

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до виконання курсового проекту
з дисципліни «Аналогова схемотехніка»
для студентів напрямків підготовки
6.050802 Електронні пристрої і системи, 6.051003 Приладобудування**

**РОЗГЛЯНУТО
на засіданні кафедри
електронної техніки
протокол № 9 від 02.04.10 р.**

**ЗАТВЕРДЖЕНО
на засіданні навчально-
видавничої ради
ДВНЗ «ДонНТУ»
протокол № 2 від 22.04.10 р.**

УДК 681.51:621.385

Методичні вказівки до виконання курсового проекту з дисципліни «Аналогова схемотехніка» (для студентів напрямків підготовки 6.050802 Електронні пристрої і системи, 6.051003 Приладобудування) / О.В. Вовна, А.А. Зорі, І.С. Лактіонов. – Донецьк: ДонНТУ, 2010. – 58 с.

Наведено методику розрахунку основних типових електронних схем, рекомендації до вибору режимів роботи напівпровідникових приладів, розроблено вимоги до окремих каскадів електронних схем.

Укладачі:

к.т.н., доц.
д.т.н., проф.
студент

О.В. Вовна
А.А. Зорі
І.С. Лактіонов

Рецензент

к.т.н. доц.

В.І. Бессараб

ЗМІСТ

	Стор.
1. РОЗРАХУНОК ТРАНЗИСТОРНОГО ПІДСИЛЮВАЧА ЗВУКОВОЇ ЧАСТОТИ.....	4
1.1. Завдання до розрахунку транзисторного підсилювача звукової частоти.....	4
1.2. Розрахунок підсилювача звукової на біполярному транзисторі за схемою включення зі спільним емітером.....	6
1.3. Розрахунок підсилювача звукової на польовому транзисторі за схемою включення зі спільним витоком.....	22
2. РОЗРАХУНОК АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ НА БАЗІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ.....	31
2.1. Розрахунок інвертуючого підсилювача на ОППС.....	33
2.2. Розрахунок неінвертуючого підсилювача на ОППС.....	42
2.3. Розрахунок суматора на ОППС.....	47
2.4. Розрахунок диференційного підсилювача на ОППС.....	53
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	57
ДОДАТОК А – Стандартний ряд напруг.....	58
ДОДАТОК Б – Ряди Е номінальних ємностей конденсаторів і опорів резисторів.....	58

1. РОЗРАХУНОК ТРАНЗИСТОРНОГО ПІДСИЛЮВАЧА ЗВУКОВОЇ ЧАСТОТИ

1.1. Завдання до розрахунку транзисторного підсилювача звукової частоти

1.1.1. Розрахувати двокаскадний підсилювач (рис. 1.1) звукової частоти на польовому транзисторі (VT_1) за схемою включення зі спільним витоком та біполярному транзисторі (VT_2) за схемою включення зі спільним емітером.

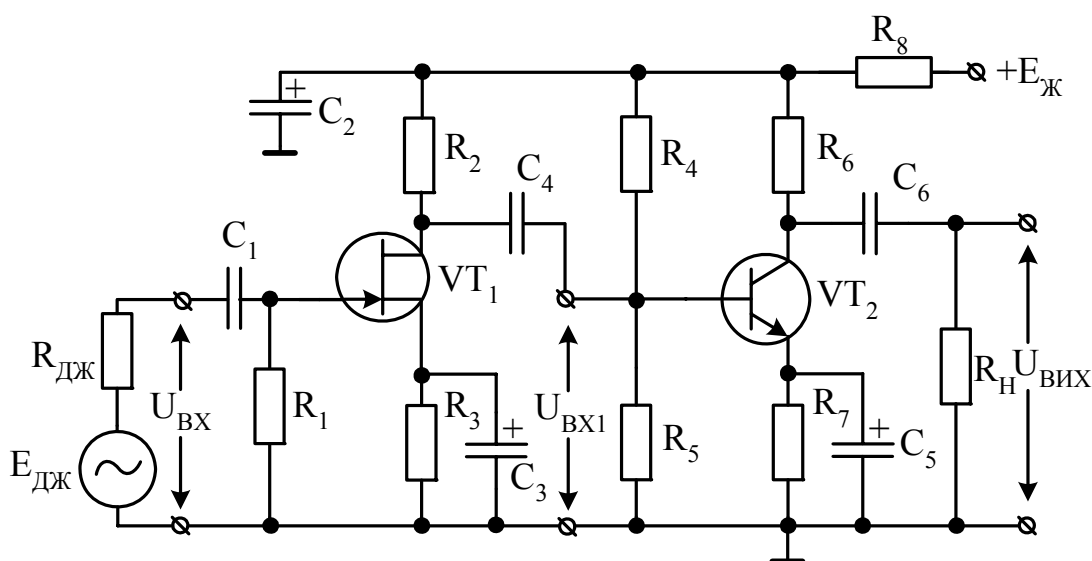


Рисунок 1.1 – Схема електрична принципова підсилювача звукової частоти

1.1.2. Виконати розрахунок вихідного каскаду підсилювача (VT_2) за п. 1.2. Опір джерела сигналу для розрахунку вихідного каскаду (VT_2) визначити при розрахунку вхідного каскаду (VT_1) вибором резистору у колі стоку польового транзистору VT_1 (R_2).

1.1.3. Виконати розрахунок вхідного каскаду підсилювача (VT_1) за п. 1.3. Встановити значення амплітуди вхідної напруги U_{BX1} каскаду на біполярному транзисторі (VT_2), яка забезпечує задану амплітуду на виході $U_{ВИХ}$ двокаскадного підсилювача (п. 1.2.).

1.1.4. Побудувати для двокаскадного підсилювача АЧХ, ФЧХ та АФЧХ. Визначити за отриманими характеристиками коефіцієнти частотних спотворень на нижній (\dot{M}_H) та верхній (\dot{M}_B) граничних частотах, порівняти одержані результати із коефіцієнтами частотних спотворень, які наведено у технічному завданні на проектування двокаскадного підсилювача звукової частоти (табл. 1.1).

Таблиця 1.1 – Індивідуальні завдання до розрахунку двокаскадного транзисторного підсилювача звукової частоти

Вар №	Тип транзистору		f_H , Гц	f_B , кГц	M_H	M_B	$R_{дж}$, кОм	S
	БПТ	ПТ						
1	КТ104А	КП103М	35	18	1,15	1,20	100,0	5,0
2	КТ202Б	КП201Е	45	20	1,08	1,13	130,0	4,3
3	ГТ108А	КП302А	20	15	1,30	1,19	80,0	4,0
4	КТ348В	КП303А	60	19	1,33	1,32	120,0	5,0
5	КТ206А	КП103К	55	22	1,12	1,26	160,0	3,9
6	ГТ122В	КП201М	30	17	1,20	1,25	90,0	4,0
7	КТ203А	КП312Б	50	21	1,15	1,35	51,0	4,6
8	КТ210Б	КП302Г	65	24	1,13	1,32	75,0	4,2
9	КТ201В	КП103Л	40	19	1,10	1,31	82,0	5,0
10	ГТ309А	КП350А	85	22,5	1,14	1,27	110,0	5,0
11	КТ332Б	КП302А	85	16,5	1,26	1,18	120,0	4,5
12	КТ301Г	КПС104А	70	25	1,32	1,16	91,0	4,4
13	ГТ109Б	КП312А	25	16	1,25	1,30	62,0	4,8
14	КТ343Б	КП201Л	65	18	1,16	1,34	130,0	4,6
15	ГТ322А	КП303Г	90	17,5	1,18	1,28	110,0	4,5
16	ГТ305В	КП302Г	75	24,5	1,19	1,37	120,0	4,6
17	ГТ308В	КПС104Г	80	23,5	1,29	1,22	75,0	4,8
18	КТ312А	КПС202А	95	20,5	1,01	1,17	120,0	4,2
19	КТ208Г	КП312А	60	23	1,25	1,27	100,0	4,0
20	КТ333А	КП302В	80	15,5	1,21	1,39	82,0	4,7
21	КТ349Б	КП303В	50	21	1,12	1,26	91,0	4,6
22	КТ317Б	КПС202Г	100	19,5	1,1	1,33	100,0	4,8
23	ГТ320Б	КП313А	95	18,5	1,3	1,23	120,0	4,0
24	КТ340В	КП303Г	75	16	1,11	1,24	110,0	4,7
25	КТ342А	КП201Е	70	17	1,27	1,29	75,0	4,5

Опір навантаження каскаду на біполярному транзисторі (V_{T_2}) прийняти $R_H = (2..2,5) \cdot R_K$.

1.2. Розрахунок підсилювача звукової на біполярному транзисторі за схемою включення зі спільним емітером

Завдання. Розрахувати підсилювач звукової частоти на біполярному транзисторі зі спільним емітером із температурною стабілізацією за наступними даними:

1. Тип транзистору.....КТ312А;
2. Амплітуда вихідного сигналу $U_{вих}, B$ 2,5;
3. Опір навантаження $R_H, кОм$0,5;
4. Опір джерела сигналу $R_{дж}, кОм$1,0;
5. Частотний діапазон сигналу:
 - 5.1. Нижня гранична частота $f_H, Гц$ 20;
 - 5.2. Верхня гранична частота $f_B, кГц$ 20;
6. Модулі коефіцієнтів частотних спотворень:
 - 6.1. На нижній граничній частоті M_H 1,3;
 - 6.2. На верхній граничній частоті M_B 1,3;
7. Коефіцієнт температурної нестабільності, S 5,0.

Необхідно:

1. Визначити режим роботи транзистора за постійним струмом.
2. Розрахувати елементи схеми підсилювача за постійним струмом та забезпечити необхідну температурну стабілізацію каскаду.
3. Визначити параметри підсилювача та представити підсилювач еквівалентним чотириполюсником.
4. Розрахувати нелінійні спотворення підсилювача.
5. Побудувати амплітудно-частотну, фазочастотну та амплітудно-фазочастотну характеристики підсилювача частот в діапазоні від 1 Гц до 1 МГц.

Для забезпечення потрібного коефіцієнту температурної стабілізації $S \leq 5,0$ обрано схемне рішення підсилювального каскаду із емітерно-колекторною стабілізацією струму колектору, принципова схема підсилювача наведено на рис. 1.2.

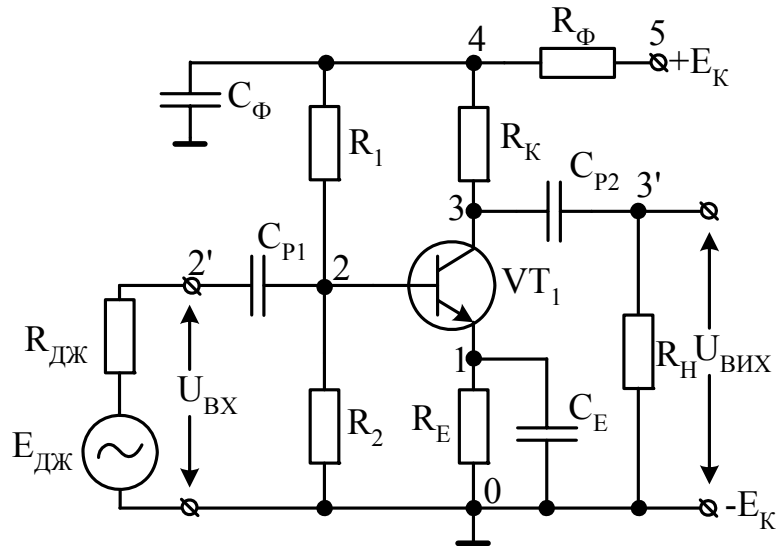


Рисунок 1.2 – Принципова схема підсилювача на БПТ зі СЕ

Розрахунок елементів схеми підсилювача за постійним струмом

Схема підсилювача на біполярному транзисторі зі спільним емітером за постійним струмом наведено на рис. 1.3.

За даними довідника вписані паспортні дані транзистору КТ312А:

- максимальний постійний струм колектору, $I_{K \max}$, мА30;
- максимальна постійна напруга колектор-база, $U_{KB \max}$, В20;
- максимальна постійна напруга колектор-емітер, $U_{KE \max}$, В20;
- максимальна постійна напруга емітер-база, $U_{EB \max}$, В4;
- максимальна потужність, що розсіюється на колекторі, $P_{K \max}$, мВт ..225;
- статичний коефіцієнт передачі струму в схемі СЕ, h_{21E} від 10 до 100.

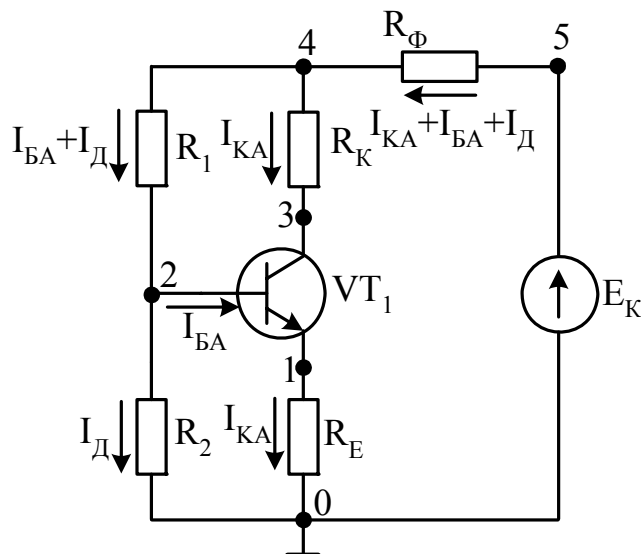


Рисунок 1.3 – Схема підсилювача на БПТ зі СЕ за постійним струмом

На рис. 1.4 приведено вхідні та вихідні вольт-амперні характеристики (ВАХ) транзистору КТ312А. На вихідних ВАХ нанесено межі робочих режимів, що визначаються допустимими параметрами транзистору:

$$U_{KE \max} = 20 \text{ В}; \quad I_{K \max} = 30 \text{ мА}; \quad P_{K \max} = 225 \text{ мВт}.$$

Характеристику максимально допустимої потужності, що розсіюється на колекторі, будують згідно розрахунку, який наведено у табл. 1.2.

Таблиця 1.2 – Розрахунок характеристики максимально допустимої потужності, що розсіюється на колекторі

$U_{KE i}, \text{ В}$	5,0	7,5	10,0	12,5	15,0	17,5	20,0	22,5
$I_{K i} = \frac{P_{K \max}}{U_{KE i}}, \text{ мА}$	45,0	30,0	22,5	18,0	15,0	12,9	11,3	10,0

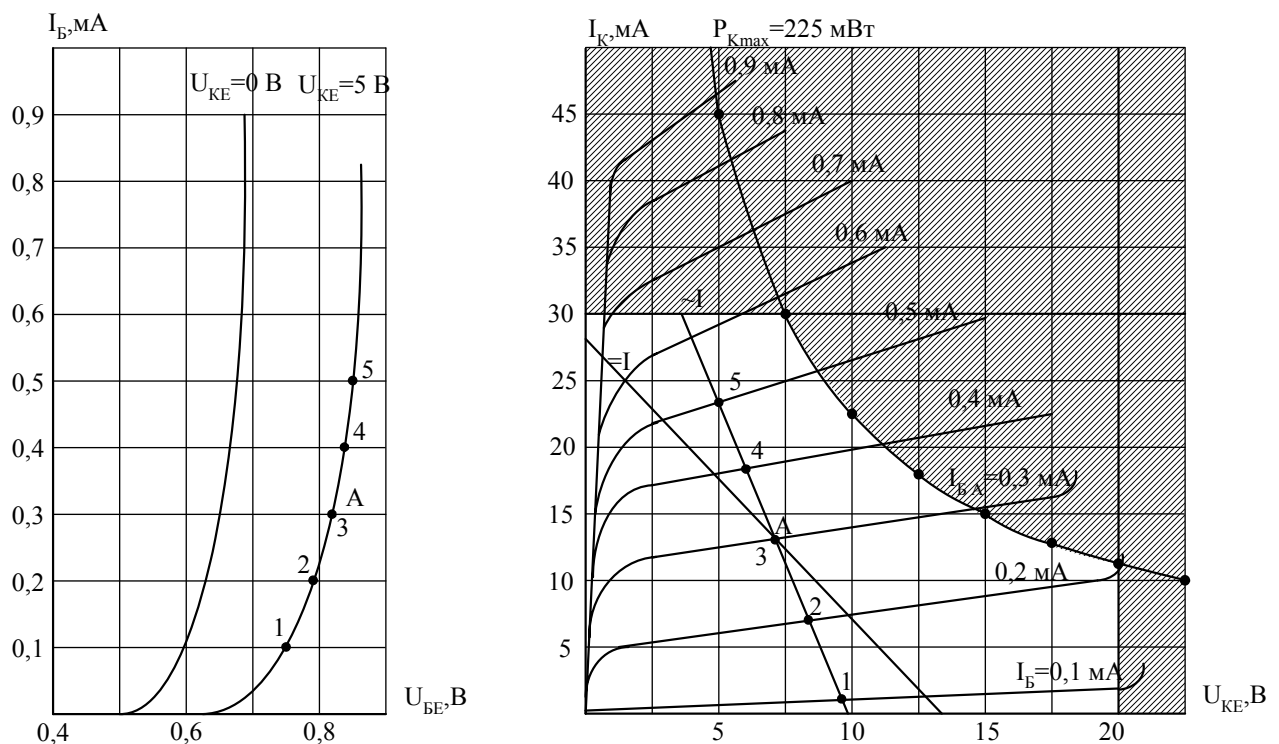


Рисунок 1.4 – Вхідні та вихідні ВАХ БПТ КТ301А, який включено за схемою зі СЕ

Вибір режиму роботи транзистору. Положення точки покою А на вихідних ВАХ біполярного транзистору, який включено за схемою зі СЕ, визначається напругою $U_{KE A}$ та струмом $I_{K A}$. Значення цих параметрів визначаються із

наступних умов:

$$U_{KEA} \geq U_{BHX \max} + U_{KE \text{ нас}} = 2,5 + 2,0 = 4,5 \text{ В}; \quad (1.1)$$

$$I_{KA} \geq (1,5 \dots 2,0) \cdot I_{BHX \max} = (1,5 \dots 2,0) \cdot \frac{U_{BHX \max}}{R_H} = (1,5 \dots 2,0) \cdot \frac{2,5}{500} = 10,0 \text{ мА}, \quad (1.2)$$

де $U_{KE \text{ нас}}$ – напруга насичення на початкової ділянці ВАХ (1...2) В; в умові 1.2 коефіцієнтом (1,5...2,0) враховано змінну величини струму колектору, який протікає через вихідний опір підсилювача.

