

Міністерство освіти і науки України
Національний університет водного господарства та
природокористування
Навчально-науковий енергетики, автоматики та водного
господарства
Кафедра автоматизації, електротехнічних та
комп'ютерно-інтегрованих технологій

04-03-382М

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання лабораторних робіт з навчальної дисципліни
«Проектування пристроїв автоматизації»
для здобувачів вищої освіти другого (магістерського) рівня за
освітньо-професійною програмою «Автоматизація,
комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка»
спеціальності 174 «Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані
технології та робототехніка»
денної та заочної форм навчання

Рекомендовано науково-
методичною радою з якості
ННІ ЕАВГ
Протокол № 6 від 20.02.2024 р.

Рівне – 2024

Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт з навчальної дисципліни «Проектування пристроїв автоматизації» для здобувачів вищої освіти другого (магістерського) рівня за освітньо-професійною програмою «Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка» спеціальності 174 «Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка» денної та заочної форм навчання [Електронне видання] / Рудик А. В. – Рівне : НУВГП, 2024. – 95 с.

Укладач:

Рудик А. В., доктор технічних наук, професор кафедри автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-інтегрованих технологій.

Відповідальний за випуск:

Древецький В. В., завідувач кафедри автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-інтегрованих технологій, доктор технічних наук, професор.

Керівник групи забезпечення:

Рудик А. В., професор кафедри автоматизації, електротехнічних та комп'ютерно-інтегрованих технологій, доктор технічних наук, професор.

ЗМІСТ

Вступ.....	4
Робота 1. Проектування регуляторів підсилення.....	5
Робота 2. Проектування малопотужного підсилювального каскаду на транзисторі.....	18
Робота 3. Проектування узгоджувального підсилювального каскаду на транзисторі.....	32
Робота 4. Проектування транзисторного каскаду кінцевого підсилення.....	42
Робота 5. Проектування випрямлячів з ємнісним фільтром.....	54
Робота 6. Проектування випрямлячів з індуктивним фільтром...	64
Робота 7. Проектування підсилювального каскаду на операційному підсилювачі.....	72
Робота 8. Проектування частотного дискримінатора на розстроєних контурах.....	84
Перелік літератури.....	95

ВСТУП

На даний час практично відсутні галузі промисловості, в яких не задіяні електронні прилади або засоби вимірювальної техніки, автоматики та комп'ютерної техніки. Тенденція подальшого розвитку така, що відсоток задіяних електронних засобів та пристроїв автоматизації поступово збільшується. Це є наслідком розвитку інтегральної технології, застосування якої дало змогу налагодити масовий випуск дешевих та високоякісних мікроелектронних функціональних компонентів різного призначення без необхідності спеціального настроювання.

Промисловість виробляє багато електронних функціональних вузлів, необхідних для створення засобів вимірювальної техніки та цифрових обчислювачів, а також систем автоматизації: інтегральні електронні підсилювачі; вимірювальні перетворювачі та інтелектуальні сенсори; комутатори; логічні елементи та ПЛІС; помножувачі напруг; тригери; лічильники імпульсів; регістри; суматори, мікроконтролери тощо. На великих (ВІС) та надвеликих (НВІС) інтегральних схемах розроблені та випускаються спеціалізовані цифрові обчислювачі, виготовлені в одному корпусі та призначені для розв'язання спеціалізованих задач в системах автоматизації.

У розвитку електроніки та приладобудування протягом багатьох років основним є безперервна зміна елементної та схемотехнічної бази. В зв'язку зі значним вибором інтегральних схем, параметри яких відомі з технічних умов, змінюються задачі, що ставляться розробникам пристроїв автоматизації. Якщо раніше трудомістким завданням був розрахунок режимів окремих каскадів, визначення їх параметрів, розв'язання питань термостабілізації та ін., то на цей час основним є питання вибору схем з'єднань та взаємного узгодження ІМС. Ефективне використання інтегральних мікросхем, зокрема аналогових, неможливе без знання принципу їх дії та основних параметрів, а також теорії електронних кіл.

Під час вивчення освітньої компоненти «Проектування пристроїв автоматизації здобувачі будуть вивчати схемотехніку, конструктивні особливості та особливості аналізу первинних вимірювальних перетворювачів, електронних підсилювачів на різних активних елементах, а також елементів цифрових систем керування. Такі електронні компоненти є складовими частинами систем автоматичного регулювання параметрів технологічних процесів.

Робота 1. Проектування регуляторів підсилення

1.1. Мета роботи

Вивчити методику проектування плавних та дискретних регуляторів підсилення (подільників напруги).

1.2. Теоретичні відомості

Подільник напруги – лінійна електрична схема, напруга на виході якої (V_{out}) складає частину напруги на вході (V_{in}). Найпростіший подільник напруги складається з двох послідовно увімкнених резисторів (рис. 1.1).

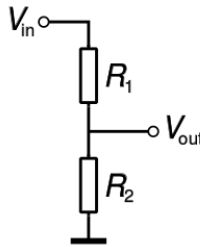


Рис. 1.1. Схема резистивного подільника напруги

За законом Ома зв'язок між вхідною і вихідною напругами обчислюється так:

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{in}.$$

Передавальна функція такого подільника:

$$K_R = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Подільники напруги застосовують для регулювання амплітуди сигналу, для встановлення робочої точки активних елементів в підсилювачах та для вимірювання напруги. Подільники напруги також часто входять до складу вимірювальних мостів та мультиметрів.

Потенціометри або змінні подільники напруги застосовуються у приладах різного типу, зокрема у звуковідтворювальній апаратурі для регулювання рівня підсилення сигналу (гучності). Подільники напруги також є складовими частинами мікроконтролерних схем для вимірювання опору давача (сенсора).

Подільник напруги застосовують для стабілізації вхідної напруги, якщо його нижнім плечем є стабілітрон. Також подільники напруги застосовуються як атенюатори (пристрої послаблення) на низьких частотах.

1.3. Порядок виконання роботи

1. Спроекувати потенціометричний (плавний) регулятор підсилення (рис. 1.2) за даними індивідуального варіанту (табл. 1.1).

2. Спроекувати дискретний регулятор підсилення (рис. 1.3) за даними індивідуального варіанту (табл. 1.2). На рис. 1.3 кількість резисторів в схемі визначається глибиною та кроком регулювання.

3. Провести моделювання спроектованих регуляторів підсилення.

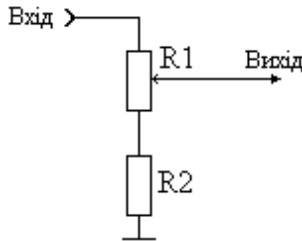


Рис. 1.2. Схема потенціометричного регулятора підсилення

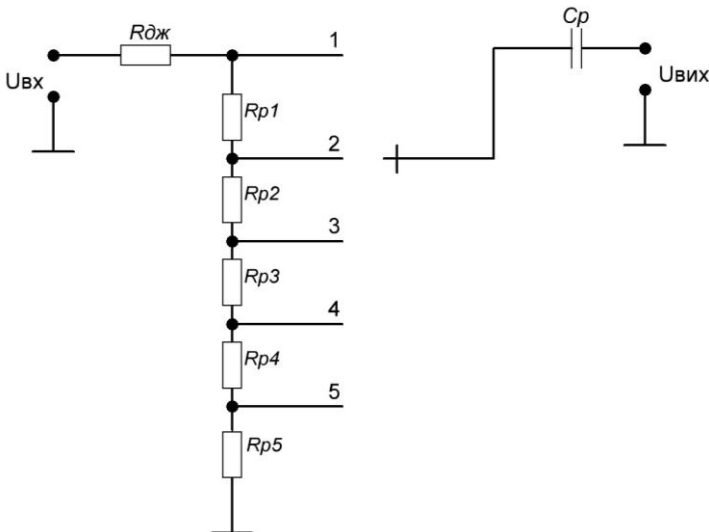


Рис. 1.3. Схема дискретного регулятора підсилення

Таблиця 1.1.

Вихідні дані для проектування потенціометричного регулятора підсилення

Вар. Параметри	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$R_2, \text{ Ом}$	100	110	120	130	140	150	160	170	180	190	200	210	220	230	240
$\nu, \text{ дБ}$	12	15	18	20	23	26	29	32	35	38	40	43	46	49	52

Вар. Параметри	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$R_2, \text{ Ом}$	250	260	270	280	290	300	310	320	330	340	350	360	370	380	390
$\nu, \text{ дБ}$	49	46	43	40	38	35	32	29	26	23	20	18	15	12	26

Вар. Параметри	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45
$R_2, \text{ Ом}$	400	410	420	430	440	450	460	470	480	490	500	450	400	350	300
$\nu, \text{ дБ}$	40	38	36	34	32	30	28	26	24	22	20	26	32	38	46

Таблиця 1.2.

Вихідні дані для проектування дискретного регулятора підсилення

Вар. Параметри	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$R_{дж}, \text{ Ом}$	50	75	100	125	150	175	200	225	250	275	300	325	350	375	400
$U_{дж}, \text{ мВ}$	1	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70
$f_n, \text{ кГц}$	0.02	0.04	0.06	0.08	0.1	0.12	0.14	0.16	0.18	0.2	0.22	0.24	0.26	0.28	0.3
$f_b, \text{ кГц}$	20	30	40	50	60	70	80	90	100	125	150	175	200	225	250
$M_{н.р}, \text{ дБ}$	0.1	0.12	0.14	0.16	0.18	0.2	0.22	0.24	0.26	0.28	0.3	0.32	0.34	0.36	0.38
$M_{в.р}, \text{ дБ}$	0.2	0.22	0.24	0.26	0.28	0.3	0.32	0.34	0.36	0.38	0.4	0.42	0.44	0.46	0.48
$C_{рег}, \text{ ПФ}$	80	85	90	95	100	105	110	115	120	130	140	150	160	170	180
$D_p, \text{ дБ}$	32	45	50	36	48	55	40	51	60	44	54	65	48	57	70
$\Delta D_p, \text{ дБ}$	8	15	10	9	16	11	10	17	12	11	18	13	12	19	14

Вар. Параметри	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$R_{дж}, \text{ Ом}$	425	450	475	500	525	550	575	600	625	650	550	450	350	250	150
$U_{дж}, \text{ мВ}$	75	80	85	90	95	100	105	110	115	125	130	135	140	145	150
$f_n, \text{ кГц}$	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55	0.7	0.8	0.9	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0	6.0	7.0

f_B , кГц	275	300	325	350	375	400	425	450	475	500	525	550	575	600	625
$M_{H.P.}$, дБ	0.4	0.42	0.44	0.46	0.48	0.5	0.52	0.54	0.56	0.58	0.6	0.62	0.64	0.66	0.68
$M_{B.P.}$, дБ	0.5	0.52	0.54	0.56	0.58	0.6	0.62	0.64	0.66	0.68	0.7	0.72	0.74	0.76	0.78
$C_{\text{рег}}$, ПФ	190	200	195	185	175	165	155	145	135	125	115	105	95	85	75
D_P , дБ	28	42	45	24	39	40	32	45	50	36	48	55	40	51	60
ΔD_P , дБ	7	14	9	6	13	8	8	15	10	9	16	11	10	17	12

Вар. Параметри	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45
$R_{ДЖ}$, Ом	200	220	240	260	280	300	320	340	360	380	400	420	440	460	480
$U_{ДЖ}$, мВ	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75
f_H , кГц	8.0	9.0	10.0	20.0	30.0	40.0	50.0	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45
f_B , кГц	60	80	100	120	140	160	180	200	220	240	260	280	300	320	340
$M_{H.P.}$, дБ	0.11	0.13	0.15	0.17	0.19	0.21	0.23	0.25	0.27	0.29	0.31	0.33	0.35	0.37	0.39
$M_{B.P.}$, дБ	0.17	0.19	0.21	0.23	0.25	0.27	0.29	0.31	0.33	0.35	0.37	0.39	0.41	0.43	0.45
$C_{\text{рег}}$, ПФ	65	55	100	130	160	190	220	250	280	310	340	370	400	330	260
D_P , дБ	32	45	50	36	48	55	40	51	60	44	54	65	48	57	70
ΔD_P , дБ	8	15	10	9	16	11	10	17	12	11	18	13	12	19	14

1.4. Приклад розв'язання

1.4.1. Розрахунок потенціометричного регулятора підсилення

Розрахуємо потенціометричний регулятор підсилення (рис. 1.2), якщо $R_2 = 320 \text{ Ом}$, а глибина регулювання підсилення $\nu = 32 \text{ дБ}$.

Мінімальний рівень сигналу в такій схемі встановлюється за допомогою додаткового резистора R_2 . Для забезпечення заданої глибини регулювання підсилення 32 дБ або 39.81 разів опір змінного резистора R_1 обчислюється за таким співвідношенням:

$$R_1 \geq (\nu - 1) R_2 = (39.81 - 1) \cdot 320 = 12420 \text{ Ом}.$$

Вибираю змінний резистор типу RV16LN з такими основними параметрами:

- номінальна потужність: $P_{\text{НОМ}} = 0.5 \text{ Вт}$;
- діапазон номінальних опорів: $0 \text{ Ом} \dots 20 \text{ кОм}$;
- максимальна робоча напруга: $U_{\text{max}} = 100 \text{ В}$.

При такому виконанні регулятор підсилення буде забезпечувати таку глибину регулювання:

$$\nu_{\text{max}} = \frac{R_{1.\text{max}} + R_2}{R_{1.\text{min}} + R_2} = \frac{20000 + 320}{0 + 320} = 63.5 \text{ (36.06 дБ)}.$$

Таким чином, для реалізації потенціометричного регулятора підсилення необхідні такі елементи:

- R1: RV16LN-20 кОм $\pm 10\%$;
- R2: C2-33-0.125-320 Ом $\pm 5\%$.

1.4.2. Розрахунок дискретного регулятора підсилення

Розрахуємо дискретний регулятор підсилення (рис. 1.3) за такими вихідними даними:

- глибина регулювання підсилення $D_P = 48 \text{ дБ}$;
- крок регулювання підсилення $\Delta D_P = 16 \text{ дБ}$;
- напруга джерела сигналу $U_{\text{ДЖ}} = 25 \text{ мВ}$;
- внутрішній опір джерела сигналу $R_{\text{ДЖ}} = 280 \text{ Ом}$;
- нижня частота робочого діапазону частот $f_{\text{Н}} = 0.09 \text{ кГц}$;
- верхня частота робочого діапазону частот $f_{\text{В}} = 140 \text{ кГц}$;
- коефіцієнт частотних спотворень на нижній частоті робочого діапазону частот $M_{\text{Н,Р}} = 0.19 \text{ дБ}$;
- коефіцієнт частотних спотворень на верхній частоті робочого діапазону частот $M_{\text{В,Р}} = 0.25 \text{ дБ}$;

- вихідна ємність регулятора підсилення $C_{рег} = 260$ пФ.

Опір дискретного регулятора підсилення:

$$R_P \leq 0.637 \cdot \frac{\sqrt{M_{В.Р}^2 - 1}}{f_B C_{рег}} - R_{ДЖ},$$

де: $M_{В.Р}$ – частотні спотворення в області верхніх частот, що вносяться регулятором ($M_{В.Р} = 0.25$ дБ (1.0292));

$C_{рег} = 260$ пФ – ємність на виході регулятора.

Таким чином,

$$R_P \leq 0.637 \cdot \frac{\sqrt{1.0292^2 - 1}}{140 \cdot 10^3 \cdot 260 \cdot 10^{-12}} - 280 = 3980 \text{ Ом.}$$

Приймаю $R_P = 3900$ Ом.

Потужність регулятора:

$$I_{ВИХ.ДЖ} = \frac{U_{ВИХ.ДЖ} (R_{ВИХ.ДЖ} + R_P)}{R_{ВИХ.ДЖ} \cdot R_P} = \frac{0.025 \cdot (280 + 3900)}{280 \cdot 3900} = 0.096 \text{ мА};$$

$$P_{R_P} = I_{ВИХ.ДЖ}^2 R_P = (0.096 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 3900 = 35.7 \text{ мкВт.}$$

Тому в якості опорів регулятора можна використовувати резистори з номінальною потужністю 0.125 Вт.

У верхньому положенні регулятора (положення 1 на рис. 1.3) глибина регулювання складає

$$\frac{R_P}{R_P + R_{ДЖ}} = \frac{3900}{3900 + 280} = 0.933 \text{ } (-0.602 \text{ дБ}).$$

Тоді в нижньому положенні регулятора (положення 4 на рис. 1.3) глибина регулювання має складати -48.602 дБ (0.003714), при цьому має виконуватися така рівність:

$$\frac{R_{P4}}{R_P + R_{ДЖ}} = 0.003714,$$

звідки

$$R_{P4} = 0.001774 \cdot (R_P + R_{ДЖ}) = 0.003714 \cdot (3900 + 280) = 15.52 \text{ Ом.}$$

Для реалізації глибини регулювання -32 дБ (положення 3 на рис. 1.3) має виконуватися така рівність (-32.602 дБ = 0.02344):

$$\frac{R_{P4} + R_{P3}}{R_P + R_{ДЖ}} = 0.02344,$$

звідки

$$R_{P3} = 0.02344 \cdot (R_P + R_{ДЖ}) - R_{P4} = 0.02344 \cdot (3900 + 280) - 15.52 = 82.46 \text{ Ом.}$$

Для реалізації глибини регулювання -16 дБ (положення 2 на рис. 1.3) має виконуватися рівність (-16.602 дБ = 0.14788):

$$\frac{R_{P2} + R_{P3} + R_{P4}}{R_P + R_{ДЖ}} = 0.14788,$$

звідки

$$\begin{aligned} R_{P2} &= 0.14788 \cdot (R_P + R_{ДЖ}) - R_{P3} - R_{P4} = \\ &= 0.14788 \cdot (3900 + 280) - 82.46 - 15.52 = 520.16 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Значення опору резистора R_{P1} можна знайти за такою формулою:

$$\begin{aligned} R_{P1} &= R_P - R_{P2} - R_{P3} - R_{P4} = \\ &= 3900 - 520.16 - 82.46 - 15.52 = 3281.86 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Для реалізації точного дискретного регулювання підсилення резистори регулятора мають бути прецизійними. Вибираю типові номінали резисторів регулятора:

$$R_{P4} = 15.4 \text{ Ом};$$

$$R_{P3} = 82.5 \text{ Ом};$$

$$R_{P2} = R_{P2.1} + R_{P2.2} = 511 \text{ Ом} + 9.1 \text{ Ом};$$

$$R_{P1} = R_{P1.1} + R_{P1.2} = 3240 \text{ Ом} + 42.2 \text{ Ом}.$$

Таким чином:

$$R_{P1.1}: \text{C2-33-0.125-3240 Ом} \pm 5\%;$$

$$R_{P1.2}: \text{C2-33-0.125-42.2 Ом} \pm 5\%;$$

$$R_{P2.1}: \text{C2-33-0.125-511 Ом} \pm 5\%;$$

$$R_{P2.2}: \text{C2-33-0.5-9.1 Ом} \pm 5\%;$$

$$R_{P3}: \text{C2-33-0.125-82.5 Ом} \pm 5\%;$$

$$R_{P4}: \text{C2-33-0.125-15.4 Ом} \pm 5\%.$$

Уточнений повний опір регулятора підсилення:

$$\begin{aligned} R_P &= R_{P1.1} + R_{P1.2} + R_{P2.1} + R_{P2.2} + R_{P3} + R_{P4} = \\ &= 3240 + 42.2 + 511 + 9.1 + 82.5 + 15.4 = 3900.2 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Перевіряємо глибину регулювання підсилення за формулою

$$D_P (\text{дБ}) = 20 \lg \frac{U_{\text{ВИХ.Р. max}}}{U_{\text{ВИХ.Р. min}}},$$

де мінімальна та максимальна вихідні напруги регулятора визначаються так:

$$U_{ВИХ.P.min} = U_{ДЖ} \cdot \frac{R_{P4}}{R_{ДЖ} + R_P} = 25 \cdot \frac{15.4}{280 + 3900} = 0.092105 \text{ мВ};$$

$$U_{ВИХ.P.max} = U_{ДЖ} \cdot \frac{R_P}{R_{ДЖ} + R_P} = 25 \cdot \frac{3900}{280 + 3900} = 23.3254 \text{ мВ}.$$

За отриманими результатами знаходимо глибину регулювання:

$$D_P = 20 \lg \frac{23.3254}{0.092105} = 48.071 \text{ (дБ)}.$$

Отриманий результат точно відповідає глибині регулювання, заданій в завданні (48 дБ).

Смність розділового конденсатора знаходимо за умови, що внесені ним частотні спотворення на нижній частоті робочого діапазону частот не перевищують 0.19 дБ (1.0221):

$$C_P \geq \frac{1}{2\pi f_H \frac{R_{ВИХ.ДЖ} R_P}{R_{ВИХ.ДЖ} + R_P} \sqrt{M_{Н.P}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 90 \cdot \frac{280 \cdot 3900}{280 + 3900} \cdot \sqrt{1.0221^2 - 1}} = 32 \text{ мкФ}.$$

Вибираю C_P типу К50-6-33 мкФ $\times 25 \text{ В} \pm 20\%$.

Електрична схема дискретного регулятора підсилення наведена на рис. 1.4.

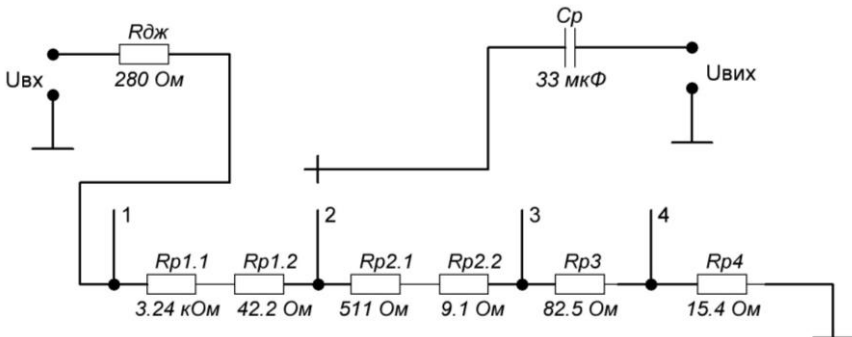


Рис. 1.4. Електрична схема дискретного регулятора підсилення

Моделювання спроектованих регуляторів підсилення

1. Моделювання потенціометричного регулятора підсилення

(рис. 1.5).

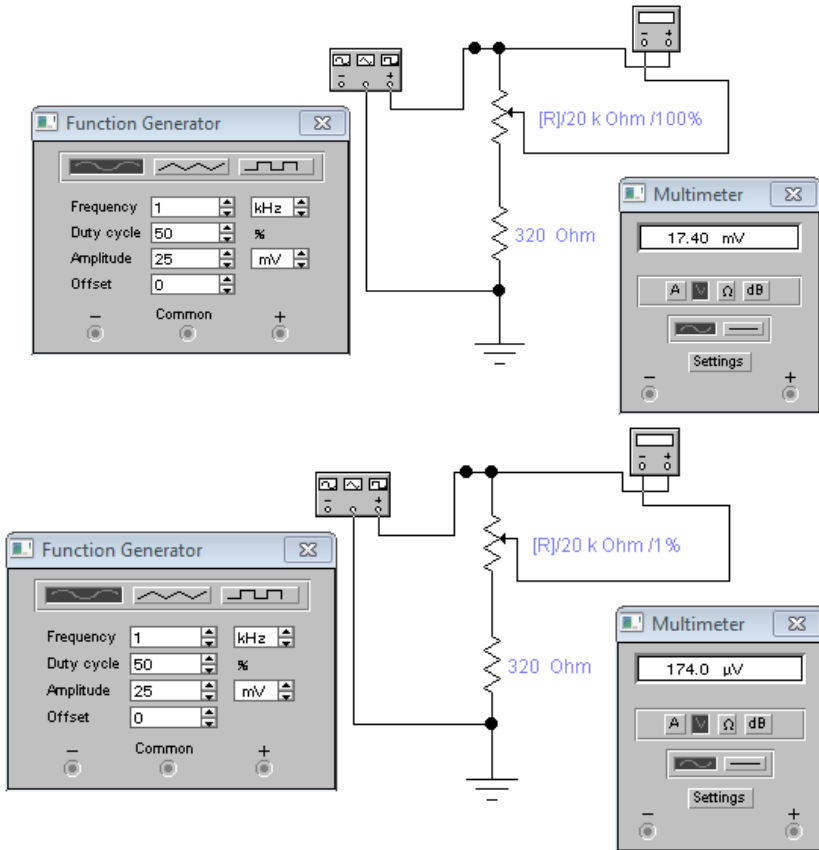


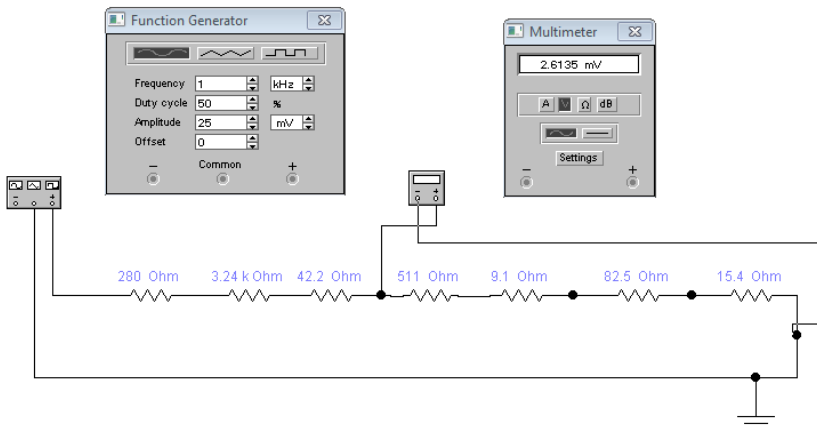
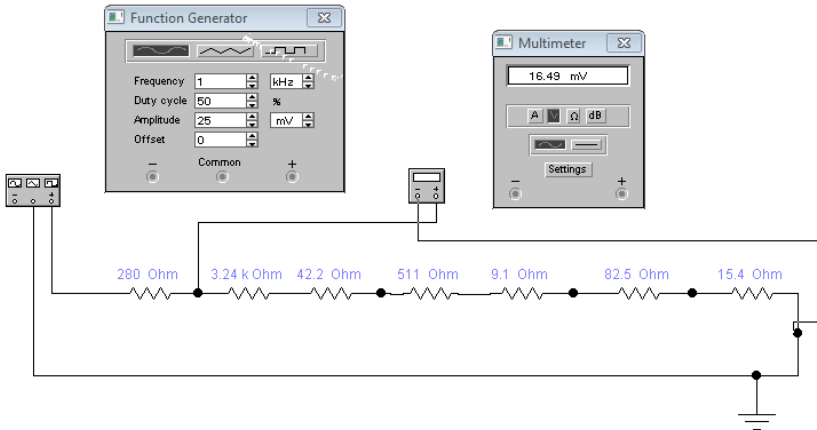
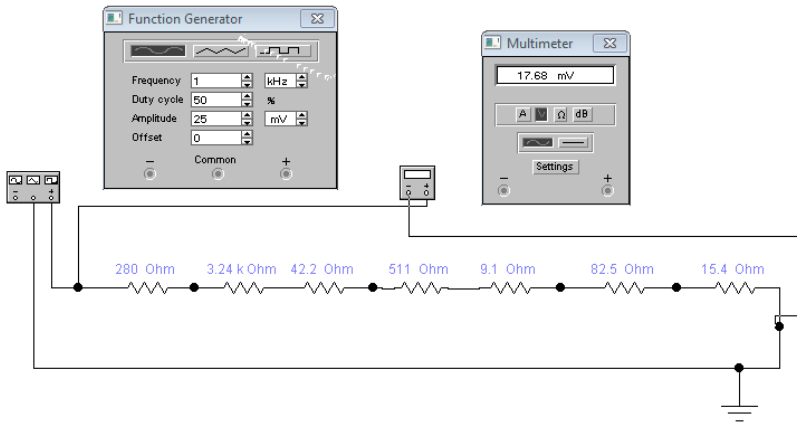
Рис. 1.5. Моделювання потенціометричного регулятора підсилення

За отриманими результатами моделювання глибина регулювання потенціометричного регулятора підсилення складає величину

$$D_P = 20 \lg \frac{17.4 \cdot 10^{-3}}{174 \cdot 10^{-6}} = 40 \text{ (дБ)}.$$

Отриманий результат відповідає вимогам завдання.

2. Моделювання дискретного регулятора підсилення (рис.1.6).



