлення;
- часову нестабільність ("старіння") параметрів транзисторів і резисторів;
- температурна нестабільність параметрів транзисторів і резисторів;
- низькочастотні шуми;
- перешкоди і наведення.

Найбільшу нестабільність вносить температурний фактор. Становище ускладнюється наявністю гальванічного зв'язку, що призводять до ефекту каскадування температурних нестабільностей каскадів від входу до виходу.

Оскільки температурні зміни параметрів АЕ мають закономірний характер, то вони можуть бути в деякій мірі скомпенсованими ж методами, що і в підсилювачах гармонійних сигналів .

Абсолютний дрейф нуля  $\Delta U_{\text{вих}}$  – максимальне мимовільне відхилення вихідної напруги ППС при замкнутому вході за певний проміжок часу. Якість ППС оцінюють по напрузі дрейфу нуля, приведеного до входу підсилювача :

$$e_{\text{dp}} = \Delta U_{\text{вих}} / K_U$$

Наведений до входу дрейф нуля еквівалентний помилковому вхідному сигналу, він обмежує мінімальний вхідний сигнал, тобто визначає чутливість ППС. З метою зниження дрейфу нуля в ППС використовуються:

- глибокі НЗЗ та термокомпенсуючі елементи;
- перетворення постійного струму в змінний, його підсилення і детектування;
- побудова ППС за балансною схемою.

**ППС прямого підсилення** є звичайними багато каскадними підсилювачами

з безпосереднім зв'язком. В якості ППС може використовуватися підсилювач, схема якого наведена на рис. 5.1.

У цьому підсилювачі  $R_{e1}$ ,  $R_{e2}$  і  $R_{e3}$ , крім створення місцевих і загальних НЗЗ, забезпечують напругу зміщення у своїх каскадах. У багатокаскадних ППС забезпечення необхідного режиму транзисторів по постійному струму шляхом послідовного підвищення потенціалів емітерів від входу до виходу, що обумовлено безпосереднім міжкаскадним зв'язком "колектор-емітер", потенціали колекторів теж зростають від входу до виходу. Можливо забезпечення режиму каскадів ППС шляхом зменшення  $R_k$  від входу до виходу, проте в обох випадках буде зменшення коефіцієнта підсилення ППС.

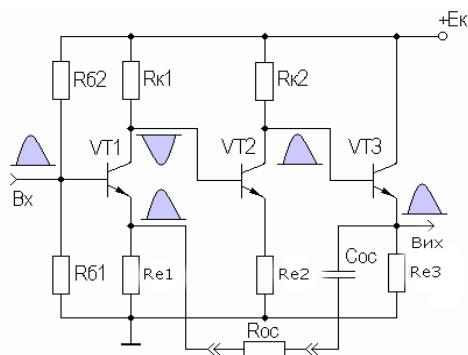


Рисунок 5.1-Підсилювач із загальною ПНЗЗС

У багатокаскадних ППС прямого підсилення відбувається часткова компенсація дрейфу нуля: позитивне прирошення  $I_k$  VT1 викличе негативне прирошення  $I_b$  і  $I_k$  VT2. Повна компенсація дрейфу нуля недосяжна навіть для однієї температурної точки. В ППС з парним числом каскадів спостерігається його зниження.

Коли ППС має однополярне живлення, на його вході і виході присутній постійний потенціал, що не дозволяє підключати низькоомне джерело сигналу і навантаження безпосередньо між ними і загальним проводом. У цьому випадку використовується мостова схема з включенням  $R_F$  і  $R_h$  в діагоналі вхідного і вихідного мостів (рис. 5.2).

Для згодження потенціалів використовують транзистори різної провідності, для кращої температурної компенсації застосовують діоди і

стабілітрони. Застосування двополярного джерела живлення дозволяє безпосередньо підключати джерело сигналу і навантаження до ППС, тобто в цьому випадку забезпечені нульові потенціали на його вході і виході. Зазначені заходи реалізовані в схемі ППС, наведеної на рис. 5.3.

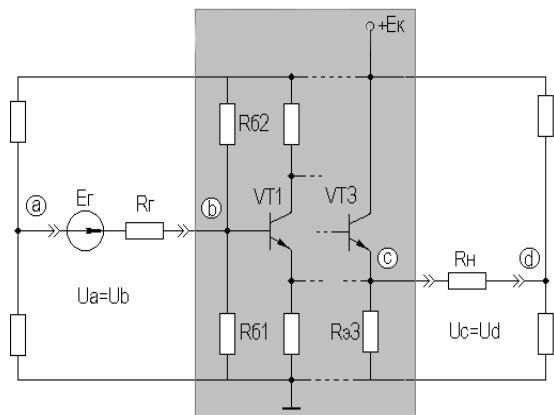


Рисунок 5.2 -Мостове підключення  
Джерела сигналу і навантаження в ППС

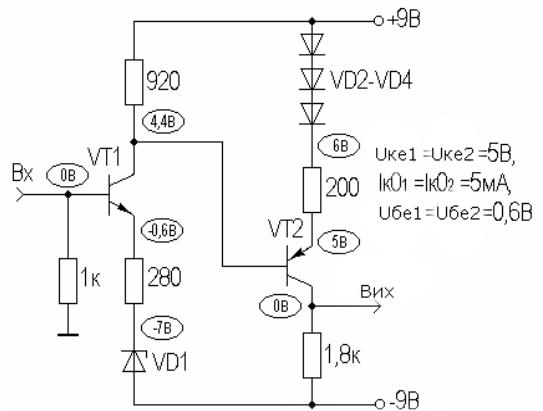


Рисунок 5.3 – Двокаскадний ППС

ППС з прямим підсиленням на основі безпосереднього зв'язку між каскадами і глибокими НЗЗ дозволяють отримати  $\hat{E}_0 \leq 40(\text{дA})$  при  $U_{ex}$  десятків мВ. ППС прямого підсилення мають великий температурний дрейф ( $e_{dp}$  складає одиниці мілівольт на градус).

Зазначені недоліки долаються в **ППС з перетворенням (модуляцією) сигналу**. На рис. 5.4 приведена структурна схема ППС з перетворенням постійного струму в змінний. Вхідний сигнал постійної напруги  $U_{ex}$  перетворюється на пропорційний йому сигнал змінної напруги за допомогою модулятора **M**, потім підсилюється підсилювачем гармонійних сигналів **P**, а потім демодулятором **ДМ** перетворюється на сигнал постійної напруги  $U_h$ . Оскільки в підсилювачах змінного струму дрейф нуля не передається від каскаду до каскаду, то в даному ППС реалізується мінімальний дрейф нуля.

Недоліки ППС з перетворенням сигналу – проблема реалізації модуляторів малого рівня вхідного сигналу і підвищена складність схеми .

Істотного поліпшення електричних, експлуатаційних та масогабаритних

показників ППС можна за рахунок їх побудови на основі балансних схем.

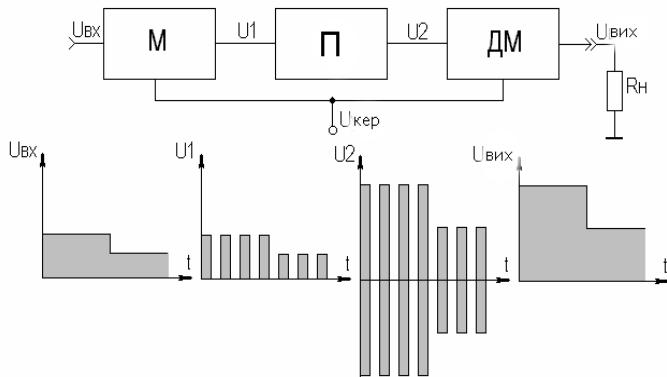


Рисунок 5.4 – Структурна схема ППС з перетворювачем сигналу

### 5.3 Диференціальні підсилювачі

Найбільшого поширення набули ППС на основі диференціальних (паралельно-балансних або різницевих) каскадів. Такі підсилювачі реалізуються у вигляді монолітних ІМС. На рис. 5.5 приведена принципова схема варіанту диференціального підсилювача (ДП) на БТ.

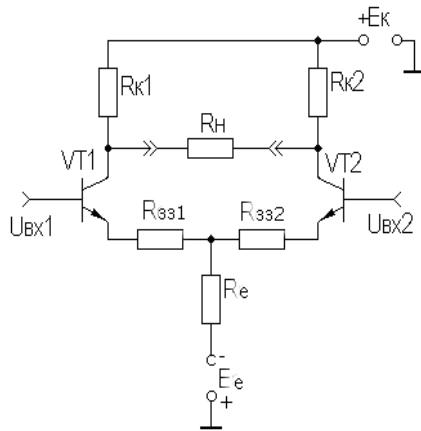


Рисунок 5.5 - Схема ДП

Будь-який ДП виконується за принципом збалансованого моста, два плеча якого утворені  $R_{k1}$  і  $R_{k2}$ , а два інших -  $VT_1$  і  $VT_2$ . Опір  $R_h$  включено в діагональ моста. Резистори кола ПНЗЗС  $R_{331}$  і  $R_{332}$  охолонувши і зазвичай невеликі або взагалі відсутні, тому вважають, що  $R_e$  підключений до емітера транзисторів.

Двополярне живлення дозволяє обійтися на входах (виходах) ДП без мостових схем за рахунок зниження потенціалів баз (колекторів) до потенціалу

загальної шини.

Розглянемо роботу ДП для основного режиму - диференціального. За рахунок дії  $U_{ex1} VT_1$  відкривається, і його струм емітера отримує прирошення  $\Delta I_{e1}$ , а за рахунок дії  $U_{ex2} VT_2$  призакривається, і струм його емітера отримує негативне прирошення  $-\Delta I_{e2}$  а, результуюче прирошення струму в колі резистора при ідеально симетричних плечах близько до нуля і, отже, НЗЗ для диференціального сигналу відсутня.

При аналізі ДП виділяють два плеча – каскади з ОЕ, в загальне коло емітерів транзисторів яких включений загальний  $R_e$ , яким задається їх загальний струм. У зв'язку з цим при розрахунку частотних та часових характеристик ДП користуються співвідношеннями підрозділів 2.5 та 2.12 з урахуванням зауважень підрозділу 4.4. Коефіцієнт підсилення диференціального сигналу  $K_{U_{di\phi}}$  у випадку симетрії плечей  $K_{U_{di\phi}} = 2 \cdot K_{U_{n\pi}} = K_0$ , тобто  $K_{U_{di\phi}}$  рівний коефіцієнту підсилення каскаду з ОЕ .

ДП має малий дрейф нуля, великий коефіцієнт підсилення диференціального (противофазного) сигналу  $K_{U_{di\phi}}$  і великий коефіцієнт придушення син фазних перешкод, тобто малий коефіцієнт передачі синфазного сигналу  $K_{U_{cf}}$ .

Для забезпечення виконання цих функцій необхідно виконати дві основні вимоги. Перше з них - забезпечення симетрії обох плечей ДП. Наблизитися до виконання цієї вимоги дозволила мікроелектроніка, оскільки в монолітній ІМС близько розташовані елементи мають однакові параметри з однаковою реакцією на вплив температури, старіння і т.п.

Друга вимога - забезпечення глибокої НЗЗ для синфазного сигналу. В якості синфазного сигналу виступають перешкоди, наводки, що надходять на входи в фазі. Оскільки  $R_e$  створює глибоку ПНЗЗС для обох плечей ДП, то для синфазного сигналу буде спостерігатися значне зменшення коефіцієнтів передачі каскадів з ОЕ, що утворюють ці плечі.

Коефіцієнт підсилення кожного плеча для синфазного сигналу можна представити як  $K_{033}$  каскаду з ОЕ при глибокої НЗЗ:

$$K_{U_{c\phi 1}} \approx R_{\kappa 1} / R_e, \quad K_{U_{c\phi 2}} \approx R_{\kappa 2} / R_e.$$

Тепер можна записати для  $K_{U_{c\phi}}$  всього ДП:

$$K_{U_{c\phi}} \approx \Delta R_{\kappa} / R_e$$

$$\text{де, } \Delta R_{\kappa} = |R_{\kappa 1} - R_{\kappa 2}|$$

Для оцінки придушення синфазного сигналу вводять коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу (КОСС), рівний відношенню модулів коефіцієнтів передач диференціального й синфазного сигналів.

Збільшення КНЗЗ можливо шляхом зменшення розкиду номіналів резисторів в колах колекторів ( в IMC - не більше 3 %) і шляхом збільшення  $R_e$ . Однак збільшення  $R_e$  вимагає збільшення напруги джерела живлення (що призведе до збільшення розсіюваної теплової потужності в ДП), і не завжди можливо через труднощі реалізації резисторів великих номіналів в IMC .

Вирішити цю проблему дозволяє використання електронного еквівалента резистора великого номіналу, яким є джерело стабільного струму ( ДСС ).

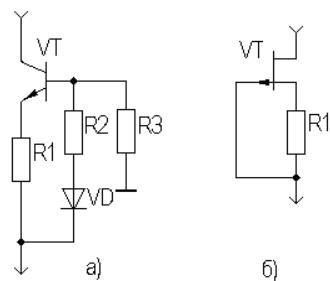


Рисунок 5.6-ДСС на БТ і ПТ

ІСТ підключається замість  $R_e$  (рис.5.5), а заданий струм і терmostабільність забезпечують  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_e$  і  $VD_1$  (рис. 5.6а ), і  $R_1$  (рис. 5.6б ). Для реальних умов ДСС є еквівалент опору для перемінного сигналу номіналом до одиниць МОм, а в режимі спокою - порядку одиниць кОм, що робить ДП економічним по живленню. Використання ІСТ дозволяє реалізувати ДП у

вигляді ІМС, з КНЗЗ порядку 100 дБ.

