

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/152.00.1/Б/ОК16- 2022
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 1

ЗАТВЕРДЖЕНО
Науково-методичною радою
Державного університету
«Житомирська політехніка»
протокол від 16 грудня 2022 р.
№ 13

МЕТОДИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ
для проведення практичних занять
з навчальної дисципліни
«ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА»
Частина 1

для здобувачів вищої освіти освітнього ступеня «бакалавр»
спеціальності 152 «Метрологія та інформаційно-вимірвальна техніка»
освітньо-професійна програма «Комп'ютеризовані інформаційно-
вимірвальні системи»
факультет комп'ютерно-інтегрованих технологій, мехатроніки і
робототехніки

кафедра метрології та інформаційно-вимірвальної техніки

Рекомендовано на засіданні
кафедри метрології та
інформаційно-вимірвальної
техніки
30 серпня 2022р., протокол № 8

Розробники: к.т.н., доцент кафедри метрології та інформаційно-
вимірвальної техніки ЧЕПЮК Ларіна, асистент кафедри метрології та
інформаційно-вимірвальної техніки ВОРОНОВА Тетяна

Житомир
2022

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	<i>Екземпляр № 1</i>	<i>Арк 56 / 2</i>

Методичні рекомендації до практичних робіт з дисципліни «ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА» Частина 1 для студентів спеціальності 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка»/ Укладачі Л.О. Чепюк, Т.С. Воронова. – Житомир: ДУ «Житомирська політехніка», 2022. – 56 с.

Укладачі: Л.О. Чепюк, Т.С. Воронова

Рецензенти:

к.т.н., доцент, зав. кафедри робототехніки, електроенергетики та автоматизації ім. проф. Б.Б. Самотокіна Ткачук А.Г.,

к.т.н., доцент кафедри робототехніки, електроенергетики та автоматизації ім. проф. Б.Б. Самотокіна Добржанський О.О.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 3

ЗМІСТ

Практичне заняття № 1

Розрахунок однофазних випрямлячів 4

Практичне заняття № 2

Розрахунок підсилювача низької частоти на біполярному транзисторі 10

Практичне заняття № 3

Дослідження зворотних зв'язків в підсилювачах 18

Практичне заняття № 4

Розрахунок згладжувальних фільтрів 22

Практичне заняття № 5

Принципи визначення типу транзистора для заміни в електронному підсилювачі. 27

Практичне заняття № 6

Розрахунок підсилювача на основі інтегрального операційного підсилювача 31

Практичне заняття № 7

Розрахунок мультівібратора 38

Практичне заняття № 8

Розрахунок генератора імпульсів

Додатки 55

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 4

Практичне заняття 1

Розрахунок однофазних випрямлячів та згладжувальних фільтрів

Постановка завдання

1. У відповідності з вказаним викладачем варіантом (табл. 1.1) розрахувати однофазний випрямляч з ідеальними вентилями і трансформатором (без врахування втрат у них), що працює на активне навантаження. Вибрати тип напівпровідникових вентилів, що найбільш підходить за параметрами, визначити коефіцієнт трансформації силового трансформатора, вважаючи, що живлення здійснюється від мережі $U_m = 220$ В, $f_m = 50$ Гц.

Таблиця 1.1

№ варіанту	U_0 , В	I_0 , А	Тип сх.	Кп, %	№ варіанту	U_0 , В	I_0 , А	Тип сх.	Кп, %
1	30	4,0	1	5	16	150	0,3	1	10
2	35	5,0	3	1	17	80	0,7	3	7
3	40	4,0	2	2	18	20	4,0	2	3
4	45	6,0	3	2	19	70	0,5	3	2
5	40	3,0	1	6	20	60	5,0	3	3
6	60	5,0	2	2	21	60	1,5	1	9
7	30	2,5	3	4	22	100	0,3	2	7
8	50	2,0	1	7	23	150	1,2	3	6
9	50	3,0	3	2	24	200	0,6	2	5
10	60	1,0	2	3	25	55	3,0	3	2
11	40	5,5	3	4	26	60	3,0	2	4
12	100	0,5	1	8	27	65	2,0	2	3
13	120	1,5	3	6	28	30	3,5	1	5
14	90	0,6	2	4	29	70	2,0	3	5
15	50	2,5	3	4	30	70	1,0	1	4

Примітка. Тип схеми: 1 – однопівперіодна, 2 – двопівперіодна зі середньою точкою, 3 – двопівперіодна мостова.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 5

2. Розрахувати Г-подібний LC фільтр випрямляча, що згладжує, який забезпечує вказані у табл. 2 пульсації у навантаженні, вибрати ємність, вважаючи, що $L\phi = 4$ Гн. Врахувати, якщо коефіцієнт згладжування (відношення пульсації на виході випрямляча до пульсації на виході фільтра) більший 25, рекомендується брати багатоланковий фільтр (наприклад, дволанковий, який складається з двох ланок, які утворені з однакових конденсаторів і дроселів).

Стислі теоретичні відомості

Найчастіше в якості джерел живлення електронних приладів використовують вторинні джерела, в яких напруга необхідної якості отримують в результаті її перетворення зі змінної напруги електричної мережі (частота – 50 Гц, діюче значення напруги – 220 В). Безпосереднє використання напруги електричної мережі (первинне джерело) в більшості випадків неможливе в зв'язку:

- необхідністю використовувати для живлення електронних приладів постійної напруги, припустимі зміни якої не повинні перевищувати достатньо вузькі межі;
- значним розкидом номіналів напруги, що використовують для живлення електронних приладів;
- значною нестабільністю напруги електричної мережі (+13%...мінус 20%).

До останнього часу найбільш застосовувались джерела вторинного електроживлення, структурна схема яких зображена на рис. 1.1.

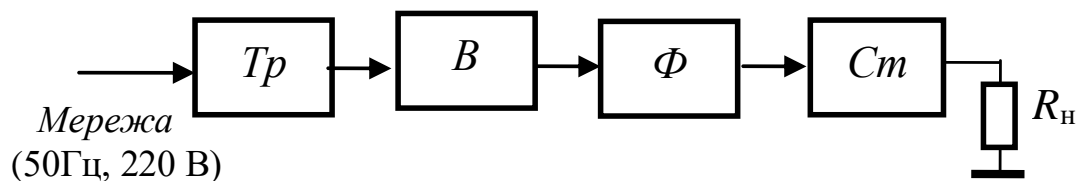


Рис. 1.1

Вона сформована з послідовно з'єднаних трансформатора (Tr), випрямляча (B), згладжувального фільтра (Ф) і стабілізатора (Ст). Трансформатор забезпечує первинне узгодження за рівнем напруги, випрямляч – за частотою, стабілізацію коротко часову забезпечує фільтр, довго часову – стабілізатор.

Однофазний однопівперіодний випрямляч

Схема найпростішого однофазного однопівперіодного випрямляча зображена на рис. 2,а. Проаналізуємо його роботу, припустивши, що він працює на активне навантаження R_n , а вхідна напруга змінюється по синусоїдальному закону $U_{вх} = U_m \sin \omega t$.

На інтервалі $0 \leq t \leq T/2$ (рис. 2,б) на напівпровідниковий діод VD надходить пряма напруга. Тому він проводить струм, який в навантаженні створює напругу, що повторює вхідний сигнал.

На інтервалі $T/2 \leq t \leq T$ діод VD зміщений в зворотному напрямку і струм та напруга навантаження дорівнює нулю. Уся вхідна напруга виникає на діоді, що може призвести до його пробоя. Найбільш ймовірний пробій при максимальному, амплітудному значенні зворотної напруги U_m .

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 6

Подібна картина буде спостерігатися в усіх послідовних періодах. Середня напруга навантаження

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_m \sin \omega t dt = -\frac{U_m}{T \omega} \Big|_0^{T/2} = U_m / \pi$$

Середній струм діода дорівнює середньому струму ланцюга.

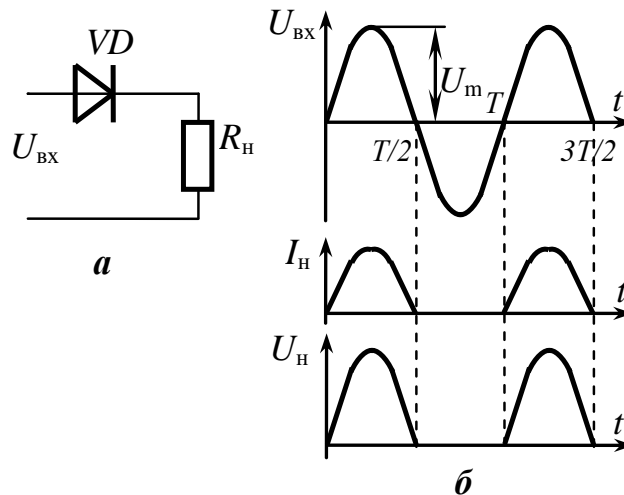


Рис. 1.2

Струм та напруга навантаження – пульсуючі однополярні. Якщо розкласти їх в ряд Фур'є, то маємо:

$$u_i = \frac{U_m}{\pi} + \frac{U_m}{2} \sin \omega t - \frac{2U_m}{3\pi} \cos 2\omega t + \dots$$

де (U_m / π) – постійна складова випрямленої напруги, яка дорівнює середнє випрямленому значенню U_0 (див. вище отримане значення для U_0);

$U_1 = (U_m / 2) \sin \omega t$ – перша (основна) гармоніка напруги навантаження;

$(2 U_m / 3\pi) \cos \omega t + \dots$ – друга та подальші гармоніки напруги навантаження.

Змінний, пульсуючий характер вихідної напруги випрямляча, характеризують коефіцієнтом пульсацій, який визначається відношенням амплітуди найбільшої гармоніки до постійної складової:

$$K_n = \frac{U_1}{U_0} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57$$

Однофазний двопівперіодний випрямляч

Параметри вихідної напруги можна покращити, якщо струм крізь навантаження буде проходити в обидва півперіоди вхідної напруги. Це можна зробити використовуючи дві схеми однопівперіодного випрямляча, що будуть робити на одне навантаження. Для цього на кожен з

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 7

них необхідно подавати протифазну напругу. Це реалізовано в однофазному випрямлячі, вторинна обмотка трансформатора якого має дві однакові обмотки з виводом від середньої точки (рис. 3,а). Тому на кожен діод поступає однакова за величиною напруга, фаза якої зміщена на 180° (рис. 3,б, де $U_{1ВХ} = U_m \text{ об } \sin \omega t$ і $U_{2ВХ} = U_m \text{ об } \sin(\omega t + \pi)$; $U_m \text{ об}$ – амплітуда напруги на одній половині вторинної обмотки трансформатора).

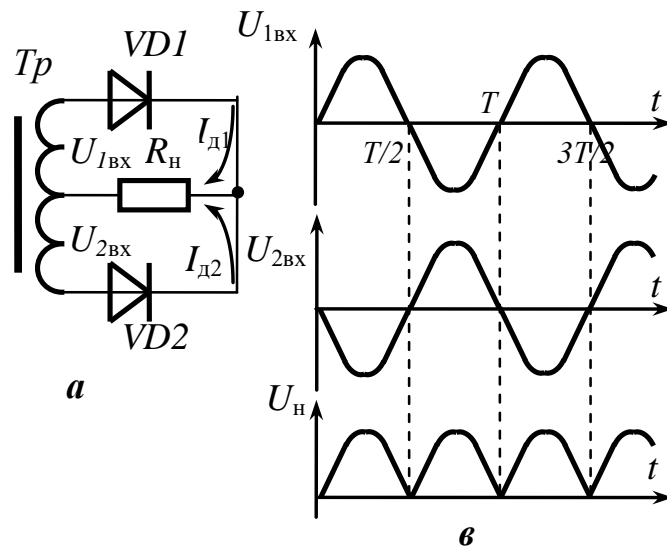


Рис. 1.3

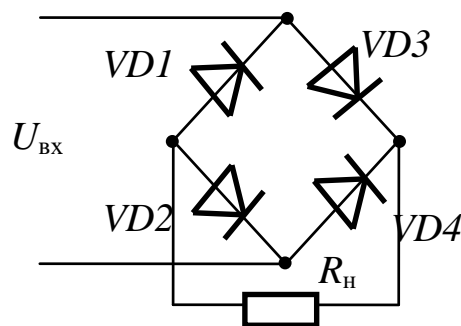


Рис. 1.4

В один з півперіодів, коли верхній вивід обмотки позитивний відносно середнього струм навантаження проходить крізь діод VD1. В наступний півперіод струм формується діодом VD2 причому струм в навантаженні знову йде в напрямку до середньої точки. Тому середній струм та напруга навантаження зростає два рази в порівнянні з однопівперіодним випрямлячем:

$$U_0 = 2U_{m \text{ об}} / \pi$$

Середній струм кожного діода зменшується в два рази в порівнянні з середнім струмом навантаження

$$I_d = 0,5 I_n$$

Зменшуються і пульсації вихідної напруги. Коефіцієнт пульсацій зменшується до значення $K_p = 0,67$, причому частота максимальної складової зростає у два рази ($f_p = 2 f_m = 100 \text{ Гц}$). Однак

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 8

зворотна напруга на закритому діоді також зростає у два рази порівняно з напругою однієї половиною обмотки, бо до закритого діода буде прикладена напруга всієї вторинної обмотки трансформатора.

Найкращі показники має мостова схема випрямляча (рис.1.4). В ному при позитивній вхідній напрузі струм навантаження йде крізь діоди VD3 і VD2, при негативній – крізь діоди VD4 і VD1. Тому форма напруги та струму навантаження не відрізняються від наведених на рис.1.3. Не відрізняються і співвідношення між середніми та амплітудними значеннями і значеннями коефіцієнта пульсацій. Максимальна зворотна напруга на діоді дорівнює амплітуді вхідної.

Вказівки до виконання завдання

Функціональні схеми однофазних випрямлячів наведені на рис. 1.2, 1.3, 1. 4. Як було пояснено, у першій схемі випрямляється лише один півперіод напруги, яка виникає на вторинній обмотці трансформатора. У двох інших схемах випрямляється два півперіоди, тому вони названі двопівперіодними.

