

Міністерство освіти і науки України
Сумський державний університет

4341 МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання розрахунково-графічної роботи
«Розрахунок підсилювача низької частоти»
з дисципліни «Пристрої аналогової електроніки»
для студентів спеціальності 171 «Електроніка»
усіх форм навчання

Суми
Сумський державний університет
2018

Методичні вказівки до виконання розрахунково-графічної роботи «Розрахунок підсилювача низької частоти» з дисципліни «Пристрої аналогової електроніки» / укладачі: В. В. Гриненко, Ю. О. Зубань, В. М. Гапич. – Суми : Сумський державний університет, 2018. – 74 с.

Кафедра електроніки і комп'ютерної техніки

ЗМІСТ

	С.
1 Вибір типу вихідного каскаду..	4
2 Розрахунок безтрансформаторного вихідного каскаду..	6
3 Розрахунок трансформаторного вихідного каскаду.....	18
4 Розрахунок фазоінверсного каскаду.....	27
5 Розрахунок вхідного каскаду на операційному підсилювачі..	32
6 Розрахунок вхідного каскаду на транзисторі.....	36
6.1 Розрахунок вхідного каскаду на біполярному транзисторі зі спільним емітером	39
6.2 Розрахунок вхідного каскаду на біполярному транзисторі зі спільним колектором.	41
6.3 Розрахунок вхідного каскаду на польовому транзисторі... ..	43
7 Розрахунок коефіцієнта гармонік вихідного каскаду і зворотного зв'язку.....	45
8 Розрахунок ланцюгів фільтрації з живлення	52
9 Розрахунок елементів зв'язку	55
Список літератури.	57
Додаток А.	58
Додаток Б.	60
Додаток В.	73

1 Вибір типу вихідного каскаду

Тип вихідного каскаду вибирається виходячи з необхідної величини напруги живлення.

Амплітудне значення колекторного напруги навантаження

$$U_{км} = U_H \sqrt{2},$$

де U_H - ефективна напруга на навантаженні, В.

Амплітуда імпульсу струму навантаження

$$I_{км} = \frac{U_{км}}{R_H}.$$

Необхідна напруга джерела живлення

$$E_{жс} = 1.1(U_{км} + r_{нас}I_{км}),$$

де $r_{нас}$ - внутрішній опір транзистора в режимі насичення, визначається по вихідній характеристиці транзистора рисунок 1.1.

$$r_{нас} = \frac{U_{нас}}{I_{нас макс}}.$$

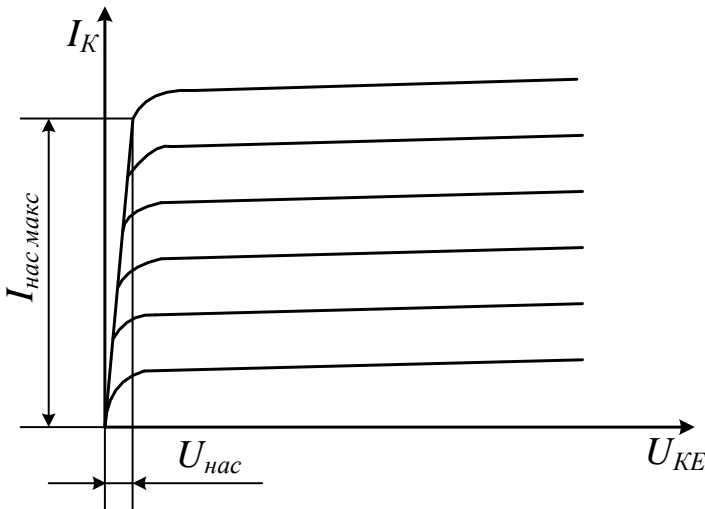


Рисунок 1.1 – Визначення опору $r_{нас}$

Якщо отримане значення $E_{\text{жс}}$ лежить в діапазонах:

- $9 \leq E_{\text{жс}} < 12$, вибираємо безтрансформаторний вихідний каскад з напругою живлення $E_{\text{жс}} = 12 \text{ В}$;
- $12 \leq E_{\text{жс}} < 15$, вибираємо безтрансформаторний вихідний каскад з напругою живлення $E_{\text{жс}} = 15 \text{ В}$;
- $E_{\text{жс}} < 9$ або $E_{\text{жс}} \geq 15$, вибираємо трансформаторний вихідний каскад з напругою живлення $E_{\text{жс}} = 12 \text{ В}$ або $E_{\text{жс}} = 15 \text{ В}$.

2 Розрахунок безтрансформаторного вихідного каскаду

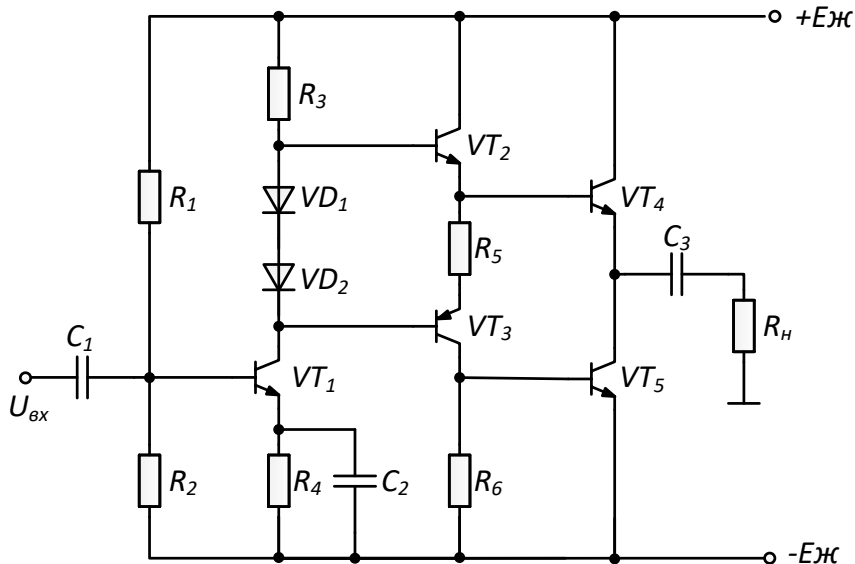


Рисунок 2.1 – Безтрансформаторний вихідний каскад

Амплітудне значення колекторного напруги транзистора VT4 (VT 5):

$$U_{кМ4} = U_H \sqrt{2},$$

де U_H - ефективна напруга на навантаженні, В.

Амплітуда імпульсу колекторного струму транзистора

$$I_{кМ4} = \frac{U_{кМ4}}{R_H}.$$

Потужність що виділяється каскадом в навантаженні

$$P_H = \frac{U_H^2}{R_H}.$$

Орієнтовна потужність, що розсіюється на колекторі транзистора VT4

$$P_{к4} = (0.4 \div 0.9)P_n.$$

Використовуючи отримані значення $U_{к\delta\text{оп}}$, $E_{ж}$, $I_{км4}$ підбираємо транзистори VT4 (VT5), віддаючи перевагу приладам з малим зворотним струмом $I_{ко}$.

Транзистори підходять, якщо виконуються умови:

$$P_{к\delta\text{оп}} > P_{к4},$$

$$U_{ке\delta\text{оп}} > 2E_{ж},$$

$$I_{к\delta\text{оп}} > I_{км4}.$$

Вибираємо транзистор з характеристиками:

$P_{к\delta\text{оп}}$ - максимальна допустима потужність, що розсію-

ється на колекторі транзистора,

$U_{ке\delta\text{оп}}$ - максимальна напруга колектор-емітер транзистора,

ра,

$I_{к\delta\text{оп}}$ - максимальний допустимий постійний струм колек-

тору,

$T_{\delta\text{оп}}$ - максимальна температура переходу.

Максимальна температура колекторного переходу транзистора вибирається з умов

$$t_{к\text{ макс}} = t_{в} + (15 \div 30)^{\circ}\text{C},$$

$$t_{к\text{ макс}} < T_{\delta\text{оп}}.$$

Потужність, що розсіюється на колекторі транзистора при максимальній температурі навколишнього середовища

$$P_{к\delta\text{оп}} \Big|_{t=t_{к\text{ макс}}} = P_{к} \Big|_{t=t_{25^{\circ}\text{C}}} - dP(t_{к\text{ макс}} - 25),$$

dP - Коефіцієнт, що характеризує зменшення потужності з підвищенням температури $\text{Вт}/^{\circ}\text{C}$.

Вибір режиму роботи транзистора по постійному струму і побудова ліній навантаження.

Струм спокою колектору транзисторів VT4 (VT5)
для транзисторів серії КТ 814, КТ 815, КТ 816, КТ 817:

$$I_{ок4} = (0.5 \div 2) \cdot 10^3 \cdot I_{ко},$$

для транзисторів серії КТ 818, КТ 819:

$$I_{ок4} = (200 \div 500) \cdot I_{ко},$$

$I_{ко}$ - значення зворотного струму при 25°C.

Отримане значення струму спокою $I_{ок4}$ має бути не більше допустимого значення: $I_{ок4макс} = (0.01 \div 0.1) I_{км4}$.

Якщо ця умова не виконується необхідно підібрати транзистор з меншим значенням зворотного струму колектору.

На сімействі вихідних статичних характеристик транзистора VT4 (VT5) будують навантажувальні прямі по змінному току з координатами (рисунок 2.2).

$$A(I_{ок4}, E_{ж}); B(I_{ок4} + I_{км4}, E_{ж} - U_{км4}).$$

Переносимо відповідні значення струмів на вхідні характеристики (рисунок 2.3).

Визначаємо для транзисторів VT4 (VT5) (рисунок 2.3):

$U_{бм4}$ - амплітудне значення напруги на базо-емітерний перехід;

$U_{об4}$ - напруга спокою бази;

$U_{бм4макс}$ - максимальне значення напруги на базо-емітерний перехід;

$I_{бм4}$ - амплітудне значення струму бази;

$I_{об4}$ - струм спокою бази;

$I_{бм4макс}$ - максимальне значення струму на базо-емітерний перехід.

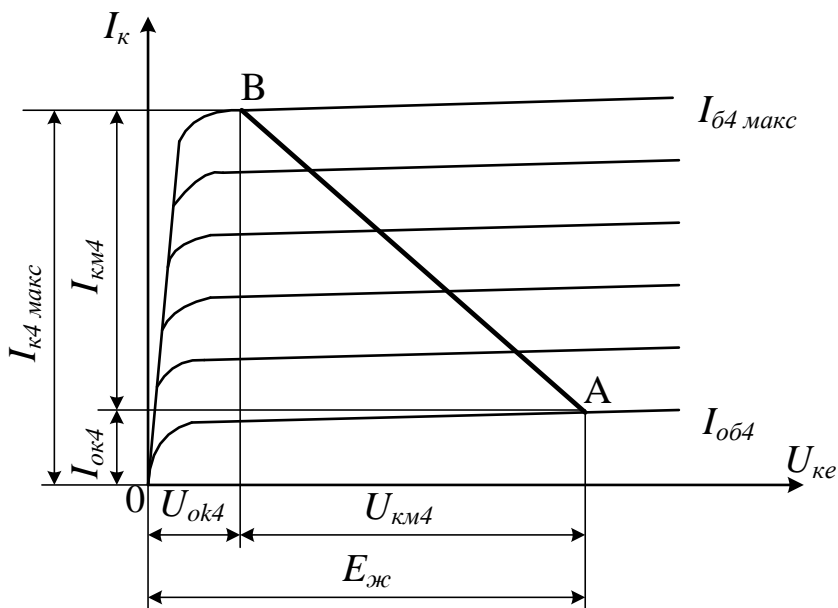


Рисунок 2.2 – Побудова навантажувальної прямої транзистора VT4 (VT5)

Вхідний опір транзисторів VT4 (VT5)

$$R_{вх\ бe4} = \frac{U_{бм4}}{I_{бм4}}$$

Номинал резисторів R_5 (R_6)

$$R_5 = R_6 = (2 \div 5) R_{вх\ бe4}$$

Після розрахунку необхідно вибрати значення опираючись відповідно до низки номінальних значень (Додаток В).

Вибір передвихідних транзисторів і режимів роботи їх по постійному струму.

Струм спокою емітера транзистора VT2 (VT3)

$$I_{oe2} = I_{об4} + \frac{U_{об4}}{R_5}$$

Амплітудне значення струму емітера транзистора VT2 (VT3)

$$I_{em2} = \frac{U_{\bar{b}m4}}{R_5 \parallel R_{вх\bar{b}e4}}.$$

Прийmemo $I_{км2} \approx I_{em2}$.

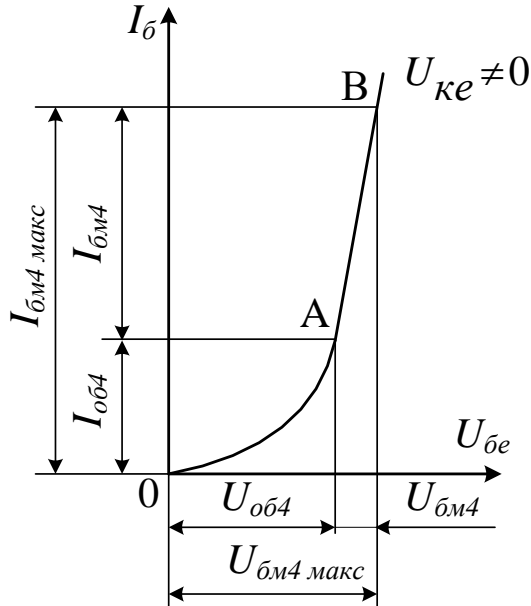


Рисунок 2.3 – Визначення параметрів вхідного сигналу транзистора VT4 (VT5)

Аналогічно вибору вихідних транзисторів вибираємо VT2 (VT3). Транзистори підходять, якщо виконуються рівності:

$$P_{к доп} > \frac{P_n I_{\bar{b}m4}}{I_{км4}},$$

$$U_{ке доп} > 2E_{жс},$$

$$I_{к доп} > I_{к макс} = I_{км2} + I_{ок2} \approx I_{em2} + I_{oe2}.$$

Для побудови лінії навантаження по постійному струму транзисторів VT2 (VT3) вибираємо наступні координати (рисунок 2.4).

$$A' (I_{ок2}, E_{жс} - U_{об4}),$$

$$A'' (I_{ок2} + I_{км2}, E_{жс} - U_{об4} - U_{км2}),$$

де $U_{км2} = U_{км4} + U_{бм4}$.