При використанні ПТ характер побудови ДП не змінюється, слід тільки враховувати особливості живлення та терmostабілізації ПТ.

#### 5.4 Схеми підключення ДП

Існує чотири схеми включення ДП: симетричний вхід і вихід, несиметричний вхід і симетричний вихід, симетричний вхід і несиметричний вихід, несиметричний вхід і вихід.

Схема включення ДП *симетричний вхід і вихід* приведено рис. 5.7, така схема включення застосовується при каскадуванні ДП.

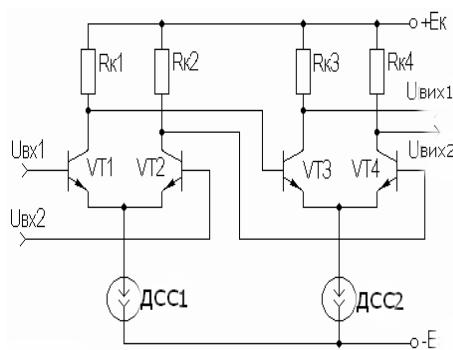


Рисунок 5.7-Схема підключення ДП «симетричний вхід і вихід»

Схема включення ДП *несиметричний вхід і симетричний вихід* розглядалася раніше. Схема включення ДП *симетричний вхід і несиметричний вихід* приведено рис 5.8.

Така схема включення ДП застосовується у разі необхідності переходу від симетричного джерела сигналу до несиметричного навантаження. Диференційний коефіцієнт підсилення при такому включенні буде дорівнювати половині  $K_{U_{\text{диф}}}$  при симетричному навантаженні. Замість  $R_k$  в ДП використовують транзистори, що виконують функції динамічних навантажень. У розглянутому варіанті включення ДП доцільно використовувати як динамічне навантаження - *струмове дзеркало*, утворене  $VT_3$  і  $VT_4$  (рис. 5.9)

При подачі на базу  $VT_1$  позитивної напівхвилі сигналу  $U_{ex1}$ , в колі  $VT_3$

( включенного як діод ) виникає прирощення  $\Delta I_{k1}$ . За рахунок цього струму виникає прирощення напруги між базою і емітером  $VT_3$ , яке є приростом  $U_{bx}$  для  $VT_4$ , а в колі колектор - емітер виникає прирощення струму , практично рівне  $\Delta I_{k1}$  , оскільки в ДП плечі симетричні. У розглянутий момент часу на базу  $VT_2$  подається негативна напівхвиля вхідного сигналу  $U_{bx2}$ , а в колі його колектора з'явилося негативне прирощення  $\Delta I_{k2}$ . При цьому збільшення струму навантаження ДП дорівнює  $\Delta I_{k1} + \Delta I_{k2}$ , тобто ДП з відбивачем струму забезпечує більше підсилення диференціального сигналу. Для аналізованого варіанта ДП в режимі спокою струм навантаження дорівнює нулю.

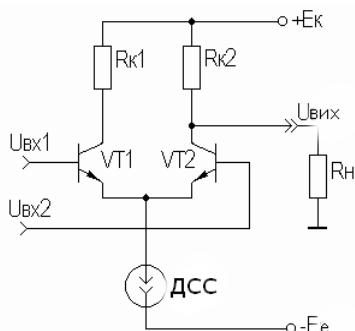


Рисунок 5.8-Схема включення ДП  
«симетричний вход-несиметричний вихід»

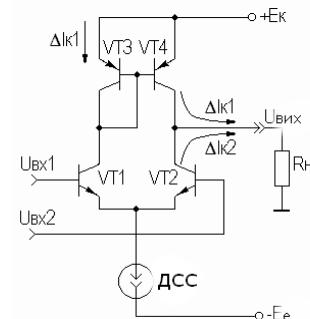


Рисунок 5.9-Схема ДП із  
струмовим дзеркалом

При *несиметричному вході i виході* робота ДП в принципі не відрізняється від випадку несиметричний вход - симетричний вихід. Залежно від того, з якого плеча знімається вихідний сигнал, можливе отримання синфазного або протикофазного вихідного сигналу, як це виходить у фазоінверсному каскаді на основі ДП (див. підрозділ 4.4).

## 5.5 Точнісні параметри ДП

До точнісних параметрів ДП відносять паразитні напруги і струми, що присутні в режимі спокою та впливають на якість підсилення робочого сигналу.

У реальному ДП за рахунок асиметрії плечей на виході пристрою присутня паразитна напруга між виходами. Для зведення його до нуля на вхід подають

компенсуючий сигнал - напруга зсуву нуля  $U_{3M}$ , що представляє собою удаваний вхідний диференційний сигнал.  $U_{3M}$  породжується розкидом величин зворотних струмів емітерних переходів  $I_{ebo1}$  і  $I_{ebo2}$  ( $U'_{3M}$ ), і розкидом номіналів  $R_{\kappa 1}$  і  $R_{\kappa 2}$  ( $U''_{3M}$ ). Для цих напруг запишемо:

$$U'_{3M} = \phi_T \cdot \ln(I_{ebo1} / I_{ebo2}),$$

$$U''_{3M} = 2 \cdot \phi_T \cdot \Delta R_{\kappa} / R_{\kappa}.$$

Залежність  $U_{3M}$  від температури видається ще одним точнісним параметром - температурною чутливістю. Температурна чутливість  $dU_{3M} / dT$  має розмірність мкВ/град і визначається як різниця ТКН емітерних переходів транзисторів плечей і зменшується пропорційно зменшенню  $U_{3M}$ .

Наступним точнісним параметром ДП є струм зміщення  $\Delta I_{ex}$  – розбаланс (різницю) вхідних струмів (струмів баз транзисторів). Протікаючи через  $R_e$ , струм зміщення створює на ньому падіння напруги, дія якого рівносильна помилковому диференціальному сигналу. Струм зміщення представимо як:

$$\Delta I_{\hat{a}\delta} = I_{e01} / H_{21E1} - I_{e02} / H_{21E2}$$

Середній вхідний струм  $I_{ex\ cp}$  також є точнісним параметром ДП:

$$I_{ex\ cp} = (I_{\delta 01} + I_{\delta 02}) / 2 = I_{e0} / 2H_{21E}$$

Протікаючи через  $R_e$ ,  $I_{ex\ cp}$  створює на ньому падіння напруги, що діє як синфазний вхідний сигнал. Хоча й ослаблене в  $K_{Uc\phi}$  раз, воно все ж викличе на виході ДП розбаланс потенціалів. Температурні залежності  $\Delta I_{ex}$  та  $I_{ex\ cp}$  враховують через температурну залежність  $H_{21E}$ , зазвичай  $I_{\hat{a}\delta\hat{n}\delta} > \Delta I_{\hat{a}\delta}$ .

У ДП на ПТ основним точнісним параметром є  $U_{3M}$ , яке більше, ніж в ДП на БТ. ДП являють собою основний базовий каскад аналогових ІМС, зокрема, ДП є вхідним каскадом будь-якого операційного підсилювача.

## 6. ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

### 6.1 Загальні відомості

Операційним підсилювачем (ОП) називають інтегральний підсилювач постійного струму з диференціальним входом і двотактним виходом, призначений для роботи з колами зворотних зв'язків. Назва підсилювача обумовлена первісною областю його застосування - виконанням різних операцій над аналоговими сигналами (додавання, віднімання, інтегрування та ін.) В даний час ОП виконують роль багатофункціональних вузлів при реалізації різноманітних пристройів електроніки різного призначення. Вони застосовуються для підсилення, обмеження, перемноження, частотної фільтрації, генерації, стабілізації і т.д. сигналів в пристроях безперервної та імпульсної дії.

Необхідно відзначити, що сучасні монолітні ОП за своїми розмірами і ціною незначно відрізняються від окремих дискретних елементів, наприклад, транзисторів. Тому виконання різних пристройів на ОП часто здійснюється значно простіше, ніж на дискретних елементах або на підсилюючих ДСС.

Ідеальний ОП має нескінченно великий коефіцієнт посилення за напругою ( $K_{uOP} = \infty$ ), нескінченно великий вхідний опір, нескінченно малий вихідний опір, нескінченно велику КНЗЗ і нескінчено широку смугу робочих частот. На практиці жодна з цих властивостей не може бути здійснено повністю, однак до них можна наблизитися в достатній мірі.

На рис. 6.1 наведено два варіанти умовних позначень ОП - спрощений (а) і з додатковими виходами для підключення кіл живлення і кіл частотної корекції (б).

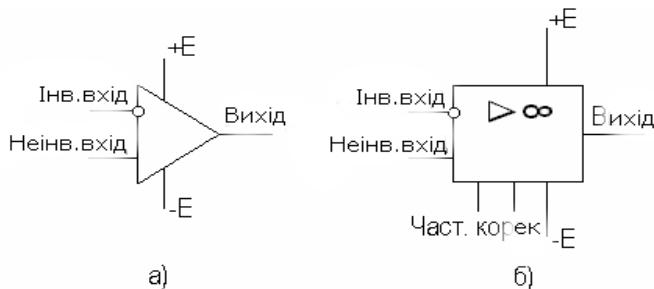


Рис. 6.1-Умовні позначення ОП

На основі вимог до характеристик ідеального ОП можна синтезувати його

внутрішню структуру, представлена на рисунку 6.2.



Рисунок 6.2-Структурна схема ОП

Спрощена електрична схема простого ОП, що реалізує структурну схему рис. 6.2, показана на рис. 6.3.

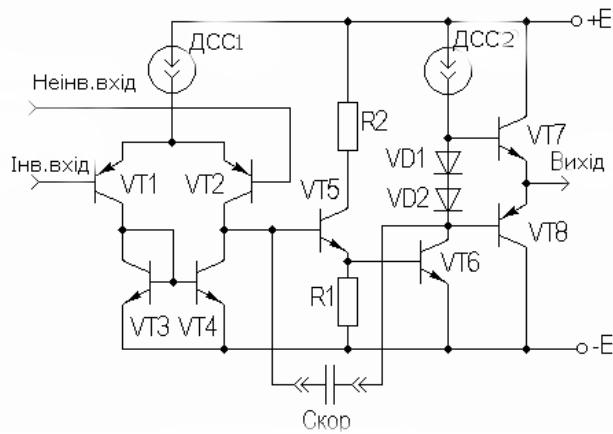


Рисунок 6.3-Схема простого ОП

Дана схема містить вхідний ДП ( $VT_1$  і  $VT_2$ ) з струмовим дзеркалом ( $VT_3$  і  $VT_4$ ), проміжні каскади з ОК ( $VT_5$ ) і з ОЕ ( $VT_6$ ), і вихідний струмовий бустер на транзисторах  $VT_7$  і  $VT_8$ . ОП може містити коло частотної корекції ( $C_{кор}$ ), коло живлення і терmostабілізації ( $VD_1$ ,  $VD_2$ , тощо), ДСТ і т.д. Двополярне живлення дозволяє здійснити гальванічний зв'язок між каскадами ОП і нульові потенціали на його входах і виході у відсутності сигналу. З метою отримання високого вхідного опору вхідний ДП може бути виконаний на ПТ. Слід відзначити велику різноманітність схемних рішень ОП, однак основні принципи їх побудови досить повно ілюструє рисунок 6.3 .

## 6.2 Основні параметри і характеристики ОП

Основним параметром ОП коефіцієнт підсилення по напрузі без зворотного зв'язку  $K_{uOP}$ , званий також повним коефіцієнтом посилення по

напрузі. В області НЧ і СЧ він іноді позначається  $K_{uOP0}$  і може досягати декількох десятків і сотень тисяч.

Важливими параметрами ОП є його точнісні параметри, які визначаються вхідним диференціальним каскадом. Оскільки точнісні параметри ДП були розглянуті в підрозділі 5.5, то тут обмежимося їх перерахуванням:

- напруга зсуву нуля  $U_{z_m}$ ;
- температурна чутливість напруги зсуву нуля  $dU_{z_m} / dT$ ;
- струм зміщення  $\Delta I_{ex}$ ;
- середній вхідний струм  $I_{ex\ cp}$ .

Вхідні і вихідні кола ОП представляються вхідним  $R_{exOP}$  і вихідним  $R_{vixOP}$  опором, що приводяться для ОП без кіл НЗЗ. Для вихідного ланцюга даються також такі параметри, як максимальний вихідний струм  $I_{vixOP}$  і мінімальний опір навантаження  $R_h \min$ , а іноді і максимальна ємність навантаження. Вхідне коло ОП може включати ємність між входами і загальною шиною. Спрощені еквівалентні схеми вхідного і вихідного кола ОП представлені на рис. 6.4.

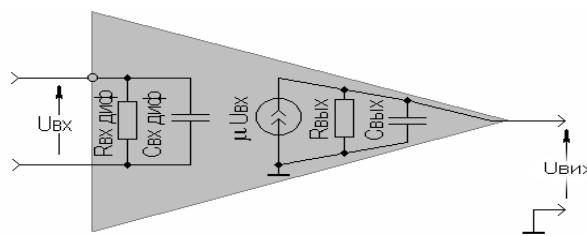


Рисунок 6.4-Проста лінійна макромодель ОП

Серед параметрів ОП слід зазначити КНЗЗ і коефіцієнт ослаблення впливу нестабільності джерела живлення КОВНП =  $20 \cdot \lg(\Delta E / \Delta U_{ex})$ . Обидва цих параметра в сучасних ОП мають свої значення в межах (60 ... 120) дБ.

