

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**Національний університет «Запорізька політехніка»**  
**Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій**

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**  
до самостійної роботи з дисципліни  
«Основи схемотехніки»  
для студентів спеціальності 172 «Телекомунікації  
та радіотехніка» усіх форм навчання  
Частина II

Методичні вказівки до самостійної роботи з дисципліни “Основи схемотехніки” для студентів спеціальності 172 “Телекомунікації та радіотехніка” усіх форм навчання. Частина II / Укл. В.С. Кабак, Г.Ф. Вишник. – Запоріжжя: НУ “Запорізька політехніка”, 2021. – 78 с.

Укладачі: В.С. Кабак, доцент, к.т.н. кафедри РТТ  
Г.Ф. Вишник, зав. лаб. кафедри РТТ

Рецензент: С.В. Морщавка, доцент, к.т.н.

Відповідальний  
за випуск: Г.Ф. Вишник, зав. лаб. кафедри РТТ

Затверджено:  
на засіданні кафедри  
радіотехніки та телекомунікацій  
Протокол № 5 від 2.02.2021 р.

Рекомендовано до видання НМК  
факультету радіоелектроніки та  
телекомунікацій  
Протокол № 5 від 21.02.2021 р.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ .....	5
ВСТУП.....	6
1 РОЗРАХУНОК КАСКАДУ З СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ У ДІАПАЗОНІ ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ .....	7
1.1 Визначення необхідного значення коефіцієнта підсилення з напруги.....	7
1.2 Вибір напруги живлення .....	8
1.3 Вибір потенціалу спокою колектора .....	9
1.4 Визначення режиму транзистора з постійного струму.....	10
1.4.1 Визначення напруги колектор-емітер $U_{ке0}$ у робочій точці	10
1.4.2 Визначення постійного струму у робочій точці .....	11
1.5 Вибір транзистора .....	11
1.6 Визначення режиму вхідного кола з постійного струму.....	17
1.7 Розрахунок опору резистора емітерної термостабілізації.....	18
1.8 Розрахунок опору колекторного навантаження .....	18
1.9 Розрахунок елементів схеми зміщення .....	20
1.10 Розрахунок елементів кола зворотного зв'язку.....	20
1.11 Визначення вхідного і вихідного опорів підсилювального каскаду.....	22
1.12 Розрахунок амплітудно-частотних лінійних спотворень .....	23
1.12.1 Розрахунок лінійних спотворень в області високих частот	23
1.12.2 Розрахунок лінійних спотворень в області нижніх частот	25
1.13 Розрахунок нестабільності колекторного струму .....	28
1.14 Підсумкові параметри каскаду.....	30
2 ПРИКЛАД ПРОЕКТУВАННЯ КАСКАДУ СЕ З ВІД'ЄМНИМ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ Z-ТИПУ .....	31
2.1 Розрахунок необхідних значень наскрізного коефіцієнта підсилення і коефіцієнта підсилення з напруги .....	31
2.2 Вибір напруги живлення каскаду .....	32
2.3 Вибір потенціалу спокою колектора .....	32
2.4 Визначення режиму каскаду з постійного струму .....	32
2.5 Вибір транзистора .....	33
2.6 Визначення режиму вхідного кола з постійного струму.....	34

2.7 Розрахунок опору резистора емітерної термостабілізації Re.....	36
2.8 Розрахунок опору резистора колекторного навантаження .....	36
2.9 Розрахунок елементів схеми зміщення .....	39
2.10 Розрахунок елементів зворотного зв'язку .....	39
2.11 Визначення вхідного опору підсилювального каскаду .....	40
2.12 Розрахунок частотних властивостей каскаду .....	42
2.13 Розрахунок підсумкових параметрів каскаду .....	46
2.14 Розрахунок нестабільності колекторного струму .....	47
3 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ КАСКАДУ СЕ З ВІД'ЄМНИМ ЗВОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ Z-ТИПУ .....	49
4 РОЗРАХУНОК ЕМІТЕРНОГО ПОВТОРЮВАЧА .....	57
4.1 Вибір режиму роботи з постійного струму.....	57
4.1.1 Вибір потенціалу емітера .....	57
4.1.2 Вибір резистора емітерного навантаження .....	58
4.1.3 Завдання режимних параметрів точки спокою .....	59
4.2 Вибір транзистора .....	60
4.3 Розрахунок ланцюга зміщення.....	60
4.4 Розрахунок вхідного опору каскаду .....	60
4.5 Розрахунок коефіцієнта передачі і наскрізного коефіцієнта передачі .....	61
4.6 Розрахунок вихідного опору ЕП.....	62
4.7 Розрахунок лінійних спотворень у діапазоні вищих частот .....	62
4.7.1 Спотворення зумовлені вихідним колом.....	62
4.7.2 Визначення лінійних спотворень, що вносяться вхідним колом емітерного повторювача .....	63
4.8 Розрахунок елементів, що визначають спотворення в ОНЧ .....	65
5 ПРИКЛАД ПРОЕКТУВАННЯ КАСКАДУ СК .....	66
5.1 Розрахунок режиму роботи з постійного струму .....	66
5.2 Визначення основних параметрів ЕП.....	68
5.3 Розрахунок лінійних спотворень в області високих частот .....	69
6 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СХЕМИ ЕП .....	72
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ .....	78

**ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ**

МС	–	Micro-Cap;
АЧХ	–	амплідуно-частотна характеристика;
ВЗЗ	–	від'ємний зворотній зв'язок;
ДК	–	диференціальний каскад;
ДСС	–	джерело стабільного струму;
ЕП	–	емітерний повторювач;
ККД	–	коефіцієнт корисної дії;
КНС	–	коефіцієнт нелінійних спотворень;
ЛАЧХ	–	логарифмічна амплідуно-частотна характеристика;
ОВЧ	–	область високих частот;
ОНЧ	–	область нижніх частот;
СЕ	–	спільний емітер;
СК	–	спільний колектор;
ФЧХ	–	фазочастотна характеристика;
ТЗ	–	технічне завдання;
ШСП	–	широкосмугові підсилювачі

## ВСТУП

В наведених методичних вказівках розглядаються основні теоретичні аспекти побудови і методика проектування базових каскадів підсилення дискретної аналогової схемотехніки – каскадів з спільними емітером і спільним колектором.

Проаналізовані принципи забезпечення режиму роботи активних пристроїв з постійного струму і засоби досягнення основних параметрів і характеристик каскадів для сигнальної складової. Також проводиться аналіз впливу від'ємного зворотного зв'язку на підсумкові характеристики окремих каскадів.

За даними технічного завдання і заданої схеми проводиться обґрунтування вибору типу активного пристрою, завдання параметрів режиму з постійного струму, розрахунок усіх елементів, що входять до схеми каскаду. В процесі розрахунків здійснюється обчислення коефіцієнта підсилення з напруги, вхідного та вихідного опорів каскадів, оцінюється глибина місцевого від'ємного зворотного зв'язку, визначаються елементи, які забезпечують заданий рівень лінійних спотворень.

Перевірка результатів проектування реалізується шляхом комп'ютерного моделювання спроектованих каскадів за допомогою комплексу схемотехнічного моделювання Microcap-7 (9).

Застосування MS-7 (9) дозволяє провести верифікацію режиму роботи з постійного струму, отримати амплітудно-частотну і фазочастотну характеристики каскадів, частотну залежність вхідного і вихідного опорів, визначити коефіцієнт нелінійних спотворень і оцінити ефект введення від'ємного зворотного зв'язку на нелінійні спотворення.

## 1 РОЗРАХУНОК КАСКАДУ З СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ У ДІАПАЗОНІ ЗВУКОВИХ ЧАСТОТ

На рисунку 1.1 наведена типова схема каскаду з спільним емітером (СЕ) з використанням послідовно-послідовного місцевого від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ).

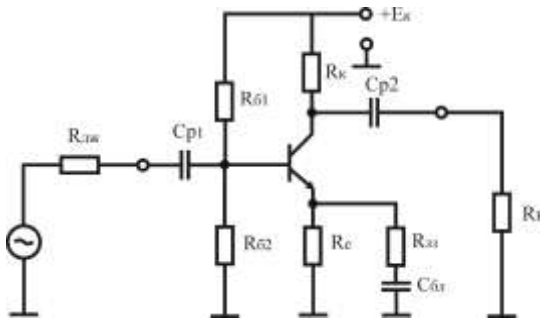


Рисунок 1.1 – Типова схема каскаду з СЕ із застосуванням місцевого ВЗЗ

### 1.1 Визначення необхідного значення коефіцієнта підсилення з напруги

За даними технічного завдання необхідно визначити значення коефіцієнта підсилення з напруги  $K_U$  каскаду, що проектується. В процесі розрахунку необхідно враховувати придушення сигналу у вхідному колі підсилювача, яке виникає через розподіл напруги джерела сигналу між внутрішнім опором джерела сигналу  $R_{дж}$  і вхідним опором каскаду  $R_{вх}$ .

Коефіцієнт передачі вхідного кола визначається як:

$$K_{вх} = R_{вх} / (R_{вх} + R_{дж}), \quad (1.1)$$

де  $R_{вх}$  – вхідний опір каскаду.

Оскільки перед початком розрахунку значення вхідного опору каскаду  $R_{вх}$  невідоме, то орієнтовно обирають його у межах 0,5...5 кОм, а у подальшому розрахунку значення  $R_{вх}$ ,  $K_U$  уточнюються.

Тоді для наскрізного коефіцієнта підсилення з напруги  $K_U^*$  можна записати:

$$K_U^* = U_{мвих} / E_{дж} = K_{вх} * K_U, \quad (1.2)$$

де  $U_{мвих}$  – амплітуда вихідної напруги на опорі навантаження,  $E_{дж}$  – значення е.р.с джерела сигналу,  $K_U$  – коефіцієнт підсилення з напруги безпосередньо підсилювального каскаду. Відповідно з (1.2) визначається необхідне значення коефіцієнта підсилення каскаду:

$$K_U = \frac{K^* U}{K_{вх}} = \left( \frac{U_{м\hat{\alpha}\hat{\delta}}}{E_{\hat{\alpha}\hat{\epsilon}}} \right) \cdot \left( \frac{1}{K_{\hat{\alpha}\hat{\delta}}} \right). \quad (1.3)$$

Тобто коефіцієнт підсилення безпосередньо каскаду  $K_U$  потрібно забезпечити з деяким запасом, щоб урахувати втрати корисного сигналу на опорі джерела  $R_{дж}$ .

## 1.2 Вибір напруги живлення

Зв'язок між вихідною напругою та напругою живлення задається співвідношенням [1]:

$$U_{мвих} = (E_{ж} - U_{ке\text{ нас}}) / [2(1 + R_e / R_k)] \approx E_{ж} / [2(1 + R_e / R_k)]. \quad (1.4)$$

де  $U_{ке\text{ нас}}$  – напруга насичення транзистора,

$R_e$  – опір резистора емітерної термостабілізації,

$R_k$  – опір колекторного навантаження для постійної складової (рис. 1.1).

Співвідношення (1.4) отримано з припущення, що для забезпечення максимального динамічного діапазону роботи каскаду потенціал колектора обраний рівним  $V_k \approx E_{ж}/2$ . Очевидно, що (1.4)

можна використовувати для визначення напруги живлення  $E_{ж}$ , якщо  $E_{ж}$  не задано к технічному завданні (ТЗ):

$$E_{ж} \geq 2U_{m \text{ вих}} (1 + R_e / R_k) + U_{ke \text{ нас}} \cdot \quad (1.5)$$

За попереднім вибором відношення  $R_e/R_k$  необхідно мати на увазі, що більше значення  $R_e$  (отже і  $U_{Re}$ ) покращить термостабільність каскаду, але зменшить і коефіцієнт підсилення з напруги і динамічний діапазон роботи. Тому на практиці відношення  $R_e/R_k$  обирається у межах:

$$R_e / R_k \leq 0,1 \dots 0,3. \quad (1.6)$$

Оскільки  $U_{m \text{ вих}}$  відоме з технічного завдання, то обираючи  $R_e/R_k$  з (1.6) та прийнявши орієнтовно  $U_{ke \text{ нас}} \approx 0,5 \dots 1,0V$ , з (1.5) можна розраховувати напругу живлення.

Напруга живлення підсилювача повинна задовольняти (1.5) та обиратися з стандартного ряду напруг, що рекомендовані, а саме: 3В, 6В (6.3В), 9В, 12В (12.6В), 15В, 24В, 27В. Значення  $E_{ж} \geq 18В$  використовуються, як правило, у підсилювачах потужності звукової частоти (ПЗЧ).

### 1.3 Вибір потенціалу спокою колектора

Оскільки проектується підсилювальний каскад, який працює у режимі малих сигналів, то для забезпечення мінімальних нелінійних спотворень необхідно забезпечити режим роботи класу А. Тобто напруга  $U_{ke}$  для будь якого часу впродовж періоду сигналу має бути більшою за напругу насичення  $U_{ke \text{ нас}}$  (довідкове значення).

Тому, якщо необхідно забезпечити амплітуду вихідної напруги  $U_{m \text{ вих}}$ , то потенціал колектору повинен задовольняти умові:

$$V_k > U_{ke \text{ нас}} + U_{Re} + U_{m \text{ вих}}, \quad (1.7)$$

де  $U_{Re}$  – падіння напруги на резисторі емітерної термостабілізації,  
 $U_{m \text{ вих}}$  – відоме з ТЗ значення вихідної напруги.

За початковою оцінкою  $V_k$  можливо припустити, що  $U_{кенас} \approx 0,5 \dots 1B$ ,  $U_{Re} \approx (0,1 \dots 0,2)E_{ж}$ . Далі, оцінивши з (1.7) мінімальне значення  $V_k$  вибирають його з деяким запасом.

**Для забезпечення максимального динамічного діапазону вихідної напруги, як правило, рекомендується обирати потенціал колектора у режимі спокою близьким до половини напруги живлення  $V_k \approx E_{ж} / 2$ .**

## 1.4 Визначення режиму транзистора з постійного струму

### 1.4.1 Визначення напруги колектор-емітер $U_{ке0}$ у робочій точці

Для одноктактних каскадів широкосмугових підсилювачів (ШСП) та підсилювачів звукових частот величина постійної напруги між колектором і емітером повинна задовольняти умові:

$$U_{ке0} \geq (1,5 \dots 3)U_{п\text{ вих.}} \quad (1.8)$$

Звичайно  $U_{ке0}$  для каскадів, що не працюють у режимі насичення, більше ніж  $3B$ , тому якщо розраховане за (1.8) значення  $U_{ке0} < 3B$  то приймають  $U_{ке0} \geq 3 \dots 5B$ . (До речі  $U_{ке0} = 5B$  – типовий режим за довідниками для більшості транзисторів малої і середньої потужності).

Досить часто обирають:

$$U_{ке0} \leq U_{ке\text{ дов}} \approx (0,4 \dots 0,5)E_{ж}, \quad (1.9)$$

$$U_{Re} \approx (0,1 \dots 0,2) E_{ж}. \quad (1.10)$$

Необхідно мати на увазі, що збільшення значень  $U_{ке0}$  та  $U_{Re}$  для заданого  $E_{ж}$  призведе до зменшення напруги  $U_{Rk}$  на опорі у ланцюгу колектора:

$$U_{Rk} = E_{ж} - U_{ке0} - U_{Re},$$

а це, у свою чергу, зменшить коефіцієнт підсилення з напруги [1].

### 1.4.2 Визначення постійного струму у робочій точці

Для транзисторів, що працюють у попередніх (малопотужних) каскадах можна обирати типовий режим роботи, який наводиться у довідникові або технічних умовах. Типові значення струму спокою  $I_{K0}$  для транзисторів малої потужності знаходяться у межах 0,5...5мА.

Крім того струм спокою повинен задовольняти таким умовам:

$$I_{K0} \geq 1,5 U_{m \text{ вих}} / R_{н-}, \quad (1.11)$$

$$I_{K0} \geq (10 \dots 20) I_{кбо} \quad (1.12)$$

$$I_{K0} \geq (2 \dots 3) U_{m \text{ вих}} * 2\pi f_{в} C_{н} \quad (1.13)$$

де  $f_{в}$  – верхня робоча частота каскаду,

$R_{н-}$ ,  $C_{н}$  – відповідно еквівалентні опір та ємність навантаження для сигнальної складової,

$I_{кбо}$  – зворотний струм переходу колектор-база.

Також не рекомендується обирати  $I_{K0} \leq 100 \dots 200$  мкА оскільки за таких значень зменшується коефіцієнт передачі струму бази  $h_{21e}$  [2].

Можна відзначити, що умова (1.12) перевіряється після вибору транзистора, а умова (1.11) перевіряється після розрахунку елементів колекторного кола (зокрема  $R_{к}$ ).

### 1.5 Вибір транзистора

У завданні для виконання контрольної роботи транзистор обирається згідно з номером варіанту, але у загальному випадку під час вибору транзистора необхідно задовольнити цілій низці вимог.

По-перше, транзистор необхідно обирати за сукупністю параметрів, що наводяться у довідниках в якості граничних або припустимих, а саме:

- максимальною напругою між колектором та емітером  $U_{ке \text{ доп}}$ ,
- максимальним середнім значенням струму колектора  $I_{ксер \text{ доп}}$ ,
- максимальним струмом колектора  $I_{кmax}$ ,

– потужністю розсіювання на колекторі  $P_{к доп}$ .  
Необхідно, щоб виконувалися такі умови:

$$U_{ке доп} \geq (2,2 \dots 3)U_{ке0}, \quad (1.14)$$

$$U_{ке доп} \geq (1,1 \dots 1,3)E_{ж}, \quad (1.15)$$

$$I_{ксп доп} \geq (1,2 \dots 1,5)I_{к0}, \quad (1.16)$$

$$I_{кmax} \geq (2,2 \dots 3)I_{к0}, \quad (1.17)$$

$$P_{к доп} \geq I_{к0} \cdot U_{ке0}. \quad (1.18)$$

Крім того, транзистори повинні вибиратися за частотними властивостями. В першу чергу, необхідно перевірити можливість реалізації заданого рівня лінійних спотворень  $M_B$  на верхній робочій частоті діапазону  $f_B$ . Відомо, що для звичайного каскаду за схемою СЕ (без застосування від'ємного зворотного зв'язку) нормована частотна характеристика в області високих частот (ОВЧ) визначається як [3,4]:

$$M_B(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}} \quad (1.19)$$

де  $\tau_B$  – стала часу резисторного каскаду в ОВЧ.