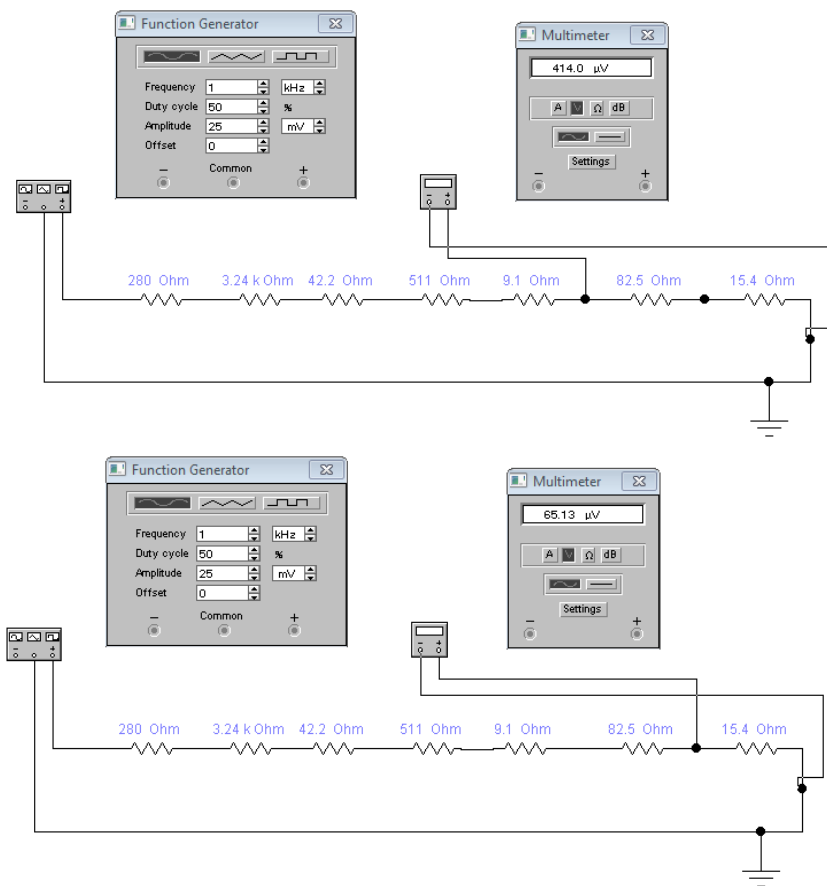


Рис. 1.6. Моделювання дискретного регулятора підсилення

За результатами моделювання глибина регулювання дискретного регулятора підсилення:

- положення 1: $D_{P1} = 20 \lg \frac{16.49}{17.69} = -0.61 \text{ (дБ)}$;
- положення 2: $D_{P2} = 20 \lg \frac{2.6135}{17.69} = -16.61 \text{ (дБ)}$; [16 дБ]
- положення 3: $D_{P3} = 20 \lg \frac{0.414}{17.69} = -32.6145 \text{ (дБ)}$; [32.0045 дБ]
- положення 4: $D_{P4} = 20 \lg \frac{0.06513}{17.69} = -48.6789 \text{ (дБ)}$; [48.0689 дБ]

Отриманий результат повністю відповідає вимогам завдання.

1.5. Контрольні питання

1. Чим обмежується глибина регулювання потенціометричного регулятора підсилення?
2. На який параметр регулятора підсилення впливає ємність розділового конденсатора?
3. Як залежить кількість резисторів дискретного регулятора підсилення від глибини та кроку регулювання?
4. Як впливає внутрішній опір джерела вхідного сигналу на коефіцієнт передачі дискретного регулятора підсилення?
5. Як оцінити максимальне затухання регулятора підсилення при заданих напрузі джерела вхідного сигналу та співвідношенні сигнал/шум?

Робота 2. Проектування малопотужного підсилювального каскаду на транзисторі

2.1. Мета роботи

Вивчити методику проектування попереднього підсилювального каскаду на транзисторі за схемою з спільним емітером.

2.2. Теоретичні відомості

Схема резистивного підсилювального каскаду з спільним емітером та живленням від одного джерела зображена на рис. 2.1.

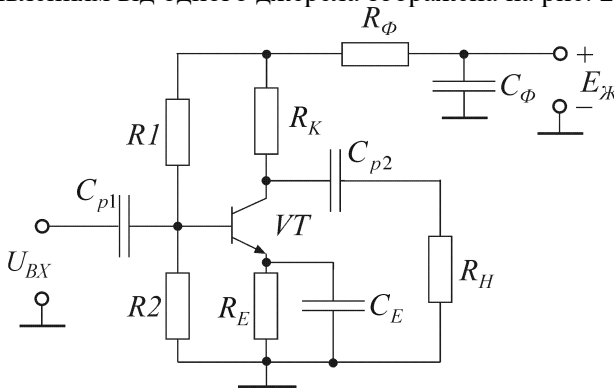


Рис. 2.1. Електрична схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, включеному за схемою з спільним емітером

Вхідний сигнал подається на базу і змінює її потенціал відносно спільного емітера. Це призводить до зміни струму бази, а відповідно, до зміни струму і напруги на опорі колекторного навантаження R_K . Розділовий конденсатор C_{p1} використовується для запобігання проходження постійної складової струму бази через джерело вхідного сигналу. За допомогою розділового конденсатора C_{p2} на вихід каскаду потрапляє тільки змінна складова напруги U_{KE} , яка змінюється за законом зміни вхідного сигналу, але значно перевищує його за величиною. Важливу роль в роботі схеми мають резистори базового подільника напруги R_1 та R_2 , які забезпечують вибір положення робочої точки на характеристиках транзистора і визначають режим роботи каскаду на постійному струмі. Для з'ясування

ролі резисторів базового подільника напруги розглянемо рис. 2.2, який ілюструє процес підсилення сигналу схемою з спільним емітером. Процес підсилення можна проаналізувати за взаємозв'язком електричних величин:

$$U_{m.вх} \rightarrow I_{\delta.m} \rightarrow I_{к.m} \rightarrow I_{к.m} \cdot R_{к} \rightarrow U_{m.вих} = (U_{кe.m} = E_{к} - I_{к.m} \cdot R_{к}) \gg U_{m.вх}.$$

Дійсно, розглянувши спочатку рис. 2.2, а, а потім рис. 2.2, б, можна впевнитись в тому, що напруга вхідного сигналу з амплітудою $U_{m.BX} = U_{BE.m}$ синфазно змінює величину струму бази. Ці зміни базового струму викликають пропорційні зміни струму колектора та напруги на колекторі, при цьому амплітуда колекторної напруги (з урахуванням масштабу по осі абсцис) буде значно більше амплітуди напруги на базі.

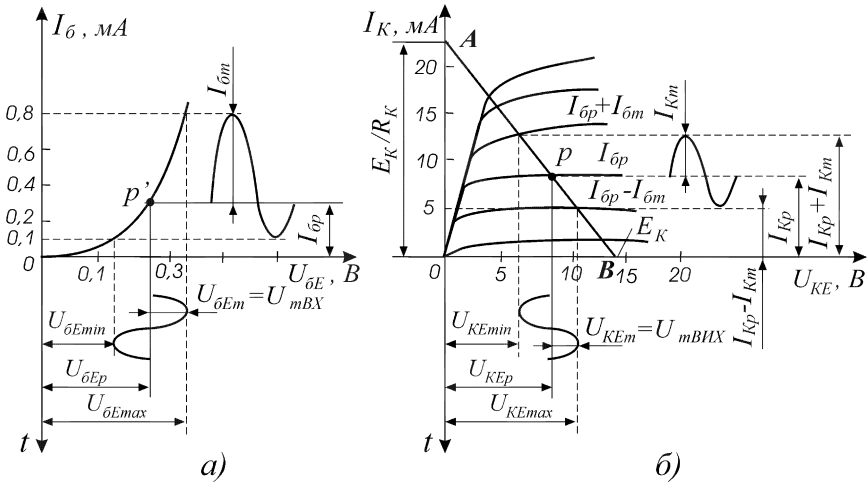


Рис. 2.2. Графічне пояснення процесу підсилення сигналу схемою з спільним емітером

Для отримання мінімальних спотворень підсилюваного сигналу робочу точку Р слід вибирати на середині відрізка АВ навантажувальної прямої, побудованої в сімействі вихідних характеристик транзистора. З рис. 2.2, б видно, що положення робочої точки Р відповідає струму зміщення в колі бази $I_{\delta.p}$.

В схемі з фіксованою напругою зміщення бази (рис. 2.1) резистори R_1 та R_2 підключені паралельно джерелу живлення $E_{Ж}$ та утворюють подільник напруги. Опори резисторів подільника напруги

визначаються з таких співвідношень (якщо не враховувати спад напруги на опорі фільтра):

$$R_1 = \frac{E_{Ж} - U_{BE.p}}{I_{П} + I_{Б.p}} ; \quad (2.1)$$

$$R_2 = \frac{U_{BE.p}}{I_{П}} . \quad (2.2)$$

Струм подільника $I_{П}$ вибирають в діапазоні

$$I_n \approx (5 \div 15) \cdot I_{Б.p} . \quad (2.3)$$

В цьому випадку підвищується стабільність режиму роботи схеми, тому що зміни струму в колах емітера і колектора транзистора незначно впливають на зміну величини напруги зміщення. Разом з тим струм подільника не потрібно вибирати великим з міркувань економічності, тому що чим більше струм $I_{П}$, тим більш потужним має бути джерело живлення $E_{Ж}$.

З схеми рис. 2.1 видно, що опір подільника R_2 включений паралельно вхідному опору транзистора. Крім того, нехтуючи малим внутрішнім опором джерела живлення, можна вважати, що R_1 та R_2 включені паралельно один одному. Тому необхідним є виконання умови

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \gg R_{BX} , \quad (2.4)$$

тобто подільник на резисторах R_1 та R_2 повинен мати порівняно великий опір (порядку кількох кОм). В іншому випадку опір подільника виявиться малим та буде шунтувати вхідний опір транзистора, зменшуючи вхідний опір підсилювального каскаду.

При побудові схем транзисторних підсилювачів необхідно використовувати засоби для стабілізації положення робочої точки на характеристиках транзистора. Основним фактором порушення стабільності роботи транзисторного підсилювача є вплив температури. Відомі різні способи термостабілізації робочого режиму транзисторних каскадів. Найбільш поширені з них реалізуються в схемах, наведених на рис. 2.3.

В схемі на рис. 2.3, а терморезистор з від'ємним температурним коефіцієнтом опору включений в базове коло транзистора так, щоб

при підвищенні температури відбувалося зменшення від'ємної напруги на базі за рахунок зменшення вхідного опору транзистора $R_{ex.VT}$. В цьому випадку відбувається зменшення струмів бази та колектора. В результаті збільшення колекторного струму, викликане впливом температури, компенсується його зменшенням при дії термозалежного зміщення, тобто загальний приріст струму колектора буде незначним.

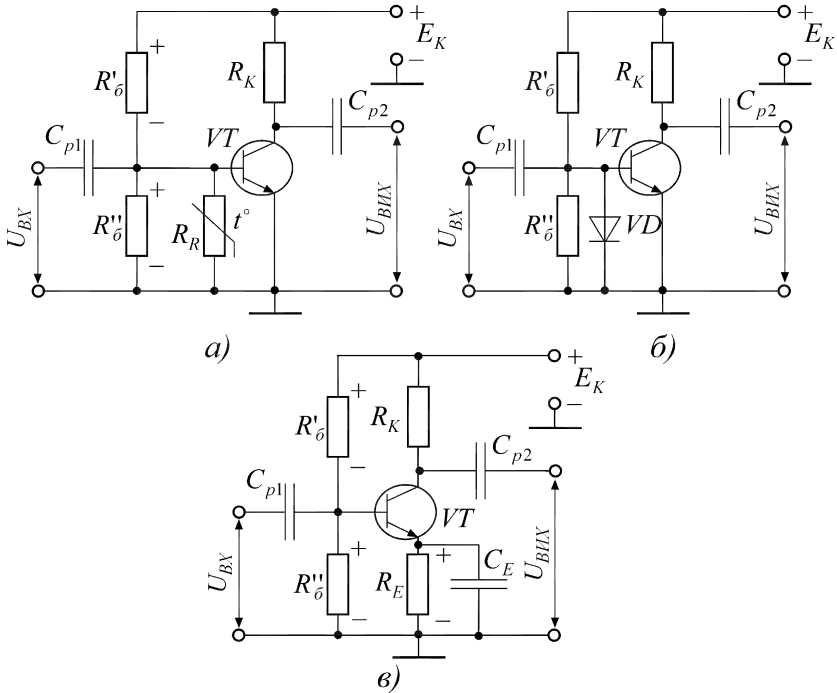


Рис. 2.3. Схеми термостабілізації режиму транзисторного каскаду: а – з терморезистором; б – з діодом; в – з колом емітерної стабілізації

Ще одна з важливих схем термостабілізації режиму транзистора за допомогою напівпровідникового діода показана на рис. 2.3, б. В ній діод включений у зворотному напрямку, а температурна характеристика зворотного струму діода має бути аналогічною температурній характеристиці зворотного струму колектора транзистора. Проте реалізувати цю можливість вдається тільки для одного транзистора даного типу. При заміні транзистора стабільність, як правило, погіршується через розкид величин зворотного струму колек-

тора (згадаємо, що зворотний струм колектора найбільше залежить від впливу температури).

Найбільше поширення отримала схема термостабілізації режиму, наведена на рис. 2.3, в. В такій схемі на зустріч фіксованій прямій напрузі зміщення, яка знімається з резистора R_2 , спрямована напруга, яка виникає на резисторі R_E при проходженні через нього струму емітера.

Нехай з будь-якої причини, наприклад, при збільшенні температури, постійна складова колекторного струму збільшується. Тому що $I_E = I_K + I_B$, то збільшення струму колектора I_K призведе до збільшення струму емітера I_E та зменшення напруги на резисторі R_E . В результаті напруга між емітером та базою U_{BE} зменшиться, що призведе до зміни струму бази I_B , а відповідно, і струму колектора I_K . Навпаки, якщо колекторний струм зменшиться, то зменшиться і напруга на резисторі R_E , а пряма напруга U_{BE} збільшиться. В цьому випадку збільшаться струми бази та колектора.

Зазвичай резистор R_E шунтується конденсатором C_E порівняно великої ємності (порядку десятків мкФ) для відводу змінної складової струму емітера від резистора R_E .

2.3. Порядок виконання роботи

Розрахувати параметри підсилювального каскаду (значення опорів резисторів та ємностей конденсаторів, коефіцієнти підсилення струму та потужності, а також реально отримане значення верхньої частоти смуги пропускання) на біполярному транзисторі (БТ), включеному за схемою з спільним емітером (рис. 2.1), для отримання коефіцієнта підсилення напруги K_U в діапазоні частот $f_H \div f_B$ при значеннях коефіцієнтів частотних спотворень M_H та M_B , якщо задані напруга живлення $E_{Ж}$ та опір навантаження R_H . Внутрішній опір джерела живлення вибирається за співвідношенням $R_{ДЖ} = 0.05R_H$. При проведенні розрахунків використовувати вхідну та вихідну статичні характеристики заданого за завданням транзистора. Індивідуальні значення параметрів за варіантами наведені в табл. 2.1.

Провести моделювання спроектованого малопотужного підсилювального каскаду на біполярному транзисторі. В звіті навести результати проведеного моделювання (АЧХ та ФЧХ підсилювача).

Таблиця 2.1.

Індивідуальні значення параметрів до роботи 2

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тип БТ	КТ301Б	КТ307А	КТ312А	КТ317Б	КТ332А	КТ333В	КТ340Б	КТ342А	КТ343В	КТ348А
K_U , дБ	18	20	22	24	26	28	30	29	27	25
f_H , Гц	20	30	40	50	60	70	80	90	100	110
f_B , кГц	40	45	50	55	60	65	70	75	80	85
M_H , дБ	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	1.1	1.0
M_B , дБ	2.2	2.3	2.4	2.5	2.6	2.7	2.8	2.7	2.6	2.5
$E_{Ж}$, В	9	10	11	12	11	10	9	10	11	12
R_H , кОм	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9

№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Тип БТ	КТ349Б	КТ313Б	КТ316Г	КТ324А	КТ325Б	КТ339А	КТ345А	КТ350А	КТ351Б	КТ352А
K_U , дБ	21	20	22	24	26	28	30	29	27	25
f_H , Гц	120	130	140	150	140	130	120	110	100	90
f_B , кГц	45	65	90	95	100	95	90	85	80	75
M_H , дБ	2.0	2.1	2.2	2.3	2.4	2.5	2.6	2.7	2.8	2.7
M_B , дБ	2.4	2.3	2.2	2.1	2.0	1.9	1.8	1.7	1.6	1.5
$E_{Ж}$, В	11	10	9	10	11	12	11	10	9	10
R_H , кОм	2.0	1.9	1.8	1.7	1.6	1.5	1.4	1.3	1.2	1.1

№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Тип БТ	КТ357В	КТ361Е	КТ364В	КТ369Б	КТ347А	КТ354А	КТ355А	КТ360Б	КТ363Б	КТ367А
K_U , дБ	23	21	20	22	24	26	28	30	29	27
f_H , Гц	80	70	60	50	40	30	20	30	40	50
f_B , кГц	60	55	50	45	40	35	30	25	20	25
M_H , дБ	2.6	2.5	2.4	2.3	2.2	2.1	2.0	1.9	1.8	1.7
M_B , дБ	1.0	0.9	1.4	1.3	1.2	1.1	1.0	1.1	1.2	1.3
$E_{Ж}$, В	11	12	11	10	9	10	11	12	11	10
R_H , кОм	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9

№ вар.	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
Тип БТ	КТ368Б	КТ370А	КТ371А	КТ372Б	КТ375А	КТ379Б	КТ380А	КТ385А	КТ346Б	КТ362А
K_U , дБ	25	23	21	20	22	24	26	28	30	29
f_H , Гц	60	70	80	90	100	110	120	130	140	150
f_B , кГц	55	60	65	70	75	80	85	90	95	100
M_H , дБ	1.6	1.5	1.4	1.3	1.2	1.1	1.0	1.1	1.2	1.3
M_B , дБ	1.6	1.7	1.8	1.9	2.0	2.1	2.2	2.3	2.4	2.5
$E_{Ж}$, В	9	10	11	12	11	10	9	10	11	12
R_H , кОм	2.0	1.9	1.8	1.7	1.6	1.5	1.4	1.3	1.2	1.1

№ вар.	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
Тип БТ	КТ373Г	КТ384А	КТ391А	КТС395А	КТ3102В	КТ3107Ж	КТ306В	КТ325А	КТ313А	ГТ330И
K_U , дБ	28	27	26	25	24	23	22	21	20	24
f_H , Гц	160	170	180	200	190	180	170	160	150	140
f_B , кГц	80	85	90	95	100	95	90	85	80	75
M_H , дБ	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	2.0	2.1	2.2	2.3
M_B , дБ	2.4	2.3	2.2	2.1	2.0	1.9	1.8	1.7	1.6	1.5
E_J , В	11	10	9	10	11	12	11	10	9	10
R_H , кОм	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	1.6	1.7	1.8	1.9

2.4. Приклад розв'язання

Розрахувати параметри підсилювального каскаду на біполярно-му транзисторі КТ317Б, включеному за схемою з спільним емітером, якщо $K_U = 26$ дБ, $f_H = 50$ Гц, $f_B = 55$ кГц, $M_H = 1.3$ дБ, $M_B = 2.5$ дБ, $E_J = 12$ В, $R_H = 1.3$ кОм, $R_{ДЖ} = 0.05 R_H = 0.05 \cdot 1300 = 65$ Ом. При проведенні розрахунків буду використовувати вхідну та вихідну статичні характеристики транзистора (рис. 2.4).

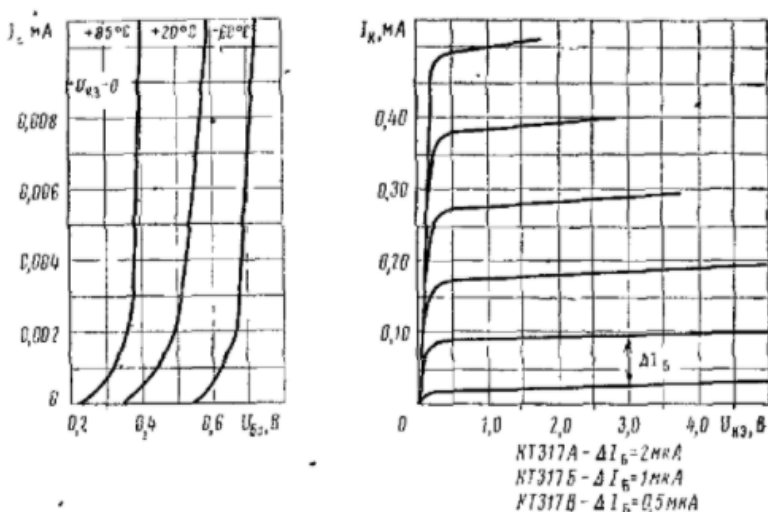


Рис. 2.4. Статичні характеристики транзистора КТ317Б

1. Спочатку проводимо розрахунок підсилювального каскаду за постійним струмом. За умовою симетрії робочої точки та задля забезпечення максимально можливої амплітуди напруги на виході

потенціал на колекторі вибирають як половину напруги живлення, тобто $U_K = 0.5 E_{Ж}$. Потенціал емітера та спад напруги на опорі фільтра вибирають як $U_E \approx U_{R_{\phi}} \approx (0.05 \dots 0.15) \cdot E_{Ж}$. Тоді $U_{KE} \approx U_{R_K} \approx 0.5 (E_{Ж} - U_E)$. Однак за другим законом Кірхгофа обов'язковим є виконання умови $U_{KE} + U_{R_K} + U_E + U_{R_{\phi}} = E_{Ж}$. Тому:

$$\begin{aligned} U_K &= 0,5 \cdot E_{Ж} = 0,5 \cdot 12 = 6 \text{ В}; \\ U_E = U_{R_{\phi}} &= 0,1 \cdot E_{Ж} = 0,1 \cdot 12 = 1,2 \text{ В}; \\ U_{KE} = U_{R_K} &= 0,4 E_{Ж} = 0,4 \cdot 12 = 4,8 \text{ В}. \end{aligned}$$

За сімейством вихідних статичних характеристик транзистора вибираю струм бази (при цьому в більшості практичних випадків вибирають другу, третю, четверту або п'яту статичні характеристики транзистора, не рахуючи характеристику для режиму холостого ходу на вході при $I_B = 0$). На перетині вибраної статичної характеристики та вертикальної прямої лінії для розрахованого значення напруги $U_{KE} = 4,8 \text{ В}$ відмічаємо робочу точку транзистора і для неї визначаємо значення постійного струму колектора $I_K = 0,195 \text{ мА}$. Далі за вхідною характеристикою транзистора для $U_{KE} \neq 0$ та вибраного струму бази $I_B = 2 \text{ мкА}$ визначаю спад напруги між базою та емітером транзистора $U_{BE} = 0,49 \text{ В}$.

Параметри транзистора в робочій точці (струм емітера та статичний коефіцієнт передачі струму транзистора, включеного за схемою з СЕ):

$$\begin{aligned} I_E &= I_B + I_K = 0,195 + 0,002 = 0,197 \text{ мА}; \\ h_{21E} &= \frac{I_K}{I_B} = \frac{0,195 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-6}} = 97,5. \end{aligned}$$

За довідником по транзисторах необхідно перевірити, чи не перевищує розраховане значення h_{21E} максимально допустимого для даного транзистора (для транзистора КТ317Б $h_{21E..max} = 120$, тобто розрахунок можна продовжувати).

Розрахуємо опори резисторів в колах колектора та емітера:

$$R_K = \frac{U_{R_K}}{I_K} = \frac{4,8}{0,195 \cdot 10^{-3}} = 24,615 \text{ кОм};$$

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} = \frac{1.2}{0.197 \cdot 10^{-3}} = 6.091 \text{ кОм.}$$

Для розрахунку подільника в колі бази маємо задатися струмом подільника, який вибираємо в діапазоні (5÷15) I_B для підвищення стабільності роботи схеми. Вибираємо $I_{II} = 10 \cdot I_B = 10 \cdot 0.002 = 0.02 \text{ мА}$, тоді:

$$R_1 = \frac{E_{Ж} - U_{R_{\phi}} - U_B}{I_{II} + I_B} = \frac{E_{Ж} - U_{R_{\phi}} - U_{BE} - U_E}{I_{II} + I_B} =$$

$$= \frac{12 - 1.2 - 0.49 - 1.2}{(0.02 + 0.002) \cdot 10^{-3}} = 414.1 \text{ кОм};$$

$$R_2 = \frac{U_B}{I_{II}} = \frac{U_{BE} + U_E}{I_{II}} = \frac{0.49 + 1.2}{0.02 \cdot 10^{-3}} = 84.5 \text{ кОм};$$

$$R_{\phi} = \frac{U_{R_{\phi}}}{I_K + I_{II} + I_B} = \frac{1.2}{(0.195 + 0.02 + 0.002) \cdot 10^{-3}} = 5.53 \text{ кОм.}$$

За вхідною та вихідною характеристиками транзистора визначимо вхідний і вихідний опори транзистора (як відношення приростів напруг і струмів в робочій точці) та його крутизну:

$$R_{BX} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{0.08}{0.002 \cdot 10^{-3}} = 40 \text{ кОм};$$

$$R_{ВИХ} = \frac{\Delta U_{KE}}{\Delta I_K} = \frac{2}{0.015 \cdot 10^{-3}} = 133.3 \text{ кОм};$$

$$S = \frac{h_{21E} \Delta I_B}{\Delta U_{BE}} = \frac{97.5 \cdot 0.002}{0.08} = 2.438 \frac{\text{мА}}{\text{В}}.$$

Еквівалентні вхідний і вихідний опори підсилювача:

$$R_{BX.EKB} = \frac{1}{R_1^{-1} + R_2^{-1} + R_{BX}^{-1}} = \frac{1}{1/414100 + 1/84500 + 1/40000} = 25478 \text{ Ом};$$

$$R_{ВИХ.EKB} = \frac{1}{R_K^{-1} + R_H^{-1} + R_{ВИХ}^{-1}} = \frac{1}{1/24615 + 1/1300 + 1/133300} = 1223 \text{ Ом.}$$

На цьому розрахунок підсилювача за постійним струмом закінчено, тому переходимо до обчислень на змінному струмі.

2. Коефіцієнт підсилення напруги в діапазоні середніх частот:

$$K_U = SR_{BIX.EKB} = 0.002438 \cdot 1223 = 2.98 \quad (9.49 \text{ дБ}),$$

За розрахунками отримано коефіцієнт підсилення напруги, менший заданого в завданні ($K_{U.зад} = 26$ дБ). Збільшити його до заданого значення, змінюючи режим роботи транзистора, не можна. Підвищити його можна при збільшенні опору навантаження, наприклад, до 20 кОм.

Тоді отримаємо такі результати:

$$R_{BIX.EKB} = \frac{1}{R_K^{-1} + R_H^{-1} + R_{BIX}^{-1}} = \frac{1}{1/24615 + 1/20000 + 1/133300} = 11190 \text{ Ом}.$$

$$K_U = SR_{BIX.EKB} = 0.002438 \cdot 10190 = 24.843 \quad (27.9 \text{ дБ}).$$

Коефіцієнти підсилення каскаду за струмом та потужністю:

$$K_I = \frac{K_U R_{BIX.EKB}}{R_{BIX.EKB}} = \frac{24.843 \cdot 25478}{11190} = 56.564 \quad (35.05 \text{ дБ});$$

$$K_P = K_U K_I = 24.843 \cdot 56.564 = 1405.2 \quad (31.48 \text{ дБ}).$$

Ємності розділових конденсаторів C_{P1} та C_{P2} визначаємо за умови, що частотні спотворення на нижній частоті робочого діапазону $f_H = 50$ Гц не перевищують 1.3 дБ. Для цього розділимо задані частотні спотворення між двома конденсаторами порівну, тобто $M_{H.номр} = 0.65 \text{ дБ} = 1.078$, тоді:

$$\begin{aligned} C_{P1} &\geq \frac{1}{2\pi f_H R_{BIX.EKB} \sqrt{M_{H.номр}^2 - 1}} = \\ &= \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 50 \cdot 25478 \cdot \sqrt{1.078^2 - 1}} = 0.31 \text{ мкФ}; \\ C_{P2} &\geq \frac{1}{2\pi f_H R_{BIX.EKB} \sqrt{M_{H.номр}^2 - 1}} = \\ &= \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 50 \cdot 11190 \cdot \sqrt{1.078^2 - 1}} = 0.7 \text{ мкФ}. \end{aligned}$$

Для того, щоб перевірити, чи не будуть частотні спотворення на верхній частоті перевищувати заданого значення 2.5 дБ, знайдемо сталу часу на верхній частоті робочого діапазону:

$$\tau_B = C_0 R_{ВИХ.ЕКВ} = (C_{ВИХ} + C_M) \cdot R_{ВИХ.ЕКВ} = [C_K(1 + h_{21E}) + C_M] \times \\ \times R_{ВИХ.ЕКВ} = [11 \cdot 10^{-12} \cdot (1 + 97.5) + 10 \cdot 10^{-12}] \cdot 11190 = 12.2 \cdot 10^{-6} \text{ с,}$$

де $C_K = 11 \text{ нФ}$ – ємність колекторного переходу транзистора;

$C_M = (5 \div 15) \text{ нФ}$ – ємність монтажу.