На рис. 1.4 приведені вхідні та вихідні ВАХ біполярного транзистора КТ312А, який включено за схемою зі СЕ. З урахуванням умов 1.1 та 1.2 приймається положення точки покою А на вихідних ВАХ транзистору:

$$I_{KA} = 13,1 \text{ мА}; \quad U_{KEA} = 7,1 \text{ В}; \quad I_{BA} = 0,3 \text{ мА}.$$

Визначимо положення точки покою на вхідних ВАХ транзистора. Значення напруги на база-емітерному переході $U_{BEA} = 0,820 \text{ В}$. Таким чином, координати точки покою:

$$I_{KA} = 13,1 \text{ мА}; \quad U_{KEA} = 7,1 \text{ В}; \quad I_{BA} = 0,3 \text{ мА}; \quad U_{BEA} = 0,820 \text{ В}.$$

Розрахунок елементів схеми підсилювача, які забезпечують:

- потрібний режим роботи транзистору, визначення положення точки покою на вхідних та вихідних ВАХ транзистору;
- температурну стабілізацію точки покою (температурні зміни струму колектору не повинні перевищувати заданих меж);
- задану амплітуду вихідного сигналу.

Використовуючи досвід проектування транзисторних підсилювачів, необхідно виконання наступних умов:

$$\begin{aligned} U_{10} &= (0,1 \dots 0,3) \cdot E_K = 0,15 \cdot E_K; \\ U_{54} &= (0,05 \dots 0,15) \cdot E_K = 0,1 \cdot E_K; \\ U_{43} &\geq (1,2 \dots 1,5) \cdot U_{BHX \max} = 1,5 \cdot U_{BHX \max} = 1,5 \cdot 2,5 = 3,75 \text{ В}; \\ I_D &\geq (5 \dots 20) \cdot I_{BA} = 10 \cdot I_{BA} = 10 \cdot 0,3 = 3,0 \text{ мА}. \end{aligned}$$

По мірі визначення номіналів резисторів параметри підсилювача замінюються розрахунковими значеннями.

$$U_{41} = E_K - U_{54} - U_{10} = E_K - 0,1 \cdot E_K - 0,15 \cdot E_K = 0,75 \cdot E_K = \\ = U_{43} + U_{KEA} = 3,75 + 7,1 = 10,85 \text{ В};$$

$$E_K = \frac{U_{43} + U_{KEA}}{0,75} = \frac{10,85}{0,75} = 14,5 \text{ В}.$$

Приймається номінальне значення напруги живлення $E_K = 15 \text{ В}$. Величина опору резисторів складає:

$$R_K = \frac{U_{43}}{I_{KA}} = \frac{3,75}{13,1 \cdot 10^{-3}} = 286,3 \text{ Ом};$$

$$R_\phi = \frac{0,1 \cdot E_K}{I_{KA} + I_{BA} + I_D} = \frac{0,1 \cdot 15}{(13,1 + 0,3 + 3,0) \cdot 10^{-3}} = 91,5 \text{ Ом}.$$

Приймається номінали резисторів $R_K = 300 \text{ Ом}$, $R_\phi = 91 \text{ Ом}$. Потужність, що розсіюється на резисторах R_K та R_ϕ :

$$P_{R_K} = (I_{KA})^2 \cdot R_K = (13,1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 300 = 51,5 \text{ мВт};$$

$$P_{R_\phi} = (I_{KA} + I_{BA} + I_D)^2 \cdot R_\phi = ((13,1 + 0,3 + 3,0) \cdot 10^{-3})^2 \cdot 91 = 24,5 \text{ мВт}.$$

Вибираються резистори R_K типу smd – 0,125 – 300 Ом $\pm 5\%$;

R_ϕ типу smd – 0,125 – 91 Ом $\pm 5\%$.

$$R_E = \frac{E_K - (I_{KA} + I_{BA} + I_D) \cdot R_\phi - I_{KA} \cdot R_K - U_{KEA}}{I_{KA} + I_{BA}} = \\ = \frac{15 - (13,1 + 0,3 + 3,0) \cdot 10^{-3} \cdot 91 - 13,1 \cdot 10^{-3} \cdot 300 - 7,1}{(13,1 + 0,3) \cdot 10^{-3}} = 184,9 \text{ Ом}.$$

Приймається номінал резистору $R_E = 180 \text{ Ом}$. Потужність, що розсіюється на резисторі R_E :

$$P_{R_E} = (I_{KA} + I_{BA})^2 \cdot R_E = ((13,1 + 0,3) \cdot 10^{-3})^2 \cdot 180 = 32,3 \text{ мВт}.$$

Вибирають резистор R_E типу smd – 0,125 – 180 Ом $\pm 5\%$.

Побудована лінія навантаження на вихідних ВАХ транзистору за постійним струмом (лінія MN на рис 1.4). Струм короткого замикання не повинен перевищувати максимально допустимий струм колектору:

$$\begin{aligned} I_{K_{\max}} > I_{K3} &= \frac{U_{40}}{R_K + R_E} = \frac{E_K - U_{54}}{R_K + R_E} = \frac{E_K - (I_{KA} + I_{BA} + I_D) \cdot R_\phi}{R_K + R_E} = \\ &= \frac{15 - (13,1 + 0,3 + 3,0) \cdot 10^{-3} \cdot 91}{300 + 180} = 28,1 \text{ мА} < I_{K_{\max}} = 30 \text{ мА}. \end{aligned}$$

Розрахунок номіналів резисторів R_2 та R_1 :

$$R_2 = \frac{U_{BEA} + (I_{KA} + I_{BA}) \cdot R_E}{I_D} = \frac{0,820 + ((13,1 + 0,3) \cdot 10^{-3}) \cdot 180}{3,0 \cdot 10^{-3}} = 1077,3 \text{ Ом}.$$

Приймається номінал резистору $R_2 = 1,1 \text{ кОм}$. Потужність, що розсіюється на резисторі R_2 :

$$P_{R_2} = (I_D)^2 \cdot R_2 = (3,0 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,1 \cdot 10^3 = 10,0 \text{ мВт}.$$

Вибирається резистор R_2 типу smd – 0,125 – 1,1 кОм $\pm 5\%$.

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{E_K - (I_{KA} + I_{BA} + I_D) \cdot R_\phi - I_D \cdot R_2}{I_{BA} + I_D} = \\ &= \frac{15 - (13,1 + 0,3 + 3,0) \cdot 10^{-3} \cdot 91 - 3,0 \cdot 10^{-3} \cdot 1,1 \cdot 10^3}{(0,3 + 3,0) \cdot 10^{-3}} = 3,1 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

Приймається номінал резистору $R_1 = 3,3 \text{ кОм}$. Потужність, що розсіюється на резисторі R_1 :

$$P_{R_1} = (I_{BA} + I_D)^2 \cdot R_1 = ((0,3 + 3,0) \cdot 10^{-3})^2 \cdot 3,3 \cdot 10^3 = 38,2 \text{ мВт}.$$

Вибирається резистор R_1 типу smd – 0,125 – 3,3 кОм $\pm 5\%$.

Розрахунок коефіцієнту температурної нестабільності

$$S = \frac{1 + D}{1 - \alpha + D} = \frac{1 + 0,250}{1 - 0,984 + 0,250} = 4,7,$$

де α – коефіцієнт передачі струму у схемі включення транзистору із спільною базою, який розраховується за наступним співвідношенням:

$$\alpha = \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}} = \frac{61}{1 + 61} = 0,984;$$

$$h_{21E} = \frac{\Delta \dot{I}_K}{\Delta \dot{I}_B} \Big|_{\dot{U}_{KE} = const} = \frac{(18,9 - 6,7) \cdot 10^{-3}}{(0,4 - 0,2) \cdot 10^{-3}} = 61;$$

$$D = \frac{R_E}{R_2} + \frac{R_E}{R_1} + \frac{R_\phi}{R_1} + \frac{R_E \cdot R_\phi}{R_1 \cdot R_2} = \frac{180}{1100} + \frac{180}{3300} + \frac{91}{3300} + \frac{180 \cdot 91}{3300 \cdot 1100} = 0,250.$$

Якщо визначене значення S більше заданого, то збільшують R_E , R_ϕ та струм діляника I_D , потім розрахунок повторюється знову. Критерієм допустимого збільшення струму є наступна умова:

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \geq (5 \div 10) \cdot h_{11E}.$$

Допускається збільшення величини E_K до значення $2 \cdot U_{A1}$, при цьому в основному збільшується падіння напруги на резисторі R_E . Якщо визначене значення S менше заданого, то, схему можна зробити більш економічною, зменшивши струм діляника або напругу джерела живлення E_K .

Розрахунок схеми підсилювача за змінним струмом

Розрахунок основних параметрів підсилювача за змінним струмом – коефіцієнти підсилення за струмом та напругою K_I , K_U , вхідний R_{BX} та вихідний R_{BIX} опори. У вибраній точці покою (рис. 1.5) методом графічного диференціювання розраховані h – параметри транзистору (h_{12E} прийнятий рівний нулю):

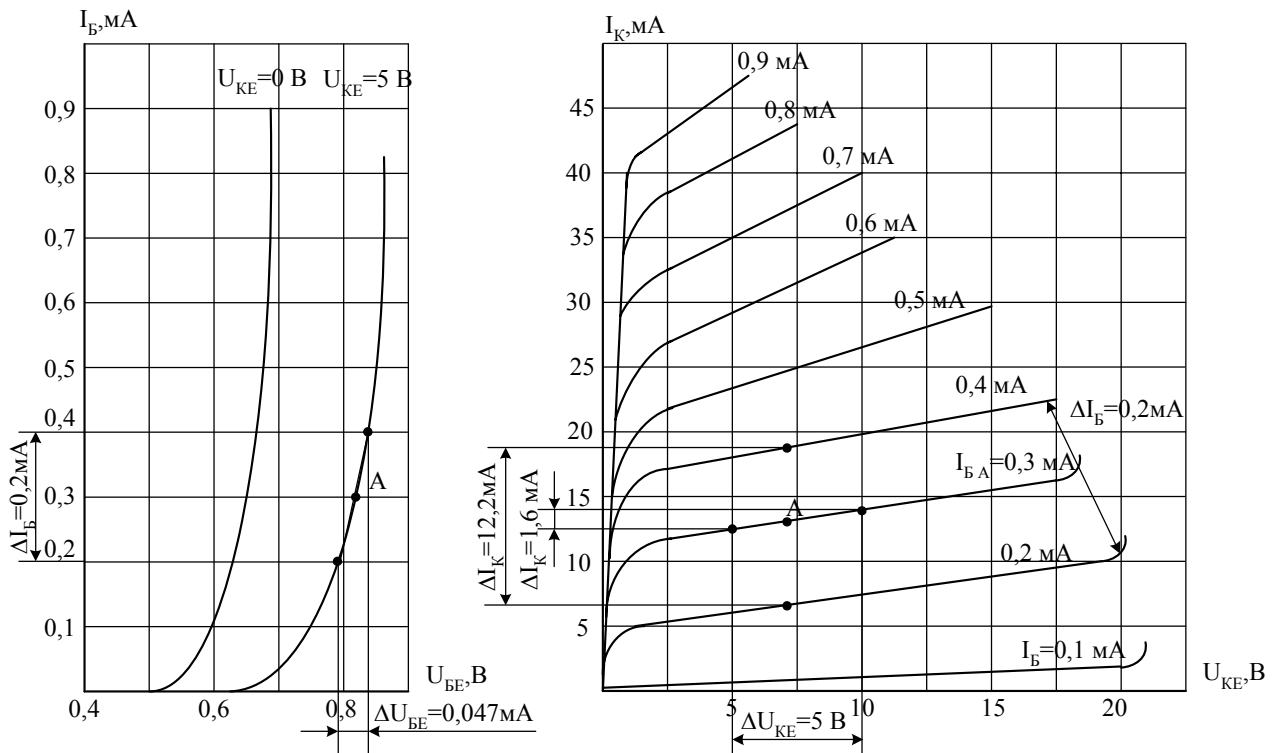


Рисунок 1.5 – Визначення h – параметрів транзистора у вибраній точки спокою

$$h_{11E} = \left. \frac{\Delta \dot{U}_{BE}}{\Delta \dot{I}_B} \right|_{\dot{U}_{KE} = const} = \frac{0,838 - 0,791}{(0,4 - 0,2) \cdot 10^{-3}} = 235 \text{ Ом};$$

$$h_{21E} = \left. \frac{\Delta \dot{I}_K}{\Delta \dot{I}_B} \right|_{\dot{U}_{KE} = const} = \frac{(18,9 - 6,7) \cdot 10^{-3}}{(0,4 - 0,2) \cdot 10^{-3}} = 61;$$

$$h_{22E} = \left. \frac{\Delta \dot{I}_K}{\Delta \dot{U}_{KE}} \right|_{\dot{I}_B = const} = \frac{(14,1 - 12,5) \cdot 10^{-3}}{10 - 5} = 0,32 \cdot 10^{-3} \text{ См} = 0,32 \text{ мСм}.$$

Складають електричну лінійну модель підсилювача в області середніх звукових частот (рис. 1.6). У цій схемі:

$$R_{EKB} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3300 \cdot 1100}{3300 + 1100} = 825 \text{ Ом}.$$

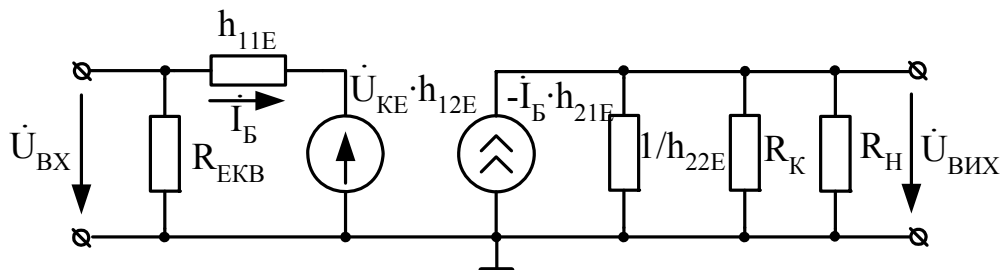


Рисунок 1.6 – Лінійна модель підсилювача в області середніх звукових частот

Розраховують $K_I, K_U, R_{BX}, R_{BHX}$. Наведене електричне коло описується наступною системою рівнянь:

$$\begin{cases} \dot{U}_{BX} = \dot{I}_B \cdot h_{11E} + \dot{U}_{KE} \cdot h_{12E}, \\ -\dot{I}_B \cdot h_{21E} = \dot{U}_{KE} \cdot \left(h_{22E} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H} \right). \end{cases}$$

З другого рівняння виражається значення напруги \dot{U}_{KE} :

$$\dot{U}_{KE} = -\frac{\dot{I}_B \cdot h_{21E}}{h_{22E} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H}}.$$

Підставивши це співвідношення у перше рівняння, отримаємо:

$$\dot{U}_{BX} = \dot{I}_B \cdot \left(h_{11E} - \frac{h_{21E}}{h_{22E} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H}} \cdot h_{12E} \right) = \dot{I}_B \cdot h_{11E}.$$

Визначається вхідний опір транзистору:

$$R_{exT} = \frac{\dot{U}_{BX}}{\dot{I}_B} \approx h_{11E} = 235 \text{ Ом}.$$

Визначається вхідний опір підсилювача:

$$R_{exPC} = \frac{h_{11E} \cdot R_{EKB}}{h_{11E} + R_{EKB}} = \frac{h_{11E} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}{h_{11E} + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{235 \cdot \frac{3300 \cdot 1100}{3300 + 1100}}{235 + \frac{3300 \cdot 1100}{3300 + 1100}} = 182,9 \text{ Ом}.$$

З системи рівнянь знаходять формулу для розрахунку коефіцієнту підсилення за напругою:

$$\dot{I}_B = -\frac{\dot{U}_{KE}}{h_{21E}} \cdot \left(h_{22E} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H} \right);$$

Підставляють цей співвідношення у перше рівняння системи, отримаємо:

$$\dot{U}_{BX} = -\dot{U}_{KE} \cdot \frac{h_{11E}}{h_{21E}} \cdot \left(h_{22E} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H} \right) + h_{12E} \cdot \dot{U}_{KE}.$$

При $h_{12E} = 0$ коефіцієнт підсилення за напругою становить:

$$K_U = -\frac{h_{21E}}{h_{11E} \cdot \left(h_{22E} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_H} \right)} = -\frac{61}{235 \cdot \left(0,32 \cdot 10^{-3} + \frac{1}{300} + \frac{1}{500} \right)} = -45,9.$$

Коефіцієнт підсилення за напругою при холостому ході:

$$K_{U_{xx}} = -\frac{h_{21E}}{h_{11E} \cdot \left(h_{22E} + \frac{1}{R_K} \right)} = -\frac{61}{235 \cdot \left(0,32 \cdot 10^{-3} + \frac{1}{300} \right)} = -71,1.$$

Коефіцієнт підсилення за струмом:

$$K_{I_n} = \frac{\dot{I}_{BIX}}{\dot{I}_{BX}} = \frac{\dot{U}_{BIX}}{R_H} \cdot \frac{R_{\text{вхПС}}}{\dot{U}_{BX}} = K_U \cdot \frac{R_{\text{вхПС}}}{R_H} = 45,9 \cdot \frac{182,9}{500} = 16,8.$$

Вихідний опір знаходять із співвідношення:

$$R_{BIX} = \frac{\dot{U}_{BIX_{xx}}}{\dot{I}_{K3}},$$

$$\text{де } \dot{U}_{BIX_{xx}} = \frac{\dot{I}_B \cdot h_{21E} \cdot R_K}{h_{22E} \cdot \left(\frac{1}{h_{22E}} + R_K \right)}, \quad \dot{I}_{K3} = \frac{\dot{I}_B \cdot h_{21E}}{h_{22E} \cdot \frac{1}{h_{22E}}} = \dot{I}_B \cdot h_{21E}.$$

Формула для розрахунку вихідного опору підсилювача має наступний вигляд:

$$R_{ВИХ} = \frac{R_K \cdot \frac{1}{h_{22E}}}{R_K + \frac{1}{h_{22E}}} = \frac{300 \cdot \frac{1}{0,32 \cdot 10^{-3}}}{300 + \frac{1}{0,32 \cdot 10^{-3}}} = 273,7 \text{ Ом.}$$

Знаючи основні параметри підсилювача, на рис 1.7 наведено схема заміщенні підсилювача, як стандартного чотирьополісника.