Відповідно для заданого у технічному завданні рівня лінійних спотворень  $M_{BГЗ}$  на верхній робочій частоті  $f_B$  необхідне значення сталої часу  $\tau_{BH}$  рівняється:

$$\tau_{BH} = \sqrt{\frac{1}{M_{BГЗ}^2} - 1} / (2\pi f_B).$$

В [3] показано, що сталу часу резисторного каскаду за схемою СЕ (без зворотного зв'язку) в ОВЧ можна визначити через параметри транзистора і елементи каскаду як:

$$\tau_B = \tau_1 + \tau_2 + \tau_3, \quad (1.20)$$

де  $\tau_1 = \tau_s$  – стала часу транзистора за крутістю,

$\tau_2$  – стала часу вихідного кола каскаду,

$\tau_3 = C_H R_H$  – стала часу навантаження.

Стала часу за крутістю  $\tau_s$  визначається через значення граничної частоти транзистора за крутістю  $f_s$  – частоти, на якій модуль крутості спадає у  $\sqrt{2}$  раз (на 3 децибелі) порівняно з низькочастотним значенням (рис. 1.2):

$$\tau_s = 1/(2\pi f_s). \quad (1.21)$$

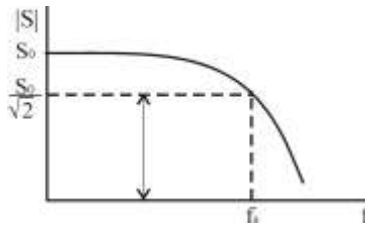


Рисунок 1.2 –Визначення граничної частоти за крутістю  $f_s$

Граничну частоту за крутістю  $f_s$  можна визначити через параметри транзистора :

$$f_s = 1/(2\pi \cdot r'_6 \cdot C_{\sigma'e}), \quad (1.22)$$

де  $r'_6$  – розподілений опір бази,

$C_{\sigma'e}$  – ємність емітерного переходу.

Стала часу вихідного кола каскаду  $\tau_2$  визначається як параметрами транзистора, так і режимом роботи та елементами каскаду:

$$\tau_2 = S_0 r'_6 C_K R_{H\sim} = |K_U| \cdot \tau_K$$

де  $S_0 \approx I_{K0}/\Phi_T$  – крутість транзистора в робочій точці,

$C_K$  – ємність колекторного переходу,

$|K_U| = S_0 R_{H\sim}$  – коефіцієнт підсилення каскаду СЕ з напруги;

$\tau_K = r'_6 C_K$  – стала часу зворотного зв'язку транзистора (за еквівалентною схемою Джіаколетто для біполярних транзисторів).

Остаточну сталу часу каскаду СЕ в ОВЧ з урахуванням ємності навантаження можна подати як:

$$\tau_B = \tau_s + S_0 r'_6 C_K R_{H\sim} + C_H R_{H\sim}. \quad (1.23)$$

Відповідно, для того, щоб лінійні спотворення на верхній робочій частоті не перевищували заданого рівня  $M_{BT3}$  повинно виконуватися умова:

$$\tau_{BH} = \frac{\sqrt{\frac{1}{M_{BT3}^2} - 1}}{2\pi f_B} > \tau_s + (1...3) K_U \cdot \tau_K + C_H R_{H\sim}, \quad (1.24)$$

де значення  $M_{BT3}$  у формулу необхідно підставляти у разях.

Під час визначення інерційних властивостей транзистора необхідно відзначити, що, як правило, значення граничної частоти за крутістю  $f_s$  (відповідно і  $\tau_s$ ) у довідниках або технічних умовах не наводиться. Найчастіше частотні властивості транзистора характеризують граничною частотою передачі струму (частотою одиничного підсилення)  $f_T$  – частотою, на якій модуль коефіцієнта передачі струму бази  $\beta$  стає рівним одиниці (рис.1.3). Також на рис.1.3 наведена ще одна характерна частота транзистора  $f_\beta$ , яка визначається як частота, на якій модуль коефіцієнта передачі струму бази зменшується у  $\sqrt{2}$  раз (на 3 децибелі) порівняно з низькочастотним значенням  $\beta_0$ .

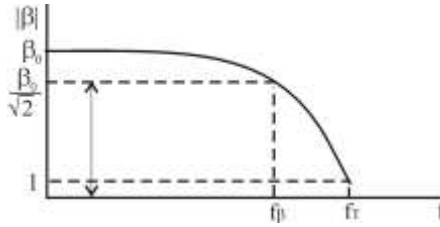


Рисунок 1.3 – Визначення характерних частот біполярного транзистора  $f_{\beta}$  і  $f_T$

Знання частоти одиничного підсилення дозволяє визначити усі характерні частоти біполярного транзистора:

$$f_s = f_T / (S_0 \cdot r'_e) = (f_T \cdot r_e) / r'_e, \quad (1.25)$$

$$f_{\beta} = f_T / \beta_0, \quad (1.26)$$

де  $r_e = 1/S_0$  – динамічний опір емітера транзистора.

Якщо у довідниках не наводиться значення  $f_T$ , а наводиться значення модуля коефіцієнта передачі струму бази  $|\beta|$  на частоті вимірювання  $f_{\text{вим}}$ , то значення  $f_T$  можна розрахувати так:

$$f_T = f_{\text{вим}} |\beta|. \quad (1.27)$$

Крутість  $S_0$  і динамічний опір емітера визначаються режимом роботи транзистора, а саме постійною складовою струму колектора:

$$S_0 = \frac{dI_K}{dU_{\delta e}} \approx \frac{I_{K0}}{\varphi_T}, \quad (1.28)$$

$$r_e = \frac{dU_{\delta e}}{dI_e} \approx \frac{\varphi_T}{I_{e0}} \approx \frac{1}{S_0} \quad (1.29)$$

де  $\varphi_T = 25,7\text{мВ}$  – тепловий потенціал за температурою  $+27^\circ\text{C}$ .

Необхідно відзначити, що розраховане за (1.28) значення  $S_0$  надає дещо збільшене значення крутості порівняно з реальною схемою. Це пояснюється тим фактом, що підчас визначення крутості за виразом (1.28) вважається, що емітерний перехід ідеальний. Але, точний вираз для струму колектора біполярного транзистора враховує неідеальність переходу:

$$i_k = I_0 \left( e^{\frac{U_{be}}{m\varphi_T}} - 1 \right) \cong I_0 e^{\frac{U_{be}}{m\varphi_T}},$$

де  $I_0$  – зворотний струм насичення емітерного переходу,

$m$  – коефіцієнт неідеальності емітерного переходу, який близький до одиниці при малих струмах колектора і досягає значень 2...5 при максимально припустимих значеннях. Очевидно, що тоді більш коректне значення крутості з (1.28) визначиться як:

$$S_0 = \frac{dI_k}{dU_{be}} = I_{k0} / (m\varphi_T), \quad (1.30)$$

а значення коефіцієнта  $m$  можна визначити з такого виразу [5]:

$$m \approx 1 + \frac{r'_b I_{k0}}{0,026 \cdot h_{21e}}. \quad (1.31)$$

Але, в технічних умовах та довідниках, як правило, не наводиться повний перелік параметрів транзистора необхідний для проведення розрахунків, окрім того для різних транзисторів може наводитися різна довідникова інформація. Тому, в залежності від обраного транзистора методика визначення параметрів може відрізнятися.

По-перше, як було відзначено, для більшості транзисторів наводиться частота одиничного підсилення  $f_T$  (при цьому в англійській документації для позначення цього параметру використовуються терміни *gain bandwidth, transition frequency*), що надає можливість за допомогою виразів (1.22), (1.25), (1.26), (1.27) розрахувати визначені граничні частоти і відповідні сталі часу.

Для деяких транзисторів в технічних умовах наводиться значення розподіленого опору бази  $r'_b$  безпосередньо. Тоді розрахунок  $f_s$  і  $m$  за (1.22), (1.31) не представляє проблем. Якщо значення розподіленого опору бази не наводиться, то можливі два підходи до визначення  $r'_b$ .

У випадку, коли приводиться значення сталої часу зворотного зв'язку транзистора  $\tau_k$ , то  $r'_b$  можна визначити так:

$$r'_b \approx \frac{\tau_k}{C_k / (2 \dots 3)} = \left[ \frac{(2 \dots 3) \tau_k}{C_k} \right]. \quad (1.32)$$

Якщо ж ні значення  $r'_b$ , ні значення сталої часу зворотного зв'язку не наводяться, то у такому випадку, як правило, наводяться значення  $h$ - параметрів транзистора для типового режиму. Відповідно для вхідного опору транзистора в системі  $h$ -параметрів справедливо таке співвідношення:

$$h_{1e_{\text{дов}}} = r'_b + m r_e (1 + h_{2e_{\text{дов}}}).$$

Якщо врахувати значення  $m$ , яке обчислене за (1.25), то з останнього рівняння можна визначити приблизне значення  $r'_b$ :

$$r'_b \approx (h_{1e_{\text{дов}}} - r_e h_{2e_{\text{дов}}}) / 2, \quad (1.33)$$

де  $r_e$  розраховується за (1.29).

## 1.6 Визначення режиму вхідного кола з постійного струму

Визначаємо постійну складову струму бази:

$$I_{b0} = I_{k0} / h_{21e} \quad (1.34)$$

де  $h_{21e}$  – коефіцієнт передачі струму бази у схемі з СЕ для постійної складової. За розрахункове значення  $h_{21e}$  рекомендується обирати типові значення, яке наводиться у довідникові або технічних умовах. Якщо у довідникові наводяться межові значення  $h_{21e\min} \dots h_{21e\max}$ , то за розрахункове значення приймається середнє геометричне

$$h_{21e} = \sqrt{h_{21e\min} \cdot h_{21e\max}} . \quad (1.35)$$

Далі з вхідної вольт-амперної характеристики (ВАХ) для розрахованого  $I_{\beta 0}$  визначається відповідне значення напруги  $U_{\beta e 0}$  в робочій точці.

### 1.7 Розрахунок опору резистора емітерної термостабілізації

Обравши струм спокою згідно з п.1.4 можна розрахувати значення опору резистора  $R_e$ . Як було відзначено, падіння напруги  $U_{Re}$  на практиці вибирають у межах  $(0,1 \dots 0,2)E_{ж}$ . Тому:

$$R_e = \frac{(0,1 \dots 0,2)E_{\beta e}}{I_{\beta 0}} = \frac{(0,1 \dots 0,2)E_{\beta e}}{I_{к0} + I_{\beta 0}} . \quad (1.36)$$

### 1.8 Розрахунок опору колекторного навантаження

З схеми рисунка 1.1 впливає, що:

$$R_k = (E_{ж} - V_k) / I_{к0} . \quad (1.37)$$

Якщо потенціал спокою  $V_k$ , згідно з рекомендаціями п.1.3, обрано рівним  $V_k = E_{ж} / 2$ , то:

$$R_k = E_{ж} / (2 \cdot I_{к0}) . \quad (1.38)$$

В іншому випадку (тобто  $V_k \neq E_{ж} / 2$ ):

$$R_k = (E_{ж} - U_{ке0} - U_{Re}) / I_{к0} \quad (1.39)$$

де  $U_{ке0}$ ,  $U_{Re}$  – вибрані згідно з рекомендаціями п.1.3.

Після розрахунку  $R_k$  перевіряється умова (1.11) коректності вибору струму спокою каскаду  $I_{к0}$ . Так, для схеми рис.1.1 еквівалентний опір навантаження визначиться як:

$$R_{н-} = R_H || R_k || r_{ке} = R_H R_k r_{ке} / (R_H r_{ке} + R_H R_k + R_k r_{ке}), \quad (1.40)$$

де  $r_{ке}$  – динамічний вихідний опір транзистора.

Динамічний вихідний опір  $r_{ке}$  для будь-якого струму колектора з достатньою точністю можливо розрахувати так:

$$r_{ке} = (U_Y + U_{ке0}) / I_{к0} \approx U_Y / I_{к0}, \quad (1.41)$$

де  $U_Y$  – потенціал Ерлі, який можна визначити за вихідними ВАХ транзистора (рис. 1.4).

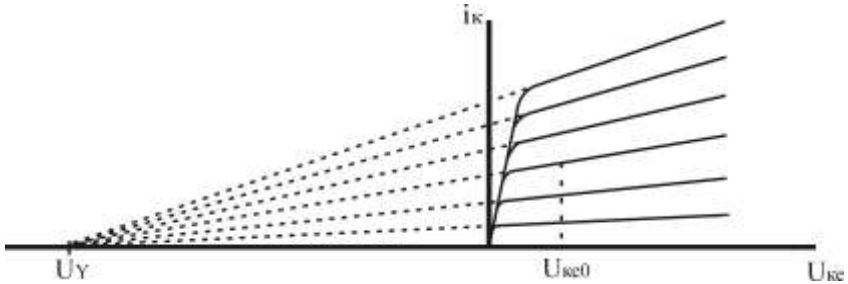


Рисунок 1.4 Визначення потенціалу Ерлі за вихідними ВАХ

Остаточно перевіряється виконання умови (1.11):

$$I_{к0} \geq 1,5 U_{м\text{ вих}} / R_{н-} = 1,5 U_{м\text{ вих}} / (R_H || R_k || r_{ке}). \quad (1.42)$$

Якщо умова (1.42) не виконується, то необхідно або збільшувати значення струму спокою  $I_{к0}$ , або змінювати напругу  $U_{ке0}$  з метою збільшення значення  $U_{Rk}$  і, відповідно, опору  $R_k$ .

### 1.9 Розрахунок елементів схеми зміщення

Для досягнення необхідної температурної стабільності каскаду струм подільника  $I_d$  обирається набагато більшим за постійну складову струму бази:

$$I_d = (5 \dots 10) I_{\beta 0}. \quad (1.43)$$

Тепер можна розрахувати  $R_{\beta 2}$  і  $R_{\beta 1}$ :

$$R_{\beta 2} = (U_{Re} + U_{\beta e 0}) / I_d, \quad (1.44)$$

$$R_{\beta 1} = (E_{ж} - U_{Re} - U_{\beta e 0}) / (I_d + I_{\beta 0}). \quad (1.45)$$

Під час розрахунку  $R_{\beta 1}$ ,  $R_{\beta 2}$  необхідно мати на увазі, що чим більше значення  $I_d$ , тим краще температурна стабільність каскаду. Але номінали  $R_{\beta 1}$ ,  $R_{\beta 2}$  при цьому зменшуються і результуючий опір  $R_{\beta} = R_{\beta 1} \parallel R_{\beta 2}$  може суттєво зменшувати (шунтувати) вхідний опір каскаду (позначення  $\parallel$  означає паралельне підключення резисторів). Тому треба перевіряти, щоб якнайменше  $R_{\beta} \geq (2 \dots 3) R_{вх}$ .

### 1.10 Розрахунок елементів кола зворотного зв'язку

Як відомо, коефіцієнт підсилення з напруги каскаду з спільним емітером, якого охоплено послідовно-послідовним від'ємним зворотним зв'язком (Z-типу) зменшується у фактор  $F$  раз [3,4,5]:

$$K_{U33} \cong K_{UCE} / F. \quad (1.46)$$

Для коефіцієнта підсилення з напруги каскаду CE (без зворотного зв'язку) можна записати:

$$K_{UCE} = -S_0 \cdot R_{н\sim}, \quad (1.47)$$

де  $R_{н\sim}$  – еквівалентний опір навантаження для змінної складової, що розраховується за виразом (1.40).

Значення фактору зворотного зв'язку  $F$  для каскаду з ВЗЗ Z-типу визначається як [4]:

$$F \approx 1 + S_0 \cdot R_{33\sim}, \quad (1.48)$$

де  $R_{33\sim}$  – еквівалентний опір у колі зворотного зв'язку для змінної складової. Якщо ємність блокувального конденсатора  $C_{\text{бл}}$  (рис.1.1) обрати з умови, щоб у робочому діапазоні частот опір конденсатора був близький до нуля, то очевидно, що  $R_{33\sim}$  визначається результируючим опором паралельного включення резисторів  $R_e$  і  $R_{33}$

$$R_{33\sim} = R_e \parallel R_{33} = R_e R_{33} / (R_e + R_{33}). \quad (1.49)$$

Таким чином вираз для коефіцієнта підсилення каскаду з ВЗЗ, можна подати у вигляді:

$$|K_{U33}| \cong \frac{S_0 \cdot R_{H\sim}}{F} = \frac{S_0 \cdot R_{H\sim}}{1 + S_0 \cdot R_{33\sim}} = \frac{R_{H\sim}}{1/S_0 + R_{33\sim}} = |K_U|, \quad (1.50)$$

де  $K_U$  – значення необхідного коефіцієнта підсилення з напруги, якого розраховано у п.1.3.

Тепер, якщо врахувати зв'язок між крутістю  $S_0$  і динамічним опором емітера  $r_e$  (вираз 1.29), то (1.50) можна подати у вигляді:

$$|K_{U33}| = \frac{R_{H\sim}}{r_e + R_{33\sim}} = \frac{R_K \parallel R_H \parallel r_{ke}}{r_e + R_{33\sim}} = |K_U|.$$

З останнього рівняння можна розрахувати значення еквівалентного опору у колі зворотного зв'язку  $R_{\zeta3\sim}$ :

$$R_{\zeta3\sim} = \frac{R_{H\sim}}{|K_U|} - r_e = \frac{(R_K \parallel R_H \parallel r_{ke})}{|K_U|} - r_e. \quad (1.51)$$

Якщо розраховане за (1.51) значення  $R_{\zeta\sim}$  виходить від'ємного знаку, це означає, що для обраного режиму роботи і номіналів схеми каскад не може забезпечити необхідне значення коефіцієнта підсилення і необхідно змінювати режим роботи з постійної складової.