Перевіримо, чи виконуватиметься умова $M_B \leq 2.5 \text{ дБ} = 1.334$ для верхньої частоти робочого діапазону:

$$f_B = 55 \text{ кГц} \leq \frac{\sqrt{M_B^2 - 1}}{2\pi \tau_B} = \frac{\sqrt{1.334^2 - 1}}{2\pi \cdot 12.2 \cdot 10^{-6}} = 11.5 \text{ кГц,}$$

що не задовольняє вихідні дані.

Зменшити частотні спотворення на верхній частоті робочого діапазону можна, зменшивши еквівалентний вихідний опір, однак це призведе до зменшення коефіцієнту підсилення напруги, який реалізовано відповідно до вимог завдання. Тому робимо висновок, що одночасне виконання вимог і для коефіцієнта підсилення напруги, і для частотних спотворень на верхній частоті робочого діапазону, не можливе.

Ємність емітерного конденсатора:

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi f_H R_E} = \frac{10}{2\pi \cdot 50 \cdot 6091} = 5.23 \text{ мкФ,}$$

а ємність фільтра C_Φ (блокувального конденсатора) обчислюємо за значенням внутрішнього опору джерела живлення:

$$C_\Phi \geq \frac{10}{2\pi f_H R_{дж}} = \frac{10}{2\pi \cdot 50 \cdot 65} = 490 \text{ мкФ.}$$

Таким чином, розраховано номінали елементів підсилювача, які необхідно забезпечити для реалізації заданих технічних вимог.

Виберемо типові номінали елементів підсилювача:

$$R_K = R_{K1} + R_{K2} = 24300 \text{ Ом} + 316 \text{ Ом};$$

$$R_E = R_{E1} + R_{E2} = 6040 \text{ Ом} + 51 \text{ Ом};$$

$$R_1 = R_{1.1} + R_{1.2} = 412000 \text{ Ом} + 2100 \text{ Ом};$$

$$R_2 = R_{2.1} + R_{2.2} = 84500 \text{ Ом} + 110 \text{ Ом};$$

$$R_\Phi = 5490 \text{ Ом}; \quad C_{P1} = 1 \text{ мкФ}; \quad C_{P2} = 1 \text{ мкФ};$$

$$C_E = 10 \text{ мкФ}; \quad C_\Phi = 510 \text{ мкФ.}$$

Розсіювані потужності всіх резисторів будуть меншими 0.125 Вт, а допустимі напруги конденсаторів достатньо вибрати більшими

напруги джерела живлення 12 В.

Таким чином:

R_{K1} : C2-33-0.125-24.3 кОм $\pm 5\%$;

R_{K2} : C2-33-0.125-316 Ом $\pm 5\%$;

R_{E1} : C2-33-0.125-6.04 кОм $\pm 5\%$;

R_{E2} : C2-33-0.125-51 Ом $\pm 5\%$;

$R_{1,1}$: C2-33-0.125-412 кОм $\pm 5\%$;

$R_{1,2}$: C2-33-0.125-2.1 кОм $\pm 5\%$;

$R_{2,1}$: C2-33-0.125-84.5 кОм $\pm 5\%$;

$R_{2,2}$: C2-33-0.125-110 Ом $\pm 5\%$;

R_{ϕ} : C2-33-0.125-5.49 кОм $\pm 5\%$;

C_{P1} : K50-35-1 мкФ $\times 15$ В $\pm 20\%$;

C_{P2} : K50-35-1 мкФ $\times 15$ В $\pm 20\%$;

C_E : K50-35-10 мкФ $\times 15$ В $\pm 20\%$;

C_{ϕ} : K50-35-510 мкФ $\times 15$ В $\pm 20\%$.

Електрична схема спроектованого попереднього підсилювально-го каскаду на транзисторі наведена на рис. 2.5.

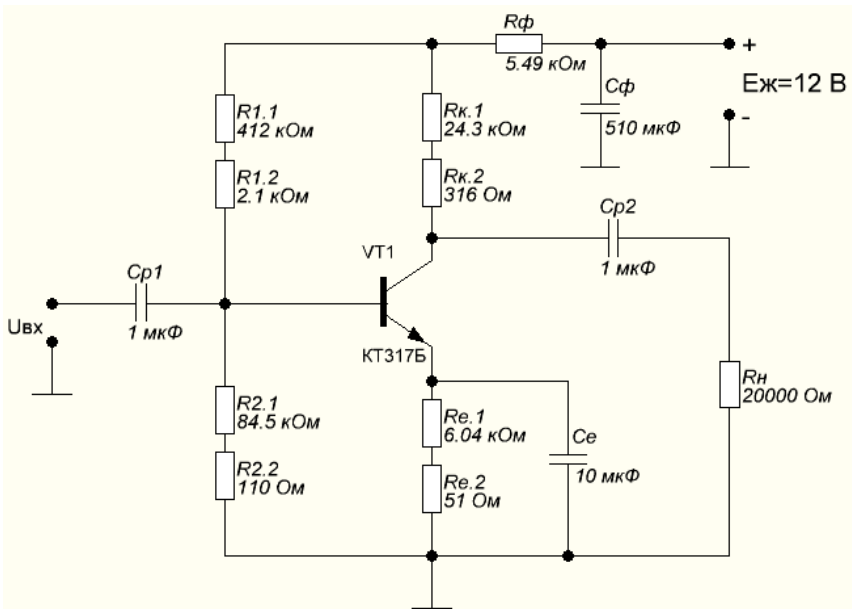


Рис. 2.5. Електрична схема спроектованого попереднього підсилювального каскаду на транзисторі

2.5. Результати моделювання спроектованого підсилювача

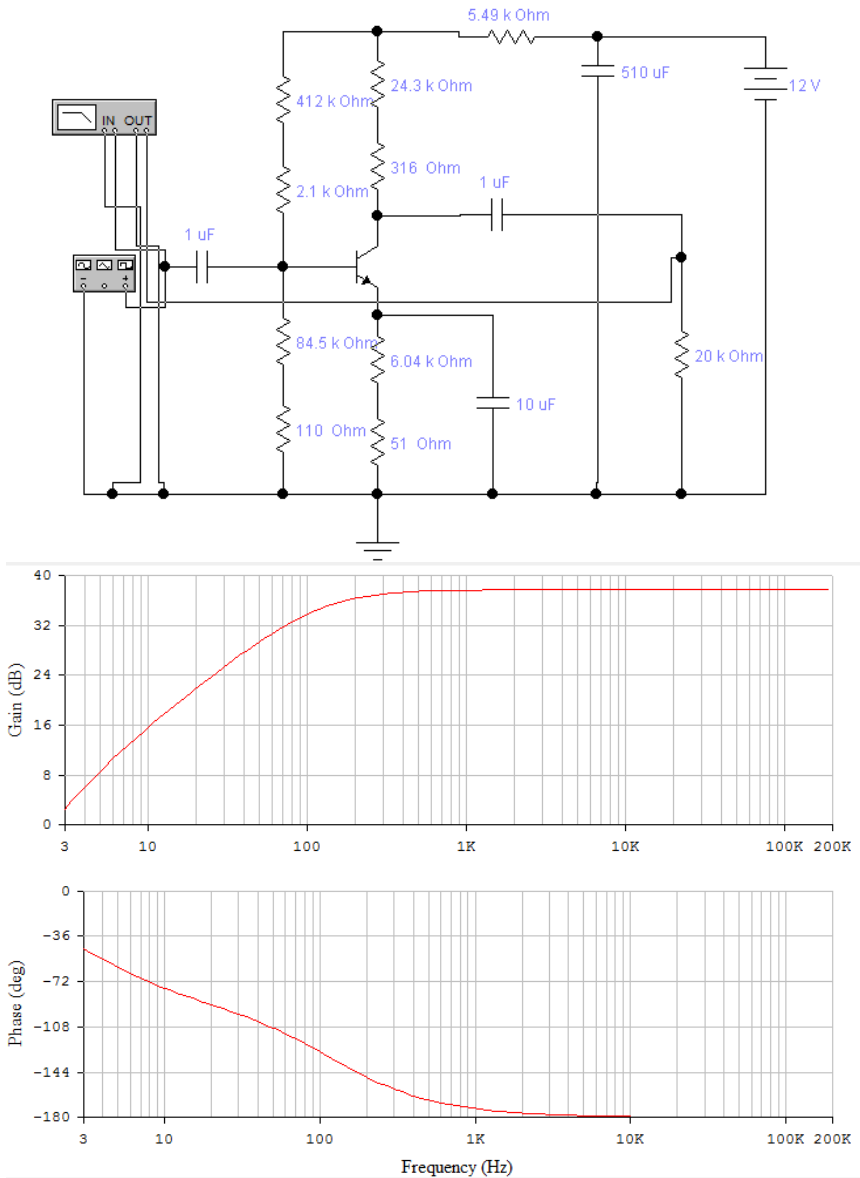


Рис. 2.6. Частотні характеристики спроектованого попереднього підсилювального каскаду на транзисторі

2.6. Контрольні питання

1. За якими ознаками класифікують електронні підсилювачі?
2. Чому підсилювачі постійного струму вірніше називати підсилювачами напруги та струму, що змінюються повільно?
3. До якого типу слід віднести підсилювач, у якого відношення верхньої частоти підсилюваних сигналів до нижньої складає 800?
4. У скільки разів зміниться напруга сигналу на виході підсилювача, якщо його підсилення збільшиться на 32 дБ?
5. Поясніть основні причини появи власних шумів у підсилювачі.
6. Складіть структурну схему установки для зняття амплітудної та амплітудно-частотної характеристик підсилювача.
7. Складіть еквівалентну схему підсилювача, до вхідного кола якого підключений генератор струму. Чим відрізняються режими роботи вхідного кола підсилювача з генератором напруги та генератором струму?
8. Поясніть появу нелінійних спотворень в транзисторному підсилювачі, користуючись вихідними характеристиками транзистора.
9. Поясніть фізичний зміст коефіцієнта нелінійних спотворень (гармонік).
10. Якими причинами можна пояснити завал частотної характеристики ПНЧ на нижніх частотах?
11. Наведіть причини виникнення фазових спотворень в транзисторному підсилювачі.
12. Нарисуйте електричні схеми типових каскадів попереднього підсилення на біполярному та польовому (уніполярному) транзисторах, а також порівняйте їх властивості та призначення елементів.
13. Як пояснити фазовий зсув у 180° між вхідною і вихідною напругами в схемі резистивного каскаду з спільним емітером?

Робота 3. Проектування узгоджувального підсилювального каскаду на транзисторі

3.1. Мета роботи

Вивчити методику проектування узгоджувального підсилювального каскаду на транзисторі за схемою з спільним колектором.

3.2. Теоретичні відомості

Схема резистивного підсилювального каскаду з спільним колектором та складним подільником в колі бази зображена на рис. 3.1.

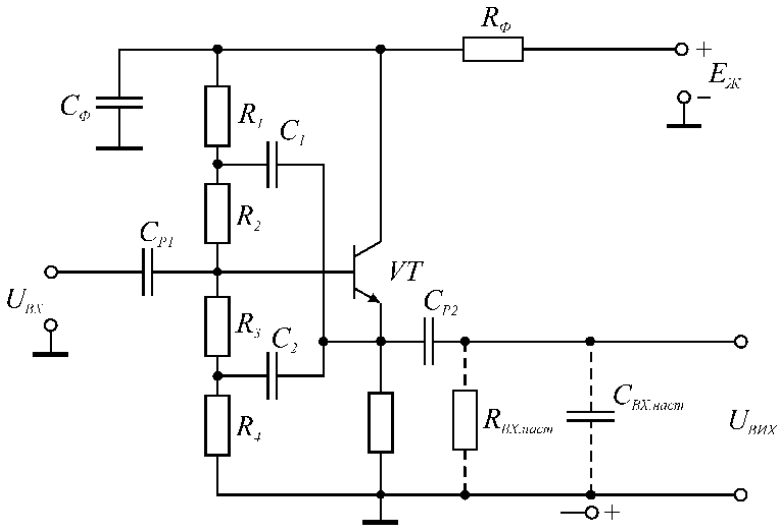


Рис. 3.1. Електрична схема емітерного повторювача

В такій схемі потрібна жорстка температурна стабілізація режиму емітерного повторювача за постійним струмом (при $I_{под} \gg I_B$), однак базовий подільник високоомним реалізувати складно. Тому використовується компенсація впливу температури на вхідний опір емітерного повторювача за допомогою позитивного зворотного зв'язку, який заводиться з виходу на кожний з опорів нижнього та верхнього плечей базового подільника через конденсатори C_1 та C_2 (рис. 3.1). Особливостями емітерного повторювача (відносно схеми з спільним емітером) є високий вхідний та низький вихідний опори

підсилювача, широка смуга пропускання і великий коефіцієнт підсилення струму (однак коефіцієнт підсилення напруги приблизно дорівнює одиниці). Таке співвідношення опорів в схемі підсилення дозволяє використовувати її як узгоджувальний каскад.

3.3. Порядок виконання роботи

Розрахувати параметри схеми емітерного повторювача (значення опорів резисторів та ємностей конденсаторів, коефіцієнти підсилення струму та напруги, а також реалізоване значення верхньої частоти смуги пропускання) на біполярному транзисторі (БТ), включеному за схемою з спільним колектором (рис. 3.1), для отримання коефіцієнта підсилення потужності K_P в діапазоні частот $f_H \div f_B$ при значеннях коефіцієнтів частотних спотворень M_H та M_B , якщо задані напруга живлення E_J , вхідний опір наступного каскаду за змінним струмом $R_{ВХН}$ та вхідна ємність наступного каскаду $C_{ВХН}$. При обчисленнях використовувати вхідну та вихідну статичні характеристики заданого транзистора. Індивідуальні значення параметрів за варіантами наведені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1.

Індивідуальні значення параметрів до роботи 3

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тип БТ	КТ357В	КТ361Е	КТ364В	КТ369Б	КТ347А	КТ354А	КТ355А	КТ360Б	КТ363Б	КТ367А
K_P , дБ	22	23	24	25	26	27	28	29	30	29
f_H , Гц	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140
f_B , кГц	400	410	420	430	440	450	460	470	480	490
M_H , дБ	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4
M_B , дБ	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.45
E_J , В	12	11	10	9	10	11	12	11	10	9
$R_{ВХН}$, Ом	650	670	690	710	730	750	770	790	810	830
$C_{ВХН}$, пФ	40	45	50	55	60	65	70	75	80	85

№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Тип БТ	КТ368Б	КТ370А	КТ371А	КТ372Б	КТ375А	КТ379Б	КТ380А	КТ385А	ГТ346Б	ГТ362А
K_P , дБ	28	27	26	25	24	23	22	21	20	21
f_H , Гц	150	160	170	180	190	200	190	180	170	160
f_B , кГц	500	510	520	530	540	550	560	570	580	590
M_H , дБ	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	2.0	2.1	2.2	2.3	2.4
M_B , дБ	0.4	0.35	0.3	0.25	0.2	0.15	0.1	0.15	0.2	0.25
E_J , В	10	11	12	11	10	9	10	11	12	11
$R_{ВХН}$, Ом	850	870	890	910	930	950	970	990	1000	990
$C_{ВХН}$, пФ	90	95	100	95	90	85	80	75	70	65

№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Тип БТ	КТ301Б	КТ307А	КТ312А	КТ317Б	КТ332А	КТ333В	КТ340Б	КТ342А	КТ343В	КТ348А
K_P , дБ	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
f_H , Гц	150	140	130	120	110	100	90	80	70	60
f_B , кГц	600	610	620	630	640	650	660	670	680	690
M_H , дБ	2.5	2.6	2.7	2.8	2.7	2.6	2.5	2.4	2.3	2.2
M_B , дБ	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.45	0.4	0.35	0.3	0.25
E_J , В	10	9	10	11	12	11	10	9	10	11
$R_{ВХН}$, Ом	970	950	930	910	890	870	850	830	810	790
$C_{ВХН}$, пФ	60	55	50	45	40	45	50	55	60	65

№ вар.	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
Тип БТ	КТ373Г	КТ384А	КТ391А	КТС395А	КТ3102В	КТ3107Ж	КТ306В	КТ325А	КТ313А	ГТ330И
K_P , дБ	32	31	30	29	28	27	26	25	24	23
f_H , Гц	50	40	30	40	50	60	70	80	90	100
f_B , кГц	700	710	720	730	740	750	760	770	780	790
M_H , дБ	2.1	2.0	1.9	1.8	1.7	1.6	1.5	1.4	1.3	1.2
M_B , дБ	0.2	0.15	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45
E_J , В	12	11	10	9	10	11	12	11	10	9
$R_{ВХН}$, Ом	770	750	730	710	690	670	650	630	610	590
$C_{ВХН}$, пФ	70	75	80	85	90	95	100	95	90	85

№ вар.	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
Тип БТ	КТ349Б	КТ313Б	КТ316Г	КТ324А	КТ325Б	КТ339А	КТ345А	КТ350А	КТ351Б	КТ352А
K_P , дБ	22	21	20	21	22	23	24	25	26	27
f_H , Гц	110	120	130	140	150	160	170	180	190	200
f_B , кГц	800	810	820	830	840	850	860	870	880	890
M_H , дБ	1.1	1.0	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7
M_B , дБ	0.5	0.55	0.6	0.65	0.7	0.65	0.6	0.55	0.5	0.45
E_J , В	10	11	12	11	10	9	10	11	12	11
$R_{ВХН}$, Ом	570	550	530	510	490	470	450	430	410	390
$C_{ВХН}$, пФ	80	75	70	65	60	55	50	45	40	35

3.4. Приклад розв'язання

Розрахуємо параметри емітерного повторювача на біполярному транзисторі КТ351Б (рис. 3.1), якщо $K_P = 28$ дБ, $f_H = 190$ Гц, $f_B = 880$ кГц, $M_H = 1.6$ дБ, $M_B = 0.5$ дБ, $E_J = 12$ В, $R_{ВХН} = 0.46$ кОм, $C_{ВХН} = 40$ нФ. При проведенні розрахунків будемо використовувати вхідну та вихідну статичні характеристики транзистора (рис. 3.2).

1. Спочатку проводимо розрахунок параметрів транзистора підсилювального каскаду, а спади напруг в різних точках схеми пропонується вибирати так:

$$U_{R_{\Phi}} = (0.05 \dots 0.15) E_{Ж}; \quad U_E = (0.25 \dots 0.55) E_{Ж};$$

$$U_{KE} = E_{Ж} - U_{R_{\Phi}} - U_E,$$

що забезпечує зменшення рівня шумів.

$$\text{Виберемо } U_{R_{\Phi}} = 0.1 E_{Ж} = 0.1 \cdot 12 = 1.2 \text{ В},$$

$$U_E = 0.5 E_{Ж} = 0.5 \cdot 12 = 6 \text{ В},$$

$$U_{KE} = E_{Ж} - U_{R_{\Phi}} - U_E = 12 - 1.2 - 6 = 4.8 \text{ В}.$$

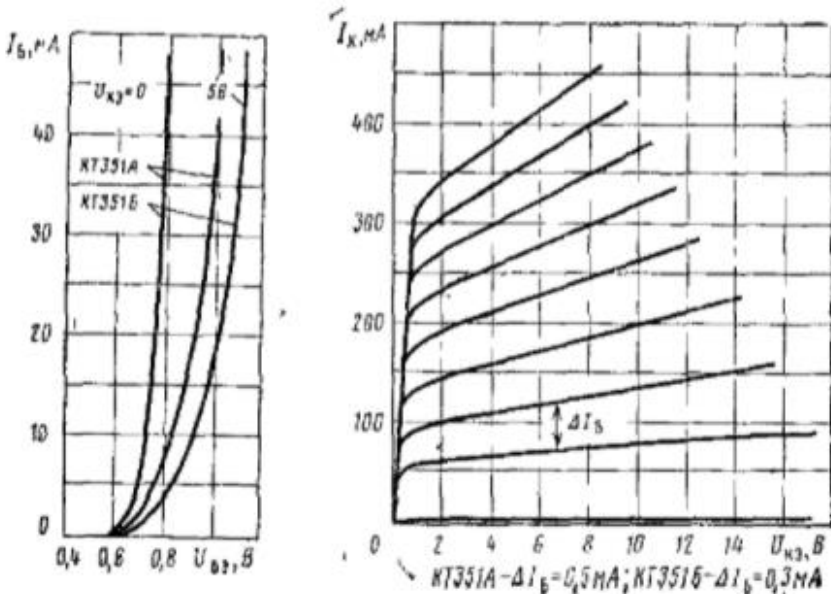


Рис. 3.2. Статичні характеристики транзистора КТ351В

За статичними характеристиками транзистора вибираєм:

$$I_B = 0.9 \text{ мА}, \quad I_K = 165 \text{ мА}, \quad U_{BE} = 0.85 \text{ В}, \quad I_E = I_K + I_B = 165.9 \text{ мА},$$

$$h_{21E} = \frac{165}{0.9} = 183.3 < h_{21E \max} = 200$$

Значення опору резистора R_H :

$$R_H = \frac{U_E}{I_E} = \frac{6}{165.9 \cdot 10^{-3}} = 36.2 \text{ Ом}.$$

Для розрахунку опорів базового подільника напруги виберемо $I_{под} = (10 \dots 15) I_B = 10 \cdot 0.9 = 9 \text{ мА}$, тоді:

$$R_{B1} = R_1 + R_2 = \frac{E_{Ж} - U_{R_{\Phi}} - U_B}{I_{нод} + I_B} = \frac{12 - 1.2 - 0.85 - 6}{(9 + 0.9) \cdot 10^{-3}} = 400 \text{ Ом};$$

$$R_{B2} = R_3 + R_4 = \frac{U_{BE} + U_E}{I_{нод}} = \frac{0.85 + 6}{9 \cdot 10^{-3}} = 760 \text{ Ом}.$$

Опори резисторів R_1 , R_2 , R_3 і R_4 визначаються так:

$$R_2 = (0.3 \dots 0.5) R_{B1} = 0.5 \cdot 400 = 200 \text{ Ом};$$

$$R_1 = R_{B1} - R_2 = 400 - 200 = 200 \text{ Ом};$$

$$R_4 = (0.3 \dots 0.5) R_{B2} = 0.5 \cdot 760 = 380 \text{ Ом};$$

$$R_3 = R_{B2} - R_4 = 760 - 380 = 380 \text{ Ом}.$$

Ємності конденсаторів C_1 та C_2 розраховуються за умови їх малого опору порівняно до опорів відповідних резисторів на нижній частоті робочого діапазону частот:

$$C_1 \geq \frac{1}{0.2\pi f_H R_2} = \frac{1}{0.2 \cdot 3.14 \cdot 190 \cdot 200} = 41.9 \text{ мкФ};$$

$$C_2 \geq \frac{1}{0.2\pi f_H R_3} = \frac{1}{0.2 \cdot 3.14 \cdot 190 \cdot 380} = 22 \text{ мкФ}.$$

Опір резистора R_{Φ} обчислюють так:

$$R_{\Phi} = \frac{U_{R_{\Phi}}}{I_K + I_{нод} + I_B} = \frac{U_{R_{\Phi}}}{I_E + I_{нод}} = \frac{1.2}{(165.9 + 9) \cdot 10^{-3}} = 6.86 \text{ Ом}.$$

Вхідний та вихідний опір транзистора за схемою з спільним емітером, а також його крутизна:

$$R_{BX.CE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{0.07}{1 \cdot 10^{-3}} = 70 \text{ Ом};$$

$$R_{ВИХ.CE} = \frac{\Delta U_{KE}}{\Delta I_K} = \frac{4}{30 \cdot 10^{-3}} = 133.3 \text{ Ом};$$

$$S = \frac{h_{21E} \Delta I_B}{\Delta U_{BE}} = \frac{183.3 \cdot 1}{0.07} = 2.619 \frac{A}{B}.$$

2. Опір навантаження каскаду для змінного струму

$$R_{\Sigma} = \frac{R_H \cdot R_{BX.наст}}{R_H + R_{BX.наст}} = \frac{36.2 \cdot 460}{36.2 + 460} = 33.6 \text{ Ом}.$$

Коефіцієнт передачі напруги емітерного повторювача:

$$K_U = \frac{SR_\Sigma}{1 + SR_\Sigma} = \frac{2.619 \cdot 33.6}{1 + 2.619 \cdot 33.6} = 0.989 .$$

Вхідний і вихідний опори транзистора за схемою емітерного повторювача:

$$R_{BX.ЕП} = R_{BX.СЕ}(1 + SR_\Sigma) = 70 \cdot (1 + 2.619 \cdot 33.6) = 6.23 \text{ кОм} ;$$

$$R_{ВИХ.ЕП} = \frac{R_{ВИХ.СЕ}}{1 + SR_\Sigma} = \frac{133.3}{1 + 2.619 \cdot 33.6} = 1.5 \text{ Ом} .$$

Вхідний та вихідний опори підсилювача:

$$R_{BX.ЕП.екв} = R_{BX.ЕП} \left\| \left[R_1 + \frac{R_2}{1 - K_U} \right] \right\| \left\| \left[R_4 + \frac{R_3}{1 - K_U} \right] \right\| =$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{R_{BX.ЕП}} + \frac{1}{R_1 + \frac{R_2}{1 - K_U}} + \frac{1}{R_4 + \frac{R_3}{1 - K_U}}} =$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{6230} + \frac{1}{200 + \frac{200}{1 - 0.989}} + \frac{1}{380 + \frac{380}{1 - 0.989}}} = 4106 \text{ Ом} ;$$

$$R_{ВИХ.ЕП.екв} = \frac{1}{S} \left\| R_\Sigma \right\| R_{ВИХ.ЕП} = \frac{1}{S + \frac{1}{R_\Sigma} + \frac{1}{R_{ВИХ.ЕП}}} =$$

$$\frac{1}{2.619 + \frac{1}{33.6} + \frac{1}{1.5}} = 0.302 \text{ Ом} .$$

Коефіцієнти підсилення емітерного повторювача за струмом та потужністю:

$$K_I = \frac{R_{BX.ЕП.екв}}{R_{ВИХ.ЕП.екв}} K_U = \frac{4106 \cdot 0.989}{0.302} = 13446 \quad (82.57 \text{ дБ}) ;$$

$$K_{P,роз} = K_U K_I = 0.989 \cdot 13446 = 13298 \quad (41.24 \text{ дБ}) .$$

Розраховане значення коефіцієнта підсилення потужності більше заданого в завданні $K_P = 28 \text{ дБ}$.

3. Ємність розв'язувального фільтра:

$$C_{\Phi} \geq \frac{1}{0.2\pi f_H R_{\Phi}} = \frac{1}{0.2 \cdot 3.14 \cdot 190 \cdot 6.86} = 1222 \text{ мкФ}.$$

Ємності розділових конденсаторів C_{P1} та C_{P2} розраховую за умови, що частотні спотворення на нижній частоті робочого діапазону $f_H = 190 \text{ Гц}$ менше заданого значення $M_H = 1.6 \text{ дБ}$. Прийmemo, що розділові конденсатори вносять однакові частотні спотворення, тобто $M_{H1} = M_{H2} = 0.8 \text{ дБ} = 1.096$. Тоді:

$$C_{P1} \geq \frac{1}{2\pi f_H R_{BХ.ЕП.екв} \sqrt{M_{H1}^2 - 1}} = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 190 \cdot 4106 \cdot \sqrt{1.096^2 - 1}} = 0.45 \text{ мкФ};$$

$$C_{P2} \geq \frac{1}{2\pi f_H R_{BИХ.ЕП.екв} \sqrt{M_{H2}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 190 \cdot 0.302 \cdot \sqrt{1.096^2 - 1}} = 6170 \text{ мкФ}.$$

4. Частотні спотворення в області високих частот:

$$M_{B.ЕП} = \sqrt{1 + m_{ЕП}^2} \sqrt{1 + \omega_B^2 \tau_{B.ЕП}^2},$$

де $m = \frac{F_B}{f_{zp}} = \frac{880 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^6} = 0.0088$ – частотний коефіцієнт;

$f_{zp} = 100 \text{ МГц}$ – гранична частота транзистора (визначається з довідника); $m_{ЕП} = \frac{m}{1 + SR_{\Sigma}} = \frac{0.0088}{1 + 2.619 \cdot 33.6} = 1 \cdot 10^{-4}$ – частотний коефіцієнт емітерного повторювача; $C_M = (10 \dots 20) \text{ пФ}$ – ємність монтажу;

$$C_0 = C_{BИХ} + C_M = C_K(1 + h_{21E}) + C_{BХ.H} + C_M =$$

$$20 \cdot (1 + 183.3) + 40 + 15 = 3741 \text{ нФ} -$$

еквівалентна паразитна ємність підсилювального каскаду;

$$\tau_{B.ЕП} = \frac{C_0 R_{\Sigma}}{1 + SR_{\Sigma}} = \frac{3741 \cdot 10^{-12} \cdot 33.6}{1 + 2.619 \cdot 33.6} = 1.412 \text{ нс} - \text{стала часу емітерного повторювача на верхній частоті};$$

$$M_{B.ЕП} = \sqrt{1 + (1 \cdot 10^{-4})^2} \sqrt{1 + (2 \cdot 3.14 \cdot 880 \cdot 10^3 \cdot 1.412 \cdot 10^{-9})^2} =$$

$$= 1.00003 \quad (0.00026 \text{ дБ}).$$

Розраховане значення частотних спотворень менше заданого $M_{B,зад} = 0.5$ дБ).