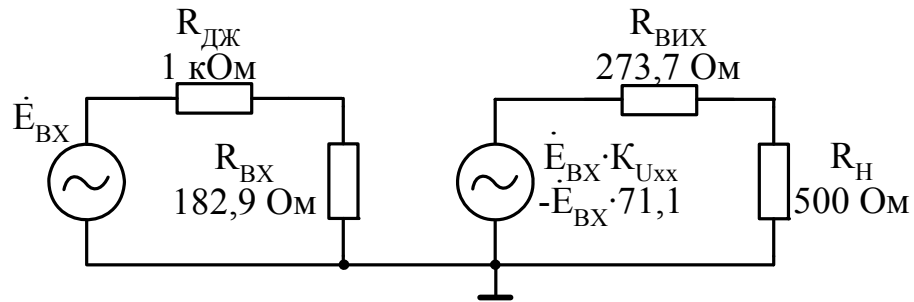


Рисунок 1.7 – Еквівалентна схема підсилювача як чотирьополісника

Розрахунок коефіцієнту підсилення за напругою при умові виконання умов узгодження у вхідному на вихідному колах підсилювача:

$$K_U = \frac{\dot{U}_{ВИХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = -K_{Uxx} \cdot \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{ДЖ}} \cdot \frac{R_Н}{R_Н + R_{ВИХ}} =$$

$$= -71,1 \cdot \frac{182,9}{182,9 + 1000} \cdot \frac{500}{500 + 273,7} = -71,1 \cdot 0,155 \cdot 0,646 = -7,2.$$

Розрахунок значення ємності конденсаторів C_E і C_ϕ :

$$C_E \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot R_E} = \frac{10}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 180} = 442,1 \text{ мкФ};$$

$$C_\phi \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot R_\phi} = \frac{10}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 91} = 874,5 \text{ мкФ.}$$

Отримані значення округляються до стандартних у більшу сторону $C_E = 470 \text{ мкФ}$ та $C_\phi = 910 \text{ мкФ}$.

Вибирають конденсатори C_E типу К50–6–470 мкФ×50 В±10%

C_ϕ типу К50–6–910 мкФ×50 В±10%

Розрахунок нелінійних спотворень вихідного сигналу підсилювача

Коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача розраховується в області середніх частот за методом п'яти ординат, при цьому рекомендується використовувати наступну послідовність. На вихідних ВАХ транзистору (рис. 1.4) проводять лінію навантаження за змінним струмом, кут нахилу якої визначається опором:

$$R^{\sim} = \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H} = \frac{300 \cdot 500}{300 + 500} = 187,5 \text{ Ом},$$

та визначають граничні положення робочої точки. За точками перетину характеристик транзистору та лінії навантаження за змінним струмом будують робочу вхідну характеристику. Вхідне коло підсилювача щодо точок 2 схеми представляють активним еквівалентним джерелом (рис. 1.8), це коло описується наступним рівнянням:

$$\dot{E}_{BX} = \dot{I}_{BX} \cdot R_{ДЖ} + \dot{I}_B \cdot R_{BX} = \dot{I}_B \cdot R_{ДЖ} + \dot{U}_{BE}$$

На робочій вхідній характеристиці відзначають ряд значень струмів бази та визначають відповідні їм значення напруги U_{BE} . Відповідно схемі на рис. 1.8 обчислюють для цих значень напругу вхідного сигналу E_{BX} . Одержують залежність $E_{BX} = f(I_K)$. По цій залежності та сімейству вихідних ВАХ транзистору будується крізна характеристика $I_K = f(E_{BX})$ (рис. 1.9). Розрахунок для побудови крізної характеристики підсилювача наведено у таблиці 1.3.

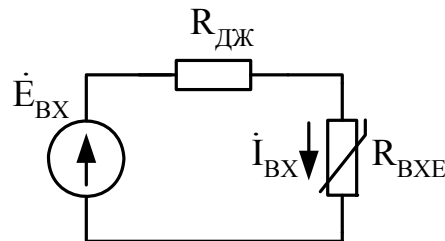


Рисунок 1.8 – Еквівалентна схема для входу підсилювача

Таблиця 1.3 – Розрахунок для побудови крізної характеристики підсилювача

$I_K, \text{ mA}$	$I_B, \text{ mA}$	$U_{BE}, \text{ V}$	$E_{BX}, \text{ V}$
1,3	0,1	0,750	0,850
7,2	0,2	0,791	0,991
13,1	0,3	0,820	1,120
18,4	0,4	0,834	1,234
23,4	0,5	0,850	1,350

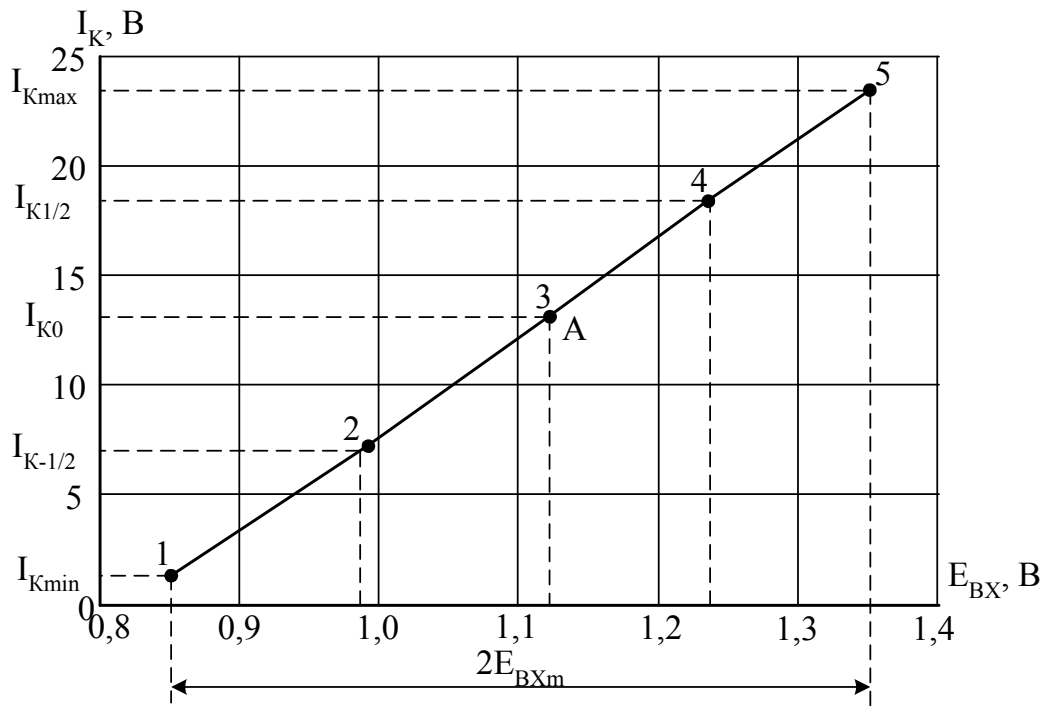


Рисунок 1.9 – Кривна характеристика підсилювача

З використанням методу п'яти ординат, розраховують коефіцієнти нелінійних спотворень, для цього спочатку визначають п'ять параметрів: I_{m1} , I_{m2} , I_{m3} , I_{m4} , ΔI_{cp} – амплітуди струмів 1, 2, 3, 4 гармонік та постійна складова струму:

$$I_{m1} = \frac{I_{\max} - I_{\min} + I_{1/2} - I_{-1/2}}{3} = \frac{23,4 - 1,3 + 18,4 - 7,1}{3} = 11,133 \text{ мА};$$

$$I_{m2} = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 2 \cdot I_{OK}}{4} = \frac{23,4 + 1,3 - 2 \cdot 13,1}{4} = -0,375 \text{ мА};$$

$$I_{m3} = \frac{I_{\max} - I_{\min} - 2 \cdot (I_{1/2} - I_{-1/2})}{6} = \frac{23,4 - 1,3 - 2 \cdot (18,4 - 7,1)}{6} = -0,083 \text{ мА};$$

$$I_{m4} = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 4 \cdot (I_{1/2} + I_{-1/2}) + 6 \cdot I_{OK}}{12} =$$

$$= \frac{23,4 + 1,3 - 4 \cdot (18,4 + 7,1) + 6 \cdot 13,1}{12} = 0,108 \text{ мА};$$

$$\Delta I_{cp} = \frac{I_{\max} + I_{\min} + 2 \cdot (I_{1/2} + I_{-1/2})}{6} = \frac{23,4 + 1,3 + 2 \cdot (18,4 + 7,1)}{6} = 12,617 \text{ мА}.$$

Отже:

$$\gamma_2 = \frac{I_{m2}}{I_{m1}} \cdot 100 \% = \frac{-0,375}{11,133} \cdot 100 \% = 3,37 \%;$$

$$\gamma_3 = \frac{I_{m3}}{I_{m1}} \cdot 100 \% = \frac{-0,083}{11,133} \cdot 100 \% = 0,75 \%;$$

$$\gamma_4 = \frac{I_{m4}}{I_{m1}} \cdot 100 \% = \frac{0,108}{11,133} \cdot 100 \% = 0,97 \%$$

Загальний коефіцієнт нелінійних спотворень дорівнює:

$$\gamma_{\text{общ}} = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + \gamma_4^2} = \sqrt{3,37^2 + 0,75^2 + 0,97^2} = 3,6 \%$$

при вхідній амплітуді е.р.с. $E_{\text{вхм}} = 0,25 \text{ В}$.

Розрахунок та побудова АЧХ, ФЧХ, АФЧХ

За даними модулю M_H та f_H визначають значення ємностей конденсаторів C_{P1} , C_{P2} . Визначені значення округляють до стандартних у більшу сторону. Припускається пропорційний розподіл частотних спотворень на вхідне та вихідне коло підсилювача, отже:

$$M_{H1} = M_{H2} = \sqrt{1,3} = 1,14.$$

$$M_{H2} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot C_P \cdot (R_{\text{вих}} + R_H)} \right)^2}.$$

З формули визначається значення C_P :

$$\begin{aligned} C_{P1} &= \frac{1}{\sqrt{M_{H1}^2 - 1} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (R_{\text{дж}} + R_{\text{вх}})} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{1,14^2 - 1} \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot (1000 + 182,9)} = 12,3 \text{ мкФ}. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_{P2} &= \frac{1}{\sqrt{M_{H2}^2 - 1} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (R_{\text{вих}} + R_H)} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{1,14^2 - 1} \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot (273,7 + 500)} = 18,8 \text{ мкФ}; \end{aligned}$$

Вибирають конденсатори C_{P1} типу К50–6–13 мкФ×50 В±10%

C_{P2} типу К50–6–20 мкФ×50 В±10%

За даними M_B та f_B визначають допустиме значення ємності навантаження C_H :

$$M_B = \sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_B \cdot C_H \cdot R_{ВІХ} \cdot R_H}{R_{ВІХ} + R_H} \right)^2}$$

Визначається допустиме значення C_H :

$$C_H = \frac{\sqrt{M_B^2 - 1} \cdot (R_{ВІХ} + R_H)}{2 \cdot \pi \cdot f_B \cdot R_{ВІХ} \cdot R_H} = \frac{\sqrt{1,3^2 - 1} \cdot (273,7 + 500)}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 273,7 \cdot 500} = 37,4 \text{ нФ.}$$

Складають повну схему заміщення підсилювача, яку доповнюють ємностями C_{P1} , C_{P2} і C_H (рис. 1.10). За цією схемою визначають розрахункові формули для комплексного коефіцієнту передачі $K(j\omega)$:

$$K_U(j\omega) = \frac{\dot{U}_{ВІХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = \frac{K_{Uxx}}{1 + \left(R_{ВІХ} + \frac{1}{j\omega C_{P1}} \right) \cdot \frac{R_H + \frac{1}{j\omega C_H}}{R_H \cdot \frac{1}{j\omega C_H}}}$$

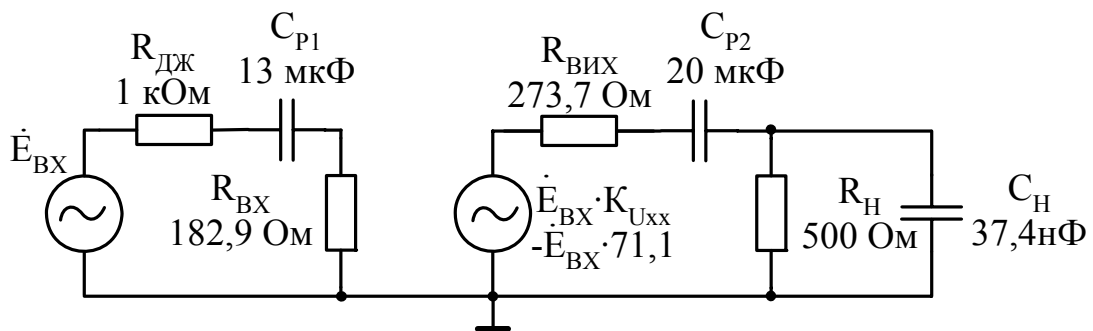


Рисунок 1.10 – Схема заміщення підсилювача

За одержаними формулами розраховують залежність модуля коефіцієнту підсилення за напругою (АЧХ) та додаткового фазового зсуву між вхідною та вихідною напругою підсилювача (ФЧХ). Графіки АЧХ та ФЧХ наведено на рис. 1.11. Графік АФЧХ наведено на рис. 1.12.

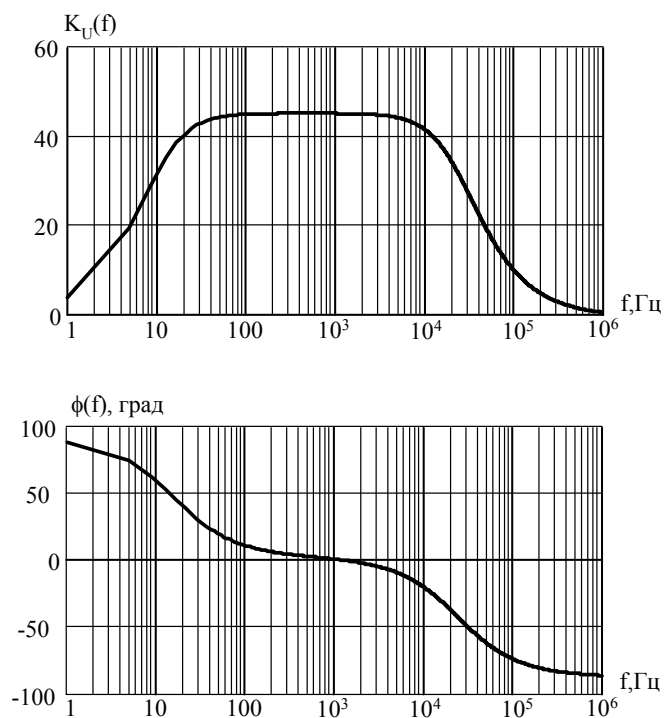


Рисунок 1.11 – АЧХ та ФЧХ підсилювача

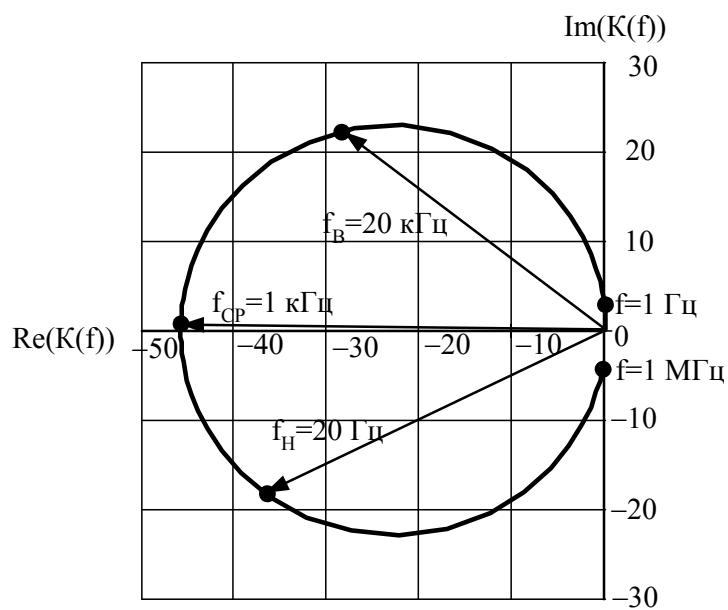


Рисунок 1.12 – АФЧХ підсилювача

$$K_U(f_{CP} = 1 \text{ кГц}) = -45,9 + j1,4; \quad |K_U(f_{CP} = 1 \text{ кГц})| = 45,9;$$

$$K_U(f_H = 20 \text{ Гц}) = -36,3 - j18,6; \quad |K_U(f_H = 20 \text{ Гц})| = 40,8;$$

$$K_U(f_B = 20 \text{ кГц}) = -27,2 + j22,5; \quad |K_U(f_B = 20 \text{ кГц})| = 35,3;$$

$$M_{H2} = \frac{|K_U(f_{CP} = 1 \text{ кГц})|}{|K_U(f_H = 20 \text{ Гц})|} = \frac{45,9}{40,8} = 1,13; \quad M_B = \frac{|K_U(f_{CP} = 1 \text{ кГц})|}{|K_U(f_B = 20 \text{ кГц})|} = \frac{45,9}{35,3} = 1,30.$$

Частотні характеристики відповідають розрахунковим параметрам та задовольняють вхідним даним.

1.3. Розрахунок підсилювача звукової на польовому транзисторі за схемою включення зі спільним витоком

Завдання

Розрахувати підсилювач звукової частоти на польовому транзисторі зі спільним витоком за наступними даними:

1. Тип транзистору.....КП302А;
2. Амплітуда вихідного сигналу $U_{ВИХ}$, В.....2,5;
3. Опір навантаження R_H , кОм.....4,0;
4. Опір джерела сигналу $R_{ДЖ}$, кОм.....100;
5. Частотний діапазон сигналу:
 - 5.1. Нижня гранична частота f_H , Гц.....20;
 - 5.2. Верхня гранична частота f_B , кГц.....20;
6. Модулі коефіцієнтів частотних спотворень:
 - 6.1. На нижній граничній частоті M_H1,3;
 - 6.2. На верхній граничній частоті M_B1,3.

Необхідно:

1. Визначити режим роботи транзистору за постійним струмом.
2. Розрахувати елементи схеми підсилювача за постійним струмом.
3. Визначити параметри підсилювача та представити підсилювач еквівалентним чотирьополюсником.

Принципову схему підсилювача звукової частоти на польовому транзисторі за схемою зі спільним витоком наведено на рис. 1.13.