Після розрахунку еквівалентного опору від'ємного зворотного зв'язку з (1.49) можна визначити опір резистора  $R_{\zeta\zeta}$ , якого буде безпосередньо включено у схему каскаду:

$$R_{\zeta\zeta} = \frac{R_e \cdot R_{\zeta\zeta\sim}}{R_e - R_{\zeta\zeta\sim}} . \quad (1.52)$$

### 1.11 Визначення вхідного і вихідного опорів підсилювального каскаду

Як відомо, вхідний опір каскаду, якого охоплено послідовно - послідовним ВЗЗ, без врахування шунтуючої дії подільника  $R_{\zeta 1}$ ,  $R_{\zeta 2}$ , складає [3,4,5]:

$$R_{\text{ВХЗЗ}} \cong R_{\text{ВХСЕ}} \cdot F, \quad (1.53)$$

де  $R_{\text{ВХСЕ}}$  – вхідний опір каскаду СЕ без ВЗЗ.

Вхідний опір каскаду СЕ без ВЗЗ визначається диференціальним опором транзистора  $r_{\zeta e}$  і його можна подати у такому вигляді:

$$R_{\text{вх}} = h_{11e} = r_{\zeta a} = r_{\zeta a}' + r_{\zeta a} (1 + h_{21a}). \quad (1.54)$$

Тобто, якщо у довідникових даних наводиться значення  $h_{11e}$ , то це значення можна використовувати для оцінки  $R_{\text{ВХСЕ}}$ , але необхідно враховувати, що значення  $h$ -параметрів залежать від параметрів робочої точки (струму колектора, зокрема). Якщо ж значення  $h_{11e}$  не наводяться, то розрахунок  $R_{\text{ВХСЕ}}$  проводиться за (1.54).

Для визначення повного вхідного опору каскаду необхідно врахувати шунтуючу дію подільника зміщення:

$$R_{\hat{a}\hat{o}} = R_{\hat{a}\hat{o}\zeta\zeta} \parallel (R_{\hat{a}1} \parallel R_{\hat{a}2}) = \frac{R_{\hat{a}\hat{o}\zeta\zeta} R_{\hat{a}1} R_{\hat{a}2}}{R_{\hat{a}\hat{o}\zeta\zeta} R_{\hat{a}1} + R_{\hat{a}\hat{o}\zeta\zeta} R_{\hat{a}2} + R_{\hat{a}1} R_{\hat{a}2}}. \quad (1.55)$$

Вихідний опір каскаду буде практично визначатися опором колекторного навантаження, оскільки дія ВЗЗ Z – типу проявиться як:

$$R_{\text{вих}} = R_{\text{к}} \parallel [r_{\text{ке}} \cdot F] \approx R_{\text{к}} \parallel [r_{\text{ке}} (1 + S_0 R_{\zeta\zeta})] \cong R_{\text{к}}. \quad (1.56)$$

## 1.12 Розрахунок амплітудно-частотних лінійних спотворень

### 1.12.1 Розрахунок лінійних спотворень в області високих частот

Згідно з (1.20), сталу часу в області високих частот для схеми СЕ без ВЗЗ з урахуванням ємності навантаження  $C_{\text{н}}$  можна визначити як:

$$\tau_{\text{в}} = \tau_{\text{с}} + C_{\text{вих}} \cdot R_{\text{н}} + C_{\text{н}} \cdot R_{\text{н}} = \tau_{\text{с}} + (C_{\text{вих}} + C_{\text{н}}) [R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}} \parallel r_{\text{ке}}], \quad (1.57)$$

де  $C_{\text{вих}} \approx C_{\text{к}} \gamma_{\text{б}} S_0$  – вихідна ємність каскаду СЕ.

Як відомо, послідовно-послідовний зв'язок збільшує вихідний імпеданс транзистора у фактор раз. Для ємнісної складової вихідного опору, яка визначається вихідною ємністю каскаду  $C_{\text{вих}}$ , дія ВЗЗ Z – типу призведе до зменшення вихідної ємності у фактор F раз. Відповідно й інерційні властивості транзистора, що визначаються сталою часу  $\tau_{\text{с}}$  також зменшаться у F.

Остаточні значення сталої часу вихідного кола каскаду з урахуванням ВЗЗ Z – типу визначиться як:

$$\tau_{\text{ВЗЗ}} = \tau_{\text{с}}/F + (C_{\text{вих}}/F + C_{\text{н}}) R_{\text{н}} = \tau_{\text{с}}/F + (C_{\text{вих}}/F + C_{\text{н}}) [R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}} \parallel r_{\text{ке}}]. \quad (1.58)$$

Тоді рівень лінійних спотворень на частоті  $f_{\text{в}}$ , що вноситься вихідним колом рівняється:

$$M_{\hat{a} \hat{\delta} \hat{\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f_B \tau_{B33})^2}}. \quad (1.59)$$

Але, окрім вихідного кола каскаду спотворення в ОВЧ буде також вносити і вхідне коло, оскільки опір джерела сигналу утворює з вхідним імпедансом каскаду частотно-залежний подільник.

Спотворення, що вносяться вхідним колом підсилювача в ОВЧ визначаються відповідною сталою часу:

$$\tau_{в\ вх} = R_{екв} C_{вх}, \quad (1.60)$$

де  $R_{екв} = R_{дж} || R_{вх}$ .

Для визначення еквівалентної вхідної ємності  $C_{вх}$  в каскаді СЕ з ВЗЗ Z-типу необхідно врахувати дію двох видів від'ємного зв'язку. По-перше, введений ВЗЗ послідовно-послідовного типу, як було визначено за (1.53), збільшує вхідний імпеданс у фактор раз. Для ємнісної складової вхідного імпедансу це еквівалентно зменшенню вхідної ємності каскаду СЕ у фактор раз. Для схеми СЕ без ВЗЗ вхідна ємність визначається практично ємністю емітерного переходу  $C_{б'е}$  (довідникове значення) і, відповідно, дія ВЗЗ призводить до зменшення цього значення у F раз.

По-друге, окрім зовнішнього ВЗЗ Z-типу у біполярному транзисторі діє внутрішній ВЗЗ через бар'єрну ємність колекторного переходу  $C_k$  – паралельно-паралельний ВЗЗ (Y-типу). Дія такого типу ВЗЗ в інвертуючому каскаді призводить до збільшення еквівалентної вхідної ємності каскаду через так званий ефект Міллера – додавання до вхідної ємності каскаду збільшеної у коефіцієнт підсилення з напруги  $K_U$  ємності зворотного зв'язку (цей ефект спостерігається для усіх біполярних транзисторів в інвертуючому включенні). В результаті дії обох типів ВЗЗ еквівалентна вхідна ємність визначиться як:

$$C_{вх} = C_{б'е}/F + (1 + K_{U33})C_k. \quad (1.62)$$

Рівень лінійних спотворень, зумовлений вхідним колом, визначається виразом, подібним до (1.56):

$$M_{\text{а} \hat{\text{о}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f_{\text{в}} \tau_{\text{ВВХ}})^2}}. \quad (1.63)$$

Остаточню, рівень лінійних спотворень, що вноситься каскадом у цілому на частоті  $f_{\text{в}}$ :

$$M_{\text{в}} = M_{\text{ВВХ}} * M_{\text{ВВХ}}. \quad (1.64)$$

Отримані за (1.59), (1.63), (1.64) результати необхідно виразити у децибелах:

$$M_{\text{в}} [\text{дБ}] = 20 \lg M_{\text{в}}. \quad (1.65)$$

### 1.12.2 Розрахунок лінійних спотворень в області нижніх частот

Згідно з рис. 1.1 лінійні спотворення АЧХ в області нижніх частот (ОНЧ) обумовлені трьома конденсаторами  $C_{\text{р1}}$ ,  $C_{\text{е}}$ ,  $C_{\text{р2}}$ . Кожен з конденсаторів надає свій внесок у спад частотної характеристики в ОНЧ і тому заданий у ТЗ рівень лінійних спотворень  $M_{\text{н}}$  необхідно розподілити між цими конденсаторами:

$$M_{\text{н}}[\text{дБ}] = M_{\text{н}C_{\text{р1}}}[\text{дБ}] + M_{\text{н}C_{\text{р2}}}[\text{дБ}] + M_{\text{н}C_{\text{е}}}[\text{дБ}]. \quad (1.66)$$

Рекомендується найбільший рівень спотворень покласти на блокувальний конденсатор в емітерному колі, оскільки занадто великі значення  $C_{\text{е}}$  будуть збільшувати можливу нестабільність роботи каскаду, яка визначається у першу чергу колом зворотного зв'язку. Розрахункові формули для  $C_{\text{р1}}$ ,  $C_{\text{р2}}$  практично подібні:

$$\tilde{N}_{\text{р1}} \geq \frac{1}{\sqrt{(1/M_{\text{н}C_{\text{р1}}}^2) - 1 \cdot 2\pi f_{\text{н}}(R_{\text{дж}} + R_{\text{вх}})}}, \quad (1.67)$$

$$\tilde{N}_{p2} \geq \frac{1}{\sqrt{(1/M_{HCp2}^2) - 1 \cdot 2\pi f_H (R_K \parallel r_{KE} + R_H)}}, \quad (1.68)$$

де  $M_{HCp1}$ ,  $M_{HCp2}$  – рівень лінійних спотворень, що вноситься кожним з конденсаторів. Необхідно відзначити, що в розрахункові формули значення  $M_{HCp1}$ ,  $M_{HCp2}$  підставляються у разгах, а не в децибелах:

$$M_{HCp} [\text{раз}] = 10^{\frac{M_{HCp} [\text{дБ}]}{20}}. \quad (1.69)$$

Більш детально зупинимось на розрахунку  $C_e$ . Якщо не розглядати вплив на АЧХ роздільних конденсаторів  $C_{p1}, C_{p2}$ , то передавальна функція каскаду, яка зумовлена дією тільки  $C_e$  (як відношення зображення за Лапласом напруги безпосередньо на колекторі транзистора до зображення напруги на його базі за схемою рис.1.1) може бути подана так [1]:

$$W(s) \approx \frac{R_{H\sim} (1 + s\tau_1)}{(r_e + R_e)(1 + s\tau_2)}, \quad (1.70)$$

де

$$\tau_1 = (R_E + R_{33}) C_E \approx R_E \cdot C_e, \quad (1.71)$$

$$\tau_2 = (R_E + R_{33} + S_0 R_E R_{33}) / (1 + S_0 R_E) \approx (R_{33} + r_e) \cdot C_e. \quad (1.72)$$

Як відомо, нуль передавальної функції, який визначається поліномом чисельника передавальної функції і відповідає частоті  $\omega_z = 1/\tau_1$ , призведе до підйому частотної характеристики зі швидкістю 20 дБ/декада починаючи з частоти нуля. В свою чергу полюс передавальної функції, який визначається знаменником передавальної функції і відповідає частоті полюсу  $\omega_p = 1/\tau_2$ , призведе до спаду частотної характеристики зі швидкістю 20 дБ/декада.

Відповідна ЛАЧХ каскаду (діаграма Боде), яка визначається дією тільки блокувального конденсатора в емітерному колі і

зумовлена дією нуля і полюса передавальної функції згідно з (1.70) матиме наступний вигляд (рис. 1.5).

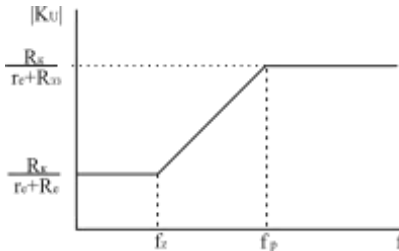


Рисунок 1.5 – Вплив блокувальної ємності  $C_e$  на ЛАЧХ каскаду

Як відомо, при переході від передавальної функції до комплексного коефіцієнта передачі покладається  $s=j\omega$ . Відповідно в області частот близьких до нуля значення  $(1+j\omega\tau_1)$  у чисельнику і  $(1+j\omega\tau_2)$  у знаменнику наближаються до одиниці. Тоді значення коефіцієнта передачі з напруги для частот  $\omega \rightarrow 0$  рівняється:

$$|K_U| \approx \frac{R_k}{(r_e + R_e)}, \quad (1.73)$$

тобто для цієї області частот діє ВЗЗ Z-типу, який визначається номіналом резистора  $R_e$ . Починаючи з частоти  $f_z=1/(2\pi\tau_1)$  проявляється дія нуля передавальної функції, що призводить до підйому частотної характеристики зі швидкістю 20 дБ/декада.

На частоті  $f_p=1/(2\pi\tau_2)$  полюс передавальної функції, компенсує дію нуля (оскільки він призводить до спаду АЧХ зі швидкістю 20 дБ/декада) і далі частотна характеристика не залежить від частоти. Коефіцієнт підсилення з напруги у цій області також визначається дією ВЗЗ Z-типу, але фактор зворотного зв'язку залежить вже безпосередньо від опору резистора  $R_{\text{сф}} \ll R_e$ :

$$|K_U| = \frac{R_k}{r_e + R_{33}}. \quad (1.74)$$

Тоді з аналізу рис.1.6 очевидно, що блокувальна ємність  $C_{\text{бл}}$  також буде призводити до спаду АЧХ в області нижніх частот.

На підставі (1.70) і рис.1.6 спад АЧХ, зумовлений  $C_e$ , досягне рівня  $-3$  дБ на частоті:

$$f_p \cong \frac{1}{2\pi C_e (R_{33} + r_e)}. \quad (1.75)$$

Оскільки на початку розрахунків визначили допустимий рівень спотворень  $M_{\text{НСе}}$ , то остаточно:

$$\tilde{N}_e \geq \frac{1}{\sqrt{(1/M_{\text{НСе}}^2) - 1} \cdot 2\pi f_H (R_{33} + r_e)}. \quad (1.76)$$

### 1.13 Розрахунок нестабільності колекторного струму

Під час розрахунку нестабільності колекторного струму вважаються відомими параметри режиму каскаду з постійного струму  $U_{\text{ке0}}$ ,  $I_{\text{к0}}$ , тепловий опір перехід транзистора – навколишнє середовище  $R_{\text{ТПС}}$ , зворотний струм колекторного переходу  $I_{\text{кб0}}$  та задані межові значення температури навколишнього середовища  $t_{\text{min}}$ ,  $t_{\text{max}}$ .

Знаходимо потужність, що розсіюється на транзисторі:

$$P_{\text{к0}} = U_{\text{ке0}} \cdot I_{\text{к0}}.$$

Визначаємо мінімальну та максимальну температури переходу:

$$t_{j \text{ min}} = t_{\text{min}} + R_{\text{ТПС}} P_{\text{к0}},$$

$$t_{j \text{ max}} = t_{\text{max}} + R_{\text{ТПС}} P_{\text{к0}}.$$

Визначаємо граничні значення параметру  $h_{21e}$  з урахуванням зміни температури та технологічного розкиду параметрів [6]:

$$h_{21e} = \sqrt{h_{21\text{min}} \cdot h_{21\text{max}}},$$

$$h'_{21} = (0,78h_{21\min} + 0,22h_{21\max}) \cdot \left[ 1 - \left( \frac{25^\circ - t_{j\min}}{300^\circ} \right) \right], \quad (1.79)$$

$$h''_{21} = (0,78h_{21\max} + 0,22h_{21\min}) \cdot \left[ 1 + \left( \frac{t_{j\max} - 25^\circ}{300^\circ} \right) \right], \quad (1.80)$$

$$\Delta h_{21} = h''_{21} - h'_{21}. \quad (1.81)$$

Визначимо фактори нестабільності режиму з постійного струму.

Зміна зворотного струму колектора практично дорівнює максимальному значенню цього параметру:

$$\Delta I_{k60} \approx I_{k60} \cdot 2^{0,1(t_{j\max} - 25^\circ)}. \quad (1.82)$$

Еквівалентне джерело струму у базовому колі, що відображає вплив  $\Delta I_{k60}$  та  $\Delta h_{21}$ :

$$\Delta I_0 = \Delta I_{k60} + (\Delta h_{21} / h_{21e}^2) \cdot I_{k0}. \quad (1.83)$$

Еквівалентне джерело напруги у вхідному колі, що відображає температурний дрейф напруги база-емітер з урахуванням технологічного розкиду  $U_{be}$ :

$$\Delta U_0 = 2,2 \cdot 10^{-3} (t_{j\max} - t_{j\min}) + 0,06 [V]. \quad (1.84)$$

Остаточна нестабільність колекторного струму рівняється [6]:

$$\Delta I_K = h_{21e} [\Delta U_0 + (R_6 + R_e) \Delta I_0] / [h_{11e} + R_6 + (1 + h_{21}) R_e]. \quad (1.85)$$

Розраховане значення  $\Delta I_K$  повинно задовольняти умові:

$$\Delta I_K = (0,1 \dots 0,5) \cdot I_{K0}. \quad (1.86)$$

### 1.14 Підсумкові параметри каскаду

Таким чином, для каскаду, що проектується, згідно з пунктами 1.1 – 1.12 отримані наступні параметри.