До енергетичних параметрів ОП відноситься напруга джерел живлення  $\pm E$ , струм споживання (спокою)  $I_P$  і споживана потужність. Як правило,  $I_P$

становить десяті частки - десятки міліампер, а споживана потужність, однозначно визначається  $I_P$ , одиниці - десятки міліват.

До максимально допустимих параметрів ОП відносяться:

- максимально можлива (неспотворена) вихідна напруга сигналу  $U_{\text{вых max}}$  (зазвичай трохи менше E);
- максимально допустима потужність розсіювання;
- робочий діапазон температур;
- максимальна напруга живлення;
- максимальна вхідна диференціальна напруга та ін.

До частотних параметрів відноситься абсолютна гранична частота або частота одиничного посилення  $f_T$  ( $f_1$ ), тобто частота, на якій  $K_{u \text{ OP}} = 1$ . Іноді використовується поняття швидкості наростання і часу встановлення вихідної напруги, що визначаються за реакції ОП на вплив стрибка напруги на його вході. Для деяких ОП наводяться також додаткові параметри, що відображають специфічну сферу їх застосування.

Амплітудні (передавальні) характеристики ОП представлені на рис. 6.5 у вигляді двох залежностей  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$  для інвертуючого і неінвертуючого входів. Коли на обох входах ОП  $U_{\text{вх}} = 0$ , то на виході буде присутня напруга помилки  $U_{\text{ном}}$ , яка визначається точнісними параметрами ОП.

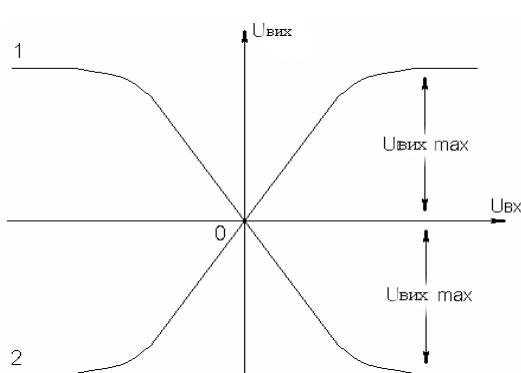


Рисунок 6.5-АХ ОП

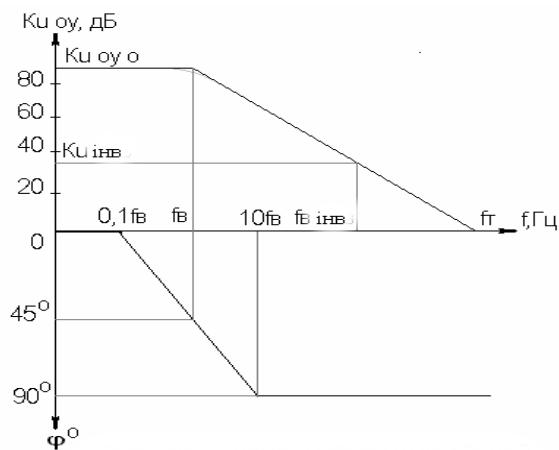


Рисунок 6.6-ЛАЧХ і ЛФЧХ ОП К140УД10

Частотні властивості ОП представляються його АЧХ, виконаної в Логарифмічному масштабі,  $K_{uOP} = \phi(\lg f)$ . Така АЧХ називається логарифмічною (ЛАЧХ), її типовий вид наведений на рис. 6.6

Частотну залежність  $K_{uOP}$  можна представити у вигляді:

$$K_{uOP} = K_{uOP0} / \sqrt{1 + (\omega\tau_e)^2}$$

Тут  $\tau_e$  постійна часу ОП, яка при  $M_e = 3dB$  визначає частоту сполучення (зрізу) ОП (див. рисунок 6.6);  $\omega_e = 1/\tau_e = 2\pi f_e$ .

Замінивши у виразі для  $K_{uOP}$   $\tau_e$  на  $1/\omega_e$ , отримаємо запис ЛАЧХ:

$$K_{uOP} = 20\lg K_{uOP0} - 20\lg \sqrt{1 + (\omega/\omega_e)^2}$$

Таким чином, ЛАЧХ в області ВЧ представляється прямою лінією з нахилом до осі частот  $20dB/dec$ . Точка перетину розглянутих прямих, що представляють ЛАЧХ, відповідає частоті сполучення  $\omega_e$  ( $f_e$ ). Різниця між реальною ЛАЧХ і ідеальної на частоті  $f_e$  становить порядком  $3dB$  (див. рисунок 6.6), однак для зручності аналізу з цим миряться, і такі графіки прийнято називати *діаграмами Боде*.

Слід зауважити, що швидкість спаду ЛАЧХ  $20dB/dec$  характерна для скоригованих ОП з зовнішньою або внутрішньою корекцією, основні принципи якої будуть розглянуті нижче.

Для скоригованого ОП можна розрахувати  $K_{uOP}$  на будь-якій частоті  $f$  як,  $K_{uOP} = f_T / f$ , а  $K_{uOP0} = f_T / f_e$ .

На рисунку 6.6 представлена також логарифмічна ФЧХ (ЛФЧХ), що є залежністю фазового зсуву  $\varphi$  вихідного сигналу щодо вхідного від частоти. Реальна ЛФЧХ відрізняється від представленої не більше ніж на  $6^\circ$ . Відзначимо, що і для реального ОП  $\varphi=45^\circ$  на частоті  $f_e$ , а на частоті  $f_T - 90^\circ$ . Таким чином, власний фазовий зсув робочого сигналу в скоригованому ОП в області ВЧ може досягти  $90^\circ$ .

Розглянуті вище параметри та характеристики ОП описують його за відсутності кіл НЗЗ. Однак, як зазначалося, ОП практично завжди використовується з колами НЗЗ, які суттєво впливають на всі його показники.

### 6.3 Інвертуючий підсилювач

Найбільш часто ОП використовується в інвертуючих і неінвертуючих підсилювачах. Спрощена принципова схема інвертуючого підсилювача на наведена на рис. 6.7.

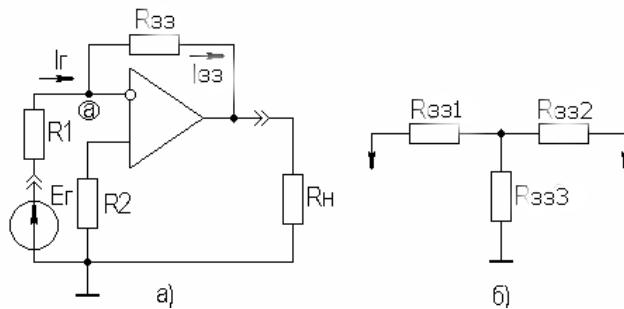


Рисунок 6.7-Інвертуючий підсилювач на ОП

Резистор  $R_1$  являє собою внутрішній опір джерела сигналу  $E_e$ , по-засобом  $R_{33}$  ОП охоплений  $\parallel$  НЗЗН.

При ідеальному ОП різниця напруг на вхідних затисках прагне до нуля, а скільки неінвертуючий вхід з'єднаний із загальною шиною через резистор  $R_2$ , то потенціал в точці **a** теж повинен бути нульовим ("віртуальний нуль", "удавана земля"). У результаті можемо записати:  $I_e = I_{33}$ , тобто  $E_e / R_1 = -U_{\text{вих}} / R_{33}$ . Звідси отримуємо:

$$K_{U_{\text{інв}}} = U_{\text{вих}} / E_e = -R_{33} / R_1$$

тобто при ідеальному ОП  $K_{U_{\text{інв}}}$  визначається відношенням величин зовнішніх резисторів і не залежить від самого ОП.

Для реального ОП необхідно враховувати його вхідний струм  $I_{\text{вх}}$ , тобто

$$I_e = I_{33} + I_{\text{вх}} \text{ або } (E_e - U_{\text{вх}}) / R_1 = (U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}}) / R_{33} + U_{\text{вх}} / R_{\text{вх,OP}} ,$$

де  $U_{ex}$  - напруга сигналу на вході інвертується ОП. Тоді для реального ОП отримуємо:

$$K_{U_{in}} = \frac{-R_{33} / R_1}{1 + \frac{1}{K_U} \left( 1 + \frac{R_{33}}{R_1} + \frac{R_{33}}{R_{exOP}} \right)}$$

Неважко показати, що при глибині НЗЗ більше 10, тобто

$K_{U_{OP}} / K_{in} = F > 10$ , похибка розрахунку  $K_{U_{in}}$  для випадку ідеального ОП не перевищує 10 %, що цілком достатньо для більшості практичних випадків.

Номінали резисторів в пристроях на ОП не повинні перевищувати одиниць мегом , в іншому випадку можлива нестабільна робота підсилювача через струмів витоку , вхідних струмів ОП і т.п. Якщо в результаті розрахунку величина  $R_{33}$  перевищить граничне рекомендоване значення , то доцільно використовувати Т - подібний ланцюжок НЗЗ, який при помірних номіналах резисторів дозволяє виконати функцію еквівалента високоомного  $R_{oc}$  (рисунок 6.76 ). У цьому випадку можна записати :

$$K_{U_{in}} = -\frac{R_{331}}{R_1} \cdot \frac{R_{332}}{R_{333}}$$

На практиці часто вважають, що  $R_{331} = R_{332} \gg R_{333}$ , а величина  $R_1$  зазвичай задана, тому  $R_{333}$  визначається досить просто.

Вхідний опір інвертуючого підсилювача на ОП  $R_{exin}$  має відносно невелике значення, яке визначається паралельної НЗЗ:

$$R_{exin} = R_1 + (R_{33} / K_{U_{OP}} + 1) \| R_{exOP} \approx R_1$$

тобто при великих  $K_{U_{OP}}$  вхідний опір визначається величиною  $R_1$ .

Вихідний опір інвертуючого підсилювача  $R_{exin}$  в реальному ОП відмінно від нуля і визначається як величиною  $R_{exOP}$ , так і глибиною НЗЗ F.

При  $F > 10$  можна записати:

$$R_{вихiнв} = R_{вихOP} / F = R_{выхOP} / K_{U_{инв}} / K_{u OP}$$

За допомогою ЛАЧХ ОП можна представити частотний діапазон інвертуючого підсилювача (див. рисунок 6.6), причому

$$f_{633} = f_T / K_{U_{инв}}$$

У межі можна отримати  $K_{U_{инв}} = 1$ , тобто отримати інвертуючий повторювач. У цьому випадку мінімальний вихідний опір підсилювача на ОП дорівнює:

$$R_{вихнов} = R_{вихOP} / K_{u OP}$$

В підсилювачі на реальному ОП на виході підсилювача при  $U_{ex} = 0$  завжди буде присутня напруга помилки  $U_{ном}$ , що породжується  $U_{zm}$  і  $\Delta I_{ex}$ . З метою зниження  $U_{ном}$  прагнуть вирівняти еквіваленти резисторів, підключених до входів ОП, тобто взяти  $R_2 = R_1 \parallel R_{33}$  (див. рисунок 6.7а). При виконанні цієї умови для  $K_{U_{инв}} > 10$  можна записати:

$$U_{ном} \approx U_{zm} K_{U_{инв}} + \Delta I_{ex} R_{33}$$

Зменшення  $U_{ном}$  можливе шляхом подачі додаткового зсуву на неінвертуючий вхід (за допомогою додаткового дільника) і зменшення номіналів застосовуваних резисторів.

На основі розглянутого інвертуючого ППС можливе створення підсилювача змінного струму шляхом включення на вхід і вихід розділових конденсаторів, номінали яких визначаються виходячи із заданого коефіцієнта частотних споторнень  $M_n$  (див. підрозділ 2.5).

#### 6.4. Неінвертуючий підсилювач

Спрощена схема неінвертуючий підсилювача на ОП наведена на рис. 6.8.

Не важко показати, що в неінвертуючому підсилювачі ОП охоплений

Посл3ЗН. Оскільки  $U_{ex}$  і  $U_{33}$  подаються на різні входи, то для ідеального ОП можна записати:

$$U_{ex} = U_{ex} R_1 / (R_1 + R_{33})$$

звідки коефіцієнт посилення за напругою неінвертуючого підсилювача:

$$K_{U_{neinv}} = 1 + R_{33} / R_1$$

або

$$K_{U_{neinv}} = 1 + |K_{U_{inv}}|$$

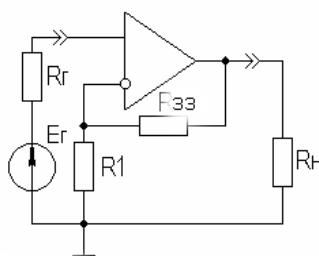


Рис. 6.8-Неінвертуючий підсилювач на ОП

Для неінвертуючого підсилювача на реальному ОП отримані вирази справедливі при глибині НЗЗ  $F > 10$ .

Вхідний опір неінвертуючого підсилювача  $R_{ex_{neinv}}$  велике і визначається глибоким послідовним НЗЗ і високим значенням  $R_{exOP}$ :

$$R_{ex_{neinv}} = R_{exOP} \cdot F = R_{exOP} \cdot K_{uOP} / K_{U_{neinv}}$$

Вихідний опір неінвертуючого підсилювача на ОП визначається як для інвертуючого, так як в обох випадках діє НЗЗ за напругою:

$$R_{vix_{neinv}} = R_{vixOP} / F = R_{vixOP} / K_{U_{neinv}} / K_{uOP}$$

Розширення смуги робочих частот в неінвертуючому підсилювачі досягається також, як і в інвертуючому, тобто

$$f_{e33} = f_T / K_{U_{neinv}}$$

Для зниження струмової помилки в неінвертуючому підсилювачі, аналогічно інвертуючому, слід виконати умову:

$$R_e = R_1 \parallel R_{33}$$

Неінвертуючий підсилювач часто використовують при великих  $R_e$  (що можливо за рахунок великого  $R_{ex\ heinv}$ ), тому виконання цієї умови не завжди можливо через обмеження на величину номіналів резисторів.