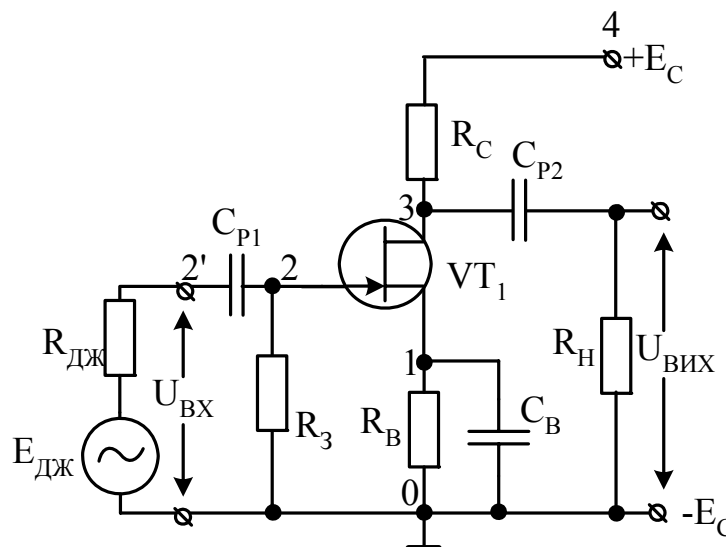


Рисунок 1.13 – Принципова схема підсилювача на ПТ зі СВ

Розрахунок елементів схеми підсилювача за постійним струмом

Схема підсилювача на польовому транзисторі зі спільним витоком за постійним струмом приведена на рис. 1.14.

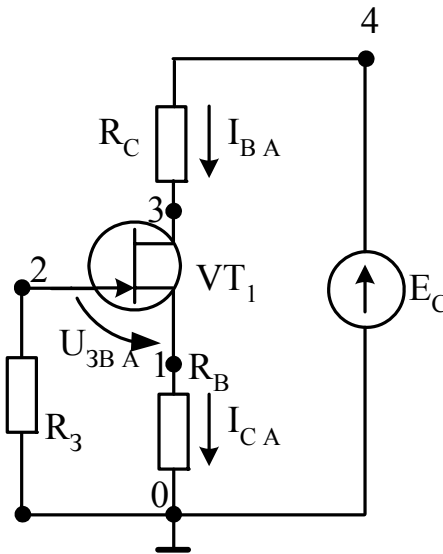


Рисунок 1.14 – Схема підсилювача на ПТ зі СВ за постійним струмом

За даними довідника виписані паспортні дані транзистору КП302А:

- максимальний постійний струм стоку, $I_{C_{\max}}$, mA 24;
- максимально допустимий струм затвору, $I_{3_{\max}}$, mA 6;
- максимальна постійна напруга затвор-виток, $U_{3B_{\max}}$, B 10;
- максимальна постійна напруга затвор-сток, $U_{3C_{\max}}$, B 20;
- максимальна постійна напруга сток-виток, $U_{CB_{\max}}$, B 20;
- максимальна потужність, що розсіюється на стоці, $P_{C_{\max}}$, mW 300;
- крутизна характеристики, S , mA/B від 5 до 12,5;
- напруга відсічки затвор-виток, $U_{3B_{\text{відс}}}$, B від 1 до 5;
- струм просочування затвору, $I_{3_{\text{прос}}}$, μA 0,07·10⁻².

На рис. 1.15 наведено вихідні вольт-амперні характеристики (ВАХ) транзистора КП302А. На вихідних ВАХ нанесені межі робочих режимів, що визначаються допустимими параметрами транзистору:

$$U_{CB_{\max}} = 20 \text{ B}; \quad I_{C_{\max}} = 24 \text{ mA}; \quad P_{C_{\max}} = 300 \text{ mW}.$$

Характеристичку максимально допустимої потужності, що розсіюється на стоці будують згідно розрахунку, який приведено в таблиці 1.4.

Таблиця 1.4 – Розрахунок максимально допустимої потужності, що розсіюється на стоці

U_{CBi}, B	5	10	15	20	25
$I_{Ci} = \frac{P_{Cmax}}{U_{CBi}}, mA$	60	30	20	15	12

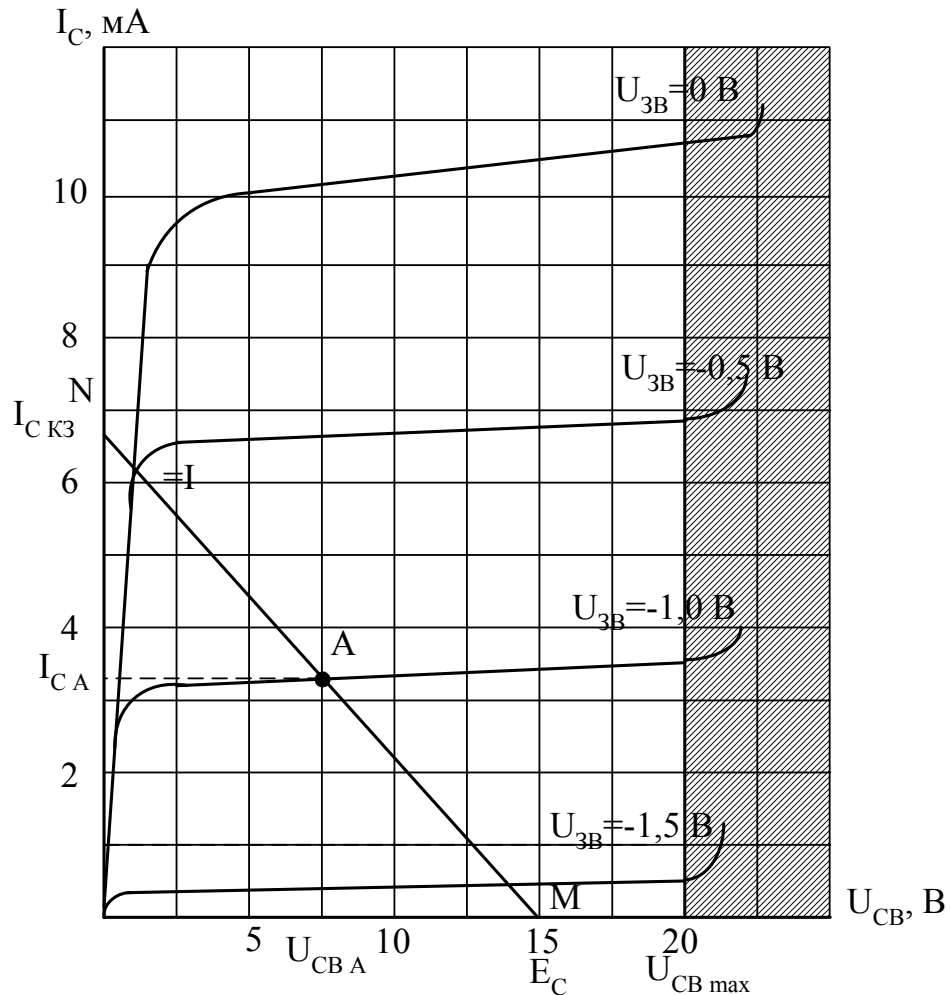


Рисунок 1.15 – Вихідна ВАХ транзистору КП302А

Вибір режиму роботи транзистора. Положення точки спокою A на вихідних ВАХ польового транзистору, який включено за схемою зі СВ, визначаються напругою $U_{CB A}$ та струмом $I_{C A}$. Значення цих параметрів визначається із наступних умов:

$$U_{CB A} \geq U_{BHX \max} + U_{CB \text{нас}} = 2,5 + 4,0 = 6,5 B; \quad (1.3)$$

$$I_{C A} \geq (1,5 \dots 2,0) \cdot I_{BHX \max} = (1,5 \dots 2,0) \cdot \frac{U_{BHX \max}}{R_H} = (1,5 \dots 2,0) \cdot \frac{2,5}{4000} = 1,25 \text{ mA}, \quad (1.4)$$

де $U_{CB_{нас}}$ – напруга насичення на початкової ділянці ВАХ (1...5) В; в умові 1.4 коефіцієнтом (1,5...2,0) враховано змінну величини струму стоку, який протікає через вихідний опір підсилювача.

На рис. 1.15 наведено вихідні ВАХ польового транзистору КП302А, який включено за схемою зі СВ. З урахуванням умов 1.3 та 1.4 приймається положення точки спокою A на вихідних ВАХ транзистору:

$$I_{CA} = 3,3 \text{ мА}; \quad U_{CB_A} = 7,5 \text{ В}; \quad U_{3B_A} = -1,0 \text{ В}.$$

Розрахунок елементів схеми, які забезпечують:

- потрібний режим роботи транзистору, що визначає положення точки спокою на вихідних ВАХ транзистору;
- задану амплітуду вихідного сигналу.

Використовуючи досвід проектування транзисторних підсилювачів, необхідно виконання наступних умов:

$$U_{43} \geq (1,2...1,5) \cdot U_{BHX_{\max}} = 1,5 \cdot U_{BHX_{\max}} = 1,5 \cdot 2,5 = 3,75 \text{ В};$$

$$U_{10} = |U_{3B_A}| = I_{CA} \cdot R_B.$$

По мірі визначення номіналів резисторів параметри, що приймаються, у розрахунку замінюються розрахунковими значеннями.

Значення напруги живлення підсилювача дорівнює:

$$E_K = U_{43} + U_{31} + U_{10} = U_{43} + U_{CB_A} + |U_{3B_A}| = 3,75 + 7,5 + 1 = 12,25 \text{ В}.$$

Приймається номінальне значення напруги живлення $E_K = 15 \text{ В}$.

Величина опору резистору R_B складає:

$$R_B = \frac{|U_{3B_A}|}{I_{CA}} = \frac{1,00}{3,3 \cdot 10^{-3}} = 303,0 \text{ Ом}.$$

Приймається номінал резистору $R_B = 300 \text{ Ом}$. Потужність, що розсіюється на резисторі R_B :

$$P_{R_B} = (I_{C_A})^2 \cdot R_B = (3,3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 300 = 3,3 \text{ мВт};$$

Вибирається резистор R_B типу smd-0,125-300 Ом \pm 5 %.

$$R_C = \frac{E_K - U_{CB_A} - I_{C_A} \cdot R_B}{I_{C_A}} = \frac{15 - 7,5 - 3,3 \cdot 10^{-3} \cdot 300}{3,3 \cdot 10^{-3}} = 1972,7 \text{ Ом}.$$

Приймається номінал резистору $R_C = 2,0 \text{ кОм}$. Потужність, що розсіюється на резисторі R_C :

$$P_{R_C} = (I_{C_A})^2 \cdot R_C = (3,3 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2 \cdot 10^3 = 21,8 \text{ мВт}.$$

Вибирається резистор R_C типу smd-0,125-2 кОм \pm 5 %.

Так як напруга зсуву $U_{3B_A} = -I_{C_A} \cdot R_B$ передається через резистор R_3 , то, при відомому значенні струм просочування затвору $I_{3прос} = 0,07 \cdot 10^{-2} \text{ мкА}$, можна визначити максимальне значення резистору R_3 , при якому:

$$U_{3B_A} = -I_{C_A} \cdot R_B \gg I_{3прос} \cdot R_3;$$

$$R_{3\max} \ll \frac{I_{C_A} \cdot R_B}{I_{3прос}} = \frac{3,3 \cdot 10^{-3} \cdot 300}{0,07 \cdot 10^{-8}} = 1,4 \cdot 10^9 \text{ Ом}.$$

Вибирають значення опору резистора $R_3 = 0,82 \text{ МОм}$. Вибирається резистор R_3 типу smd-0,125-0,82 МОм \pm 5 %.

Побудована лінія навантаження на вихідних ВАХ транзистору за постійним струмом (лінія MN на рис 1.15). Визначено струм короткого замикання, який не перевищує максимально допустимий струм стоку:

$$I_{C\max} > I_{C_{КЗ}} = \frac{E_K}{R_C + R_B} = \frac{15}{2000 + 300} = 6,5 \text{ мА} < I_{C\max} = 24 \text{ мА}.$$

Розрахунок схеми за змінним струмом

Розрахунок основних параметрів підсилювача за змінним струмом – коефіцієнти підсилення за струмом та напругою K_I , K_U , вхідний R_{BX} та вихідний

$R_{ВИХ}$ опори.

У вибраній точці спокою (рис. 1.16) методом графічного диференціювання розраховані параметри малосигнальної моделі польового транзистору.

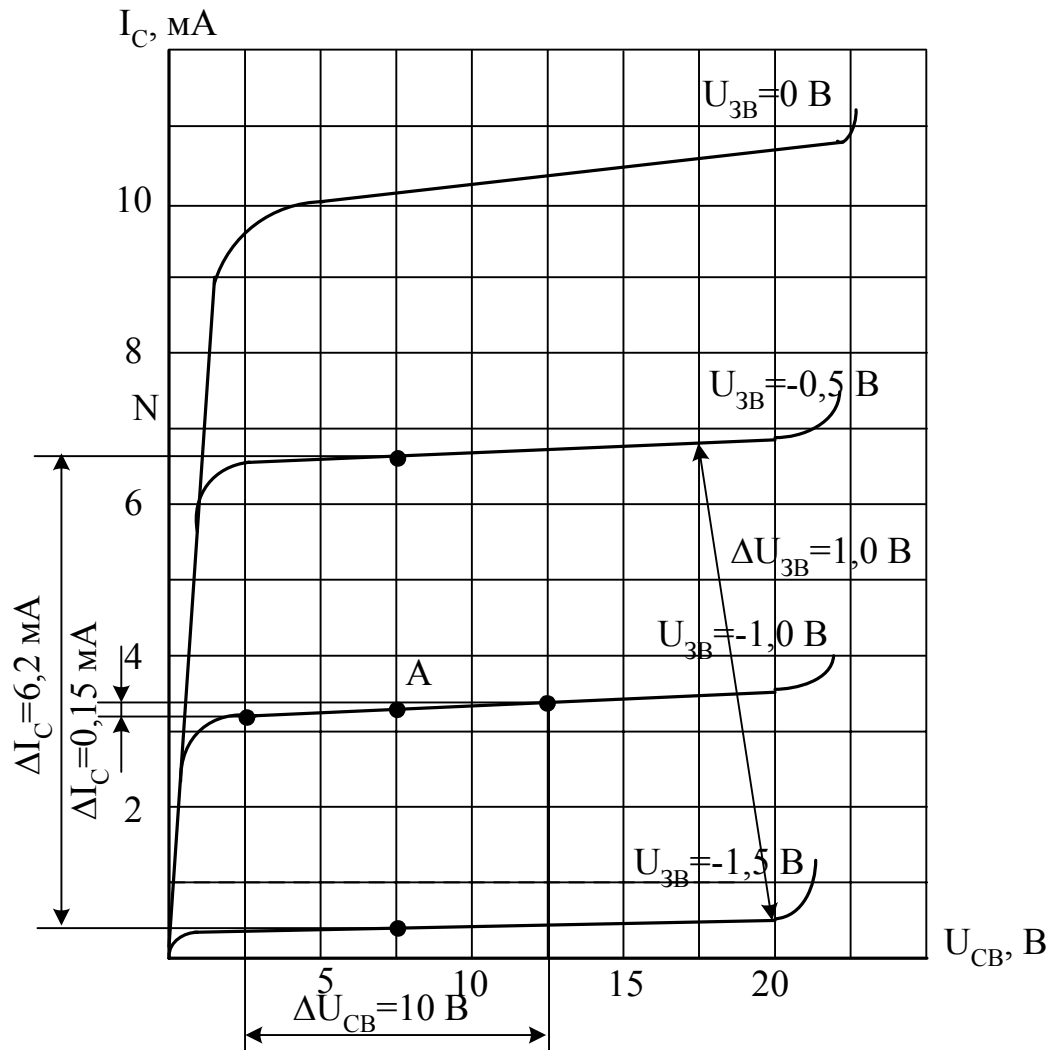


Рисунок 1.16 – Визначення параметрів малосигнальної моделі польового транзистору у вибраній точки спокою

– крутизна вольт-амперної характеристики:

$$S = \left. \frac{\Delta \dot{I}_C}{\Delta \dot{U}_{3B}} \right|_{\dot{U}_{CB} = const} = \frac{(6,6 - 0,4) \cdot 10^{-3}}{-0,5 - (-1,5)} = 6,2 \frac{mA}{B};$$

– диференційний вихідний (внутрішній) опір:

$$R_i = \left. \frac{\Delta \dot{U}_{CH}}{\Delta \dot{I}_C} \right|_{\dot{U}_{3B} = const} = \frac{12,5 - 2,5}{(2,40 - 2,25) \cdot 10^{-3}} = 66,7 \text{ кОм};$$

– коефіцієнт підсилення за напругою:

$$\mu = S \cdot R_i = 6,2 \cdot 66,7 = 413,5.$$

Складають електричну лінійну модель підсилювача в області середніх звукових частот (рис. 1.17).

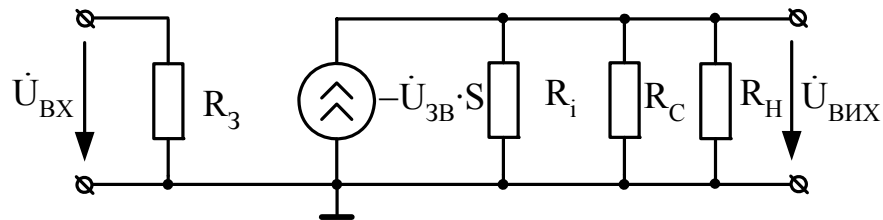


Рисунок 1.17 – Лінійна модель підсилювача в області середніх звукових частот

Вхідний опір підсилювача визначається наступним співвідношенням:

$$R_{вхПС} = R_3 = 0,82 \text{ МОм.}$$

Вихідний опір підсилювача складає:

$$R_{вихПС} = \frac{R_i \cdot R_C}{R_i + R_C} = \frac{66,7 \cdot 2,0}{66,7 + 2,0} = 1,94 \text{ кОм.}$$

Коефіцієнт підсилення за напругою визначається наступним співвідношенням:

$$K_U = -S \cdot \frac{R_H \cdot \frac{R_i \cdot R_C}{R_i + R_C}}{R_H + \frac{R_i \cdot R_C}{R_i + R_C}} = -6,2 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{4,0 \cdot \frac{66,7 \cdot 2,0}{66,7 + 2,0}}{4,0 + \frac{66,7 \cdot 2,0}{66,7 + 2,0}} \cdot 10^3 = -8,1.$$

Коефіцієнт підсилення за напругою при холостому ході дорівнює:

$$K_{U_{xx}} = -S \cdot \frac{R_i \cdot R_C}{R_i + R_C} = -6,2 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{66,7 \cdot 2,0}{66,7 + 2,0} \cdot 10^3 = -12,0.$$

Коефіцієнт підсилення за струмом дорівнює:

$$K_I = K_U \cdot \frac{R_3}{R_H} = 8,1 \cdot \frac{0,82 \cdot 10^6}{4 \cdot 10^3} = 1660,5.$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю:

$$K_P = K_U \cdot K_I = 8,1 \cdot 1660,5 = 13450.$$

При відомих параметрах підсилювача, на рис 1.18 наведено схему заміщенні підсилювача, як стандартного чотирьополусника.