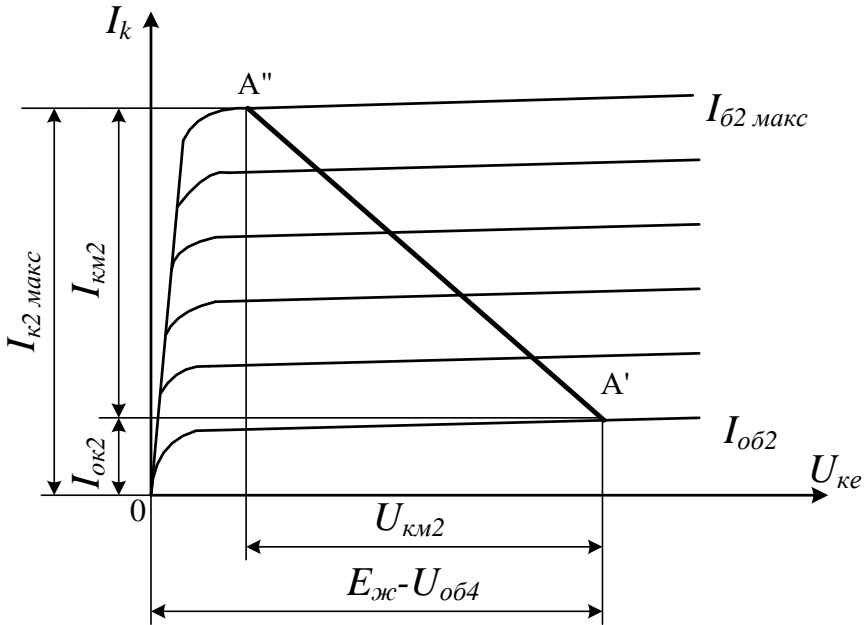


Рисунок 2.4 – Побудова навантажувальної прямої транзистора VT2 (VT3)

Переносимо навантажувальну пряму на вхідну характеристику (рисунок 2.5).

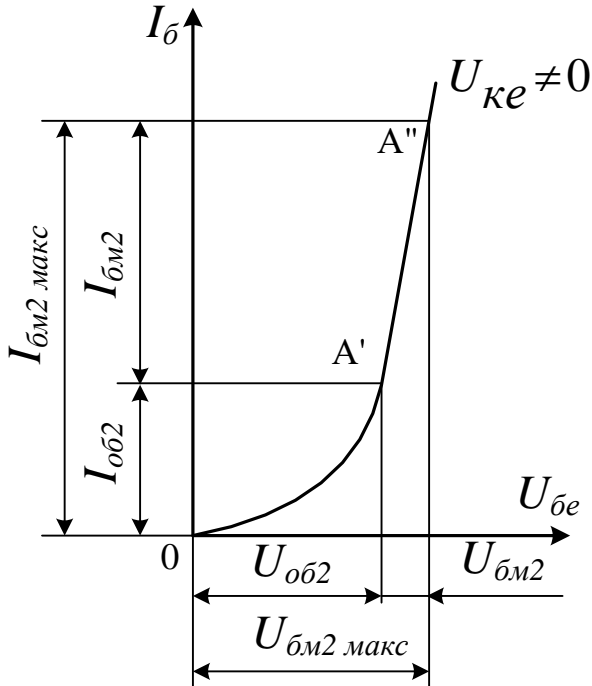


Рисунок 2.5 – Визначення параметрів вхідного сигналу транзистора VT2 (VT3)

За графіками (рисунок 2.4, 2.5) визначаємо для транзисторів VT2 (VT3):

U_{bM2} - амплітудне значення напруги на базо-емітерний перехід;

U_{ob2} - напруга спокою бази;

I_{bM2} - амплітудне значення струму бази;

I_{ob2} - струм спокою бази.

Визначення основних параметрів каскаду, зібраного на VT2, VT3, VT4, VT5.

Вхідний опір транзистора VT2 (VT3)

$$R_{вх\ бe2} = \frac{U_{\ бm2}}{I_{\ бm2}}.$$

Вхідний опір верхнього плеча вихідного каскаду на VT2, VT4

$$R_{вх\ 2.4} = R_{вх\ бe2} + \left(R_5 \parallel R_{вх\ бe4} \right) \frac{I_{км2}}{I_{\ бm2}} + R_H \frac{I_{км4}}{I_{\ бm2}}.$$

Вхідний опір нижнього плеча вихідного каскаду на VT3, VT5

$$R_{вх\ 3.5} = R_{вх\ бe3} + R_H \frac{I_{км5}}{I_{\ бm3}}.$$

Амплітудне значення вхідної напруги:

- верхнього плеча (VT2, VT4)

$$U_{вх\ m2} = U_{\ бm2} + U_{\ бm4} + U_{км4},$$

- верхнього плеча (VT3, VT5)

$$U_{вх\ m3} = U_{\ бm3} + U_{км5}.$$

Струм спокою емітера транзистора VT1

$$I_{oe1} = I_{одVD} \geq (2 \div 3) I_{об2}.$$

Якщо $I_{oe1} < 1mA$ приймаємо $I_{oe1} = (1 \div 10)mA$.

Необхідне падіння напруги $U_{од}$ на діодах VD1 (VD2) при струмі $I_{одVD}$

$$U_{од} = 2U_{об2} + U_{об4}.$$

Для визначення кількості діодів в ланцюзі зміщення використаємо пряму гілку вольт-амперної характеристики діода (рисунк 2.6).

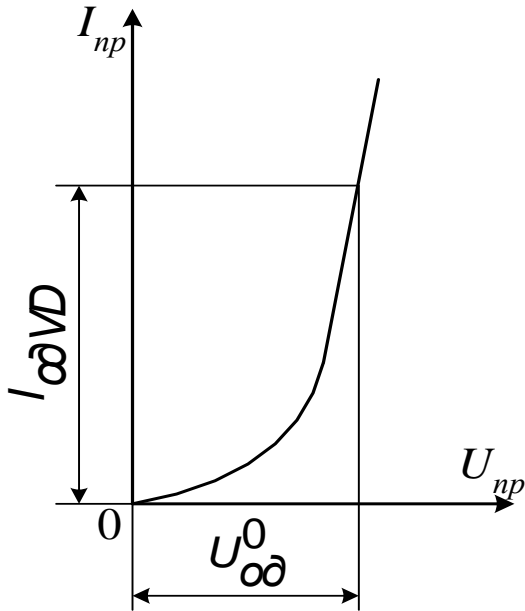


Рисунок 2.6 – Визначення кількості діодів по прямій ділянці вольт-амперної характеристики діода

$$N_{\partial} = \frac{U_{од}}{U_{од}^0},$$

де $U_{од}^0$ - падіння напруги на одному діоді при прямому струмі $I_{одVD}$.

Отримане значення N_{∂} округлюється в більшу сторону.

Величина опору R_3

$$R_3 = \frac{2E_{ж} - U_{од}}{2I_{одVD}}.$$

Вибираємо транзистор VT1. Транзистори підходять, якщо виконуються нерівності

$$U_{кедон} > 2E_{ж}$$

$$I_{кедон} > 3I_{оел}.$$

Вхідний опір верхнього плеча з урахуванням R_3

$$R_{вх\ верх} = R_3 \parallel R_{вх\ 2.4} .$$

Вхідний опір нижнього плеча з урахуванням R_3

$$R_{вх\ нижн} = R_3 \parallel R_{вх\ 3.5} .$$

Середнє вхідний опір плечей

$$R_{вх} = 0.5(R_{вх\ нижн} + R_{вх\ верх}) .$$

Величина опору R_4 :

$$R_4 = \frac{U_{R4}}{I_{oel}} ,$$

$$U_{R4} = 2(0.1 \div 0.3) E_{жс} .$$

Значення струму бази спокою транзистора VT1

$$I_{об1} = \frac{I_{oel}}{h_{21e\ мин}} ,$$

де $h_{21e\ мин}$ - мінімальний коефіцієнт передачі струму бази.

Струм подільника напруги

$$I_{под} = (2 \div 5) I_{об1} .$$

Значення опорів подільника

$$R_2 = \frac{U_{об1} + U_{R4}}{I_{под}} ,$$

$$R_1 = \frac{2E_{жс} - U_{об1} - U_{R4}}{I_{об1} + I_{под}} .$$

Вхідний опір транзистора VT1

$$R_{вх\ VT1} = r_b + \frac{0.025}{I_{oel}} (1 + h_{21e\ мин}) ,$$

де $r_{\bar{o}}$ визначається по вхідній характеристиці транзистора VT1 на прямій ділянці вольт-амперної характеристики (рисунок 2.7).

$$r_{\bar{o}} = \frac{U_{o6VT1}^{-0.6}}{I_{o6VT1}} .$$

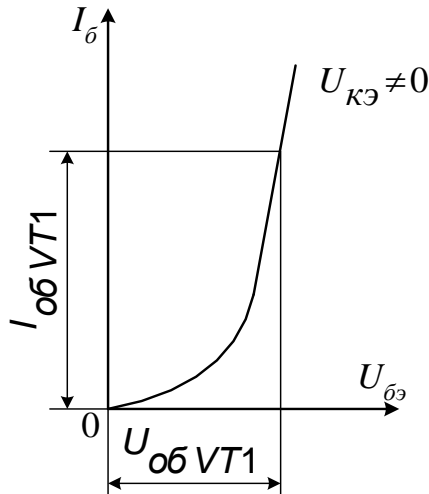


Рисунок 2.7 – Визначення $r_{\bar{o}}$ по вхідній характеристиці транзистора VT1

Вхідний опір вихідного каскаду

$$R_{\bar{e}x}^{вихк} = R_{\bar{e}xVT1} \parallel R1 \parallel R2 .$$

Коефіцієнт підсилення по напрузі підсилювача на транзисторі VT1

$$K_{UVT1} = h_{21e\min} \frac{R_{\bar{e}x}}{R_{\bar{e}x}^{вихк}} .$$

Коефіцієнт підсилення по напрузі:

- верхнього плеча на транзисторах VT2, VT4

$$K_{U2.4} = \frac{U_{кМ4}}{U_{вхМ2}},$$

- нижнього плеча на транзисторах VT3, VT5

$$K_{U3.5} = \frac{U_{кМ4}}{U_{вхМ3}}.$$

Коефіцієнт підсилення вихідного каскаду за напругою

$$K_{и}^{вихк} = 0.5K_{UVT1}(K_{U2.4} + K_{U3.5}).$$

Уточнюємо значення потужності, що розсіюється одним транзистором VT4 (VT5)

$$P_{к4 макс} = 0.32E_{жс} \left(\frac{2}{\pi} I_{кМ4} + (\pi - 1) I_{ок4} \right) - 0.1U_{кМ4} I_{кМ4}.$$

Коефіцієнт корисної дії каскаду

$$\eta = \frac{P_{н}}{2E_{жс}(I_{ок4} + I_{одVD} + I_{од} + I_{ок2} + \frac{1}{\pi}(I_{кМ4} + I_{кМ2}))}.$$

3 Розрахунок трансформаторного вихідного каскаду

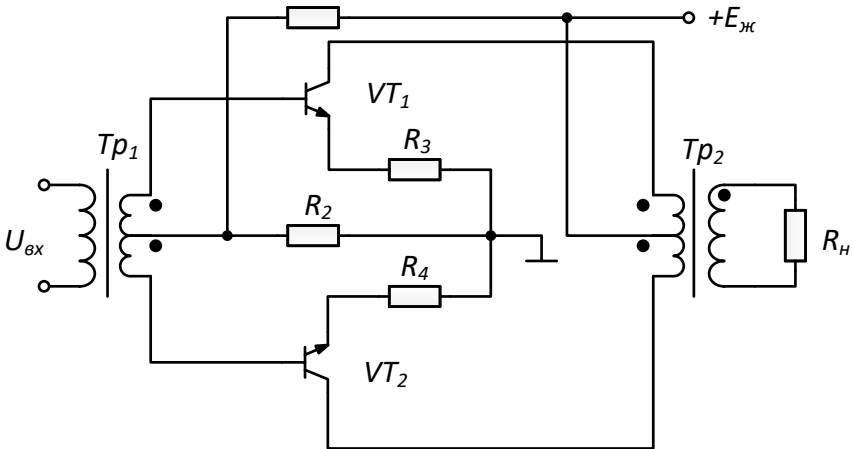


Рисунок 3.1 – Трансформаторний вихідний каскад

Вибір вихідних транзисторів.

Амплітудне значення колекторного напруги навантаження

$$U_{км} = U_n \sqrt{2},$$

де U_n - ефективна напруга на навантаженні, В.

Амплітуда імпульсу струму навантаження

$$I_{км} = \frac{U_{км}}{R_n}.$$

Амплітуда напруги на колекторі транзистора

$$U'_{км} = K_I E_n = 0.85 E_{ж}.$$

Коефіцієнт трансформації вихідного трансформатора

$$n = \frac{U'_{км} \sqrt{\eta_{тр}}}{U_{км}},$$

де η_{tr} - ККД вихідного трансформатора. Визначається за таблицею 3.1 в залежності від потужності, що виділяється в навантаженні:

$$P_H = \frac{U_H^2}{R_H}.$$

Таблиця 3.1 – Визначення ККД вихідного трансформатора

Вихідна потужність між-каскадного або вихідного трансформатора	ККД трансформатора в стаціонарних установках з великою тривалістю роботи
До 1 Вт	0.7–0.8
Від 1 до 10 Вт	0.75–0.85
Від 10 до 100 Вт	0.84–0.93

Амплітуда струму на колекторі

$$I'_{KM} = \frac{I_{KM}}{n \sqrt{\eta_{tr}}}.$$

Потужність, що віддається транзистором в навантаження

$$P'_H = \frac{P_H}{\eta_{tr}}.$$

Формули для орієнтовного розрахунку потужності розсіювання на колекторі транзистора в залежності від режиму роботи наведені в таблиці 3.2. В каскаді (рисунок 3.2) транзистор працює в режимі АВ. Для вказаного режиму обирається максимально можливе значення потужності, що розсіюється на колекторі.