Вибираю типові номінали елементів підсилювача:

$$R_H = 36 \text{ Ом}; \quad R_1 = R_2 = 200 \text{ Ом}; \quad R_3 = R_4 = 390 \text{ Ом};$$

$$R_{\Phi} = 6.8 \text{ Ом}; \quad C_{P1} = 1 \text{ мкФ}; \quad C_{P2} = 6200 \text{ мкФ};$$

$$C_1 = 43 \text{ мкФ}; \quad C_2 = 43 \text{ мкФ}; \quad C_{\Phi} = 1300 \text{ мкФ}.$$

Розсіювані потужності всіх резисторів будуть складати величину, меншу 0.125 Вт, а допустимі напруги конденсаторів достатньо вибрати більшими напруги живлення 10 В.

Таким чином:

$$R_H: \text{C2-33-0.125-36 Ом} \pm 5\%;$$

$$R_1: \text{C2-33-0.125-200 Ом} \pm 5\%;$$

$$R_2: \text{C2-33-0.125-200 Ом} \pm 5\%;$$

$$R_3: \text{C2-33-0.125-390 Ом} \pm 5\%;$$

$$R_4: \text{C2-33-0.125-390 Ом} \pm 5\%;$$

$$R_{\Phi}: \text{C2-33-0.125-6.8 Ом} \pm 5\%;$$

$$C_{P1}: \text{K50-35-1 мкФ} \times 10 \text{ В} \pm 20\%; \quad C_{P2}: \text{K50-35-6.2 мФ} \times 10 \text{ В} \pm 20\%;$$

$$C_1: \text{K50-35-43 мкФ} \times 16 \text{ В} \pm 20\%; \quad C_2: \text{K50-35-43 мкФ} \times 16 \text{ В} \pm 20\%;$$

$$C_{\Phi}: \text{K50-35-1300 мкФ} \times 10 \text{ В} \pm 20\%.$$

Електрична схема спроектованого узгоджувального підсилювального каскаду на транзисторі наведена на рис. 3.3.

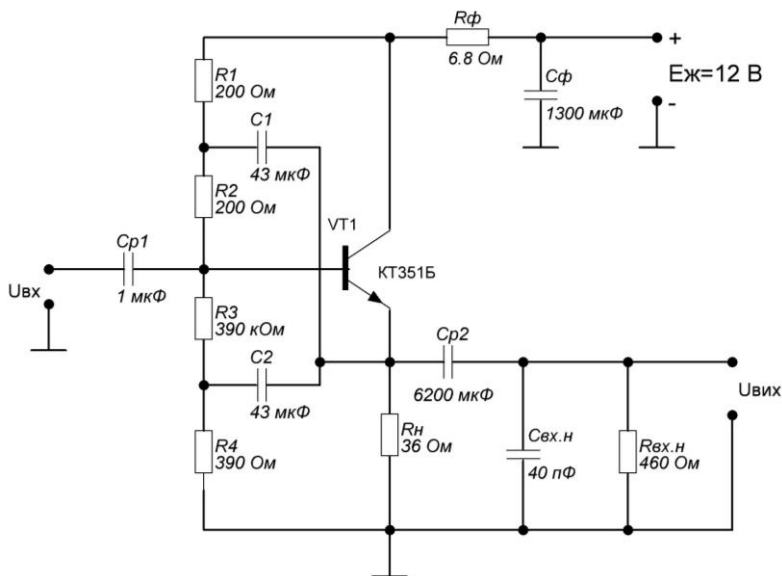


Рис. 3.3. Електрична схема спроектованого узгоджувального підсилювального каскаду на транзисторі

3.5. Результати моделювання спроектованого підсилювача

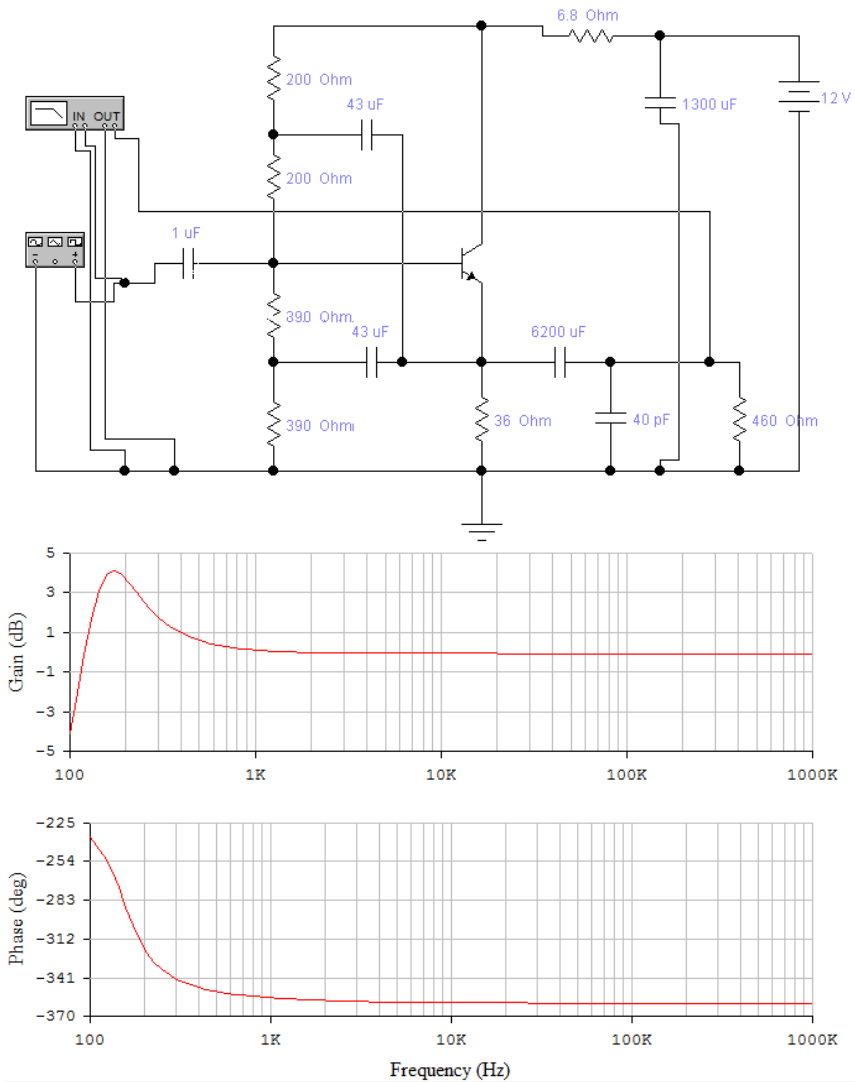


Рис. 3.4. Частотні характеристики спроектованого узгоджувального підсилювального каскаду на транзисторі

3.6. Контрольні питання

1. Поясніть фізичний зміст поняття “оптимальний опір наванта-

ження” підсилювального каскаду.

2. Чому розділові конденсатори в схемах транзисторних ПНЧ в більшості схем електролітичні?

3. Чи впливає величина ємності розділових конденсаторів на форму АЧХ попередніх каскадів підсилювача?

4. Чому в області середніх частот АЧХ транзисторного ПНЧ йде паралельно осі частот?

5. Розкажіть про специфічні особливості вихідних каскадів ПНЧ у порівнянні з каскадами попереднього підсилення.

6. Для чого в схемах ПНЧ використовують вихідні трансформаторні зв'язки?

7. Чому при однаковій потужності габаритні розміри вихідного трансформатора у двотактному вихідному каскаді менші, ніж в однотактному?

8. Вкажіть основні переваги двотактного вихідного каскаду перед однотактним.

9. Поясніть призначення та особливості схеми широкосмугового підсилювача.

Робота 4. Проектування транзисторного каскаду кінцевого підсилення

4.1. Мета роботи

Вивчити методику проектування транзисторного каскаду кінцевого підсилення, складеного за безтрансформаторною схемою з додатковою симетрією плечей.

4.2. Теоретичні відомості

Коли однотактний каскад підсилювача потужності не може використовуватися через деякі недоліки, а також коли потужність, що віддається одним транзистором, недостатня, застосовують двотактні схеми підсилювачів потужності (рис. 4.1). В двотактному каскаді використовують два однотипних транзистори, які працюють в однакових режимах. Кожен з транзисторів зі своїми колами складає плече каскаду. Вторинна обмотка трансформатора попереднього каскаду має вивід середньої точки.

Це потрібно для подачі на бази транзисторів двотактного каскаду двох рівних за величиною та протилежних за фазою напруг $U_{\text{вх.1}}$ та $U_{\text{вх.2}}$. Вхідний трансформатор має вивід від середньої точки первинної обмотки. Резистори R_G^I та R_G^{II} утворюють подільник напруги, що забезпечує потрібну напругу зміщення на базах транзисторів. Через середній вивід трансформатора T_2 постійна напруга подається також на колектори транзисторів. Кожне плече, взяте окремо, є звичайним каскадом підсилення потужності з трансформаторним виходом, проте сумісна робота двох плечей надає каскаду нові якості.

Переваги двотактного підсилювача потужності максимально повно реалізуються при роботі транзисторів в режимі класу В. В такому режимі плечі двотактної схеми працюють по черговому, кожне протягом півперіоду сигналу. Тому струм колектора кожного транзистора є імпульсами у формі півсинусоїд, тобто кожне плече схеми працює з великими нелінійними спотвореннями сигналу. Незважаючи на це, підсумковий струм в первинній обмотці вихідного трансформатора визначається як $I = I_{\text{к.1}} - I_{\text{к.2}}$, а отже, і напруга в навантаженні R_n має форму, близьку до синусоїдальної. Графіки, що

ілюструють роботу двотактного каскаду в режимі класу В, зображені на рис. 4.2.

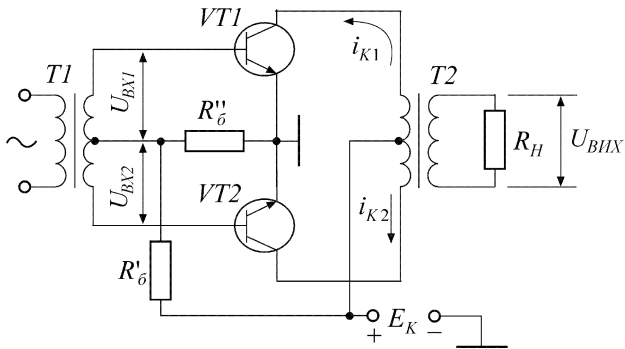


Рис. 4.1. Двотактний вихідний каскад транзисторного підсилювача

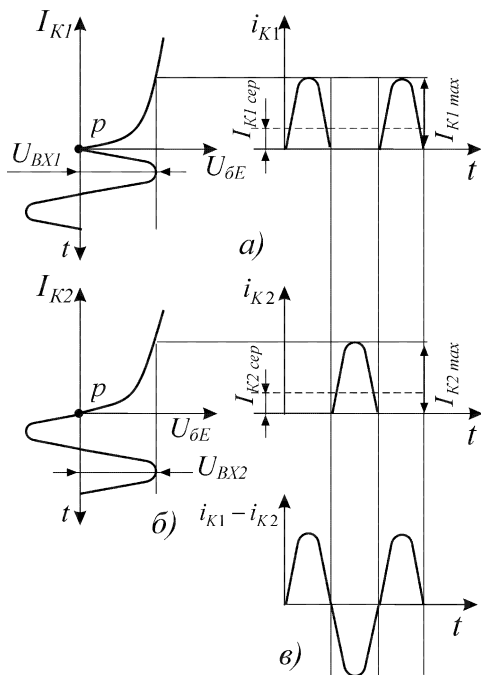


Рис. 4.2. Графічне пояснення роботи двотактного каскаду в режимі класу В: а – графік, що пояснює роботу першого плеча; б – графік, що пояснює роботу другого плеча; в – графік підсумкового струму в первинній обмотці вихідного трансформатора

Для отримання вихідної потужності більше 10 Вт застосовують двотактну схему підсилювача потужності (ПП), що дозволяє зменшити споживану від джерела живлення потужність і вибрати транзистори, які не потребують спеціальних заходів для відводу зайвого тепла. Оскільки опір навантаження підсилювача постійний, застосовується безтрансформаторна схема підсилювача потужності (БПП). Основною перевагою такої схеми ПП є відсутність узгоджувального трансформатора, що дає змогу зменшити масогабаритні показники конструкції підсилювача, окрім того, без особливих ускладнень реалізується достатньо широка смуга робочих частот. З усіх різновидів безтрансформаторних схем ПП найчастіше використовується схема з додатковою симетрією плечей (рис. 4.3), оскільки вона дає змогу застосувати вихідні транзистори одного типу та провідності, тому що вибір транзисторів різної провідності з ідентичними параметрами на таку потужність є трудомістким.

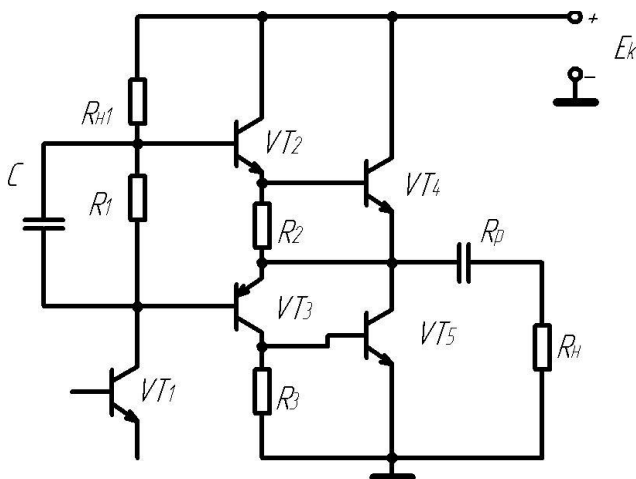


Рис. 4.3. Схема безтрансформаторного підсилювача потужності з додатковою симетрією плечей

Безтрансформаторна схема ПП з додатковою симетрією плечей має декілька транзисторів, різних за потужністю та типом провідності, що пов'язано з узгодженням вихідного опору плечей з низькоомним навантаженням.

4.3. Порядок виконання роботи

Розрахувати параметри схеми каскаду кінцевого підсилення та

номінали елементів схеми, якщо задані типи транзисторів схеми підсилювача (транзистори VT4 та VT5 однотипні); вихідна потужність $P_{вих}$; коефіцієнт підсилення потужності K_P ; опір навантаження R_H ; нижня та верхня частоти робочого діапазону f_H та f_B ; частотні спотворення в області нижніх та верхніх частот M_H та M_B ; напруга живлення E_K . Схема кінцевого каскаду підсилення наведена на рис. 4.3. Індивідуальні значення параметрів за варіантами наведені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1.

Індивідуальні значення параметрів до роботи 4

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тип VT1	КТ503А	КТ503Б	КТ503В	КТ503Г	КТ503А	КТ503Б	КТ503В	КТ503Г	КТ503А	КТ503Б
Тип VT2	КТ814А	КТ814В	КТ814Г	КТ814Б	КТ814Г	КТ814А	КТ814Б	КТ814В	КТ814Г	КТ814В
Тип VT3	КТ815А	КТ815Б	КТ815Г	КТ815Б	КТ815Г	КТ815А	КТ815Б	КТ815В	КТ815Г	КТ815В
Тип VT4	КТ819Г	КТ819Б	КТ819В	КТ819А	КТ819Б	КТ819В	КТ819А	КТ819Г	КТ819А	КТ819Б
K_P , дБ	27	26	25	24	23	22	21	20	21	22
$P_{вих}$, Вт	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34
R_H , Ом	8	4	8	4	8	4	8	4	8	4
f_H , Гц	30	40	50	60	70	80	90	100	20	30
f_B , кГц	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
M_H , дБ	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.45	0.4
M_B , дБ	0.35	0.4	0.45	0.5	0.45	0.4	0.35	0.3	0.25	0.2
E_K , В	30	32	34	36	38	40	42	44	46	48

№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Тип VT1	КТ503В	КТ503Г	КТ503А	КТ503Б	КТ503В	КТ503Г	КТ503А	КТ503Б	КТ503В	КТ503Г
Тип VT2	КТ814Б	КТ814А	КТ814Б	КТ814В	КТ814А	КТ814Г	КТ814Г	КТ814В	КТ814А	КТ814Б
Тип VT3	КТ815Б	КТ815А	КТ815Б	КТ815В	КТ815А	КТ815Г	КТ815Г	КТ815В	КТ815А	КТ815Б
Тип VT4	КТ819В	КТ819Г	КТ819Б	КТ819А	КТ819Г	КТ819В	КТ819Г	КТ819В	КТ819Б	КТ819А
K_P , дБ	23	24	25	26	27	28	27	26	25	24
$P_{вих}$, Вт	36	38	40	38	36	34	32	30	28	26
R_H , Ом	4	8	4	8	4	8	4	8	4	8
f_H , Гц	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130
f_B , кГц	24	25	26	27	28	29	30	29	28	27
M_H , дБ	0.3	0.25	0.2	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45
M_B , дБ	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.45
E_K , В	50	48	46	44	42	40	38	36	34	32

№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Тип VT1	КТ503А	КТ503Б	КТ503В	КТ503Г	КТ503А	КТ503Б	КТ503В	КТ503Г	КТ503А	КТ503Б
Тип VT2	КТ814Г	КТ814Б	КТ814В	КТ814А	КТ814Г	КТ814Б	КТ814В	КТ814А	КТ814Г	КТ814В
Тип VT3	КТ815Г	КТ815Б	КТ815В	КТ815А	КТ815Г	КТ815Б	КТ815В	КТ815А	КТ815Г	КТ815В
Тип VT4	КТ819Г	КТ819А	КТ819В	КТ819А	КТ819Б	КТ819Г	КТ819А	КТ819Г	КТ819В	КТ819Б
<i>K_P</i> , дБ	27	22	21	20	21	22	23	24	25	26
<i>P_{ВИХ}</i> , Вт	24	22	20	22	24	26	28	30	32	34
<i>R_H</i> , Ом	8	4	8	4	8	4	8	4	8	4
<i>f_H</i> , Гц	60	150	140	130	120	110	100	90	80	70
<i>f_B</i> , кГц	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17
<i>M_H</i> , дБ	0.5	0.45	0.4	0.35	0.3	0.25	0.2	0.15	0.1	0.15
<i>M_B</i> , дБ	0.35	0.3	0.25	0.2	0.15	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3
<i>E_K</i> , В	30	34	38	42	46	50	48	46	44	42

№ вар.	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
Тип VT1	КТ503В	КТ503Г	КТ503А	КТ503Б	КТ503В	КТ503Г	КТ503А	КТ503Б	КТ503В	КТ503Г
Тип VT2	КТ814А	КТ814Б	КТ814В	КТ814Г	КТ814А	КТ814Г	КТ814Б	КТ814В	КТ814А	КТ814Б
Тип VT3	КТ815А	КТ815Б	КТ815В	КТ815Г	КТ815А	КТ815Г	КТ815Б	КТ815В	КТ815А	КТ815Б
Тип VT4	КТ819В	КТ819Г	КТ819В	КТ819А	КТ819Г	КТ819А	КТ819Г	КТ819В	КТ819В	КТ819А
<i>K_P</i> , дБ	28	29	30	29	28	27	26	25	24	23
<i>P_{ВИХ}</i> , Вт	42	36	38	40	42	44	46	44	42	40
<i>R_H</i> , Ом	4	8	4	8	4	8	4	8	4	8
<i>f_H</i> , Гц	50	40	30	20	30	40	50	60	70	80
<i>f_B</i> , кГц	25	16	17	18	19	20	21	22	23	24
<i>M_H</i> , дБ	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.45	0.4	0.35
<i>M_B</i> , дБ	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.45	0.4	0.35	0.3	0.25
<i>E_K</i> , В	40	38	36	34	32	30	32	34	36	38

№ вар.	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
Тип VT1	КТ503А	КТ503Б	КТ503В	КТ503Г	КТ503А	КТ503Б	КТ503В	КТ503Г	КТ503А	КТ503Б
Тип VT2	КТ814Б	КТ814А	КТ814В	КТ814Г	КТ814Б	КТ814Г	КТ814А	КТ814В	КТ814А	КТ814В
Тип VT3	КТ815Б	КТ815А	КТ815В	КТ815Г	КТ815Б	КТ815Г	КТ815А	КТ815В	КТ815А	КТ815В
Тип VT4	КТ819В	КТ819Г	КТ819В	КТ819А	КТ819Б	КТ819В	КТ819Г	КТ819В	КТ819А	КТ819Б
<i>K_P</i> , дБ	22	21	20	21	22	23	24	25	26	27
<i>P_{ВИХ}</i> , Вт	42	36	34	32	30	32	34	36	38	40
<i>R_H</i> , Ом	4	8	4	8	4	8	4	8	4	8
<i>f_H</i> , Гц	90	100	110	120	130	140	150	160	170	180
<i>f_B</i> , кГц	27	28	29	30	31	32	33	34	35	26
<i>M_H</i> , дБ	0.3	0.25	0.2	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45
<i>M_B</i> , дБ	0.5	0.15	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45
<i>E_K</i> , В	42	44	46	48	46	44	42	40	38	40

4.4. Приклад розв'язання

Розрахуємо параметри елементів схеми каскаду кінцевого підсилення, якщо типи транзисторів: VT1 – КТ503А; VT2 – КТ814А; VT3 – КТ815А; VT4 та VT5 – КТ819А; вихідна потужність $P_{ВИХ} = 40$ Вт; коефіцієнт підсилення потужності $K_P = 26$ дБ; опір навантаження $R_H = 4$ Ом; нижня та верхня частоти робочого діапазону відповідно $f_H = 170$ Гц та $f_B = 34$ кГц; частотні спотворення в області нижніх та верхніх частот відповідно $M_H = 0.4$ дБ та $M_B = -0.45$ дБ; напруга живлення $E_K = 40$ В.

1. На вихідних статичних характеристиках вихідних транзисторів VT4 та VT5 типу КТ819А визначаємо мінімальне значення напруги на колекторах

$$U_{K.min}(VT4, VT5) = 2 \text{ В.}$$

2. Знаходимо амплітуди імпульсів колекторної напруги і струму:

$$U_{Km}(VT4, VT5) = \frac{E_K}{2} - U_{K.min}(VT4, VT5) = \frac{40}{2} - 2 = 18 \text{ В};$$

$$I_{Km}(VT4, VT5) = \frac{2 \cdot P_{ВИХ}}{U_{Km}(VT4, VT5)} = \frac{2 \cdot 40}{18} = 4.444 \text{ А.}$$

3. Середнє значення струму, споживаного від джерела живлення транзисторами VT4 та VT5, та споживана ними потужність:

$$I_{K0} = (0.05 \dots 0.1) \cdot I_{Km}(VT4, VT5) = 0.08 \cdot 4.444 = 0.355 \text{ А};$$

$$I_0(VT4, VT5) = 0.32 \cdot [I_{Km}(VT4, VT5) + I_{K0}(\pi - 1)] = \\ = 0.32 \cdot [4.444 + 0.355 \cdot (\pi - 1)] = 1.666 \text{ А};$$

$$P_0(VT4, VT5) = E_K I_0(VT4, VT5) = 40 \cdot 1.666 = 66.6 \text{ Вт.}$$

Максимальне значення колекторного струму

$$I_{Kmax}(VT4, VT5) = I_{Km}(VT4, VT5) + I_0(VT4, VT5) = 4.444 + 1.666 = 6.11 \text{ А,}$$

що менше допустимого струму даного транзистора (10 А).

4. Потужність, розсіювана на колекторі кожного транзистора

$$P_K(VT4, VT5) = \frac{P_0(VT4, VT5) - \frac{1}{2} U_{Km}(VT4, VT5) I_{Km}(VT4, VT5)}{2} = \\ = \frac{66.6 - \frac{1}{2} \cdot 18 \cdot 4.444}{2} = 13.3 \text{ Вт} < P_{K.don} = 60 \text{ Вт.}$$

5. На сімействі статичних характеристик транзистора за відомими значеннями $I_{Km}(VT4, VT5)$, $U_{Km}(VT4, VT5)$, E_K , $U_{Kmin}(VT4, VT5)$ визначаю такі параметри:

$$\begin{aligned} U_{Bm}(VT4, VT5) &= 0.38 \text{ В}; & I_{Bm}(VT4, VT5) &= 95 \text{ мА}; \\ I_{B0}(VT4, VT5) &= 21 \text{ мА}; & U_{B0}(VT4, VT5) &= 0.88 \text{ В}. \end{aligned}$$

6. Знахожу вхідний опір змінному струму ділянки база-емітер транзисторів VT4 та VT5:

$$R_{BX\sim}(VT4, VT5) = \frac{U_{Bm}(VT4, VT5)}{I_{Bm}(VT4, VT5)} = \frac{0.38}{95 \cdot 10^{-3}} = 4 \text{ Ом}.$$

7. Визначаємо номінали опорів резисторів R2 та R3 і їх тип:

$$R2 = R3 = (5 \dots 10) R_{BX\sim}(VT4, VT5) = 10 R_{BX\sim}(VT4, VT5) = 40 \text{ Ом}.$$

Вибираємо опір резисторів R2 та R3 по 40 Ом.

8. Знаходимо вхідний опір плеча змінному струму та пікове значення вхідного струму транзисторів VT4 та VT5:

$$R_{BX,III\sim}(VT4, VT5) = \frac{R_{BX\sim}(VT4, VT5) \cdot R2}{R_{BX\sim}(VT4, VT5) + R2} = \frac{4 \cdot 40}{4 + 40} = 3.64 \text{ Ом};$$

$$I_{Bmax}(VT4, VT5) = \frac{U_{Bm}(VT4, VT5)}{R_{BX,III\sim}(VT4, VT5)} = \frac{0.38}{3.64} = 0.104 \text{ А}.$$

9. Розраховуємо струм спокою транзисторів VT2 та VT3:

$$I_{K0}(VT2, VT3) = I_{B0}(VT4, VT5) + \frac{U_{B0}(VT4, VT5)}{R2} = 0.021 + \frac{0.88}{40} = 0.043 \text{ А}.$$

10. Визначаємо вірність вибору транзисторів VT2 та VT3 за максимальним струмом:

$$\begin{aligned} I_{K0}(VT2, VT3) + I_{Bmax}(VT4, VT5) &\leq I_{Kmax.don}(VT2, VT3); \\ 0.043 + 0.104 &= 0.147 \text{ А} \leq 1.5 \text{ А}, \end{aligned}$$

умова виконується, транзистори VT2 і VT3 вибрано вірно.

11. Розраховуємо режим VT2 і VT3 за постійним струмом:

$$U_{K0}(VT2, VT3) = 0.5 E_K - U_{B0}(VT4, VT5) = 0.5 \cdot 40 - 0.88 = 19.12 \text{ В};$$

$$\begin{aligned} U_{Kmin}(VT2, VT3) &= U_{K0}(VT2, VT3) - U_{Km}(VT4, VT5) - \\ &- U_{Bm}(VT4, VT5) = 19.12 - 18 - 0.38 = 0.74 \text{ В}; \end{aligned}$$

$$I_{Km}(VT2, VT3) = I_{K0}(VT2, VT3) + I_{Bmax}(VT4, VT5) = 0.147 \text{ А}.$$

За вхідними характеристиками транзисторів визначаємо:

$$U_{Бм}(VT2, VT3) = 0.22 \text{ В}; \quad I_{Бм}(VT2, VT3) = 3.8 \text{ мА};$$

$$I_{Б0}(VT2, VT3) = 0.9 \text{ мА}; \quad U_{Б0}(VT2, VT3) = 0.38 \text{ В}.$$

За вихідною характеристикою оцінюємо розмах амплітуди вихідної напруги:

$$U_{Km}(VT2, VT3) = U_{K0}(VT2, VT3) - U_{Kmin}(VT2, VT3) = 19.12 - 0.74 = 18.38 \text{ В},$$

що більше амплітуди колекторної напруги $U_{Km}(VT4, VT5) = 18 \text{ В}$.