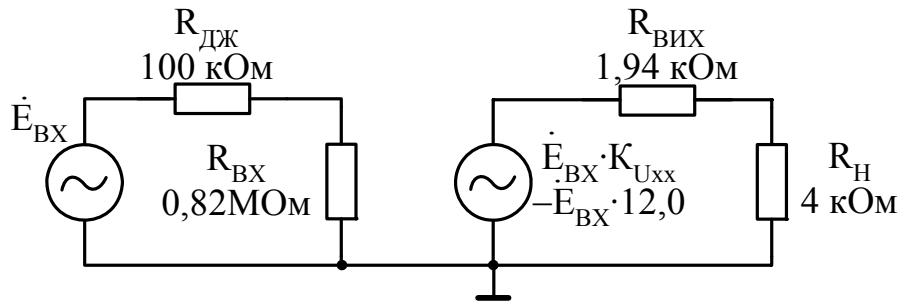


Рисунок 1.18 – Еквівалентна схема підсилювача як чотирьополусника

Розрахунок коефіцієнту підсилення за напругою при умові виконання умов узгодження у вхідному на вихідному колах підсилювача:

$$\begin{aligned} K_U &= \frac{\dot{U}_{ВХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = -K_{Uxx} \cdot \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{ДЖ}} \cdot \frac{R_H}{R_H + R_{ВХ}} = \\ &= -12,0 \cdot \frac{820 \cdot 10^3}{820 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3} \cdot \frac{4 \cdot 10^3}{1,94 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^3} = -12,0 \cdot 0,891 \cdot 0,673 = -7,2. \end{aligned}$$

Розрахунок значення ємності конденсатору СВ:

$$C_B \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot R_B} = \frac{10}{2 \cdot 3,14 \cdot 20 \cdot 300} = 265,3 \text{ мкФ}.$$

Отримане значення округляють до стандартних у більшу сторону

$C_B = 270 \text{ мкФ}$. Вибирають конденсатор C_B типу К50–6–270 мкФ×50 В±10%.

Розрахунок нелінійних спотворень

Коефіцієнт нелінійних спотворень підсилювача розраховується в області середніх частот за методом п'яти ординат, при цьому рекомендується використовувати методика наведену у розрахунку підсилювача на біполярному транзисторі. Замість скрізної характеристики будується прохідна характеристика $I_C = f(E_{BX})$ (рис. 1.9).

Розрахунок та побудова АЧХ, ФЧХ, АФЧХ

Розрахунок та побудова АЧХ, ФЧХ та АФЧХ аналогічні з підсилювачем на біполярному транзисторі.

2. РОЗРАХУНОК АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ НА БАЗІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Початкові дані:

1. Тип аналогової схеми. Залежно від варіанту завдання (табл. 2.1) розрахунок виконується для однієї із чотирьох схем підсилювачів – інвертуючого, неінвертуючого, диференціального, або суматору.
2. Верхня гранична частота – $f_{ГР}$, кГц.
3. Коефіцієнт підсилення за напругою K_U .
4. Кількість входів та коефіцієнт передач по кожному із них (для суматору).
5. Внутрішній опір джерел вхідних сигналів $R_{ВН}$.
6. Діапазон робочих температур ($t_{\min} \dots t_{\max}$) С;
7. Залежно від варіанту індивідуального завдання розрахунок виконується для однієї із наступних мікросхем ОППС: LM358, AD8038, AD8045, AD8616, OP90, TL064.

При розрахунку **необхідно**:

1. Вибрати схему, розрахувати її елементи. Привести принципову схему розрахованого підсилювача із номінальними значеннями елементів відповідно до ДСТУ.
2. Описати роботу схеми установки нуля ОП та оцінити порядок величин резисторів, що входять у схему із урахуванням допустимих значень напруги зсуву для заданої серії мікросхем.
3. Розрахувати напругу температурного дрейфу «нуля» схеми у робочому діапазоні температур, побудувати графіки.
4. Встановити максимальне та мінімальне значення величини вхідного сигналу $U_{ВХmax}$, $U_{ВХmin}$ і динамічний діапазон вхідних сигналів D_C .
5. Представити схему підсилювача, що розраховується, стандартним чотирьохполюсником, розрахувати його параметри $R_{ВХ}$, $R_{ВІХ}$, K_{Uxx} .

Таблиця 2.1 – Варіанти індивідуальних завдань до розрахунку аналогових пристроїв на базі операційних підсилювачів постійного струму

Вар №	Підсилювач	Тип мікросхеми ОППС	Діапазон температур, °С	K_U	$f_{ГР}$, кГц	$R_{ВН}$, Ом
1	Інвертуючий	OP90	-20÷+20	12	100	900
2	Неінвертуючий		-10÷+30	14	150	400
3	Диференційний		0÷+40	10	100	500(2x500)
4	Суматор		+10÷+50	8; 9; 7	150	300(3x300)
5	Інвертуючий	AD8038	-20÷+20	10	100	900
6	Неінвертуючий		0÷+40	11	150	800
7	Диференційний		+10÷+50	120	200	700(2x700)
8	Суматор		-10÷+30	9; 8; 7	150	600(3x600)
9	Інвертуючий		-15÷+30	15	100	1000
10	Інвертуючий	LM358	-10÷+40	10	100	800
11	Неінвертуючий		0÷+50	15	200	600
12	Диференційний		-20÷+30	20	100	500(2x500)
13	Суматор		-15÷+20	5; 3; 8	200	400(3x400)
14	Інвертуючий	AD8045	-20÷+20	8	100	100
15	Неінвертуючий		0÷+40	9	200	150
16	Диференційний		+10÷+50	10	150	75(2x75)
17	Суматор		-10÷+30	50; 30; 40	100	100(3x100)
18	Інвертуючий	AD8616	-15÷+20	10	100	120
19	Неінвертуючий		-5÷+30	11	150	140
20	Диференційний		0÷+40	12	200	80(2x80)
21	Суматор		+10÷+60	9; 8; 7	50	90(3x90)
22	Інвертуючий	TL064	-15÷+20	8	100	700
23	Неінвертуючий		-5÷+30	9	90	600
24	Диференційний		0÷+40	1	50	500(2x500)
25	Суматор		+10÷+60	5; 4; 6	100	300(3x300)

2.1. Розрахунок інвертуючого підсилювача на ОППС

Завдання. Розрахувати інвертуючий підсилювач на ОППС LM358N за наступними даними:

1. Діапазон зміни вхідної напруги, $U_{ВХ}, В$ від $-0,05$ до $-0,10$;
2. Діапазон зміни вихідної напруги $U_{ВИХ}, В$ від 0 до $+2,5$;
3. Опір джерела сигналу $R_{ДЖ}, кОм$ $1,0$;
4. Опір навантаження $R_{Н}, кОм$ $2,0$;
5. Діапазон робочих температур $T, ^\circ C$,.....від 0 до $+40$.

Необхідно:

1. Вибрати схему підсилювача, розрахувати її елементи. Привести принципову схему розрахованого підсилювача.
2. Розрахувати напругу температурного дрейфу «нуля» схеми у робочому діапазоні температур.
3. Представити схему підсилювача стандартним чотирьохполюсником, розрахувати його параметри.

Умовно-графічне позначення операційного підсилювача постійного струму (ОППС) LM358N наведено на рис. 2.1. Основні технічні характеристики та параметри ОППС DA_1 (LM358N) наведено у табл. 2.2.

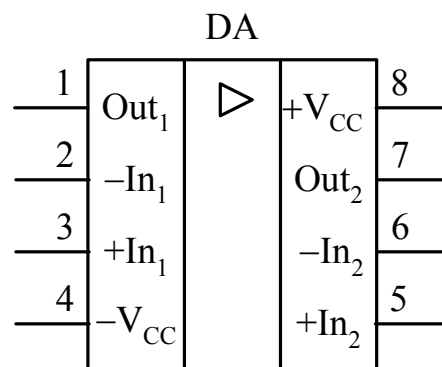


Рисунок 2.1 – Умовно-графічне позначення ОППС LM358N

Необхідний коефіцієнт передачі за напругою підсилювача:

$$K_U = \frac{U_{ВИХ \max} - U_{ВИХ \min}}{U_{ВХ \max} - U_{ВХ \min}} = \frac{2,5 - 0}{-0,10 - (-0,05)} = -50.$$

Отримано негативний коефіцієнт передачі за напругою, тоді необхідно використати інвертуючий підсилювач, принципову схему якого наведено на рис. 2.2. Оскільки максимальне значення вихідної напруги не перевищує $+2,5$ В, а операційний підсилювач LM358N допускає використання напруги живлення від 3 до 16 В, то для забезпечення економічності розрахованого підсилювача встановимо напругу джерела живлення ± 5 В. Лінійний діапазон зміни вихідної напруги операційного підсилювача при цьому становить не менш ± 4 В.

Таблиця 2.2 – Основні технічні характеристики та параметри ОППС LM358N

Параметр	Позначення	Одиниця виміру	
Вхідний струм	$I_{ВХ}$	нА	150
Різниця вхідних струмів	$\Delta I_{ВХ}$	нА	30
Дрейф різниці вхідного струму	$\Delta I_{ВХ}/\Delta T$	нА/°С	0,3
Напруга зсуву нуля	$U_{ЗС}$	мВ	5
Дрейф напруги зсуву нуля	$\Delta U_{ЗС}/T$	мкВ/°С	30
Коефіцієнт підсилення за напругою	$K_{U\text{ ОП}}$	–	$\geq 2 \cdot 10^5$
Коефіцієнт ослаблення синфазної вхідної напруги	$K_{OC.CФ}$	дБ	100
Частота одиничного підсилення	f_1	МГц	$\geq 1,1$
Швидкість наростання вихідної напруги	$\upsilon_{УВИХ}$	В/мкс	0,6
Максимальний вихідний струм	$I_{ВИХ\text{ max}}$	мА	60
Максимальна вихідна напруга	$U_{ВИХ\text{ max}}$	В	± 14
Максимальна вхідна диференціальна напруга	$U_{ДФ\text{ ВХ max}}$	В	± 14
Максимальна синфазна вхідна напруга	$U_{СФ\text{ ВХ max}}$	В	± 14
Напруга живлення	$U_{Ж}$	В	± 16
Струм споживання	$I_{СП}$	мА	60

По необхідному значенню коефіцієнту передачі за напругою інвертуючого підсилювача необхідно розрахувати величини опору резисторів вхідного кола R_1 та резисторів зворотного зв'язку R_4 та R_5 . При розрахунку інвертуючого підсилювача номінал опору резистору R_1 приймають, виходячи із умови узго-

дження вхідного опору за входом, що інвертує $R_{ВХінв} \approx R_1$, із внутрішнім опором джерела вхідного сигналу $R_{ДЖ}$. Приймають номінал вхідного опору підсилювача у діапазоні:

$$R_1 \geq (10 \dots 30) \cdot R_{ДЖ} = 10 \cdot 1 = 10 \text{ кОм.}$$

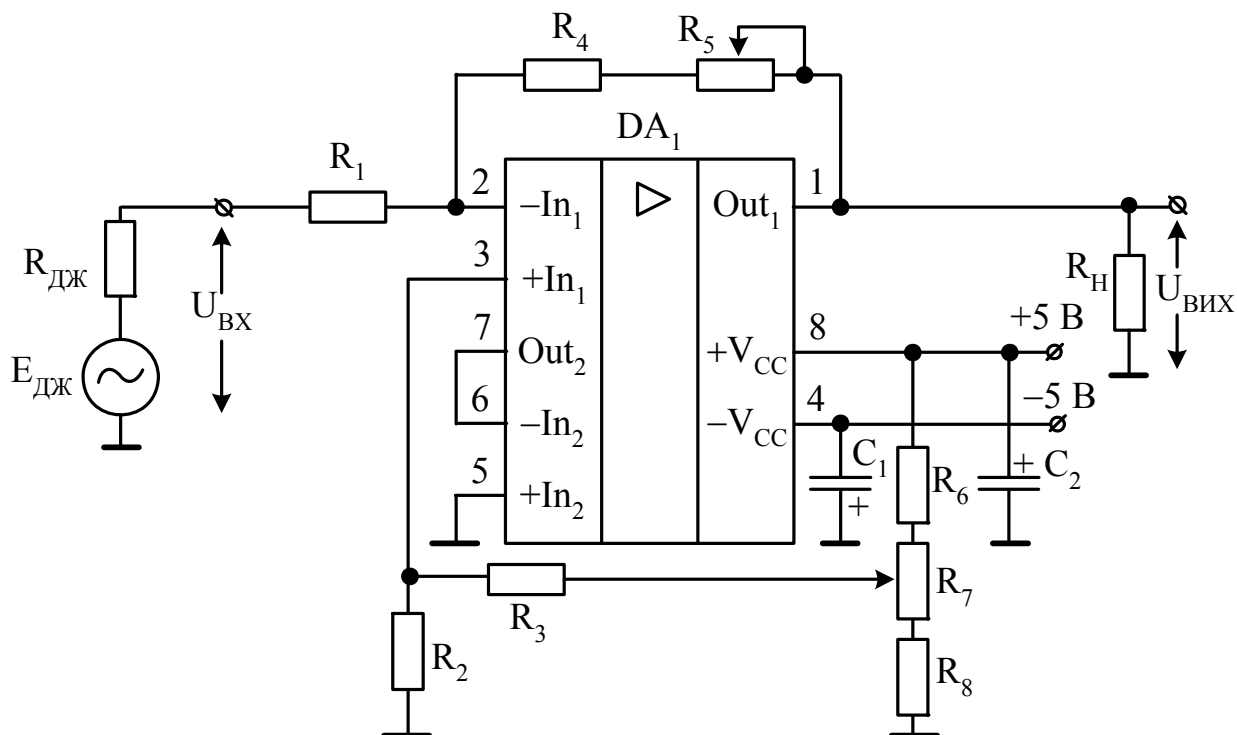


Рисунок 2.2 – Принципова схема інвертуючого підсилювача на ОППС

Вибирається номінал резистору $R_1 = 10 \text{ кОм}$. З урахування необхідного коефіцієнту передачі за напругою розраховується опір зворотного зв'язку:

$$R_4 + R_5 = R_1 \cdot K_U = 10 \cdot 50 = 500 \text{ кОм.}$$

Вибирається номінал баластного резистору $R_4 = 470 \text{ кОм}$. Для забезпечення регулювання коефіцієнту передачі за напругою інвертуючого підсилювача вибирається змінний резистор:

$$R_5 = 2 \cdot ((R_4 + R_5) - R_4) = 2 \cdot (500 - 470) = 60,0 \text{ кОм.}$$

Приймається номінал резистору $R_5 = 62 \text{ кОм}$.

Діапазон зміни коефіцієнту підсилення за напругою інвертуючого підсилювача становить:

$$K_{U_{\min}} = -\frac{R_4}{R_1} = -\frac{470}{10} = -47,0;$$

$$K_{U_{\max}} = -\frac{R_4 + R_5}{R_1} = \frac{470 + 62}{10} = -53,2;$$

Розраховується потужність, що розсіюється на резисторі R_1 :

$$P_{R_1} = \frac{(U_{BIX \max})^2}{R_1} = \frac{0,1^2}{10 \cdot 10^3} = 1,0 \text{ мкВт}.$$

Вибирається резистор R_1 типу smd – 0,125 – 10 кОм $\pm 5\%$.

Розраховується потужність, що розсіюється на резисторі R_4 :

$$P_{R_4} = \frac{(U_{BIX \max})^2}{R_4} = \frac{2,5^2}{470 \cdot 10^3} = 13,3 \text{ мкВт}.$$

Вибирається резистор R_4 типу smd – 0,125 – 470 кОм $\pm 5\%$.

Розраховується потужність, що розсіюється на резисторі R_5 :

$$P_{R_5} = \frac{(U_{BIX \max})^2}{R_5} = \frac{2,5^2}{62 \cdot 10^3} = 0,1 \text{ мВт}.$$

Вибирається резистор R_5 типу 3329H–62 кОм $\pm 10\%$.

Уточнюється коефіцієнт підсилення схеми із урахуванням реального коефіцієнту підсилення ОППС без зворотного зв'язку $K_{U_{оп}} = 2 \cdot 10^5$ та значення вхідного опору джерела вхідного сигналу $R_{дж}$. Для уточнення використовується теорія зворотного зв'язку:

$$K_U = -\frac{R_{зз}}{R_1 + R_{дж}} \cdot \frac{K_{U_{оп}} \cdot \beta}{1 + K_{U_{оп}} \cdot \beta},$$

де β – фактор зворотного зв'язку, який для негативного зворотного зв'язку за напругою зі складанням струмів дорівнює:

$$\beta = \frac{R_1 + R_{дж}}{R_1 + R_{дж} + R_{зз}} = \frac{R_1 + R_{дж}}{R_1 + R_{дж} + R_4 + R_5} = \frac{10 + 1}{10 + 1 + 470 + 0,5 \cdot 62} = 21,48 \cdot 10^{-3},$$

$$K_U = -\frac{R_{зз}}{R_1 + R_{дж}} \cdot \frac{K_{Uоп} \cdot \beta}{1 + K_{Uоп} \cdot \beta} = -\frac{470 + 0,5 \cdot 62}{10 + 1} \cdot \frac{2 \cdot 10^5 \cdot 21,48 \cdot 10^{-3}}{1 + 21,48 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^5} =$$

$$= -45,55 \cdot 0,9998 = -45,54.$$

Вхідний опір інвертуючого підсилювача приймається рівним опору вхідного резистору:

$$R_{ВХінв} \approx R_1 = 10 \text{ кОм}.$$

Значення вихідного опору схеми розраховано із співвідношення:

$$R_{ВИХ} = \frac{R_{ВИХоп}}{1 + K_{Uоп} \cdot \beta} = \frac{200}{1 + 2 \cdot 10^5 \cdot 21,48 \cdot 10^{-3}} = 0,05 \text{ Ом}.$$

Схему заміщення інвертуючого підсилювача як стандартного чотирьополюсника наведено на рис. 2.3.