За отриманим значенням P_K вибирають тип транзистора.

При цьому у вибраного транзистора допустима потужність розсіювання на колекторі при максимальній робочій температурі колекторного переходу повинна бути більше розрахованої величини, тобто повинна виконуватися умова

$$P_{к доп} \Big|_{t=t_{к макс}} > P_{к} \cdot$$

Таблиця 3.2 – Визначення потужності розсіювання на колекторі транзистора

Тип каскаду	Режим роботи транзистора	Вхідна Напруга	Розрахункова формула
Двотактний трансформаторний каскад підсилення потужності	Клас АВ	0	$P_{к} \approx 0.1P_{Н}'$
		$0.64U_{вх макс}$	$P_{к} \approx 0.85P_{Н}'$
		$U_{вх макс}$	$P_{к} \approx 0.6P_{Н}'$
	Клас В	0	$P_{к} = 0$
		$0.64U_{вх макс}$	$P_{к} \approx 0.4P_{Н}'$
		$U_{вх макс}$	$P_{к} \approx 0.28P_{Н}'$

Можливість застосування транзистора визначається умовами:

$$I_{к макс} < I_{к доп},$$

$$U_{ке макс} < U_{ке доп}.$$

Максимальна температура колекторного переходу транзистора вибирається з умов

$$t_{к макс} = t_B + (15 \div 30)^{\circ}C,$$

$$t_{к макс} < T_{доп}.$$

$$P_{к доп} \Big|_{t=t_{к макс}} = P_{к} \Big|_{t=25^{\circ}C} - dP(t_{к макс} - 25),$$

dP - коефіцієнт, що характеризує зменшення потужності з підвищенням температури $Вт/^{\circ}C$.

Розрахунок режиму роботи транзистора по постійному і змінному струму.

Внаслідок того, що вхідні каскади працюють у режимі великого сигналу, розрахунок їх слід вести графоаналітичним методом. Для цього на сімействі вихідних статичних характеристик вибраного транзистора виділяється область, в якій можуть бути розташовані лінії навантаження по змінному та постійному струмах, обмежена $I_{ок}$, $I_{к доп}$, $U_{к доп}$, $U_{к мін}$ і гіперболою

$$P_{кт макс}.$$

Величина струму колектору в режимі спокою для транзисторів серії КТ 814, КТ 815, КТ 816, КТ 817:

$$I_{ок} = K_2 \cdot I_{ко} = (0.5 \div 2) \cdot 10^3 \cdot I_{ко},$$

для транзисторів серії КТ 818, КТ 819:

$$I_{ок} = K_2 \cdot I_{ко} = (200 \div 500) \cdot I_{ко},$$

де K_2 - коефіцієнт, що визначає термостійкість транзистора в робочій точці.

$I_{ко}$ - значення зворотного струму при 25°C.

При цьому необхідно щоб

$$I_{к доп} \geq (1.15 \div 1.2) \cdot (I_{ок} + I'_{км}),$$

де $K_3 = 1.15 \div 1.2$ - коефіцієнт запасу по струму.

Максимальна сумарна коливальна потужність, що виділяється в колекторному та емітерному ланцюгах

$$P_{\Sigma} = (1 + K_4) \cdot P'_H,$$

де $K_4 = 0.03 \div 0.1$ - коефіцієнт, який визначає співвідношення потужностей, що виділяються в емітерному і колекторних ланцюгах.

Еквівалентний опір, що характеризує сумарне навантаження для змінних складових струмів в колекторному та емітерному ланцюгах

$$R_{\Sigma} = \frac{2P_{\Sigma}}{(I'_{km})^2}.$$

Опір у колекторному та емітерному ланцюгах, що відповідають прийнятним значенням коефіцієнту K_4

$$R_K = \frac{R_{\Sigma}}{1 + K_4},$$

$$R_e = R_3 = R_4 = \frac{\alpha^2 K_4 R_{\Sigma}}{1 + K_4},$$

де α - коефіцієнт передачі струму емітера для вибраного транзистора.

Активний опір половини первинної обмотки вихідного трансформатора

$$r_{In} = 0.59(1 - \eta_{mp})R_K.$$

Для надійної роботи транзистора необхідно дотримуватися умови

$$U_{OK} = 1.1(U'_{KM} + I'_{KM} r_{нас}) \leq 0.45U_{ке доп}.$$

При цьому необхідно щоб

$$E_{жс} \geq U_{OK} + I_{OK} \left(\frac{R_e}{\alpha} + r_{In} \right).$$

Якщо умова не виконується, то необхідно зменшити коефіцієнти K_1 і K_2 .

Максимальна потужність, що розсіюється на колекторі одного транзистора при

$$U_{\text{вх}} = 0.64U_{\text{вх макс}},$$

$$P_{\text{к макс}} = 0.32U_{\text{ок}} \left(\frac{2}{\pi} I'_{\text{км}} + (\pi - 1) I_{\text{ок}} \right) - 0.1U'_{\text{км}} I'_{\text{км}}.$$

Через точки:

$$A_0(I_{\text{ок}}, E_{\text{ж}} - I_{\text{ок}} \left(\frac{R_e}{\alpha} + r_{1n} \right)) \text{ та}$$

$$A_1(I_{\text{ок}} + I'_{\text{км}}, E_{\text{ж}} - I_{\text{ок}} \left(\frac{R_e}{\alpha} + r_{1n} \right) - U'_{\text{км}})$$

проводимо навантажувальну пряму по змінному струму (рисунок 3.1).

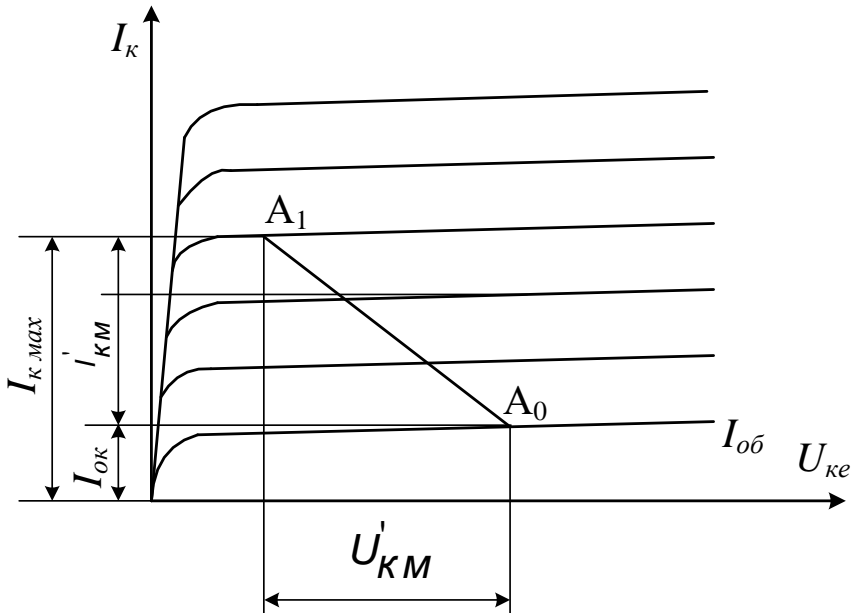


Рисунок 3.1 – Побудова навантажувальної прямої транзистора VT1 (VT2)

Шляхом перенесення точок A_0 і A_1 з вихідної характеристики на вхідну нагріванні (рисунок 3.2), визначаються наступні параметри:

$U_{\bar{o}m}$ - амплітудне значення напруги на базо-емітерному переході;

$U_{o\bar{o}}$ - напруга спокою бази;

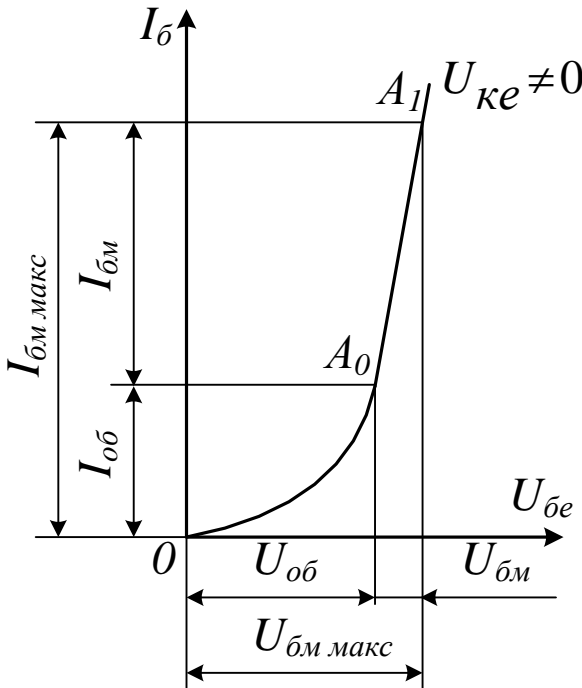


Рисунок 3.2 – Визначення параметрів вхідного сигналу транзистора VT1 (VT2)

$I_{\bar{o}m}$ - амплітудне значення струму на базо-емітерному переході;

$I_{\bar{o}o}$ - струм спокою бази.

Розрахунок елементів ланцюга зміщення.

Напруга в середній точці базового дільника в режимі спокою (зневажаючи падінням напруги на вторинній обмотці вихідного трансформатора)

$$U_{од} = U_{об} + I_{ок} \frac{R_e}{\alpha}.$$

Постійна складова струму через резистор R_2

$$I_{под} = (0.5 \div 2) I_{бм}.$$

Опір резистора R_2

$$R_2 = \frac{U_{од}}{I_{под}}.$$

Опір резистора R_1

$$R_1 = \frac{E_{жс} - U_{од}}{I_{под} + 2I_{об}}.$$

Розрахунок вхідного ланцюга каскаду.

Амплітудне значення вхідної напруги:

$$U_{вх}^{вихк} = U_{бм} + I_{бм} (R_{б} + (1 + h_{21e\text{мін}}) R_e).$$

Вхідний опір

$$R_{вх}^{вихк} = \frac{R_{вх}^{мп} R_{б}}{R_{вх}^{мп} + R_{б}},$$

$$\text{де } R_{б} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{вх}^{мп} = \frac{U_{вх}^{вихк}}{I_{бм}} - \text{вхідний опір транзистора.}$$

Вхідна потужність

$$P_{вх}^{вихк} = \frac{(U_{вх}^{вихк})^2}{2R_{вх}^{вихк}}.$$

Коефіцієнт підсилення каскаду по напрузі

$$K_{и}^{вихк} = \frac{\sqrt{2}U_{н}}{U_{вх}^{вихк}}.$$

Розрахунок ККД каскаду для максимального вхідного сигналу.

Середнє значення струму, споживаного одним транзистором

$$I_0 = \frac{I}{\pi} (I'_{км} + (\pi - 1)I_{ок}).$$

Потужність, споживана колекторним ланцюгом обох транзисторів

$$P_{ок} = 2E_{жс}I_0.$$

Потужність, споживана ланцюгом зміщення

$$P_{зм} = E_{жс}I_{под}.$$

ККД каскаду

$$\eta_{вк} = \frac{P_{н}}{P_{зм} + P_{ок}} * 100\%.$$

4 Розрахунок фазоінверсного каскаду

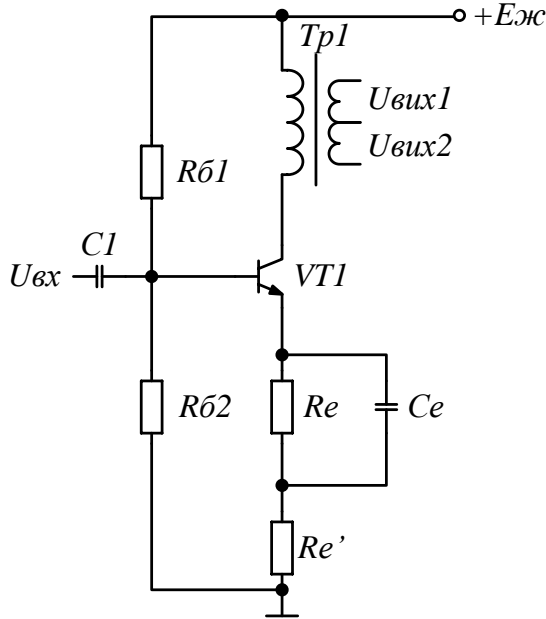


Рисунок 4.1 – Фазоінверсний каскад.

Вихідними величинами для розрахунку каскаду є опір навантаження $R_H^{фiк}$ і максимальна амплітуда напруги на навантаженні. Цими значеннями для фазоінверсного каскаду (ФІК) є параметри вхідного ланцюга вихідного каскаду $R_{вх}^{вихк}$ і $U_{вх}^{вихк}$.

Розрахунок каскаду виконується в наступному порядку.

Вибір транзистора проводиться за співвідношенням

$$P_H = (3 \div 5) P_H',$$

де $P_H' = \frac{P_{вх}^{вихк}}{\eta_{тр}}$ - потужність, що віддається транзистором в

навантаження, тобто у вхідні ланцюг вихідного каскаду,

$P_{вх}^{вихк}$ - потужність на виході ФІК (вході вихідного трансформаторного каскаду);

$\eta_{тр}$ - ККД. трансформатора ФІК (таблиця 3.1).

Напруга живлення каскаду визначається з умов

$$E_{ж}^{фік} \leq 0.4U_{ке доп}; \quad E_{ж}^{фік} \leq E_{ж}^{вихк}$$

де $E_{ж}^{фік}$ - напруга живлення ФІК;

$E_{ж}^{вихк}$ - напруга живлення вихідного каскаду.