Фактор зворотного зв'язку:

$$F \cong 1 + S_0 \cdot R_{33\sim}.$$

Коефіцієнт підсилення з напруги каскаду:

$$K_{U33} \cong \frac{K_{UCE}}{F} = -\frac{SR_{H\sim}}{1 + SR_{33\sim}} = -\frac{R_{H\sim}}{r_e + R_{33\sim}} = -\frac{R_K \parallel R_H \parallel r_{ke}}{r_e + R_{33\sim}}.$$

Наскрізний коефіцієнт підсилення:

$$K^*_U = - [R_{вх}/(R_{вх} + R_{дж})] \cdot |K_{U33}|.$$

Вхідний опір каскаду:

$$R_{BX} = (R_{\delta 1} \parallel R_{\delta 2}) \parallel R_{вх33} = (R_{\delta 1} \parallel R_{\delta 2}) \parallel (R_{вхCE} \cdot F).$$

Вихідний опір каскаду:

$$R_{вих} = R_K \parallel r_{ke}(1 + S R_{33\sim}) \approx R_K.$$

Коефіцієнт підсилення з струму:

$$K_i = \frac{h_{21e}}{1 + R_H/R_K}.$$

## 2 ПРИКЛАД ПРОЕКТУВАННЯ КАСКАДУ СЕ З ВІД'ЄМНИМ ЗВОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ Z-ТИПУ

Варіант технічного завдання наведено у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Технічне завдання на проектування каскаду

$E_{дж},$ мВ	$R_{дж},$ кОм	$U_{вихт},$ В	$R_{н},$ кОм	$C_{н},$ пФ	$f_{н},$ Гц	$f_{в},$ кГц	$M_{н},$ дБ	$M_{в},$ дБ	$k_2,$ %
100	1,25	1,5	1	100	22	20	-2	-2,5	3,5

Як активний пристрій застосувати транзистор BC546B.

### 2.1 Розрахунок необхідних значень наскрізного коефіцієнта підсилення і коефіцієнта підсилення з напруги

Необхідне значення наскрізного коефіцієнта підсилення з напруги визначається з технічного завдання:

$$K_u^* = U_{вихт} / E_{дж} = 1500/100=15,$$

$$K_u^* [\text{дБ}] = 20\lg(U_{вихт} / E_{дж}) = 20\lg 15 = 23,5 \text{ дБ}.$$

Відповідно до п.1.1 приймаємо орієнтовно значення вхідного опору каскаду рівним опору джерела сигналу  $R_{вх}=R_{дж}=1,25$  кОм.

Тоді коефіцієнт передачі вхідного кола рівняється:

$$K_{вх} = R_{вх} / (R_{вх} + R_{дж}) = 1,25 / (1,25 + 1,25) = 0,5.$$

Згідно з (1.3) необхідне значення коефіцієнта підсилення каскаду з напруги рівняється:

$$K_u = K_u^* / K_{вх} = 15 / 0,5 = 30,$$

$$K_u [\text{дБ}] = 20\lg K_u = 29,54 \text{ дБ}.$$

## 2.2 Вибір напруги живлення каскаду

Відношення  $R_e/R_k$  приймаємо рівним 0,3. Напруга насичення для транзистора BS546  $U_{ке\ наc} \leq 0,6$  В. Тоді напруга живлення повинна задовольняти умові (1.5):

$$E_{ж} \geq 2U_{вих\ m} (1+R_e/R_k) + U_{ке\ наc} = 2 \cdot 1,5 \cdot (1+0,3) + 0,6 = 4,15 \text{ [В]}.$$

Приймаємо значення  $E_{ж}$  рівним 9 В.

## 2.3 Вибір потенціалу спокою колектора

З метою забезпечення максимального динамічного діапазону потенціал колектора обираємо рівним половині напрузі живлення:  $V_k = E_{ж}/2 = 4,5$  В. Для забезпечення амплітуди вихідної напруги  $U_{m\ вих}$ , потенціал колектора повинен задовольняти умові (1.7):

$$V_k > U_{ке\ наc} + U_{Re} + U_{m\ вих}.$$

Для падіння напруги на опорі резистора емітерної термостабілізації  $R_e$  приймаємо орієнтовно максимальне значення  $U_{Re} = 0,2E_{ж} = 1,8$  В. Проводимо перевірку обраного значення потенціалу колектора:

$$4,5\text{В} > 0,6 + 1,8 + 1,5 = 3,9\text{[В]}.$$

## 2.4 Визначення режиму каскаду з постійного струму

Напругу  $U_{ке0}$  у робочій точці обираємо відповідно до (1.8):

$$U_{ке0} \geq (1,5 \dots 3)U_{m\ вих} = (1,5 \dots 3) \cdot 1,5 = 2,25 \dots 4,5 \text{ [В]},$$

$$U_{ке0} \leq (0,4 \dots 0,5)E_{ж} = 3,6 \dots 4,5 \text{ [В]}.$$

Приймаємо  $U_{ке0} = 3\text{В}$ .

Задамо значення струму  $I_{к0}$  у робочій точці рівним  $I_{к0} = 5 \text{ мА}$ . Для обраного значення струму  $I_{к0}$  перевіримо виконання (1.13):

$$I_{к0} \geq (2 \dots 3) U_{\text{м вих}} * 2\pi f_{\text{в}} C_{\text{н}},$$

$$5 \cdot 10^{-3} \geq 3 \cdot 1,5 \cdot 6,28 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12} = 0,0565 \cdot 10^{-3}.$$

## 2.5 Вибір транзистора

З метою певного спрощення задачі на проектування транзистор задається у технічному завданні. Але, у цьому пункті перевіримо можливість застосування цього транзистора відповідно до умов технічного завдання і висновків п.1.5.

Параметри транзистора BC546 наведені у таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Параметри транзистора BC546

$U_{\text{ке доп}}, \text{В}$	$I_{\text{ксер доп}}, \text{мА}$	$I_{\text{кmax}}, \text{мА}$	$P_{\text{к доп}}, \text{мВт}$	$R_{\text{пнс2}}, \text{К/Вт}$	$T_{\text{пер2}}, \text{°C}$
80	100	200	150	250	150

Проводимо перевірку умов (1.14)...(1.18):

$$U_{\text{ке доп}} = 80 \text{ В} \geq (2,2 \dots 3) U_{\text{ке0}} = 6,6 \dots 9 \text{ [В]},$$

$$U_{\text{ке доп}} = 80 \text{ В} \geq (1,1 \dots 1,3) E_{\text{ж}} = 9,9 \dots 11,7 \text{ [В]},$$

$$I_{\text{ксер доп}} = 100 \text{ мА} \geq (1,2 \dots 1,5) I_{\text{к0}} = 6 \dots 7 \text{ [мА]},$$

$$I_{\text{кmax}} = 200 \text{ мА} \geq (2,2 \dots 3) I_{\text{к0}} = 11 \dots 15 \text{ [мА]},$$

$$P_{\text{к доп}} = 500 \text{ мВт} \geq I_{\text{к0}} \cdot U_{\text{ке0}} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 3 = 15 \cdot 10^{-3} \text{ [Вт]}.$$

Очевидно, що за граничними експлуатаційними параметрами транзистор задовольняє умовам завдання з великим запасом.

Зворотний струм колекторного переходу  $I_{\text{кб0}}$  для BC546В складає 15 нА. Тоді, очевидно, що для обраного значення струму спокою  $I_{\text{к0}} = 5 \text{ мА}$  умова (1.12) виконується:

$$5 \cdot 10^{-3} [\text{A}] \geq (10 \dots 20) I_{\text{кб}0} = 20 \cdot 15 \cdot 10^{-9} = 0,3 \cdot 10^{-6} [\text{A}].$$

## 2.6 Визначення режиму вхідного кола з постійного струму

Постійна складова струму бази рівняється:

$$I_{\text{б}0} = I_{\text{к}0} / h_{21\text{e}} = 5 / 290 = 0,0172 \text{ мА} = 17,2 \text{ мкА}.$$

Далі з вхідної ВАХ транзистора для розрахованого значення  $I_{\text{б}0}$  визначаємо напругу  $U_{\text{б}e0}$ . Якщо у довідникові ВАХ відсутні, то доцільно для побудови ВАХ застосувати комплекс Microcap 7 (9).

Схему для побудови вхідної ВАХ транзистора BC546 у форматі Microcap 7 (9) зображено на рис.2.1. У базовому колі ввімкнено генератор струму, значення якого буде змінюватися під час побудови ВАХ. Прийняти початкове значення  $I_1 = 0,5 \text{ мА}$ .

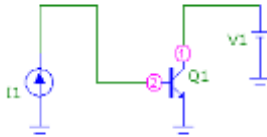


Рисунок 2.1 – Схема для побудови вхідної ВАХ біполярних транзисторів

Для отримання ВАХ необхідно в директорії ANALYSIS вибрати режим аналізу DC. Після цього з'явиться вікно для завдання параметрів аналізу (рис. 2.2).

У строчці Variable 1 у колонці Name задати ім'я змінної, параметри якої будуть змінюватися –  $I_1$ . У колонці Range задати діапазон зміни струму  $I_1$  – відповідно, максимальне і мінімальне значення струму бази  $I_{1\text{max}} = 0,2 \text{ мА}$  і  $I_{1\text{min}} = 0,001 \text{ мА}$ .



## 2.7 Розрахунок опоры резистора емітерної термостабілізації $R_e$

Падіння напруги на опорі резистора емітерної термостабілізації обираємо з умови:

$$U_{RE} \approx (0,1 \dots 0,2) E_{ж} = (0,1 \dots 0,2) \cdot 9 = 0,9 \dots 1,8 \text{ [В]}.$$

Приймаємо  $U_{Re} = 1,5 \text{ В}$ .

Тоді опір резистора емітерної термостабілізації рівняється:

$$R_e = U_{Re} / (I_{k0} + I_{60}) = 1,5 / (5 + 0,017) = 299 \text{ [Ом]}.$$

Приймаємо найближче значення зі стандартного ряду  $R_e = 300 \text{ Ом}$ .

## 2.8 Розрахунок опоры резистора колекторного навантаження

Опір резистора у колекторному колі каскаду  $R_k$  рівняється:

$$R_k = U_{Rk} / I_{k0} = (E_{ж} - V_{к}) / I_{k0} = (9 - 4,5) / 5 \cdot 10^{-3} = 900 \text{ [Ом]}.$$

Обираємо за номінальне значення опір з ряду E24  $R_k = 910 \text{ Ом}$ .

Після розрахунку  $R_k$  перевіряється умова (1.11) коректності вибору струму спокою каскаду  $I_{k0}$ .

Як було визначено, еквівалентний опір навантаження каскаду рівняється:

$$R_{H\sim} = R_H || R_k || r_{ке} = R_H R_k r_{ке} / (R_H r_{ке} + R_H R_k + R_k r_{ке}).$$

Диференціальний опір колектора  $r_{ке}$  можна визначити з вихідних ВАХ транзистора, або за наявністю у довідкових даних параметру  $h_{22e}$ . Якщо у технічних умовах ВАХ відсутні, то їх аналогічно до вхідних ВАХ можна побудувати за допомогою комплексу Мігосар 7 (9). Схема для побудови ВАХ тотожна рис.2.1.

Для отримання вихідних ВАХ необхідно в директорії ANALYSIS вибрати режим аналізу DC. Після цього з'явиться вікно для завдання параметрів аналізу (рис.2.4).

У строчці Variable 1 у колонці Name задати ім'я змінної, параметри якої будуть змінюватися – напруга колектор-емітер V1. У колонці Range задати діапазон зміни напруги колектор-емітер V1 – відповідно, максимальне і мінімальне значення  $V1_{\max} = 15$  В і  $V1_{\min} = 0$  з кроком 2 В. У строчці Variable 2 у колонці Method обрати Linear, у колонці Name задати ім'я параметру характеристик – струм бази I1, а у колонці Range задати максимальне і мінімальне значення струму бази  $I1_{\max} = 0,05$  мА,  $I1_{\min} = 0,05$  мкА з кроком 2,5 мкА.



Рисунок 2.4 – Завдання параметрів моделювання для отримання вихідних ВАХ

У строчці виводу результатів аналізу задати вивід по осі X – “X expression” – значень напруги колектор – емітер  $V_{ce}(Q1)$ , а по осі Y – “Y Expression” – значень струму колектора  $I_c(Q1)$ . Для отримання ВАХ запустити аналіз натисканням на кнопку Run. Результати аналізу для BC546 зображено на рис. 2.5.

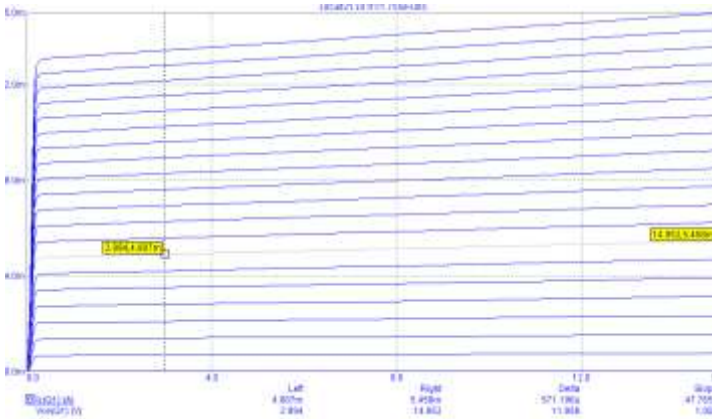


Рисунок 2.5 – Вихідні ВАХ транзистора BC546

За вихідними ВАХ у програмі Microcap-9 можна визначити диференціальний опір колектора безпосередньо з ВАХ без знаходження потенціалу Ерлі. Для цього кнопкою  $\uparrow$  необхідно виставити лівий і правий курсори на гілку ВАХ, яка найбільш близька до струму колектора у точці спокою (5 мА). При цьому лівий курсор виставляємо для значення напруги колектор-емітер у робочій точці  $U_{ке0}=3$  В, а правий близько до максимального за графіком значення.

У колонці Delta можна визначити відповідні зміни струму колектора і напруги колектор – емітер для визначених положень курсорів, а у стрічці Slope надається безпосередньо значення вихідної провідності ( $h_{22c}$ ) транзистора відповідно до отриманих у колонці Delta результатів. Тоді значення диференціального опору  $r_{ке}$  визначиться як:

$$r_{ке} = \frac{1}{\text{Slope}} = \frac{1}{47,785 \cdot 10^{-6}} = 21,5 [\text{кОм}].$$

Після визначення  $r_{ке}$  можна розрахувати еквівалентний опір колекторного навантаження:

$$R_{\hat{i}} \sim = R_{\hat{i}} \parallel R_{\hat{e}} \parallel r_{\hat{e}\hat{a}} = \frac{R_{\hat{i}} \cdot R_{\hat{e}} \cdot r_{\hat{e}\hat{a}}}{R_{\hat{i}} R_{\hat{e}} + R_{\hat{i}} r_{\hat{e}\hat{a}} + R_{\hat{e}} r_{\hat{e}\hat{a}}} = 0,466 [\hat{e}\hat{i}] = 466 [\hat{i}] .$$

Остаточно перевіряється виконання нерівності (1.11), яке буде свідчити про забезпечення режиму класу А з певним запасом:

$$I_{K0} = 5 \text{ mA} \geq 1,5 U_{\text{м вих}} / R_{\text{н-}} = 1,5 \cdot 1,5 / 0,466 = 4,85 \text{ [mA]}.$$

## 2.9 Розрахунок елементів схеми зміщення

Струм подільника приймаємо у 10 разів більшим за сталу складову струму бази:

$$I_{\text{д}} = 10 \cdot I_{\text{б0}} = 10 \cdot 0,017 = 0,17 \text{ [mA]}.$$

Опори резисторів  $R_{\text{б1}}$ ,  $R_{\text{б2}}$  визначаються відповідно до (1.44), (1.45):

$$R_{\text{б2}} = (U_{\text{Ре}} + U_{\text{бе0}}) / I_{\text{д}} = (1,5 + 0,685) / 0,17 \cdot 10^{-3} = 12,85 \text{ [кОм]},$$

$$R_{\text{б1}} = (E_{\text{ж}} - U_{\text{Ре}} - U_{\text{бе0}}) / (I_{\text{д}} + I_{\text{б0}}) = (9 - 1,5 - 0,685) / (0,17 + 0,017) = 36,44 \text{ [кОм]}.$$

Приймаємо за номінальні значення найближчі опори з ряду Е24 -  $R_{\text{б2}} = 13 \text{ кОм}$ ,  $R_{\text{б1}} = 36 \text{ кОм}$ .

## 2.10 Розрахунок елементів зворотного зв'язку

Згідно з виразом (1.51) визначимо необхідне еквівалентне значення опору ВЗЗ Z-типу за якого буде реалізовано розраховане значення коефіцієнта підсилення з напруги :

$$R_{33\sim} = [R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}} \parallel r_{\text{ке}} / |K_{\text{U33}}| - r_{\text{е}}],$$

де  $|K_{\text{U33}}|$  – розраховане у пункті 2.1 значення коефіцієнта підсилення з напруги  $K_{\text{U}} = 30$ ,  $r_{\text{е}}$  – динамічний опір емітера,

$r_{ке}$  – диференціальний опір колектора. Для розрахунку  $r_e$  скористуємося значенням теплового потенціала  $\varphi_T=25,7$  мВ для температури 300°K (27°С), оскільки саме таке значення температури приймається за початкове в програмі Мігросар-9:

$$r_e = \varphi_T / I_e = 25,7 / (5 + 0,017) = 5,12 \text{ [Ом]}.$$

Остаточню для еквівалентного опору В33 Z-типу  $R_{33\sim}$  отримаємо:

$$R_{33\sim} = [(910 \parallel 1000 \parallel 21500) / 30 - 5,12] = 10,41 \text{ [Ом]}.$$

Опір резистора  $R_{33}$  отримаємо з (1.52):

$$R_{33} = R_E \cdot R_{33\sim} / (R_E - R_{33\sim}) = 300 \cdot 10,41 / (300 - 10,41) \approx 10,78 \text{ [Ом]}.$$

Приймаємо найближче значення з ряду Е24  $R_{33} = 11$  Ом.