Діод, який забезпечує випрямлення напруги, повинен бути здатен витримати середній спрямлений струм (I_d), що проходить через нього при прямій напрузі та максимальну зворотну напругу ($U_{дзв}$), яка з'являється на вторинній обмотці трансформатора. Співвідношення між ними та середніми спрямленими напругою U_0 і струмом I_0 (дані, що вказані в табл. 1.1) для різних схем випрямляча наведені у табл. 1.2.

Таблиця 1.2

Параметр	Тип схеми		
	Однопів-періодна	Двопівперіодна з середньою точкою	Мостова
Струм діода, I_d	I_0	$I_0 / 2$	$I_0 / 2$
Зворотна напруга, $U_{дзв}$	$\pi \cdot U_0$	$\pi \cdot U_0$	$0,5 \cdot \pi \cdot U_0$
Коефіцієнт пульсацій	1,57	0,67	0,67

Примітка до табл. 1.2. Наведені співвідношення відповідають роботі випрямляча на активне навантаження. Урахування реактивності навантаження значно ускладнює розрахунки [9,11, 13].

Гранично (максимально) припустимі параметри вибраного (за довідником) діода повинні задовольняти нерівностям:

$$I_{сер\ макс} \leq K_1 I_{д} \quad U_{зв\ макс} \leq K_1 U_{дзв} \quad (1.1)$$

де $I_{сер\ макс}$ – максимально припустимий середній спрямлений струм діода;

$U_{зв.макс}$ – максимально припустима зворотна напруга діода;

$K_1 = 1,2 \dots 1,5$ – коефіцієнт запасу.

Величини $I_{сер\ макс}$ та $U_{зв.макс}$ беруться з довідникової літератури або технічної документації.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 9

Коефіцієнт трансформації трансформатора визначається за однією з формул:

$$K_{\text{тр}} = \frac{U_{2 \text{ макс}}}{U_{\text{м макс}}} = \frac{U_2}{U_{\text{м}}} \quad (1.2)$$

де $U_{2 \text{ макс}}$, $U_{\text{м макс}}$ – амплітуди напруги на вторинній обмотці трансформатора та напруги мережі, U_2 , $U_{\text{м}}$ – їх діючі значення.

Співвідношення амплітудного і діючого значень для синусоїдного сигналу

$$U_{\text{макс}} = 1,41 U_{\text{діюч}}. \quad (1.3)$$

Для зменшення пульсацій використовують фільтри. Дія фільтра характеризується коефіцієнтом згладжування q , який дорівнює

$$q = \frac{K_{\text{п вх}}}{K_{\text{п вих}}}, \quad (1.4)$$

де $K_{\text{п вх}}$, $K_{\text{п вих}}$ – коефіцієнти пульсацій на вході та виході фільтра. Значення першого наведено у табл.1.3, другого – в табл. 1.2.

Згладжуючи властивості фільтра визначаються його типом і номіналами елементів, що використовують. Для Г-подібного LC фільтра співвідношення між значеннями індуктивності і ємності та коефіцієнтом згладжування визначаються формулою:

$$L_{\text{о}} C_{\text{о}} = \frac{10}{m^2} (q+1), \quad [\text{Гн мкФ}] \quad (1.5)$$

де $m = 1$ для однопівперіодної схеми випрямляча;

$m = 2$ – для двопівперіодної.

Індуктивність дроселя задано, тому за формулою (1.5) визначається необхідна ємність конденсатора. За розрахованою величиною вибирається тип конденсатора і його номінали (див. додаток).. Ці дані наводяться у звіті.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 10

Практичне заняття № 2

Розрахунок підсилювача низької чистоти на біполярному транзисторі

Постановка завдання

Розрахувати підсилювач з емітерною стабілізацією (рис. 2.1), який працює у режимі класу А.

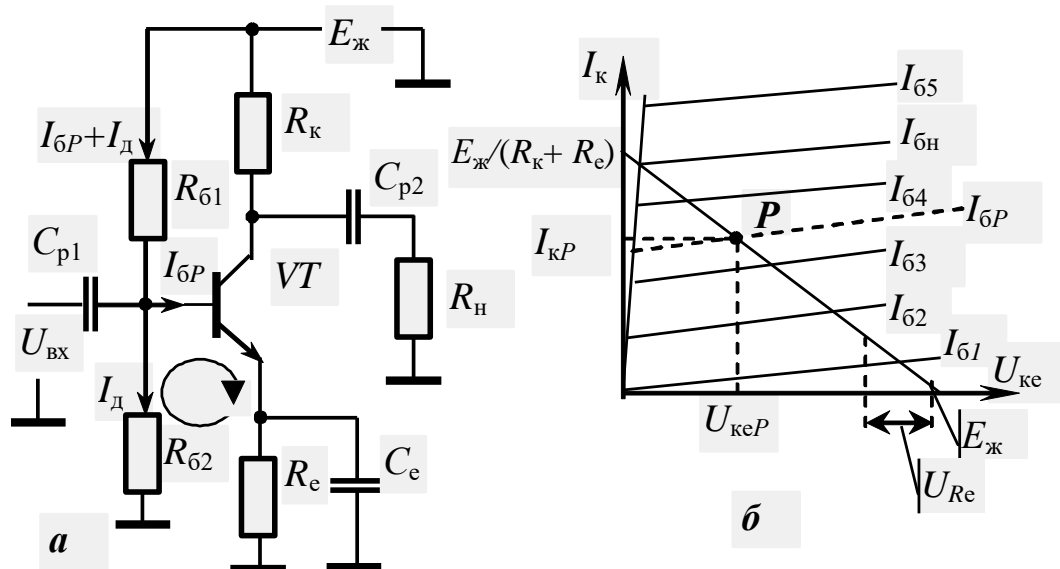


Рис. 2.1

Основні вхідні дані надані в табл. 2.1. Додатково необхідно вважати, що

- коефіцієнти частотних спотворень на нижній та верхній частотах $M_H = M_B \leq 1,21$;
- вихідний опір генератора сигналу $R_r = 300$ Ом.

Примітки до табл. 2.1:

1. Використані позначення:

- $f_{н}, f_{в}$ – нижня і верхня частоти сигналу;
- U_r – напруга джерела сигналу (генератора);
- U_R – напруга сигналу на навантаженні;
- R_H – опір навантаження;
- $T_{сер}$ – максимальна температура зовнішнього середовища, при якій може працювати підсилювач.

2. У таблиці наведені діючі значення напруги. Для визначення максимальних (амплітудних) значень можна користуватись виразом (1.3).

Стислі теоретичні відомості

Електронним підсилювачем називається пристрій, що дозволяє перетворювати вхідні електричні сигнали в сигнали більшої потужності без істотного спотворення їхньої форми. Процес перетворення здійснюється за допомогою нелінійного активного елемента (в даному випадку – транзистора), який збільшує потужність сигналу, беручи додаткову енергію з джерела живлення. Підсилення сигналу відбувається в результаті зміни напруги і струмів, які формуються на елементах та колах підсилювача в результаті приєднання до нього джерела живлення. Тому існує

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 11

залежність показників підсилювача за змінним струмом і електричним режимом, що обумовлений постійною напругою джерела живлення.

Таблиця 2.1

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f_H , Гц	100	50	150	100	75	120	60	40	60	30
f_B , кГц	25	15	50	75	100	50	16	18	20	30
U_T , В	0,20	0,20	0,3	0,30	0,25	0,20	0,20	0,20	0,40	0,15
U_R , В	3	4	4	5	6	3	4	5	4	2,5
R_H , кОм	0,5	0,4	1,0	0,3	0,2	0,1	0,2	0,3	0,1	0,5
$T_{сер}$, °С	+60	+50	+60	+45	+50	+60	+50	+40	+60	+50
Варіант	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
f_H , Гц	200	140	50	90	250	90	50	140	200	30
f_B , кГц	25	80	75	12	60	12	75	80	100	40
U_T , В	0,35	0,30	0,2	0,2	0,45	0,3	0,4	0,3	0,15	0,3
U_R , В	5	4	3	4	7	4	5	5	4	3
R_H , кОм	0,4	0,3	0,1	0,2	0,5	0,2	0,2	0,1	0,3	0,15
$T_{сер}$, °С	+40	+40	+50	+60	+60	+50	+60	+50	+45	+50
Варіант	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
f_H , Гц	60	80	40	120	75	100	50	100	75	75
f_B , кГц	20	30	40	70	100	50	25	25	80	60
U_T , В	0,4	0,4	0,2	0,5	0,25	0,3	0,3	0,5	0,3	0,25
U_R , В	4	5	4	7	5	6	6	9	5	2
R_H , кОм	0,25	0,3	0,1	0,4	0,15	0,5	0,35	0,5	0,4	0,05
$T_{сер}$, °С	+50	+40	+60	+50	+40	+40	+50	+60	+40	+50

Відповідно до цього розрахунок підсилювача проводиться у два етапи. Спочатку визначають параметри елементів, які визначають електричний режим роботи за постійним струмом (встановлюють номінали резисторів та вибирають тип транзистора). На другому етапі встановлюють номінали реактивних елементів (в наданій схемі це конденсатори) і розраховують

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 12

параметри та характеристики підсилювача за змінним струмом.

Оснoву розрахунку за постійним струмом являє вибір положення точки спокою (точка P рис.2.1,б) на лінії навантаження та визначення номіналів резисторів, при яких забезпечується визначений розподіл напруги в вихідному колі транзистора при струмі колектора $I_{кР}$. Величина останнього визначається з нерівності:

$$I_{кР} \geq (1,2 \dots 1,5) I_{н \max}, \quad (2.1)$$

де $I_{н \max}$ – максимальний струм навантаження.

На основі законів Кірхгофа та Ома для напруги в вихідному колі транзистора маємо:

$$E_{ж} = U_{Rк} + U_{ке} + U_{Re} \approx I_{кР} R_{к} + U_{ке} + I_{кР} R_{e}. \quad (2.2)$$

Останній вираз отриманий з припущенням рівності струмів колектора і емітера.

Постійна напруга на емітерному резисторі в зв'язку з тим, що резистор шунтований конденсатором значної ємності не бере участі в формуванні змінної напруги навантаження. Значення цієї напруги визначають з відношення:

$$U_{Re} = I_{кР} R_{e} = (0,05 \dots 0,2) E_{ж}. \quad (2.3)$$

Сигнал, що пройде крізь конденсатор C_{p1} , бо його опір для змінного струму буде незначним, почне міняти напругу бази та, відповідно, й її струм. Це призведе до зміни струму колектора

$$I_{к} = h_{21e} I_{б}, \quad (2.4)$$

де h_{21e} – коефіцієнт передачі струму бази.

Почне змінюватись струм та розподіл напруги між елементами схеми рис. 2.1,а. Тобто в вихідному ланцюгу з'явиться змінний сигнал, керований вхідним. Динамічне переміщення точки P під впливом сигналу буде спостерігатись тільки вздовж лінії навантаження між точками її пересічення з координатними висями. Максимальні (амплітудні) значення зміни струму та напруги визначаться положенням точки спокою відносно точок пересічення висів. Щоб мати мінімальні викривлення вихідного сигналу *при його максимальних амплітудах*, точку спокою розташовують в середині відрізка лінії навантаження, на якому можлива зміна напруги під впливом вхідного сигналу, тобто:

$$U_{ке} = U_{Rк} = I_{кР} R_{к} = 1/2 (E_{ж} - U_{Re}) \quad (2.5)$$

Якщо врахувати, що амплітуда вихідного сигналу за напругою не перевищує падіння напруги на транзисторі або колекторному резисторі, то можна визначити умову для значення напруги джерела живлення:

$$E_{ж} \geq 2 U_{\max \text{ нав}} + (3 \dots 5) V, \quad (2.6)$$

де $U_{\max \text{ нав}}$ – максимальна амплітуда напруги сигналу в навантаженні. Додаток в декілька вольтів обумовлений врахуванням падіння напруги на емітерному резисторі.

Вибрані значення падіння напруги на елементах вихідного кола підсилювача дозволяють визначити (згідно закону Ома) необхідну величину опору резисторів R_{e} та $R_{к}$.

На даному етапі розрахунку вже можна сформулювати вимоги до припустимих параметрів транзистора за потужністю, напругою та струмом, на основі яких встановлюють його тип.

У стані спокою через транзистор протікає струм $I_{кР}$ та існує напруга $U_{кР}$. Тому на ньому виділяється потужність

$$P_{кР} = I_{кР} U_{кР}, \quad (2.7)$$

яка має бути розсіяна транзистором у навколишній простір. Отже, припустима постійна потужність транзистора $P_{к \max}$ повинна задовольняти нерівності:

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 13

$$P_{к\text{ макс}} \geq K_{\text{зап } P} P_{кP}, \quad (2.8)$$

де $K_{\text{зап } P}$ – коефіцієнт запасу за потужністю, використання якого забезпечує надійну роботу приладу в реальних умовах. Зазвичай $K_{\text{зап } P}$ вибирається з діапазону 1,2...1,5, хоча можуть бути й інші значення, обумовлені особливостями експлуатації та призначення апаратури, для якої розробляють підсилювач.

Довідкове значення потужності $P_{к\text{ макс}}$, яку здатен розсіяти транзистор, необхідно визначити з урахуванням температури навколишнього середовища, в якому працюватиме підсилювач.

Вхідний сигнал може повністю закрити транзистор, тому припустима напруга колектор-емітер повинна задовольняти нерівності:

$$U_{к\text{ макс}} \geq K_{\text{зап } U} E_{ж}. \quad (2.9)$$

Коефіцієнт запасу за напругою $K_{\text{зап } U}$ зазвичай беруть таким же, як і коефіцієнт запасу за потужністю.

Процес виходу транзистора з ладу при проходженні через нього значного струму інший, ніж при прикладанні значної напруги. Він інерційний і походить на процес руйнування від розігріву в результаті виділення електричної потужності. Тому припустимий колекторний струм визначають, виходячи зі струму спокою:

$$I_{к\text{ макс}} = K_{\text{зап } I} I_{кP}, \quad (2.10)$$

однак коефіцієнт запасу за струмом $K_{\text{зап } I}$ зазвичай беруть більшим, ніж для потужності та напруги. Найчастіше беруть $K_{\text{зап } I} = 2$.