12. Знаходимо величини колекторного струму та потужності, споживаної від джерела живлення:

$$I_0(VT2, VT3) = 0.32 \cdot [I_{Km}(VT2, VT3) + I_{K0}(VT2, VT3)(\pi - 1)] =$$

$$= 0.32 \cdot [0.147 + 0.043 \cdot (\pi - 1)] = 0.076 \text{ А};$$

$$P_0(VT2, VT3) = E_K I_0(VT2, VT3) = 40 \cdot 0.076 = 3.04 \text{ Вт}.$$

13. Обчислюємо потужність, розсіювану на колекторі транзисторів VT2 і VT3:

$$P_K(VT2, VT3) = \frac{P_0(VT2, VT3) - \frac{1}{2} U_{Km}(VT2, VT3) I_{Km}(VT2, VT3)}{2} =$$

$$= \frac{3.04 - \frac{1}{2} \cdot 18.38 \cdot 0.147}{2} = 0.845 \text{ Вт} < P_{K.дон} = 10 \text{ Вт}.$$

14. Обчислюємо вхідний опір змінному струму ділянки база-емітер транзисторів VT2 та VT3:

$$R_{BX \sim}(VT2, VT3) = \frac{U_{Бм}(VT2, VT3)}{I_{Бм}(VT2, VT3)} = \frac{0.22}{3.8 \cdot 10^{-3}} = 58 \text{ Ом}.$$

15. Знаходимо опори змінному струму верхнього (VT2 та VT4) і нижнього (VT3 та VT5) плечей складових повторювачів:

$$R_{BX.B} = R_{BX \sim}(VT2, VT3) + R_{BX.III \sim}(VT4, VT5) \frac{I_{Km}(VT2, VT3)}{I_{Бм}(VT2, VT3)} +$$

$$+ R_H \frac{I_{Km}(VT4, VT5)}{I_{Бм}(VT2, VT3)} = 58 + 3.64 \cdot \frac{0.147}{3.8 \cdot 10^{-3}} + 4 \cdot \frac{4.444}{3.8 \cdot 10^{-3}} = 4877 \text{ Ом};$$

$$R_{BX.H} = R_{BX \sim}(VT2, VT3) + R_H \frac{I_{Km}(VT4, VT5)}{I_{Бм}(VT2, VT3)} = 58 + 4 \cdot \frac{4.444}{3.8 \cdot 10^{-3}} = 4736 \text{ Ом}.$$

16. Визначаємо необхідну амплітуду напруги збудження, що знімається з опору навантаження R_{H1} :

$$U_{3B} = U_{K_m}(VT_2, VT_3) + U_{B_m}(VT_2, VT_3) = 18.38 + 0.22 = 18.6 \text{ В.}$$

17. Обчислюємо величину струму спокою транзистора VT1:

$$I_{K0\ VT1} \geq (1.2 \dots 1.3) [I_{K_{min}\ VT1} + I_{B_m}(VT_2, VT_3)] = 1.25 \cdot (1 + 3.8) = 6 \text{ мА.}$$

Приймаємо $I_{K0\ VT1} = 7 \text{ мА}$.

Необхідною умовою правильності вибору транзистора VT1 є

$$2 I_{K0\ VT1} = 14 \text{ мА} < I_{K_{max\ доп}\ VT1} = 300 \text{ мА},$$

що виконується.

18. Розраховуємо опір навантаження попереднього каскаду підсилення R_{H1} та його тип:

$$R_{H1} = \frac{0.4 E_K}{I_{K0\ VT1} + 2 I_{B0}(VT_2, VT_3)} = \frac{0.4 \cdot 40}{7 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 0.9 \cdot 10^{-3}} = 1818 \text{ Ом.}$$

19. Визначаємо величини опору R1 та ємності C і їх тип:

$$R1 = \frac{2 U_{B0}(VT_2, VT_3)}{I_{K0\ VT1} + I_{B0}(VT_2, VT_3)} = \frac{2 \cdot 0.38}{7 \cdot 10^{-3} + 0.9 \cdot 10^{-3}} = 96 \text{ Ом};$$

$$C \geq \frac{10 \dots 15}{2 \pi f_H R1} = \frac{12.5}{2 \cdot \pi \cdot 170 \cdot 96} = 122 \text{ мкФ.}$$

Для вибору типу резисторів схеми розраховуємо потужності резисторів:

$$P_{R1} = \frac{(2 U_{B0}(VT_2, VT_3))^2}{R1} = \frac{(2 \cdot 0.38)^2}{96} = 6 \text{ мВт};$$

$$P_{R2} = P_{R3} = I_{K0}^2(VT_2, VT_3) R2 = 0.043^2 \cdot 40 = 74 \text{ мВт};$$

$$P_{R_{H1}} = \frac{(0.4 E_K)^2}{R_{H1}} = \frac{(0.4 \cdot 40)^2}{1818} = 141 \text{ мВт.}$$

Таким чином:

R1: C2-22-0.125-96 Ом $\pm 5\%$;

R2: C2-22-0.125-40 Ом $\pm 5\%$;

R3: C2-22-0.125-40 Ом $\pm 5\%$;

R_{H1}: C2-22-0.25-1.8 кОм $\pm 5\%$;

C: К50-6-150 мкФ $\times 100 \text{ В} \pm 20\%$.

20. Обчислюємо величину колекторної напруги $U_{K0\ VT1}$ та перевіримо вірність її розрахунку:

$$U_{K0\ VT1} = E_K - (I_{K0\ VT1} + 2 I_{B0}(VT_2, VT_3)) R1 - 2 U_{B0}(VT_2, VT_3) - \Delta U_{RE} =$$

$$= 40 - (0.007 + 2 \cdot 0.0009) \cdot 96 - 2 \cdot 0.38 - 0.8 \cdot 40 = 6.4 \text{ В.}$$

21. Потужність, що розсіюється на колекторі транзистора VT1:

$$R_{H1\sim} = \frac{R_{H1} R_{BX.B}}{R_{H1} + R_{BX.B}} = \frac{1800 \cdot 4877}{1800 + 4877} = 1315 \text{ Ом};$$

$$P_{K VT1} = I_{K0 VT1} U_{K0 VT1} - \frac{U_{3Б}^2}{2 R_{H1\sim}} = 0.007 \cdot 6.4 - \frac{18.6^2}{2 \cdot 1315} = 0.087 \text{ Вт} < P_{K доп} = 0.5 \text{ Вт.}$$

22. ККД підсилювача потужності:

$$\eta = \frac{P_{ВИХ}}{E_K (I_{K0}(VT2, VT3) + I_0(VT4, VT5))} \cdot 100\% = \frac{40 \cdot 100\%}{40 \cdot (0.043 + 1.666)} = 58.51\%.$$

23. Коефіцієнти передачі напруги емітерних повторювачів:

$$K_{U ЕП}(VT4, VT5) = \frac{U_{Km}(VT4, VT5)}{U_{Km}(VT4, VT5) + U_{Бм}(VT4, VT5)} = \frac{18}{18 + 0.38} = 0.979;$$

$$K_{U ЕП}(VT2, VT3) = \frac{U_{Km}(VT2, VT3)}{U_{Km}(VT2, VT3) + U_{Бм}(VT2, VT3)} = \frac{18.38}{18.38 + 0.22} = 0.988.$$

24. Визначення коефіцієнта підсилення потужності.

Вхідна коливальна потужність ККП

$$P_{BX} = \frac{(U_{Km}(VT2, VT3) + U_{Бм}(VT2, VT3)) I_{Бм}(VT2, VT3)}{2} = \frac{(18.38 + 0.22) \cdot 3.8 \cdot 10^{-3}}{2} = 35.34 \text{ мВт.}$$

Коефіцієнт підсилення потужності ККП

$$K_{P, ККП} = 10 \lg \frac{P_{ВИХ}}{P_{BX}} = 10 \lg \frac{40}{0.03534} = 1131.9 \text{ (30.54 дБ)},$$

який перевищує задане значення 26 дБ.

25. Визначаємо величину розділової ємності та її тип (для $M_H = 0.4 \text{ дБ} = 1.047$):

$$C_P \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot R_H \cdot \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 170 \cdot 4 \cdot \sqrt{1.047^2 - 1}} = 754 \text{ мкФ.}$$

Вибираємо C_P типу К50-6-820 мкФ $\times 100 \text{ В} \pm 20\%$.

26. Уточнюємо величину частотних спотворень на високих частотах:

$$C_M = (10 \dots 20) n\Phi;$$

$$C_{BHX}(VT_2, VT_3) = C_K(VT_2, VT_3) \cdot h_{21E \min}(VT_2, VT_3) = 60 \cdot 40 = 2400 n\Phi;$$

$$C_0(VT_2, VT_3) = C_{BHX}(VT_2, VT_3) + C_K(VT_2, VT_3) + C_M = 2400 + 60 + 15 = 2475 n\Phi;$$

$$\tau_{B,EP}(VT_2, VT_3) = \frac{C_0(VT_2, VT_3)R_2}{1 + S(VT_2, VT_3)R_2} = \frac{2475 \cdot 10^{-12} \cdot 40}{1 + 0.5 \cdot 40} = 4.714 \text{ нс};$$

$$M_B(VT_2, VT_3) = \sqrt{1 + \left(\frac{f_B}{f_{Y21K}(VT_2, VT_3)} \right)^2} \times \sqrt{1 + \omega_B^2 \tau_{B,EP}^2(VT_2, VT_3)} =$$

$$= \sqrt{1 + \left(\frac{34}{474300} \right)^2} \times \sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot 34000 \cdot 4.714 \cdot 10^{-9})^2} = 1.00000023 \approx 1;$$

$$C_{BHX}(VT_4, VT_5) = C_K(VT_4, VT_5) \cdot h_{21E \min}(VT_4, VT_5) = 115 \cdot 15 = 1725 n\Phi;$$

$$C_0(VT_4, VT_5) = C_{BHX}(VT_4, VT_5) = 1725 n\Phi;$$

$$\tau_{B,EP}(VT_4, VT_5) = \frac{C_0(VT_4, VT_5)R_H}{1 + S_0(VT_4, VT_5)R_H} = \frac{1725 \cdot 10^{-12} \cdot 4}{1 + 1 \cdot 4} = 1.38 \text{ нс};$$

$$M_B(VT_4, VT_5) = \sqrt{1 + \left(\frac{f_B}{f_{Y21K}(VT_4, VT_5)} \right)^2} \times \sqrt{1 + \omega_B^2 \tau_{B,EP}^2(VT_4, VT_5)} =$$

$$= \sqrt{1 + \left(\frac{34}{228620} \right)^2} \times \sqrt{1 + (2 \cdot \pi \cdot 34000 \cdot 1.38 \cdot 10^{-9})^2} = 1.000000018 \approx 1;$$

$$M_{B,розр} = M_B(VT_2, VT_3) \cdot M_B(VT_4, VT_5) = 1 \cdot 1 = 1 \text{ (0 дБ)} < M_{B,ДОП} = 0.45 \text{ дБ.}$$

27. Вхідний опір та вхідна ємність каскаду:

$$R_{BX} = R_{BX,B} \approx R_{BX,H} = 4877 \text{ Ом}; \quad C_{BX} = C_K = 60 \text{ нФ.}$$

4.6. Контрольні питання

1. Що таке зворотний зв'язок та чому він виникає в підсилювачі?
2. Чому параметри, які характеризують роботу підсилювача зі зворотним зв'язком, зазвичай є комплексними величинами?
3. Поясніть фізичний зміст зміни величини коефіцієнта підсилення підсилювача при введенні від'ємного зворотного зв'язку.
4. Як від'ємний зворотний зв'язок впливає на стабільність коефіцієнта підсилення?

5. Чому збільшення вхідного опору підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком, позитивно впливає на роботу схеми?
6. Поясніть механізм зменшення нелінійних спотворень в підсилювачі, охопленому від'ємним зворотним зв'язком?
7. Чи можна зменшити вплив завад, що потрапляють на вхід підсилювача, за допомогою зворотного зв'язку?
9. На якій частоті буде генерувати підсилювач, який перейшов до режиму самозбудження?
10. Наведіть основні технічні характеристики емітерного повторювача.
11. Чому дорівнює коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку в схемі емітерного повторювача?
12. Назвіть причини виникнення паразитних зворотних зв'язків у підсилювачах.
13. Охарактеризуйте призначення елементів розв'язувального фільтра.

Робота 5. Проектування випрямлячів з ємнісним фільтром

5.1. Мета роботи

Вивчити методику проектування випрямлячів змінної напруги з ємнісним фільтром.

5.2. Теоретичні відомості

Розрахунок випрямляча зводиться до вибору схеми та типу випрямних елементів, розрахунку режиму їх роботи, а також визначення параметрів трансформатора та згладжувального фільтра.

Вихідними даними для розрахунку випрямляча є:

- напруга мережі U_M ;
- кількість фаз мережі m ;
- частота струму мережі f_M ;
- випрямлена напруга U_0 ;
- випрямлений струм I_0 ;
- коефіцієнт пульсації на вхідній ємності фільтра $k_{П1}$.

Вибір схеми випрямляча залежить від ряду факторів, які мають враховуватися в залежності від вимог, що ставляться до джерела вторинного електроживлення. Такими факторами є випрямлені напруга та потужність, частота пульсації випрямленої напруги, кількість діодів, зворотна напруга на діоді, коефіцієнт використання потужності трансформатора та напруга вторинної обмотки трансформатора. Підвищена частота пульсації дозволяє зменшити габарити згладжувального фільтра. При збільшенні коефіцієнта використання потужності трансформатора, який дорівнює відношенню випрямленої потужності до габаритної потужності трансформатора, габарити трансформатора зменшуються, а ККД випрямляча зазвичай збільшується. Це необхідно враховувати при виборі схеми для випрямляча підвищеної потужності.

При виборі схеми для високовольтних випрямлячів необхідно враховувати, що зменшення напруги вторинної обмотки трансформатора дозволяє зменшити ізоляцію між шарами обмотки та розміри трансформатора.

Однопівперіодну схему використовують при випрямлених струмах до декількох десятків мА та тоді, коли не потрібно високого рівня згладжування випрямленої напруги. Така схема характеризу-

ється низьким коефіцієнтом використання потужності трансформатора.

Двопівперіодну схему з середнім виводом вторинної обмотки трансформатора використовують в низьковольтих випрямлячах. Порівняно з однофазною мостовою схемою вона дозволяє удвічі зменшити кількість діодів, що призводить до зменшення втрат.

Однофазна мостова схема характеризується високим коефіцієнтом використання потужності трансформатора, тому рекомендована для використання в пристроях підвищеної потужності при вихідних напругах від десятків до сотень вольт.

Симетрична схема подвоєння напруги є послідовним з'єднанням двох однопівперіодних схем і використовується при підвищених випрямлених напругах (до 2 кВ) в пристроях різної потужності при малих випрямлених струмах.

Несиметричні схеми множення напруги використовуються при дуже малих струмах навантаження, що відповідає режиму, близькому до холостого ходу. Збільшення або зменшення випрямленої напруги досягається додаванням або усуненням потрібної кількості каскадів, кожний з яких складається з одного діода та одного конденсатора. В схемах множення частота пульсації $f_{\text{П}} = f_{\text{М}}$, а зворотна напруга на діодах та напруги на всіх конденсаторах (окрім першого) дорівнюють подвоєному амплітудному значенню напруги вторинної обмотки трансформатора. При непарній кількості каскадів по вторинній обмотці тече постійний струм, який призводить до примусового намагнічування трансформатора.

Трифазна однокатна схема має малий спад напруги на діодах і тому може використовуватися для випрямлення низьких напруг при підвищених потужностях (більше 0.5 кВт). Така схема характеризується низьким коефіцієнтом використання потужності трансформатора, відносно великою зворотною напругою на діодах та наявністю примусового намагнічування трансформатора, яке призводить до збільшення втрат в магнітопроводі. Тому така трифазна схема майже не має практичного застосування.

Трифазна мостова схема має найбільший коефіцієнт використання потужності трансформатора, мінімальну зворотну напругу на діоді та високу частоту пульсації випрямленої напруги. Така схема використовується в широкому діапазоні випрямлених напруг та потужностей. Вторинну обмотку трансформатора не рекомендують

з'єднувати трикутником через появу врівнювальних струмів, які виникають при асиметрії фазних напруг.

5.3. Порядок виконання роботи

Розрахувати двопівперіодний випрямляч з середнім виводом вторинної обмотки та ємнісним фільтром, наведений на рис. 5.1 (вибрати тип напівпровідникових діодів, розрахувати активний опір фази випрямляча та індуктивність розсіювання обмоток трансформатора, значення напруг та струмів основних елементів схеми, а також номінал і тип елементів схеми), якщо напруга мережі $U_M = 220 \text{ В}$, кількість фаз мережі $m = 2$, частота мережі $f_M = 50 \text{ Гц}$, випрямлена напруга U_0 , випрямлений струм I_0 , а коефіцієнт пульсації випрямленої напруги $k_{\text{пл}}$. Провести вибір типу напівпровідникових діодів. Індивідуальні значення параметрів за варіантами наведені в табл. 5.1.

Таблиця 5.1.

Індивідуальні значення параметрів до роботи 5

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_0, \text{В}$	24	26	28	30	32	34	36	38	40	20
$I_0, \text{А}$	1.95	1.9	1.85	1.8	1.75	1.7	1.65	1.6	1.55	2.2
$k_{\text{пл}}, \%$	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5	4.5

№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$U_0, \text{В}$	60	42	44	46	48	50	52	54	56	58
$I_0, \text{А}$	1.0	1.5	1.45	1.4	1.35	1.3	1.25	1.2	1.15	1.1
$k_{\text{пл}}, \%$	1.1	9	8	7	6	5	4	3	2	1.5

№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$U_0, \text{В}$	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28
$I_0, \text{А}$	4.0	3.9	3.8	3.7	3.6	3.5	3.4	3.3	3.2	3.1
$k_{\text{пл}}, \%$	3.5	4	4.5	5	5.5	6	6.5	7	7.5	3

№ вар.	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
$U_0, \text{В}$	32	34	36	38	40	42	44	46	48	30
$I_0, \text{А}$	3.0	2.9	2.8	2.7	2.6	2.5	2.4	2.3	2.2	2.1
$k_{\text{пл}}, \%$	8	8.5	9	9.5	10	10.5	11	11.5	12	12.5

№ вар.	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
$U_0, \text{В}$	50	52	54	56	58	60	62	64	66	68
$I_0, \text{А}$	1.2	2.0	1.9	1.8	1.7	1.6	1.5	1.4	1.3	1.2
$k_{\text{ПН}}, \%$	13	13.5	14	14.5	15	13	11	9	7	5

5.4. Приклад розв'язання

Розрахувати двопівперіодний випрямляч з середнім виводом вторинної обмотки та ємнісним фільтром (рис. 5.1), якщо напруга мережі $U_M = 220 \text{ В}$, кількість фаз мережі $m = 2$, частота мережі $f_M = 50 \text{ Гц}$, випрямлена напруга $U_0 = 66 \text{ В}$, випрямлений струм $I_0 = 1.2 \text{ А}$, а коефіцієнт пульсації випрямленої напруги $k_{\text{ПН}} = 7\%$.

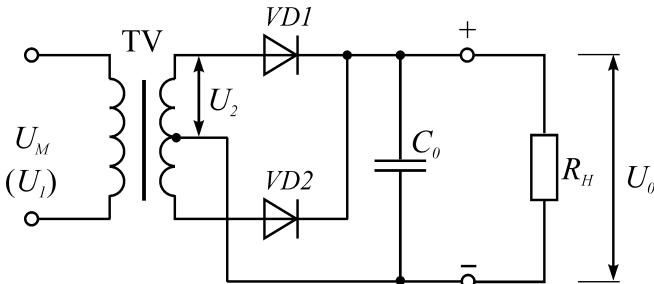


Рис. 5.1. Схема двопівперіодного випрямляча з середнім виводом вторинної обмотки та ємнісним фільтром

1. Для вибору типу діодів визначаємо:

– середнє значення прямого струму діода

$$I_{\text{ПР.СЕР}} = \frac{I_0}{2} = \frac{1.2}{2} = 0.6 \text{ А};$$

– імпульсний прямий струм діода

$$I_{\text{ПР.І}} = 3.5 I_0 = 3.5 \cdot 1.2 = 4.2 \text{ А};$$

– амплітуду зворотної напруги на діоді

$$U_{\text{м.ЗВ}} = 3U_0 = 3 \cdot 66 = 198 \text{ В}.$$

На основі проведених розрахунків вибираємо діоди КД202Д, для яких $I_{\text{ПР.СЕР}} = 5 \text{ А}$, $I_{\text{ПР.І}} = 12 \text{ А}$, $U_{\text{м.ЗВ}} = 200 \text{ В}$, $U_{\text{ПР}} = 1.1 \text{ В}$, $I_{\text{ЗВ}} = 1 \text{ мА}$.

Диференціальний (внутрішній) опір діода можна визначити за наближеним співвідношенням

$$r_{\text{диф}} \approx \frac{U_{\text{ПР}}}{3I_{\text{ПР.СЕР}}} = \frac{1.1}{3 \cdot 0.6} = 0.611 \text{ Ом.}$$

Параметри діодів, які рекомендовані для використання в проєктованих випрямлячах, наведені в табл. 5.2.

Таблиця 5.2.

Основні параметри діодів типу КД2хх

Тип діода	$U_{\text{м.зв}}, \text{ В}$	$I_{\text{ПР.СЕР}}, \text{ А}$	$I_{\text{зв}}, \text{ мкА}$	$I_{\text{ПР.1}}, \text{ А}$	$U_{\text{ПР}}, \text{ В}$
КД202А	50	5	1000	12	1.1
КД202В	100				
КД202Д	200				
КД202Ж	300				
КД202К	400				
КД202М	500				
КД202Р	600				
КД202Т	800				
КД213А	200	10	200	25	1.25
КД213Г	100				
КД2999А	200	20	200	50	1.5
КД2999Б	100				
КД2999В	50				
КД2997А	200	30	200	75	1.2
КД2997Б	100				
КД2997В	50				

Примітки:

1) якщо розрахункова величина зворотної напруги більша за максимальне номінальне значення зворотної напруги діодів даного типу, то необхідне значення напруги забезпечують за рахунок послідовного вмикання потрібної кількості діодів;

2) якщо розрахункова величина прямого струму більша за максимальне номінальне значення прямого струму діодів даного типу, то необхідне значення струму забезпечують за рахунок паралельного вмикання потрібної кількості діодів.

2. Опір обмотки трансформатора, приведений до фази вторинної обмотки, можна визначити до розрахунку трансформатора за наближеною формулою (для випрямлених струмів більше 20 мА):

$$r_{mp} \approx k_{\Gamma} \frac{U_0}{I_0 f_M B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_M B_m}{U_0 I_0}} = 4.7 \cdot \frac{66}{1.2 \cdot 50 \cdot 1.6} \cdot \sqrt[4]{\frac{2 \cdot 50 \cdot 1.6}{66 \cdot 1.2}} = 3.852 \text{ Ом},$$

де $k_{\Gamma} = 4.7$ – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямляча; S – кількість стержнів трансформатора, на яких розміщені обмотки; B_m – амплітуда магнітної індукції в магнітопроводі трансформатора. Для трансформаторів П-подібного типу $S = 2$, $B_m = 1.6$ Тл.

Активний опір фази випрямляча

$$r_{\phi} = r_{\text{диф}} + r_{mp} = 0.611 + 3.852 = 4.463 \text{ Ом}.$$

3. Індуктивність розсіювання обмоток трансформатора, приведену до фази вторинної обмотки, визначають до розрахунку трансформатора за наближеною формулою (для випрямлених струмів більше 20 мА):

$$L_S \approx k_L \frac{S U_0}{I_0 f_M B_m} \sqrt[4]{\frac{U_0 I_0}{S f_M B_m}} =$$

$$= 4.3 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{2 \cdot 66}{1.2 \cdot 50 \cdot 1.6} \cdot \sqrt[4]{\frac{66 \cdot 1.2}{2 \cdot 50 \cdot 1.6}} = 4.96 \text{ мГн},$$

де $k_L = 4.3 \cdot 10^{-3}$ – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямляча.

4. Кут φ , який характеризує співвідношення між індуктивним та активним опором фази випрямляча

$$\varphi = \arctg \frac{2\pi f_M L_S}{r_{\phi}} = \arctg \frac{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 4.96 \cdot 10^{-3}}{4.463} = 19.2^\circ.$$

Основний розрахунковий параметр випрямляча

$$A = \frac{I_0 r_{\phi}}{m U_0} = \frac{1.2 \cdot 4.463}{2 \cdot 66} = 0.0406.$$

За знайденим значенням основного розрахункового параметра випрямляча знаходимо значення кута відсікання θ , розклавши функцію $\text{tg} \theta$ в ряд Маклорена та обмежившись двома першими членами розкладання:

$$A = 0.084 = \text{tg} \theta - \theta = \theta + \frac{1}{3} \theta^3 - \theta = \frac{1}{3} \theta^3,$$

звідки

$$\theta = \sqrt[3]{3A} = \sqrt[3]{3 \cdot 0.0406} = 0.4956 \text{ рад} = 28.4^\circ.$$

За знайденим значенням кута відсікання θ знайдемо значення

коефіцієнтів B , D , F та H :

$$B = \frac{1}{\sqrt{2} \cos \theta} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \cos 28.4^\circ} = 0.804;$$

$$D = \frac{\sqrt{\pi \left[\theta \left(1 + \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) - \frac{3}{4} \sin 2\theta \right]}}{\sin \theta - \theta \cos \theta} =$$

$$= \frac{\sqrt{\pi \cdot \left[0.4956 \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \cos 56.8^\circ \right) - \frac{3}{4} \sin 56.8^\circ \right]}}{\sin 28.4^\circ - 0.4956 \cdot \cos 28.4^\circ} = 2.393;$$

$$F = \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{\sin \theta - \theta \cos \theta} = \frac{\pi \cdot (1 - \cos 28.4^\circ)}{\sin 28.4^\circ - 0.4956 \cdot \cos 28.4^\circ} = 9.401;$$

$$H = \frac{\sin m\theta \cos \theta - m \cos m\theta \sin \theta}{\pi^2 m^2 (m^2 - 1) f_M \cos \theta} \cdot 10^6 =$$

$$= \frac{\sin 56.8^\circ \cdot \cos 28.4^\circ - 2 \cdot \cos 56.8^\circ \cdot \sin 28.4^\circ}{\pi^2 \cdot 4 \cdot 3 \cdot 50 \cdot \cos 28.4^\circ} \cdot 10^6 = 84.36.$$

5. За розрахованими значеннями коефіцієнтів визначаємо основні параметри випрямляча:

– діюче значення напруги вторинної обмотки трансформатора

$$U_2 = BU_0 = 0.804 \cdot 66 = 53.06 \text{ В};$$

– коефіцієнт трансформації трансформатора

$$n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{53.06}{220} = 0.241;$$

– амплітуда зворотної напруги на діоді

$$U_{m.3B} = 2.82BU_0 = 2.82U_2 = 2.82 \cdot 53.06 = 149.6 \text{ В},$$

що менше максимально допустимої амплітуди зворотної напруги діода 200 В;

– діюче значення струму вентиля

$$I_B = 0.5DI_0 = 0.5 \cdot 2.393 \cdot 1.2 = 1.436 \text{ А};$$

– амплітудне значення струму вентиля

$$I_{m.B} = 0.5FI_0 = 0.5 \cdot 9.401 \cdot 1.2 = 5.641 \text{ А},$$

що менше імпульсного прямого струму діода 12 А;

– діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора

$$I_2 = 0.5 D I_0 = I_B = 1.436 \text{ A};$$

– габаритна потужність вторинної обмотки трансформатора

$$S_2 = B D P_0 = 0.804 \cdot 2.393 \cdot 66 \cdot 1.2 = 152.38 \text{ BA};$$

– коефіцієнт використання вторинної обмотки трансформатора

$$K_2 = \frac{P_0}{S_2} = \frac{U_0 I_0}{S_2} = \frac{66 \cdot 1.2}{152.38} = 0.52;$$

– діюче значення струму первинної обмотки трансформатора

$$I_1 = 0.707 n D I_0 = 0.707 \cdot 0.241 \cdot 2.393 \cdot 1.2 = 0.489 \text{ A};$$

– габаритна потужність первинної обмотки трансформатора

$$S_1 = 0.707 B D P_0 = 0.707 S_2 = 0.707 \cdot 152.38 = 107.73 \text{ BA};$$

– коефіцієнт використання первинної обмотки трансформатора

$$K_1 = \frac{P_0}{S_1} = \frac{U_0 I_0}{S_1} = \frac{66 \cdot 1.2}{107.73} = 0.735;$$

– габаритна потужність трансформатора

$$S_{TP} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{107.73 + 152.38}{2} = 130.06 \text{ BA};$$

– коефіцієнт використання трансформатора

$$K_{TP} = \frac{P_0}{S_{TP}} = \frac{U_0 I_0}{S_{TP}} = \frac{66 \cdot 1.2}{130.06} = 0.609;$$

– ємність фільтра C_0 (мкФ)

$$C_0 = \frac{H}{r_{\phi k_{II}}} = \frac{84.36}{4.463 \cdot 0.07} = 270 \text{ мкФ}.$$

Як конденсатор фільтра вибираю:

C_0 : К50-35-300 мкФ×100 В ±20%.