Розрахунок режиму роботи проводиться за співвідношеннями:

$$U_{км}^{фік} = E_{ж}^{фік} - U_{ке мін} - \Delta U_{ке} - U_e,$$

$$U_{ок}^{фік} = E_{ж}^{фік} - U_e.$$

Вхідні в співвідношення величини $\Delta U_{ке}$, $U_{ке мін}$, U_e вибираються з таких міркувань. Стабільність каскаду можна вважати задовільною, якщо зміна струму спокою при зміні робочої температури не перевищить 15–20%. Ця умова виконується, якщо вибрати падіння напруга на емітерний опір рівним

$$U_e = (0.1 \div 0.3) E_{ж}^{фік}.$$

Тоді зміна напруги колектор-емітер при трансформаційних змін робочої температури транзистора складе величину:

$$\Delta U_{ке} \approx (0.15 \div 0.2) U_e.$$

Напруга $U_{ке мін}$ визначають по вихідних характеристиках, або приймають рівним $0.5 \div 1 \text{ В}$.

Мінімально-допустимий струм колектору повинен в нескільки разів перевищувати зворотний струм колекторного переходу при максимальній робочій температурі, тобто

$$I_{к мін} \geq (10 \div 100) I_{ко 25^\circ C}.$$

Амплітуда струму колектору

$$I_{\text{км}}^{\text{фiк}} = \sqrt{\frac{2P_{\text{бк}}}{\frac{6x}{R'_H}}},$$

$$\text{де } R'_H = \frac{(U_{\text{км}}^{\text{фiк}})^2}{2P'_H}.$$

Струм колектору в режимі спокою

$$I_{\text{ок}}^{\text{фiк}} = I_{\text{км}}^{\text{фiк}} + I_{\text{кмін}} + \Delta I_{\text{к}}$$

де $\Delta I_{\text{к}}$ - зміна струму спокою при зміні робочої температури не перевищує 15–20%

$$\Delta I_{\text{к}} = (0.15 - 0.2) I_{\text{ок}}^{\text{фiк}}.$$

Параметри ланцюга стабілізації режиму і зміщення визначаються за співвідношеннями

$$R_e = \frac{\alpha U_e}{I_{\text{ок}}^{\text{фiк}}},$$

$$R_{\sigma 1} = \frac{E_{\text{к}}^{\text{фiк}} (S_{\text{фiк}} - 1)}{I_{\text{ок}}^{\text{фiк}} - S_{\text{фiк}} I_{\text{ко } 20^{\circ}\text{C}}},$$

$$R_{\sigma 2} = \frac{R_{\sigma 1} R_{\text{э}} (S_{\text{фiк}} - 1)}{\alpha S_{\text{фiк}} R_{\sigma 1} - ((R_{\sigma 1} + R_e)(S_{\text{фiк}} - 1))},$$

де $S_{\text{фiк}} = (5 \div 10)$ - коефіцієнт нестабільності ФК.

Вхідний опір транзистора в схемі ОЕ визначається по вхідній характеристиці $R_{вх}^{mp} = \Delta U_{\bar{b}e} / I_{\bar{b}}$ для струму бази в режимі спокою $I_{\bar{b}} = I_{ок}^{\phi ik} / h_{21e min}$ або для малопотужних транзисторів може бути розраховане аналітично по співвідношенню

$$R_{вх}^{mp} = r_{\bar{b}} + (h_{21e min} + 1)r_e ,$$

де $r_e = \frac{\varphi_T m}{I_{ок}^{\phi ik}}$; $m = 1$ - для германієвих транзисторів;

$m = 2$ - для кремнієвих транзисторів;

$$\varphi_T = 25 мВ \text{ для } t_{\bar{b}} = 20^\circ C ;$$

$$r_{\bar{b}} = (100 \div 200) Ом - \text{опір базового шару.}$$

Для зменшення впливу розкиду параметрів транзистора на коефіцієнт підсилення в емітерний ланцюг установлюють опір R_{e1} , не заблокований конденсатором. Це опір зазвичай приймають в межах

$$R_{e1} = (1 \div 5)r_e .$$

Тоді $R_{вх}^{mp} = r_{\bar{b}} + (h_{21e min} + 1)(r_e + R_{e1})$.

$$I_{\bar{b}m}^{\phi ik} = \frac{I_{км}^{\phi ik}}{h_{21e min}} ,$$

$$U_{вх}^{\phi ik} = I_{\bar{b}m}^{\phi ik} R_{вх}^{\phi ik} ,$$

$$R_{вх}^{\phi ik} = \frac{R_{вх}^{mp} R_{\bar{b}}}{R_{вх}^{mp} + R_{\bar{b}}} ,$$

$$R_{\bar{b}} = \frac{R_{\bar{b}1} R_{\bar{b}2}}{R_{\bar{b}1} + R_{\bar{b}2}} ,$$

$$P_{\text{вх}}^{\text{фiк}} = \frac{(U_{\text{вх}}^{\text{фiк}})^2}{2R_{\text{вх}}^{\text{фiк}}},$$

$$I_{\text{вх}}^{\text{фiк}} = \frac{U_{\text{вх}}^{\text{фiк}}}{R_{\text{вх}}^{\text{фiк}}}.$$

Коефіцієнт підсилення каскаду по напрузі

$$K_u^{\text{фiк}} = \frac{U_{\text{вк}}^{\text{фiк}}}{U_{\text{вх}}^{\text{фiк}}}.$$

5 Розрахунок вхідного каскаду на операційному підсилювачі

Вхідний каскад призначений для узгодження підсилювача з джерелом сигналу. Розглянемо розрахунок вхідний каскаду на основі операційного підсилювача, схеми каскаду представлені на рисунках 5.1, 5.2.

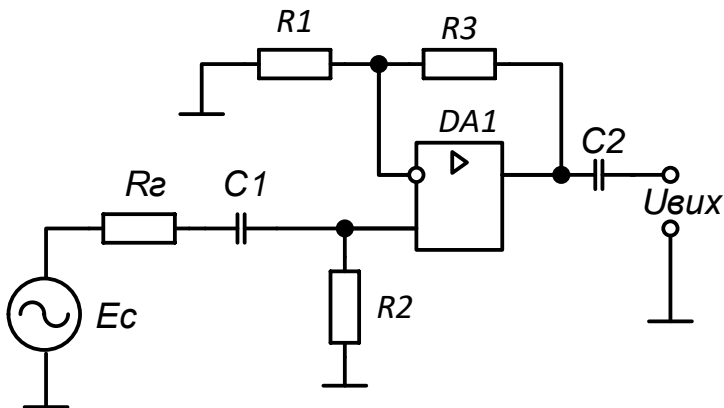


Рисунок 5.1 - Вхідний каскад (неінвертувальна схема включення)

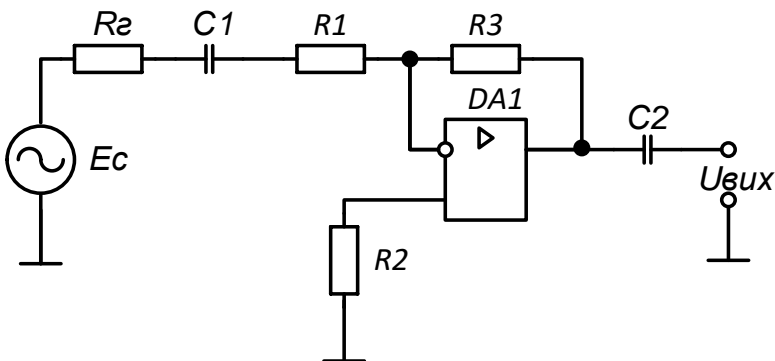


Рисунок 5.2 – Вхідний каскад (інвертувальна схема включення)

Розрахунок починаємо з вибору операційного підсилювача. Критерієм придатності ОП є наступна система нерівності:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{вих макс}^{оп} \geq 1.2 I_{вхл} \\ U_{вих макс}^{оп} \geq 1.2 U_{вхл} \\ f_{\nu}^{оп} > (3 \div 5) f_{\nu} \\ \left| U_{вих мін}^{оп} \right| \geq 1.2 U_{вхл} \end{array} \right.$$

де $I_{вих макс}^{оп}$ - максимальний вихідний струм ОП;

$U_{вих макс}^{оп}, U_{вих мін}^{оп}$ - максимальне і мінімальне значення напруги на виході ОП;

$f_{\nu}^{оп}$ - верхня гранична частота ОП.

Коефіцієнт підсилення вхідного каскаду визначається за формулою

$$K_u^{вхк} = \frac{K_u^{nc}}{K_u^{вхк} K_u^{фік}} - \text{для трансформаторного вихідного каскаду;}$$

каскаду;

$$K_u^{вхк} = \frac{K_u^{nc}}{K_u^{вхк}} - \text{для безтрансформаторного вихідного каскаду,}$$

скаду,

де $K_u^{nc} = \frac{U_n}{E_c}$ - коефіцієнт підсилення по напрузі всього підсилювача.

підсилювача.

При цьому має виконуватися така умова

$$K_u^{вхк} < 100.$$

Якщо умова не виконується, необхідно використовувати два каскаду на операційному підсилювачі з коефіцієнтами підсилення по напрузі

$$K_u^1 = K_u^2 = \sqrt{K_u^{вхк}}.$$

Вибираємо величину опору R_3 виходячи з таких міркувань

$$R_3 = (2 \div 5) R_{н\ min},$$

де $R_{н\ min}$ - мінімальний опір навантаження операційного підсилювача.

Зробимо розрахунок схеми, представленої на рисунку 5.1.

Величину опору R_1 визначаємо виходячи з величини коефіцієнта підсилення по напрузі

$$K_u = 1 + \frac{R_3}{R_1},$$

$$R_1 = \frac{R_3}{K_u - 1}.$$

Резистор R_2 ставиться для компенсації вхідних струмів операційного підсилювача

$$R_2 = R_1 \parallel R_3 = \frac{R_3 R_1}{R_1 + R_3}.$$

Зробимо розрахунок схеми, представленої на малюнку 5.2.

Величину опору R_1 визначаємо виходячи з величини коефіцієнта підсилення по напрузі

$$K_u = -\frac{R_3}{R_1},$$

$$R_1 = \frac{R_3}{|K_u|}.$$

Резистор R_2 ставиться для компенсації вхідних струмів операційного підсилювача

$$R_2 = R_1 \parallel R_3 = \frac{R_3 R_1}{R_1 + R_3}.$$

6 Розрахунок вхідного каскаду на транзисторі

Вибір типу вхідного каскаду проводиться виходячи з умови:

$$R_{вк}^{вх} > 10R_{\Gamma},$$

де $R_{вк}^{вх}$ - вхідний опір вхідного каскаду;

R_{Γ} - вихідний опір джерела сигналу.

Визначимо вхідний опір каскаду, на біполярному транзисторі з спільним емітером.

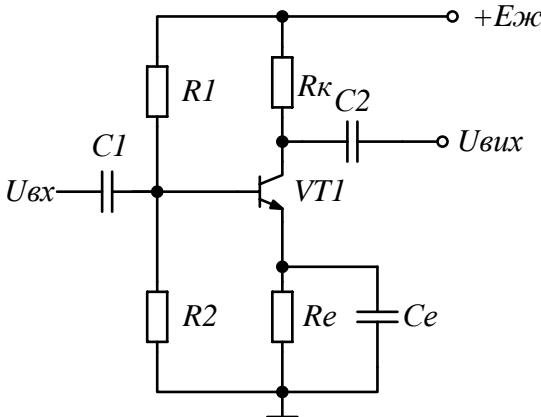


Рисунок 6.1 – Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі з спільним емітером.

Задаємося режимом роботи по постійному струму I_{oe} . Величину I_{oe} визначимо для максимального значення h_{21e} за графіком залежності $h_{21e}(I_{oe})$.

Значення струму бази спокою транзистора

$$I_{об} = \frac{I_{oe}}{h_{21e\min}},$$

де $h_{21e\min}$ - мінімальний коефіцієнт струму бази.

За вхідний характеристики для $U_{ке} \neq 0$ за значенням $I_{об}$ визначимо $U_{об}$. обчислюємо $r_{б}$

$$r_{б} = \frac{U_{об} VT - 0.6}{I_{об} VT}.$$

Визначаємо вхідний опір транзистора

$$R_{вх} VT = r_{б} + \frac{0.025}{I_{oe}} (1 + h_{21e} \text{мін}).$$

Задаємося потенціалами емітера і колектору

$$U_e = (0.1 \div 0.3) E_{жс},$$

$$U_k = 0.3 E_{жс}.$$

Задаємося струмом подільника

$$I_{под} = (2 \div 5) I_{об}.$$

опору дільника

$$R_2 = \frac{U_{об} + U_e}{I_{под}},$$

$$R_1 = \frac{E_n - U_{об} - U_e}{I_{об} + I_{под}}.$$

Вхідний опір вхідного каскад

$$R_{вх}^{вхк} = R_{вх} VT \parallel R_1 \parallel R_2.$$

Перевірити виконання умови $R_{вк}^{вх} > 10R_{Г}$. Якщо умова не виконується, переходимо до розрахунку вхідного каскаду на біполярному транзисторі з спільним колектором (рисунк 6.2).

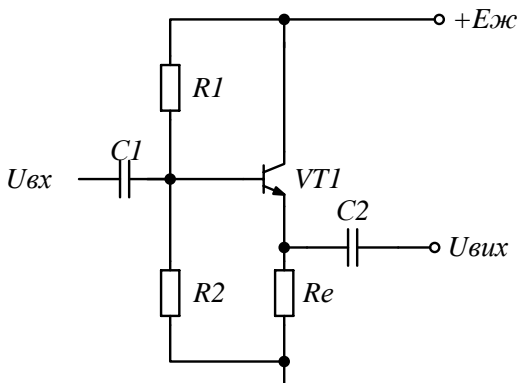


Рисунок 6.2 – Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі з спільним колектором

Для отриманих значень (схема загальний емітер) визначимо вхідний опір транзистора

$$R_{\text{вх}VT} = r_{\bar{o}} + \left(\frac{0.025}{I_{oe}} + R_E \parallel R_H \right) (1 + h_{21e \text{ мін}}).$$

Вхідний опір вхідного каскаду

$$R_{\text{вх}}^{\text{вхк}} = R_{\text{вх}VT} \parallel R1 \parallel R2 .$$

Перевірити виконання умови $R_{\text{вк}}^{\text{вхк}} > 10R_{\Gamma}$. Якщо умова не виконується, то вхідний каскад будується на польовому транзисторі

6.1 Розрахунок вхідного каскаду на біполярному транзисторі з спільним емітером (рисунок 6.1)

Задаємося режимом роботи по постійному струму I_{oe} . Величину I_{oe} визначимо для максимального значення h_{21e} за графіком залежності $h_{21e}(I_{oe})$.