Вибір типу транзистора дозволяє визначити і його параметри, в тому числі й коефіцієнт передачі струму бази, який згідно довідковим даним, зазвичай, має розкид від $h_{21e\text{ мін}}$ до $h_{21e\text{ макс}}$. Використовуючи *середнє* значення h_{21e} встановлюють (на підставі виразу (2.4)) струм спокою бази I_{6P} . Це дозволяє визначити значення опору резисторів R_{61} та R_{62} , які формують у вхідному колі підсилювача дільник напруги джерела живлення. Необхідні для розрахунку падіння напруги визначаються виразами:

$$U_{R62} = U_{Re} + U_{6eP}, \quad (2.11)$$

$$U_{R61} = E_{ж} - U_{R62}, \quad (2.12)$$

а струм дільника I_d знаходять на підставі нерівності:

$$I_d \geq (2...5) I_{6P},$$

де U_{6eP} – постійна напруга емітерного переходу, що визначається з вхідної характеристики транзистора, при якій струм бази дорівнює I_{6P} . В разі відсутності вхідної характеристики можна прийняти одне з значень з відношення $U_{6eP} = (0,5...0,8)$ В. Постійні струми, які протікають крізь резистори дільника, вказані на рис.2.1,а.

Найважливішими технічними показниками підсилювача за змінним струмом є: коефіцієнти підсилення (напруги, струму і потужності), вхідний і вихідний опори, діапазон підсилювальних частот, а також показники, що характеризують спотворення сигналу.

Коефіцієнт підсилення – відношення сталих значень параметрів вихідного і вхідного сигналів підсилювача. В залежності від параметру електричного сигналу, яким цікавляться, розрізняють коефіцієнти підсилення

- напруги $K_u = \Delta U_2 / \Delta U_1$;
- струму $K_i = \Delta I_2 / \Delta I_1$;
- потужності $K_p = P_2 / P_1$,

де ΔU_1 , ΔU_2 , ΔI_1 , ΔI_2 – прирости діючого (або амплітудного) значення напруги чи струму сигналів на вході та виході;

P_1 , P_2 – потужність вхідного та вихідного сигналів.

Замість приросту величин використовують також їх абсолютні значення.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 14

За умов діючих значень напруги та струму $P_1=U_1I_1$ і $P_2=U_2 I_2$, тому коефіцієнт підсилення потужності $K_p = K_u K_i$.

Для визначення параметрів підсилювача за змінним струмом скористуємось його еквівалентною схемою для середніх частот (рис. 2.2).

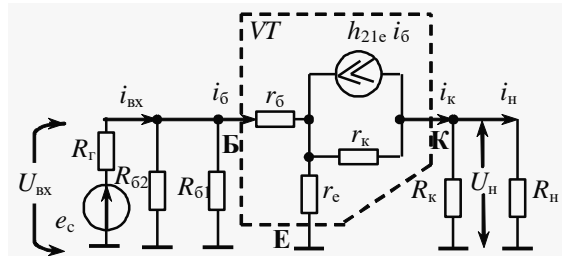


Рис. 2.2

Коефіцієнти підсилення можна визначити поділивши на відповідні вхідні показники напругу та струм навантаження, встановивши їх згідно еквівалентної схеми. Однак, частіше коефіцієнти встановлюють на підставі деяких спрощень. Такий підхід виправданий в зв'язку з значним розкидом параметрів реальних елементів схеми – транзисторів та резисторів.

Найчастіше коефіцієнт підсилення струму приймають рівним статичному коефіцієнту передачі струму в схемі зі СЕ, $K_i = h_{21e}$. Однак, це приводить до завищеної оцінки величини коефіцієнта підсилення струму. Тому, пропонується вважати K_i рівним мінімальному значенню h_{21e} , яке надається в довідковій літературі:

$$K_i = h_{21e \text{ мін}} \cdot \quad (2.13)$$

Проведемо деякі очевидні перетворення коефіцієнта підсилення напруги:

$$\begin{aligned} K_u &= U_{\text{Н}} / U_{\text{ВХ}} = i_{\text{К}} R_{\text{Н екв}} / (i_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ під}}) \approx \\ &\approx K_i R_{\text{Н екв}} / R_{\text{ВХ під}} = h_{21e \text{ мін}} R_{\text{Н екв}} / R_{\text{ВХ під}}, \end{aligned} \quad (2.14)$$

де $R_{\text{ВХ під}}$ – вхідний опір підсилювача;

$R_{\text{Н екв}}$ – еквівалентний опір паралельного з'єднанням $R_{\text{К}}$ та $R_{\text{Н}}$:

$$R_{\text{Н екв}} = (R_{\text{Н}} R_{\text{К}}) / (R_{\text{Н}} + R_{\text{К}}). \quad (2.15)$$

Вхідний опір каскаду визначається паралельним з'єднанням резисторів $R_{\text{Б1}}$, $R_{\text{Б2}}$ дільника та вхідного опору транзистора:

$$1 / R_{\text{ВХ під}} = 1 / R_{\text{Б1}} + 1 / R_{\text{Б2}} + 1 / R_{\text{тр вх}}, \quad (2.16)$$

де $R_{\text{тр вх}}$ – вхідний опір транзистора, який можна визначити з виразу:

$$R_{\text{тр вх}} = \frac{U_{\text{р}_Б} + U_{\text{р}_е}}{i_{\text{Б}}},$$

де $U_{\text{р}_Б}$ та $U_{\text{р}_е}$ – падіння напруги сигналу на диференціальних опорах бази та емітера транзистора.

Виконавши заміни на підставі рис. 2.2, отримаємо:

$$\begin{aligned} R_{\text{тр вх}} &= \frac{i_{\text{Б}} \cdot r_{\text{Б}} + i_{\text{е}} \cdot r_{\text{е}}}{i_{\text{Б}}} = \\ &= \frac{i_{\text{Б}} \cdot r_{\text{Б}} + i_{\text{Б}}(h_{21e} + 1) \cdot r_{\text{е}}}{i_{\text{Б}}} = r_{\text{Б}} + (h_{21e} + 1) \cdot r_{\text{е}}. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Найчастіше, цей опір і визначає величину вхідного опору каскаду.

З огляду на великий диференціальний опір закритого колекторного переходу для вихідного опору підсилювача маємо:

$$R_{\text{вих під}} = R_{\text{К}}. \quad (2.18)$$

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 15

Частотні спотворення сигналу на нижніх частотах визначаються номіналами ємності конденсаторів та частотними параметрами транзистора. Формули для визначення номіналів конденсаторів та впливу властивостей транзистора на підставі заданих коефіцієнтів частотних спотворень надані далі.

Вказівки до виконання завдання

Розрахунок підсилювача (рис.2.1,а) полягає у визначенні: типу транзистора, номіналів резисторів та конденсаторів, коефіцієнтів підсилення за струмом K_i , напругою K_u , потужністю K_p ; вхідного $R_{вх}$ та вихідного $R_{вих}$ опорів підсилювача. Основні положення їх визначення надані в попередньому розділі. В цьому розділі зроблені їх деякі уточнення та роз'яснення.

Для розрахунку підсилювача необхідно встановити напругу джерела живлення (вир. (2.6)) та визначити струм і необхідний розподіл цієї напруги на елементах вихідного кола (вир. (2.1), (2.6)). Знайдене значення напруги джерела живлення уточнюють у відповідності з рекомендованим рядом напруги (див. додаток Б). Необхідні для розрахунків максимальні значення струму і напруги навантаження можуть бути отримані на підставі даних табл. 2.1.

Після розрахунку опорів резисторів R_k і R_e на основі обраного розподілу падіння напруги та струму колектора необхідно визначити їх номінальні значення у відповідності з рядами номінальних опорів (додаток А). Рекомендується використовувати ряд Е12 (допустимо – Е24), причому вибирається номінал, *найближчий* до результату, отриманому при розрахунку. *В подальших розрахунках повинні використовуватись тільки обрані номінальні значення.*

При виборі типу транзистора необхідно звернути увагу на його граничну частоту для схеми зі спільним емітером f_{h21e} . Бажано, щоб $f_{h21e} \geq (2...3) f_b$, що забезпечить виконання вимог до припустимим спотворенням на верхній частоті.

Найбільші складності при виборі типу транзистора пов'язані з необхідністю розсіяти потужність, яка виділяється на ньому під час роботи підсилювача (вир. (2.8)). Справа в тому, що наведене в довідниках значення $P_{к\max}$ надається відповідно до значення температури зовнішнього середовища, яке не співпадає з температурою умов використання $T_{сер}$. Причому реальна температура середовища зазвичай більша. Зрозуміло, що чим вона вище, тим меншу потужність здатен розсіяти транзистор без руйнування. Тому для визначення $P_{к\max}$ зазвичай необхідно провести додаткові розрахунки.

Потужність, яка може бути розсіяна на колекторі, при максимальній температурі навколишнього середовища визначається по формулі:

$$P_{к\max} = \frac{T_{пер} - T_{сер}}{R_T}, \quad (2.19)$$

де $T_{доп}$ – максимальна припустима температура колекторного переходу;

$T_{сер}$ – максимальна температура навколишнього середовища;

R_T – температурний опір між переходом та корпусом транзистора.

Необхідні для розрахунку данні на деякі транзистори можна знайти в довідниках.

Можливі інші способи визначення допустимою потужності, яку здатен розсіяти транзистор при підвищеній температурі зовнішнього середовища. Наприклад, в тих же довідниках часто приводять відповідні вказівки для визначення $P_{к\max}$ конкретних транзисторів на підставі показників спаду припустимої потужності при підвищенні зовнішньої температури.

Після вибору типа транзистора визначають робочий струм бази (вир. (9)) та номінали резисторів вхідного дільника $R_{б1}$ і $R_{б2}$.

На цьому розрахунок підсилювача за постійним струмом завершується.

Одним з головних параметрів за змінним струмом є вхідний опір підсилювача, знання якого також необхідно при визначенні коефіцієнту підсилення за напругою (вир. (2.14)). Для його

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 16

обчислення необхідно знайти вхідний опір транзистора (вир. (2.17)). Однак в довідниках відсутні дані значень r_b і r_e . Їх безпосередньо можна визначити на основі значень I_{eP} ($I_{eP} \approx I_{kP}$) та $\tau_{до}$ – постійна часу ланцюга зворотного зв'язку транзистора (надається в довідниках на деякі типи транзисторів):

$$r_b = \tau_{до} / C_k, \quad r_e \approx m \varphi_T / I_{kP}, \quad (2.20)$$

де C_k – ємність колекторного переходу;

$\varphi_T \approx 25$ мВ – температурний потенціал,

$m = 1$ – для германієвих, $m = 2$ для кремнієвих транзисторів.

Вхідний опір транзистора по змінному струму також можна визначити по одному з наступних виразів (якщо необхідні для розрахунку параметри ϵ в довіднику):

- $R_{вх\ tr} = h_{11e}$;
- $R_{вх\ tr} = h_{11b} (h_{21e} + 1)$, (2.21)

де h_{11e} , h_{11b} – вхідний опір транзистора для схем зі СЕ та СБ.

Визначити $R_{вх\ tr}$ можна як похідну до точки спокою ($I_{бP}$, $U_{бe P}$) на вхідній характеристиці транзистора (залежності $I_{бP}$ від $U_{бe P}$).

$$R_{вх\ tr} \approx \frac{\Delta U_{бe}}{\Delta I_b} \quad (2.22)$$

де ΔI_b – зміна струму бази при зміні напруги на базі на величину $\Delta U_{бe}$ відносно точки спокою.

Частотні спотворення на нижніх частотах визначаються ємностями конденсаторів. З достатньою точністю можна вважати, що

$$M_n = M_1 M_2 M_e,$$

де M_1 , M_2 , M_e – коефіцієнти частотних викривлень, які зумовлені ємностями C_{p1} , C_{p2} , C_e .

Ємність C_e найбільш часто визначають за формулою:

$$C_e \geq 10 / (2 \pi f_n R_e), \quad (2.23)$$

де f_n – нижня частота підсилювача.

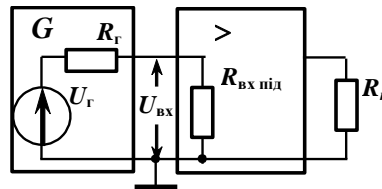


Рис. 2.3

В цьому випадку можна вважати $M_e \approx 1$. Тоді

$$\begin{aligned} \tilde{N}_1 &\geq \left[2\pi f_i (R_a + R_{a0}) \sqrt{\tilde{I}_1^2 - 1} \right]^{-1}, \\ \tilde{N}_2 &\geq \left[2\pi f_i (R_e + R_i) \sqrt{\tilde{I}_2^2 - 1} \right]^{-1}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 17

Номинали ємностей конденсаторів уточнюються в відповідності з рядом державного стандарту (додаток А). Найчастіше в попередньому розрахунку вважають $M_1 = M_2$, що при заданому коефіцієнті частотних спотворень призводить до виразу:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \sqrt{\dot{I}_i}$$

Коефіцієнт частотних спотворень на верхній частоті підсилювача визначають за формулою:

$$\dot{I}_a = \sqrt{1 + [2\pi f_a R_i C_3]^2}, \quad (2.25)$$

де $C_i = C_c + C_k (h_{21e} + 1) + C_n$;

C_k, C_c – ємності відповідно колекторного і емітерного переходів транзистора (довідкові дані); C_n – ємність навантаження (згідно табл. 4 вона не надана, тому можна вважати, що $C_n = 0$).

Коефіцієнт частотних викривлень на f_b повинен бути менш того, що заданий згідно з вхідними даними на підсилювач.