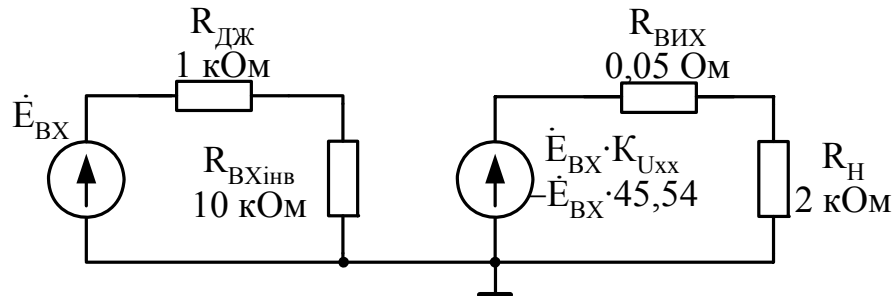


Рисунок 2.3 – Схема заміщення інвертуючого підсилювача, як стандартного чотирьополюсника

Для забезпечення компенсації зсуву нуля ОППС, яке викликано різницею вхідних струмів, неінвертуючий вхід ОППС з'єднується із спільною шиною через резистор R_2 , опір якого визначається величиною паралельно включених опорів зворотного зв'язку $R_4 + R_5$, вхідним опором підсилювача R_1 та опором джерела сигналу $R_{дж}$:

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot \left(R_4 + \frac{R_5}{2} \right)}{R_1 + R_4 + \frac{R_5}{2}} + R_{дж} = \frac{10 \cdot \left(470 + \frac{62}{2} \right)}{10 + 470 + \frac{62}{2}} + 1 = 10,80 \text{ кОм}.$$

Вибирається резистор R_2 типу smd – 0,125 – 11 кОм \pm 5 %.

Для компенсації мінімального вхідного сигналу від джерела сигналу, необхідно подати на неінвертуючий вхід ОППС (рис. 2.4) напругу зсуву, яка дорівнює $U_{зс} = (0,05...0,10) В$.

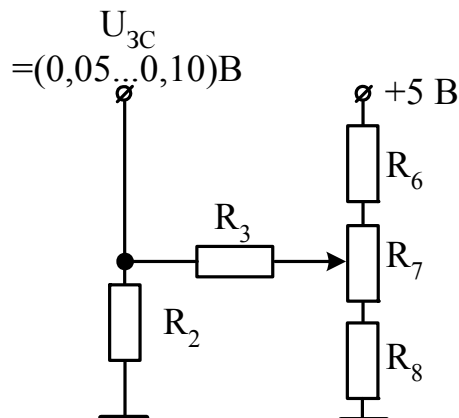


Рисунок 2.4 – Схема встановлення нуля підсилювача

Резистори R_2 та R_3 утворюють дільник напруги, коефіцієнт розподілу дільника розраховується виходячи із співвідношення:

$$K_{д} = \frac{R_2}{R_2 + R_3}.$$

Приймається коефіцієнт розподілу дільника напруги рівним $K_{д} = 0,2$, тоді номінал опору резистору R_3 :

$$R_3 = R_2 \cdot \frac{1 - K_{д}}{K_{д}} = 10 \cdot \frac{1 - 0,2}{0,2} = 40 \text{ кОм}.$$

Приймається номінал резистору $R_3 = 39 \text{ кОм}$. Вибирається резистор R_3 типу smd – 0,125 – 39 кОм \pm 5 %.

Коефіцієнт розподілу дільника напруги дорівнює:

$$K_{д} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} = \frac{10}{10 + 39} = 0,204,$$

тоді зміна падіння напруги на змінному резисторі R_7 дорівнює:

$$U_{R_7} = \frac{\Delta U_{3C}}{K_D} = \frac{(0,1 - 0,05)}{0,204} = 0,245 \text{ В.}$$

Задаємося струмом діляника $R_6 - R_8$, який дорівнює $I_D = 0,1 \text{ мА}$. Опір змінного резистору R_7 :

$$R_7 = \frac{U_{R_7}}{I_D} = \frac{0,245}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 2,45 \text{ кОм.}$$

Приймається номінал резистору $R_7 = 2,4 \text{ кОм}$. Розраховується потужність, що розсіюється на опорі R_7 :

$$P_{R_7} = (I_D)^2 \cdot R_7 = (0,1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2,4 \cdot 10^3 = 0,024 \text{ мВт.}$$

Вибирається резистор R_7 типу 3329Н–2,4 кОм±10 %. Падіння напруги на баластному резисторі R_8 дорівнює:

$$U_{R_8} = \frac{U_{3C \min}}{K_D} = \frac{0,05}{0,204} = 0,245 \text{ В.}$$

Опір баластного резистору R_8 :

$$R_8 = \frac{U_{R_8}}{I_D} = \frac{0,245}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 2,45 \text{ кОм.}$$

Приймається номінал резистору $R_8 = 2,4 \text{ кОм}$. Розраховується потужність, що розсіюється на опорі R_8 :

$$P_{R_8} = (I_D)^2 \cdot R_8 = (0,1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2,4 \cdot 10^3 = 0,024 \text{ мВт.}$$

Вибирається резистор R_8 типу smd – 0,125 – 2,4 кОм±5 %.

Розраховується номінал баластного резистора R_6 :

$$R_6 = \frac{U_{ж}}{I_D} - (R_7 + R_8) = \frac{5}{0,1 \cdot 10^{-3}} - (2,4 + 2,4) \cdot 10^3 = 45,2 \text{ кОм.}$$

Рекомендується виконати резистор R_6 складовим, $R'_6 = 43 \text{ кОм}$ та $R''_6 = 2,2 \text{ кОм}$. Розраховується потужність, що розсіюється на опорі R_6 :

$$P_{R'_6} = (I_D)^2 \cdot R'_6 = (0,1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 43 \cdot 10^3 = 0,43 \text{ мВт};$$

$$P_{R''_6} = (I_D)^2 \cdot R''_6 = (0,1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2,2 \cdot 10^3 = 0,022 \text{ мВт}.$$

Вибираються резистори R'_6 типу smd-0,125-43 кОм \pm 5 %;

R''_6 типу smd-0,125-2 кОм \pm 5 %.

Вибираються конденсатори $C_1 = C_2$ типу КМ-6-1,0 мкФ \pm 5% \times 25В.

Теоретичний розрахунок температурного дрейфу нуля ОППС, що працює з джерелом е.р.с. Напряга температурного дрейфу у заданому діапазоні температур обумовлена в основному напругою зсуву, яка значно перевищує втрати напруги на внутрішньому опорі джерела вхідного сигналу від різницевого вхідного струму. Напряга температурного дрейфу є лінійною функцією температури та визначається співвідношенням:

$$U_{зс\Sigma}(\Delta T) = U_{зс}(\Delta T) + U'_{зс}(\Delta T) = U_{зс\text{оп}}(\Delta T) \cdot \Delta T + I_{вх\text{різн}}(\Delta T) \cdot R_{дж} \cdot \Delta T =$$

$$= 30 \cdot 10^{-6} \cdot \Delta T + 0,3 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot \Delta T = (30 + 0,3) \cdot 10^{-6} \cdot \Delta T,$$

де $U_{зс\text{оп}}(\Delta T)$ – дрейф напруги зсуву нуля для даної мікросхеми, мкВ/ $^{\circ}$ С, $I_{вх\text{різн}}(\Delta T)$ – дрейф вхідного струму, нА/ $^{\circ}$ С, $R_{дж}$ – опір джерела сигналу, ΔT – зміна температури навколишнього середовища, $^{\circ}$ С.

Отже, для забезпечення мінімального температурного дрейфу підсилювача, тобто підвищення його чутливості, необхідно вибирати (експериментально) із мікросхем даної серії ті, які мають якнайменше значення $U_{зс}$. Розкид параметрів $U_{зс}$ визначається технологією виготовлення мікросхем. Компенсація напруги зсуву схемою установки нуля не усуває температурного дрейфу напруги зсуву. Відповідно до формули одержуємо наступний графік, який приведено на рис. 2.5.

Чутливість вхідної напруги ОППС до зміни температури складає:

$$U_{зс}(40^{\circ}\text{C}) = 1,5 \cdot 0,6 \approx \pm 1,0 \text{ мВ}.$$

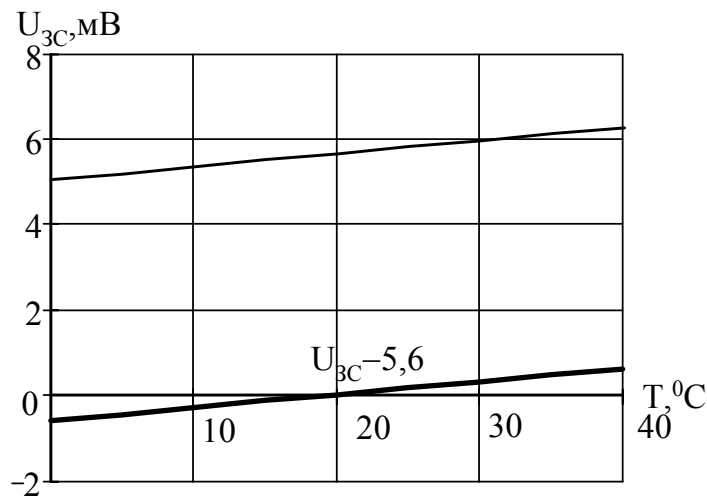


Рисунок 2.5 – Залежність напруги зсуву від температури для даної серії ОППС

Розрахунок динамічного діапазону вхідних сигналів. Максимальний вхідний сигнал U_{BXmax} визначається з урахуванням одержаного коефіцієнта підсилення за напругою та граничного значення U_{BIXmax} лінійної частини амплітудної характеристики підсилювача:

$$U_{BX \max} = \frac{U_{BIX \max}}{K_U} = \frac{2,5}{50} = 0,05 \text{ В.}$$

Мінімальний вхідний сигнал U_{BXmin} визначається рівнем власних шумів підсилювача у робочому діапазоні частот та напругою температурного дрейфу у заданому робочому діапазоні температур. Величина U_{BXmin} вибирається із урахуванням найгіршого випадку за максимальним значенням одного із двох вказаних параметрів. Отже U_{BXmin} вибирається за напругою температурного дрейфу для максимальної допустимої температури 40°C:

$$U_{BX \min} = U_{3C}(40^\circ C) \approx \pm 1,0 \text{ мВ.}$$

Динамічний діапазон сигналів розраховується за співвідношенням:

$$D_C = \frac{U_{BX \max}}{U_{BX \min}} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{1,0 \cdot 10^{-3}} \approx 50.$$

2.2. Розрахунок неінвертуючого підсилювача на ОППС

Завдання. Розрахувати неінвертуючий підсилювач на ОППС LM358N за наступними даними:

1. Діапазон зміни вхідної напруги, U_{BX}, B від +0,05 до +0,5;
2. Діапазон зміни вихідної напруги $U_{ВИХ}, B$ від 0 до +10;
3. Опір джерела сигналу $R_{ДЖ}, кОм$ 10;
4. Опір навантаження $R_H, кОм$ 2,0;
5. Діапазон робочих температур $T, ^\circ C$, від 0 до +40.

Необхідно:

1. Вибрати схему підсилювача, розрахувати її елементи. Привести принципову схему розрахованого підсилювача.
2. Розрахувати напругу температурного дрейфу «нуля» схеми в робочому діапазоні температур.
3. Представити схему підсилювача стандартним чотирьополосником, розрахувати його параметри.

Умовно-графічне позначення операційного підсилювача постійного струму (ОППС) LM358N наведено на рис. 2.1. Основні технічні характеристики та параметри ОППС DA_1 (LM358N) наведено у табл. 2.2.

Необхідний коефіцієнт передачі за напругою підсилювача:

$$K_U = \frac{U_{ВИХ \max} - U_{ВИХ \min}}{U_{BX \max} - U_{BX \min}} = \frac{10,0 - 0}{0,50 - 0,05} = 22,2.$$

Отримано позитивний коефіцієнт передачі за напругою, тоді необхідно використати неінвертуючий підсилювач, принципову схему якого наведено на рис. 2.6. Оскільки максимальне значення вихідної напруги не перевищує +10 В, а операційний підсилювач LM358N допускає використання напруги живлення від 3 до 16 В, то встановимо напругу джерела живлення ± 12 В. Лінійний діапазон зміни вихідної напруги операційного підсилювача при цьому становить не менш $\pm 10,5$ В.

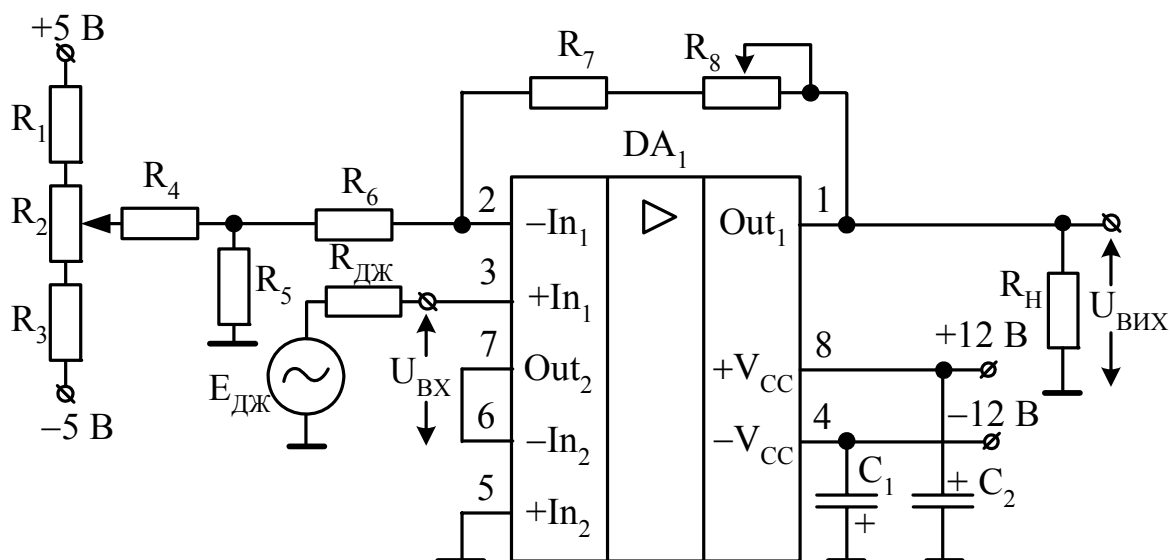


Рисунок 2.6 – Принципова схема неінвертуючого підсилювача на ОППС

За необхідним значенням коефіцієнту передачі за напругою неінвертуючого підсилювача розраховуються величини опору резистору R_6 та резисторів зворотного зв'язку R_7 та R_8 . При розрахунку неінвертуючого підсилювача перевіряється виконання умови:

$$R_{ДЖ} \ll R_{ВХнеінвер}; \quad 10 \text{ кОм} \ll 2 \cdot 10^3 \text{ МОм}.$$

Зазвичай ця умова виконується із великим запасом. Тоді рекомендується прийняти $R_{ДЖ} = R_5 + R_6$, причому $R_5 \ll R_6$, вибирається резистор R_6 :

$$R_6 \approx R_{ДЖ} = 10 \text{ кОм}.$$

Приймається номінал опору резистора $R_5 = 10 \text{ Ом}$. З урахування необхідного коефіцієнту передачі за напругою розраховується опір зворотного зв'язку:

$$R_7 + R_8 = R_6 \cdot (K_U - 1) = 10 \cdot (22,2 - 1) = 212,2 \text{ кОм}.$$

Вибирається номінал баластного опору $R_7 = 200 \text{ кОм}$. Для забезпечення регулювання коефіцієнту передачі за напругою неінвертуючого підсилювача вибирається номінал змінного резистору:

$$R_8 = 2 \cdot ((R_7 + R_8) - R_7) = 2 \cdot (212,2 - 200) = 24,4 \text{ кОм}.$$

Приймається номінал резистору $R_8 = 24 \text{ кОм}$. Діапазон зміни коефіцієнту підсилення за напругою неінвертуючого підсилувача становить:

$$K_{U_{\min}} = 1 + \frac{R_7}{R_6} = 1 + \frac{200}{10} = 21,0; \quad K_{U_{\max}} = 1 + \frac{R_7 + R_8}{R_1} = 1 + \frac{200 + 24}{10} = 23,4;$$

Розраховується потужність, що розсіюється на резисторі R_6 :

$$P_{R_6} = \frac{(U_{BX_{\max}})^2}{R_6} = \frac{0,5^2}{10 \cdot 10^3} = 25,0 \text{ мкВт}.$$

Вибирається резистор R_6 типу smd – 0,125 – 10 кОм $\pm 5\%$. Розраховується потужність, що розсіюється на резисторі R_7 :

$$P_{R_7} = \frac{(U_{BHX_{\max}})^2}{R_7} = \frac{10,0^2}{200 \cdot 10^3} = 0,5 \text{ мВт}.$$

Вибирається резистор R_7 типу smd – 0,125 – 200 кОм $\pm 5\%$. Розраховується потужність, що розсіюється на резисторі R_8 :

$$P_{R_8} = \frac{(U_{BHX_{\max}})^2}{R_8} = \frac{10,0^2}{24 \cdot 10^3} = 4,2 \text{ мВт}.$$

Вибирається резистор R_8 типу 3329H–24 кОм $\pm 10\%$.

Уточнюється коефіцієнт підсилення схеми із урахуванням реального коефіцієнту підсилення ОППС без зворотного зв'язку $K_{U_{оп}} = 2 \cdot 10^5$. Для уточнення використовується теорія зворотного зв'язку:

$$K_U = \left(1 + \frac{R_{33}}{R_6} \right) \cdot \frac{K_{U_{оп}} \cdot \beta}{1 + K_{U_{оп}} \cdot \beta},$$

де β – фактор зворотного зв'язку, який для негативного зворотного зв'язку по напрузі зі складанням напруги дорівнює:

$$\beta = \frac{R_6}{R_6 + R_{33}} = \frac{R_6}{R_6 + R_7 + R_8} = \frac{10}{10 + 200 + 0,5 \cdot 24} = 0,045,$$

$$K_U = \left(1 + \frac{R_{33}}{R_6}\right) \cdot \frac{K_{U_{оп}} \cdot \beta}{1 + K_{U_{оп}} \cdot \beta} = \left(1 + \frac{200 + 0,5 \cdot 24}{10}\right) \cdot \frac{2 \cdot 10^5 \cdot 0,045}{1 + 2 \cdot 10^5 \cdot 0,045} =$$

$$= 22,2 \cdot 0,9999 = 22,2.$$

Вхідний опір неінвертуючого підсилювача дорівнює:

$$R_{ВХнеінв} = R_{ВХоп} \cdot (1 + K_{U_{оп}} \cdot \beta) = 2 \cdot 10^9 \cdot (1 + 2 \cdot 10^5 \cdot 0,045) = 2 \cdot 10^9 \text{ Ом.}$$

Значення вихідного опору схеми розраховано із співвідношення:

$$R_{ВХ} = \frac{R_{ВХоп}}{1 + K_{U_{оп}} \cdot \beta} = \frac{200}{1 + 2 \cdot 10^5 \cdot 0,045} = 0,02 \text{ Ом.}$$

Схему заміщення неінвертуючого підсилювача як стандартного чотирьохполюсника наведено на рис. 2.7.