Електрична схема спроектованого випрямляча з середнім виводом вторинної обмотки та ємнісним фільтром наведена на рис. 5.2.

5.5. Контрольні питання

1. Що таке випрямляч і за якою типовою структурною схемою він реалізується?

2. Охарактеризуйте основні елементи типової структурної схеми випрямляча.

3. Наведіть основні експлуатаційні параметри напівпровідникових некерованих вентилів.

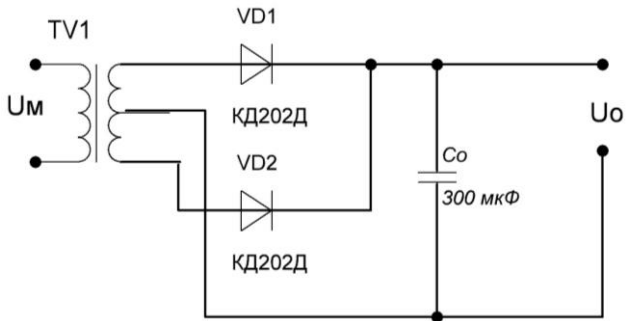


Рис. 5.2. Електрична схема спроектованого випрямляча з середнім виводом вторинної обмотки та ємнісним фільтром

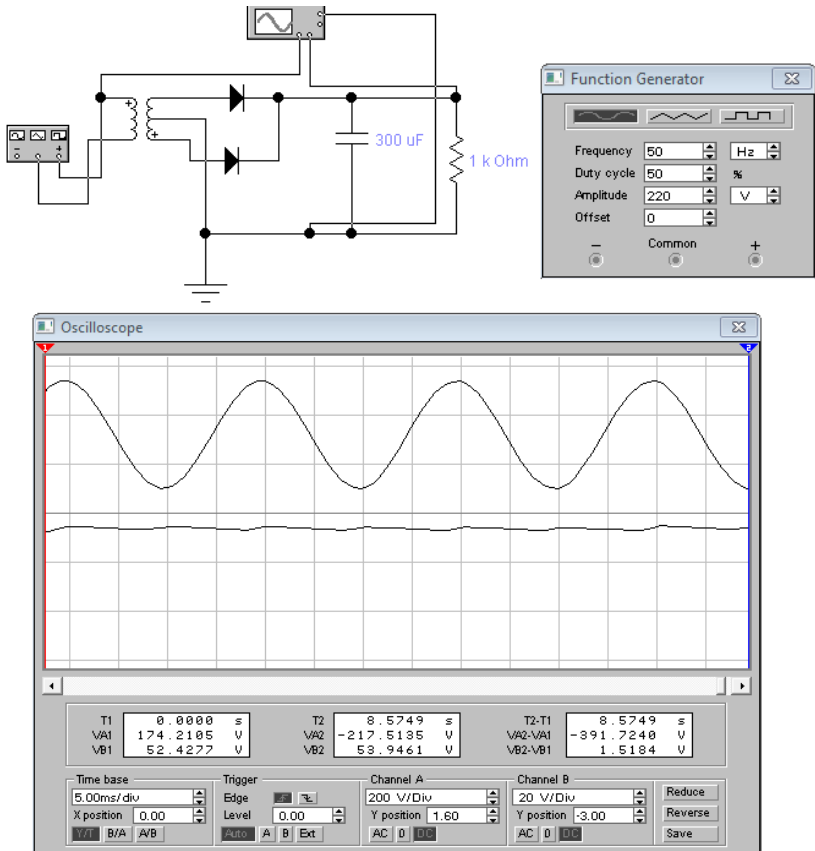


Рис. 5.3. Результати моделювання випрямляча з ємнісним фільтром

4. Які схеми включення вентилів використовують в малопотужних та потужних випрямлячах?
5. Охарактеризуйте основні режими роботи випрямляча.
6. Які величини визначають вихідні параметри випрямляча?
7. Якими параметрами в схемах випрямлячів характеризуються вентиля та трансформатори?
8. За допомогою часових діаграм поясніть принцип роботи багатофазного випрямляча на активне навантаження.
9. Як знайти постійну складову (середнє значення) вихідної напруги багатофазного випрямляча?
10. Виведіть співвідношення для визначення коефіцієнта пульсації випрямленої напруги випрямляча (в загальному вигляді).
11. Як визначаються струми вентиля та струми в обмотках трансформатора багатофазного випрямляча при його роботі на активне навантаження?
12. Що таке габаритні потужності обмоток трансформатора та як вони визначаються?
13. Чому в однокатних схемах випрямлячів виникає примусове намагнічування трансформатора?
14. За допомогою часових діаграм поясніть роботу випрямляча на ємнісне навантаження.
15. За допомогою якого основного параметра та як визначаються основні характеристики випрямляча, що працює на ємнісне навантаження?

Робота 6. Проектування випрямлячів з індуктивним фільтром

6.1. Мета роботи

Вивчити методику проектування випрямлячів змінної напруги з індуктивним фільтром.

6.2. Теоретичні відомості

При роботі на індуктивний фільтр найчастіше застосовуються двопівперіодна схема з середнім виводом, однофазна мостова схема, трифазна однокатна схема (Міткевича) та трифазна мостова схема (Ларіонова).

В окремих випадках застосовують дванадцятифазну схему, що складається з двох схем Ларіонова, включених послідовно (рис. 6.1, а) або паралельно. Трансформатор, що живить випрямляч, має дві системи вторинних обмоток, включені відповідно зіркою та трикутником.

Коефіцієнт пульсації на виході даної схеми становить 1.35% від повної випрямленої напруги. Однак такий малий рівень пульсації забезпечується лише при повній рівності фазних напруг на первинній обмотці трансформатора, що на практиці зустрічається дуже рідко.

Для того, щоб вихідні напруги обох половин випрямляча були однаковими, фазні напруги вторинних обмоток, з'єднаних трикутником, мають бути в 1.732 разів більше фазних напруг обмоток, з'єднаних зіркою. За іншими параметрами такі схеми рівноцінні звичайній схемі Ларіонова.

6.3. Порядок виконання роботи

Розрахувати випрямляч, зібраний за схемою Ларіонова (трикутник – зірка), зображений на рис. 6.2 (вибрати тип напівпровідникових вентилів, розрахувати активний опір фази випрямляча та індуктивність розсіювання обмоток трансформатора, значення напруг та струмів основних елементів схеми, а також номінал і тип елементів схеми), якщо напруга мережі $U_M = 220 \text{ В}$, частота струму мережі $f_M = 50 \text{ Гц}$, випрямлені U_0 та струм I_0 . Провести вибір типу напівпровідникових вентилів. Індивідуальні значення параметрів за варіантами наведені в табл. 6.1.

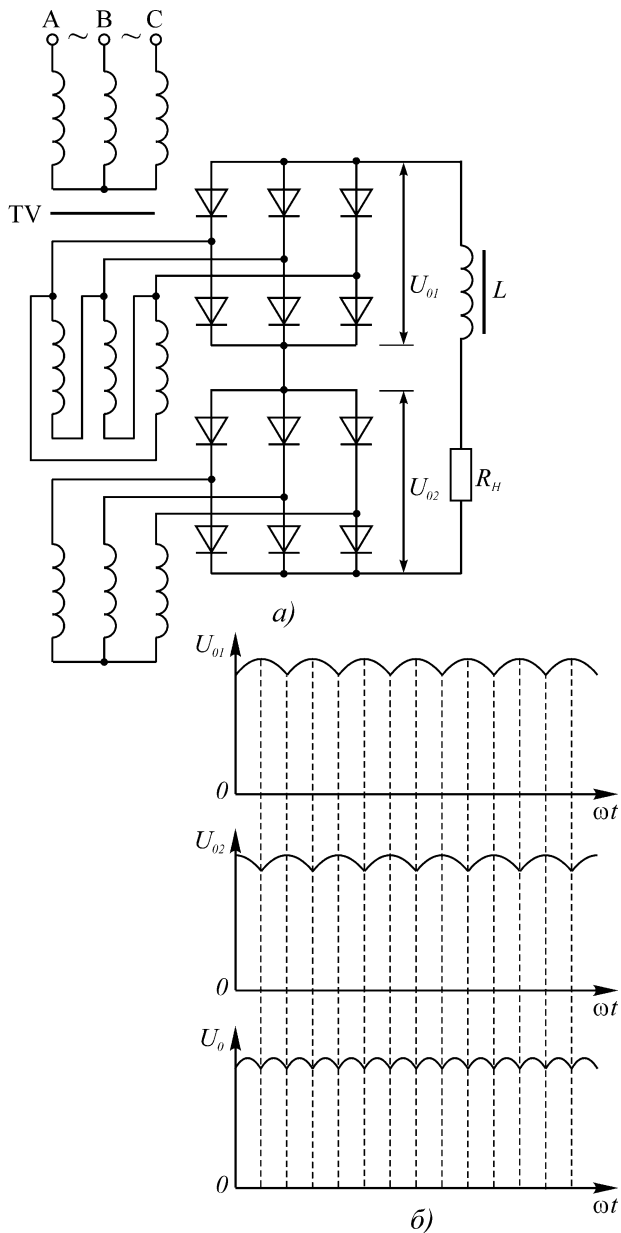


Рис. 6.1. Складна двотактна схема випрямлення послідовного типу (а) та графіки напруг в такій схемі (б)

Таблиця 6.1.

Індивідуальні значення параметрів до роботи 6

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_0, \text{В}$	70	75	80	85	90	95	100	105	110	115
$I_0, \text{А}$	4.0	4.2	4.4	4.6	4.8	5.0	5.2	5.4	5.6	5.8

№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
$U_0, \text{В}$	120	125	130	135	140	145	150	155	160	165
$I_0, \text{А}$	6.0	6.2	6.4	6.6	6.8	7.0	7.2	7.4	7.6	7.8

№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
$U_0, \text{В}$	170	175	180	185	190	195	200	195	190	185
$I_0, \text{А}$	8.0	8.2	8.4	8.6	8.8	9.0	9.5	10.0	10.5	11.0

№ вар.	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
$U_0, \text{В}$	180	175	170	165	160	155	150	145	140	135
$I_0, \text{А}$	12.0	13.0	14.0	15.0	16.0	17.0	18.0	19.0	20.0	21.0

№ вар.	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
$U_0, \text{В}$	130	125	120	115	110	105	100	95	90	85
$I_0, \text{А}$	22.0	23.0	24.0	25.0	26.0	27.0	28.0	29.0	30.0	33.0

6.4. Приклад розв'язання

Розрахувати випрямляч (рис. 6.2) за схемою Ларіонова (трикутник – зірка), якщо напруга мережі $U_M = 220 \text{ В}$, частота струму мережі $f_M = 50 \text{ Гц}$, випрямлені напруга $U_0 = 90 \text{ В}$ та струм $I_0 = 29 \text{ А}$.

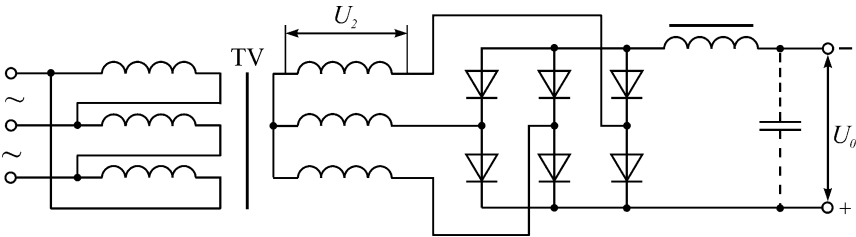


Рис. 6.2. Схема випрямляча за схемою Ларіонова (трикутник – зірка)

- Для вибору типу діодів визначаємо:
– середнє значення прямого струму діода

$$I_{\text{пр.серед}} = \frac{I_0}{3} = \frac{29}{3} = 9.67 \text{ А};$$

– імпульсний прямий струм діода

$$I_{ПР.I} = I_0 = 29 \text{ A};$$

– амплітуда зворотної напруги на діоді

$$U_{m.ЗВ} = 1.05U_{0X} \approx 1.05 \cdot 1.2U_0 = 1.05 \cdot 1.2 \cdot 90 = 113.4 \text{ В}.$$

За проведеними розрахунками вибираємо діоди КД2999А, для яких $I_{ПР.СЕР} = 20 \text{ А}$, $I_{ПР.I} = 50 \text{ А}$, $I_{ЗВ} = 0.2 \text{ мА}$, $U_{m.ЗВ} = 200 \text{ В}$, $U_{ПР} = 1.5 \text{ В}$.

2. Опір обмоток трансформатора, приведений до фази вторинної обмотки, визначаємо до розрахунку трансформатора за наближеною формулою

$$r_{mp} \approx k_{\Gamma} \frac{U_0}{I_0 f_M B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_M B_m}{U_0 I_0}} = 2.5 \cdot \frac{90}{29 \cdot 50 \cdot 1.75} \cdot \sqrt[4]{\frac{3 \cdot 50 \cdot 1.75}{90 \cdot 29}} = 0.05 \text{ Ом},$$

де $k_{\Gamma} = 2.5$ – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямляча; S – кількість стержнів трансформатора, на яких розташовані обмотки (для трифазного трансформатора $S = 3$); B_m – амплітуда магнітної індукції в магнітопроводі трансформатора (для трифазного стержневого трансформатора $B_m = 1.75 \text{ Тл}$).

Для трансформатора з додатковими обмотками опір

$$r'_{mp} = \frac{r_{mp}}{2} \left(1 + \frac{S_2}{S_{TP}} \right) = \frac{r_{mp}}{2} \left(1 + \frac{1.05 P_0}{1.05 P_0} \right) = r_{mp} = 0.05 \text{ Ом},$$

де S_2 та S_{TP} – габаритні потужності вторинної обмотки та трансформатора загалом.

Диференціальний (внутрішній) опір діода визначаємо за наближеним співвідношенням

$$r_{\text{диф}} \approx \frac{U_{ПР}}{3 I_{ПР.СЕР}} = \frac{1.5}{3 \cdot 9.67} = 0.052 \text{ Ом}.$$

Активний опір фази випрямляча

$$r_{\phi} = r_{mp} + r_{\text{диф}} = 0.05 + 0.052 = 0.102 \text{ Ом}.$$

3. Індуктивність розсіювання обмоток трансформатора, приведено до фази вторинної обмотки, визначаємо до розрахунку трансформатора за наближеною формулою

$$L_S \approx k_L \frac{S U_0}{I_0 f_M B_m} \sqrt[4]{\frac{U_0 I_0}{S f_M B_m}} = 0.001 \cdot \frac{3 \cdot 90}{29 \cdot 50 \cdot 1.75} \cdot \sqrt[4]{\frac{90 \cdot 29}{3 \cdot 50 \cdot 1.75}} = 0.188 \text{ мГн},$$

де $k_L = 0.001$ – коефіцієнт, що залежить від схеми випрямляча.

Для трансформатора з додатковими обмотками індуктивність розсіювання

$$L'_S = \frac{L_S}{2} \left(1 + \frac{S_2}{S_{TP}} \right) = \frac{L_S}{2} \left(1 + \frac{1.05 P_0}{1.05 P_0} \right) = L_S = 0.188 \text{ мГн.}$$

4. Спад напруги на активному ΔU_r та реактивному ΔU_X опорках трансформатора обчислюються так:

$$\Delta U_r = 2 I_0 r_{mp} = 2 \cdot 29 \cdot 0.05 = 2.9 \text{ В};$$

$$\Delta U_X = m I_0 f_M L_S = 6 \cdot 29 \cdot 50 \cdot 0.188 \cdot 10^{-3} = 1.636 \text{ В.}$$

Спад напруги на діодах випрямляча

$$U_{IP.CX} = 2 U_{IP} = 2 \cdot 1.5 = 3 \text{ В.}$$

Орієнтовне значення спаду напруги на дроселі ΔU_L в залежності від випрямленої потужності $P_0 = 2610 \text{ Вт}$ вибираю так (для $P_0 = (1000 \dots 3000) \text{ Вт}$ при $f_M = 50 \text{ Гц}$ $\Delta U_L = (0.04 \div 0.02) U_0$):

$$\Delta U_L = 0.024 U_0 = 0.024 \cdot 90 = 2.16 \text{ В.}$$

Для інших значень випрямленої потужності орієнтовні значення спаду напруги на дроселі ΔU_L вибирають так:

- для $P_0 = 100 \dots 300 \text{ Вт}$ при $f_M = 50 \text{ Гц}$ $\Delta U_L = (0.1 \div 0.07) U_0$;

- для $P_0 = 301 \dots 1000 \text{ Вт}$ при $f_M = 50 \text{ Гц}$ $\Delta U_L = (0.07 \div 0.05) U_0$.

Випрямлена напруга при холостому ході:

$$\begin{aligned} U_{0X} &= U_0 + \Delta U_r + \Delta U_X + U_{IP.CX} + \Delta U_L = \\ &= 90 + 2.9 + 1.636 + 3 + 2.16 = 99.696 \text{ В.} \end{aligned}$$

Уточнюємо зворотну напругу на вентилі

$$U_{m.3B} = 1.05 U_{0X} = 1.05 \cdot 99.696 = 104.681 \text{ В.}$$

Розраховане амплітудне значення зворотної напруги на діоді є менше максимально допустимої зворотної напруги діода 200 В, тобто діоди вибрані вірно.

Фазна ЕРС вторинної обмотки трансформатора:

$$E_2 = 0.43 U_{0X} = 0.43 \cdot 99.696 = 42.87 \text{ В.}$$

Миттєве значення струму вторинної обмотки

$$I_2 = 0.82 I_0 = 0.82 \cdot 29 = 23.78 \text{ А.}$$

Миттєве значення прямого струму діода

$$I_{D.IP} = 0.58 I_0 = 0.58 \cdot 29 = 16.82 \text{ А.}$$

Мінімально допустиме значення індуктивності дроселя фільтра

$$L_{\min} = \frac{2 U_{0X}}{(m^2 - 1) m \pi f_M I_0} = \frac{2 \cdot 99.696}{(6^2 - 1) \cdot 6 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 29} = 0.21 \text{ мГн.}$$

Зовнішня характеристика випрямляча (залежність випрямленої напруги від струму навантаження) є прямою лінією і будується за двома точками (рис. 6.3):

$$1) U_0 = U_{0x}; I_0 = 0;$$

$$2) U_0; I_0.$$

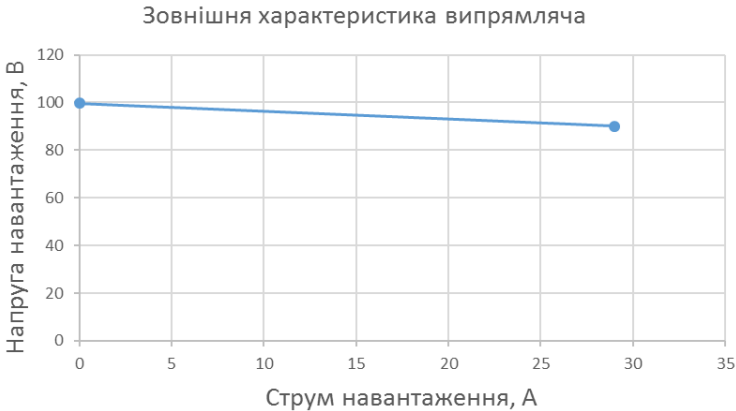


Рис. 6.3. Зовнішня характеристика випрямляча

5. Коефіцієнт трансформації трансформатора

$$n = \frac{E_2}{U_M} = \frac{42.87}{220} = 0.195.$$

Миттєве значення струму первинної обмотки

$$I_1 = 0.82nI_0 = 0.82 \cdot 0.195 \cdot 29 = 4.637 \text{ А.}$$

Габаритні потужності первинної та вторинної обмоток, а також габаритна потужність трансформатора

$$S_1 = S_2 = S_{TP} = 1.05P_0 = 1.05U_0I_0 = 1.05 \cdot 90 \cdot 29 = 2740.5 \text{ ВА.}$$

Коефіцієнти використання первинної та вторинної обмоток трансформатора, а також коефіцієнт використання трансформатора

$$K_1 = \frac{P_0}{S_1} = K_2 = \frac{P_0}{S_2} = K_{TP} = \frac{P_0}{S_{TP}} = \frac{P_0}{1.05P_0} = 0.952.$$

Значення коефіцієнта пульсації випрямленої напруги за першою гармонікою $k_{Д01}$ на вході згладжувального LC-фільтра (до дроселя) становить 5.7%.

Електрична схема спроектованого випрямляча за схемою Ларіонова та індуктивним фільтром наведена на рис. 6.4.

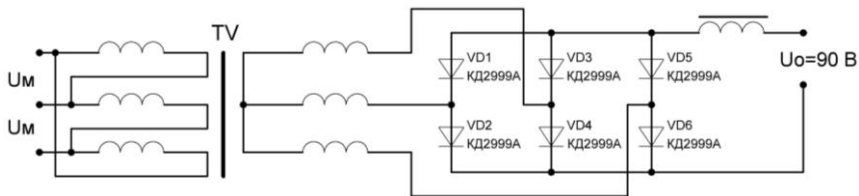


Рис. 6.4. Електрична схема спроектованого випрямляча за схемою Ларіонова та індуктивним фільтром

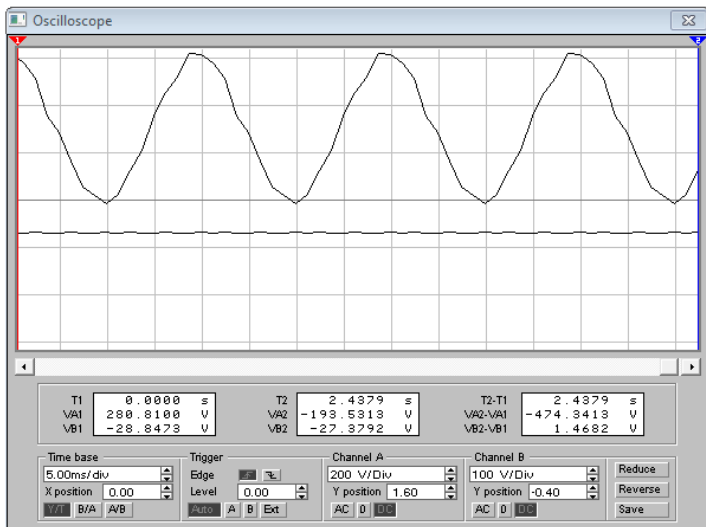
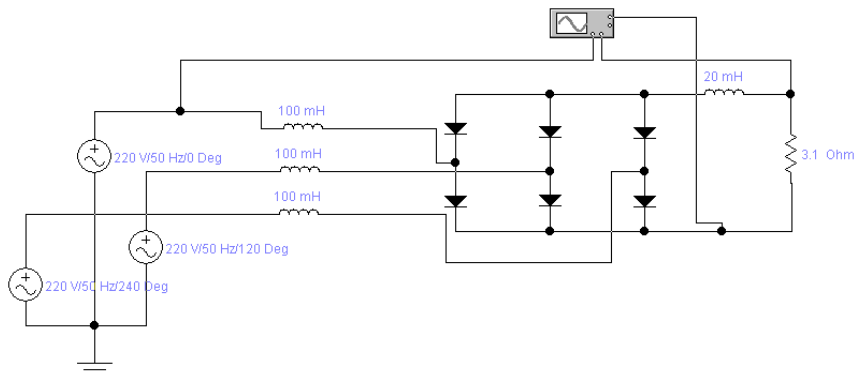


Рис. 6.5. Результати моделювання випрямляча з індуктивним фільтром

6.5. Контрольні питання

1. Наведіть особливості роботи багатофазного випрямляча на навантаження індуктивного характеру.
2. Як впливає перекриття фаз на параметри випрямленої напруги?
3. Проаналізуйте основні параметри однопівперіодної схеми випрямлення.
4. Чому однопівперіодна схема випрямлення не використовується при роботі на індуктивне навантаження?
5. Які переваги має двопівперіодна схема випрямлення у порівнянні з однопівперіодною?
6. Наведіть часові діаграми роботи двопівперіодної схеми випрямлення на ємнісне та індуктивне навантаження.
7. В яких випадках доцільно використовувати однофазну мостову схему випрямлення?
8. Чим відрізняється схема подвоєння напруги від однофазної мостової схеми випрямлення?
9. Наведіть схему множення напруги та поясніть принцип її роботи.
10. За якими факторами відбувається вибір схеми випрямляча?
11. Поясніть принцип роботи однократної та двократної багатофазних схем випрямлення.
12. В яких випадках використовується складні двократні схеми випрямлення (послідовного та паралельного типу)?
13. Наведіть основні особливості роботи випрямляча при живленні від джерела напруги прямокутної форми.
14. Охарактеризуйте основні схеми регульованих випрямлячів.

Робота 7. Проектування підсилювального каскаду на операційному підсилювачі

7.1. Мета роботи

Вивчити методику проектування підсилювального каскаду на операційному підсилювачі.

7.2. Теоретичні відомості

Аналіз схем пристроїв, до складу яких входить операційний підсилювач (ОП), можна спростити, якщо використовувати поняття про ідеальний ОП. Ідеальним є такий ОП, який має вхідний опір для різницевого сигналу $R_{вх} \rightarrow \infty$, внутрішній коефіцієнт підсилення напруги $K_{вн} \rightarrow \infty$ та вихідний опір $R_{вих} = 0$. Крім того, вважають, що коефіцієнт послаблення синфазного сигналу має прямувати до безкінечності. В реальних ОП прагнуть максимально підвищити вхідний опір. Наприклад, вхідними каскадами ОП часто є емітерні чи витокові повторювачі, тому відгалуженням струму на вхідний опір підсилювача можна знехтувати (опір, підключений паралельно вхідному опору підсилювача, на кілька порядків його менше).

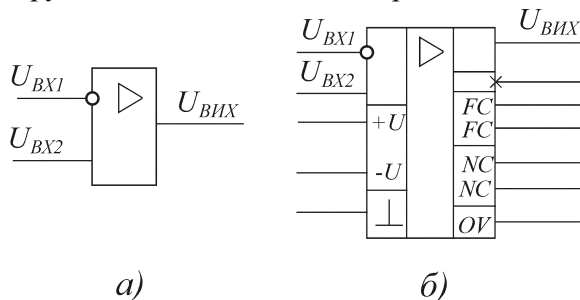



Рис. 7.1. Умовне позначення операційного підсилювача:

а – без додаткового поля; б – з додатковими полями (NC – виводи балансування; FC – виводи частотної корекції; U – виводи напруги живлення; X – вивід, що не несе логічної інформації; OV – спільний інформаційний вивід;  – корпус)

Аналіз схем включення ОП спрощується ще й тому, що ідеальний підсилювач за рахунок безкінечно великого внутрішнього коефіцієнта підсилення та нульового вихідного опору розвиває кінцеву напругу на будь-якому відмінному від нуля навантаженні при ну-

льовій вхідній напрузі. Це дає можливість при аналізі схем вважати напругу між входами ОП рівною нулю. Нульовим також вважають струм, що тече через безкінечний вхідний опір.

Принцип віртуального замикання. Розглянуте вище відповідає принципу віртуального замикання вхідних зажимів ОП (рис. 7.2). При віртуальному замиканні, як і при звичайному, напруга між замкненими входами дорівнює нулю. Але, на відміну від звичайного замикання, струм між віртуально замкненими входами не тече, тобто у віртуальне замикання струм не відгалужується. Таким чином, для струму віртуальне замикання еквівалентно розриву кола.