Наприкінці рішення повинні бути вибрані типи конденсаторів та резисторів. Для цього для конденсаторів треба визначити вимоги до номінальної напруги, а для резисторів – до номінальної потужності:

$$U_{C_{ном}} \geq K_1 U_C, \quad P_{R_{ном}} \geq K_1 P_{Ri} \quad (2.26)$$

де K_1 – коефіцієнт запасу ($K_1 = 1,2 \dots 1,5$);

U_C – різниця потенціалів, що може виникнути на відповідній ємності підсилювача;

P_{Ri} – електрична потужність, яка виділяється на резисторі при його роботі в схемі підсилювача:

$$P_{Ri} = I_{Ri} U_{Ri} \quad (2.27)$$

I_{Ri}, U_{Ri} – струм, що тече крізь резистор, та падіння напруги на ньому.

З врахуванням коефіцієнтів запасу можна прийняти $U_{C1_{ном}} = U_{C2_{ном}} = E_{ж}$; $U_{Ce_{ном}} = 0,5 E_{ж}$.

Номинали резисторів за потужністю, які підходять для застосування в підсилювачах, що розраховуються, дорівнюють 0,125, 0,25, 0,5, 1,0 та 2 Вт.

Завершується розрахунок схемою підсилювача і переліком елементів схеми. В перелік включається транзистор та всі конденсатори і резистори з повною вказівкою їхніх номіналів. Припустимо надавати ці дані безпосередньо після визначення кожного елемента.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 18

Практичне заняття № 3

Дослідження зворотних зв'язків (ЗЗ) в підсилювачах

Постановка завдання

1. Розгляньте схему на рис.3.1 і виконайте її моделювання.

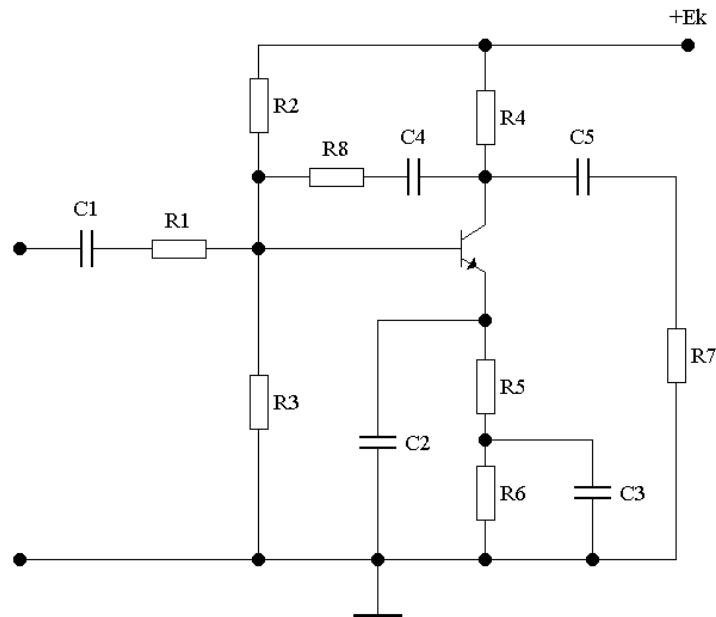


Рисунок 3.1 - Схема для дослідження підсилювального каскаду з зворотними зв'язками

Стислі теоретичні відомості

Під зворотним зв'язком (ЗЗ) розуміють введення сигналу з виходу пристрою на його вхід, де він додається до вхідного сигналу або віднімається від нього (рис.3.2,а). Як правило для ланцюгів ЗЗ використовують кола пасивних елементів, коефіцієнт передачі і частотні характеристики яких суттєво впливають на властивості підсилювача. Спільний сигнал на вході пристрою, охопленого ЗЗ, визначається з співвідношень

$$U_E = U_{ex} \pm U_{zz}; I_E = I_{ex} \pm I_{zz}. \quad (3.1)$$

де знак плюс використовується при позитивному зворотному зв'язку ПЗЗ, а мінус - при негативному НЗЗ. Замкнений контур, який включає в себе ланцюг ЗЗ і частину підсилювача між точками підключення ЗЗ, називається петлею ЗЗ. Розрізняють місцевий і загальний ЗЗ. Місцевий охоплює окремі каскади або частини підсилювача. Загальний ЗЗ охоплює весь підсилювач. Існують ЗЗ за постійним і за змінним струмом. Якщо сигнал ЗЗ визначається зміною складовою вихідного сигналу, то це буде ЗЗ за змінним струмом. Якщо сигнал ЗЗ пропорційний всьому вихідному сигналу, то такий ЗЗ буде і за постійним і за змінним струмом.

В залежності від способу отримання сигналу розрізняють ЗЗ за напругою, за струмом і комбінований. В схемі з ЗЗ за напругою (рис.3.2,б) сигнал ЗЗ пропорційний вихідній напрузі:

$$U_{zz} = \frac{U_{вих} R}{(R_1 + R)}. \quad (3.2)$$

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 19

В підсилювачі з ЗЗ за струмом (рис.3.2,в) сигнал ЗЗ пропорційний вихідному струмові $U_{33} = I_{вих}R$

В підсилювачі з комбінованим ЗЗ (рис. 3.2,,г) сигнал ЗЗ пропорційний і вихідній напрузі і вихідному струмові

$$U_{33} = \frac{U_{вих}R_2}{(R_1 + R_e)} + I_{вих}R_3. \quad (3.3)$$

В залежності від способу введення сигналу у вхідне коло розрізняють: послідовний, паралельний і змішаний НЗЗ.

В підсилювачі з послідовним НЗЗ напруга ЗЗ віднімається з вхідної напруги U_{BX} (рис. 3.2,,д), а в підсилювачі з паралельним НЗЗ у вхідному колі віднімаються струми (рис. 3.2,е)

$$I_1 = I_{вх} - I_{33}$$

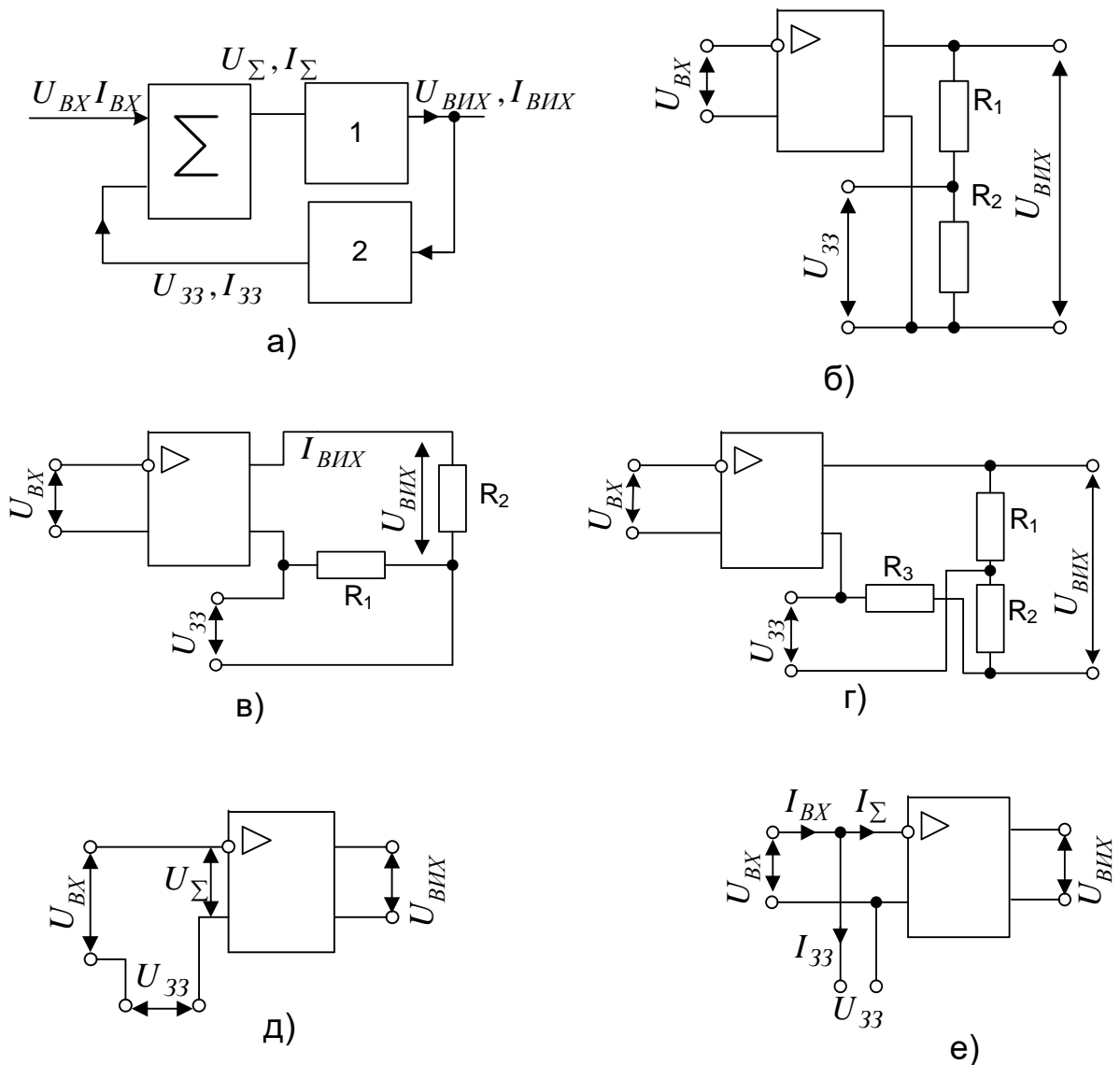


Рисунок 3.2 - Види зворотних зв'язків

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 20

В підсилювачі з змішаним НЗЗ з вхідного сигналу віднімаються напруга ЗЗ і струм ЗЗ. Для кількісної оцінки впливу ЗЗ використовують коефіцієнт ЗЗ β_{33} , який показує, яка частина вихідного сигналу поступає на вхід підсилювача:

$$\beta_{33u} = \frac{U_{33}}{U_{вих}}; \beta_{33I} = \frac{I_{33}}{I_{вих}}. \quad (3.4)$$

Зворотний зв'язок впливає практично на всі характеристики підсилювача. Введення НЗЗ в підсилювач дозволяє підвищити стабільність його основних характеристик.

$$\text{Відносна нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача без НЗЗ } \delta K_u = \frac{\Delta K_u}{K_u}.$$

Відносна нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача, охопленого НЗЗ

$$\delta K_{u33} = \frac{\Delta K_{u33}}{K_{u33}} = \frac{\delta K_u}{1 + K_U \beta_{33}}. \quad (3.5)$$

Отже нестабільність коефіцієнта підсилення зменшиться в $(1 + K_U \beta_{33})$ раз. НЗЗ впливає на вхідний і вихідний опори підсилювача. Послідовний НЗЗ збільшує вхідний опір підсилювача

$$R_{вх33} = R_{вх} (1 + \beta_{33} K_u), \quad (3.6)$$

де $R_{вх33}$, $R_{вх}$ - вхідні опори підсилювача з ЗЗ і без нього.

Паралельний НЗЗ зменшує вхідний опір підсилювача

$$R_{вх33} = R_{вх} / (1 + \beta_{33} K_u). \quad (3.7)$$

Введення НЗЗ за напругою зменшує вихідний опір підсилювача

$$R_{вих33} = R_{вих} / (1 + \beta_{33} K_u), \quad (3.8)$$

а НЗЗ за струмом збільшує $R_{вих}$.

Коефіцієнт підсилення підсилювача охопленого НЗЗ зменшується

$$K_{u33} = K_U / (1 + \beta_{33} K_u). \quad (3.9)$$

Ступінь зміни коефіцієнта підсилення підсилювача, охопленого НЗЗ, визначається добутком $K_U \beta_{33}$, який називається глибиною ЗЗ. Якщо $K_U \beta_{33} \gg 1$, то коефіцієнт підсилення такого підсилювача

$$K_{u33} \approx \frac{1}{\beta_{33}}, \quad (3.10)$$

тобто K_{u33} практично не залежить від коефіцієнта підсилення самого підсилювача і визначається тільки параметрами ланцюга ЗЗ.

Таким чином, введення негативного ЗЗ дозволяє покращити характеристики підсилювача: підвищити стабільність коефіцієнта підсилення, зменшити нелінійні і частотні

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 21

спотворення, збільшити вхідний і зменшити вихідний опір /послідовний НЗЗ за напругою/, зменшити вхідний і збільшити вихідний опір /паралельний НЗЗ за струмом/ розширити смугу пропускання підсилювача. Зменшення коефіцієнта підсилення підсилювача з НЗЗ можна компенсувати введенням додаткового підсилювального каскаду.

Крім НЗЗ в підсилювачах можуть виникати паразитні позитивні зворотні зв'язки, які погіршують характеристики підсилювача, а в деяких випадках можуть приводити до його самозбудження.

Порядок виконання роботи

1. Запустіть Multisim.
2. Підготуйте новий файл для роботи. Для цього необхідно виконати такі операції з меню: File/New і File/Save as. При виконанні операції Save as буде необхідно вказати ім'я файлу і каталог, у якому буде зберігатися схема.
3. Перенесіть необхідні елементи з заданої схеми на робочу область програми. Для цього необхідно вибрати розділ на панелі інструментів (Sources, Basic, Diodes, Transistors, Analog Ics, Mixed Ics, Digital Ics, Logic Gates, Digital, Indicators, Controls, Miscellaneous, Instruments), у якому знаходиться потрібний вам елемент, потім перенести його на робочу область.
4. З'єднайте контакти елементів і розташуйте елементи в робочій області для одержання необхідної вам схеми. Для з'єднання двох контактів необхідно клацнути на один з контактів лівою кнопкою миші і, не відпускаючи клавішу, довести курсор до другого контакту. У разі потреби можна додати додаткові вузли (розгалуження). Натисканням на елементі правою кнопкою миші можна одержати швидкий доступ до найпростіших операцій над положенням елементу, таким як обертання (rotate), розворот (flip), копіювання/вирізання (copy/cut), вставка (paste).
5. Проставте необхідні номінали і властивості кожному елементу. Для цього потрібно двічі виконати подвійне натискування лівою кнопкою миші на зображенні елементу: R1=1,2kОм; R2=22kОм; R3=4,7kОм; R4=2kОм; R5,R6=200Ом; R7=15kОм; R8=33kОм; C1,C4=20мкФ; C2,C3,C5=50мкФ; Eк=16В, VT1=KT312Б.
6. Коли схема зібрана і готова до запуску, натисніть кнопку ввімкнення живлення на панелі інструментів. У випадку серйозної помилки в схемі (замикання елементу живлення накоротко, відсутність нульового потенціалу в схемі) буде видано попередження.
7. Зробіть аналіз схеми, використовуючи інструменти індикації. Виклик терміналу здійснюється подвійним натисканням клавіші миші на елементі. У випадку потреби можна скористатися кнопкою Pause.
8. При необхідності зробіть доступні аналізи в розділі меню Analysis.
9. Занесіть пояснення щодо створення схем у звіт.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 22

Практичне заняття № 4

РОЗРАХУНОК ЗГЛАДЖУВАЛЬНИХ ФІЛЬТРІВ

Постановка завдання

Відповідно до заданого варіанту (табл.4.1) виконати розрахунки LC-фільтру і RC-фільтру.