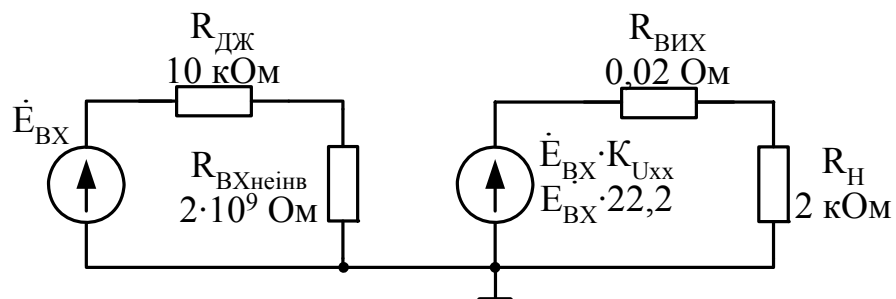


Рисунок 2.7 – Схема заміщення неінвертуючого підсилювача, як стандартного чотирьохполюсника

Для компенсації мінімального вхідного сигналу від джерела сигналу, необхідно подати на інвертуючий вхід ОППС (рис. 2.8) напругу зсуву, яка може приймати як позитивне, так і негативне значення, та дорівнює $U_{зс} = \pm 0,05 \text{ В}$.

Резистори R_4 та R_5 утворюють дільник напруги, коефіцієнт розподілу дільника розраховується виходячи із співвідношення:

$$K_d = \frac{R_5}{R_4 + R_5}.$$

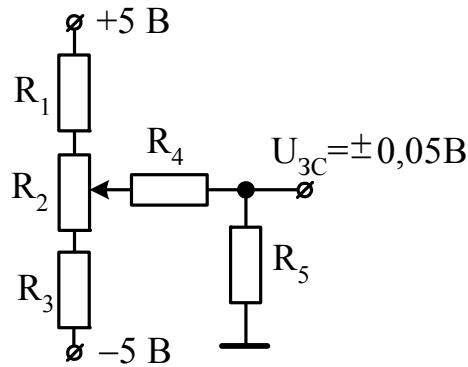


Рисунок 2.8 – Схема встановлення нуля підсилювача

Приймається коефіцієнт розподілу ділянки напруги рівним $K_d = 0,1$, тоді номінал опору резистору R_4 :

$$R_4 = R_5 \cdot \frac{1 - K_d}{K_d} = 10 \cdot \frac{1 - 0,1}{0,1} = 90 \text{ Ом.}$$

Приймається номінал резистору $R_4 = 91 \text{ Ом}$. Вибирається резистор R_4 типу smd – 0,125 – 91 Ом $\pm 5\%$, R_5 типу smd – 0,125 – 10 Ом $\pm 5\%$.

Коефіцієнт розподілу ділянки напруги дорівнює:

$$K_d = \frac{R_5}{R_4 + R_5} = \frac{10}{10 + 91} = 0,099,$$

тоді падіння напруги на змінному резисторі R_2 дорівнює:

$$U_{R_2} = \frac{\Delta U_{3C}}{K_d} = \frac{2 \cdot 0,05}{0,099} = 1,010 \text{ В.}$$

Задаємося струмом ділянки $R_1 - R_2$, який дорівнює $I_d = 0,1 \text{ mA}$. Опір змінного резистору R_2 :

$$R_2 = \frac{U_{R_2}}{I_d} = \frac{1,010}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 10,101 \text{ кОм.}$$

Приймається номінал резистору $R_2 = 10 \text{ кОм}$. Розраховується потужність, що

розсіюється на опорі R_2 :

$$P_{R_2} = (I_D)^2 \cdot R_2 = (0,1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 10 \cdot 10^3 = 0,1 \text{ мВт}.$$

Вибирається резистор R_2 типу 3329H–10 кОм \pm 10 %.

Розрахуємо номінал баластних резисторів R_1 та R_3 :

$$R_1 = R_3 = \frac{\frac{2 \cdot U_{ж}}{I_D} - R_2}{2} = \frac{\frac{2 \cdot 5}{0,1 \cdot 10^{-3}} - 10 \cdot 10^3}{2} = 45,0 \text{ кОм}.$$

Приймаємо номінал опорів $R_1 = R_3 = 43 \text{ кОм}$. Розраховується потужність, що розсіюється на опорах R_1 та R_3 :

$$P_{R_1} = P_{R_3} = (I_D)^2 \cdot R_1 = (0,1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 43 \cdot 10^3 = 0,43 \text{ мВт}.$$

Вибирається резистори $R_1 = R_3$ типу smd – 0,125 – 43 кОм \pm 5 %.

Вибираються конденсатори $C_1 = C_2$ типу КМ–6–1,0 мкФ \pm 5% \times 25В.

Методики розрахунку температурного дрейфу нуля ОППС, що працює із джерелом е.р.с. та розрахунку динамічного діапазону вхідних сигналів аналогічні ні методикам приведеним при розрахунку інвертуючого підсилювача на ОППС.

2.3. Розрахунок суматора на ОППС

Завдання. Розрахувати суматор на ОППС LM358N за наступними даними:

1. Діапазон зміни вхідної напруги першого каналу, U_{BX1}, B ... від 0 до +0,1;
2. Діапазон зміни вхідної напруги другого каналу, U_{BX2}, B ... від 0 до +0,05;
3. Діапазон зміни вихідної напруги $U_{ВИХ}, B$ від 0 до –9;
4. Опір джерел сигналу $R_{ДЖ1} = R_{ДЖ2}, Ом$ 300;
5. Опір навантаження $R_H, кОм$ 2,0;
6. Діапазон робочих температур $T, ^\circ C$, від 0 до +40.

Необхідно:

1. Вибрати схему суматора, розрахувати її елементи. Привести принципову схему розрахованого підсилювача.
2. Розрахувати напругу температурного дрейфу «нуля» схеми в робочому діапазоні температур.
3. Представити схему суматора стандартним шестиполюсником, розрахувати його параметри.

Умовно-графічне позначення операційного підсилювача постійного струму (ОППС) LM358N наведено на рис. 2.1. Основні технічні характеристики та параметри ОППС DA_1 (LM358N) наведено у табл. 2.2.

Необхідні максимальні значення коефіцієнтів передачі за напругою суматора:

$$K_{U1} = K_{U2} = \frac{U_{Вих\ max}}{U_{Вх1\ max} + U_{Вх2\ max}} = \frac{-9,0}{0,1 + 0,05} = -60,0.$$

Отримано негативний коефіцієнт передачі за напругою, тоді необхідно використати інвертуючий суматор, принципову схему якого наведено на рис. 2.9. Оскільки максимальне значення вихідної напруги не перевищує -9 В, а операційний підсилювач LM358N допускає використання напруги живлення від 3 до 16 В, то встановимо напругу джерела живлення ± 12 В. Лінійний діапазон зміни вихідної напруги операційного підсилювача при цьому становить не менш $\pm 10,5$ В.

За значенням коефіцієнту передачі за напругою інвертуючого суматора розраховані величини опору резисторів R_4 , R_5 та резистору зворотного зв'язку R_9 . Коефіцієнти передачі за напругою для обох каналів суматора рівні між собою $K_{U1} = K_{U2}$, для виконання цієї умови необхідно забезпечити $R_4 = R_5$. При розрахунку інвертуючого суматора номінал опору резисторів R_4 та R_5 приймають, виходячи із умови узгодження вхідного опору за інвертуючим входом $R_{Вхінв} \approx R_4$, із внутрішнім опором джерела вхідного сигналу $R_{дж}$. Приймають номінал вхідного опору суматора у діапазоні:

$$R_4 = R_5 \geq (10 \dots 30) \cdot R_{дж} = 30 \cdot 300 = 9 \text{ кОм}.$$

Вибирається резистори $R_4 = R_5$ типу smd – 0,125 – 10 кОм ± 5 %.

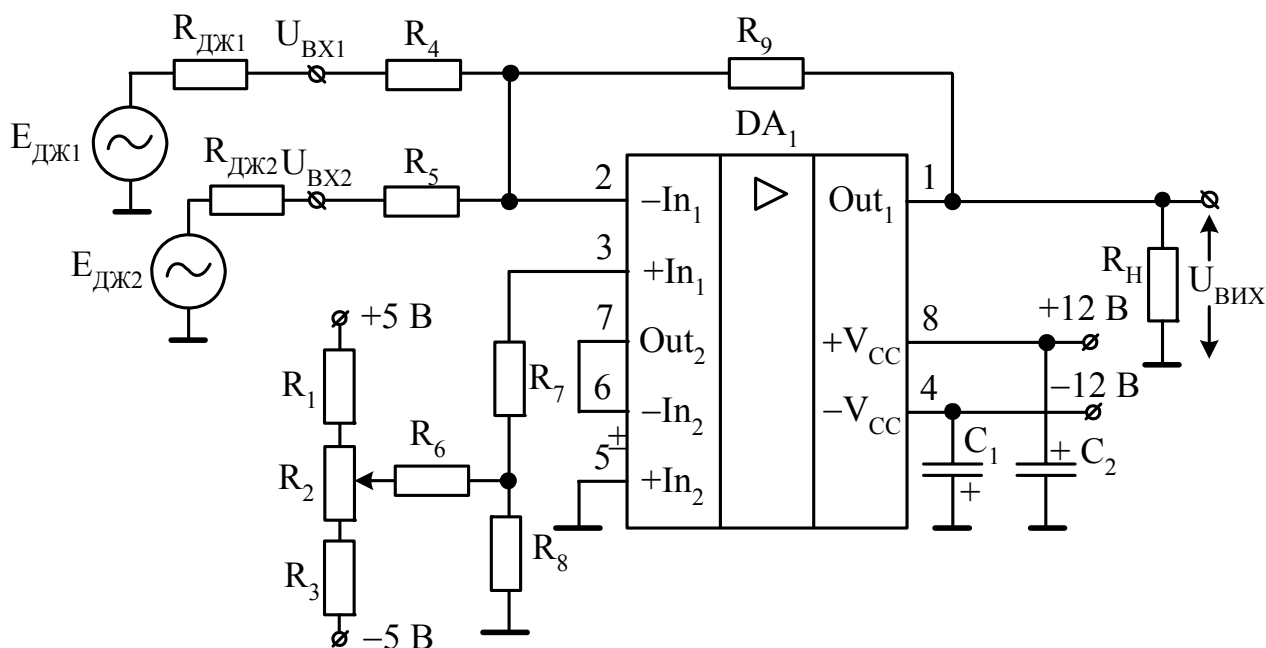


Рисунок 2.9 – Принципова схема інвертуючого суматора на ОППС

З урахуванням таких значень коефіцієнтів передачі за напругою суматора розраховується опір зворотного зв'язку:

$$R_9 = R_4 \cdot K_{U1} = R_5 \cdot K_{U2} = 10 \cdot 60,0 = 600 \text{ кОм}.$$

Вибирається номінал резистору зворотного зв'язку $R_9 = 620 \text{ кОм}$. Уточнюється коефіцієнт передачі за напругою інвертуючого суматора:

$$K_{U1} = K_{U2} = -\frac{R_9}{R_4} = -\frac{620}{10} = -62,0.$$

Розраховується потужність, що розсіюється на резисторі R_4 :

$$P_{R_4} = \frac{(U_{ВХ1\max})^2}{R_4} = \frac{0,10^2}{10 \cdot 10^3} = 1,0 \text{ мкВт}.$$

Вибирається резистор R_4 типу smd – 0,125 – 10 кОм \pm 5%. Розраховується потужність, що розсіюється на резисторі R_5 :

$$P_{R_5} = \frac{(U_{ВХ2\max})^2}{R_5} = \frac{0,05^2}{10 \cdot 10^3} = 0,25 \text{ мкВт}.$$

Вибирається резистор R_5 типу smd – 0,125 – 10 кОм $\pm 5\%$. Розраховується потужність, що розсіюється на резисторі R_9 :

$$P_{R_9} = \frac{(U_{ВНХ \max})^2}{R_9} = \frac{(-9,0)^2}{620 \cdot 10^3} = 0,13 \text{ мВт.}$$

Вибирається резистор R_9 типу smd – 0,125 – 620 кОм $\pm 5\%$.

Уточнюється коефіцієнт підсилення схеми із урахуванням реального коефіцієнту підсилення ОППС без зворотного зв'язку $K_{U \text{ оп}} = 2 \cdot 10^5$ та значення вхідного опору джерела вхідного сигналу $R_{дж}$. Для уточнення використовується теорія зворотного зв'язку:

$$K_{U1} = K_{U2} = -\frac{R_9}{R_4 + R_{дж1}} \cdot \frac{K_{U \text{ оп}} \cdot \beta_1}{1 + K_{U \text{ оп}} \cdot \beta_1} = -\frac{R_9}{R_5 + R_{дж2}} \cdot \frac{K_{U \text{ оп}} \cdot \beta_2}{1 + K_{U \text{ оп}} \cdot \beta_2},$$

де β_i – фактор зворотного зв'язку i -го каналу суматора, який для негативного зворотного зв'язку за напругою зі складанням струмів дорівнює:

$$\beta_1 = \beta_2 = \frac{R_4 + R_{дж1}}{R_4 + R_{дж1} + R_9} = \frac{R_5 + R_{дж2}}{R_5 + R_{дж2} + R_9} = \frac{10 + 0,3}{10 + 0,3 + 620} = 16,34 \cdot 10^{-3};$$

$$\begin{aligned} K_{U1} = K_{U2} &= -\frac{R_9}{R_4 + R_{дж1}} \cdot \frac{K_{U \text{ оп}} \cdot \beta_1}{1 + K_{U \text{ оп}} \cdot \beta_1} = -\frac{R_9}{R_5 + R_{дж2}} \cdot \frac{K_{U \text{ оп}} \cdot \beta_2}{1 + K_{U \text{ оп}} \cdot \beta_2} = \\ &= -\frac{620}{10 + 0,3} \cdot \frac{2 \cdot 10^5 \cdot 16,34 \cdot 10^{-3}}{1 + 2 \cdot 10^5 \cdot 16,34 \cdot 10^{-3}} = -60,2 \cdot 0,9997 = -60,18. \end{aligned}$$

Вхідний опір інвертуючого підсилювача за кожним із каналів приймається рівним опору вхідного резистору:

$$R_{ВХ1} \approx R_4 = 10 \text{ кОм}; \quad R_{ВХ2} \approx R_5 = 10 \text{ кОм.}$$

Значення вихідного опору схеми розраховано із співвідношення:

$$R_{ВНХ} = \frac{R_{ВНХ \text{ оп}}}{1 + \beta_{ЕКВ} \cdot K_{U \text{ оп}}} = \frac{200}{1 + 8,24 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^5} = 0,12 \text{ Ом.}$$

$$\beta_{EKB} = \frac{R_{EKB}}{R_{EKB} + R_9} = \frac{5,15}{5,15 + 620} = 8,24 \cdot 10^{-3};$$

$$R_{EKB} = \frac{(R_4 + R_{ДЖ1}) \cdot (R_5 + R_{ДЖ1})}{R_4 + R_{ДЖ1} + R_5 + R_{ДЖ1}} = \frac{(10 + 0,3) \cdot (10 + 0,3)}{10 + 0,3 + 10 + 0,3} = 5,15 \text{ кОм.}$$

Схему заміщення інвертуючого суматора як стандартного шестиполіусника наведено на рис. 2.10.

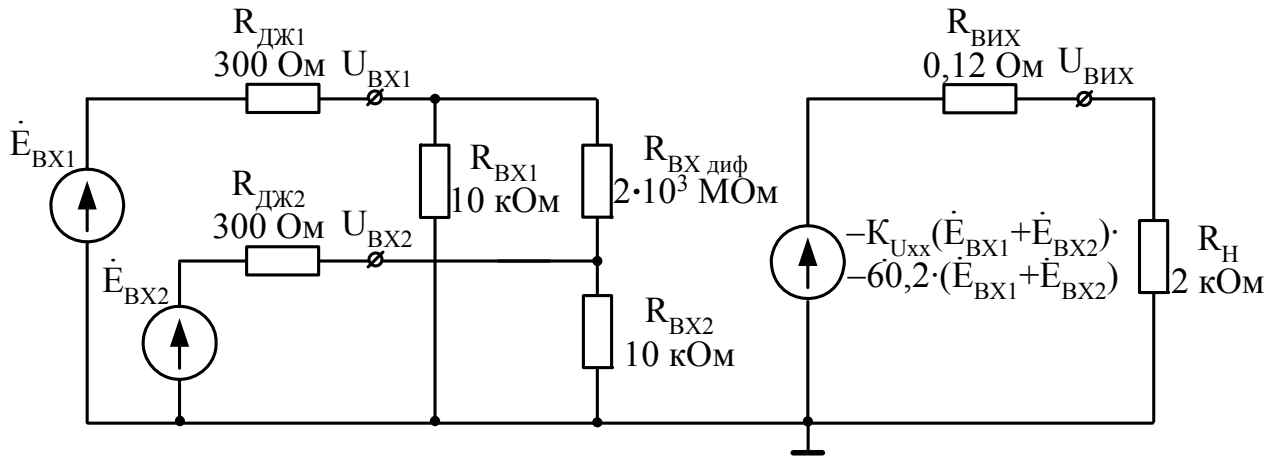


Рисунок 2.10 – Схема заміщення інвертуючого суматора, як стандартного шестиполіусника

Для забезпечення компенсації зсуву нуля ОППС, яке викликано різницею вхідних струмів, неінвертуючий вхід ОППС з'єднується із спільною шиною через резистор R_7 , опір якого визначається величиною паралельно включених опорів зворотного зв'язку R_9 та всіх вхідних опорів:

$$R_7 = \frac{\frac{(R_4 + R_{ДЖ1}) \cdot (R_5 + R_{ДЖ2})}{R_4 + R_{ДЖ1} + R_5 + R_{ДЖ2}} \cdot R_9}{\frac{(R_4 + R_{ДЖ1}) \cdot (R_5 + R_{ДЖ2})}{R_4 + R_{ДЖ1} + R_5 + R_{ДЖ2}} + R_9} = \frac{\frac{(10 + 0,3) \cdot (10 + 0,3)}{10 + 0,3 + 10 + 0,3} \cdot 620}{\frac{(10 + 0,3) \cdot (10 + 0,3)}{10 + 0,3 + 10 + 0,3} + 620} = 5,1 \text{ кОм.}$$

Вибирається резистор R_7 типу smd – 0,125 – 5,1 кОм \pm 5 %.