Наявність на інвертуючому вході синфазного сигналу (переданого по колу: неінвертуючий вхід ОП  $\Rightarrow$  вихід ОП  $\Rightarrow R_{33} \Rightarrow$  інвертується вхід ОП) призводить до збільшення  $U_{nom}$ , що є недоліком розглянутого підсилювача.

При збільшенні глибини НЗЗ можливе досягнення  $K_{U\ heinv} = 1$ , тобто отримання неінверсного повторювача, схема якого наведена на рисунку 6.9.

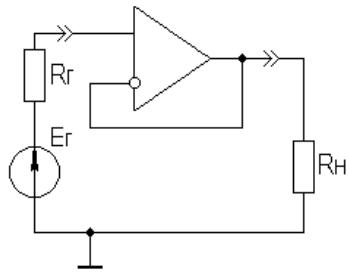


Рисунок 6.9-Неінверсний повторювач на ОП

Тут досягнута 100% ПНЗЗС, тому даний повторювач має максимально великий вхідний і мінімальний вихідний опір і використовується, як і будь-який повторювач, в якості узгоджувального каскаду. Для неінвертуючого повторювача можна записати:

$$U_{nom} \approx U_{zm} + I_{ex\ cp} R_e \approx I_{ex\ cp} R_e$$

тобто напруга помилки може досягти досить великої величини.

На основі розглянутого неінвертуючого ППС також можливе створення підсилювача змінного струму шляхом включення на вхід і вихід розділових конденсаторів, номінали яких визначаються виходячи із заданого коефіцієнта частотних споторен  $M_n$  (див. підрозділ 2.5).

Крім інвертуючого і неінвертуючого підсилювачів на основі ОП

виконуються різні варіанти ПК, деякі з них будуть розглянуті нижче.

## 6.5 Різновиди ПК на ОП

На основі ОП може бути виконаний *різницевий (диференційний) підсилювач*, схема якого наведена на рис. 6.10.

Різницевий підсилювач на ОП можна розглядати як сукупність інвертуючого і неінвертуючого варіантів підсилювача. Для  $U_{\text{вих}}$  різницевого підсилювача можна записати:

$$U_{\text{вих}} = K_{U_{\text{инв}}} U_{\text{вх1}} + K_{U_{\text{неинв}}} U_{\text{вх2}} R_3 / (R_2 + R_3)$$

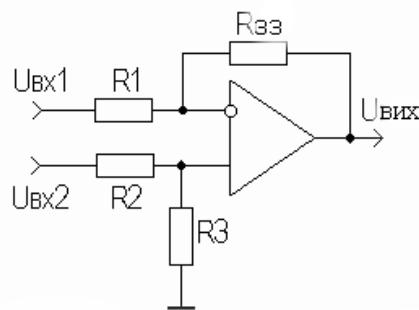


Рис.6.10-Різницевий підсилювач на ОП

Як правило,  $R_1 = R_2$  і  $R_3 = R_{33}$ , отже  $R_3 / R_2 = R_{33} / R_1 = m$ . Розкривши значення коефіцієнтів підсилення, отримаємо:

$$U_{\text{вих}} = m(U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}})$$

Для окремого випадку при  $R_2 = R_3$  отримаємо:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}$$

Останній вираз чітко роз'яснює походження назви і призначення розглянутого підсилювача.

У різницевому підсилювачі на ОП при однаковій полярності вхідних напруг має місце синфазний сигнал, який збільшує помилку підсилювача. Тому в різницевому підсилювачі бажано використовувати ОП з великим КНЗЗ. До недоліків розглянутого різницевого підсилювача можна віднести різну величину вхідних опорів і труднощі у регулюванні коефіцієнта посилення . Ці

труднощі усуваються в пристроях на декількох ОП, наприклад, в різницевому підсилювачі на двох повторювачах (рис. 6.11) .

Дана схема симетрична і характеризується однаковими входними опорами і малою напругою помилки, але працює тільки на симетричному навантаженні.

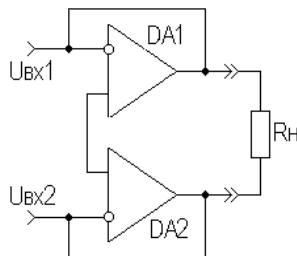


Рис.6.11-Різницевий підсилювач на повторювачах

На основі ОП може бути виконаний *логарифмічний підсилювач*, принципова схема якого наведена на рисунку 6.12.

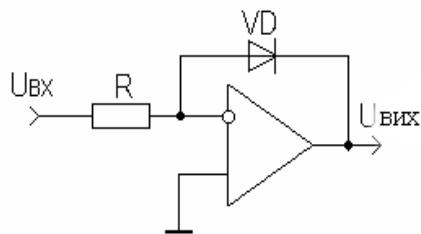


Рис.6.12-Логарифмічний підсилювач на ОП

P-n переход діода VD зміщений у прямому напрямку. Вважаючи ОП ідеальним, можна прирівняти струми  $I_1$  і  $I_2$ . Використовуючи вираз для ВАХ p-n переходу  $\{I = I_0 \cdot [\exp(U / \varphi_T) - 1]\}$ , неважко записати:

$$U_{ex} / R = I_0 \cdot [\exp(U / \varphi_T) - 1]$$

звідки після перетворень отримаємо:

$$U_{vix} = \varphi_T \cdot \ln(U_{ex} / I_0 R) = \varphi_T (\ln U_{ex} - \ln I_0 R)$$

з чого випливає, що вихідна напруга пропорційна логарифму вхідного , а член  $\ln I_0 R$  являє собою помилку логарифмування . Слід зауважити, що в даному виразі використовуються напруги, нормовані щодо одного вольта.

При заміні місцями діода VD і резистора R виходить **антилогарифмічний підсилювач**.

Широке поширення отримали інвертуючий і неінвертуючий **суматори** на ОП, названі ще підсумовуючими підсилювачами або аналоговими суматорами. На рисунку 6.13 наведена принципова схема інвертуючого і суматора з трьома входами. Цей пристрій є різновидом інвертуючого підсилювача, багато властивостей якого проявляються і в інвертуючому суматорі.

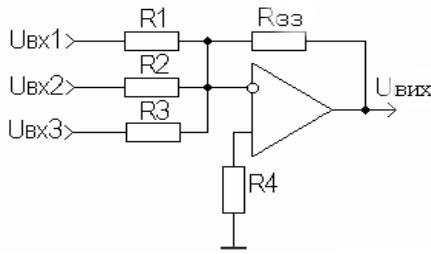


Рис. 6.13-Інвертуючий суматор на ОП

При використанні ідеального ОП можна вважати, що вхідні струми підсилювача, викликані вхідними напругами  $U_{ex1}$ ,  $U_{ex2}$  і  $U_{ex3}$ , дорівнюють струму, що протікає по  $R_{33}$ , тобто:

$$U_{ex1}/R_1 + U_{ex2}/R_2 + U_{ex3}/R_3 = -U_{bxk}/R_{oc}$$

Звідки

$$U_{bxk} = \frac{R_{33}}{R_1} U_{ex1} + \frac{R_{33}}{R_2} U_{ex2} + \frac{R_{33}}{R_3} U_{ex3}$$

З отриманого виразу випливає, що вихідна напруга пристрою являє собою суму вхідних напруг, помножену на коефіцієнт підсилення  $K_{Ui_{in}}$ . При

$$R_{33} = R_1 = R_2 = R_3 \quad K_{Ui_{in}} = 1 \quad U_{bxk} = U_{ex1} + U_{ex2} + U_{ex3}.$$

При виконанні умови  $R_4 = R_{33} \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$  струмова помилка мала, і її можна розрахувати за формулою  $U_{nom} = U_{3M}(K_{Unom} + 1)$ , де  $K_{Unom} = R_{33}/(R_1 \parallel R_2 \parallel R_3)$  - коефіцієнт посилення сигналу помилки, який має більше значення, ніж  $K_{Ui_{in}}$ .

**Неінвертуючий суматор** реалізується також як і інвертуючий суматор,

але для нього слід використовувати неінвертуючий вхід ОП за аналогією з неінвертуючим підсилювачем.

При заміні резистора  $R_{33}$  конденсатором С (рисунок 6.14) отримуємо пристрій, названий **аналоговим інтегратором** або просто інтегратором. При ідеальному ОП можна прирівняти струми  $I_1$  і  $I_2$ , звідки випливає:

$$U_{\text{вих}} / R_1 = -C \frac{dU_{\text{вих}}}{dt}$$

Або

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t U_{\text{вих}} dt$$

Точність інтегрування тим вище, чим більше  $K_u$  ОП.

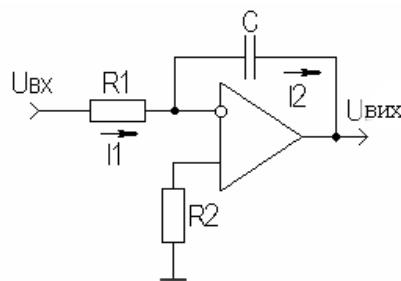


Рис. 6.14-Аналоговий інтегратор на ОП

## 7. АНАЛОГОВІ ПРИСТРОЇ РІЗНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

### 7.1. Регульовані підсилювачі

У регульованих підсилювачах є можливість управління коефіцієнтом посилення (рівнем вихідного сигналу) з метою запобігання перевантаження кінцевого пристрою (або вихідних каскадів ПК), створення комфортних умов прослуховування аудіопрограм (у підсилювачах звукових частот), калібрування вимірювальних підсилювачів і т.д. Регульовання може бути ручною або автоматичною, плавною або ступінчастою. Регульовання посилення може здійснюватися як спеціальними колами, що включаються в схему підсилювача, так і окремими пристроями, званими атенюаторами. Атенюатори, в свою чергу, можуть як будовуватися в підсилювач, так і підключатися до його входу.

Виконуються атенюатори як на пасивних елементах, так і на активних .

Ефективність регулювання оцінюється її глибиною  $D_p$  - відношенням коефіцієнтів підсилення, що відповідають двом крайніх становищем регулятора. Глибину регулювання часто висловлюють в децибелах.

При вирішенні питання про місце постановки регулятора в багатокаскадний підсилювач слідує враховувати ту обставину, що крім коефіцієнта посилення регулююче коло може міняти і інші параметри підсилювальних каскадів, наприклад,  $R_{bx}$ . Тому регулювання не рекомендується вводити у вхідний каскад підсилювача, оскільки це позначиться на вхідному опорі підсилювача в цілому. Постановка регулятора у вихідний каскад може привести до перевантаження проміжних каскадів, тобто найбільш доцільно вводити регулювання в один з проміжних каскадів. Не рекомендується вводити регулювання в петлю загальною НЗЗ через зниження її ефективності.

Найчастіше в підсилювачах звукових частот застосовується потенціометрична схема регулювання посилення (рисунок 7.1а), здійсненавключением регулюючого змінного резистора  $R_p$  за схемою потенціометра, який змінює коефіцієнт розподілу поданої на нього напруги.

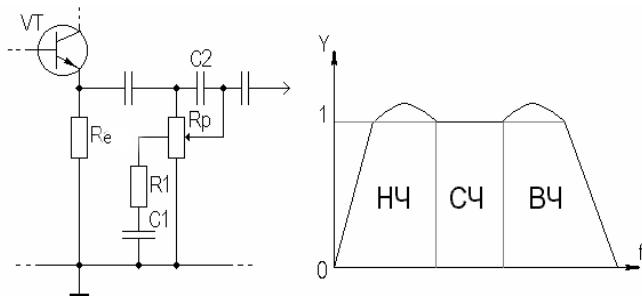


Рисунок 7.1-Потенціометричний регулятор підсилення

При малих гучностях людське вухо гірше сприймає звуки низьких і високих частот. Тому в підсилювачах звукових частот застосовують так званий тонкомпенсуючий регулятор. На рис. 7.1а тонмпенсуючі кола утворені елементами  $R_l C_1 C_2$ . При малих рівнях гучності за рахунок кола  $R_l C_1$  відбувається завал АЧХ в областях СЧ і ВЧ , за допомогою конденсатора  $C_2$  на ВЧ цей завал компенсується, в результаті АЧХ має вигляд, показаний на рис. 7.1б .

Потенціометричний регулятор забезпечує глибину плавного регулювання не більше 40dB, для отримання більшої глибини регулювання можливе послідовне включення декількох подібних регуляторів .

Плавне регулювання посилення глибиною до 20dB можна здійснити введенням в каскад з ОЕ ( ОІ) ПНЗЗС шляхом включення регульованого резистора  $R_p$  в коло емітера ( витоку ) як показано на рисунку 7.2 .

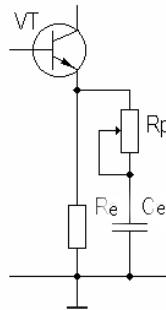


Рисунок 7.2-Регулювання введенням НЗЗ

Величину регульованого резистора можна визначити з спiввiдношення:

$$R_p = (D_p - 1) / S_0$$

де  $S_0$  - крутизна пiдсилювального елемента (БТ або ПТ),  $D_p$  - у вiдносних одиницях.