Таблиця 4.1 Варіанти до виконання завдання

№ варіанту	$U_H, В$	$I_H, А$	$K_{ПО}, \%$
1	5	1,2	0,5
2	7	1,1	1,3
3	9	1,0	1,5
4	11	0,7	2,0
5	13	0,	0,8
6	15	0,5	1,2
7	17	0,43	1,7
8	19	0,33	2,2
9	21	0,32	2,5
10	23	0,31	1,6
11	6	1,15	0,5
12	8	0,95	1,3
13	10	0,9	1,5
14	12	0,6	2,0
15	14	0,55	0,8
16	16	0,45	1,2
17	18	0,35	1,7
18	20	0,2	2,2
19	22	0,16	2,5
20	24	0,15	1,6

Стислі теоретичні відомості

Згладжувальні фільтри включаються між випрямлячем і навантаженням для зменшення пульсацій (змінної складової) випрямленої напруги.

Найчастіше застосовуються фільтри, що складаються з дроселя і конденсатора (LC-типу) або з резистора і конденсатора RC-типу). Ці фільтри можуть бути одноланковими, дволанковим і багатоланковими.

Якість фільтру оцінюють коефіцієнтом згладжування:

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 23

$$q = \frac{K_{ПО}}{K_{ПВИХ}}$$

де $K_{ПО}$ - коефіцієнт пульсацій на вході фільтру;

$K_{ПВИХ}$ - коефіцієнт пульсацій на виході фільтру.

Коефіцієнт згладжування приймається:

- для одноланкових фільтрів $q = 3.. .25$;

- для дволанкових або багатоланкових фільтрів $q > 25$.

Особливістю LC-фільтрів (рис. 1) є незначне падіння постійної складової випрямленої напруги на дроселі, що дає можливість застосовувати такі фільтри в пристроях з відносно великим струмом навантаження. Їх істотним недоліком є велика маса дроселя, а також виникнення навколо нього магнітних полів, що впливають на роботу різних високочутливих вузлів електронної апаратури.

Згладжувальні RC-фільтри (рис. 2) мають малі габаритні розміри, масу і вартість. Застосовуються в малопотужних випрямлячах при невеликих випрямлених струмах (10...15 мА).

Для розрахунку згладжувальних фільтрів використовуються наступні вихідні дані:

- випрямлена напруга U_H ;

- випрямлений струм I_H ;

- коефіцієнт пульсацій напруги на вході фільтру $K_{ПО}$.

Розрахунок індуктивно-ємнісних фільтрів

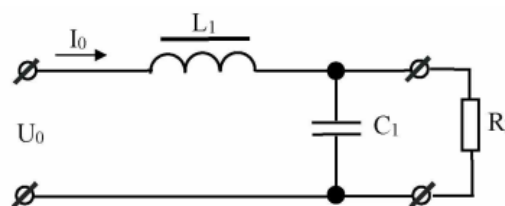


Рисунок 4.1 – Схема Г-подібного згладжувального LC-фільтру

Необхідними умовами, що забезпечують згладжувальну дію фільтру, є співвідношення:

$$1/m\omega C \ll R_H \text{ і } m\omega L \gg R_H,$$

де m - число фаз випрямляча. Для однофазних з нульовим виводом і однофазних мостових схем випрямлення $m = 2$;

$\omega = 2\pi f$ - частота мережі живлення, Гц);

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 24

R_H - опір навантаження ($R_H = U_H / I_H$).

Добуток $L_1 C_1$:

$$L_1 C_1 = 2,5 \cdot 10^4 (q + 1) / m^2 f^2,$$

де L_1 - індуктивність дроселя, Гн;

C_1 - ємність конденсатора, мкФ.

Примітка: для LC-фільтрів слід вибирати $q > 3$, щоб уникнути резонансних явищ.

Для однофазної мостової схеми випрямляча при частоті мережі живлення $f = 50$ Гц:

$$L_1 C_1 = 10(q + 1) / m^2 \cdot 10^{-6},$$

звідки

$$C_1 = \frac{10(q + 1)}{L_1 m^2} \cdot 10^{-6},$$

Індуктивність фільтру:

$$L_1 = \frac{\sqrt{q + 1} \alpha}{m 2 \pi f},$$

де α - хвильовий опір фільтру, Ом; приймається $\alpha = (0,15 \dots 0,25) R_H$.

За розрахунковим значенням C_1 вибирають тип і стандартне значення ємності конденсатора; по відомому значенню L_1 і I_H можна провести конструктивний розрахунок дроселя фільтру або вибрати стандартний дросель. Зазвичай, як конденсатори фільтру використовуються електролітичні і оксидно-напівпровідникові конденсатори.

Розрахунок резистивно -ємнісних фільтрів

Опір резистора R_1 зазвичай вибирають в межах:

$$R_1 = (0,15 \dots 0,5) R_H$$

де R_H - опір навантаження, Ом.

Коефіцієнт корисної дії резистивно-ємнісного фільтру порівняно малий і зазвичай складає $\eta_\Phi = 0,6 \dots 0,8$. Причому, при $\eta_\Phi = 0,8$: $R_1 = 0,25 R_H$.

Знаючи коефіцієнт згладжування фільтру q , визначають добуток $R_1 C_1$ і з нього знаходять C_1 :

$$R_1 C_1 = \frac{1,5 \cdot q}{m f},$$

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 25

де m - число фаз випрямляча; f - частота мережі живлення, Гц.

Звідки

$$C_1 = \frac{1,5 \cdot q}{mfR_1},$$

де C_1 - ємність конденсатора, мкФ; R_1 - опір резистора, Ом.

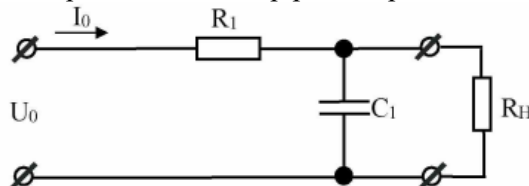


Рисунок 4.2 – Схема Г-подібного згладжувального RC-фільтру

За розрахунковим значенням C_1 вибирають тип і стандартне значення ємності конденсатора. Для визначення типу резистора необхідно знайти потужність, що розсіюється на ньому:

$$P_{R1} = I_H^2 R_1$$

Далі вибирають тип і стандартне значення опору резистора R_1 .

Приклад розрахунку

Вихідні дані для розрахунку згладжувальних фільтрів:

- випрямлена напруга $U_H = 20$ В;
- випрямлений струм $I_H = 0,3$ А;
- коефіцієнт пульсацій напруги на вході фільтру $K_{\text{ПО}} = 0,1$.

Розрахунок індуктивно-ємнісного фільтру

1. Схема Г-подібного згладжувального LC-фільтру (див. рис. 4.1).
2. Визначаємо індуктивність фільтру:

$$L_1 = \frac{\sqrt{q + 1\alpha}}{m2\pi f},$$

де q - коефіцієнт згладжування фільтру; приймаємо $q = 3$;

α - хвильовий опір фільтру, Ом; приймається $\alpha = 0,15 R_H$.

Опір навантаження випрямляча:

$$R_H = \frac{U_H}{I_H},$$

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 26

$$R_H = \frac{20}{0,3} = 66,7 \text{ Ом},$$

$$\alpha = 0,15 \cdot 66,7 = 10 \text{ Ом},$$

$$L_1 = \frac{\sqrt{3+1} \cdot 10}{2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,0318 \text{ Гн.}$$

3. Вибираємо тип дроселя Д224 з $L_H = 0,04$ Гн.

4. Визначаємо ємність фільтру:

$$C_1 = \frac{10(q+1)}{L_1 m^2} \cdot 10^{-6},$$

$$C_1 = \frac{10(3+1)}{0,0318 \cdot 2^2} \cdot 10^{-6} = 314 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 314 \text{ мкФ.}$$

5. Вибираємо тип конденсатора К50-16 з $C_H = 330$ мкФ.

Розрахунок резистивно-ємнісного фільтру

1. Схема Г-подібного згладжувального RC-фільтру (див. рис. 4.2).

2. Визначаємо опір резистора R_I :

$$R_I = (0,15 \dots 0,5) R_H, \quad R_I = 0,15 \cdot 66,7 = 10 \text{ Ом},$$

3. Для визначення типу резистора знаходимо потужність, що розсіюється на ньому:

$$P_{R1} = I_H^2 R_I \quad P_{R1} = 0,3^2 \cdot 10 = 0,9 \text{ Вт.}$$

Вибираємо резистор типу МЛТ-1 з $R_H = 10$ Ом; $P_H = 1$ Вт.

4. Визначаємо ємність фільтру:

$$C_1 = \frac{1,5 \cdot q}{mfR_I},$$

$$C_1 = \frac{1,5 \cdot 3}{2 \cdot 50 \cdot 10} = 0,0045 \text{ Ф} = 4500 \text{ мкФ}$$

5. Вибираємо тип конденсатора К50-16 з $C_I = 470$ мкФ.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 27

Практичне заняття № 5

Принципи визначення заміни транзистора у підсилювачі низької частоти

Постановка завдання

Згідно з вказаним варіантом вхідних даних (табл.5.2) підібрати транзистор для заміни використаного в підсилювачі транзистора. Обґрунтувати запропонований варіант заміни. Перелік типів транзисторів, які використовують для заміни, наведені в табл. 5.1.

Таблиця 5.1

№ п/п	Тип транз.	№ п/п	Тип транз.	№ п/п	Тип транз.	№ п/п	Тип транз.	№ п/п	Тип транз.
1	ГТ108	10	ГТ310	19	ГТ346	28	КТ207	37	КТ317
2	ГТ109	11	ГТ311	20	ГТ362	29	КТ208	37	КТ326
3	ГТ112	12	ГТ313	21	ГТ402	30	КТ209	39	КТ331
4	ГТ122	13	ГТ320	22	ГТ404	31	КТ210	40	КТ332
5	ГТ124	14	ГТ321	23	КТ104	32	КТ214	41	КТ333
6	ГТ125	15	ГТ322	24	КТ120	33	КТ301	42	КТ343
7	ГТ305	16	ГТ328	25	КТ201	34	КТ307	43	КТ357
8	ГТ308	17	ГТ330	26	КТ202	35	КТ312	44	КТ361
9	ГТ309	18	ГТ341	27	КТ203	36	КТ315	45	КТ363

Приклад виконання завдання

Нехай вказані наступні дані:

Транзистор, до якого треба підібрати заміну – МП28. Донні підсилювача: $E_{ж} = 4$ В; $R_{б1} = 6,8$ кОм; $R_{б2} = 1,1$ кОм; $R_{к} = 910$ Ом; $R_{е} = 200$ Ом; $T_{сер} = 40^{\circ}$ С; $f_{в} = 0,1$ МГц. Нехай заміну треба шукати серед транзисторів: ГТ109; КТ202; ГТ305; ГТ309 та КТ315.

Параметри та характеристики транзистора МП28 :

МП28 – германієвий сплавний *p-n-p* транзистор з низьким рівнем шумів, який має:

$$h_{21e} = 20 \dots 100, f_{пред} = 5 \text{ МГц}; \text{ коефіцієнт шуму } K_{ш} = 5;$$

$$I_{к макс} = 6 \text{ мА}; U_{ке макс} = 5 \text{ В}; P_{к макс} = 30 \text{ мВт}; T_{сер} = -60 \dots +60^{\circ} \text{ С}.$$

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 28

Можна було би спробувати підібрати серед запропонованих транзистор з параметрами не гірше, ніж ті, що характеризують транзистор МП28. Однак більш правильно оцінити вимоги до параметрів транзистора, який буде застосовано, на підставі аналізу величин, що характеризують його роботу в підсилювачі.