Значення струму бази спокою транзистора

$$I_{об} = \frac{I_{oe}}{h_{21e\min}},$$

де $h_{21e\min}$ - мінімальний коефіцієнт струму бази.

За вхідний характеристики для $U_{KE} \neq 0$ за значенням $I_{об}$ визначимо $U_{об}$. Обчислюємо $r_{б}$

$$r_{б} = \frac{U_{об}VT - 0.6}{I_{об}VT}.$$

Визначаємо вхідний опір транзистора

$$R_{вхVT} = r_{б} + \frac{0.025}{I_{oe}}(1 + h_{21e\min}).$$

Задаємося потенціалами емітера і колектору

$$U_e = (0.1 \div 0.3)E_{ж},$$

$$U_k = 0.3E_{ж}.$$

Задаємося струмом подільника

$$I_{под} = (2 \div 5)I_{об}.$$

опору дільника

$$R_2 = \frac{U_{об} + U_e}{I_{под}},$$

$$R_1 = \frac{E_n - U_{об} - U_e}{I_{об} + I_{под}}.$$

Визначити величини опорів в ланцюзі емітера і колектора

$$R_E = \frac{U_e}{I_{oe}},$$

$$R_K = \frac{U_k}{I_{oe}}.$$

Вхідний опір вхідного каскаду

$$R_{ex}^{exk} = R_{exVT} \parallel R1 \parallel R2 .$$

Коефіцієнт підсилення по напрузі вхідного каскаду

$$K_{U_{ex}} = h_{21e \text{ мін}} \frac{R_K \parallel R_H}{R_\Gamma + R_{ex}^{exk}},$$

при розрахунку вхідного каскаду прийняти $R_H = R_{ex}^{npk}$,

де R_{ex}^{npk} - вхідний опір проміжного каскаду;

при розрахунку проміжного каскаду прийняти

$R_H = R_{ex}^{npk}$, $R_\Gamma = R_{вих}^{npk}$, де $R_{вих}^{npk}$ - вихідний опір про-

міжного каскаду.

Вихідний опір вхідного каскаду

$$R_{вих}^{exk} \approx R_K$$

6.2 Розрахунок вхідного каскаду на біполярному транзисторі з спільним колектором (рисунок 6.2)

Задаємося режимом роботи по постійному струму I_{oe} . Величину I_{oe} визначимо для максимального значення h_{21e} за графіком залежності $h_{21e}(I_{oe})$.

Значення струму бази спокою транзистора

$$I_{об} = \frac{I_{oe}}{h_{21e\min}},$$

де $h_{21e\min}$ - мінімальний коефіцієнт струму бази.

За вхідний характеристиці для $U_{KE} \neq 0$ за значенням $I_{об}$ визначимо $U_{об}$. Обчислимо $r_{б}$

$$r_{б} = \frac{U_{обVT} - 0.6}{I_{обVT}}.$$

Визначимо вхідний опір транзистора

$$R_{exVT} = r_{б} + \left(\frac{0.025}{I_{oe}} + R_E \parallel R_H \right) (1 + h_{21e\min}).$$

Задаємося потенціалами емітера і колектору

$$U_e = (0.1 \div 0.3) E_{ж}.$$

Задаємося струмом подільника

$$I_{под} = (2 \div 5) I_{об}.$$

Значення опорів дільника

$$R_2 = \frac{U_{об} + U_e}{I_{нод}}$$

$$R_1 = \frac{E_n - U_{об} - U_e}{I_{об} + I_{нод}}$$

Визначимо величини опорів в ланцюзі емітера

$$R_E = \frac{U_e}{I_{oe}}$$

Вхідний опір вхідного каскаду

$$R_{вх}^{вхк} = R_{вхVT} \parallel R_1 \parallel R_2 .$$

Коефіцієнт підсилення по напрузі вхідного каскаду при дотриманні умови $R_{вхVT} \ll R_1 \parallel R_2$

$$K_{U_{вх}} = (1 + h_{21э мин}) \frac{R_E \parallel R_H}{\left(R_{\Gamma} + R_{вх}^{вхк} \right) \frac{R_{вхVT}}{R_{вх}^{вхк}}} .$$

Вихідний опір вхідного каскаду

$$R_{вих}^{вхк} \approx R_E \parallel r_e ,$$

$$\text{де } r_e = \frac{0.025}{I_{oe}} .$$

6.3 Розрахунок вхідного каскаду на польовому транзисторі

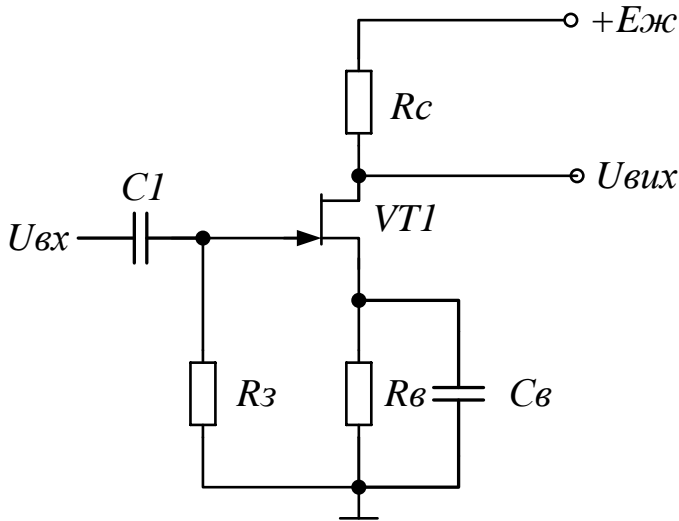


Рисунок 6.3 – Підсилювальний каскад спільний витік
 Задаємося робочою точкою в зоні термостабілізації на відстані $(0.6 \div 0.8)U_{зв\text{від}}$ від $U_{зв\text{від}}$ - напруги затвор-витік відсічення.

визначимо опір $R_з$

$$R_з = \frac{U_{зв\text{сп}}}{(10^3 \div 10^4)I_{з\text{вт}}},$$

де $U_{зв\text{с}}$ - напруга затвор-витік спокою;

$I_{з\text{вт}}$ - струм затвора витоку.

визначимо опір $R_г$

$$R_г = \frac{U_{зв\text{сп}}}{I_{сн}},$$

де $I_{сн}$ - струм стоку спокою.

Опір стоку

$$R_C = \frac{(0.1 \div 0.3)E_{жс}}{I_{сн}}$$

Вхідний опір вхідного каскаду

$$R_{вх}^{вхк} \approx R_3.$$

Коефіцієнт підсилення по напрузі вхідного каскаду

$$K_{U_{вх}} = S \frac{R_C R_H}{R_C + R_H}.$$

Якщо $K_{U_{вх}} < 1$, то після вхідного каскаду на польовому транзисторі необхідно ставити каскад на біполярному транзисторі за схемою загальний колектор.

Вихідний опір вхідного каскаду

$$R_{вих}^{вхк} \approx R_C.$$

7 Розрахунок коефіцієнта гармонік вихідного каскаду

Коефіцієнт гармонік обчислюється для побудованої графічно прохідній характеристиці вихідного каскаду

$$I_K = f(E_2),$$

де I_K - струм колектору одного плеча вихідного каскаду,

E_2 - напруга генератора сигналу, що подається на вхід

вихідного каскаду.

Побудова прохідній характеристики виконується для одного плеча вихідного каскаду. Для цього використовуються вихідна і вхідна вольт-амперні характеристики транзистора спільно з лінією навантаження АВ (рисунок 7.1).

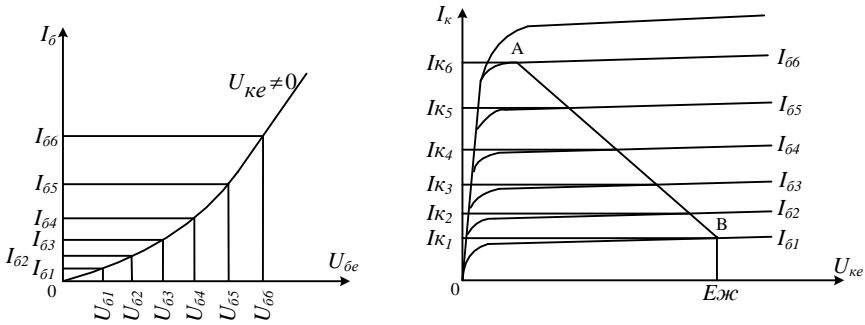


Рисунок 7.1 – Вихідна і вхідна вольт-амперні характеристики транзистора підсилювача потужності

По точках перетину лінії навантаження по змінному струму з вихідною характеристикою транзистора визначають струми колектору $i_{к1} \dots i_{к6}$ і відповідні їм струми бази $i_{б1} \dots i_{б6}$. На вхідних характеристиці по струмів бази $i_{б1} \dots i_{б6}$ визначають відповідні їм напруги $u_{б1} \dots u_{б6}$. Ці дані є вихідними для побудови прохідної характеристики каскаду.

Розраховуємо внутрішній опір генератора сигналу, що порушує вихідний каскад.

Для безтрансформаторного каскаду опір генератора сигналу R_c визначається за формулою

$$R_c = r_e + \frac{r_{\bar{\sigma}} + r_{\partial}}{1 + h_{21e \min}},$$

де r_e – опір емітерного переходу транзистору VT2 (рисунок 2.1);

r_{∂} – опір діода в прямому включенні, що забезпечує режим АВ вихідного каскаду;

$r_{\bar{\sigma}}$ – опір бази транзистору VT2 транзистору VT2 (рисунок 2.1);

$h_{21e \min}$ – мінімальний коефіцієнт передачі струму бази.

напряга E_{zi} для безтрансформаторного каскаду

$$E_{zi} = u_{\bar{\sigma}i} + R_c \left(i_{\bar{\sigma}i} + \frac{u_{\bar{\sigma}i}}{R_{\bar{\sigma}}} \right),$$

де i - номер струму $i_{\bar{\sigma}1} \dots i_{\bar{\sigma}6}$ і напруги $u_{\bar{\sigma}1} \dots u_{\bar{\sigma}6}$;

$R_{\bar{\sigma}}$ – опір, підключений паралельно базі і емітера транзистора в вихідному каскаді.

Для трансформаторного каскаду опір генератора сигналу R_c визначається за формулою

$$R_c \approx 0.1 R_{вх},$$

де $R_{вх}$ – вхідний опір вихідного каскаду.

Напруга E_{2i} для трансформаторного каскаду обчислюється за формулою

$$E_{2i} = u_{\bar{b}i} + R_c \left(i_{\bar{b}i} + \frac{u_{\bar{b}i}}{R_1 \parallel R_2} \right),$$

де i - номер струму $i_{\bar{b}1} \dots i_{\bar{b}6}$ і напруги $u_{\bar{b}1} \dots u_{\bar{b}6}$,

R_1, R_2 – резистори, що задають зсув в базовій ланцюга вихідного каскаду.

Після обчислення значень E_{2i} будується прохідна характеристика каскаду $I_{ki} = f(E_{2i})$ (рисунок 7.2).

значення струмів $I_{k \text{ макс}}$ і I_1 є вихідними для розрахунку коефіцієнта гармонік.

На практиці вводять коефіцієнт асиметрії ε , що враховує розкид параметрів транзисторів, що стоять в різних плечах двотактного каскаду. зазвичай приймають $\varepsilon = 0,1$.

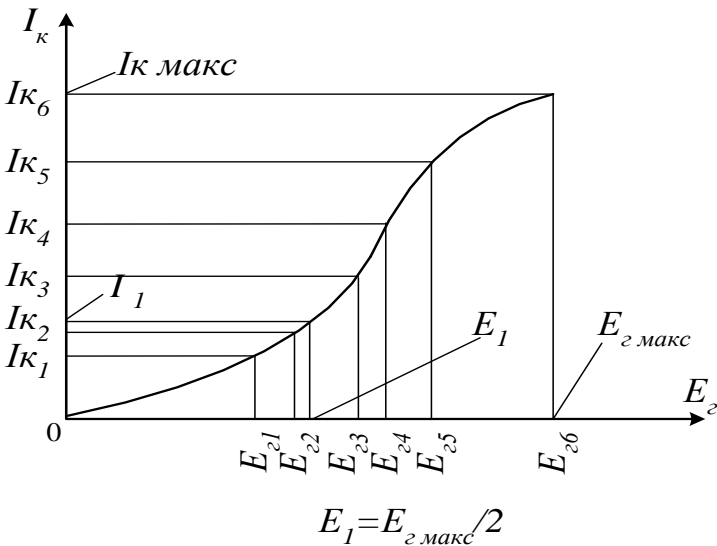


Рисунок 7.2 – Прохідна характеристика вихідного каскаду

Амплітудні значення гармонійних складових розраховуються за формулами

$$I_{км1} = \frac{2(I_{к макс} + I_1)}{3},$$

$$I_{км2} = 0,5\varepsilon I_{к макс},$$

$$I_{км3} = \frac{I_{к макс} - 2I_1}{3},$$

$$I_{км4} = \frac{\varepsilon(I_{к макс} - 4I_1)}{6}.$$

Коефіцієнт гармонік вихідного каскаду розраховується за формулою

$$K_2 = \frac{\sqrt{(I_{км2})^2 + (I_{км3})^2 + (I_{км4})^2}}{I_{км1}} * 100\%.$$

При використанні зворотного зв'язку коефіцієнт гармонік визначається за формулою

$$K_2^{33} = \frac{K_2}{1 + \gamma(K_I K_2)_{теор}},$$

де γ - коефіцієнт глибини зворотного зв'язку.