## 2.11 Визначення вхідного опору підсилювального каскаду

Відповідно до виразу (1.53), вхідний опір каскаду, що охоплений послідовним В33 за струмом, без врахування подільника  $R_{61}$ ,  $R_{62}$  рівняється:

$$R_{ВХ33} = R_{ВХСЕ} \cdot F.$$

Згідно з (1.54) вхідний опір каскаду з СЕ без В33  $R_{ВХСЕ}$  можна визначити безпосередньо з ТУ на транзистор ВС546В, оскільки в ТУ наводяться значення h-параметрів, які визначені для струму колектора 2 мА (таблиця 2.3).

Таблиця 2.3 – h-параметри транзистора ВС546В

$h_{11e}$ , кОм	$h_{21e}$	$h_{12} \cdot 10^{-4}$	$h_{22e}$ , мкСм
4,5	330	2	30

Але, під час визначення значень h-параметрів для робочої точки, необхідно враховувати, що значення  $h_{11e}$  (як й інших h-параметрів) залежить від струму колектора у робочій точці. В технічних умовах на BC546 наводяться нормовані графіки, які дозволяють розрахувати значення h-параметрів саме для робочої точки (рис. 2.6).

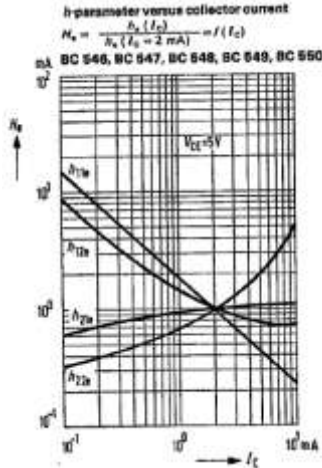


Рисунок 2.6 – Графіки залежності h-параметрів від струму колектора

Для залежності  $h_{11e}$  знаходимо, що струму 5 мА відповідає нормоване значення  $h_{11e} \approx 0,4$ . Відповідно абсолютне значення  $h_{11e}$  у робочій точці рівняється:  $h_{11e}(5 \text{ мА}) = h_{11e}(2 \text{ мА}) \cdot 0,4 = 4,5 \cdot 0,4 = 1,8$  [кОм], тобто  $R_{\text{вхCE}} = 1,8$  кОм.

Визначимо фактор зворотного зв'язку:

$$F = (1 + S_0 R_{33-}) = 1 + (5/25,7) \cdot 10,4 = 3,02.$$

Відповідно вхідний опір каскаду CE з B33 Z-типу рівняється:

$$R_{\text{вхB33}} = R_{\text{вхCE}} \cdot F = 1,8 \cdot 3,02 = 5,44 \text{ кОм.}$$

Але, розраховане значення  $R_{\text{вхB33}}$  не враховує можливого шунтування вхідного кола схемою зміщення, а саме резисторами  $R_{61}, R_{62}$ . Тому, остаточно, повний вхідний опір підсилювального

каскаду визначиться з урахуванням шунтуючої дії подільника зміщення:

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{вхзз}} \parallel (R_{\text{б1}} \parallel R_{\text{б2}}) = R_{\text{вхзз}} R_{\text{б1}} R_{\text{б2}} / (R_{\text{вхзз}} R_{\text{б1}} + R_{\text{вхзз}} R_{\text{б2}} + R_{\text{б1}} R_{\text{б2}}) = 3,46 \text{ кОм.}$$

## 2.12 Розрахунок частотних властивостей каскаду

Як було визначено у п. 1.5. для оцінки частотних властивостей транзистора необхідно визначити характерні частоти транзистора  $f_s$ ,  $f_T$  і відповідні сталі часу  $\tau_s$  і  $\tau_k$ . Ці дані не завжди можна знайти у довідниках. Наприклад, для BC546 з технічних умов безпосередньо можна визначити такі параметри (беруться типові значення):  $f_T = 300$  МГц,  $C_k = 2,5$  пФ,  $C_e = 9$  пФ  $h_{11e} = 4,5$  кОм (визначене для значення  $I_{k0} = 2$  мА). З аналізу виразів (1.20),..., (1.24) випливає, що для визначення відповідних сталих часу і граничних частот необхідно обчислити розподілений опір бази  $r'_b$ . Для цього скористуємось виразом (1.33):

$$r'_b \approx (h_{11e_{\text{дов}}} - r_e h_{21e_{\text{дов}}}) / 2.$$

Звідки для типових даних, що наведені в ТУ (таблиця 2.1) отримаємо:

$$r'_b \approx [4500 - (25,7/2)330] / 2 = 130 [\text{Ом}].$$

Тепер можна обчислити значення  $\tau_k$  і  $\tau_s$ :

$$\tau_k = r'_b \cdot C_k = 130 \cdot 2,5 \cdot 10^{-12} = 325 \cdot 10^{-12} [\text{с}],$$

$$f_s = f_T r_e / r'_b = 300 \cdot 5,12 / 130 = 11,82 [\text{МГц}],$$

$$\tau_s = 1 / (2\pi f_s) = 1 / (6,28 \cdot 11,82 \cdot 10^6) = 13,5 \cdot 10^{-9} [\text{с}].$$

Після визначення  $\tau_s, \tau_k$  проводимо перевірку транзистора на виконання технічного завдання стосовно лінійних спотворень в області високих частот.

Перевіряємо умову (1.19):

$$\sqrt{1/M_B^2 - 1/2\pi f_B} \geq \tau_s + (1...3)K_U \cdot \tau_k.$$

За даними технічного завдання  $M_B = -2,5$  дБ на частоті 20 кГц. Визначасмо значення  $M_B$  у разях:

$$M_B = 10^{\frac{M_B[\text{дБ}]}{20}} = 10^{\frac{-2,5}{20}} = 0,7449.$$

Перевіряємо виконання нерівності:

$$\sqrt{1/0,7449^2 - 1/(6,28 \cdot 20 \cdot 10^3)} \geq 13,5 \cdot 10^{-9} + 3 \cdot 30 \cdot 325 \cdot 10^{-12},$$

або

$$1,07 \cdot 10^{-5} \geq 13,5 \cdot 10^{-9} + 29,25 \cdot 10^{-9} = 42,75 \cdot 10^{-9}.$$

Очевидно, що нерівність виконується з великим запасом і транзистор задовольняє умовам технічного завдання за лінійними спотвореннями в ОБЧ навіть без введення від'ємного зворотного зв'язку.

Тепер визначимо рівень лінійних спотворень, яке вносить вихідне і вхідне коло каскаду з урахуванням введеного ВЗЗ Z-типу.

Стала часу вихідного кола каскаду визначається за (1.58):

$$\tau_{ВЗЗ} = \tau_s/F + (C_{\text{вих}}/F + C_H) R_{H\sim} = \tau_s + (C_{\text{вих}}/F + C_H) [R_k \parallel R_H \parallel r_{ke}]$$

де  $C_{\text{вих}} = C_k r'_6 S_0 = 2,5 \cdot 10^{-12} \cdot 130 \cdot (5/25,7) = 63,2$  пФ – вихідна ємність транзистора,  $F = 3,02$  – фактор ВЗЗ,  $C_H = 100$  пФ – ємність навантаження.

Відповідно:

$$\tau_{ВЗЗ} = 13,5 \cdot 10^{-9} / 3,02 + (63,2 / 3,02 + 100) \cdot 10^{-12} \cdot 466 = 4,47 \cdot 10^{-9} + 55,85 \cdot 10^{-9} = 60,32 \cdot 10^{-9} [\text{с}].$$

З отриманого результату можна зробити висновок, що інерційність каскаду, що проектується, визначається, в першу чергу, ємнісним навантаженням і еквівалентним опором навантаження каскаду (другий член суми), а не частотними властивостями транзистора (перша складова суми).

Відповідно рівень лінійних спотворень вихідного кола каскаду на частоті 20 кГц рівняється

$$M_{\text{лінійне}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f_{\text{а}} \cdot \tau_{\text{а}})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (6,28 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 60,32 \cdot 10^{-9})^2}} = 0,99996,$$

$$M_{\text{ВВІХ}} [\text{дБ}] = 20 \lg M_{\text{ВВІХ}} = -0,00035 [\text{дБ}].$$

Отриманий результат означає, що на частоті 20 кГц вихідне коло практично не вносить лінійних спотворень.

Визначимо значення еквівалентної сталої часу в ОВЧ вхідного кола каскаду згідно з виразом (1.60):

$$\tau_{\text{в вх}} = R_{\text{екв}} C_{\text{вх}},$$

де:

$$R_{\text{екв}} = R_{\text{дж}} \parallel (R_{\text{б1}} \parallel R_{\text{б2}}) \parallel R_{\text{вхЗЗ}} = 1,25 \parallel (13 \parallel 36) \parallel 5,44 = 0,92 [\text{кОм}].$$

Вхідна ємність каскаду з урахуванням дії ВЗЗ рівняється:

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{б'е}} / F + (1 + K_{\text{УЗЗ}}) C_{\text{к}} = 9 / 3,02 \cdot (1 + 30) \cdot 2,5 = 80,5 [\text{пФ}].$$

Остаточно, для сталої часу вхідного кола каскаду в ОВЧ отримаємо:  $\tau_{\text{в вх}} = R_{\text{екв}} C_{\text{вх}} = 0,927 \cdot 10^3 \cdot 80,5 \cdot 10^{-12} = 74,62 \cdot 10^{-9} [\text{с}]$ , а рівень лінійних спотворень, що вноситься вхідним колом на частоті 20 кГц рівняється:

$$M_{B_{ВХ}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f_B \cdot \tau_{B_{ВХ}})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (6,28 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 74,62 \cdot 10^{-9})^2}} = 0,99995$$

В результаті рівень лінійних спотворень, що вноситься каскадом, що проектується, на частоті 20 кГц рівняється:

$$M_B = M_{B_{ВХ}} * M_{B_{ВНХ}} = 0,99995 \cdot 0,99996 = 0,99991,$$

$$M_B \text{ [дБ]} = 20 \lg M_B = -0,0008 \text{ [дБ]}.$$

Визначимо значення ємностей роздільних конденсаторів  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$  та блокувального конденсатора  $C_{бл}$  у колі В33.

Згідно рис. 1.1 спотворення АЧХ в ОНЧ зумовлені трьома ємкостями  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$ ,  $C_{бл}$ . Відповідно до висновків п.1.12 розподілимо заданий у ТЗ рівень  $M_H$  між ціми ємкостями, наприклад, так:  $M_{H_{C_{p1}}} \text{ [дБ]} = -0,5 \text{ дБ}$ ,  $M_{H_{C_{p2}}} \text{ [дБ]} = -0,5 \text{ дБ}$ ,  $M_{H_{C_{бл}}} \text{ [дБ]} = -2 \text{ дБ}$ .

Тепер необхідно ці значення визначити у разях:

$$M_{H_{C_{p1}}} \text{ [раз]} = 10^{\frac{M_{H_{C_{p1}}} \text{ [дБ]}}{20}} = 10^{\frac{-0,5}{20}} = 0,944,$$

$$M_{i_{\tilde{N}_{D2}}} [\delta \dot{\alpha} \zeta] = 10^{\frac{M_{i_{\tilde{N}_{D2}}} [\ddot{a} \dot{A}]}{20}} = 10^{\frac{-0,5}{20}} = 0,944,$$

$$M_{i_{\tilde{N}_{d\dot{e}}}} [\delta \dot{\alpha} \zeta] = 10^{\frac{M_{i_{\tilde{N}_{d\dot{e}}}} [\ddot{a} \dot{A}]}{20}} = 10^{\frac{-2}{20}} = 0,794.$$

Тоді розрахункові значення ємностей роздільних конденсаторів визначаються за виразами (1.67), (1.68) а ємність блокувального конденсатора в емітерному колі за (1.76):

$$C_{D1} \geq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{i_{\tilde{N}_{D1}}^2} - 1 \cdot 2\pi f_i (R_{\dot{a}\alpha} + R_{\dot{a}\delta})}} = \frac{1}{\sqrt{0,944^2 - 1 \cdot 6,28 \cdot 22(1,25 + 3,6) \cdot 10^3}} = 4,27 \cdot 10^{-6} \text{ [О]}.$$

Приймаємо значення ємності  $C_{p1}=4,7$  мкФ.

$$C_{D2} \geq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\dot{I} \dot{I} \tilde{N}_{D2}^2} - 1 \cdot 2\pi f_i (R_{\hat{e}} \| r_{\hat{e}\hat{a}} + R_{\hat{I}})}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{0,944^2} - 1 \cdot 6,28 \cdot 22(0,9 \| 21+1) \cdot 10^3}} = 11,1 \cdot 10^{-6} [\text{О}].$$

Приймаємо значення ємності  $C_{p2}=15$  мкФ.

$$C_{\hat{a}\hat{e}} \geq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\dot{I} \dot{I} \tilde{N}_{\hat{a}\hat{e}}^2} - 1 \cdot 2\pi f_i (R_{\zeta\zeta} + r_e)}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{0,794^2} - 1 \cdot 6,28 \cdot 22(11 + 5,12)}} = 586,44 \cdot 10^{-6} [\text{О}].$$

Приймаємо значення ємності  $C_E=680$  мкФ.

## 2.13 Розрахунок підсумкових параметрів каскаду

Результуючі параметри каскаду згідно з пунктами 2.1-2.11:

$$F \approx 1 + S_0 R_{33\sim} = 3,02,$$

$$R_{BX} = R_{BX33} \| (R_{\hat{6}1} \| R_{\hat{6}2}) = (R_{BXCE} * F) \| (R_{\hat{6}1} \| R_{\hat{6}2}) = 3,44 \text{ кОм},$$

$$R_{вих} = R_K \| r_{ke}(1 + S_0 R_{33\sim}) = 910 \text{ Ом},$$

$$K_{U33} = K_U / F = -S(R_H \| R_K \| r_{ke}) / (1 + S R_{33}) = -(5/25,7) \cdot 466/3,02 = 30,$$

$$OK_{U33} [\text{дБ}] = 20 \lg 30 = 29,54 \text{ дБ}.$$

Наскрізний коефіцієнт підсилення:

$$K^*_U = -R_{BX} / (R_{BX} + R_{дж}) S(R_H \| R_K \| r_{ke}) / (1 + S R_{33}) = 3,44 / (1,25 + 3,44) \cdot 30 = 22,0,$$

$$K^*_U [\text{дБ}] = 20 \lg K^*_U = 26,85 \text{ дБ}.$$

Коефіцієнт підсилення з струму:

$$K_i \approx h_{21e} \cdot [R_K / (R_K + R_H)] = 290 \cdot [900 / (900 + 1000)] = 137.$$

## 2.14 Розрахунок нестабільності колекторного струму

Знаходимо потужність, що розсіюється на транзисторі:

$$P_K = U_{кe0} \cdot I_{к0} = 3 \cdot 5 = 15 \text{ мВт} = 0,015 \text{ Вт}.$$

Визначаємо мінімальну та максимальну температури переходу:

$$T_{j \min} = t_{\min} + R_{\text{ТПС}} P_K = -40 + 250 \cdot 0,015 = -36,25 [^\circ\text{C}],$$

$$T_{j \max} = t_{\max} + R_{\text{ТПС}} P_K = 40 + 3,75 = 43,75 [^\circ\text{C}].$$

Визначаємо граничні розрахункові значення параметру  $h_{21}$  з урахуванням зміни температури та технологічного розкиду параметрів:

$$h_{21e} = \sqrt{h_{21\min} \cdot h_{21\max}} = \sqrt{200 \cdot 450} = 300$$

$$h'_{21} = (0,78h_{21\min} + 0,22h_{21\max}) \cdot \left[ 1 - \left( \frac{25^\circ - t_{j\min}}{300^\circ} \right) \right] =$$

$$= (0,78 \cdot 200 + 0,22 \cdot 450) \left[ 1 - \frac{25 - (-36,5)}{300} \right] = 0,795 = 203$$

$$h''_{21} = (0,78h_{21\max} + 0,22h_{21\min}) \cdot \left[ 1 + \left( \frac{t_{j\max} - 25^\circ}{300^\circ} \right) \right] =$$

$$= (0,78 \cdot 450 + 0,22 \cdot 200) \left[ 1 + \frac{43,75 - 25}{300} \right] = 395 \cdot 1,0625 = 419$$

$$\Delta h_{21} = h''_{21} - h'_{21} = 419 - 203 = 216.$$

Визначимо фактори нестабільності режиму з постійного струму.

Зміна зворотного струму колектора практично рівняється максимальному значенню цього параметру:

$$\Delta I_{k60} \approx I_{k60} * 2^{0,1(t_{j \max} - 25^\circ)} = 15 \cdot 10^{-9} \cdot 2^{0,1(43,75-25)} = 55 \cdot 10^{-9} \text{ [A]}.$$

Еквівалентне джерело струму у базовому колі, що відображає вплив  $\Delta I_{k60}$  та  $\Delta h_{21}$ :

$$\Delta I_0 = \Delta I_{k60} + (\Delta h_{21} / h_{21}^2) * I_{k0} = 55 \cdot 10^{-9} + (216/300^2) \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 12,896 \cdot 10^{-6} \text{ [A]}.$$

Еквівалентне джерело напруги у вхідному колі, що відображає температурний дрейф напруги база-емітер з урахуванням технологічного розкиду  $U_{be}$ :

$$\Delta U_0 = 2,2 \cdot 10^{-3} (t_{j \max} - t_{j \min}) + 0,06 \text{ [V]} = 2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 80 = 216 \cdot 10^{-3} \text{ [V]} = 216 \text{ мВ. (1.70)}$$

Остаточна температурна нестабільність колекторного струму в діапазоні температур  $-40^\circ \dots +40^\circ \text{C}$  складе:

$$\begin{aligned} \Delta I_K &= h_{21} [\Delta U_0 + (R_6 + R_E) \Delta I_0] / [h_{11} + R_6 + (1 + h_{21}) R_E] = \\ &= 300 [216 \cdot 10^{-3} + (9,55 \cdot 10^3 + 300) 12,896 \cdot 10^{-6}] / [1800 + 9,55 \cdot 10^3 + 301 \cdot 300] = 1 \text{ [мА]}. \end{aligned}$$

Розраховане значення  $\Delta I_K$  повинно задовольняти умові:

$$\Delta I_K \leq (0,1 \dots 0,5) \cdot I_{K0} = 0,5 \dots 2,5 \text{ [мА]}.$$

Тобто, умова (1.86) виконується.