Інвертувальна схема. На рис. 7.3, а наведена інвертувальна схема включення ОП. Використовуючи принцип віртуального замикання, струм $I'_{ex} = \frac{U'_{ex} - 0}{Z_1}$, а вихідна напруга $U_{вих} = -I'_{ex} \cdot Z_{зв}$, звідки коефіцієнт передачі напруги

$$K' = \frac{U_{вих}}{U'_{ex}} = -\frac{Z_{зв}}{Z_1}. \quad (7.1)$$

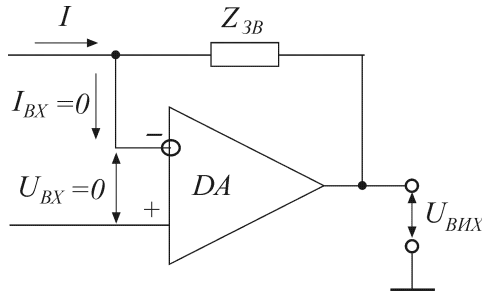


Рис. 7.2. Віртуальне замикання вхідних клем ОП

Формула (7.1) виконується лише для ідеального ОП. Для реального підсилювача характерним є наявність похибок. Перше джерело похибок полягає в припущенні, що весь вхідний струм I'_{ex} тече через опір зв'язку, тоді як частина його відгалужується у вхідний опір ОП. Тоді відносна похибка

$$\frac{\Delta_1 K'}{K'} = \frac{\Delta I'_{ex}}{I_{зв}} = \frac{R_{ex}^{-1}}{(1 + K') \cdot Z_{зв}^{-1}} = \frac{Z_{зв}}{(1 + K') \cdot R_{ex}}.$$

Друге джерело похибки полягає в тому, що через опір Z_1 проті-

кає струм, який дорівнює не точно $\frac{U'_{6x}}{Z_1}$, а приблизно дорівнює цьому значенню. Тому що $\frac{Z_{36}}{1+K'} \ll Z_1$, відносна похибка визначення коефіцієнта підсилення становить $\frac{\Delta_2 K'}{K'} \approx -\frac{Z_{36}}{Z_1 \cdot (1+K')}$.

Загальна відносна похибка визначення коефіцієнта підсилення за формулою (7.1) дорівнює сумі цих двох похибок:

$$\frac{\Delta K'}{K'} = \frac{\Delta_1 K'}{K'} + \frac{\Delta_2 K'}{K'} \approx \frac{Z_{36}}{1+K'} \left(\frac{1}{R_{6x}} + \frac{1}{Z_1} \right) = \frac{Z_{36}(R_{6x} + Z_1)}{R_{6x} Z_1 (1+K')}, \quad (7.2)$$

де K' – коефіцієнт підсилення ОП, який залежить від внутрішнього коефіцієнта підсилення, вихідного опору та еквівалентного опору навантаження.

Еквівалентний опір навантаження для схеми рис. 7.3, а становить $Z_{н.екв} \approx \frac{Z_{36} \cdot Z_n}{Z_{36} + Z_n}$, де Z_n – опір навантаження підсилювача.

Перетворювач джерела струму в джерело напруги. Інвертувальну схему вмикання можна використовувати як перетворювач джерела струму в джерело напруги. Опорами Z_1 та Z_{36} є резистори, які мають активні опори R_1 та R_{36} , а до входу схеми підключено джерело струму. В цьому випадку $Z'_1 \approx R_{6x}$, $\beta \approx 1$, тоді

$$Z'_{вих} = \frac{R_{вих}}{1+K_{6н}}; \quad U_{вих} = -I_{6x} \cdot R_{36}.$$

Тому що вихідна напруга ОП пропорційна вхідному струму, а вихідний опір дуже малий, то таку схему називають перетворювачем струму в напругу.

Неінвертувальна схема. Неінвертувальна схема включення ОП наведена на рис. 7.3, б. В такій схемі напруга з виходу підсилювача подається на інвертувальний вхід підсилювача. Ця напруга зворотного зв'язку відносно спільної шини дорівнює $U_- = \beta \cdot U_{вих}$, де $\beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{36}}$. Тоді напруга на виході підсилювача

$$U_{вих} = K \cdot (U_+ - U_-) = K \cdot (U'_{6x} - \beta \cdot U_{вих}), \text{ звідки } U_{вих} = \frac{K \cdot U'_{6x}}{1 + \beta \cdot K}.$$

Отже, коефіцієнт підсилення неінвертувальної схеми є таким:

$$K' = \frac{U'_{\text{вих}}}{U'_{\text{вх}}} = \frac{1}{\beta + 1/K} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + 1/\beta K}. \quad (7.3)$$

При $|\beta \cdot K| \gg 1$ можна записати

$$K' \approx \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{Z_{3\phi}}{Z_1}. \quad (7.4)$$

Співвідношення (7.3) є точним. За наближеною формулою (7.4) та за (7.3) відносна похибка визначення коефіцієнта передачі

$$\frac{\Delta K'}{K'} = -\frac{1}{\beta \cdot K}. \quad (7.5)$$

З рис. 7.3, б видно, що в схемі наявний послідовний зворотний зв'язок за напругою, при якому вхідний опір $R'_{\text{вх}} \approx (1 + \beta \cdot K) \cdot R_{\text{вх}}$.

Потрібно звернути увагу на те, що реально вхідний опір має менше значення, тому що паралельно неінвертувальному входу підключений опір $2R_{\text{сф}}$.

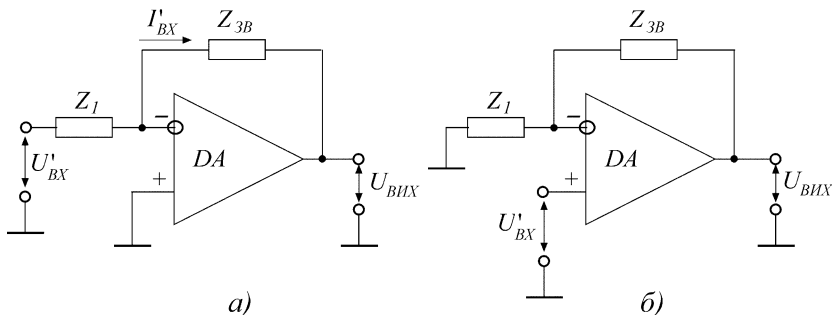


Рис. 7.3. Інвертувальна (а) та неінвертувальна (б) схеми ОП

Повторювач напруги. На рис. 7.4 зображена схема повторювача напруги на базі ОП. Приймаючи в співвідношенні (7.4) $Z_{3\phi} = 0$ та $Z_1 = \infty$, маємо

$$K' \approx 1. \quad (7.6)$$

Відповідно до (7.5) відносна похибка має значення

$$\frac{\Delta K'}{K'} = -\frac{1}{K}. \quad (7.7)$$

Для визначення вхідного опору повторювача напруги скористаємось еквівалентною схемою (рис. 7.5, а):

$$R'_{\text{ex}} = \frac{U'_{\text{ex}}}{I'_{\text{ex}}} = R_{\text{ex}}(1 + K_{\text{e}}) + R_{\text{вих}} \cdot \frac{R_{\text{н}} - R_{\text{ex}} \cdot K_{\text{e}}}{R_{\text{вих}} + R_{\text{н}}}. \quad (7.8)$$

В багатьох практичних випадках за умови $R_{\text{н}} \gg R_{\text{вих}}$ буде

$$R'_{\text{ex}} \approx R_{\text{ex}}(1 + K_{\text{e}}). \quad (7.9)$$

Вхідний опір повторювача напруги R'_{ex} , визначений за формулами (7.8) та (7.9), має порівняно велике значення. Але маємо врахувати, що ці формули виведені за наближеною еквівалентною схемою.

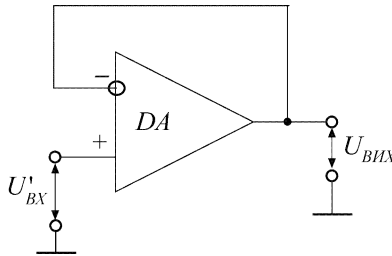


Рис. 7.4. Повторювач напруги на ОП

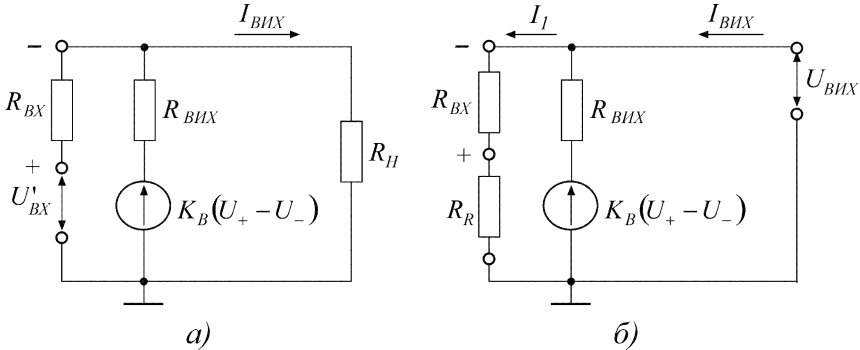


Рис. 7.5. Еквівалентні схеми ОП

Для визначення вихідного опору повторювача напруги скористаємось еквівалентною схемою (рис. 7.5, б). Ця схема отримана з схеми рис. 7.5, а, в якій замість вхідної напруги U'_{ex} включено опір джерела цієї напруги R_{e} , а на виході еквівалентної схеми включено напругу $U_{\text{вих}}$.

Можна показати, що вихідний опір повторювача дорівнює паралельному з'єднанню двох опорів:

$$R'_{вих} = \frac{(R_{ex} + R_R) \cdot R_{вих}}{1 + \beta' \cdot K_{\epsilon}}, \quad (7.10)$$

$$R_{ex} + R_R + \frac{R_{вих}}{1 + \beta' \cdot K_{\epsilon}}$$

де $\beta' = \frac{R_{ex}}{R_{ex} + R_R}$.

Тому що перший опір набагато більше другого, то вважаємо, що

$$R'_{вих} \approx \frac{R_{вих}}{1 + \beta' \cdot K_{\epsilon}}. \quad (7.11)$$

Інтегратор. Схема інтегратора наведена на рис. 7.6, а. Якщо на вхід інтегратора подати напругу U'_{ex} , то за принципом віртуального замикання можна вважати, що струм через резистор R має сталі значення. Цей струм заряджає конденсатор C і створює на ньому напругу, яка одночасно є вихідною:

$$U_{вих} = -\frac{1}{RC} \int_0^{\infty} U'_{ex} dt. \quad (7.12)$$

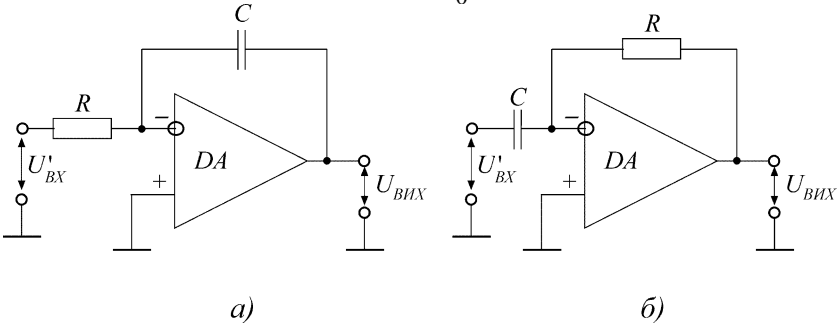


Рис. 7.6. Інтегратор (а) та диференціатор (б) на ОП

Диференціатор. Схема диференціатора на ОП наведена на рис. 7.6, б. Вхідною напругою (за принципом віртуального замикання) є напруга на конденсаторі. Струм, який заряджає конденсатор, є таким: $I = C \frac{dU'_{ex}}{dt}$. Цей струм, не відгалужуючись в ОП, повністю проходить через опір R , створюючи на ньому вихідну напругу:

$$U_{вих} = -RC \frac{dU'_{ex}}{dt}. \quad (7.13)$$

Логарифмувальні схеми. Для логарифмування та зворотної операції (антилогарифмування) використовуються ОП, в яких опорами Z_1 чи $Z_{3\delta}$ є діоди з площинним $p-n$ – переходом.

Відомо, що вольт-амперна характеристика (ВАХ) $p-n$ – переходу досить точно визначається рівнянням (при $U_{\partial} \geq (3 \div 4)U_m$):

$$I_{\partial} \approx I_S \exp\left(\frac{U_p}{U_m}\right). \quad (7.14)$$

Прологарифмувавши (7.14), отримаємо:

$$U_{\partial} \approx U_m \ln\left(\frac{I_{\partial}}{I_S}\right). \quad (7.15)$$

На рис. 7.7, а наведена схема логарифматора, в якій використовується емітерний діод. Струм через опір R , що є також і струмом через діод, дорівнює $I_{\partial} = \frac{U'_{ex}}{R}$. Тоді напруга на виході

$$U_{вих} = -U_{\partial} \approx -U_m \ln\left(\frac{U'_{ex}}{R \cdot I_S}\right). \quad (7.16)$$

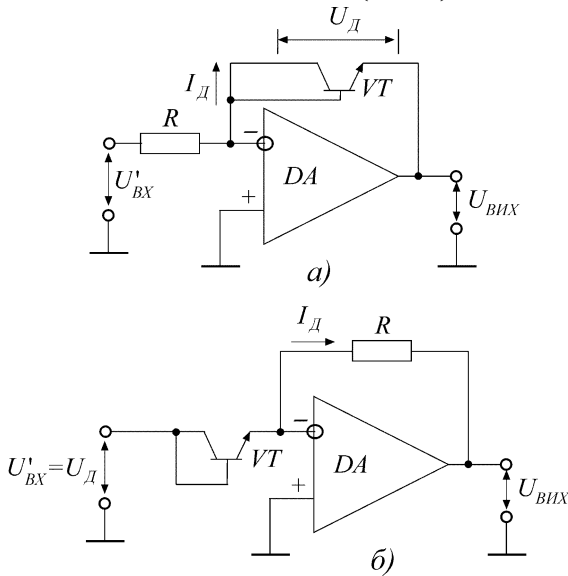


Рис. 7.7. Логарифматор (а) та антилогарифматор (б) на ОП
Складаючи вихідні напруги декількох логарифмувальних підсилювачів,

можна отримати суму логарифмів від декількох напруг, яка дорівнює логарифму – добутку цих напруг. Зворотну операцію – знаходження добутку за логарифмом – можна реалізувати за антилогарифмувальною схемою (див. рис. 7.7, б). Для такої схеми напруга на діоді дорівнює вхідній напрузі. Струм через діод визначається формулою (7.14), звідки напруга на виході схеми

$$U_{вих} = -I_0 R \approx R \cdot I_S \exp\left(\frac{U'_{ex}}{U_m}\right). \quad (7.17)$$

Використання логарифматорів та антилогарифматорів дає змогу реалізувати нескладні аналогові помножувачі та подільники для потреб аналогових моделювальних систем та вимірювачів потужності електричних сигналів.

7.3. Порядок виконання роботи

Розрахувати параметри елементів схеми підсилювача змінного струму на ОП (рис. 7.8), якщо коефіцієнт підсилення K_β , діапазон робочих частот $f_H..f_B$, мінімальне значення вхідного опору $R_{ВХ,мін}$, живлення ОП несиметричне, а опір навантаження R_H . Внутрішній опір джерела живлення вибирається за формулою $R_{ДЖ}=0.1 R_H$. З довідника необхідно визначити такі основні параметри заданого ОП: коефіцієнт підсилення напруги K_U , частоту одиничного підсилення f_i , вхідний опір $R_{ВХ}$, вихідний опір $R_{ВЛХ}$. Індивідуальні значення параметрів за варіантами наведені в табл. 7.1.

Таблиця 7.1.

Індивідуальні значення параметрів до роботи 7

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Тип ОП	КР553 УД1А	К574 УД2А	К1401 УД1	КР1408 УД2	1417 УД294А	КР553 УД1А	К574 УД2А	К1401 УД1	КР1408 УД2	1417 УД294А
K_β	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
f_H , Гц	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140
f_B , кГц	60	55	50	45	40	35	30	25	20	25
$R_{ВХ,мін}$, кОм	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
R_H , Ом	450	470	490	510	530	550	570	590	610	630

№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Тип ОП	КР553 УД1А	К574 УД2А	К1401 УД1	КР1408 УД2	1417 УД294А	КР553 УД1А	К574 УД2А	К1401 УД1	КР1408 УД2	1417 УД294А
K_β	35	34	33	32	31	30	29	28	27	26
f_H , Гц	150	160	170	180	190	200	190	180	170	160
f_B , кГц	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75
$R_{ВХ,мін}$, кОм	18	19	20	19	18	17	16	15	14	13
R_H , Ом	650	670	690	710	730	750	770	790	810	830

№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Тип ОП	КР553 УД1А	К574 УД2А	К1401 УД1	КР1408 УД2	1417 УД294А	КР553 УД1А	К574 УД2А	К1401 УД1	КР1408 УД2	1417 УД294А
K_{β}	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
f_H , Гц	150	140	130	120	110	100	90	80	70	60
f_B , кГц	80	85	90	95	100	95	90	85	80	75
$R_{BX.min}$, кОм	12	11	10	11	12	13	14	15	16	17
R_H , Ом	850	870	890	910	930	950	970	990	1010	1030

№ вар.	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
Тип ОП	КР553 УД1А	К574 УД2А	К1401 УД1	КР1408 УД2	1417 УД294А	КР553 УД1А	К574 УД2А	К1401 УД1	КР1408 УД2	1417 УД294А
K_{β}	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
f_H , Гц	200	250	300	350	400	450	500	550	600	650
f_B , кГц	40	50	60	70	80	90	100	95	85	75
$R_{BX.min}$, кОм	20	22	24	26	28	30	32	34	36	38
R_H , Ом	1050	1070	1090	1110	1130	1150	1170	1190	1160	1140

№ вар.	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
Тип ОП	КР553 УД1А	К574 УД2А	К1401 УД1	КР1408 УД2	1417 УД294А	КР553 УД1А	К574 УД2А	К1401 УД1	КР1408 УД2	1417 УД294А
K_{β}	25	26	27	28	29	30	29	28	27	26
f_H , Гц	700	750	800	850	900	950	1000	750	500	250
f_B , кГц	65	55	50	45	40	35	30	25	20	18
$R_{BX.min}$, кОм	40	42	44	46	48	50	52	54	54	58
R_H , Ом	1120	1100	1080	1060	1040	1020	1000	980	960	940

7.4. Приклад розв'язання

Розрахувати параметри елементів схеми підсилювача змінного струму на основі операційного підсилювача КР1408УД2 (рис. 7.8), якщо коефіцієнт підсилення $K_{\beta} = 23$, діапазон робочих частот $f_H = 500$ Гц.. $f_B = 20$ кГц, мінімальне значення вхідного опору $R_{BX.min} = 54$ кОм, живлення ОП несиметричне, опір навантаження $R_H = 1900$ Ом, внутрішній опір джерела живлення $R_{ДЖ} = 0.1 R_H = 0.1 \cdot 1900 = 190$ Ом.

З довідника визначаємо основні параметри ОП КР1408УД2: коефіцієнт підсилення напруги $K_U = 50000$, частота одиничного підсилення $f_1 = 0.55$ МГц, вхідний і вихідний опори $R_{BX} = 400$ кОм, $R_{ВИХ} = 150$ Ом.

При несиметричному живленні опори резисторів R_3 і R_4 однакові та вибираються в діапазоні 1 кОм ÷ 1 МОм. Вибираю $R_3 = R_4 =$

$= 200 \text{ кОм}$.

Для компенсації помилки на вході

$$R_2 = 0,5 R_4 = 0,5 \cdot 200 = 100 \text{ кОм}.$$

Опір резистора R_1 визначається так:

$$R_1 = \frac{R_2}{K_\beta - 1} = \frac{100000}{23 - 1} = 4545 \text{ Ом}.$$

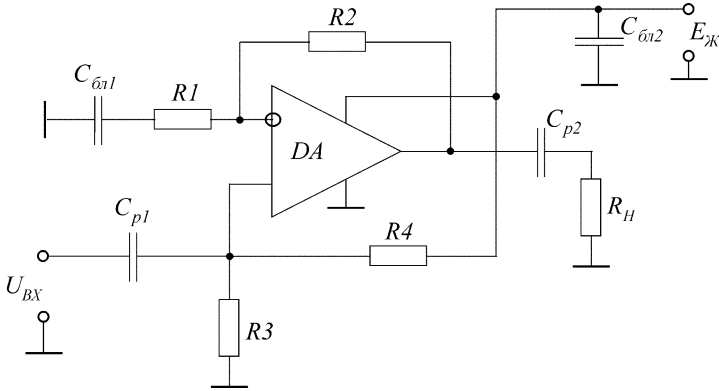


Рис. 7.8. Електрична схема підсилювача змінного струму на ОП

Тому що виконується умова $R_1 + R_2 = 104.545 \text{ кОм} > R_H = 1900 \text{ Ом}$, розрахунок можна продовжувати.

Далі визначаю вхідний опір ОП з від'ємним зворотним зв'язком

$$\begin{aligned} R_{BX.\beta} &= R_{BX} (1 + \beta K_\beta) = R_{BX} \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_\beta \right) = \\ &= 4 \cdot 10^5 \left(1 + \frac{4.545}{4.545 + 100} \cdot 23 \right) = 800 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

Тоді вхідний опір підсилювача змінного струму:

$$R_{BX.\Pi} = \frac{R_{BX.\beta} R}{R_{BX.\beta} + R} = \frac{R_{BX.\beta} \cdot 0,5 R_4}{R_{BX.\beta} + 0,5 R_4} = \frac{800 \cdot 0,5 \cdot 200}{800 + 0,5 \cdot 200} = 88,89 \text{ кОм},$$

тобто більший 54 кОм, які необхідно було забезпечити.

Ємності блокувальних конденсаторів:

$$C_{бл1} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_1} = \frac{10}{2\pi \cdot 500 \cdot 4545} = 0,7 \text{ мкФ};$$

$$C_{\text{бл}2} \geq \frac{10}{2\pi f_H R_{\text{дж}}} = \frac{10}{2\pi \cdot 500 \cdot 190} = 16.8 \text{ мкФ}.$$

Ємності розділових конденсаторів:

$$C_{P1} \geq \frac{1}{2\pi f_H R_{BХ.П}} = \frac{1}{2\pi \cdot 500 \cdot 88890} = 3.6 \text{ нФ};$$

$$C_{P2} \geq \frac{1}{2\pi f_H \left(R_H + \frac{R_{ВЛХ}}{1 + \beta K_\beta} \right)} = \frac{1}{2\pi \cdot 500 \cdot \left(1900 + \frac{150}{1 + 0.0435 \cdot 23} \right)} = 0.16 \text{ мкФ}.$$

Далі необхідно перевірити, чи зможе забезпечити розрахований підсилювач необхідне підсилення на частоті 20 кГц. Для цього необхідно забезпечити виконання нерівності

$$K_\beta = 23 \leq \frac{f_1}{f_B} = \frac{550}{20} = 27.5.$$

Остання нерівність виконується, тому розрахунки вірні.

Якщо ж остання нерівність не виконується, тоді необхідно використання двокаскадного підсилювача з коефіцієнтами підсилення каскадів $K_{\beta 1} = K_{\beta 2} = \sqrt{K_\beta}$, або використання більш високочастотного операційного підсилювача з більшим значенням частоти одиничного підсилення $f_1 \geq K_\beta f_B$.

Таким чином, розраховано номінали елементів підсилювача, які необхідно забезпечити для реалізації заданих технічних вимог.

Виберемо типові номінали елементів підсилювача:

$$R_1 = 4530 \text{ Ом}; \quad R_2 = 100 \text{ кОм}; \quad R_3 = 200 \text{ кОм}; \quad R_4 = 200 \text{ кОм}; \\ C_{P1} = 1 \text{ мкФ}; \quad C_{P2} = 1 \text{ мкФ}; \quad C_{\text{бл}1} = 1 \text{ мкФ}; \quad C_{\text{бл}2} = 20 \text{ мкФ}.$$

Розсіювані потужності всіх резисторів будуть менші 0.125 Вт, а допустимі напруги конденсаторів достатньо вибрати більшими напруги живлення 12 В.

Таким чином:

$$R_1: \text{C2-33-0.125-4.53 кОм} \pm 5\%; \quad R_2: \text{C2-33-0.125-100 кОм} \pm 5\%; \\ R_3: \text{C2-33-0.125-200 кОм} \pm 5\%; \quad R_4: \text{C2-33-0.125-200 кОм} \pm 5\%; \\ C_{P1}: \text{K50-35-1 мкФ} \times 25 \text{ В} \pm 20\%; \quad C_{P2}: \text{K50-35-1 мкФ} \times 16 \text{ В} \pm 20\%; \\ C_{\text{бл}1}: \text{K50-35-1 мкФ} \times 16 \text{ В} \pm 20\%; \quad C_{\text{бл}2}: \text{K50-35-20 мкФ} \times 16 \text{ В} \pm 20\%.$$

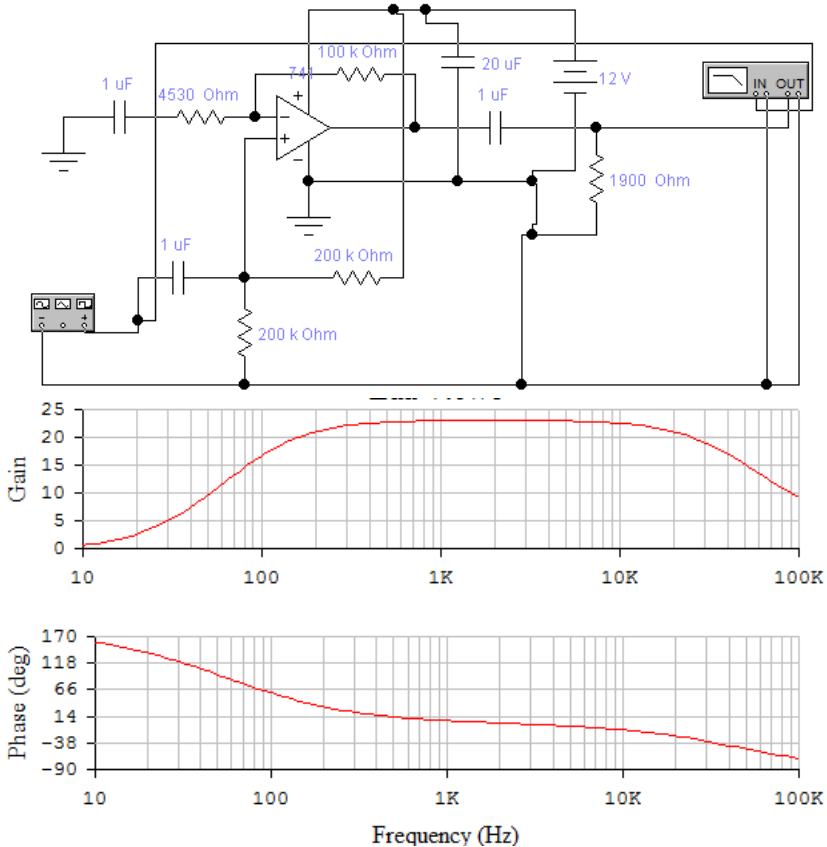


Рис. 7.9. Результати моделювання підсилювача на ОП

7.5. Контрольні питання

1. Чим відрізняються кола зворотного зв'язку ОП, які виконують операції додавання, інтегрування та диференціювання?
2. Складіть електричну схему операційного транзисторного підсилювача для виконання функції додавання.
3. Як пояснити придушення синфазного сигналу або завади в диференціальному підсилювачі? Чи є це перевагою схеми? Чому?
4. Які електронні схеми можна побудувати на диференціальному підсилювачі?
5. Наведіть характеристику основних параметрів ОП.
6. Які ви знаєте основні характеристики ОП?

Робота 8. Проектування частотного дискримінатора на розстроєних контурах

8.1. Мета роботи

Вивчити методику проектування частотного дискримінатора (детектора) на розстроєних контурах.

8.2. Теоретичні відомості

Вимірювачі неузгодження або дискримінатори застосовуються для виявлення неузгодження в системах автоматизації та перетворення цього неузгодження в електричний сигнал, зручний для підсилення. В системах автоматизації таким електричним сигналом є постійна або змінна напруга.

Вимірювачі неузгодження класифікують за формою вхідного сигналу системи автоматизації. Найчастіше в системах автоматизації використовуються частотні дискримінатори (вимірювачі частотного неузгодження).

Частотний дискримінатор (ЧД) призначений для перетворення відхилення частоти $\Delta f_{\text{пр}}$ вхідної напруги від заданої частоти настроювання дискримінатора $f_{\text{пр.зад}}$ в пропорційну йому напругу $U_{\text{чд}}$ постійного струму. Частотні дискримінатори є елементами порівняння в системах частотного автопідстроювання частоти.