Таблиця 5.2

№ вар.	Тип транз.	$E_{ж}$, В	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_k , кОм	R_e , кОм	$f_{в}$, МГц	T_{max} , °C	Типи транзисторів до заміни
1	МП115	9	6,8	2	1,5	0,6	0,1	70	4, 16, 25, 43
2	МП42	12	9,1	2,4	0,81	0,1	0,1	40	3, 9, 13, 32
3	МП40А	15	13	2,7	1,2	0,3	0,1	60	5, 8, 17, 39
4	КТ315А	20	33	7,5	3	1	0,5	50	6, 18, 35, 40
5	МП25А	24	39	9,1	3,3	1,3	0,08	40	4, 13, 24, 37
6	МП27А	30	27	4,3	4,3	1,1	0,07	40	1, 14, 22, 32
7	ГТ311И	6	43	15	2,4	1,1	0,6	50	7, 17, 20, 39
8	МП39Б	12	18	39	1,8	0,68	0,1	40	2, 16, 18, 29
9	ГТ122В	15	24	4,3	3,3	1	0,1	60	4, 9, 17, 38
10	КТ312Б	20	16	4,7	27	1,2	0,7	50	16, 31, 37, 40
11	МП40А	24	22	2,4	1,8	0,62	0,2	45	4, 13, 17, 45
12	КТ208F	30	24	4,3	2	0,62	0,2	50	6, 15, 21, 35
13	МП112А	6	8,2	3	1,2	0,51	0,15	60	12, 17, 31, 40
14	КТ202А	12	51	13	5,1	2	0,2	40	14, 24, 30, 33
15	МП21А	15	24	6,2	2	1	0,1	40	4, 8, 13, 31
16	КТ209Г	20	15	4,3	2,2	1,1	0,2	50	10, 19, 28, 41
17	КТ312Б	24	43	6,2	4,3	1,1	0,8	60	2, 12, 16, 26
18	МП25А	30	24	5,1	3,9	1,8	0,1	40	3, 7, 17, 35
19	ГТ109А	5	47	13	1,0	0,51	0,1	40	1, 6, 18, 32
20	МП37А	9	5,1	4,2	1,5	0,62	0,15	50	4, 12, 21, 28

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 29

21	МП42Б	12	27	1	3,9	2,4	0,15	40	5, 10, 17, 42
22	КТ342А	20	180	33	2,7	0,82	0,5	40	18, 33, 36, 44
23	КТ312А	24	33	8,2	1,2	0,51	0,5	50	17, 31, 36, 45
24	КТ315В	30	22	5,6	2,2	0,68	0,6	70	7, 19, 34, 35
25	КТ326А	9	75	15	2,4	0,82	0,6	60	16, 35, 38, 44
26	МП41А	12	24	6,2	1,2	0,24	0,1	40	6, 15, 20, 34
27	МП111Б	15	12	3,6	3	1,5	0,15	50	8, 24, 29, 41
28	КТ361Г	20	81	22	2	0,91	0,6	60	15, 23, 35, 39
29	КТ358Б	24	43	8,2	2,2	0,82	0,7	50	11, 20, 35, 44
30	КТ208Ж	30	24	6,2	2,7	1,2	0,2	40	8, 25, 32, 43

Примітки:

1. Транзистор, який треба змінити, призначається для використання в однокаскадному підсилювачі, що зображений на рис. 5.1,а. Номінали резисторів та напруга живлення схеми наведені в табл. 5.2.
2. Транзистори, які повинні бути розглянуті при аналізі можливої заміни, позначені номерами в стовпці “Типи транзисторів до заміни” табл. 5.2. Самі типи транзисторів наведені в табл. 5. Наприклад, якщо в табл. 5.2 вказані номери 1, 5, 19 та 41, то необхідно аналізувати, який з транзисторів типів ГТ108, ГТ124, ГТ346 чи КТ317 (див. відповідні номери табл.5.1) більш підійде для заміни транзистора, що вказане у другому стовпчику табл. 5.2. При аналізі треба уточнити модифікацію параметрів транзистора, що визначається кінцевою літерою в позначенні. Наприклад, потрібно встановити, які з транзисторів КТ208А, КТ208Б чи КТ208В найбільш задовольнить вимогам до параметрів транзистора, що виникають при роботі підсилювача.

Напруга на транзисторі та його колекторний струм пов'язані лінійною залежністю

$$U_{ке} = E_{ж} - I_{к} (R_{к} + R_{е}).$$

З цього слідує, що при повному закритті транзистора ($I_{к} = 0$) $U_{ке} = E_{ж} = 4$ В, а при повному відмиканні ($U_{ке} = 0$)

$$I_{к} = \frac{E_{ж}}{R_{к} + R_{е}} = \frac{4}{910+200} = 3,6 \text{ мА.}$$

Максимальна потужність, яку повинен бути здатний розсіяти транзистор, якщо в стані спокою точка P на рис. 5.1,б буде характеризуватися наступними значеннями: $U_{ке P} = 0,5 E_{ж} = 2$ В; $I_{к P} = 0,5 E_{ж} / (R_{к} + R_{е}) = 0,5 \cdot 4 / (910 + 200) = 1,8$ мА.

$$\text{Тоді } P_{к} = U_{ке P} I_{к P} = 2 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} = 3,6 \text{ мВт.}$$

Отже, транзистор, що замінює, повинен бути здатний (з урахуванням коефіцієнтів запасу) розсіяти потужність приблизно 5 мВт при температурі $+40^{\circ}\text{C}$. Інші вимоги до транзистора можуть бути сформульовані на підставі виразів (2.8), (2.10) (завдання 2):

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 30

$$U_{ке\ макс} = K_1 E_{ж} = 1,25 \cdot 4 = 5 \text{ В}; \quad I_{к\ макс} = 2 I_{кр} = 2 \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} = 3,6 \text{ мА};$$

$$f_{h_{21e}} = K_2 f_{в} = 3 \cdot 1 \cdot 10^5 = 0,3 \text{ МГц}.$$

Крім того, на підставі інших даних, що характеризують транзистор МП28, необхідне, щоб транзистор, якій призначений для заміни, був *p-n-p* типу. Тому транзистор КТ315 з подальшого розгляду виключаємо, бо він є транзистором *n-p-n* типу. Додатково бажано, щоб обраний транзистор був з незначним коефіцієнтом шуму, германієвим з коефіцієнтом передачі струму бази в межах 20...100. В табл. 5.3 приведені параметри інших транзисторів, що аналізувались до заміни, з уточненням їх модифікації (в позначенні транзистора є відповідна буква).

Таблиця 5.3

Параметри	Типи транзисторів			
	ГТ109Е	КТ202Б	ГТ305А	ГТ309Б
$I_{к\ макс}$, мА	20	10	40	10
$U_{ке\ макс}$, В	6	15	15	40
$P_{к\ макс}$, мВт	22	15	35	40
$T_{ср\ макс}$, °С	55	85	60	55
h_{21e}	50 ... 100	40 ... 160	25 ... 80	60 ... 180
$K_{ш}$	4	–	6	6
$f_{h_{21E}}$, МГц	0,05	5	(1,6)	(1,6)

Примітки. 1. Наведені значення потужності розраховані для температури 40°С.

2. Значення $f_{h_{21e}}$ для транзисторів ГТ305А і ГТ309Б в довідникові [16] відсутні. В таблиці наведені мінімальні частоти, при яких визначалися інші довідкові параметри транзисторів. Правомірність використання цих значень ґрунтується також на тому, що ці транзистори високочастотні ($f_{h_{21e}} > 30$ МГц).

Транзистор ГТ109Е не може бути використаний для заміни, тому що він низькочастотний (його $f_{h_{21e}} < 0,3$ МГц). Транзистор КТ202Б також необхідно вилучити з двох причин: по-перше, він кремнієвий, що зумовлює наявність у вхідній характеристиці ($i_{б} = f(U_{бe})$) порогу в порівнянні з аналогічною характеристикою германієвого транзистора; по-друге, в [14] відсутні дані щодо $K_{ш}$, що робить неможливим його порівняльну оцінку. Перша причина може призвести до деяких нелінійних викривлень сигналу, друга – важлива, якщо буде відомо, що до підсилювача, в якому використаний транзистор МП28, встановлені вимоги до шумів (в даних табл. 6 такі вимоги відсутні).

Висновки. Для заміни можуть бути взяті транзистори ГТ305А чи ГТ309Б. При цьому перевага може бути віддана другому, тому що він має більш високі значення h_{21e} , що приведе до більших значень коефіцієнтів підсилення каскаду.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 31

Практичне заняття № 6

Розрахунок підсилювачів на основі операційних підсилювачів

Постановка завдання

У відповідності до варіанту даних табл. 6.1 розрахувати схему підсилювача (рис. 6.1) на основі інтегрального операційного підсилювача (ОП), типи яких також вказані в таблиці.

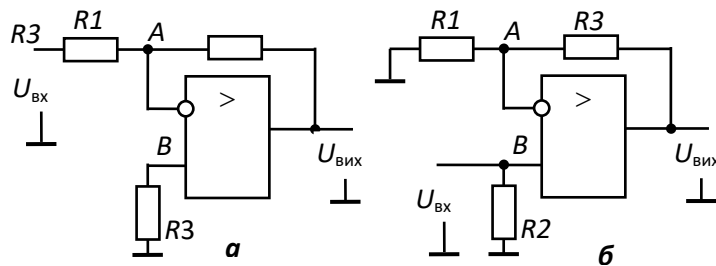


Рис. 6.1

Виконати наступні дії:

- розрахувати номінали та вибрати типи резисторів;
- визначити вхідний і вихідний опір підсилювача;
- визначити мінімальну смугу частот, у межах якої буде працювати підсилювач (критерій – спад коефіцієнта підсилення на 3 дБ);
- визначити максимальне значення відносної похибки вихідного сигналу, обумовлену різницею вхідних струмів;
- визначити відносну похибку вихідного сигналу від зміни параметрів інтегрального ОП при зміні температури на 40°C .

Стислі теоретичні відомості

Операційним підсилювачем (ОП) називається підсилювач, що характеризується набором параметрів, які дозволяють йому виконувати з електричними сигналами математичні операції (додавання, віднімання, інтегрування, логарифмування тощо). Ця властивість й визначила найменування “операційний підсилювач”. Спочатку підсилювачі такого класу призначалися, головним чином, для виконання математичних операцій в аналогових обчислювальних машинах. На даний час вони є основними інтегральними елементами аналогової електроніки і виготовляються як самостійні мікросхеми, так і як вузли більш складних приладів.

Основними параметрами, що забезпечують “математичні здібності”, є:

- великий коефіцієнт підсилення за напругою (в ідеалі $K_{OP} \Rightarrow \infty$);
- великий вхідний опір (в ідеалі $R_{вх\ ОП} \Rightarrow \infty$);
- нижня частота підсилювальних сигналів $f_{н\ ОП} = 0$.

2. При розрахунку можна використати параметри означеного ОП будь-якої модифікації (з будь-якими кінцевими літерами або без них). Параметри ОП, зі згаданим на літературу, повинні бути наведені в звіті.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 32

Останній параметр указує на те, що ОП повинен бути підсилювачем постійного струму (ППС). Ця вимога пояснюється тим, що однією з поширених математичних операцій є дія з константами, наприклад, їх додавання. У цьому випадку математична змінна реалізується змінним сигналом, константа – постійним. На даний час, коли сфера застосування ОП значно розширилася, у багатьох випадках вимога $f_H = 0$ не є обов'язковою і навіть іноді недоцільною. Однак перетворити ППС в підсилювач змінного струму досить просто (наприклад, вводячи розділові ємності на вході та виході). Тому більшість операційних підсилювачів в інтегральному виконанні випускаються як підсилювачі постійного струму.

Таблиця 6.1

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Схема	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б
K_u	10	10	15	15	20	20	5	5	25	25
$U_{вх}, мВ$	100	100	50	50	30	30	45	45	30	30
Тип ОП	-----К140УД6-----									
Варіант	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
Схема	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б
K_u	25	25	10	10	15	15	20	20	30	30
$U_{вх}, мВ$	15	15	20	20	100	100	10	10	5	5
Тип ОП	-----К140УД7-----									
Варіант	21	22	23	24	25	26	27	28	29	20
Схема	а	б	а	б	а	б	а	б	а	б
K_u	40	40	50	50	60	60	10	10	15	15
$U_{вх}, мВ$	1	1	25	25	50	50	40	40	60	60
$R_{вх}, кОм$	10	20	10	15	10	15	30	25	20	30
Тип ОП	-----К140УД8-----									

Примітки: 1. Позначення схем підсилювача надано у відповідності до рис. 9: а – схема інвертуючого, б – неінвертуючого підсилювача.

Операційні підсилювачі мають два входи і один вихід. Фаза вихідного сигналу збігається з фазою вхідного сигналу на одному вході і протилежна фазі на іншому. Тому перший з входів називають неінвертуючим (прямим), а другий – інвертуючим (інверсним).

Таким чином, ОП є диференціальним підсилювачем, тобто він підсилює різницю вхідних сигналів, які поступають ці два входи. Це дозволяє при “математичному” варіанті застосування підсилювача досить просто здійснити операцію вирахування, при інших – поліпшити багато

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 33

параметрів пристрою, наприклад, реалізувати кола як від'ємного, так і додатного зворотного зв'язку, позбавитись від синфазного сигналу і т.п.

На умовному графічному позначенні ОП вхід, що інвертує сигнал, позначають кружком (рис. 6.1). Інколи біля інвертуючого входу ставлять знак “-”, неінвертуючого – “+”. Коефіцієнт підсилення за напругою, яким характеризують ОП, є коефіцієнтом підсилення різницевого, диференціального сигналу. Типове його значення лежить у діапазоні 10000...100000 (80...100 дБ), і в нових ОП має місце тенденція до збільшення.

Узагальнена амплітудно-частотна характеристика ОП наведена на рис. 6.2. Характеристика сформована апроксимаційними прямими до реальної і надана в логарифмічних координатах. Реальна АЧХ має вид плавної кривої, яка зазвичай лежить нижче наведених на рисунку ліній. В точках перетину останніх реальна крива проходить на 3 дБ нижче.

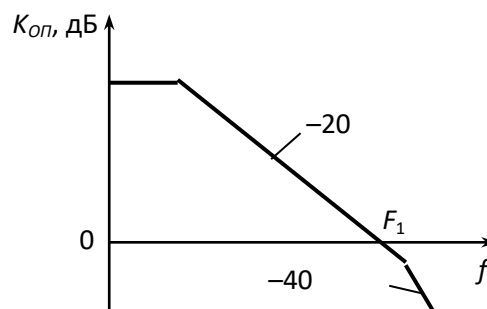


Рис. 6.2

Оскільки операційний підсилювач являє собою ППС, його АЧХ має ненульовий коефіцієнт підсилення на нульовій частоті. Зазначені вище високі коефіцієнти підсилення відповідають досить вузькому діапазону частот – від нуля до приблизно декількох десятків/сотень герц. Потім коефіцієнт підсилення починає зменшуватися з “швидкістю” мінус 20 дБ / дек. (– 6 дБ / октаву).

Швидкості спадання $K_{оп}$ може підвищитись до мінус 40 дБ / дек та більш. Точки перегину відповідають верхнім частотам окремих каскадів підсилювача і встановлюються при проектуванні ОП. Точку другого зламу АЧХ зазвичай прагнуть розташувати на частотах більших так званої частоти одиничного підсилення F_1 – частоти, на якій модуль коефіцієнта підсилення рівняється одиниці. Типове значення F_1 дорівнює 1...10 МГц.