### 3 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ КАСКАДУ СЕ З ВІД'ЄМНИМ ЗВОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ Z – ТИПУ

Побудувати схему у форматі Мігросар-9 і провести аналіз режиму схеми з постійного струму у робочій точці. Відповідні карти режимів з напруг і струмів для робочої точки каскаду зображені на рис.3.1, 3.2.

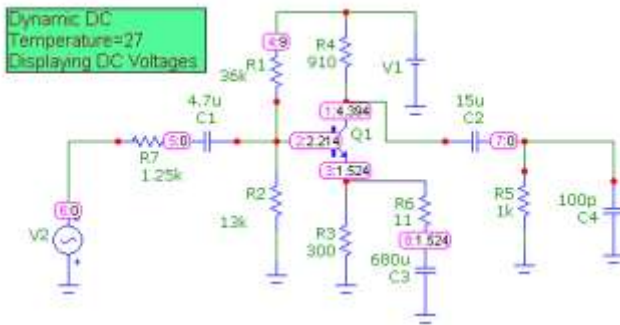


Рисунок 3.1 – Карта напруг для каскаду, що спроектовано

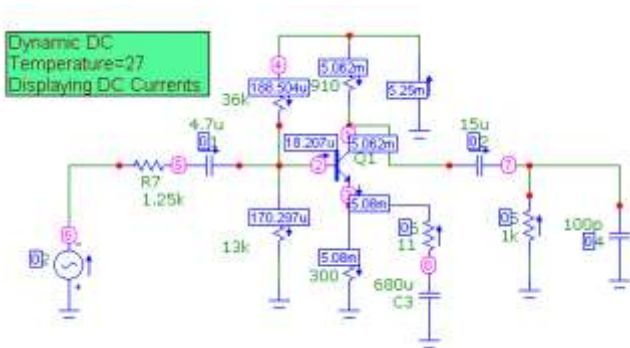


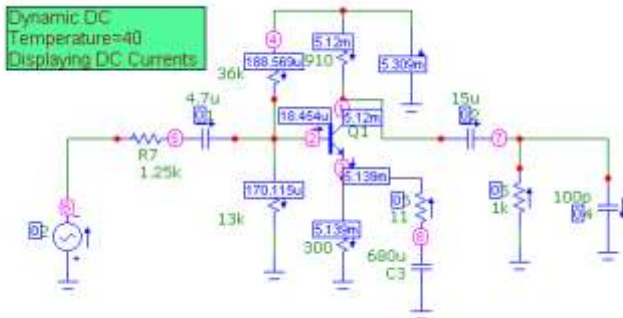
Рисунок 3.2 – Карта струмів для каскаду, що спроектовано при температурі=27°C

Переконатися, що результати моделювання практично не відрізняються від результатів розрахунку (похибка не перевищує 5...10%, табл.3.1).

Таблиця 3.1 – Порівняння результатів розрахунку і моделювання

Параметр	$U_{\text{бе0}}, \text{В}$	$V_{\text{к}}, \text{В}$	$U_{\text{ке0}}, \text{В}$	$U_{\text{Ре}}, \text{В}$	$I_{\text{к0}}, \text{мА}$	$I_{\text{б0}}, \text{мкА}$	$I_{\text{д}}, \text{мкА}$
Розрахунок	0,685	4,5	3 В	1,5	5	17,2	170
Моделювання	0,69	4,394	2,87	1,524	5,062	18,27	170,297

Проводимо розрахунки для граничних значень температури:  $t_{\text{max}}=+40^{\circ}\text{C}$  (рис.3.3),  $t_{\text{min}}=-40^{\circ}\text{C}$  (рис.3.4).



З результатів розрахунків виходить, що температурний дрейф струму колектора у діапазоні температур  $-40^{\circ}\text{C} \dots +40^{\circ}\text{C}$  складає  $0,353 \text{ мА}$ , що менше розрахункового значення.

Проводимо аналіз схеми у частотній області. Для цього в меню ANALYSE обрати режим AC і задати параметри аналізу в частотній області відповідно до рис. 3.5.

При такому варіанті завдання аналізується АЧХ і ФЧХ для наскрізного коефіцієнта підсилення. Результати моделювання зображено на рис.3.6. Переконайтеся, що смуга пропускання і наскрізний коефіцієнт підсилення з напруги у діапазоні середніх частот задовольняють ТЗ і відповідають результатам розрахунку.



Рисунок 3.5 – Параметри завдання на аналіз у частотній області для наскрізного коефіцієнта підсилення з напруги

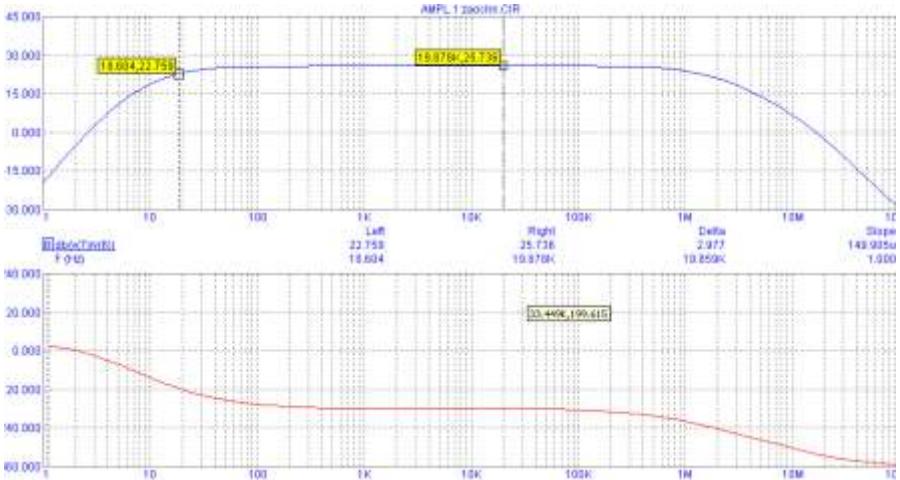


Рисунок 3.6 – ЛАЧХ і ФЧХ для наскрізного коефіцієнта підсилення з напруги

Повторити аналіз у частотній області. Завдання на аналіз встановити згідно з рис.3.7. При такому варіанті завдання на графік буде виводитися частотна залежність вхідного опору каскаду.

Результат моделювання, який достатньо точно збігається з розрахунком зображено на рис. 3.8.



Рисунок 3.7 – Завдання на аналіз для отримання частотної залежності вхідного опору

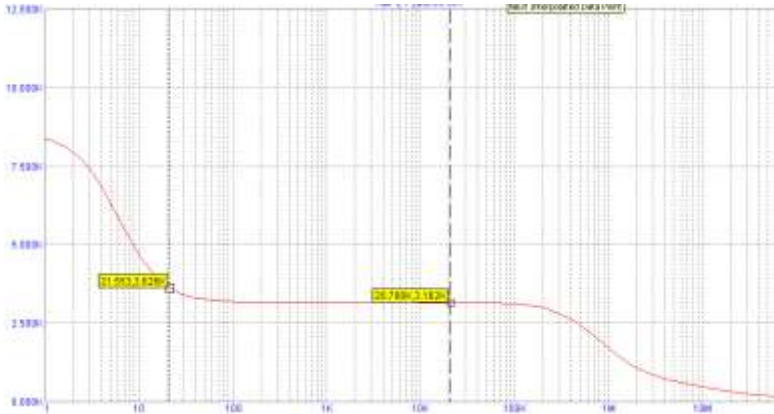


Рисунок 3.8 – Частотна характеристика для вхідного опору каскаду

Провести аналіз у часовій області і визначити рівень нелінійних спотворень каскаду. Спочатку проаналізуємо роботу каскаду СЕ без зворотного зв'язку. Для цього необхідно змінити схему згідно з рис.3.9. При цьому в схему додатково вводиться конденсатор С5, ємність якого обирається з умови практичного заземлення емітера для змінної складової сигналу. В схемі моделювання ємність С5 прийнята рівною 1 Фараді. Тобто, для постійного струму схема забезпечує емітерну термостабілізацію режиму, а для змінної складової схема тотожна схемі СЕ із заземленим емітером. Амплітуду вхідного сигналу встановити рівною 10 мВ, а частоту  $f=1$  кГц.

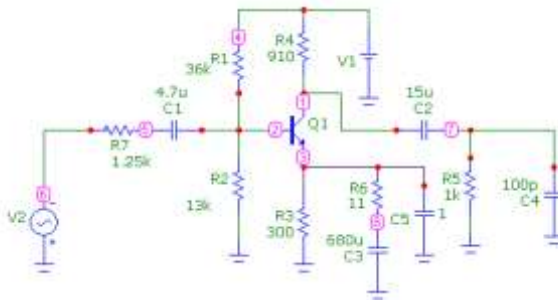


Рисунок 3.9 – Схема каскаду з усуненим ВЗЗ

Здати режим аналізу у часовій області (Transient). Параметри завдання на аналіз обрати згідно з рис. 3.10. При цьому на графіки будуть виводитися епюри вхідної та вихідної напруг (один період) і кумулятивний рівень нелінійних спотворень для десяти гармонік вихідного сигналу.

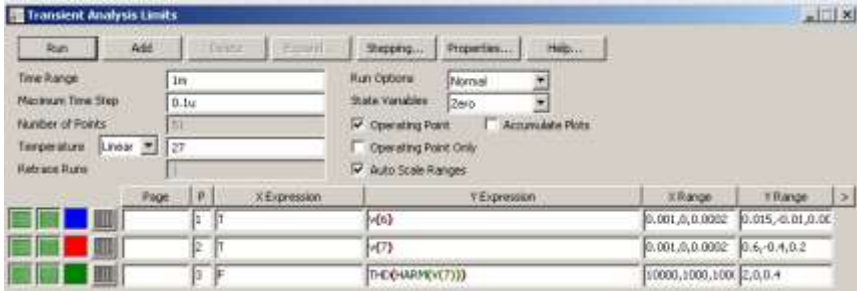


Рисунок 3.10 – Завдання на аналіз для дослідження схеми у часовій області

Результати моделювання наведені на рис.3.11, з якого випливає, що рівень нелінійних спотворень при амплітуді вихідного сигналу 400 мВ складає 1,58%.

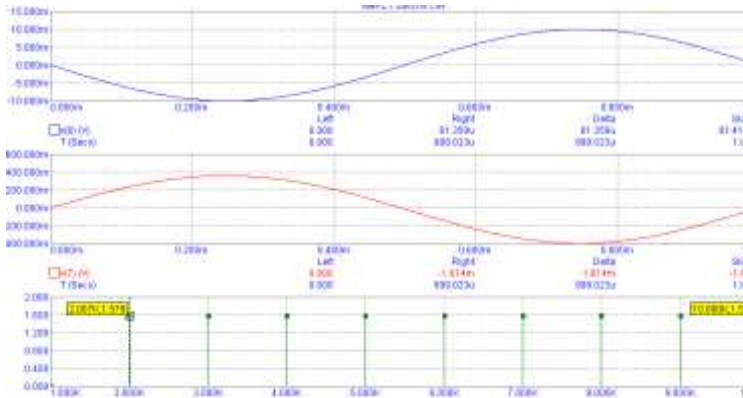


Рисунок 3.11 – Результати моделювання каскаду без ВЗЗ для сигнальної складової при амплітуді вхідного сигналу 10 мВ

Після цього повернути в схему ВЗЗ відповідно до проведеного розрахунку. Для цього замість номіналу ємності  $C5=1\text{Ф}$  необхідно встановити значення  $C5=1\text{ пФ}$ , тобто практично реалізуємо в схемі значення монтажної ємності. Повторно провести аналіз. Результати моделювання каскаду з ВЗЗ відповідно до проведеного розрахунку наведено на рис.3.12.

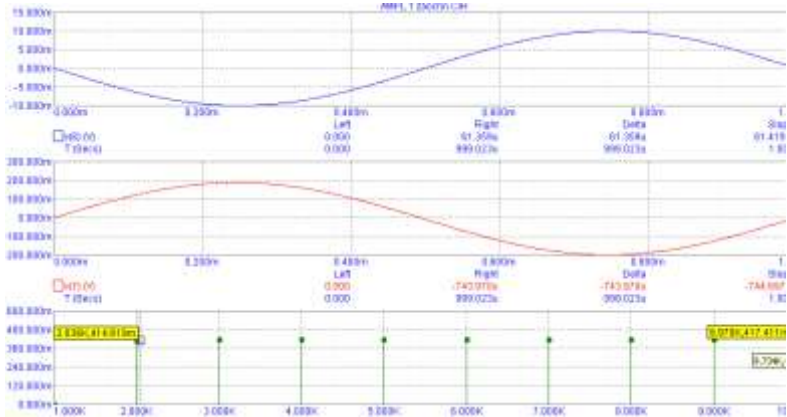


Рисунок 3.12 – Результати моделювання каскаду з ВЗЗ для сигнальної складової при амплітуді вхідного сигналу 10 мВ

Рівень нелінійних спотворень через введення ВЗЗ зменшився приблизно у фактор раз і склав 0,417%.

Тепер збільшимо рівень вхідної напруги відповідно до умов технічного завдання  $V2=100\text{мВ}$ . Повторити моделювання. Результати моделювання наведені на рис.3.12.

З аналізу рис.3.12 очевидно, що каскад в принципі задовольняє умовам технічного завдання оскільки рівень вихідної напруги  $U_{\text{мвих}} > 1,5\text{ В}$ . Але рівень нелінійних спотворень суттєво збільшився і склав приблизно 4,6 %. Це проявляється в суттєвій різниці між амплітудними значеннями додатної і від'ємної півхвиль (1,646 В і 2,077 В).

Результати моделювання свідчать, що для отримання більш якісних результатів (якнайменше  $k_r < 0,5\%$ ) відповідно до умов

технічного завдання необхідно переходити до більш складної схеми попередніх підсилювачів, зокрема ,двох - або трьохкаскадних підсилювачів, які принципово здатні забезпечити більш високе значення фактору зворотного зв'язку.



Рисунок 3.12 – Результати моделювання каскаду з V33 для сигнальної складової при амплітуді вхідного сигналу 100 мВ

## 4 РОЗРАХУНОК ЕМІТЕРНОГО ПОВТОРЮВАЧА

Схема каскаду з спільним колектором (СК) (емітерного повторювача) наведена на рис. 4.1.

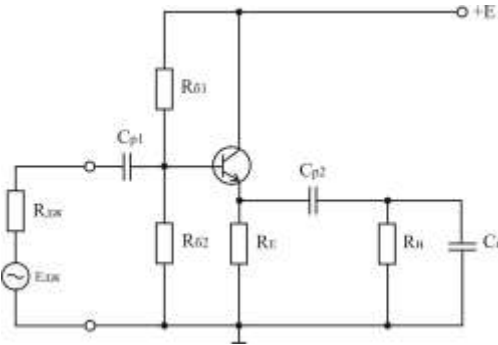


Рисунок 4.1 – Схема каскаду з спільним колектором

### 4.1 Вибір режиму роботи з постійного струму

#### 4.1.1 Вибір потенціалу емітера

Вибір робочої точки каскаду з постійного струму здійснюється подібно до схеми з СЕ (рис 1.1).

Але, для вибору потенціалу емітера у схемі емітерного повторювача (ЕП) більш можливостей, оскільки потенціал колектора не залежить від сигналу і рівняється напрузі живлення  $E_{ж}$ . Тому потенціал емітера  $V_E$  можна вибрати значно більшим, ніж у схемі з СЕ. Крім того, це підвищить температурну стабільність, оскільки  $V_E \gg \varphi_T$ , і сприяє використанню емітерних повторювачів у багатокаскадних схемах з гальванічним зв'язком (можна мати досить високий потенціал бази ЕП, що дозволить підключити її безпосередньо до колектору попереднього каскаду).

Для забезпечення режиму класу А, необхідно виконання умови:

$$I_{e0} > (2 \dots 4) \cdot I_{em}, \quad (4.1)$$

де  $I_{e0}$  – постійна складова струму емітера,  $I_{em}$  – амплітуда змінної складової, або

$$V_E / R_E > (2 \dots 4) U_{вих м} / R_{e\sim} = (2 \dots 4) U_{вих м} / (R_E \parallel R_H), \quad (4.2)$$

де  $R_{e\sim} = (R_E \parallel R_H)$  – еквівалентний опір навантаження в емітерному колі. З (4.2) випливає умова попереднього вибору потенціалу  $V_E$ :

$$V_E > (2 \dots 4) U_{вих м} R_E / (R_E \parallel R_H). \quad (4.3)$$

Очевидно, що  $V_E$  обов'язково повинен бути як мінімум у 2...4 рази більшим за  $U_{вих м}$ .

#### 4.1.2 Вибір резистора емітерного навантаження

В принципі можливі різні варіанти застосування емітерних повторювачів. Одним з типових варіантів застосування ЕП є його використання як буферного каскаду для узгодження високого опору джерела сигналу з низькоомним навантаженням. У такому варіанті опір навантаження може бути достатньо малим, наприклад, 50-75 Ом. У такому випадку, щоб не зменшувати коефіцієнта передачі ЕП з напруги, опір  $R_E$  обирається рівним:

$$R_E = (10 \dots 20) R_H \quad (4.4)$$

Але, необхідно прийняти до уваги такий фактор. Якщо визначити з виразу (4.3) максимальне значення вихідної напруги, то отримаємо наступне:

$$U_{вих м} < \frac{V_E}{(2 \dots 4)} \cdot \frac{R_E \parallel R_H}{R_E}. \quad (4.5)$$

Очевидно, що при виборі  $R_E$  з умови (4.4) неспотворена максимальна вихідна напруга не перевищуватиме сотень мілівольт.