Глибина регулювання такого типу регуляторів обмежується дiєю паразитної ємностi, шунтований резистор  $R_p$ , що приводить до шунтування регульованого резистора в потенціометричному регуляторi в областi ВЧ, i пiдйому АЧХ в областi ВЧ (викиду ПХ в областi МВ) за рахунок пере корекцiї (див. пiдроздiл 2.13) в регуляторi з допомогою введення ПНЗЗС.

Ступiнчастi регулятори яvляють собою дiльники напруги, що складаються з резисторiв (рис. 7.3).

Через вхiдну ємнiсть каскаду, наступного за дiльником, коефiцiєнт передачi резисторного дiльника залежить вiд частоти. Для усунення частотної залежностi всi резистори дiльникiв шунтуються пiдлаштувальними конденсаторами, ємнiсть яких визначається з умови рiвностi постiйних часу плечей дiльника, наприклад  $R_1 C_1 = R_2 C_2$ , причому  $C_2$  вибирається з

урахуванням вхідної ємності наступного каскаду, в якості  $C_2$  може виступати вхідна ємність каскаду без додаткового конденсатора, однак у цьому випадку вплив з трансформаційних змін  $C_{ex}$  позначатиметься сильніше.

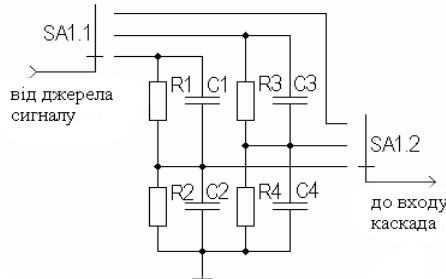


Рисунок 7.3-Компенсуючий ступінчастий регулятор

Якщо підсилювач призначений для роботи в узгодженному тракті передачі (тобто  $R_{ex} = R_z = R_0$ , де  $R_0$  - характеристичний опір тракту передачі), то ступінчастий регулятор доцільно виконати на основі симетричних атенюаторів Т- і П- типів [ 11 ] (рисунок 7.4а , б).

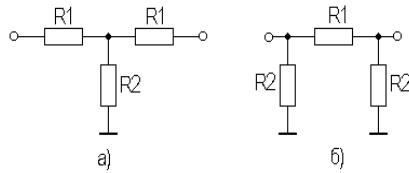


Рисунок 7.4-Т- і П-образні симетричні атенюатори

Для П- подібної схеми атенюатора номінальні елементів визначаються з наступних співвідношень:

$$R_1 \approx \frac{R_0 \cdot (D_\delta + 1)}{D_\delta - 1}, \quad R_2 \approx \frac{R_0 \cdot (D_\delta^2 - 1)}{2 \cdot D_\delta}.$$

Номінали Т-подібної схеми атенюатора визначаються таким чином:

$$R_1 \approx \frac{R_0 \cdot (D - 1)}{D + 1}, \quad R_2 \approx \frac{2 \cdot D_\delta \cdot R_0}{D_\delta^2 - 1}.$$

Практична схема ступеневого регулятора на 18 дБ для 75 Омного тракту передачі, що працює в діапазоні частот (0 ... 150) МГц, наведена на рис.7.5.

Схема побудована на основі одинакових П-подібних ланок з загасанням в

шість децибел. Залежно від положення перемикачів  $SA_1 \div SA_3$  даний регулятор забезпечує загасання від 0 до 18 дБ з кроком 6 дБ.

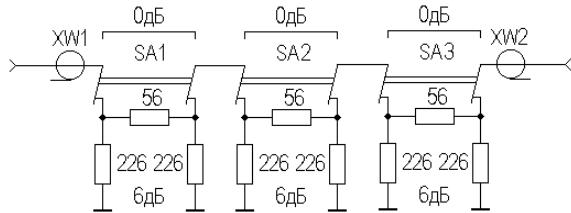


Рисунок 7.5-Ступінчатий атенюатор

Подібний регулятор зазвичай розташовують між джерелом сигналу і входом підсилювача. У зв'язку з тим, що вхідний і вихідний опір даного регулятора не залежить від рівня внесеного загасання, величина частотних і тимчасових спотворень, створюваних вхідним колом, також залишається постійною при різних рівнях загасання.

У підсилювальних пристроях, застосованих у сучасній аудіо-та відеоапаратури, широко застосовуються електронні регулятори [12], що дозволяють вручну або автоматично змінювати коефіцієнт передачі тракту за законом, визначається функцією управління .

В електронних регуляторах потенціометричного типу (рисунок 7.6) в якості керованих опорів використовуються діоди , фотоопори , БТ і ПТ.

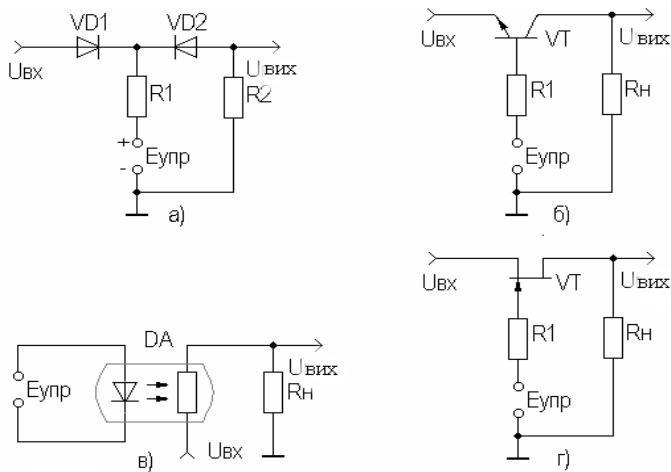


Рисунок 7.6-Електронні атенюатори потенціометричного типу

У діодному потенціометричному регуляторі (рис. 7.6а) в якості керованих опорів використовуються діоди  $VD_1$  і  $VD_2$ , керовані прямим

струмом. Діапазон регулювання діодних атенюаторів досягає 40dB при струмах регулювання (0 ... 2.2) мА. Доданим регуляторам властиві істотні недоліки:

- відсутність розв'язки кіл управління і сигналу;
- значна потужність, споживана колом управління;
- істотні нелінійні спотворення сигналу при великому затуханні.

Подібними властивостями володіє і атенюатор на БТ (рис. 7.6б ), тому що переходи транзистора виконують функції діодів.

Електронний регулятор на основі оптрана (рис. 7.6в ) забезпечує практично ідеальну розв'язку кіл управління і сигналу, але вимагає витрати значної потужності в колі управління світлодіодом .

За сукупністю властивостей найкращими показниками володіє регулятор на основі ПТ ( рис. 7.6г ), що використовується в якості керованого опору. Коло управління практично не споживає потужності зважаючи практичної відсутності струму затвора у ПТ. Оскільки в колі сигналу немає p-n переходів, а є лише омічний опір, то нелінійні спотворення, що вносяться подібним атенюатором, мінімальні. На відміну від раніше розглянутих схем регуляторів , дана схема дозволяє працювати без постійної складової у вихідній кола.

Регулювання коефіцієнта передачі підсилюючих каскадів можна здійснити шляхом змін режими роботи АЕ, оскільки в цьому випадку змінюються їхні еквівалентні параметри, зокрема, крутизна  $S_0$ . На рис. 7.7 показано, як здійснюється таке регулювання в каскаді на БТ (рис. 7.7а ), каскаді на ПТ (рис. 7.7б ) і в диференціальному підсилювачі (рис. 7.7в ). Регульований каскад на основі ДП дозволяє досягти глибини регулювання порядку ( 60 ... 70 ) dB при підвищенні термостабільності  $D_p$  .

Інтегральні перемножувачі реалізують функцією:

$$U_Z = K U_X U_Y$$

де, К- масштабний коефіцієнт.

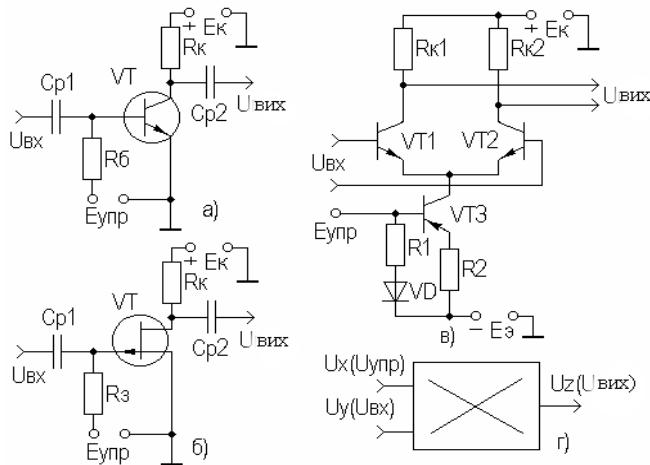


Рисунок 7.7-Регулятори із зміною режиму роботи елементів

Регулятори на основі перемножувача здатні здійснювати регулювання напруги з амплітудою порядку десятків вольт і точністю порядку 1% [12], проте сама ІМС перемножувача має досить складне схемне рішення.

Можливе включення електронного регулятора в коло НЗЗ. Прикладом подібного рішення може служити регулятор на основі ОП, в коло НЗЗ якого включений ПТ, використаний як керований опір (рисунок 7.8).

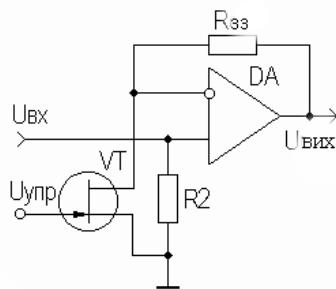


Рисунок 7.8-Регулятор на основі ОП

Напруга управління  $E_{kep}$  в розглянутих електронних регуляторах може змінюватись в необхідних межах за допомогою змінного резистора, який може бути встановлений в зручному для експлуатації місці. Через розв'язки кола управління і кіл сигналу вплив з'єднувальних провідників буде мінімальним.

$E_{kep}$  може бути отримана з виходу детектора, якщо використовується автоматичне регулювання підсилення (АРП). Схеми підсилювачів з АРП і авторегуляторами рівня розглянуті в [12].

## 7.2 Підсилювачі діапазону НВЧ

В даний час розроблені і успішно експлуатуються різні системи передачі інформації НВЧ діапазону: радіорелейні лінії, системи космічного зв'язку, системи телемовлення діапазону 12ГГц, системи космічної навігації і т.д.

Важливими компонентами цих систем є широкосмугові підсилювачі (ШП), що працюють в якості попередніх підсилювачів, підсилювачів проміжних частот (ПЧ), відеопідсилювачів і т.д.

Як правило, подібні підсилювачі працюють в узгодженому тракті передачі з характеристичним опором 50 і 75 Ом. Тракт передачі може бути реалізований у вигляді хвилеводу, коаксіального кабелю, мікросмужкові лінії і т.п.

В якості активних елементів в ШП часто використовують біполярні НВЧ транзистори і ПТ з бар'єром Шотки. БТ використовують в діапазоні частот до 2 ГГц, ПТ з бар'єром Шотки - до 100ГГц.

Транзисторні підсилювачі НВЧ можуть виконуватися за схемами каскадних підсилювачів, підсилювачів розподіленого підсилення, каскадно - розподілених і балансних .

У каскадних підсилювачах часто використовують каскади з ОЕ (ОВ), рідше з ЗБ (ЗЗ) через проблеми узгодження з характеристичним опором тракту в широкому частотному діапазоні. Оскільки коефіцієнт підсилення транзистора із зростанням частоти зменшується, то розрахунок ШП та узгодження навантажень проводять для верхньої частоти робочого діапазону. Надмірне підсилення в області НЧ і СЧ усувають так званими вирівнюючими колами, які можуть бути реактивними і дисипативними (з втратами) .

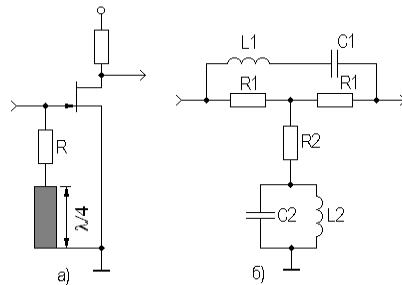


Рисунок 7.9 - Найпростіші дисипативні вирівнюючі кола

Дисипативні вирівнюючи кола розраховують так, щоб забезпечити необхідний  $K_p$ , гарне узгодження з характеристичним опором тракту передачі (малий КСХН) і стійкість в діапазоні робочих частот. У дециметровому діапазоні робочих частот вирівнюючи кола можуть бути реалізовані у вигляді кіл із зосередженими параметрами, на більш високочастотному - з розподіленими параметрами. Приклади простих дисипативних вирівнюючих кіл наведені на рис. 7.9, причому більш складний варіант (рис. 7.9,б) - для понад широкосмугових підсилювачів ( $f_e / f_n > 2$ ).

Узгодження і вирівнювання коефіцієнта передачі в діапазоні робочих частот полегшується при використанні НЗЗ. При резистивній НЗЗ (рис. 7.10,а) досягається широкосмугове узгодження в каскаді на ПТ. У понад широкосмугових підсилювачах використовують комбіновані резистивно-індуктивні ланцюги НЗЗ (рис. 7.10,б), за допомогою яких здійснюється ефективне вирівнювання АЧХ.

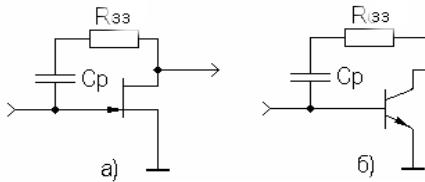


Рисунок 7.10- НЗЗ у НВЧ ШП

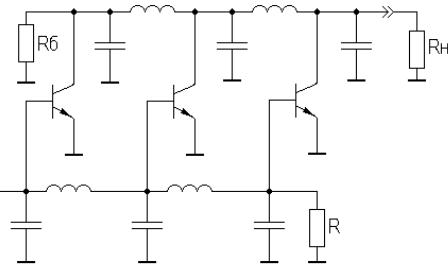


Рисунок 7.11- Підсилювач з розподіленим підсиленням

Підсилювачі з розподіленим підсиленням (ПРП) (рис. 7.11) дозволяють досягти більшої потужності вихідного сигналу на низькоомному навантаженні за рахунок складання струмів транзисторів у вихідній лінії. Однак ПРП відрізняє складна схемна реалізації і низький ККД.