Методики розрахунку температурного дрейфу нуля ОППС, що працює із джерелом е.р.с. та розрахунок динамічного діапазону вхідних сигналів аналогічні методикам приведеним при розрахунку інвертуючого підсилювача на ОППС.

Розглянемо методику розрахунку суматору на ОППС при різних коефіцієнтах підсилення K_{U_i} за напругою. При цьому вихідна напруга суматору описується наступним співвідношенням:

$$U_{\text{вих}} = -(K_{U_1} \cdot U_{\text{вх1}} + K_{U_2} \cdot U_{\text{вх2}} + \dots + K_{U_n} \cdot U_{\text{вхn}}).$$

Проведемо, наприклад, розрахунок суматора на два входи при $K_{U_1} = 3$ та $K_{U_2} = 2$. Для входу суматора із максимальним коефіцієнтом підсилення $K_{U_1} = 3$ значення опору вхідного резистора R_4 (рис. 2.9) мінімально, оскільки резистор зворотного зв'язку R_9 однаковий для всіх входів. Отже, виходячи із умов узгодження внутрішнього опору джерела сигналу із вхідним опором саме на цьому вході матиме місце найгірший випадок. Приймаючи згідно рекомендаціям:

$$R_4 \geq (10 \dots 30) \cdot R_{\text{дж}} = 30 \cdot 300 = 9 \text{ кОм}.$$

Вибирається резистор R_4 типу smd – 0,125 – 10 кОм \pm 5 %.

За необхідним коефіцієнтом підсилення цього входу $K_{U_1} = 3$, розраховується опір резистору зворотного зв'язку:

$$R_9 = R_4 \cdot K_{U_1} = 10 \cdot 3,0 = 30 \text{ кОм}.$$

Вибирається номінал резистору зворотного зв'язку $R_9 = 30 \text{ кОм}$. Вибирається резистор R_9 типу smd – 0,125 – 30 кОм \pm 5 %.

При відомому значенні номіналу опору зворотного зв'язку та коефіцієнту підсилення за другим входом суматору $K_{U_2} = 2$, встановлюється необхідне значення вхідного опору суматору R_5 другого каналу:

$$R_5 = \frac{R_9}{K_{U_2}} = \frac{30}{2} = 15 \text{ кОм}.$$

Вибирається номінал вхідного резистору другого каналу $R_5 = 15 \text{ кОм}$. Вибирається резистор R_5 типу smd–0,125–15 кОм \pm 5 %.

При цьому питання узгодження вхідних опорів суматора з внутрішнім опором джерела сигналів по решті входів (порівняно із першим) виконується краще, що дасть менше похибку цих коефіцієнтів підсилення.

Решта розрахунків не відрізняється від проведених вище.

2.4. Розрахунок диференційного підсилювача на ОППС

Завдання. Розрахувати диференційний підсилювач на ОППС LM358N за наступними даними:

1. Діапазон зміни вхідної напруги першого каналу, U_{BX1}, B від 0 до +0,2;
2. Діапазон зміни вхідної напруги другого каналу, U_{BX2}, B від 0 до -0,2;
3. Діапазон зміни вихідної напруги $U_{ВИХ}, B$ від 0 до -7,2;
4. Опір джерел сигналу $R_{ДЖ1} = R_{ДЖ2}, Ом$ 300;
5. Опір навантаження $R_H, кОм$ 2,0;
6. Діапазон робочих температур $T, ^\circ C$,від 0 до +40.

Необхідно:

1. Вибрати схему диференційного підсилювача, розрахувати її елементи. Привести принципову схеми розрахованого підсилювача.
2. Розрахувати напругу температурного дрейфу «нуля» схеми в робочому діапазоні температур.
3. Представити схему диференційного підсилювача стандартним шести-полюсником, розрахувати його параметри.

Умовно-графічне позначення операційного підсилювача постійного струму (ОППС) LM358N наведено на рис. 2.1. Основні технічні характеристики та параметри ОППС DA_1 (LM358N) наведено у табл. 2.2.

Принципову схему диференційного підсилювача ОППС DA_1 (LM358N) наведено на рис. 2.11. Оскільки максимальне значення вихідної напруги не перевищує -7,2 В, а операційний підсилювач LM358N допускає використання напруги живлення від 3 до 16 В, то встановимо напругу джерела живлення ± 9 В. Лінійний діапазон зміни вихідної напруги операційного підсилювача при цьому становить не менш $\pm 7,5$ В.

Необхідний коефіцієнт передачі за напругою диференційного підсилювача дорівнює:

$$K_U = \frac{U_{ВИХ\max}}{U_{BX1\max} - U_{BX2\max}} = \frac{-7,2}{0,2 - (-0,2)} = -18,0.$$

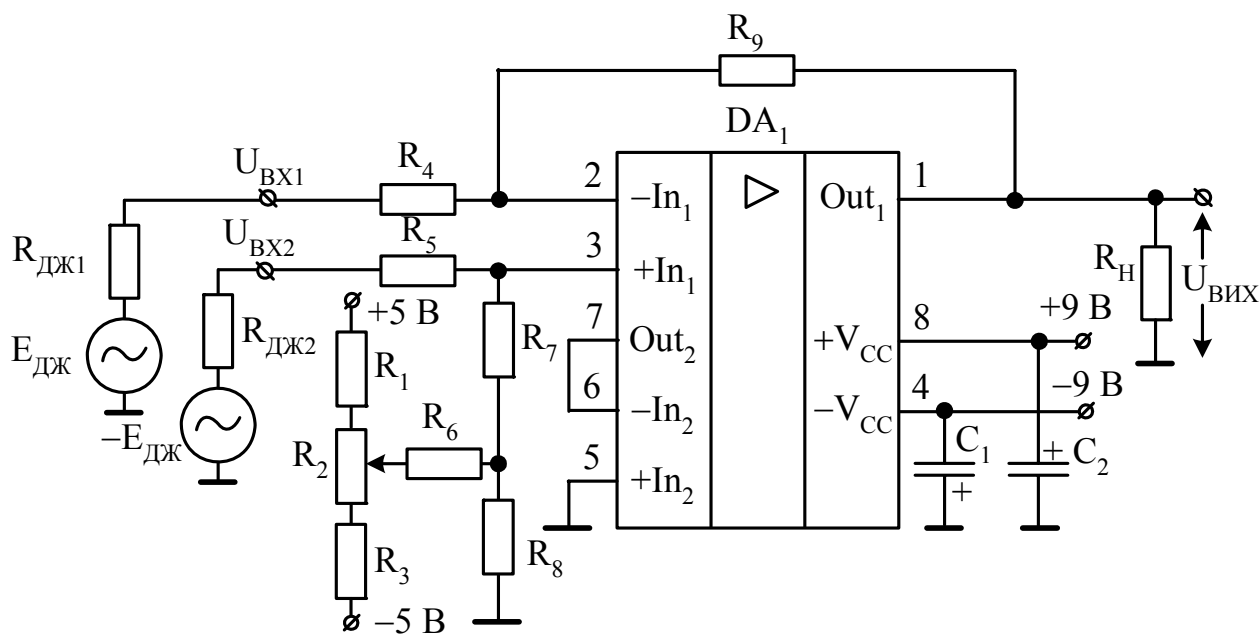


Рисунок 2.11 – Принципова схема диференційного підсилювача на ОППС

За значенням коефіцієнту передачі за напругою диференційного підсилювача розраховано величини опорів резисторів R_4 , R_5 , R_7 , R_9 . Вихідна напруга диференційного підсилювача описується наступним співвідношенням:

$$U_{ВИХ} = -K_U^- \cdot U_{ВХ1} + K_U^+ \cdot U_{ВХ2} \cdot \frac{R_7}{R_5 + R_7} = -\frac{R_9}{R_4} \cdot U_{ВХ1} + \frac{R_4 + R_9}{R_4} \cdot \frac{R_7}{R_5 + R_7} \cdot U_{ВХ2},$$

якщо $R_4 = R_5$, $R_7 = R_9$ та $\frac{R_9}{R_4} = \frac{R_7}{R_5}$ отримаємо:

$$U_{ВИХ} = -\frac{R_9}{R_4} \cdot U_{ВХ1} + \frac{R_4 + R_9}{R_4} \cdot \frac{R_9}{R_4 + R_9} \cdot U_{ВХ2} = -\frac{R_9}{R_4} \cdot (U_{ВХ1} - U_{ВХ2}) = -K_U \cdot (U_{ВХ1} - U_{ВХ2}).$$

При розрахунку диференційного підсилювача номінал опорів резисторів R_4 приймають виходячи із умови узгодження підсилювача за інвертуючим входом $R_{ВХінв} \approx R_4$ із внутрішнім опором джерела вхідного сигналу $R_{ДЖ}$. Приймають:

$$R_4 = R_5 \geq (10 \dots 30) \cdot R_{ДЖ} = 30 \cdot 300 = 9 \text{ кОм}$$

орієнтуючись на необхідну точність розрахунків. Вибирається резистори $R_4 = R_5$ типу smd – 0,125 – 10 кОм $\pm 5\%$.

З урахування необхідного коефіцієнту передачі за напругою розраховується опір зворотного зв'язку:

$$R_9 = R_4 \cdot K_U = 10 \cdot 18,0 = 180 \text{ кОм}.$$

Вибирається номінал резисторів $R_9 = R_7 = 180 \text{ кОм}$.

Уточнюється коефіцієнт передачі за напругою диференційного підсилювача:

$$K_U = -\frac{R_9}{R_4} = -\frac{180}{10} = -18,0.$$

Розраховується потужність, що розсіюється на резисторах R_9 та R_7 :

$$P_{R_9} = \frac{(U_{вих \max})^2}{R_9} = \frac{(-7,2)^2}{180 \cdot 10^3} = 0,29 \text{ мВт}.$$

Вибирається резистори R_9 та R_7 типу smd-0,125-180 кОм \pm 5 %.

Уточнюється коефіцієнт підсилення схеми із урахуванням реального коефіцієнту підсилення ОППС без зворотного зв'язку $K_{U \text{ ОП}} = 2 \cdot 10^5$ та значення вхідного опору джерела вхідного сигналу $R_{дж}$. Для уточнення використовується теорія зворотного зв'язку:

$$K_U = -\frac{R_9}{R_4 + R_{дж1}} \cdot \frac{K_{U \text{ ОП}} \cdot \beta}{1 + K_{U \text{ ОП}} \cdot \beta},$$

де β – фактор зворотного зв'язку, який для негативного зворотного зв'язку за напругою зі складанням струмів дорівнює:

$$\beta = \frac{R_4 + R_{дж}}{R_4 + R_{дж} + R_9} = \frac{10 + 0,3}{10 + 0,3 + 180} = 54,13 \cdot 10^{-3},$$

$$\begin{aligned} K_U &= -\frac{R_9}{R_4 + R_{дж1}} \cdot \frac{K_{U \text{ ОП}} \cdot \beta}{1 + K_{U \text{ ОП}} \cdot \beta} = -\frac{180}{10 + 0,3} \cdot \frac{2 \cdot 10^5 \cdot 54,13 \cdot 10^{-3}}{1 + 2 \cdot 10^5 \cdot 54,13 \cdot 10^{-3}} = \\ &= -17,48 \cdot 0,9999 = -17,48. \end{aligned}$$

Вхідний опір диференційного підсилювача за інвертуючим входом дорівнює :

$$R_{ВХінв} = R_4 + \frac{R_{ВХ ОП} \cdot R_9}{R_{ВХ ОП} \cdot (1 + K_{У ОП}) + R_9} =$$

$$= 10 \cdot 10^3 + \frac{2 \cdot 10^9 \cdot 180 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^9 \cdot (1 + 2 \cdot 10^5) + 180 \cdot 10^3} = 10,001 \text{ кОм.}$$

Оскільки $R_{ВХ ОП неінвер} \gg R_7$, вхідний опір диференційного підсилювача за неінвертуючим входом дорівнює:

$$R_{ВХнеінв} = R_5 + R_9 = 10 + 180 = 190 \text{ кОм.}$$

Значення вихідного опору схеми розраховано із співвідношення:

$$R_{ВИХ} = \frac{R_{ВИХ ОП}}{1 + K_{У ОП} \cdot \beta} = \frac{200}{1 + 2 \cdot 10^5 \cdot 54,13 \cdot 10^{-3}} = 0,018 \text{ Ом.}$$

Схему заміщення диференційного підсилювача як стандартного шестиполіусника наведено на рис. 2.12.

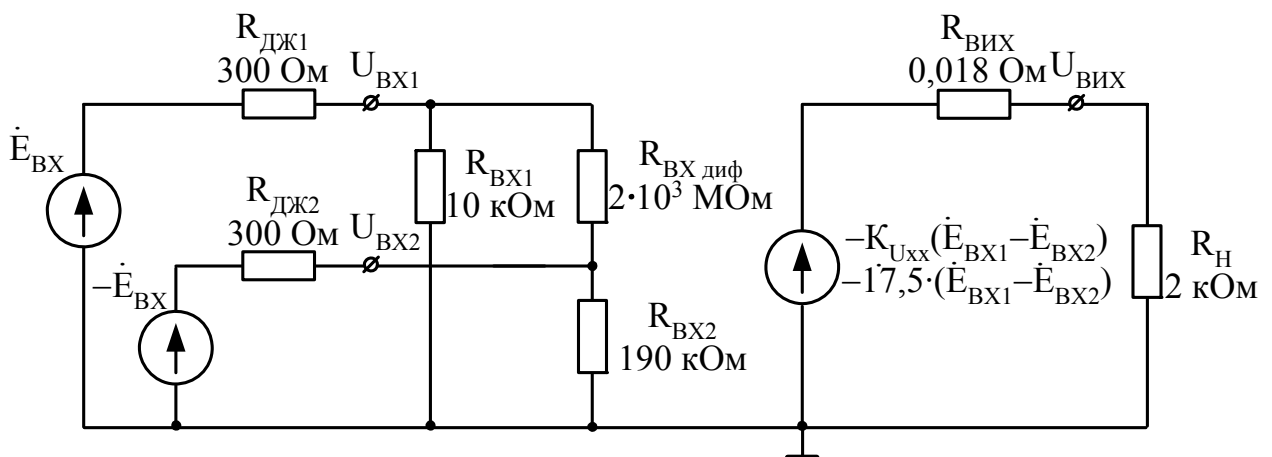


Рисунок 2.12 – Схема заміщення диференційного підсилювача, як стандартного шестиполіусника

Методики розрахунку температурного дрейфу нуля ОППС, що працює з джерелом е.р.с. та розрахунок динамічного діапазону вхідних сигналів аналогічні ні методикам приведеним при розрахунку інвертуючого підсилювача на ОППС.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Перельман Б.Л. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: [справочник] /К.М. Брежнева, Е.И. Гантман, Т.И. Давыдова [и др.]; под ред. Б.Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981. – 656 с.
2. Схемотехніка електронних систем: [підруч. для вищ. навч. закл.]: у 3 т. Т. 1 Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої; Т. 2 Цифрова схемотехніка; Т. 3 Мікропроцесори та мікроконтролера / В.І. Бойко, А.М. Гуржій, В.Я. Жуйков, А.А. Зорі, В.М. Співак, Т.О. Терещенко. – [2-ге вид., допов. і переробл.]. – К.: Вища школа, 2004. – 1188 с.
3. Основи технічної електроніки: [підручник] у 2 т. Т. 2. Схемотехніка / В.І. Бойко, В.Я. Жуйков, А.А. Зорі, В.М. Співак, Т.О. Терещенко. – К.: Вища шк., 2007. – 512 с.
4. Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника: сборник задач /В.А. Скаржепа, В.И. Сенько; под. общ. ред. А.А. Краснопрошиной. – К.: Вища школа, 1989. – 232 с.
5. Терещук Р.М. Полупроводниковые приемно-усилительные устройства: [справочник радиолобителя] / Р.М. Терещук, К.М. Терещук, С.А. Седов. – [4-е изд. стер.]. – К.: Наукова думка, 1989. – 800 с.
6. Гусев В.Г. Электроника и микропроцессорная техника: учеб. для вузов / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – [4-е изд., доп.]. – М.: Высш. шк., 2006. – 799 с
7. Хоровиц П. Искусство схемотехники: [монография] / П. Хоровиц, У. Хилл; пер. с англ. – [7-е изд., перераб. и доп.]. – М.: БИНОМ, 2009. – 704 с.
8. Щербаков В.И. Электронные схемы на операционных усилителях: [справочник] /В.И. Щербаков, Г.И. Гнездов. – К.: Техника, 1983. – 213 с.
9. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: в 2 т.: пер. с нем. – Т.1. – /У. Титце, К. Шенк. – М.: Додэка–XXI, 2008. – 832 с.
10. Опадчий Ю.Ф. / Аналоговая и цифровая схемотехника (Полный курс): [учебник для вузов] / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров; под ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2000. – 768 с.
11. AD [Електронний ресурс]: Analog Devices – Електронні данні. – Режим доступу: <http://www.analog.com/ru/index.html> – Дата доступу: березень 2010. – Загл. з екрану.
12. Maxim [Електронний ресурс]: Maxim Integrated Products – Електронні данні. – Режим доступу: <http://www.maxim-ic.com/> – Дата доступу: березень 2010. – Загл. з екрану.

ДОДАТОК А – Стандартний ряд постійних напруг

0,25	0,4	0,6	1,2	2,4	3,0	4,0	5,0	6,0	(6,3)
9,0	(10,0)	12,0	(12,6)	15	20	24	27	30	40
48	60	80	100	(125)	150	200	250	(300)	400
(500)	600	800	1000	12500	1500	2000	2500	3000	4000
5000	6000	8000	10000	12000	15000	20000	25000		

ДОДАТОК Б – Ряди Е номінальних ємностей конденсаторів і опорів резисторів

Ін-декс ряду	Номінальні значення (одиниці, десятки, сотні пФ, нФ, мкФ, Ом, кОм, МОм, ГОм)												Точність, %
E3	1,0				2,2				4,7				
E6	1,0		1,5		2,2		3,3		4,7		6,8		± 20
E12	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2	± 10
E24	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2	± 5
	1,1	1,3	1,6	2,0	2,4	3,0	3,6	4,3	5,1	6,2	7,5	9,1	