При розгляді вхідних опорів розрізняють диференціальний та синфазний вхідні опори, тобто опори для диференціального і синфазного сигналів (однаковий з величиною та фазою сигнал, який одночасно приходить на два входи ОП). Диференціальний вхідний опір вимірюється між інвертуючим та неінвертуючим входами, а синфазний – між з'єднаними входами і землею. Диференціальний вхідний опір при побудові ОП на біполярних транзисторах зазвичай лежить у діапазоні 1...10 МОм. Для ОП з польовими транзисторами на вході диференціальний опір складає сотні – тисячі мегом. Синфазний опір на кілька порядків більший диференціального. Тому що корисним є диференціальний сигнал, та, зазвичай, цікавляться диференціальним опором.

Операційному підсилювачу притаманні недоліки, які характерні для всіх ППС. Вони визначаються наступними параметрами:

- приведеною до входу напругою зміщення $U_{зм}$;
- вхідними струмами $I_{зм}$;
- різницею вхідних струмів $\Delta I_{зм}$;
- зміною (дрейфом) вказаних вище параметрів під впливом різноманітних дестабілізуючих факторів (в довідниках найчастіше наводять значення дрейфу параметрів при зміні температури).

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 34

Розкид значень перерахованих параметрів визначається, насамперед, типом використаних в ОП транзисторів. Типові значення вхідної напруги зміщення $U_{зм}$ для ОП загального призначення – 1...10 мВ при побудові на біполярних транзисторах й більше 10 мВ – на польових. Погіршення показника обумовлене складністю забезпечити ідентичність параметрів польових транзисторів. Для прецизійних ОП, в яких використовуються спеціальні технологічні міри для балансування каскадів (наприклад, лазерне припасування резисторів диференціального каскаду) або спеціальні схемотехнічні засоби (наприклад, динамічна компенсація вхідних похибок), ця величина може бути на порядок меншою. Типові величини дрейфу нуля при зміні температури – 1...10 мкВ/°С, а для прецизійних ОП – в десятки разів менш.

Вхідні струми ОП $I_{зм}$ – це струми баз або заслонів транзисторів вхідного каскаду. Відповідно, в ОП на польових транзисторах вхідні струми значно менші. Типова величина вхідного струму складає величину порядку 0,1...1 нА для ОП з вхідним каскадом на біполярних транзисторах та 1 пА – на польових. В ОП з польовими транзисторами різниця вхідних струмів практично не відрізняється від величини самих вхідних струмів. Це обумовлено тим, що в зв'язку з незначністю струмів заслонів польових транзисторів, як самі вхідні струми, так і їхня різниця порівнянні зі струмами, які залежать від якості монтажу і стану поверхні корпусу транзистора. Тому для ОП на польових транзисторах не ефективний метод зниження похибки, обумовленої вхідними струмами, шляхом забезпечення рівності опорів резисторів у колах подачі вхідних диференціальних сигналів.

Еквівалентна схема вхідного кола ОП представлена на рис. 10. На рисунку синфазний вхідний опір показаний у виді двох резисторів, що приєднані до двох входів, тому їх опір, вказаний на рисунку, у два рази більше реального $R_{син}$.

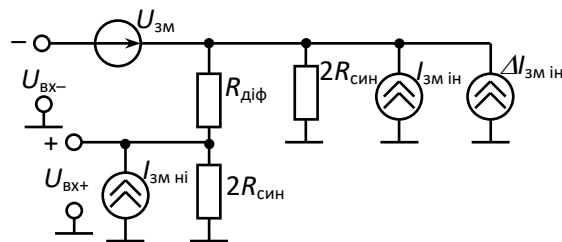


Рис. 6.3

Вихідний опір ОП являє собою внутрішній опір ОП без зворотного зв'язку. Величина вихідного опору визначає максимальний вихідний струм ОП, тому в довідниках наводиться тільки один з них. Типове значення вихідного опору – 10...1000 Ом, а максимального вихідного струму – 10...20 мА. Іноді в параметрах ОП вказується значення мінімального опору навантаження, за яким можна також визначити вихідний струм, знаючи максимально допустиму напругу на виході:

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} \quad (6.1)$$

Перевищення вихідного струму (або, що те ж саме, надмірне зменшення опору навантаження) може вивести деякі ОП з ладу. Однак переважна більшість сучасних ОП має внутрішній захист вихідного каскаду від перевантаження за струмом. Такі ОП витримують короткі замикання виходу ОП не тільки на землю, але і на джерела живлення.

Наявність похибок ОП призводить до практичної неможливості безпосереднього його використання для підсилення аналогових сигналів, де неодмінною вимогою є незначні спотворення. Продемонструємо це на прикладі. Нехай ОП характеризується наступними

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 35

параметрами: $U_{зм} = \pm 5 \cdot 10^{-3} \text{ В}$; $K_{оп.} = 10^4$; $E_{ж} = \pm 15 \text{ В}$. Тоді навіть при відсутності вхідного сигналу на виході підсилювача може виникнути напруга

$$U_{вих} = K_{оп.} \cdot U_{зм} = \pm 5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 = \pm 50 \text{ В},$$

що неможливо бо отримане значення в декілька разів більше за напругу живлення. Навіть якщо її компенсувати зовнішніми засобами, то можливий дрейф напруги зміщення нівелює ефективність компенсації.

Причиною появи не рівної нулю напруги на виході ($U_{вих} \neq 0$ при $U_{вх.} = 0$) може бути не тільки напруга зміщення нуля та її дрейф, але також вхідні струми. Ці струми з'являються в колах, через які подаються сигнали на бази транзисторів.

Для спрощення аналізу впливу вхідних струмів будьмо вважати, що у вхідних колах кожного входу мається окреме джерело вхідного струму I_1 та I_2 , а на входи каскаду подані сигнали U_1 та U_2

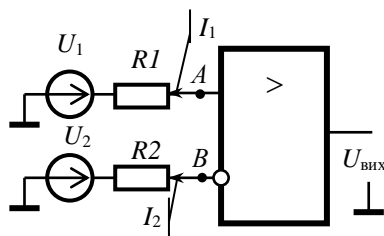


Рис. 6.4

(рис. 6.9). Сигнали надходять на прямій і інверсний входи через резистори $R1$ і $R2$. Ці резистори враховують зовнішні резистори і вихідні опори джерел сигналу. Як випадок, опори $R1$ або $R2$ можуть дорівнювати нулю.

Нехай ДП має нульову напругу зміщення нуля ($U_{зм\ вх} = 0$).

Тоді

$$U_{вих} = K_{оп} (U_A - U_B), \quad (6.2)$$

де U_A і U_B – напруга в точках A і B (на прямому та інверсному входи ДП), які визначаються виразами:

$$U_A = U_1 - I_1 R1; \quad U_B = U_2 - I_2 R2.$$

де $I_1 = (I_{вх\ ні} + I_{1с})$; $I_2 = (I_{вх\ ін} + I_{1с})$;

$I_{1с}$, $I_{2с}$ – складові, обумовлені сигналами.

Підставляючи ці вирази у (6.2), одержуємо:

$$U_{вих} = K_{оп}(U_1 - U_2) - K_{оп}[(I_{вх\ ін} R1 - I_{вх\ ні} R2) - (I_{1с} R1 - I_{2с} R2)].$$

З останнього виразу випливає, що навіть у відсутності вхідної диференціальної напруги ($U_1 - U_2 = 0$) та нульовій напрузі зміщення напруга на виході може відрізнитись від нульової. Тобто маємо зміщення нульового рівня, обумовлене вхідними струмами ОП:

$$U_{вих} = -K_{оп} (I_{вх\ ін} R1 - I_{вх\ ні} R2).$$

При конструюванні вхідних кіл ОП прагнуть до максимальної ідентичності каналів, тому можна припустити, що в реальних підсилювачах вхідні струми повинні бути близькими за значенням. Це підказує шлях зменшення похибки, яка обумовлена вхідними струмами: необхідно зробити однаковими опори резисторів у вхідних колах ($R1 = R2 = R$). Тоді напруга зміщення нуля буде визначатися різницею вхідних струмів:

$$U_{вих\ зм} = K_{оп} R (I_2 - I_1) = K_{оп} R \Delta I_{вх}. \quad (6.3)$$

Реально різниця вхідних струмів зміщення приблизно на порядок менше, вхідних струмів. Типове співвідношення між ними, яке наводяться в довідниках, знаходиться в межах 2...5. Тобто при забезпеченні однакових опорів резисторів у вхідних колах, не менш ніж у стільки ж разів може бути зменшена похибка, обумовлена вхідними струмами.

У схемах рис. 6.1 до інвертуючого входу приєднані резистори зворотного зв'язку $R1$, $R3$, які відносно вхідного струму виявляються включеними паралельно. Тому для зменшення похибки, обумовленої вхідними струмами у коло прямого входу введений резистор $R2$, опір якого визначається за формулою:

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 36

$$R = R2 = R1 R3 / (R1 + R3). \quad (6.4)$$

При використанні ОП для підсилення аналогових сигналів, де неодмінною вимогою є незначні спотворення, його охоплюють від'ємним (негативним) зворотнім зв'язком (ВЗЗ), вводячи ланцюги між виходом та інвертуючим входом.

В підсилювачах рис. 6.1 від'ємний зворотній зв'язок утворений ланцюгом $R3$ $R1$. Відносно вихідного сигналу він є зв'язком за напругою, відносно входу – залежить від того, на який вхід подається сигнал. У інвертуючого підсилювача він паралельний, у неінвертуючого – послідовний.

Як звісно [1], введення ЗЗ суттєво змінює більшість параметрів підсилювача. Насамперед, від'ємний зворотній зв'язок зменшує коефіцієнт підсилення. Для схем рис. 8 коефіцієнти підсилення дорівнюють:

$$K_{з\ і\ з\ і} = \frac{R3}{R1}, \quad K_{і\ і\ з\ і} = \frac{R3}{R1} + 1. \quad (6.5)$$

Однак, розширюється смуга частот, в якій підсилення сигналу відбувається з припустимими спотвореннями. На рис. 6.5 надана амплітудно-частотна характеристика підсилювача, охопленого ВЗЗ. Вона утворена лінією, яка паралельна осі f з ординатою $K_{під}$, і частиною спадаючої ділянки АЧХ ОП (на рисунку зображені неперервними лініями). $K_{під}$ – коефіцієнт підсилення інвертуючого або неінвертуючого підсилювача, в залежності від розгляду.

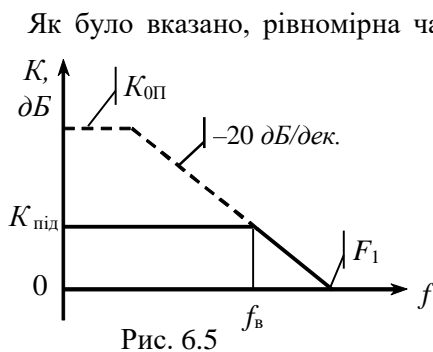


Рис. 6.5

Як було вказано, рівномірні частини АЧХ ОП без зворотного зв'язку відповідають досить вузькому діапазону частот (штрихові лінії рис. 6.5). З введенням ВЗЗ рівномірний коефіцієнт підсилення підсилювача розширюється до верхньої частоти, яка (по рівню спаду на 3 дБ) дорівнює

$$f_{\hat{a}} = F_1 / K_{і\ і\ з\ і}. \quad (6.6)$$

В подальшому необхідно пам'ятати, що прості формули для коефіцієнтів підсилення при ВЗЗ були отримані в припущенні $R_{вх\ ОП} \gg R3$. З врахуванням коефіцієнтів запасу на довідкові параметри можна вважати, що

$$R3 \leq R_{вх\ ОП} / (3 \dots 5). \quad (6.6)$$

Вихідний опір підсилювача з ВЗЗ за напругою

$$R_{вих} = R_{вх\ ОП} K_{під} / K_{оп}, \quad (6.7)$$

де $R_{вх\ ОП}$ – вихідний опір ОП.

Вхідний опір підсилювача з ВЗЗ в порівнянні з вхідним опором ОП змінюється по різному. При паралельному ВЗЗ (інвертуючий підсилювач) він зменшується і практично визначається опором зовнішнього резистора:

$$R_{вх\ ін} = R1.$$

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 37

При послідовному ВЗЗ (неінвертуючий підсилювач) він зростає і становиться рівним $R_{\text{сін}}$. Однак, в зв'язку з тим, що прямий вхід неінвертуючого підсилювача приєднаний до ґрунту через резистор $R2$, то

$$R_{\text{вх ін}} = R2.$$

Максимальне значення абсолютної похибки вихідної напруги, яка викликана зміною температури, дорівнює дрейфу напруги зміщення:

$$U_{\text{зм}} = [(dU_{\text{зм}}/dT) + (dI_{\text{зм}}/dI) R] \Delta T (K_{\text{під}} + 1), \quad (6.8)$$

де $dU_{\text{зм}}/dT$, $dI_{\text{зм}}/dI$ – температурні дрейфи напруги зміщення нуля та вхідних струмів ОП.

Необхідний коефіцієнт підсилення $K_{\text{під}}$, заданий в табл. 6.2 ($K_{\text{ц}}$), згідно вищенаведеного визначається співвідношенням значень опорів резисторів $R3$ та $R1$. В тому разі, якщо заданий вхідний опір (інвертуючий підсилювач згідно варіантів 21...30), то визначення номіналу опору другого резистору не викликає ніяких затруднень. Для неінвертуючого підсилювача згідно варіантів 21...30 з врахуванням значної величини коефіцієнта підсилення ($K_{\text{під}} \gg 1$) можна вважати

$$R2 = \frac{R1 R3}{R1 + R3} = \frac{R1 (R3/R1)}{1 + R3/R1} \approx R1, \quad (6.9)$$

а умову (40) перевіряють.