Тому, після вибору  $V_e$  та  $R_E$  необхідно перевірити (4.5) на виконання умов технічного завдання стосовно максимальної вихідної напруги.

Якщо ж до емітерного повторювача висуваються вимоги отримання амплітуди вихідної напруги хоча б нарівні  $V_e/2$  і опір навантаження відносно великий, то у такому разі рекомендується обирати  $R_E < R_n$  [1,2]. Звичайно типові значення  $R_E$  для обох варіантів завдання знаходяться у межах  $R_E = (1 \dots 5)$  кОм.

### 4.1.3 Завдання режимних параметрів точки спокою

Розраховуємо амплітуду струму емітера<sup>^</sup>

$$I_{em} = U_{mвих} / R_{e-} = U_{mвих} / R_E + U_{mвих} / R_n. \quad (4.6)$$

Для забезпечення режиму класу А і досягнення мінімальних нелінійних спотворень струм колектора обираємо з умови:

$$I_{ко} \approx I_{e0} = (2 \dots 4) I_{em}, \quad (4.7)$$

$$I_{ко} > (10 \dots 20) I_{кбо}.$$

Напруга колектор-емітер у робочій точці:

$$U_{ке0} = E_{ж} - U_{RE} = E_{ж} - I_{e0} \cdot R_E. \quad (4.8)$$

Як і для попередніх прикладів напруга  $U_{ке0}$  також не повинна бути меншою за  $U_{ке} = 3 \dots 5V$ .

Струм бази у точці спокою:

$$I_{б0} = I_{e0} / (h_{21e} + 1). \quad (4.9)$$

Напругу  $U_{бe0}$  визначаємо з вхідних ВАХ за відомим значенням  $I_{б0}$ .

## 4.2 Вибір транзистора

Вибір транзистора проводиться згідно з висновками параграфу 1.5, співвідношення (1.14)...(1.18).

## 4.3 Розрахунок ланцюга зміщення

Напруга на резисторі  $R_{\beta 2}$  визначиться як:

$$U_{R\beta 2} = U_{\beta e0} + U_{RE}. \quad (4.10)$$

Для підвищення стабільності струм подільника обираємо набагато більшим за  $I_{\beta 0}$ :

$$I_d = (5 \dots 10) I_{\beta 0}. \quad (4.11)$$

Тоді опір резистора  $R_{\beta 2}$  визначиться як:

$$R_{\beta 2} = U_{R\beta 2} / I_d. \quad (4.12)$$

Відповідно опір резистора  $R_{\beta 1}$  рівняється:

$$R_{\beta 1} = U_{R\beta 1} / (I_{\beta 0} + I_d) = (E_{ж} - U_{R\beta 2}) / (I_{\beta 0} + I_d). \quad (4.13)$$

Опір подільника для змінної складової складає:

$$R_{\beta} = R_{\beta 1} R_{\beta 2} / (R_{\beta 1} + R_{\beta 2}).$$

## 4.4 Розрахунок вхідного опору каскаду

У цьому пункті можливо навести відразу кінцеву формулу для розрахунку  $R_{вх\ ск}$ , але для оцінки різниці між схемами СЕ і СК доцільно розрахунок провести у такій послідовності.

**4.4.1** Визначаємо вхідний опір транзистора за включенням його у схему с СЕ:

$$R_{вх\ СЕ} = r_{\beta}' + r_e(1 + h_{21e}) = r_{\beta}' + (\varphi_T / I_{c0}) (1 + h_{21e}).$$

**4.4.2** Визначасмо вхідний опір транзистора за включенням його у схему з СК:

$$R_{\text{ВХ СК}} = R_{\text{ВХ СЕ}} + R_{e\sim}(1 + h_{21e}), \quad (4.14)$$

де  $R_{e\sim} = R_e \parallel R_H$ .

Очевидно, що вхідний опір транзистора у схемі з СК можна одразу визначити за допомогою виразу:

$$R_{\text{ВХ СК}} = r_{\delta}' + (1 + h_{21e})[r_e + R_{e\sim}] \approx h_{21e}(r_e + R_{e\sim}) \quad (4.15)$$

Остаточню вхідний опір каскаду з урахуванням шунтуючої дії подільника рівняється:

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ СК}} \parallel R_{\delta} = R_{\text{ВХ СК}} \parallel [R_{\delta 1} \parallel R_{\delta 2}] \quad (4.16)$$

#### **4.5 Розрахунок коефіцієнта передачі і наскрізного коефіцієнта передачі**

Коефіцієнт передачі з напруги безпосередньо емітерного повторювача рівняється:

$$K_u = S_0 R_{e\sim} / (1 + S_0 R_{e\sim}). \quad (4.17)$$

Наскрізний коефіцієнт передачі з напруги визначиться як:

$$K_u^* = U_{\text{вихн}} / E_{\text{дж}} = K_{\text{вх}} \cdot K_u,$$

де  $K_{\text{вх}} = R_{\text{ВХСК}} / (R_{\text{дж}} + R_{\text{ВХСК}})$  – коефіцієнт передачі вхідного кола.

Відповідно напруга сигналу на вході каскаду пов'язана з вихідною напругою співвідношенням:

$$U_{\text{вихн}} = U_{\text{вихн}} / K_u^*.$$

## 4.6 Розрахунок вихідного опору ЕП

Вихідний опір ЕП з урахуванням опору джерела сигналу рівняється:

$$R_{\text{вих ск}} = r_e + (R'_{\text{дж}} + r'_b) / (1 + h_{21e}), \quad (4.18)$$

де  $R'_{\text{дж}}$  – еквівалентний опір джерела сигналу з урахуванням опору подільника  $R_b$ ,

$$R'_{\text{дж}} = R_{\text{дж}} R_b / (R_{\text{дж}} + R_b). \quad (4.19)$$

За умови малого опору джерела сигналу, очевидно, що

$$R_{\text{вих ск}} \approx r_e \approx 1/S_0. \quad (4.20)$$

## 4.7 Розрахунок лінійних спотворень у діапазоні вищих частот

### 4.7.1 Спотворення зумовлені вихідним колом

Нормована частотна характеристика емітерного повторювача в ОВЧ визначається виразом подібним до схеми СЕ:

$$M_{\text{вск}}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{вск}})^2}},$$

де  $\tau_{\text{вск}}$  – стала часу вихідного кола каскаду СК в ОВЧ.

Сталу часу  $\tau_{\text{вск}}$  визначимо на підставі виразів (1.20), (1.23) з урахуванням того факту, що схема СК розглядається як схема СЕ, яка охоплена 100 % ВЗЗ послідовно-паралельного типу (Н-типу). Окрім того, для схеми СК ємність колекторного переходу вже не виступає елементом внутрішнього ВЗЗ, а практично підключається до входу

каскаду. Відповідно значення  $\tau_2$  з (1.20) покладається рівним нулю. Тоді остаточно стали часу  $\tau_{вск}$  можна подати у вигляді:

$$\tau_{вск} = (\tau_1 + \tau_3)/F = (\tau_s + C_H R_{e\sim})/F. \quad (4.21)$$

Рівень лінійних спотворень вихідного кола на частоті  $f_B$  рівняється:

$$M_{ввих} = 1/\left(\sqrt{1 + (2\pi f_B \tau_{вск})^2}\right)$$

Якщо транзистор вибрано згідно з рекомендаціями п.4.2, то рівень лінійних спотворень, зумовлений вихідним колом ЕП на частоті  $f_B$  повинен наближатися до 1.

#### 4.7.2 Визначення лінійних спотворень, що вносяться вхідним колом емітерного повторювача

Еквівалентна схема вхідного кола каскаду наведена на рис.4.2, де через  $R'_{вхСК}$  позначено еквівалентний опір  $R'_{вхСК} = R_{вхСК} - r_b'$ .

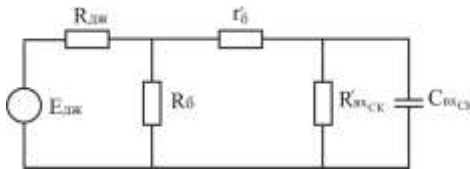


Рисунок 4.2 Еквівалентна схема вхідного кола каскаду з СК

Визначимо вхідну ємність емітерного повторювача  $C_{вхСК}$  з урахуванням того факту, що схему СК можна розглядати, як схему СЕ, яка охоплена 100% ВЗЗ послідовно-паралельного типу (Н-типу).

Дія ВЗЗ послідовно-паралельного типу призведе до збільшення вхідного імпедансу і, відповідно, до зменшення вхідної ємності схеми ЕП порівняно з схемою СЕ у фактор раз. Тому можна записати:

$$C_{\text{вх СК}} = C_{\text{б'е}} / (1 + S_0 R_{\text{е~}}) + C_{\text{к}} \cdot S_0 R_{\text{е~}} / (1 + S_0 R_{\text{е~}}). \quad (4.22)$$

Враховуючи, що:

$$C_{\text{а'а}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{T}} r_{\text{е}}},$$

доцільно (4.22) виразити через частоту одиничного підсилення  $f_{\text{T}}$ , оскільки цей параметр обов'язково наводиться у довідникових даних на транзистор:

$$C_{\text{вх СК}} = 1/2\pi f_{\text{T}}(r_{\text{е}} + R_{\text{е~}}) + C_{\text{к}} \cdot R_{\text{е~}} / (r_{\text{е}} + R_{\text{е~}}) \approx 1/2\pi f_{\text{T}}(r_{\text{е}} + R_{\text{е~}}) + C_{\text{к}}. \quad (4.23)$$

Еквівалентний опір вхідного кола для змінної складової:

$$R_{\text{ДЖекв}} = (R_{\text{дж}} \| R_{\text{б}} + r_{\text{б}'}) \cdot R'_{\text{вх СК}} / (R_{\text{дж}} \| R_{\text{б}} + r_{\text{б}'} + R'_{\text{вх СК}}). \quad (4.24)$$

Якщо  $R_{\text{дж}} \| R_{\text{б}} \gg r_{\text{б}'}$  і  $R_{\text{вх СК}} \gg r_{\text{б}'}$ , що звичайно виконується на практиці, то:

$$R_{\text{ДЖекв}} = R_{\text{дж}} \| R_{\text{б}} \| R_{\text{вх СК}}. \quad (4.25)$$

Відповідно стала часу вхідного кола каскаду рівняється:

$$\tau_{\text{ввх}} = C_{\text{вх СК}} \cdot R_{\text{ДЖекв}},$$

а коефіцієнт лінійних спотворень  $M_{\text{ввх}}$  вхідного кола на частоті  $f_{\text{в}}$  визначиться як:

$$M_{\text{ввх}} = 1 / \left( \sqrt{1 + (2\pi f_{\text{в}} \tau_{\text{ввх}})^2} \right) = 1 / \left( \sqrt{1 + (2\pi f_{\text{в}} C_{\text{вх СК}} R_{\text{ДЖекв}})^2} \right).$$

Остаточно, рівень лінійних спотворень, що вноситься ЕП у цілому на частоті  $f_{\text{в}}$ :

$$M_B = M_{\text{ВВХ}} * M_{\text{ВВИХ}}. \quad (1.61)$$

Порівнюючи відповідні сталі часу емітерного повторювача і схеми СЕ можна відзначити, що через дію ВЗЗ Н-типу як  $\tau_{\text{ВСК}}$  так і  $\tau_{\text{ВВХ}}$  для емітерного повторювача виходять меншими, що розширює діапазон роботи ЕП в ОВЧ. Гранична частота за рівнем -3 дБ для схеми ЕП знаходиться у межах  $f_s < f_{-3\text{дБ}} < f_T$ .

#### 4.8 Розрахунок елементів, що визначають спотворення в ОНЧ

Спотворення в ОНЧ визначаються ємностями роздільних конденсаторів С1, С2. Заданий рівень  $M_n$  розподіляється між цими конденсаторами –  $M_{\text{нс1}}$ ,  $M_{\text{нс2}}$ . Розрахунок роздільних ємностей не має особливостей і проводиться за формулами аналогічними (1.67), (1.68):

$$C1 \geq \frac{1}{\left[ \left( \sqrt{\frac{1}{M_{f_{N1}}} - 1} \right) \cdot 2\pi f_i (R_{\text{аа}} + R_a \parallel R_{\text{ао}}) \right]},$$

$$C2 \geq \frac{1}{\left[ \left( \sqrt{\frac{1}{M_{f_{N2}}} - 1} \right) \cdot 2\pi f_i (R_{\text{ао}} \parallel R_E + R_f) \right]}.$$

## 5 ПРИКЛАД ПРОЕКТУВАННЯ КАСКАДУ СК

Варіант технічного завдання наведено у таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Технічне завдання на проектування каскаду

$E_{ж},$ В	$R_{дж},$ кОм	$U_{вихм},$ мВ	$R_H,$ Ом	$C_H,$ пФ	$f_H,$ Гц	$f_B,$ кГц	$M_H,$ дБ	$M_B,$ дБ	$k_2,$ %
9	1,25	200	100	100	20	20	-2	-2,5	3,5

Як активний пристрій використовується той же транзистор, що і в попередньому завданні.

### 5.1 Розрахунок режиму роботи з постійного струму

Відповідно до висновків п.4.1 потенціал емітера обираємо з співвідношення:

$$V_E > (2 \dots 4) U_{вих м} = 0,2 (2..4) = 0,4 \dots 0,8 \text{ В.}$$

Приймаємо  $V_E$  рівним 4,5В.

Щоб не зменшувати коефіцієнта передачі з напруги, опір  $R_E$  задається рівним:

$$R_E = 10R_H = 10 \cdot 100 = 1000 \text{ Ом.}$$

У такому разі еквівалентний опір навантаження рівняється:

$$R_{e\sim} = (R_E \parallel R_H) = R_E \cdot R_H / (R_E + R_H) = 1000 \cdot 100 / (1000 + 10) = 90,9 \text{ [Ом].}$$

Тепер можна розрахувати амплітудне значення струму емітера:

$$I_{ем} \approx I_{mk} = U_{мвих} / R_E + U_{мвих} / R_H = 200/1000 + 200/100 = 2,2 \text{ [мА].} \quad (3.5)$$

Для забезпечення режиму класу А задамося значенням  $I_{к0}$ :

$$I_{ko} \approx I_{eo} = (2 \dots 4) I_{em}, = (2 \dots 4) 2,2 = 4,4 \dots 8,8 \text{ [мА]}.$$

Приймаємо  $I_{ko} \approx I_{eo} = 4,5 \text{ мА}$ .

Оскільки тип транзистора заданий, то відразу можна перевірити умову 1.11:

$$5 \cdot 10^{-3} > (10 \dots 20) 15 \cdot 10^{-9} = (0,15 \dots 0,2) \cdot 10^{-6}.$$

Напруга колектор-емітер у робочій точці рівняється:

$$U_{keo} = E_{ж} - U_{RE} = 9 - 4,5 = 4,5 \text{ [В]}.$$

Як і для попереднього прикладу напруга  $U_{keo}$  також не повинна бути меншою за  $U_{ке} = 3 \dots 5 \text{ В}$ .

Струм бази у точці спокою:

$$I_{bo} = I_{eo} / (h_{21e} + 1) = 4,5 / 291 = 0,0172 \text{ мА} = 15,5 \text{ мкА}.$$

Напругу  $U_{bo} = 0,681 \text{ В}$  визначаємо з вхідних ВАХ за відомим значенням  $I_{bo}$  (рис.2.3).

Розраховуємо падіння напруги на резисторі  $R_{\delta 2}$ :

$$U_{R\delta 2} = U_{bo} + V_E = 0,681 + 4,5 = 5,181 \text{ В}.$$

Для підвищення стабільності струм подільника вибираємо з умови:

$$I_d = (5 \dots 10) I_{bo} = (5 \dots 10) \cdot 15,2 = 76 \dots 152 \text{ [мкА]}.$$

Задаємося значенням  $I_d = 86 \text{ мкА}$ . Тоді опір резистора  $R_{\delta 2}$ :

$$R_{\delta 2} = U_{R\delta 2} / I_d = 5,181 / (86 \cdot 10^{-6}) = 60,24 \text{ [кОм]}.$$

Приймаємо  $R_{\delta 2} = 62 \text{ кОм}$  (ряд E24). Визначаємо опір резистора  $R_{\delta 1}$ :

$$R_{\delta 1} = (E_{ж} - U_{R\delta 2}) / (I_{bo} + I_d) = (9 - 5,181) / [(15,2 + 86) \cdot 10^{-6}] = 37,7 \text{ [кОм]}.$$

Приймаємо  $R_{61}=39$  кОм (ряд E24).

Опір подільника для змінної складової складає:

$$R_6 = R_{61} R_{62} / (R_{61} + R_{62}) = 39 \cdot 62 / (39 + 62) = 23,94 \text{ [кОм]}.$$

## 5.2 Визначення основних параметрів ЕП

Визначимо вхідний опір транзистора за включенням його у схему с СЕ:

$$R_{\text{вх СЕ}} = r_6' + (\varphi_T / I_{k0}) (1 + h_{21e}) = 130 + (25,7/4,5)(1 + 300) = 1,849 \text{ [кОм]}. \quad (3.14)$$

Визначимо вхідний опір каскаду за схемою СК:

$$R_{\text{вх СК}} = R_{\text{вх СЕ}} + R_{e\sim} (1 + h_{21e}) = 1849 + 301 \cdot 90,9 = 29210 \text{ Ом} = 29,21 \text{ [кОм]}. \quad (3.15)$$

Фактор зворотного зв'язку в схемі ЕП рівняється:

$$F = 1 + S_0 R_{e\sim} = 1 + (4,5/25,7) \cdot 90,9 = 16,9.$$

Якщо порівняти розраховані значення  $R_{\text{вх СЕ}}$   $R_{\text{вх СК}}$ , то можна відзначити, що дія ВЗЗ Н-типу призвела до збільшення вхідного опору ЕП порівняно з схемою СЕ практично у фактор раз.