Каскадно - розподілені підсилювачі (рис. 7.12), поєднуючи переваги каскадних і ПРП, дозволяють отримати гарні характеристики потужності в широкій смузі робочих частот при відносно простій реалізації. Вибором  $R_{e1}$  і  $R_{e2}$  досягають однакового підсилення по струму транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$ . Оскільки

вихідні струми транзисторів складаються в навантаженні, то можливе використання даного каскаду на частотах, близьких до  $f_T$  використовуваних транзисторів.

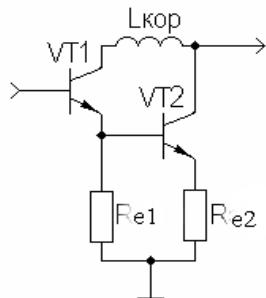


Рисунок 7.12 - Каскадно-розділений підсилювач

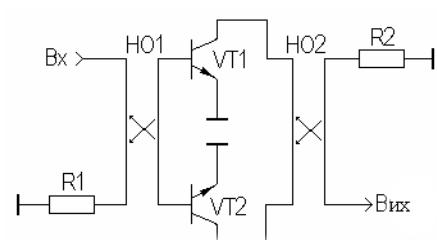


Рисунок 7.13-Балансний підсилювач

Балансні ШП (рис. 7.13) дозволяють зменшити паразитно зворотний зв'язок між транзисторами при їх каскадуванні, що дозволяє збільшити стійкий коефіцієнт підсилення. Наявність спрямованих відгалужувачів (НО) істотно збільшує габарити балансних підсилювачів.

Для розрахунку НВЧ підсилювачів широко використовується система S-параметрів (параметрів розсіювання). При цьому транзистор представляють у вигляді чотириполюсника, навантаженого на стандартні опорні опору, як правило, рівні хвильовому опору застосовуваних ліній передач (рис. 7.14).

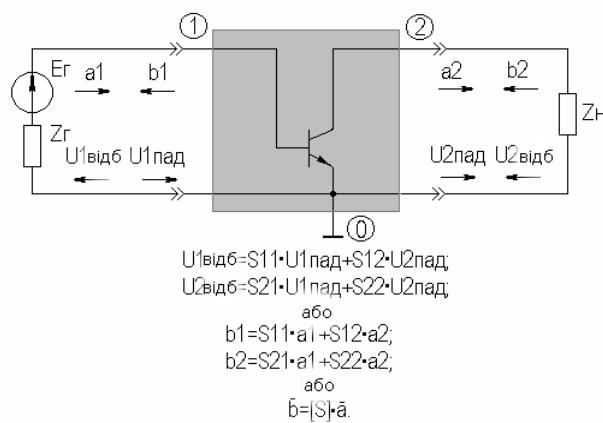


Рисунок 7.14-Транзистор як чотириполюсник у системі S-параметрів

Вибір S-параметрів обумовлений відносною простотою забезпечення режиму узгодження на НВЧ (порівняно, скажімо, з режимом короткого

замикання при вимірюванні Y-параметрів), і, отже, коректністю їх експериментального визначення, а також ясним фізичним змістом, а саме:

$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} |_{a_2=0}$  - коефіцієнт відбиття від входу при узгодженному виході;

$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} |_{a_1=0}$  - коефіцієнт відбиття від виходу при узгодженному вході;

$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} |_{a_2=0}$  - коефіцієнт передачі в прямому напрямку при узгодженному

виході;

$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} |_{a_1=0}$  - коефіцієнт передачі в зворотньому напрямку при

узгодженному вході.

Для аналізу передавальних характеристик НВЧ підсилюючих пристрій використовують узагальнений метод вузлових потенціалів, еквівалентні Y-параметри визначаються через виміряні параметри розсіювання:

$$Y_{11} = \frac{2}{Z_e} \cdot \frac{S_{22} + 1}{\Delta_s} - \frac{1}{Z_e}, \quad Y_{12} = \frac{2}{\sqrt{Z_e Z_h}} \cdot \frac{S_{12}}{\Delta_s},$$

$$Y_{21} = \frac{2}{\sqrt{Z_e Z_h}} \cdot \frac{S_{21}}{\Delta_s} \quad Y_{22} = \frac{2}{Z_h} \cdot \frac{S_{11} + 1}{\Delta_s} - \frac{1}{Z_h}$$

$$\text{Де, } \Delta_s = (S_{11} + 1) \cdot (S_{22} + 1) - S_{12} S_{21}.$$

Параметри розсіювання транзистора (або будь-якого чотириполюсника) можна розрахувати за його еквівалентною схемою, використовуючи все той же узагальнений метод вузлових потенціалів:

$$S_{ij} = k_{ij} \Delta_{ji} / \Delta - \delta_{ij}$$

Де,  $k_{ij}$  - нормувальний коефіцієнт, що дорівнює:

$$1/Z_e \text{ - для } S_{ii},$$

$$1/Z_h \text{ - для } S_{jj},$$

$$\frac{2}{\sqrt{Z_e Z_h}} \text{ для } S_{ij} \text{ i } S_{ji};$$

$\delta_{ij}$  - символ Кронекера,  $\delta_{ij}=1$ , якщо  $i=j$ , і  $\delta_{ij}=0$ , якщо  $i\neq j$ .

Транзисторні НВЧ підсилювачі виконуються в гібридно-інтегральному виконанні або у вигляді напівпровідникової мікросхеми (монолітна технологія). В якості підкладки при гібридному виконанні часто використовуються полікор, сапфір. Пасивні елементи виконуються по тонко - або товстоплівкових технологіях. Найкращим матеріалом для виконання контактних майданчиків, перемичок, висновків безкорпусних транзисторів є золото. Корпуси НВЧ підсилювачів виконують з металу, що має одинаковий температурний коефіцієнт розширення з матеріалом підкладки (полікор - титан).

При виготовленні ІС НВЧ підсилювачів в більшості випадків використовується напівізолюючий арсенід галію . Його конкурентом є сапфір , використовуваний в технології " кремній на сапфірі ". У ІС міліметрового діапазону хвиль як підкладку застосовують чистий кремній .

Перевагою ШП НВЧ, виконаних у вигляді монолітних ІВ , є малі габаритні розміри і маса, широка смуга робочих частот через відсутність стикувань і паразитних реактивностей, зменшення частки ручної праці, відтворення робочих характеристик і т.д.

До недоліків ІС НВЧ підсилювачів є складність технології виготовлення, високі витрати на розробку, низький відсоток виходу придатних схем, складність з відведенням тепла від активних елементів, гірші електричні параметри. Підстроювання можливе, якщо в схемі і конструкції передбачена можливість зміни режиму роботи активних елементів і параметрів коригувальних кіл, кола НЗЗ і т.д. Для ІС, виконаних за монолітною технологією, проводять розбракування по допустимому інтервалу допусків .

### 7.3 Пристрої формування АЧХ

#### 7.3.1 Активні фільтри на ОП

Активні фільтри реалізуються на основі підсилювачів (звичай ОП) і пасивних RC-фільтрів. Серед переваг активних фільтрів в порівнянні з

пасивними слід виділити:

- відсутність котушок індуктивності;
- краща вибірковість;
- компенсація загасання корисних сигналів або навіть їх підсилення;
- придатність до реалізації у вигляді ІМС.

Активні фільтри мають і недоліки:

- споживання енергії від джерела живлення;
- обмежений динамічний діапазон;
- додаткові нелінійні спотворення сигналу.

Використання АФ з ОП на частотах понад десятків мегагерц ускладнено через малі частоти одиничного підсилення більшості ОП широкого застосування. Особлива перевага АФ на ОП проявляється на найнижчих частотах, аж до частин герц.

У загальному випадку вважають, що ОП в АФ коригує АЧХ пасивного фільтра за рахунок забезпечення різних умов для проходження різних частот спектру сигналу, компенсує втрати на заданих частотах, що призводить до отримання крутих спадів вихідної напруги на схилах АЧХ. Для цих цілей використовуються різноманітні частотно-виборчі ЗЗ в ОП. В активних фільтрах забезпечується отримання АЧХ всіх різновидів фільтрів: нижніх частот (ФНЧ), верхніх частот (ФВЧ) і смугових (СФ).

Першим етапом синтезу всякого фільтра є завдання передавальної функції, яка відповідає умовам практично реалізованим і одночасно забезпечує отримання необхідної АЧХ або ФЧХ (але не обох) фільтра. Цей етап називають апроксимацією характеристик фільтра.

Операторна функція являє собою відношення поліномів:

$$K(p) = A(p)/B(p),$$

і однозначно визначається нулями і полюсами. Найпростіший поліном чисельника - константа. Число полюсів функції (а в активних фільтрах на ОП число полюсів зазвичай дорівнює числу конденсаторів в колах, що формують АЧХ) визначає порядок фільтра. Порядок фільтра показує на швидкість спаду

його АЧХ, яка для першого порядку становить 20дБ/дек, для другого - 40дБ/дек, для третього - 60дБ/дек і д.д.

Задачу апроксимації вирішують для ФНЧ, потім за допомогою методу інверсії частоти, потім отриману залежність використовують для інших типів фільтрів. У більшості випадків задають АЧХ, приймаючи нормований коефіцієнт передачі:

$$Y(x) = 1 / \sqrt{1 + \varepsilon^2 \phi^2(x)}$$

де  $\phi(x)$  - функція фільтрації;  $x = \omega / \omega_c$  - Нормована частота;  $\omega_c$  - Частота зрізу фільтра;  $\varepsilon$ - допустиме відхилення в смузі пропускання.

Залежно від того, яка функція приймається в якості  $\phi(x)$  розрізняють фільтри (починаючи з другого порядку) Баттервортса, Чебишева, Бесселя та ін. На рисунку 7.15 наведено їх порівняльні характеристики.

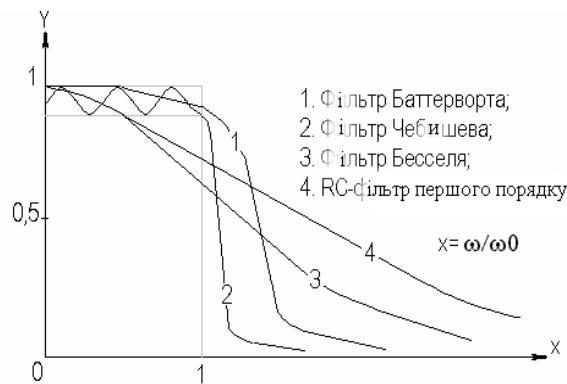


Рисунок 7.15-Нормування АЧХ фільтрів

Фільтр Баттервортса описує АЧХ з максимально плоскою частиною в смузі пропускання і відносно невеликою швидкістю спаду. АЧХ такого ФНЧ може бути представлена в наступному вигляді:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} / \sqrt{1 + (f / f_c)^{2n}}$$

Де,  $n$ - порядок фільтру.

Фільтр Чебишева (функція Чебишева) описує АЧХ з певною нерівномірністю в смузі пропускання, але не більшою швидкістю спаду.

Фільтр Бесселя характеризується лінійним ФЧХ, в результаті чого сигнали, частоти яких лежать в смузі пропускання, проходять через фільтр без

спотворень. Зокрема, фільтри Бесселя не дають викидів при обробці коливань прямокутної форми.

Схеми активних фільтрів не змінюються залежно від типу апроксимації АЧХ, а змінюються співвідношеннями між номіналами їх елементів.

Найпростіші (першого порядку) ФВЧ, ФНЧ, СФ і їх ЛАЧХ наведені на рис. 7.16. У цих фільтрах конденсатор, що визначає частотну характеристику, включений в коло НЗЗ.

Для ФВЧ (рис. 7.16,а) коефіцієнт передачі дорівнює:

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_1}$$

Де,  $\tau_1 = C_1 R_1$ .

Частоту сполучення асимптот  $\omega_1$  знаходить з умови  $\omega_1\tau_1 = 1$ , звідки

$$f_1 = 1/2\pi\tau_1$$

Для ФНЧ (рис. 7.16б) маємо:

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega\tau_2}{1 + j\omega\tau_2},$$

$$f_2 = 1/2\pi\tau_2.$$

Де,  $\tau_2 = C_2 R_2$

У ПФ (рис. 7.16,в) присутні елементи ФВЧ і ФНЧ.