Існує декілька варіантів схем ЧД. Для вивчення принципу дії ЧД розглянемо ЧД на розстроєних контурах з двома підстроювальними елементами.

Для залежності вихідної напруги частотного дискримінатора лише від частоти вхідного сигналу і не залежності від його амплітуди, на вході дискримінатора знаходиться амплітудний обмежувач (рис. 8.1). Введемо такі позначення: S – крутизна характеристики транзисторів; $Z_1(f)$ та $Z_2(f)$ – модулі комплексних опорів резонансних контурів в колекторних колах транзисторів (рис. 8.2, а); $k_{\text{д}}$ – коефіцієнт передачі амплітудних детекторів; $\tau_{\text{ф}}$ – стала часу фільтрів нижніх частот амплітудних детекторів; f – частота вхідного сигналу; $f_{\text{пр.зад}}$ – частота настроювання ЧД; f_1 та f_2 – резонансні час-

тоти RLC-контурів; $\Delta f_{\text{пр}} = f - f_{\text{пр.зад}}$ – розстроювання вхідного сигналу, тобто відхилення частоти вхідного сигналу від частоти настроювання дискримінатора; Z_0 – опір резонансних контурів на частоті настроювання ЧД; U_0 – напруга сигналу на виході обмежувача амплітуди.

Напруги постійного струму $U_1(f)$ та $U_2(f)$ на виході амплітудних детекторів дискримінатора

$$U_1(f) = U_0 k_D S Z_1(f), \quad U_2(f) = U_0 k_D S Z_2(f)$$

та, відповідно, вихідна напруга $U_{\text{чд}}$ дискримінатора (рис. 8.2, б)

$$U_{\text{чд}}(f) = U_2(f) - U_1(f) = U_0 k_D S [Z_2(f) - Z_1(f)].$$

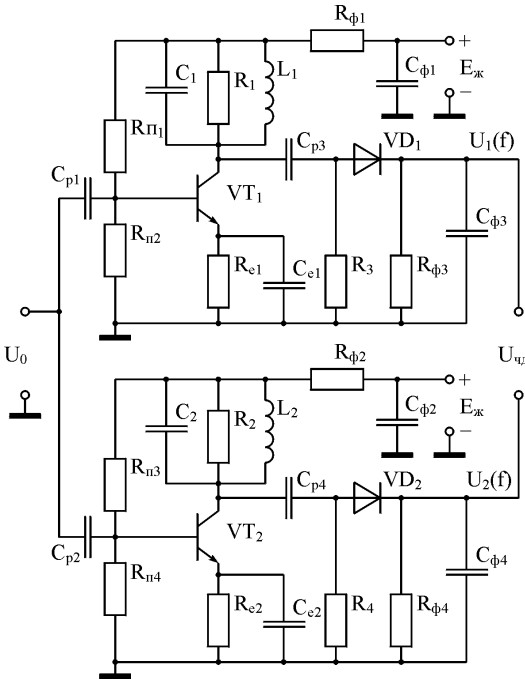


Рис. 8.1. Електрична схема частотного дискримінатора

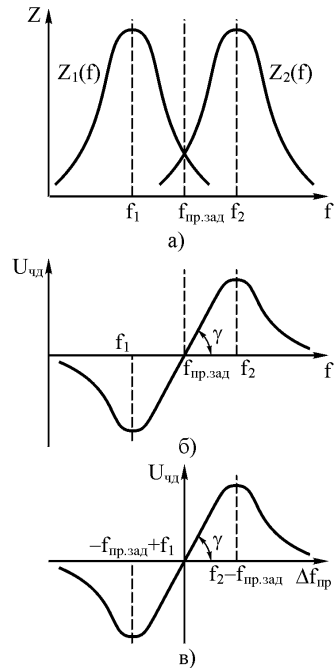


Рис. 8.2. Резонансні характеристики контурів (а) та статичні характеристики ЧД (б, в)

При малих розстроюваннях

$$U_{\text{ЧД}}(f) = U_0 k_{\text{Д}} S \{ Z_2(f) - Z_0 - [Z_1(f) - Z_0] \} = U_0 k_{\text{Д}} S \frac{2\Delta Z}{\Delta f} \Delta f \approx \\ \approx 2U_0 k_{\text{Д}} S \frac{dZ}{df} \Delta f = k_{\text{ЧД}} \Delta f,$$

де $k_{\text{ЧД}} = 2U_0 k_{\text{Д}} S \frac{dZ}{df}$ – коефіцієнт передачі ЧД, В/Гц.

Отримані співвідношення характеризуються графіками на рис. 8.2, з яких видно, що ЧД є обмежено-лінійним колом, а тривалість лінійної ділянки дискримінаційної характеристики (рис. 8.2, в) визначається смугою пропускання резонансних контурів дискримінатора: $\Delta f_{\text{пр.мах}} = 2(f_{\text{пр.зад}} - f_1) = 2(f_2 - f_{\text{пр.зад}}) = f_2 - f_1$. Для згладжування пульсацій напруги на виходах амплітудних детекторів дискримінатора увімкнені ФНЧ з сталою часу $\tau_{\phi} \approx \frac{5}{f_{\text{пр.зад}}}$. З врахуван-

ням ФНЧ передавальна функція ЧД:

$$K_{\text{ЧД}} = \frac{U_{\text{ЧД}}(p)}{\Delta F(p)} = \frac{k_{\text{ЧД}}}{1 + p\tau_{\phi}},$$

тобто ЧД є аперіодичним колом першого порядку.

За розглянутим можна сформулювати три функції, які реалізує ЧД в системах автоматизації:

- 1) функція задавання мети регулювання ($f_{\text{пр.зад}}$);
- 2) функція частотного елементу порівняння або формувача сигналу неузгодження $\Delta f_{\text{пр}} = f_{\text{пр}} - f_{\text{пр.зад}}$;
- 3) функція перетворення сигналу неузгодження $\Delta f_{\text{пр}}$ у вихідний сигнал ЧД – напругу постійного струму $U_{\text{ЧД}}$.

Функціональна схема ЧД (з врахуванням перерахованих функцій) зображена на рис. 8.3. Задавач мети регулювання в деяких ЧД в явному вигляді на електричній схемі відсутній (ЧД на розстроєних контурах), а в деяких ЧД як задавач використовується генератор (стабілізований) $f_{\text{пр.зад}}$, наприклад, частотно-імпульсний дискримінатор.

Для ЧД на коливальних контурах вихідну напругу можна записати так:

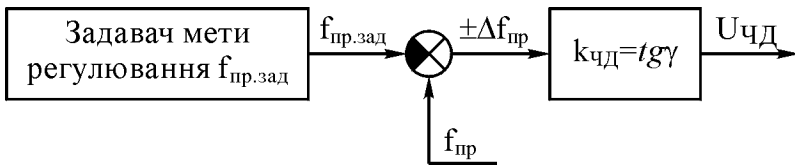


Рис. 8.4. Функціональна схема частотного дискримінатора

$$U_{\text{вих}}(f) = I_1 k_{\text{д}} R_{\text{Е}} \psi(f),$$

де I_1 – амплітуда першої гармоніки вихідного струму підсилювального елементу; $k_{\text{д}}$ – коефіцієнт передачі амплітудного детектора; $R_{\text{Е}}$ – еквівалентний резонансний опір контуру частотно-селективних кіл; $\psi(f)$ – функція, що враховує властивості частотно-селективних кіл та визначає вигляд характеристики ЧД, тобто

$$\psi(f) = \psi_0(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\alpha - \alpha_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\alpha + \alpha_0)^2}},$$

де $\alpha = Q_{\text{Е}} \left(\frac{f}{f_{\text{пр.зад}}} - \frac{f_{\text{пр.зад}}}{f} \right)$; $\alpha_0 = 0.5 Q_{\text{Е}} \left| \frac{f_1}{f_2} - \frac{f_2}{f_1} \right|$; f_1 та f_2 – резонансні частоти першого та другого коливальних контурів; $Q_{\text{Е}}$ – еквівалентна добротність контурів.

Функція $\psi_0(\alpha)$ (рис. 8.4, а) досягає максимуму та мінімуму при $|\alpha| \approx |\alpha_0|$, тоді

$$\alpha_0 = 2 Q_{\text{Е}} \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{f_{\text{пр.зад}}}; \quad Q_{\text{Е}} = \alpha_0 \frac{f_{\text{пр.зад}}}{2 \Delta f_{\text{пр.зад}}}.$$

Розглянемо ЧД при таких вихідних даних: ЧД виконаний на розстроєних контурах, резонансні частоти цих контурів f_1 та f_2 розміщені на осі частот симетрично відносно частоти настроювання $f_{\text{пр.зад}}$; контури мають однакові параметри, тобто $C_1 = C_2 = C$, еквівалентні добротності з врахуванням впливу всіх внесених втрат $Q_{\text{Е1}} = Q_{\text{Е2}} = Q_{\text{Е}}$, еквівалентні резонансні опори $R_{\text{Е1}} = R_{\text{Е2}} = R_{\text{Е}}$, а ширина смуги пропускання $2 \Delta f_{\text{пр.зад}} = |f_1 - f_2|$.

Визначимо $U_{\text{вих}}(\Delta f_{\text{пр}})$ при розстроюванні $\Delta f_{\text{пр}} = f - f_{\text{пр.зад}}$:

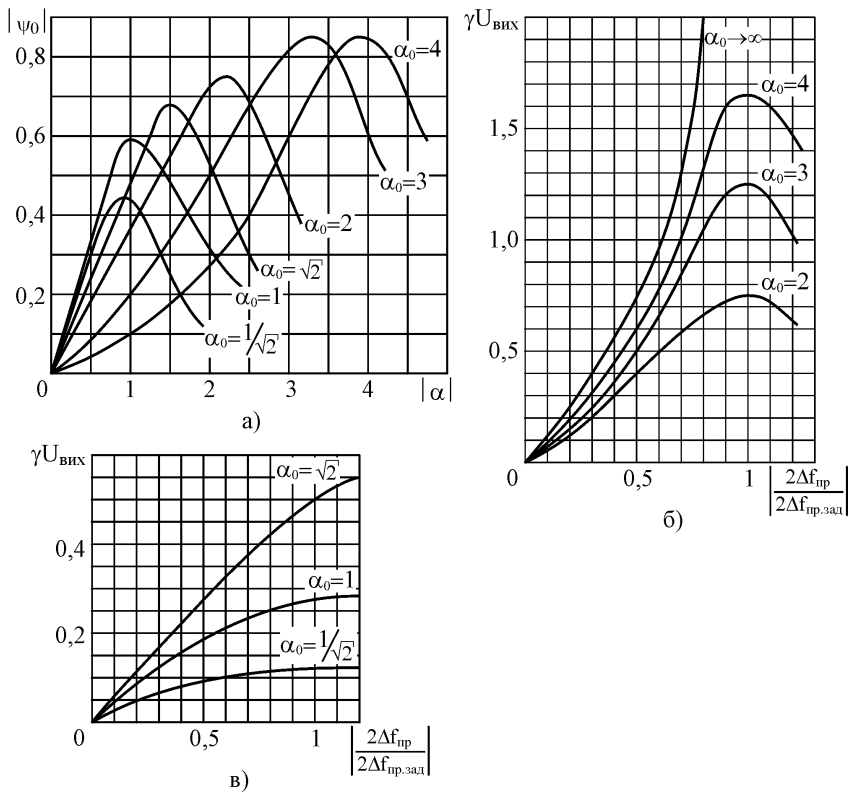


Рис. 8.4. Характеристики $\psi_0(\alpha)$ (а) та $\gamma U_{\text{вих}} \left(\left| \frac{2\Delta f_{\text{пр}}}{2\Delta f_{\text{пр.зад}}} \right| \right)$ в узагальнених координатах при різних значеннях α_0 (б, в)

$$U_{\text{вих}}(\Delta f_{\text{пр}}) = \frac{I_1 k_{\text{д}} \alpha_0}{4\pi \Delta f_{\text{пр}} C} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha_0^2 \left[0.5 - \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{4\pi \Delta f_{\text{пр.зад}}} \right]^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha_0^2 \left[0.5 + \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{4\pi \Delta f_{\text{пр.зад}}} \right]^2}} \right\},$$

де $k_{\text{д}} = \cos \theta$ – коефіцієнт передачі амплітудного детектора;

$\theta = \sqrt{\frac{3\pi R}{R_{\text{н}}}}$ – кут відсікання; R – прямий опір діода, який викорис-

товується в амплітудному детекторі; R_H – опір навантаження; C – сумарна ємність кожного резонансного контуру.

Графіки останньої залежності в узагальнених координатах $\gamma U_{\text{вих}} = \psi \left(\left| \frac{2 \Delta f_{\text{пр}}}{2 \Delta f_{\text{пр.зад}}} \right| \right)$, де $\gamma = \frac{2 \pi \Delta f_{\text{пр}} C}{I_1 k_D}$, для різних значень α_0 наведені на рис. 8.4, б, в.

Крутизна характеристики ЧД визначається так:

$$S = \frac{2 I_1 k_D \alpha_0^3}{\pi (2 \Delta f_{\text{пр.зад}})^2 C (1 + \alpha_0^2)^{1.5}}. \quad (8.2)$$

Ефективне зростання крутизни S від α_0 спостерігається при малих значеннях α_0 , а при $\alpha_0 = 2.5$ крутизна перевищує 80% від свого максимального значення, тобто

$$S_{\text{max}} = S \Big|_{\alpha_0 \rightarrow \infty} = \frac{2 I_1 k_D}{\pi (2 \Delta f_{\text{пр.зад}})^2 C}. \quad (8.3)$$

Таким чином, при заданому значенні $2 \Delta f_{\text{пр.зад}}$ для отримання більшої крутизни ЧД бажано мати $\alpha_0 \gg (2 \div 2.5)$.

Залежність коефіцієнта нелінійних спотворень k_f ЧД від α_0 для різних значень n зображена на рис. 8.5, де $n = \frac{\Delta f_{\text{пр.зад}}}{\Delta f_D}$; Δf_D – деві-

ація частоти вхідного сигналу. При великих значеннях n коефіцієнт нелінійних спотворень можна розрахувати за формулою

$$k_f = 0.125 \left[\frac{\alpha_0^2}{(1 + \alpha_0^2)n} \right]^2 \quad (8.4)$$

Чим менше значення n , тим вища крутизна характеристики (рис. 8.5). Тому при заданій Δf_D необхідно вибирати мінімальне $\Delta f_{\text{пр.зад}}$. Крім того, при розрахунках ЧД необхідно врахувати те, що не завжди можна реалізувати коливальний контур з необхідним значенням Q_E , якщо розраховане значення Q_E порівняно велике. При реалізації коливальних контурів необхідно збільшувати $2 \Delta f_{\text{пр.зад}}$ та

зменшувати α_0 , що призводить до зменшення крутизни статичної характеристики ЧД. Як показано в роботі [9], зменшення α_0 до значень, менших 0.707, недоцільно.

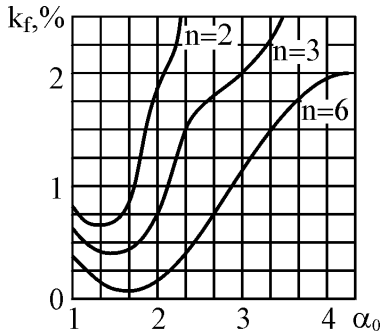


Рис. 8.5. Залежність k_f від α_0 для різних значень n

Якщо коливальні контури мають еквівалентну добротність Q_0 більшу потрібної, то зменшити її можна шляхом шунтування контурів резисторами, опори яких визначаються формулою

$$R_{ш} = \frac{Q_0 Q_E}{2\pi f_{пр.зад} C(Q_0 - Q_E)}. \quad (8.5)$$

Діодний детектор вносить додаткове затухання в коливальні контури

$$d_{вн} = \frac{1}{2\pi f_{пр.зад} C R_{вх.Д}}, \quad (8.6)$$

де $R_{вх.Д} = \frac{R_H R_{зв}}{3R_H + 2R_{зв}}$ – вхідний опір амплітудного детектора;

R_H – опір навантаження детектора; $R_{зв}$ – зворотний опір діода.

8.3. Порядок виконання роботи

Розрахувати основні параметри частотного дискримінатора на розстроєних контурах з максимальною крутизною статичної характеристики при коефіцієнті нелінійних спотворень, меншому k_f , якщо задано: коефіцієнт передачі амплітудного детектора k_D ; ширина смуги пропускання $2\Delta f_{пр}$; частота настроювання дискримінатора $f_{пр.зад}$; су-

марні ємності контурів дискримінатора C_1 та C_2 ; амплітуда першої гармоніки вихідного струму підсилювального елемента I_1 . Індивідуальні значення параметрів за варіантами наведені в табл. 8.1.

Таблиця 8.1.

Індивідуальні значення параметрів до роботи 8

№ вар.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
k_f , %	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55	0.6	0.65	0.7	0.75
k_d	0.82	0.84	0.86	0.88	0.9	0.92	0.94	0.96	0.81	0.83
$2\Delta f_{np}$, МГц	0.6	0.65	0.7	0.75	0.8	0.85	0.9	0.95	0.6	0.65
$f_{np.зад}$, МГц	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5
C_1 , пФ	100	105	110	115	120	125	130	135	140	145
C_2 , пФ	100	110	120	130	140	150	160	170	180	190
I_1 , мА	3	3.5	4	4.5	5	5.5	6	6.5	7	7.5

№ вар.	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
k_f , %	0.8	0.85	0.9	0.95	1	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5
k_d	0.85	0.87	0.89	0.91	0.93	0.95	0.82	0.84	0.86	0.88
$2\Delta f_{np}$, МГц	0.7	0.75	0.8	0.85	0.9	0.95	0.6	0.65	0.7	0.75
$f_{np.зад}$, МГц	10	10.5	11	11.5	12	12.5	13	13.5	14	14.5
C_1 , пФ	150	155	160	165	170	175	180	185	190	195
C_2 , пФ	200	190	180	170	160	150	140	130	120	110
I_1 , мА	8	8.5	9	9.5	10	2	2.5	3	3.5	4

№ вар.	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
k_f , %	0.55	0.6	0.65	0.7	0.75	0.8	0.85	0.9	0.95	1
k_d	0.9	0.92	0.94	0.96	0.81	0.83	0.85	0.87	0.89	0.91
$2\Delta f_{np}$, МГц	0.8	0.85	0.9	0.95	0.6	0.65	0.7	0.75	0.8	0.85
$f_{np.зад}$, МГц	15	4	4.5	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8
C_1 , пФ	200	195	190	185	180	175	170	165	160	155
C_2 , пФ	100	110	120	130	140	150	160	170	180	190
I_1 , мА	4.5	5	5.5	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9

№ вар.	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
k_f , %	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5	0.55	0.6	0.65	0.7	0.75
k_d	0.93	0.95	0.82	0.84	0.86	0.88	0.9	0.92	0.94	0.96
$2\Delta f_{np}$, МГц	0.9	0.95	0.6	0.65	0.7	0.75	0.8	0.85	0.9	0.95
$f_{np.зад}$, МГц	8.5	9	9.5	10	10.5	11	11.5	12	12.5	13
C_1 , пФ	150	145	140	135	130	125	120	115	110	105
C_2 , пФ	200	190	180	170	160	150	140	130	120	110
I_1 , мА	9.5	10	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5	5.5

№ вар.	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50
--------	----	----	----	----	----	----	----	----	----	----

$k_f, \%$	0.8	0.85	0.9	0.95	1	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7
k_d	0.81	0.83	0.85	0.87	0.89	0.91	0.93	0.95	0.82	0.84
$2\Delta f_{пр}, \text{МГц}$	0.6	0.65	0.7	0.75	0.8	0.85	0.9	0.95	0.7	0.8
$f_{пр.зад}, \text{МГц}$	13.5	14	14.5	15	4	4.5	5	5.5	6	6.5
$C_1, \text{пФ}$	100	110	120	130	140	150	160	170	180	190
$C_2, \text{пФ}$	100	110	120	130	140	150	160	170	190	180
$I_1, \text{мА}$	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	10	5	7

8.4. Приклад виконання

Розрахувати основні параметри ЧД на розстроєних контурах з максимальною крутизною статичної характеристики при коефіцієнті нелінійних спотворень k_f , меншому 0.35%, якщо $k_d = 0.95$; $2\Delta f_{пр} = 0.8 \text{ МГц}$; $f_{пр.зад} = 6 \text{ МГц}$; $C_1 = C_2 = 150 \text{ пФ}$; $I_1 = 2.8 \text{ мА}$.

За графіком $k_f(\alpha_0)$ (рис. 8.5) вибираємо $\alpha_0 = 2$. Тоді для $n \geq 6$ $k_f \leq 0.25\%$. За графіками рис. 8.4, б для $\alpha_0 = 2$ вибираємо

$$\frac{2\Delta f_{пр}}{2\Delta f_{пр.зад}} = 0.75 \div 0.85.$$

З останньої формули визначаємо смугу частот

$$2\Delta f_{пр.зад} = \frac{2\Delta f_{пр}}{0.75 \div 0.85} = \frac{0.8}{0.75 \div 0.85} \approx 0.9411 \div 1.066 \approx 1 \text{ МГц}.$$

Еквівалентна добротність коливальних контурів:

$$Q_E \approx \frac{\alpha_0 f_{пр.зад}}{2\Delta f_{пр.зад}} = \frac{2 \cdot 6}{1} = 12.$$

З врахуванням Q_E обчислюємо еквівалентне затухання контуру

$$d_E = \frac{1}{Q_E} = \frac{1}{12} = 0.083.$$

Для оцінки шунтувальної дії детекторів на контури приймемо опори навантаження детекторів з діапазону (10...50) кОм, а зворотний опір діода – з діапазону (100...500) кОм. Вибираємо $R_{Н1} = R_{Н2} = 40 \text{ кОм}$, а $R_{зв} = 200 \text{ кОм}$. Тоді обчислюємо вхідний опір амплітудного детектора та внесене ним затухання:

$$R_{\text{вх.Д}} = \frac{R_{\text{H}} R_{\text{зв}}}{3R_{\text{H}} + 2R_{\text{зв}}} = \frac{40 \cdot 200}{3 \cdot 40 + 2 \cdot 200} \approx 15.38 \text{ кОм};$$

$$d_{\text{вн}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{пр.зад}} C R_{\text{вх.Д}}} = \frac{1}{6.28 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 150 \cdot 10^{-12} \cdot 15.38 \cdot 10^3} = 0.0115.$$

Власне затухання контуру та його добротність:

$$d_0 = d_{\text{E}} - d_{\text{вн}} = 0.083 - 0.0115 = 0.0718.$$

$$Q_0 = \frac{1}{d_0} = \frac{1}{0.0718} = 13.92.$$

Отримане значення добротності Q_0 нескладно реалізувати на заданих резонансних частотах контурів (в діапазоні частот (1...20) МГц можна реалізувати добротність до 50).

Частоти настроювання коливальних контурів:

$$f_1 = f_{\text{пр.зад}} - \frac{2\Delta f_{\text{пр.зад}}}{2} = 6 - 0.5 = 5.5 \text{ МГц};$$

$$f_2 = f_{\text{пр.зад}} + \frac{2\Delta f_{\text{пр.зад}}}{2} = 6 + 0.5 = 6.5 \text{ МГц}.$$

Індуктивності резонансних контурів:

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 C_1} = \frac{1}{4 \cdot 3.14^2 \cdot 5.5^2 \cdot 10^{12} \cdot 150 \cdot 10^{-12}} \approx 5.58 \text{ мкГн};$$

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_2^2 C_2} = \frac{1}{4 \cdot 3.14^2 \cdot 6.5^2 \cdot 10^{12} \cdot 150 \cdot 10^{-12}} \approx 4 \text{ мкГн}.$$

Крутизна частотної характеристики ЧД:

$$S = \frac{2I_1 k_{\text{Д}} \alpha_0^3}{\pi (2\Delta f_{\text{пр.зад}})^2 C (1 + \alpha_0^2)^{1.5}} = \frac{2 \cdot 2.28 \cdot 10^{-3} \cdot 0.95 \cdot 2^3}{3.14 \cdot 10^{12} \cdot 150 \cdot 10^{-12} \cdot 5^{1.5}} = 8.08 \text{ В/МГц}.$$

Коефіцієнт нелінійних спотворень:

$$k_f = 0.125 \left[\frac{\alpha_0^2}{(1 + \alpha_0^2)n} \right]^2,$$

де $n = \frac{\Delta f_{\text{пр.зад}}}{\Delta f_{\text{Д}}}$, $\Delta f_{\text{Д}}$ – девіація частоти.

При $\Delta f_{\text{Д}} = 50 \text{ кГц}$

$$n = \frac{\Delta f_{\text{пр.зад}}}{\Delta f_{\text{Д}}} = \frac{500}{50} = 10;$$

$$k_f = 0.125 \left[\frac{\alpha_0^2}{(1 + \alpha_0^2)n} \right]^2 = 0.125 \left[\frac{4}{5 \cdot 10} \right]^2 = 0.08\%.$$

При $\Delta f_{\text{Д}} = 100$ кГц

$$n = \frac{\Delta f_{\text{пр.зад}}}{\Delta f_{\text{Д}}} = \frac{500}{100} = 5;$$

$$k_f = 0.125 \left[\frac{\alpha_0^2}{(1 + \alpha_0^2)n} \right]^2 = 0.125 \left[\frac{4}{5 \cdot 5} \right]^2 = 0.32\%.$$

Таким чином, коефіцієнт нелінійних спотворень менший допустимого $k_f = 0.35\%$.

8.5. Контрольні питання

1. Поясніть функціональне призначення дискримінаторів в системах автоматизації.

2. Що таке частотний дискримінатор? Поясніть принцип його роботи.

3. Наведіть електричну схему частотного дискримінатора на розстроєних контурах та проаналізуйте принцип його роботи.

4. Наведіть електричну схему балансного частотного дискримінатора та поясніть принцип його роботи.

5. Наведіть структурну схему частотно-імпульсного дискримінатора та поясніть принцип його роботи.

6. Наведіть функціональну схему частотного дискримінатора на базі компаратора та поясніть принцип його роботи.

7. Які функції виконує частотний дискримінатор?

8. Від яких параметрів залежить вихідна напруга частотного дискримінатора на розстроєних контурах?

9. Що таке крутизна характеристики частотного дискримінатора і які максимальні значення вона може приймати?

10. Як визначається мінімальне (для даної схеми частотного дискримінатора) значення коефіцієнта нелінійних спотворень?

11. Що необхідно робити, якщо контур частотного дискримінатора має значну добротність (більшу необхідної)?

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ

1. Рудик, А. В., Данченков, Я. В., Маланчук, Є. З. Проектування пристроїв автоматизації : практикум. Рівне : НУВГП, 2014. 194 с. URL: <http://ep3.nuwm.edu.ua/1957/html>

2. Лакозюк В. М. Мікропроцесори та мікро-ЕОМ у виробничих системах : посібник. К. : Видавничий центр "Академія", 2002.

3. Стахів П. Г., Коруд В. І., Гамола О. Є. Основи електроніки: функціональні елементи та їх застосування. Львів : Новий світ, 2004. 208 с.

4. Рудик А. В. Методичні вказівки до виконання лабораторних робіт з навчальної дисципліни «Проектування пристроїв автоматизації» для здобувачів вищої освіти другого (магістерського) рівня за спеціальністю 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» денної та заочної форм навчання. Рівне : НУВГП, 2019. 92 с.

5. Рудик А. В. Методичні вказівки до вивчення навчальної дисципліни «Проектування пристроїв автоматизації» для здобувачів вищої освіти другого (магістерського) рівня за спеціальністю 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» денної та заочної форм навчання. Рівне : НУВГП, 2019. 38 с.

6. Розроблення та дослідження сучасних систем електроенергетики та автоматизації : монографія / Древецький В. В., Василець С. В., Рудик А. В., Сафоник А. П., Гудь В. М., Данченков Я. В., Клепач М. М., Матус С. К., Стеценко А. М. Рівне : Овід, 2020. 380 с. : іл.

7. Томашевський В. М. Моделювання систем. К. : Видавнича група BHV, 2005. 215 с.

8. Шохін Б. П. Проектування автоматизованих систем управління : навчальний посібник. К. : ВІПІ НТУУ «КПІ», 2003. 256 с.

9. Рудик А. В., Барановський І. В. Радіоавтоматика. Частина 2. Нелінійні системи радіоавтоматики. Вінниця : ВДГУ, 2001. 177 с.

10. Рудик А. В., Данченков Я. В., Маланчук Є. З. Проектування пристроїв автоматизації : практикум. Рівне : НУВГП, 2014. 194 с.