Остаточний вхідний опір каскаду ЕП з урахуванням шунтуючої дії подільника рівняється:

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{вх СК}} \parallel R_6 = 29,21 \parallel 23,94 = 13,16 \text{ [кОм]}.$$

Тобто подільник зміщення суттєво шунтує вхід каскаду для змінної складової. Якщо необхідно отримати більше значення вхідного опору, то необхідно зменшувати струм подільника з відповідним погіршенням температурної стабільності каскаду.

Якщо ж і таке рішення не задовольняє вимогам ТЗ, то необхідно або модернізувати схему ЕП, або використовувати повторювач напруги на польовому транзисторі.

Розраховуємо коефіцієнт передачі з напруги:

$$K_u = S R_{e\sim} / (1 + S R_{e\sim}) = [(4,5/25,7) \cdot 90,9] / [1 + (4,5/25,7) \cdot 90,9] = 0,941.$$

Для визначення необхідного значення напруги на вході каскаду необхідно врахувати придушення сигналу у вхідному колі:

$$K_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} / (R_{\text{вх}} + R_{\text{дж}}) = 13,16 / (13,16 + 1,25) = 0,9133.$$

Толі наскрізний коефіцієнт підсилення рівняється:

$$K_u^* = K_u \cdot K_{\text{вх}} = 0,9133 \cdot 0,941 = 0,8594,$$

або в децибелах  $K_u^* [\text{дБ}] = 20 \lg 0,8594 = -1,316 \text{ дБ}$ .

Відповідно амплітуда вхідного сигналу визначиться як:

$$U_{\text{âõ м}} = \frac{U_{\text{âõ м}}}{K_u} \cdot \frac{1}{K_{\text{âõ}}} = \frac{200}{0,941} \cdot \frac{1}{0,9133} = 233 [\text{В}].$$

Вихідний опір ЕП рівняється:

$$R_{\text{вих ск}} = 1/S_0 + (R'_{\text{дж}} + r'_6) / (1 + h_{21e}),$$

де  $R'_{\text{дж}}$  – еквівалентний опір джерела сигналу з урахуванням опору подільника  $R_6$ ,

$$R'_{\text{дж}} = R_{\text{дж}} R_6 / (R_{\text{дж}} + R_6) = 1,25 \cdot 23,94 / (1,25 + 23,94) = 1,187 [\text{кОм}].$$

Відповідно:

$$R_{\text{вих ск}} = 25,7 / 4,5 + (1187 + 130) / (1 + 330) = 5,71 + 3,97 = 9,7 [\text{Ом}].$$

### 5.3 Розрахунок лінійних спотворень в області високих частот

Визначимо сталу часу вихідного кола каскаду з урахуванням дії ВЗЗ послідовно-паралельного типу:

$$\tau_{\text{вск}} = (\tau_s + C_H R_{e\sim}) / F = (13,5 \cdot 10^{-9} + 100 \cdot 10^{-12} \cdot 90,9) / 16,9 = 1,33 \cdot 10^{-9} [\text{с}]$$

Відповідно верхня робоча частота за рівнем – 3дБ для вихідного кола рівняється:

$$f_B = 1/(2\pi\tau_{\text{вск}}) = 1/(6,28 \cdot 1,33 \cdot 10^{-9}) = 119,7 [\text{МГц}],$$

а рівень лінійних спотворень вихідного кола на частоті  $f_B$  рівняється:

$$M_{\text{вих}} = 1/\left(\sqrt{1+(2\pi f_B \tau_{\text{вск}})^2}\right) = 1/\left(\sqrt{1+(6,28 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 1,33 \cdot 10^{-9})^2}\right) = 0,9999996.$$

Тобто вихідне коло на верхній робочій частоті практично не вносить лінійних спотворень.

Визначимо вхідну ємність емітерного повторювача  $C_{\text{вскк}}$ :

$$C_{\text{вскк}} = 1/[2\pi f_T(r_e + R_{e-})] + C_k = 1/[6,28 \cdot 300 \cdot 10^6(5,7+90,9)] + 2,5 \cdot 0,94 = 7,85 [\text{пФ}].$$

Еквівалентний опір джерела сигналу для змінної складової:

$$R_{\text{джекв}} = R_{\text{дж}} \| R_{\text{б}} \| R_{\text{вскк}} = R_{\text{дж}} \| R_{\text{вск}} = (1,25 \cdot 13,15) / (1,25 + 13,15) = 1,17 [\text{кОм}].$$

Відповідно стала часу вхідного кола каскаду:

$$\tau_{\text{ввх}} = C_{\text{вскк}} \cdot R_{\text{джекв}} = 1,17 \cdot 10^3 \cdot 7,85 \cdot 10^{-12} = 9,18 \cdot 10^{-9} [\text{с}].$$

Верхня робоча частота вхідного кола за рівнем -3 дБ рівняється:

$$f_{\text{а-3дБ}} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_{\text{аао}}} = \frac{1}{6,28 \cdot 9,18 \cdot 10^{-9}} = 17,33 [\text{кГц}].$$

Порівнюючи значення верхньої робочої частоти вихідного і вхідного кіл ЕП можна зробити висновок, що за наявності суттєвого опору джерела сигналу саме вхідне коло ЕП визначає частотні обмеження ЕП в ОВЧ.

Також, якщо порівняти відповідні сталі часу емітерного повторювача і схеми СЕ можна відзначити, що через дію ВЗЗ Н-типу як  $\tau_{\text{вск}}$  так і  $\tau_{\text{ввх}}$  для емітерного повторювача виходять меншими

порівняно зі схемою СЕ, що розширює діапазон роботи ЕП в ОВЧ. Звичайно гранична частота за рівнем -3 дБ для схеми ЕП знаходиться у межах  $f_s < f_{-3\text{дБ}} < f_T$ .

Коефіцієнт лінійних спотворень  $M_{\text{ВВХ}}$  вхідного кола на частоті  $f_B$  рівняється:

$$M_{\text{ВВХ}} = 1 / \left[ \sqrt{1 + (2\pi f_B \tau_{\text{ВВХ}})^2} \right] = 1 / \left( \sqrt{1 + (6,28 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 9,12 \cdot 10^{-9})^2} \right) = 0,9999993.$$

Остаточо, рівень лінійних спотворень, що вноситься ЕП у цілому на частоті  $f_B$ :

$$M_B = M_{\text{ВВХ}} * M_{\text{ВВХ}} = 0,999999.$$

Як було визначено спотворення у діапазоні нижніх частот визначаються ємностями роздільних конденсаторів  $C1, C2$ . Приймаючи  $M_{\text{нс1}} = M_{\text{нс2}} = -1,5\text{дБ}$  визначимо ємності конденсаторів:

$$C1 \geq \frac{1}{\left[ \left( \sqrt{\frac{1}{M_{\text{нс1}}} - 1} \right) \cdot 2\pi f_n (R_{\text{лж}} + R_6 \parallel R_{\text{вхск}}) \right]} = \frac{1}{\left[ \left( \sqrt{\frac{1}{0,8414^2} - 1} \right) \cdot 6,28 \cdot 20 \cdot (1,25 + 12,8) \cdot 10^3 \right]} = 0,8823 \cdot 10^{-6} \text{ [Ф]},$$

$$C2 \geq \frac{1}{\left[ \left( \sqrt{\frac{1}{M_{\text{нс2}}} - 1} \right) \cdot 2\pi f_n (R_{\text{вхск}} \parallel R_E + R_n) \right]} = \frac{1}{\left[ \left( \sqrt{\frac{1}{0,8414^2} - 1} \right) \cdot 6,28 \cdot 20 \cdot (9,7 + 100) \right]} = 113 \cdot 10^{-6} \text{ [Ф]}.$$

Приймаємо  $C1 = 1 \text{ мкФ}$ ,  $C2 = 120 \text{ мкФ}$ .

## 6 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СХЕМИ ЕП

Побудувати схему у форматі Мікросар-9 і провести необхідні види аналізу. Результати аналізу режиму схеми з постійного струму у робочій точці зображені на рис. 6.1 (карта напруг), 6.2 (карта струмів).

В таблиці 6.1 наведені результати розрахунку і комп'ютерного моделювання.

Таблиця 6.1 – Порівняння результатів розрахунку і моделювання

Параметр	$V_e$ , В	$U_{бe0}$ , В	$U_{кe0}$ , В	$U_{Re}$ , В	$I_{к0}$ , мА	$I_{б0}$ , мкА	$I_d$ , мкА
Розрахунок	4,5	0,681	4,5 В	1,5	4,5	15,5	86
Моделювання	4,465	0,683	4,535	1,524	4,45	15,728	83

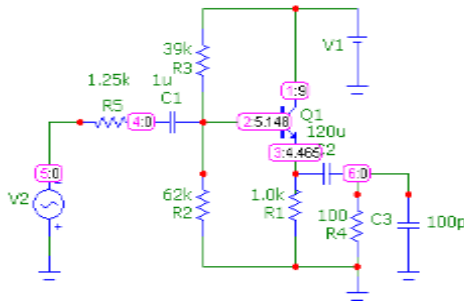


Рисунок 6.1 – Карта напруг для каскаду СК

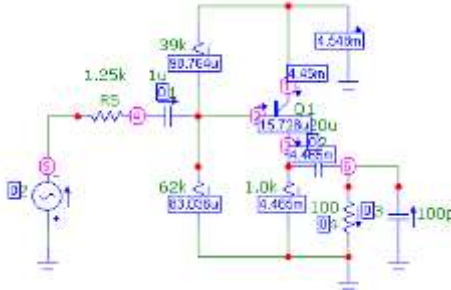


Рисунок 6.2 – Карта струмів для каскаду, що спроектовано при температурі  $t=27^{\circ}\text{C}$

Проводимо аналіз схеми у частотній області. Задати параметри аналізу в частотній області відповідно до рис. 6.3.



Рисунок 6.3 – Параметри завдання на аналіз у частотній області для наскрізного коефіцієнта підсилення з напруги

При такому варіанті завдання аналізується АЧХ і ФЧХ для наскрізного коефіцієнта підсилення. Результати моделювання зображено на рис.6.4. Переконайтеся, що смуга пропускання і наскрізний коефіцієнт підсилення з напруги у діапазоні середніх частот задовольняють ТЗ і відповідають результатам розрахунку.

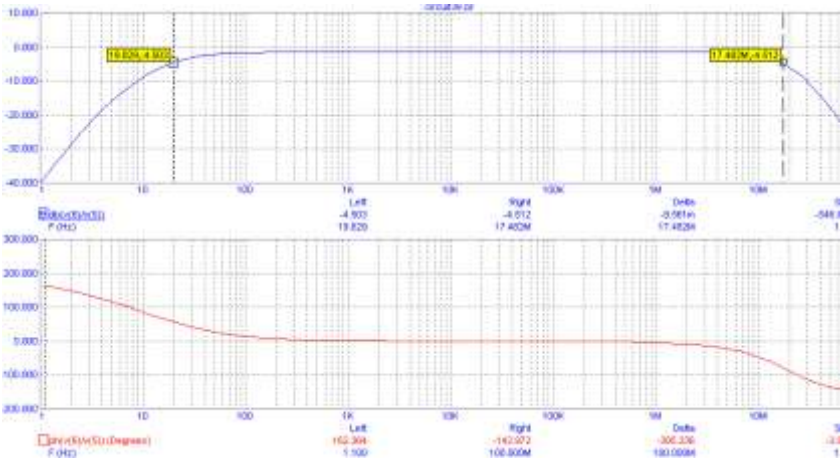


Рисунок 6.4 – ЛАЧХ і ФЧХ для наскрізного коефіцієнта підсилення з напруги

Повторити аналіз у частотній області. Завдання на аналіз встановити згідно з рис.6.5. При такому варіанті завдання на графік буде виводитися частотна залежність вхідного опору каскаду.



Рисунок 6.5 – Завдання на аналіз для отримання частотної залежності вхідного опору

Результат моделювання, який достатньо точно збігається з розрахунком зображено на рис.6.6.

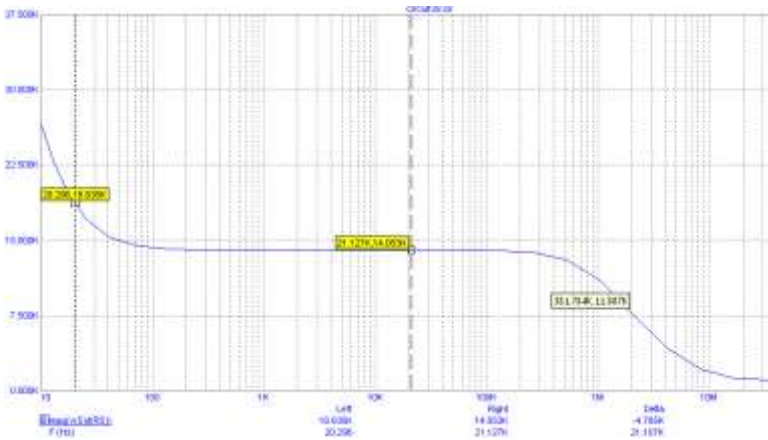


Рисунок 6.6 – Частотна характеристика для вхідного опору каскаду

Провести аналіз у часовій області і визначити рівень нелінійних спотворень каскаду. Амплітуду вхідного сигналу встановити згідно із розрахунком рівною 233 мВ, а частоту  $f=1$  кГц.

Здати режим аналізу у часовій області (Transient). Параметри завдання на аналіз обрати згідно з рис. 6.7.



Рисунок 6.7 – Завдання на аналіз для дослідження схеми у часовій області

При цьому на графіки будуть виводитися епюри вхідної та вихідної напруг (один період) і кумулятивний рівень нелінійних

спотворень для десяти гармонік вихідного сигналу. Результати моделювання наведені на рис.6.8, з якого випливає, що рівень нелінійних спотворень при максимальній амплітуді вихідного сигналу  $U_{\text{вихлм}} = 200$  мВ складає 0,7%.

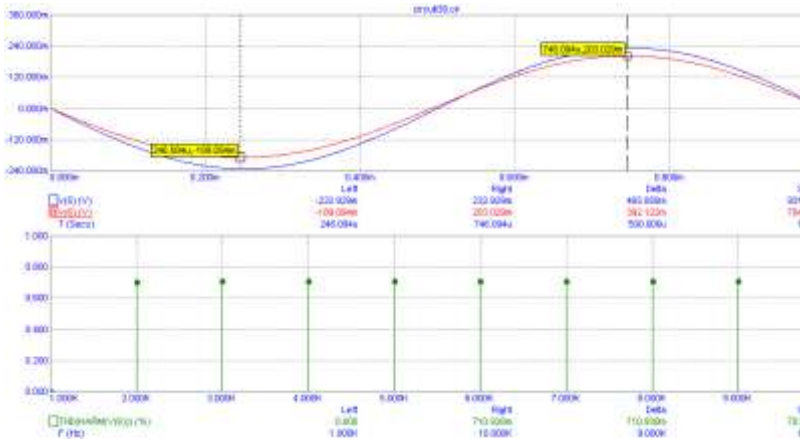


Рисунок 6.8 – Результати моделювання каскаду без V33 для сигнальної складової при амплітуді вхідного сигналу 233 мВ

Очевидно, що зменшення амплітуди вхідного сигналу призведе до зменшення нелінійних спотворень. Для порівняння на рис. 6.9 представлені результати моделювання для амплітуди вхідного сигналу  $U_{\text{вхлм}} = 20$  мВ. Кумулятивне значення коефіцієнта нелінійних спотворень ЕП у такому разі рівняється 0,086%.

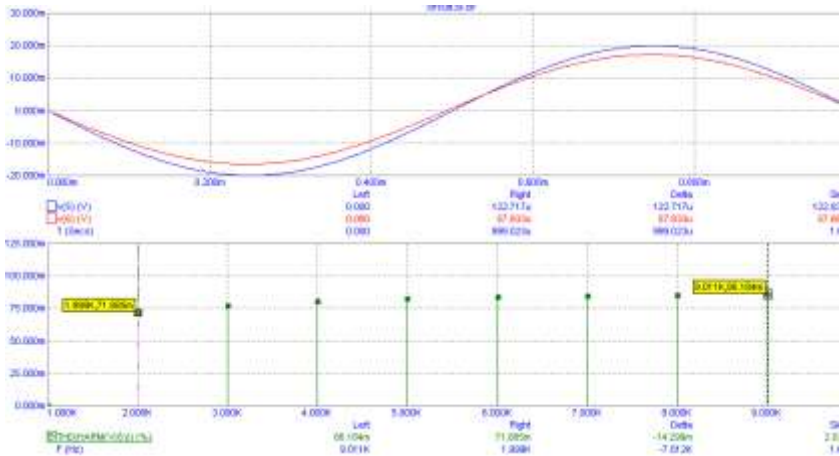


Рисунок 6.9 – Результати моделювання при амплітуді вхідного сигналу 20 мВ

**ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ**

1. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. [Текст] / П. Шкритек; пер. с нем.; – М.: Мир, 1991. – 446 с.
2. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство [Текст] / У. Титце, К. Шенк; пер. с нем.; – М.: Мир, 1983. – 512 с.
3. Красько А.С. Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебное пособие [Текст] / А.С. Красько – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2005. – 178 с.
4. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства: Учеб. пособие для вузов [Текст] / И.Г. Мамонкин – М.: Связь, 1983. – 360 с.
5. Павлов В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебник для вузов. [Текст] / В.Н. Павлов, В.Н. Ногин. – М.: Радио и связь, 1997. – 320 с.
6. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: Учебник для вузов [Текст] / Г.В. Войшвилло. – М.: Радио и связь, 1983. – 264 с.