Задаємося K_2^{33} виходячи з обмежень $K_2^{33} < 0,5\%$ та за початковим значенням $\gamma = 0,1$ знаходимо теоретично необхідне значення підсилення $(K_I K_2)_{теор}$.

Рівень підсилення $(K_I K_2)_{реальн}$, який забезпечується розрахованими вихідним каскадом та каскадами попереднього підсилення:

для безтрансформаторного каскаду

$$K_2 = 0.5(K_{U2.4} + K_{U3.5}) - \text{коефіцієнт підсилення}$$

по напрузі верхнього і нижнього плеча вихідного каскаду;

$$K_I = K_{UVT1} (K_{ПК})^n,$$

де K_{UVT1} - коефіцієнт підсилення по напрузі підсилювача на транзисторі VT1;

$(K_{ПК})^n$ - коефіцієнт підсилення по напрузі каскадів попереднього підсилення (одного $n = 1$ або трьох $n = 3$).

для трансформаторного каскаду:

K_2 - коефіцієнт підсилення по напрузі вихідного каскаду;

$$K_I = K_{U\Phi IK} (K_{ПК})^n,$$

де $K_{U\Phi IK}$ - коефіцієнт підсилення по напрузі фазоінверсного каскаду;

Знаходимо мінімальну кількість проміжних каскадів охоплених зворотним зв'язком n за якої виконується вимога $(K_I K_2)_{реальн.} \geq (K_I K_2)_{теор.}$. При цьому значення $(K_I K_2)_{реальн.}$

не може перевищувати $K_U = \frac{U_H}{E_C}$. В цьому разі необхідно змінити початкове значення γ та повторно знайти кількість проміжних каскадів n .

Після знаходження n для визначеної кількості проміжних каскадів приймаємо $K_I K_2 = (K_I K_2)_{реальн.}$

Обчислюємо коефіцієнт підсилення по напрузі каскадів, охоплених зворотним зв'язком

$$K_{33} = \frac{K_I K_2}{1 + \gamma K_I K_2}.$$

Визначаємо необхідний коефіцієнт підсилення по напрузі каскадів, які не охоплені зворотним зв'язком

$$\left(K'_U\right)_{теор.} = \frac{K_U}{K_{33}},$$

де $K_U = \frac{U_H}{E_C}$ - необхідний коефіцієнт підсилення по на-

прузі всього підсилювача.

Виходячи з розрахованих коефіцієнтів підсилення по напрузі вхідного каскаду і каскадів попереднього підсилення знаходимо мінімальну кількість проміжних каскадів m за якої виконується вимога

$$\left(K'_U\right)_{реальн.} \geq \left(K'_U\right)_{теор.}$$

$$\text{де } \left(K'_U\right)_{реальн.} = K_{U\text{ вх}} \left(K_{ПК}\right)^m.$$

При цьому значення $\left(K'_U\right)_{реальн.}$ не може перевищувати

$$K_U = \frac{U_H}{E_C}. \text{ В цьому разі необхідно змінити початкове значення}$$

γ та повторно знайти кількість проміжних каскадів n та m .

Уточнюємо значення $K'_U = \left(K'_U\right)_{реальн.}$. Для забезпечення

рівня коефіцієнта підсилення по напрузі підсилювача K_U , вра-

ховуючи те, що єдиним механізмом регулювання K_U є зворот-

ній зв'язок виконуємо уточнення коефіцієнта підсилення по напрузі каскадів, охоплених зворотним зв'язком K'_{33} і глибини зворотного зв'язку γ' .

$$K'_{33} = \frac{K_U}{\left(K'_U\right)_{реальн.}},$$

$$K'_{33} = \frac{K_1 K_2}{1 + \gamma' K_1 K_2}.$$

Розраховуємо елементи зворотного зв'язку, схеми наведеної на рисунку 7.3.

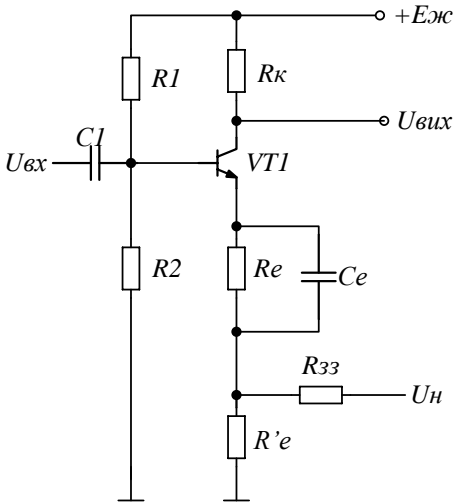


Рисунок 7.3 – Введення елементів зворотного зв'язку в схему підсилювального каскаду СЕ

Задаємося величиною опору $R'_E = (30 \div 75) \text{ Ом}$. За форму-

лою $\gamma' = \frac{R'_E}{R'_E + R_{33}}$, виконуємо розрахунок опору зворотного

зв'язку R_{33} .

8 Розрахунок ланцюгів фільтрації з живлення

Реальний джерело живлення підсилювача має внутрішній опір R_n (рисунок 8.1).

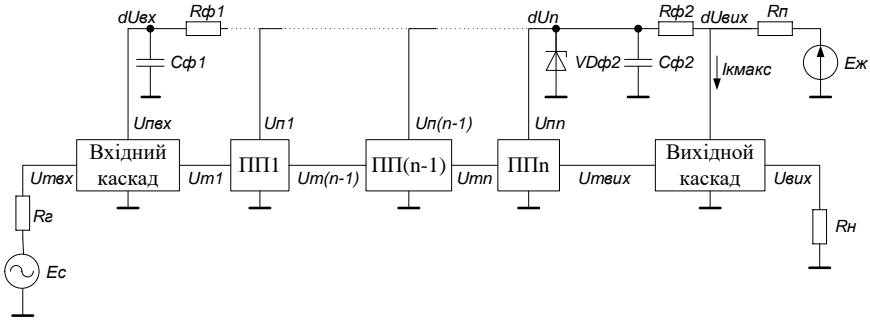


Рисунок 8.1 – Схема підключення підсилювача до реального джерела живлення (ППП1 ... ПППn - каскади попереднього підсилення)

Тому на клемі підключення джерела живлення до підсилювача виникають пульсації напруги, викликані струмами колекторів транзисторів вихідного каскаду (I'_{KM} для трансформаторного та I_{KM4} для безтрансформаторного каскадів).

При безпосередньому підключенні вхідного каскаду і каскадів попереднього підсилення до джерела живлення ці пульсації напруги можуть викликати самозбудження підсилювача. Для розв'язки по живленню застосовуються RC - фільтри, або ланцюга з опором R і стабілітроном VD, які зашунтовані конденсатором C (22 - 47 нФ).

Вибір каскадів, для яких необхідно застосувати розв'язку, і типу схем розв'язки виконується наступним чином. Спочатку визначають амплітуди корисного сигналу на вході кожного з каскадів $U_{mвх}$ ($U_{mвх1}$, $U_{mвх2}$, $U_{mвхn}$ (див. рисунок 8.1), і далі, розраховують напругу пульсацій на джерелі живлення

$$dU_{вих} = R_n * I_{к max}.$$

Аналіз схеми підсилювача починають з останнього каскаду попереднього підсилення ППп. напруга пульсацій U_{nn} , надходить на вхід цього каскаду через базовий подільник напруги

$$U_{nn} = dU_{вух} \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

де R_1 - верхній резистор в базовому дільнику напруги,
 R_2 - нижній резистор.

Якщо $U_{nn} < U_{твхп}$, то розв'язка за ланцюгом живлення не потрібна.

Якщо ж $U_{nn} > U_{твхп}$, то станеться самозбудження підсилювача, і для каскаду необхідно вибрати тип розв'язки з живлення, такий, щоб U_{nn} було менше $U_{твхп}$.

Для RC-фільтра напруги dU_n і U_{nn} розраховується наступним чином

$$dU_n = \frac{dU_{вух}}{2\pi f_H RC},$$

$$U_{nn} = dU_n \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

де f_H - нижня робоча частота підсилювача,

R - опір (100 - 300 Ом),

C - ємність (от 10 до 470 мкФ).

Якщо RC-фільтр не дозволяє придушити пульсацію по живленню (щоб U_{nn} було менше), То в цьому випадку застосовується схема розв'язки зі стабілітроном. Для цієї схеми

$$dU_n = dU_{вух} \frac{r_i}{R + r_i},$$

$$U_{nn} = dU_n \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

де r_i - диференціальне опір стабілітрона при робочому струмі 10 - 20 мА,

R - опір резистору (100 - 300 Ом).

При застосуванні RC-фільтра напруга живлення наступних каскадів після фільтру прийняти рівним:

$$E_{\kappa} = 0.85 E_{\text{жс}} ;$$

при застосуванні схеми розв'язки зі стабілітроном:

$$E_{\kappa} = U_{cm},$$

де U_{cm} - напруга стабілізації стабілітрона.

Після обґрунтування схеми розв'язки для останнього каскаду попереднього підсилення переходять до розрахунку пульсацій $dU_{(n-1)}$ і $U_{n(n-1)}$ для передостаннього каскаду за методикою, викладеної вище, з розрахунку, що рівень пульсацій в ланцюзі живлення передостаннього каскаду буде дорівнює dU_n .

Розрахунки виконуються аналогічно для кожного каскаду, включаючи вхідний каскад підсилювача.

9 Розрахунок елементів зв'язку

Метою даного розрахунку є визначення величин розділових і блокувальних конденсаторів. Наявність реактивних елементів призводить до завалу АЧХ в області низьких частот і, відповідно, до виникнення зсуву фаз між вхідним і вихідним сигналом. У той же час, згідно із завданням на проект, величина фазового зсуву не повинна перевищувати φ_H . Забезпечити цю вимогу можна правильно розподіливши допустимі значення фазових зрушень, а саме

$$\varphi_{вихк} = 0.3\varphi_H - \text{для вихідного каскаду};$$

$$\varphi_{пк} = (0.2 \div 0.5)\varphi_H - \text{для проміжного каскаду};$$

$$\varphi_{вхк} = \varphi_H - \varphi_{вихк} - \varphi_{пк} - \text{для вхідного каскаду};$$

де φ_H - Заданий допустиме значення фазового зсуву на весь підсилювач.

Допустимий фазовий зсув φ_i , внесений одним реактивним елементом в будь-якому каскаді визначається співвідношенням

$$\varphi_i = \frac{\varphi_k}{N}$$

де N - число реактивних елементів в каскаді;

φ_k - допустимий фазовий зсув в даному каскаді.

З урахуванням обраного розподілу фазового зсуву ємності розділових конденсаторів розраховують за формулою

$$C_{pi} = \frac{1}{2\pi f_H R' \operatorname{tg} \varphi_i},$$

де $R' = R_{вих} + R_{вх}$,

$R_{вих}$ - вихідний опір попереднього каскаду;

$R_{вх}$ - вхідний опір каскаду (або навантаження);

f_H - нижня гранична частота заданого діапазону.

Величина блокувального конденсатора в ланцюзі емітера транзистора розраховується за формулою

$$C_{ei} = \frac{1}{2\pi f_H R_{ei} \operatorname{tg} \varphi_i},$$

де R_{ei} - опір в ланцюзі емітера.

Допустима робочий напруга на конденсаторах вибирають з умови

$$U_{c \partial on} \geq (1.1 \div 1.2) E_K$$

де E_K - напруга живлення каскаду.

Отримане значення $U_{c \partial on}$ округляється в сторону великого стандартного значення для типових напругень.

Список літератури.

Ю.С. Забродин. Промышленная электроника. - М.: Высшая школа, 1982.

Гершунский Б. С. Расчет основных электронных и полупроводниковых схем на транзисторах. – К.: Изд. Киев ун-та. 1968.

Лавриненко В. Ю. Справочник по полупроводниковым приборам; 8-е издание, переработаное. – К: Техніка. 1984.

Додаток А

Варіанти завдання на розрахунково-графічну роботу.

№	R _н Ом	U _н В	R _г Ом	E _с мВ	(f _н -f _в) Гц	f _н град	T _в °C
1	12	8	1000	4	30-14000	10	0-60
2	8	10	300	5	20-20000	20	0-50
3	14	10	200	2	400-15000	15	0-40
4	10	5	500	1	20-17000	20	0-70
5	18	10	100	5	30-15000	15	0-50
6	20	21	50	10	200-5000	25	0-70
7	5	8	100	3	30-15000	30	0-50
8	7	6	1000	1	90-10000	25	0-60
9	16	7	200	2	200-14000	20	0-60
10	8	12	800	4	80-2000	10	0-50
11	6	9	2500	6	60-8000	15	0-40
12	12	10	1000	2	20-18000	15	0-50
13	18	20	1500	15	25-7000	20	0-60
14	7	10	200	3	30-19000	30	0-70
15	15	11	500	4	30-16000	20	0-50
16	10	10	3000	10	200-15000	25	0-70
17	5	7	500	5	40-20000	30	0-50
18	1	4	50	2	300-5000	15	0-40
19	2	6	2500	8	80-10000	10	0-40
20	10	5	300	2	40-20000	30	0-50
21	13	13	4000	10	100-2000	20	0-60
22	2	5	1000	1	30-17000	15	0-60
23	5	10	5000	7	70-12000	25	0-40
24	12	15	4000	6	400-10000	10	0-60
25	15	6	3000	2	40-10000	20	0-40

Продовження додатка А

№	R _н Ом	U _н В	R _г Ом	Ес мВ	(f _н -f _в) Гц	φ _н град	T _в °С
26	20	7	200	5	30-14000	15	0-50
27	2	4	4500	5	250-8000	25	0-70
28	9	7	1000	13	70-8000	20	0-70
29	3	6	900	4	35-75000	30	0-60
30	10	11	100	3	400-16000	15	0-70
31	20	15	5000	5	50-10000	20	0-50
32	20	11	100	3	200-15000	30	0-60
33	16	12	2000	2	25-18000	25	0-50
34	3	7	200	12	350-9000	20	0-40
35	10	12	600	5	50-8000	15	0-50
36	12	9	500	4	250-18000	20	0-70
37	18	14	3500	3	30-18000	15	0-40
38	12	4	350	3	200-12000	10	0-60
39	10	8	600	10	40-18000	15	0-70
40	18	9	800	4	300-20000	20	0-60

R_н – опір навантаження;

U_н – номінальна вихідна напруга;

R_г – внутрішній опір джерела сигналу;

Ес – величина ЕРС джерела сигналу;

f_н-f_в – діапазон підсилюються частот;

φ_н – допустимий фазовий зсув;

t_в – діапазон робочих температур.