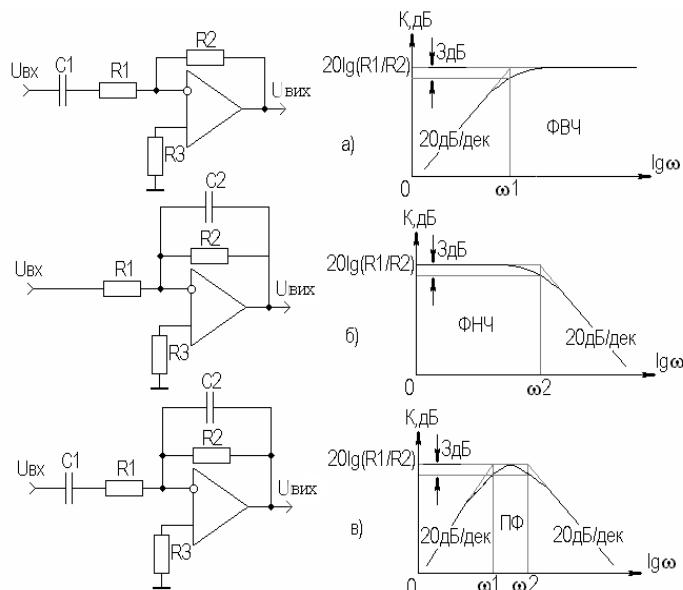


Рисунок 7.16-Найпростіші активні фільтри

Можна збільшити крутизну спаду ЛАЧХ, якщо збільшити порядок фільтрів. Активні ФНЧ, ФВЧ і ПФ другого порядку наведені на рис 7.17.

Нахил асимптом у них може досягати 40дБ/дек, а перехід від ФНЧ до ФВЧ, як видно з рис. 7.17а, б, здійснюється заміною резисторів на конденсатори, і навпаки. У ПФ (рис. 7.17в) є елементи ФВЧ і ФНЧ. Передавальні функції рівні [13]:

$$\text{♦ для ФНЧ: } K(p) = \frac{1}{\frac{R_1}{R} + \frac{R_1 R_2}{R} C_2 p + (R_1 + R_2)p + R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}$$

$$\text{♦ для ФВЧ: } K(p) = \frac{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}{1 + R_1(C_1 + C_2 + C_3)p + R_1 R_2 C_1 C_3 p^2}$$

$$\text{♦ для СФ: } K(p) = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 p}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2)p + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 C_2 p^2}$$

Для СФ резонансна частота дорівнює:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

Для ФНЧ і ФВЧ частоти зрізу відповідно рівні:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}; \quad \omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

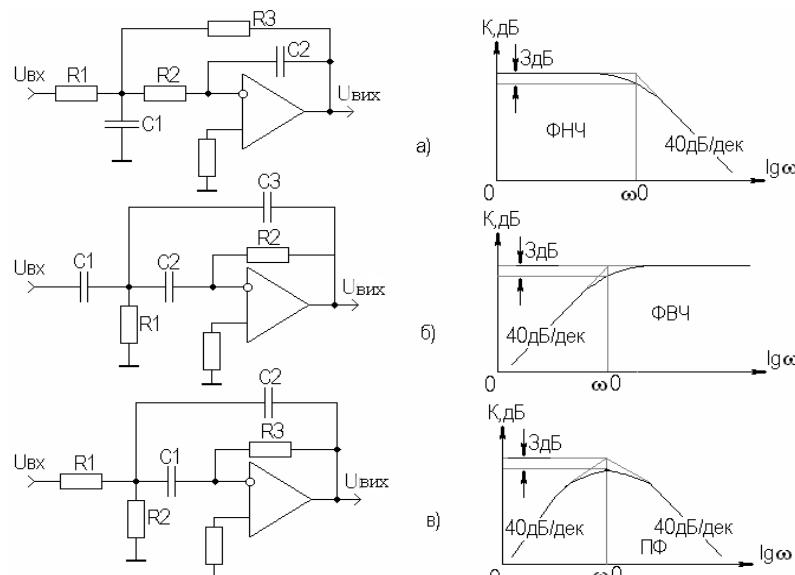


Рисунок 7.17-Активні фільтри другого порядку

Часто СФ другого порядку реалізують за допомогою мостових кіл. Найбільш поширені подвійні Т-подібні мости, які "не пропускають" сигнал на частоті резонансу (рис. 7.18а) і мости Віна, що мають максимальний коефіцієнт передачі на резонансній частоті  $\omega_0$  (рис. 7.18б).

Мостові схеми включені в колі ПЗЗ і НЗЗ. У разі подвійного Т-образного моста глибина НЗЗ мінімальна на частоті резонансу, і підсилення на цій частоті максимально. При використанні моста Віна, підсилення на частоті резонансу максимально, тому що максимальна глибина ПЗЗ. При цьому для збереження стійкості глибина НЗЗ, введеної за допомогою резисторів  $R_1$  і  $R_2$ , повинна бути більше глибини ПЗЗ. Якщо глибини ПЗЗ і НЗЗ близькі, то такий фільтр може мати еквівалентну добродійність  $Q \approx 2000$ .

Резонансна частота подвійного Т-образного моста при  $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 / 2$  і  $C = C_1 = C_2 = 2 \cdot C_3$ , та мосту Віна при  $R = R_3 = R_4$  і  $C = C_1 = C_2$ , дорівнює  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ , і її вибирають виходячи з умови стійкості  $3 > (R_1 + R_2) / R_1$ , тому що коефіцієнт передачі моста Віна на частоті  $\omega_0$  дорівнює 1/3.

Для отримання режекторного фільтру подвійний Т-подібний міст можна включити так, як показано на рис. 7.18в, або міст Віна включити в коло НЗЗ.

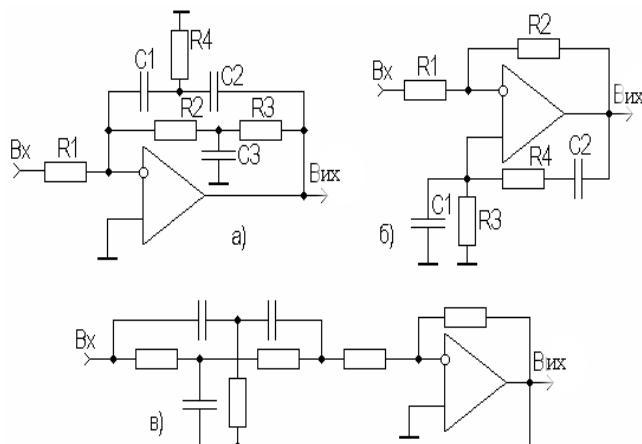


Рисунок 7.18-Активні СФ

Для побудови активного перебудованого фільтра використовують міст

Віна, в якого  $R_3$  і  $R_4$  виконують у вигляді здвоєного змінного резистора.

Можливо побудова активного універсального фільтра (ФНЧ, ФВЧ та СФ), варіант схеми якого наведено на рис. 7.19.

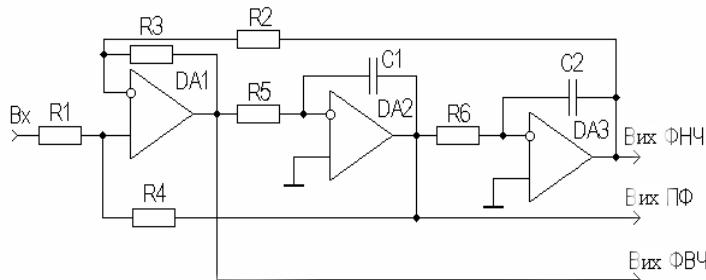


Рисунок 7.19-Універсальний активний фільтр

У його склад входять суматор на  $DA_1$  і два ФНЧ першого порядку на  $DA_2, DA_3$ , які включенні послідовно. Якщо  $R_5C_1 = R_6C_2 = RC$ , то частота сполучення. ЛАЧХ має нахил асимптом порядку 40dB/дек. Універсальний активний фільтр має хорошу стабільність параметрів і високу добротність (до 100).

### 7.3.2 Гіратори

Гіратором називається електронний пристрій, що перетворює повний опір реактивних елементів. Зазвичай це перетворювач ємності в індуктивність, тобто еквівалент індуктивності. Іноді гіратор називають синтезатором індуктивностей. Широке поширення гіраторів в ІМС пояснюється великими труднощами виготовлення котушок індуктивностей за допомогою твердотільної технології. Використання гіраторів дозволяє отримати відносно велику індуктивність з хорошими масогабаритними показниками.

На рис. 7.20 наведена електрична схема одного з варіантів гіратора, що представляє собою повторювачна ОП, охоплений частотно - вибірочною ПЗЗ ( $R_{33}$  і  $C_1$ ). Оскільки із збільшенням частоти сигналу ємнісний опір конденсатора  $C_1$  зменшується, то напруга в точці **a** буде зростати. Разом з ним буде зростати напруга на виході ОП. Збільшена напруга з виходу по колу ПОС надходить на

неінвертуючий вхід, що призводить до подальшого зростання напруги в точці **a**, причому тим інтенсивніше, чим вище частота. Таким чином, напруга в точці **a** веде себе подібно напрузі на катушці індуктивності. Синтезована індуктивність визначається за формулою [12]:

$$L = R_1 R_{33} C_1$$

Добротність гіратора визначається як [12]:

$$Q = 0,5 \cdot \sqrt{R_1 / R_{33}}$$

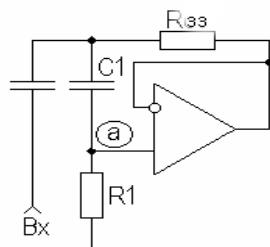


Рисунок 7.20 Гіратор

Однією з основних проблем при створенні гіраторів є складність в отриманні еквівалента індуктивності, уякої обидва виводи не з'єднані із загальною шиною. Такий гідратор виконується, як мінімум, на чотирьох ОП. Іншою проблемою є відносно вузький діапазон робочих частот гіратора (до декількох кілогерц на ОП широкого застосування).

### 7.3.3 Регулятори тембру та еквалайзери

Для корекції АЧХ в підсилювачах низьких частот (ПНЧ) застосовують регулятори тембру. Часто застосовують активні регулятори тембру, що не вносять втрати в нейтральному положенні регулятора (рівномірна передача у всій смузі робочих частот). Принципова схема симетричного активного регулятора тембру і його АЧХ наведені на рис. 7.21.

ОП тут охоплений колами НЗЗ, що представляють собою частотно залежні подільники напруги НЧ ( $R_1, R_2, R_3, C_1$ ) і ВЧ ( $R_4, R_5, C_2$ ). При діапазоні регулювання тембру не більше  $\pm 20\text{dB}$  елементи схеми можна визначити з співвідношень [9]:

$$R_1 = 0,11 \cdot R_2 (\kappa\text{Om}),$$

$$C_1 = \frac{159 \cdot 10^3}{f_h(\Gamma\dot{u}) \cdot R_2 (\kappa\text{Om})} (\text{n}\Phi),$$

$$R_3 = R_1, \quad R_4 = 0,33 \cdot R_1,$$

$$C_2 = \frac{4,34 \cdot 10^6}{f_e(\Gamma\dot{u}) \cdot R_2 (\kappa\text{Om})} (\text{n}\Phi),$$

$$R_5 \geq 3,7 \cdot R_2,$$

Де,  $f_h$  і  $f_e$  - відповідно, нижня і верхня частоти регулювання.

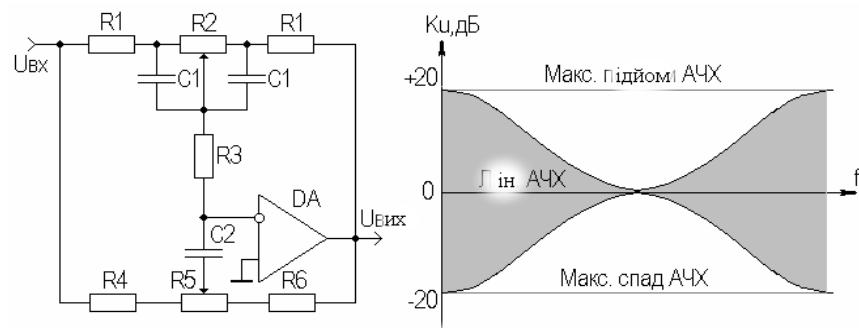


Рисунок 7.21-Симетричний активний регулятор тембратора

Регулювання АЧХ ПНЧ в декількох окремих ділянках частотного діапазону здійснюється за допомогою **еквалайзерів**, які переважно представляють собою активні регульовані ПФ другого порядку. Приклад побудови еквалайзера з паралельними колами НЗЗ, що представляють собою ПФ з регульованим загасанням і налаштовані на частоти через октаву, починаючи з  $f_h$ , наведений на рис. 7.22.

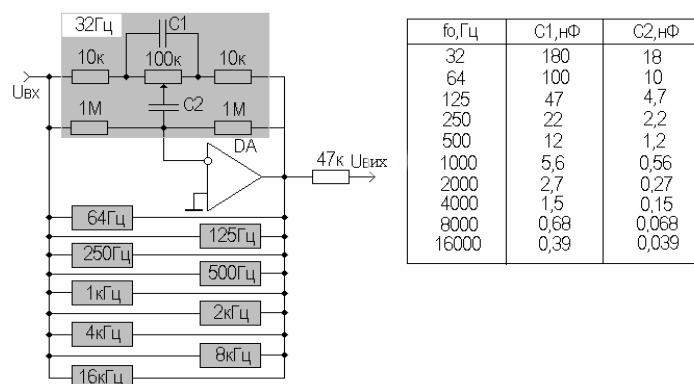


Рисунок 7.22 Десятисмуговий еквалайзер

## 7.4 Аналогові перемножувачі сигналів

Перемноження аналогових сигналів, як і післідження, є однією з основних операцій при обробці електричних сигналів. Для здійснення перемноження були розроблені спеціалізовані ІМС - перемножувача аналогових сигналів (ПАС). ПАС повинні забезпечувати точне перемножування в широкому динамічному діапазоні вхідних сигналів і в якомога ширшому частотному діапазоні. Якщо ПАС дозволяють перемножати сигнали будь-яких полярностей, то їх називають чотириквадрантними, якщо один із сигналів може бути тільки однієї полярності, двухквадрантними. Перемножувачі, які множать однополярні сигнали - одноквадрантними. Відомі різноманітні одно- і двоквадрантні ПАС на основі елементів з керованим опором, змінною крутизною, використанням логарифматорів і антилогарифматорів. Наприклад, регулятор із зміною режиму роботи елементів, зображений на рисунку 7.7в, можна використовувати як перемножувачі, якщо на диференційний вхід подати напругу  $u_x$ , а замість  $E_{cnp}$  подати  $u_y$ . Під впливом  $u_y$  змінюється крутизна передавальної характеристики транзисторів, на бази яких подається друга перемножувальна напруга  $U_x$ . Можна показати, що  $U_{vux}$ , що знімається між колекторами транзисторів ДК, при  $R_{k1} = R_{k2} = R_k$  визначається за формулою :

$$U_{vux} = 2 \cdot \alpha_0 \frac{u_x u_y}{\varphi_T} \cdot \frac{R_k}{R_2} \cdot \frac{e^{-\frac{u_x}{\varphi_T}}}{(1 + e^{\frac{1-u_x}{\varphi_T}})^2}$$

Де,  $\alpha_0 = \frac{H_{21e}}{1 + H_{21e}}$  - коефіцієнт підсилення по струму БТ, включенного за

схемою з ОБ;  $\varphi_T$  - Температурний потенціал,  $\varphi_T = 25,6mB$ .

Якщо  $u_x \ll \varphi_T$ , то вираз для  $U_{vux}$  можна спростити:

$$U_{vux} \approx u_x u_y R_k \frac{1}{2\varphi_T R_2}$$

Недоліком розглянутого перемножувача на одиночному ДК є малий

динамічний діапазон вхідних сигналів, в якому забезпечується прийнятна точність перемноження, вже при  $u_x = 0,1\varphi_T$  похибка перемноження 10%.

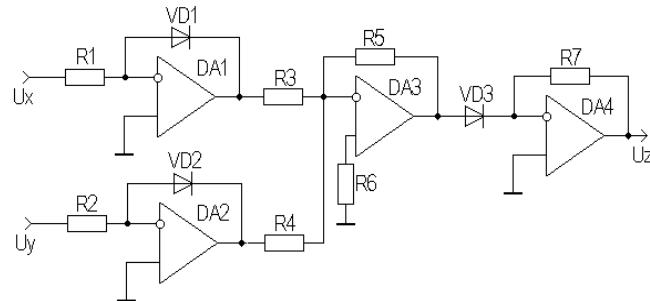


Рисунок 7.23- Логарифмічний перемножувач побудовані за принципом "логарифмування - антилогарифмування"

Більш широкий динамічний діапазон перемножуваних напруг при меншій похибці забезпечують логарифмічні перемножувачі побудовані за принципом "логарифмування - антилогарифмування".

Тут ОП  $DA_1$  і  $DA_2$  логарифмують вхідні напруги, а  $DA_3$  використовується як суматор, на виході якого напруга дорівнює:

$$U_0 = k_1(\ln u_x + \ln u_y) = k_2 \ln u_x u_y$$

За допомогою ОП  $DA_4$  виробляють антилогарифмування

$$U_{\text{out}} = k_3 \text{anti} \ln U_0 = k_3 u_x u_y$$

В даних виразах використовуються напруги, нормовані до одного вольта. Коефіцієнти пропорційності  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$ , визначаються резистивними елементами, включеними в колі НЗЗ ОП. Недолік подібних ПАС є сильна залежність діапазону робочих частот від амплітуд вхідних сигналів. Так, якщо при вхідній напрузі 10В верхня частота перемножуваних напруг може складати 100кГц, то при вхідній напрузі 1В смуга робочих частот звужується до 10кГц [ 13 ].

Принцип логарифмування і антилогарифмування використовується в найбільш поширеному способі побудови чотириквадрантного ПАС з нормуваннями струмів, які володіють найкращою сукупністю таких параметрів, як лінійністю, широкосмуговістю, температурною стабільністю. Зазвичай вони мають диференціальні входи, що розширюють їх функціональні можливості.

Перемножувач з нормуваннями струмів виконуються за інтегральною напівпровідниковою технологією.

Пристрій містить складний диференціальний каскад на  $VT_7, \dots, VT_{10}$ .

Перехресні зв'язки колекторів цих транзисторів забезпечують інверсію сигналів, необхідну для чотириквадрантного множення. Вхідні каскади на  $VT_3, \dots, VT_6$  і  $VT_{11}, \dots, VT_{14}$  перетворюють вхідні напруги  $u_x$  і  $u_y$  в струми. За допомогою  $VT_1$  і  $VT_2$  в діодному включені відбувається логарифмування струмового сигналу за входом Y. Антилогарифмування сигналу Y і множення його на сигнал X здійснюється підсилювачем на  $VT_7, \dots, VT_{10}$ .

У розглянутому пристрої зв'язок між вхідними та вихідними сигналами може бути представлений у вигляді відношення струмів. Вихідний струм перемножувача визначається співвідношенням [12]

$$I_Z = -I_{pX} \cdot \frac{I_X}{I_{pX}} \cdot \frac{I_Y}{I_{pY}} \approx \frac{2U_X}{R_X} \cdot \frac{2U_Y}{R_Y}$$

Де,  $I_X$  і  $I_Y$  - струми, що протікають через резистори  $R_X$  і  $R_Y$ ;  $I_{pX}$  і  $I_{pY}$  - робочі струми в каналах X і Y.

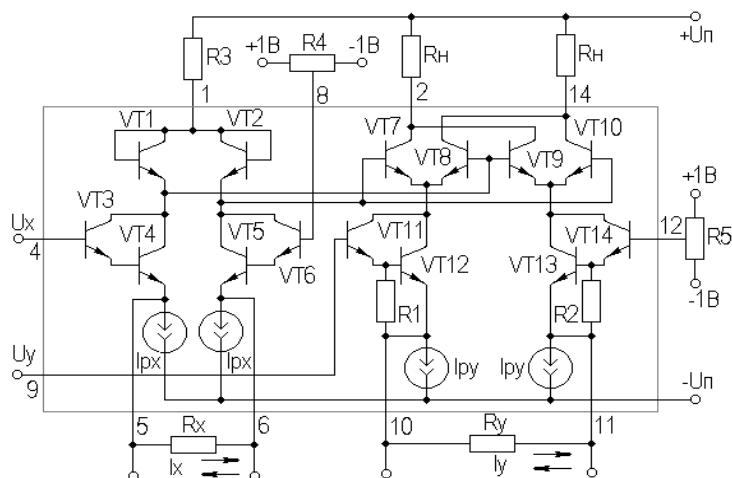


Рис. 7.24-Спрощена схема ІМС перемножувала 525ПС1

Вихідна напруга, що знімається з одного з опорів навантаження [12]:

$$U_Z = I_Z R_h = \frac{I_Z R_h}{2} = \frac{2U_X U_Y R_h}{I_{pY} R_X R_Y} = K \cdot U_X U_Y$$

Де,  $K = \frac{2R_h}{I_{pY}R_XR_Y}$  - масштабний коефіцієнт.

Всі наведені на рисунку 7.24 резистори, крім  $R_1$  і  $R_2$ , є зовнішніми. Їх вибір залежить від конкретних вимог до ПАС .

Для отримання на виході ПАС нульової напруги при рівних нулю вхідних напругах передбачене підстроювання за допомогою змінних резисторів  $R_4$  і  $R_5$ . Якщо перемножувач працює тільки при одній полярності одного з вхідних сигналів, то він називається зміщеним. Для перетворення чотириквадрантного ПАС в зміщений достатньо на один з входів подати такий постійний зсув, при якому сигнали на цьому вході завжди виявляються менше напруги зсуву .

## 7.5. Компаратори

Компаратор- пристрій, що дозволяє здійснити порівняння вимірюваної  $U_{ex}$  з опорною напругою  $U_{on}$ . Алгоритм роботи компаратора :

$$U_{ex} = U^1, \text{ якщо } U_{ex} < U_{on},$$

$$U_{ex} = U^0, \text{ якщо } U_{ex} > U_{on}.$$

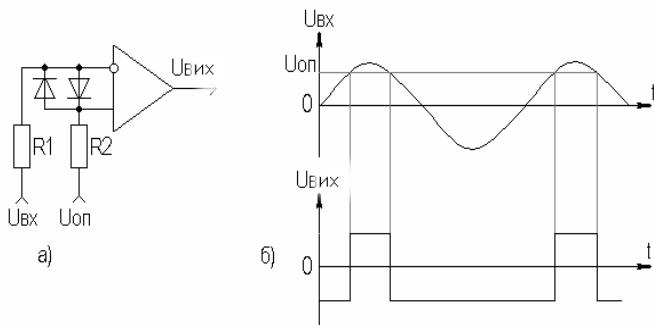
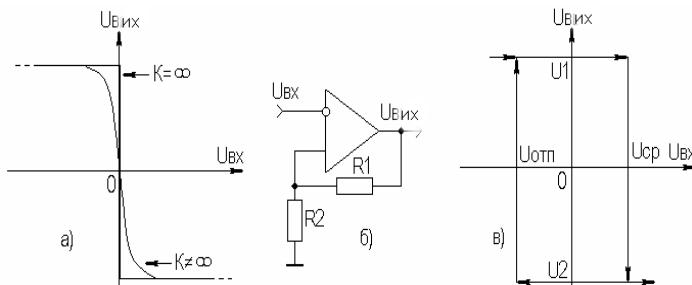


Рис. 7.25- Найпростіша схема компаратора і його передавальна характеристика

Внаслідок великого коефіцієнта підсилення ОП на його виході виходить послідовність практично прямоугольних імпульсів , причому положення моментів перемикання відповідає рівності  $U_{ex}=U_{on}$ . Якщо входи ОП поміняти місцями,

то  $U_{вих}$  поміняє знак . Вхідні діоди служать для захисту ОП від великої диференціальної  $U_{вх}$ . Увих компаратора використовується для управління яким-небудь пристроєм , наприклад , широтно-імпульсним модулятором . При  $U_{on} = 0$  отримаємо так нуль- індикатор або детектор нульового рівня. Через кінцеве значення коефіцієнта посилення компаратора можливо плавне наростання  $U_{вих}$  (рис. 7.26а ) .



Якщо плавне спрацьовування небажано, то застосовують компаратор на основі ОП з колом ПЗЗ (рисунок 7.26б) . Якщо опорна напруга не подається , то такий компаратор називають ще тригером Шмітта. Як видно з рисунка 7.26в , такий компаратор володіє гістерезисом, що пояснюється наявністю кола ПЗЗ. Перемикання схеми в стан  $U_2$  відбувається при досягненні вхідною напругою рівня спрацьовування  $U_{cp}$  , а повернення в початковий стан  $U_{\text{відн}} = U_1$  - при зниженні вхідної напруги до рівня відпускання  $U_{\text{відн}}$ . Значення вхідних порогових напруг і ширина зони гістерезису визначається за формулами:

$$U_{cp} = U_2 R_1 / (R_1 + R_2),$$

$$U_{\text{відн}} = U_1 R_1 / (R_1 + R_2),$$

$$U_{\text{гис}} = U_{cp} - U_{\text{відн}} = R_1 (U_2 - U_1) / (R_1 + R_2)$$

Пороги спрацьовування роблять схему нечутливою до шумів, які завжди присутні у вхідному сигналі, і тим самим виключають непотрібні перемикання під дією шумів , тобто усувають так званий "брязкіт " контактів.

Найважливішим показником ОП у разі його використання як компаратора є швидкодія, що оцінюється затримкою спрацьовування і часом наростання вихідної напруги. Кращою швидкодією володіють спеціальні IMC компараторів, в яких використовують НВЧ - транзистори в режимі насищення. Більш докладно компаратори описані в [ 12,14 ].

### **ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. Войшилло, Г. В. Усилительные устройства / Г. В. Войшилло. – М.: Радио и связь, 1983.
2. Юзов, В. И. Усилительные устройства / В. И. Юзов. – Красноярск: КГТУ, 1993.
3. Войшилло, Г. В. Усилительные устройства / Г. В. Войшилло. – М.: Радио и связь, 1975.
4. Сергеев, В. М. Электроника. Ч. 1. Элементная база, аналоговые функциональные устройства: учеб. пособие / В. М. Сергеев. – Томск: Изд-во ТПУ, 2005. – 132 с.
5. Лурье, О. Б. Усилители видеочастоты / О. Б. Лурье. – М.: Советское радио, 1961.
6. Усилительные устройства: учеб. пособие для вузов / ред. О. В. Головин. – М.: Радио и связь, 1993.
7. Остапенко, Г. С. Усилительные устройства: учеб. пособие для вузов / Г. С. Остапенко. – М.: Радио и связь, 1989.
8. Юзов, В. И. Проектирование широкополосных и импульсных усилителей / В. И. Юзов. – Красноярск: КрПИ, 1983. – Ч. 1–3.
9. Легостаев, Н. С. Методы анализа и расчета электронных схем. Руководство к организации самостоятельной работы / Н. С. Легостаев, К. В. Четвергов. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2006. – 215 с

## НАВЧАЛЬНЕ ВИДАННЯ

Конспект лекцій з дисципліни «Аналогові електронні пристрой» освітньо-професійної програми першого (бакалаврського) рівня вищої освіти зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка», укл. Марченко С.В., Камянське; ДДТУ, 2019 р. – 118 с.

Укладач:

к.ф.-м.н. Марченко С.В.

Підписано до друку 21.02.2019 р.

Формат А4 Обсяг 5 др. екз.

Тираж 20 екз. Заказ 91 др. екз.

519618, м. Кам'янське

вул. Дніпробудівська, 2а