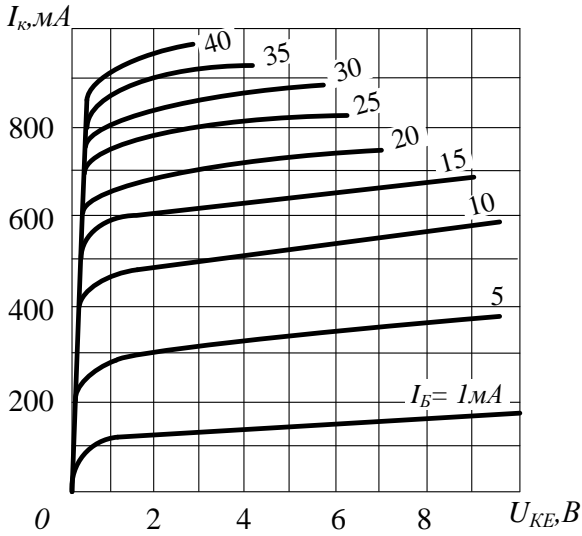
Додаток Б

Характеристики транзисторів КТ 815

$U_{кео}$	- максимально допустима напруга колектор-емітер, В.	
	КТ 815А	40
	КТ 815Б	50
	КТ 815В	70
	КТ 815Г	100
$I_{кmax}$	- максимально допустимий постійний струм колектору, А.	1,5
$P_{кmax}$	- постійна розсіювана потужність колектору з тепловідведення Вт. 10 при підвищенні температури вище 25°C, потужність зменшується на 0,1 Вт/°С	
	$P_{кmax}$	- постійна розсіювана потужність колектору без тепловідведення, Вт. 1 при підвищенні температури вище 25°C, потужність зменшується на 0,01 Вт/°С
h_{21e}	- статичний коефіцієнт передачі струму біполярного транзистора у схемі з спільним емітером	
	КТ 815А, КТ 815Б, КТ 815В	40
	КТ 815Г	30
$I_{кбо}$	- зворотний струм колектору, мА	0,05
$T_{кmax}$	- максимальна температура переходу, °С	125

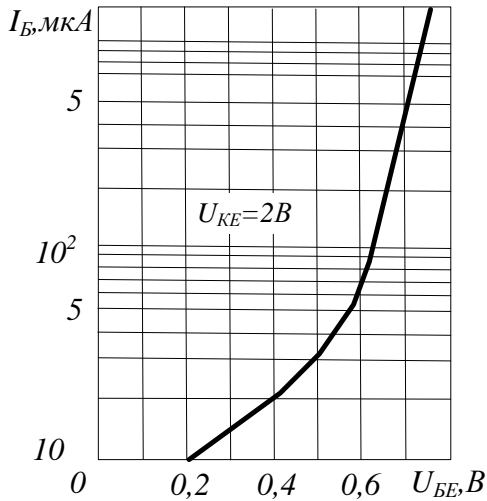
Продовження додатка Б

Вихідна характеристика КТ 815 (А-Г)



Вхідна характеристика КТ 815 (А-Г)

КТ814, КТ815



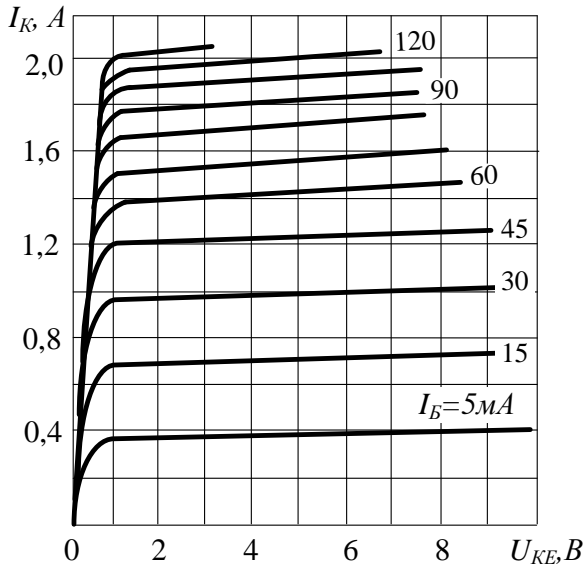
Продовження додатка Б

КТ 817

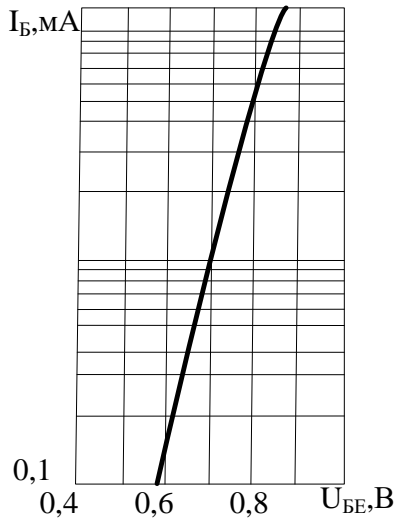
U_{keo}	- максимально допустима напруга колектор-емітер, В.	
	КТ 817А	40
	КТ 817Б	45
	КТ 817В	60
	КТ 817Г	100
I_{kmax}	- максимально допустимий постійний струм колектору, А.	3
P_{kmax}	- постійна розсіювана потужність колектору з тепловідведення, Вт. 25 при підвищенні температури вище 25°C, потужність зменшується на 0,2 Вт/°C	
P_{kmax}	- постійна розсіювана потужність колектору без тепловідведення, Вт. 1 при підвищенні температури вище 25°C, потужність зменшується на 0,01 Вт/°C	
h_{21e}	- статичний коефіцієнт передачі струму біполярного транзистора у схемі з спільним емітером	25
I_{kbo}	- зворотний струм колектору, мА	0,1
T_{kmax}	- максимальна температура переходу, °C	150

Продовження додатка Б

Вихідна характеристика КТ 817 (А-Г)



Вхідна характеристика КТ 817 (А-Г)



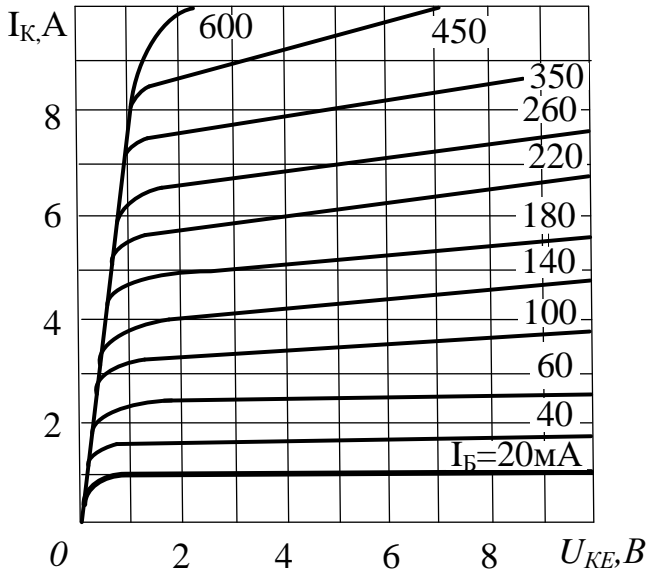
Продовження додатка Б

КТ 819

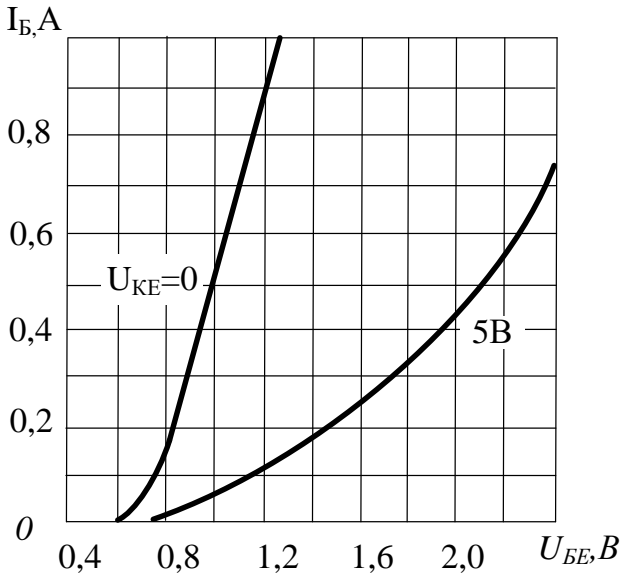
$U_{кео}$	- максимально допустима напруга колектор-емітер, В.	
	КТ 819А	40
	КТ 819Б	50
	КТ 819В	70
	КТ 819Г	100
$I_{кmax}$	- максимально допустимий постійний струм колектору, А.	
	у корпусі ТО-220	10
	у корпусі КТ-25	15
$P_{кmax}$	- постійна розсіювана потужність колектору з тепловідведення, Вт.	
	у корпусі ТО-220	60
	у корпусі КТ-25	100
	при підвищенні температури вище 25°C, потужність зменшується на, Вт/°C	
	у корпусі ТО-220	0,6
	у корпусі КТ-25	1
$P_{кmax}$	- постійна розсіювана потужність колектору без тепловідведення, Вт.	
	у корпусі ТО-220	1,5
	у корпусі КТ-25	2
	при підвищенні температури вище 25°C, потужність зменшується на, Вт/°C	
	у корпусі ТО-220	0,015
	у корпусі КТ-25	0,02
h_{21e}	- статичний коефіцієнт передачі струм біполярного транзистора у схемі зі спільним емітером	
	КТ 819А, КТ 819В	15
	КТ 819Б	20
	КТ 819Г	12
$I_{кбo}$	- зворотний струм колектору, мА	1
$T_{кmax}$	- максимальна температура переходу, °C	125

Продовження додатка Б

Вихідна характеристика КТ 819 (А-Г)



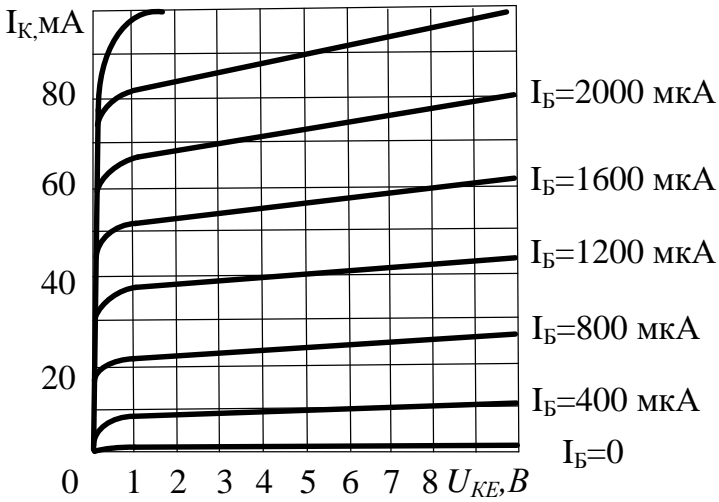
Вхідна характеристика КТ 819 (А-Г)



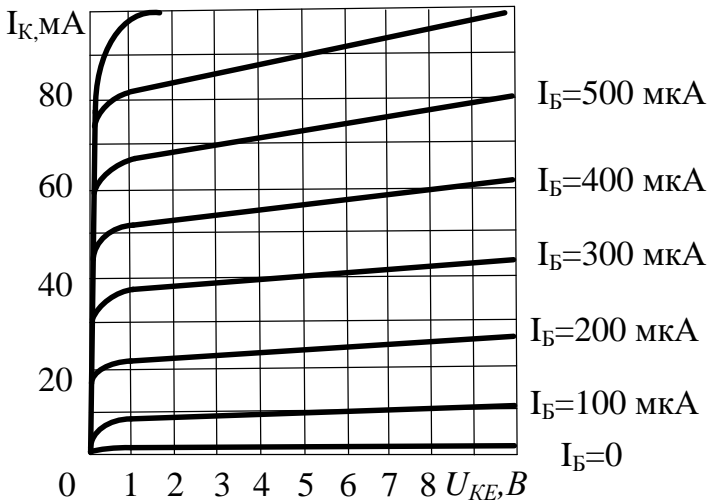
Продовження додатка Б

КТ 503

Вихідна характеристика КТ 503(А,В,Д,Е)

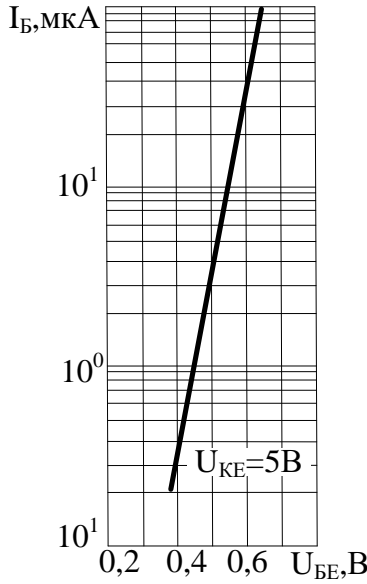


Вихідна характеристика КТ 503(Б,Г)



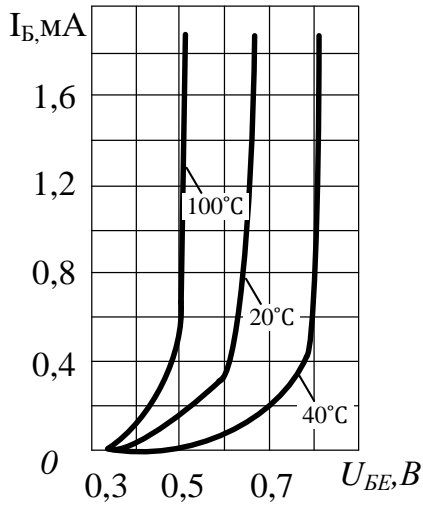
Продовження додатка Б

Вхідна характеристика КТ 503



Вхідна характеристика КТ315(А-Г)

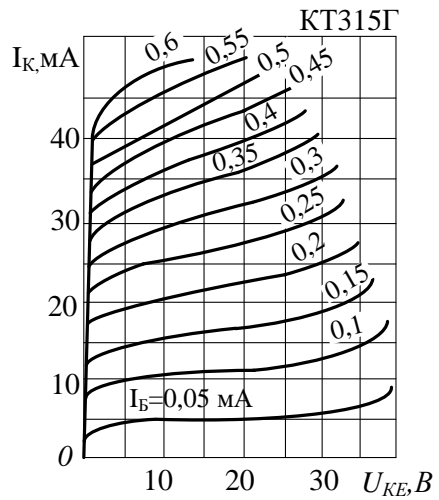
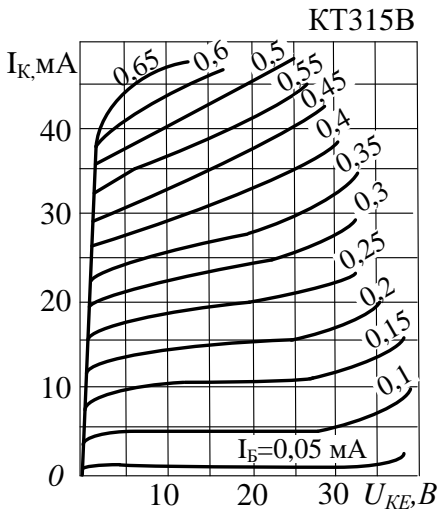
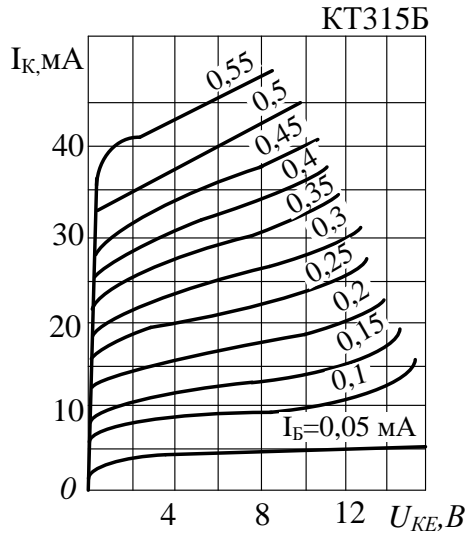
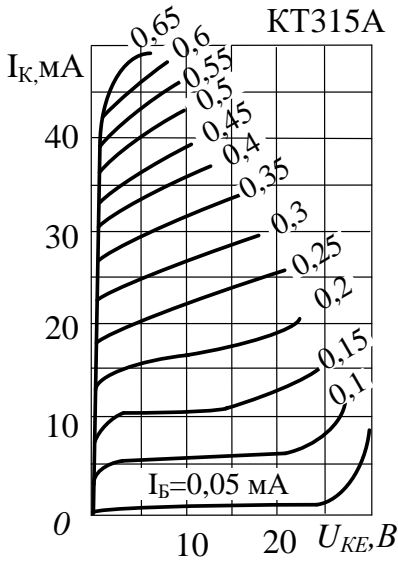
КТ315А КТ315Г



Продовження додатка Б

КТ 315

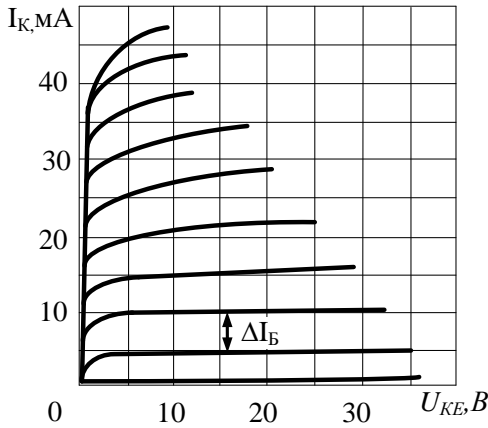
Вихідна характеристика



Продовження додатка Б

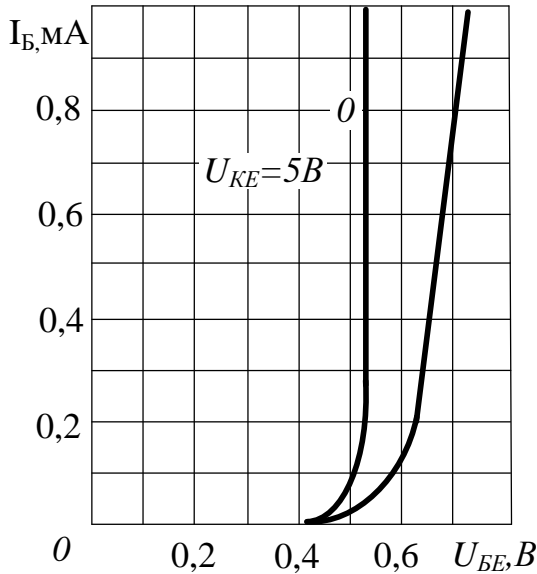
КТ 3102

Вихідна характеристика КТ 3102(А-Е)



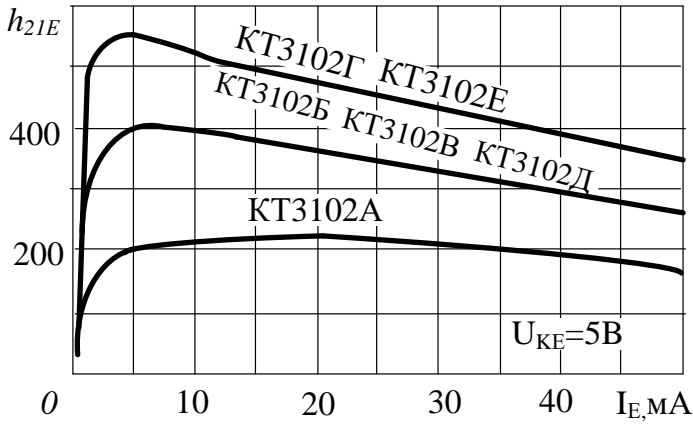
КТ3102А- $\Delta I_B=25$ мкА; КТ3102Б,
КТ3102В, КТ3102Д- $\Delta I_B=15$ мкА,
КТ3102Е, КТ3102Г- $\Delta I_B=10$ мкА

Вхідна характеристика КТ 3102(А-Е)

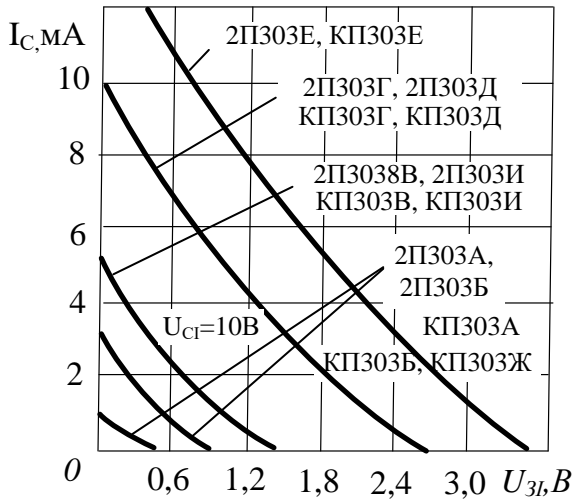


Продовження додатка Б

Залежність коефіцієнта передачі h_{21E}
від струму емітера КТ 3102 (А-Е)



КП303



Струм витоку

Тип транзистора	КП303А, КП303Б, КП303В, КП303Д, КП303Е, КП303	КП303Г	КП303И, КП303Ж
Струм витоку	1 нА	0,1 нА	5 нА

Продовження додатка Б

Параметри транзисторів

Наймен.	тип	$U_{KE}, В$	$I_{Kmax(i)}, мА$	$P_{Kmax(T)}, Вт$	h_{21E}	$I_{KB0}, мкА$
КТ502А	р-п-р	25	150(350)	0.35	40-120	≤ 1
КТ502Б		25	150(350)	0.35	80-240	≤ 1
КТ502В		40	150(350)	0.35	40-120	≤ 1
КТ502Г		40	150(350)	0.35	80-240	≤ 1
КТ502Д		60	150(350)	0.35	40-120	≤ 1
КТ502Е		80	150(350)	0.35	40-120	≤ 1
КТ503А	п-п-п	25	150(350)	0.35	40-120	≤ 1
КТ503Б		25	150(350)	0.35	80-240	≤ 1
КТ503В		40	150(350)	0.35	40-120	≤ 1
КТ503Г		40	150(350)	0.35	80-240	≤ 1
КТ503Д		60	150(350)	0.35	40-120	≤ 1
КТ503Е		80	150(350)	0.35	40-120	≤ 1
КТ315А	п-п-п	25	100	0.15	30-120	≤ 0.5
КТ315Б		20	100	0.15	50-350	≤ 0.5
КТ315В		40	100	0.15	30-120	≤ 0.5
КТ315Г		35	100	0.15	50-350	≤ 0.5
КТ315Г1		35	100	0.15	100-350	≤ 0.5
КТ315Д	п-п-п	40	100	0.15	20-90	≤ 0.6
КТ315Е		35	100	0.15	50-350	≤ 0.6
КТ315Ж		20	50	0.1	30-250	≤ 0.01
КТ315И		60	50	0.1	≥ 30	≤ 0.1
КТ315Н		20	100	0.1	50-350	≤ 0.6
КТ315Р		35	100	0.1	150-350	≤ 0.5
КТ361А	р-п-р	25	100	0.15	20-90	≤ 1
КТ361Б		20	100	0.15	50-350	≤ 1
КТ361В		40	100	0.15	40-160	≤ 1
КТ361Г		35	100	0.15	50-350	≤ 1
КТ361Г1		35	100	0.15	100-350	≤ 1
КТ361Д		40	50	0.15	20-90	≤ 1
КТ361Е		35	50	0.15	50-350	≤ 1
КТ361Ж		10	50	0.15	50-350	≤ 1
КТ361И		15	50	0.15	≥ 250	≤ 1
КТ361К		60	50	0.15	50-350	≤ 1

Продовження додатка Б

Наймен.	тип	U_{KE} , В	$I_{Kmax(i)}$, мА	$P_{Kmax(r)}$, Вт	h_{21E}	I_{KB0} , мкА
КТ3102А	n-p-n	50	100(200)	0.25	100-200	≤ 0.05
КТ3102Б		50	100(200)	0.25	200-500	≤ 0.05
КТ3102В		30	100(200)	0.25	200-500	≤ 0.015
КТ3102Г		20	100(200)	0.25	400-1000	≤ 0.015
КТ3102Д		30	100(200)	0.25	200-500	≤ 0.015
КТ3102Е	n-p-n	20	100(200)	0.25	400-1000	≤ 0.015
КТ3102Ж		20	100(200)	0.25	100-250	≤ 0.05
КТ3102И		20	100(200)	0.25	200-500	≤ 0.05
КТ3102К		20	100(200)	0.25	200-500	≤ 0.015
КТ3102АМ		50	100(200)	0.25	100-200	≤ 0.05
КТ3102БМ		50	100(200)	0.25	200-500	≤ 0.05
КТ3102ВМ		30	100(200)	0.25	200-500	≤ 0.015
КТ3102ГМ		20	100(200)	0.25	400-1000	≤ 0.015
КТ3102ДМ		30	100(200)	0.25	200-500	≤ 0.015
КТ3102ЕМ		20	100(200)	0.25	400-1000	≤ 0.015
КТ3102ЖМ		20	100(200)	0.25	100-250	≤ 0.05
КТ3102ИМ		20	100(200)	0.25	200-500	≤ 0.05
КТ3102КМ		20	100(200)	0.25	200-500	≤ 0.015

Додаток В

Стандартизовані ряди номінальних значень.

Індекс ряду	Допустиме відхилення опору від номінального значення, %	Числові коефіцієнти, помножені на 10^n (n – ціле число от 0 до 7)						
E6	± 20	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	
E12	± 10	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	
		1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	6,2	
E24	± 5	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	
		1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5	
		1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	
		1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1	

Наприклад, для числового коефіцієнта 2,2 номінальні опору рівні: 2,2 Ом, 22 Ом, 220 Ом, 2,2 кОм, 22 кОм, 220 кОм, 2,2 МОм і т.д. Для резисторів, що застосовуються в електронній апаратурі, згідно ГОСТ 9663-61 встановлені наступні значення номінальних потужностей розсіювання, Вт: 0,01; 0,025; 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 5; 8; 10.

З метою підвищення надійності роботи резисторів рекомендується вибирати їх так, щоб потужність розсіювання складала $(0,3-0,5) P_{\text{ном}}$. Приклад повного найменування вуглецевого резистора: С1-0,125-27 кОм $\pm 5\%$.

Номінальні робочі напруги конденсаторів в залежності від типу мають різні значення, наприклад: 10, 16, 25, 63, 100, 160, 220, 300, 450 і т.д. (В).

Приклад повного найменування оксидного конденсатора: К50-24-25В-2200мкФ $\pm 50\%$. Керамічний конденсатор: К10-63В-47нФ $\pm 30\%$.

Навчальне видання

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання розрахунково-графічної роботи
«Розрахунок підсилювача низької частоти»
з дисципліни «Пристрої аналогової електроніки»
для студентів спеціальності 171 «Електроніка»
усіх форм навчання

Відповідальний за випуск А. С. Опанасюк
Редактор А. С. Опанасюк
Комп'ютерне верстання В. В. Гриненка

Формат 60x84/16. Ум. друк. арк. 4,42 Обл.-вид. арк. 5,03

Видавець і виготовлювач
Сумський державний університет,
вул. Римського-Корсакова, 2, м. Суми, 40007
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3062 від 17.12.2007.