В підсилювачах згідно варіантів 1...20 вхідний опір не заданий, тому один з резисторів необхідно вибрати з якісь додаткових угод. Пропонується визначити його з умови припустимої похибки, яка пов'язана в різницю вхідних струмів. На резисторах, крізь які проходять вхідні струми ОП, виникає вхідна напруга, обумовлена різницею вхідних струмів. Вона буде підсилена нарівні з напругою вхідного сигналу, що еквівалентно виникненню похибки. Якщо регламентувати відносне значення цієї похибки, то, з врахуванням (43), можна визначити значення опору резистора $R1$:

$$R2 \Delta I_{\text{вх ОП}} \approx R1 \Delta I_{\text{вх ОП}} < \delta U_{\text{вх}}, \quad (6.10)$$

де δ – відносне значення похибки (найчастіше беруть $\delta = 0,1$).

При виборі номіналу резистора $R3$ необхідно пам'ятати, що його опір не повинен бути малим бо це може призвести до значного зростання вихідного струму ОП. Враховуючи обмеження (6.6), маємо:

$$(5...10) U_{\text{вих макс}} / I_{\text{вих макс}} \leq R3 \leq R_{\text{вх}} / (3...5), \quad (6.11)$$

де $U_{\text{вих макс}}$, $I_{\text{вих макс}}$ – максимальні припустимі значення вихідної напруги та струму ОП.

Якщо для визначення лівої частини нерівності не вистачає довідкових параметрів, то мінімальне значення $R3$ можна знайти з одного з наступних виразів:

$$R3 \geq (5...10) R_{\text{вих ОП}},$$

$$R3 \gg R_{\text{н мин}}, \quad (6.12)$$

де $R_{\text{н мин}}$ – мінімальний припустимий опір навантаження. За $R3_{\text{н мин}}$ можна взяти з довідника значення опору навантаження, при якому визначені основні параметри ОП.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 38

Практичне заняття № 7

Розрахунок мультивібратора

Постановка завдання

Відповідно до заданого варіанту (табл.7.1) побудувати автоколивальний мультивібратор на операційному підсилювачі. Визначити теоретичним, а потім експериментальним методами частоту вихідних імпульсів. Оцінити похибку розрахунків та вплив величини опору резистору зворотного зв'язку на параметри імпульсів вихідного сигналу.

Таблиця 7.1 Варіанти до виконання завдання

№ варіанту	C, мкФ	R ₁ , кОм	R ₂ , кОм	R ₃ , кОм	R ₄ , кОм
1	1	0,6	1	10	10
2	0,9	0,5	0,5	10	15
3	1	1	1	9	10
4	0,95	1	0,6	5	8
5	0,9	0,5	1	10	13
6	1	0,6	0,5	6	7
7	0,96	1	0,5	9	11
8	0,91	0,6	0,9	5	10
9	0,98	0,7	0,6	10	12
10	0,95	0,5	0,7	9	9
11	1	0,7	0,7	5	8
12	0,9	0,8	0,7	8	8
13	0,93	0,5	0,7	7	10
14	0,96	0,8	0,8	11	10
15	0,91	1	0,8	5	10
16	0,99	0,5	1	10	12
17	0,95	0,9	0,9	9	9
18	0,92	1	0,9	5	8
19	0,97	0,6	1	8	8
20	1	0,5	0,5	7	10
21	0,93	1	0,6	11	10
22	0,94	0,9	1	10	10
23	1	1	1	10	15
24	0,94	0,5	0,7	9	10
25	0,92	1	0,5	5	8
26	1	1	1	10	13

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 39

27	0,5	0,7	0,8	6	7
28	1	0,5	1	9	11
29	0,95	1	0,8	10	10
30	0,96	0,9	0,5	8	9

Стислі теоретичні відомості

Генератором електричних коливань називається пристрій, що перетворює енергію джерела постійного струму в енергію змінного струму потрібної форми. В залежності від форми вихідної напруги розрізняють генератори гармонічних коливань та генератори негармонічних коливань (імпульсні або релаксаційні генератори).

Незалежно від форми вихідної напруги всі генератори можуть функціонувати в одному з двох режимів: режимі автоколивань (автогенератори); режимі запуску зовнішніми імпульсами (загальмовані або очікуючі генератори).

Мультивібратор (від латинського слова *multim* – багато та *vibro* – коливаю) – релаксаційний генератор імпульсів майже прямокутної форми, виконаний у вигляді підсилювального пристрою з ланцюгом позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ).

Зокрема, як підсилювач можна використовувати й операційний підсилювач (ОП). Схема мультивібратора на ОП наведена на рис. 1. У даному випадку ОП охоплений двома ланцюгами зворотного зв'язку: позитивним зворотним зв'язком з коефіцієнтом передачі $b_{ПЗЗ} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ та

негативним зворотним зв'язком (НЗЗ) з $b_{НЗЗ} = \frac{1_2}{R \cdot R_C + 1}$

Розглянемо процеси, що відбуваються в схемі. Припустимо, що конденсатор C в момент часу t_0 , коли на схему було подано напругу живлення, знаходився в повністю розрядженому стані. Завдяки тому, що підсилювач охоплений ланцюгом ПЗЗ, а напруга на його вході, що інвертує дорівнює нулю, ОП з рівною імовірністю може встановитися в кожне з двох його максимально можливих напруг.

Допустимо, $u_{Вих1} = U_{Вих \max}$. Тоді вхідна напруга ОП прийме значення $U_{ВхОП} = U_{Вх i} - U_{Вх н} = -b_{ПЗЗ} U_{Вих \max} < 0$, що підтвердить позитивну полярність його вихідної напруги. Після появи на виході ОП напруги позитивної полярності $U_{Вих \max}$ починається процес заряду конденсатора C . Напруга на вході підсилювача, що інвертує, почне підвищуватися. Цей процес іде з постійного часу заряду $\tau = RC$ і супроводжується збільшенням вхідної напруги ОП. Отже, стан схеми буде квазистійким.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 40

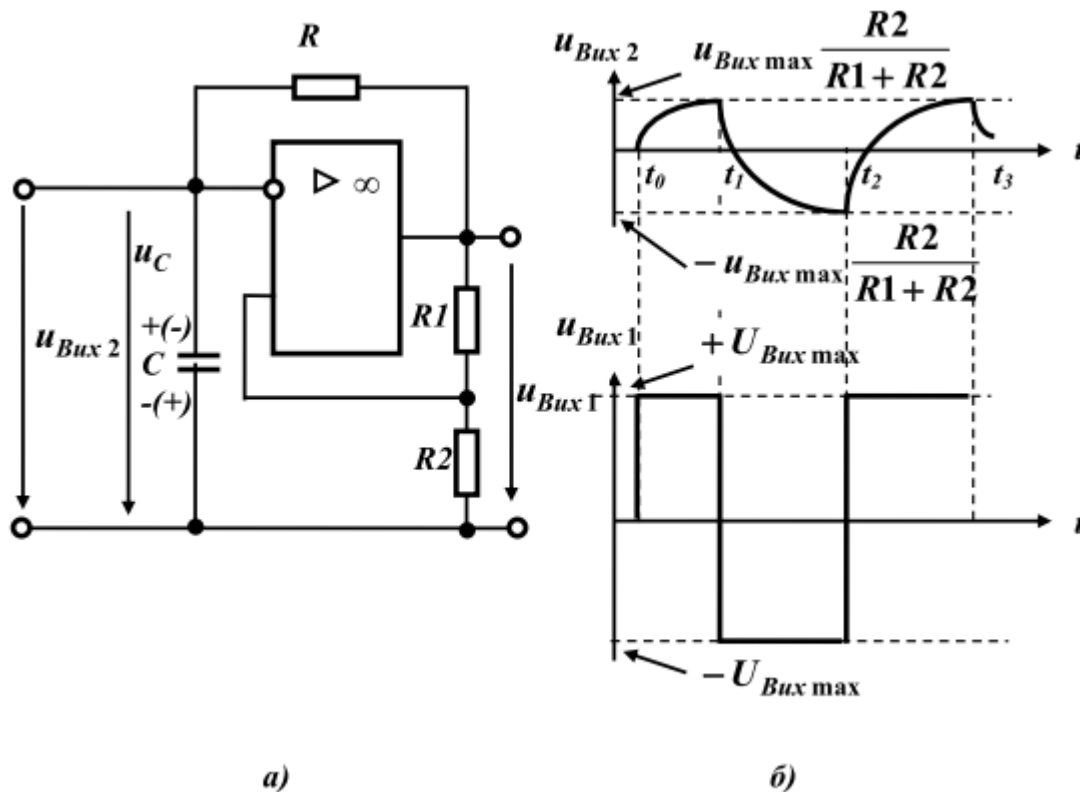


Рис. 7.1. Принцип роботи мультивібратора на ОП:

а) функціональна схема; б) часові діаграми роботи

У момент, коли напруга, що інвертує, на вході досягне значення $U_{Вх i} = b_{ПЗЗ} U_{Вух max}$ (при цьому $U_{Вх ОП} = 0$), вихідна напруга підсилювача змінить свою полярність, зменшившись до $u_{Вух 1} = -U_{Вух max}$. Напруга на вході, що не інвертує, зменшиться до $U_{Вх н} = -b_{ПЗЗ} U_{Вух max}$, а вхідна напруга підсилювача збільшиться до $U_{Вх ОП} = 2b_{ПЗЗ} U_{Вух max} > 0$.

Новий стан схеми також буде квазістійким. Зміна полярності вихідної напруги ОП викличе перезаряд конденсатора C . Внаслідок цього з часом вхідна напруга підсилювача $U_{Вх ОП}$ буде зменшуватися, і в момент, коли $U_{Вх ОП} = 0$ ($U_{Вх i} = -b_{ПЗЗ} U_{Вух max}$), відбудеться чергове перемикання схеми й процес повториться.

Таким чином, на виході ОП буде формуватися змінна напруга $u_{Вух 1}$ прямокутної форми (рис. 1, б). Форма напруги на конденсаторі $u_{Вух 2}$, яка складена з початкових ділянок експонентних процесів його перезаряду, буде наближатися до трикутного.

Із сказаного можна зробити два висновки:

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 41

– щодо вихідної напруги **ОП** ($u_{Вих1}$) схему можна розглядати як мультівібратор, який працює в режимі автоколивань;

– щодо напруги на конденсаторі **С** ($u_{Вих2}$) схема є генератором пилкоподібної напруги (напруги що лінійно змінюється).

Для визначення залежності частоти вихідної напруги розглянутої схеми від параметрів її елементів запишемо вираз для перезаряду конденсатора **С** :

$$u_C(t) = u_{C \text{ вільн}} + u_{C \text{ змуш}} = U_{C0} e^{-\frac{t}{RC}} + U_{Вих \text{ max}} (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

де $u_{C \text{ вільн}}$ й $u_{C \text{ змуш}}$ – вільна й змушена складові процесу перезаряду конденсатора **С**;

U_{C0} – напруга на конденсаторі в початковий момент часу ($t = t_0$).

Відповідно до наведених часових діаграм маємо: для моменту t_1 $U_{C0} = b_{ПЗЗ} U_{Вих \text{ max}}$, для моменту часу t_2 – $U_C = b_{ПЗЗ} U_{Вих \text{ max}}$. Під-ставляючи ці значення напруг у вираз для $u_C(t)$ і розв'язуючи його відносно частоти вихідної напруги, знаходимо період і частоту коливань мультівібратора:

$$T = 2(t_2 - t_1) = 2RC \ln\left(1 + 2\frac{R1}{R2}\right),$$

$$f_0 = \frac{1}{2(t_2 - t_1)} = \frac{1}{2RC \ln\left(1 + 2\frac{R1}{R2}\right)}.$$

Як видно з отриманих виразів, для збільшення частоти вихідної напруги необхідно зменшувати як постійну часу ланцюга негативного зворотного зв'язку \square , так і коефіцієнт передачі ланцюга позитивного зворотного зв'язку ($b_{ПЗЗ}$). Останнє автоматично приводить до зменшення амплітуди вихідної напруги $u_{Вих2}$.

Отримані вирази справедливі для припущення що $U_{Вих \text{ max}} = \left| -U_{Вих \text{ max}} \right|$ період і значення $b_{ПЗЗ}$ і \square не залежать від полярності вихідної напруги. Як правило, в реальних ОП умова $U_{Вих \text{ max}} = \left| -U_{Вих \text{ max}} \right|$ не виконується. До того ж в ряді випадків необхідно мати або прямокутну напругу, для якої тривалість імпульсів не рівняється тривалості пауз, або трикутну напругу з різними за абсолютними величинами значеннями похідної на різних інтервалах.

Отримати такі результати можна шляхом відповідної зміни значень \square і $b_{ПЗЗ}$. В якості прикладу на рис.7.2 а, б приведені схеми генераторів з різними для позитивних і негативних значень вихідної напруги ОП і $b_{ПЗЗ}$.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 42

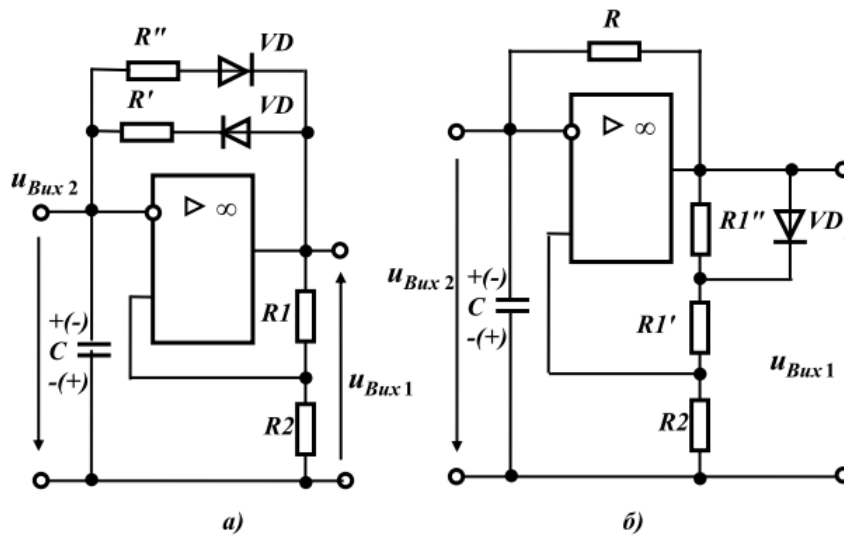


Рис. 7.2. Схеми генераторів на ОП зі змінними коефіцієнтами передачі ланцюга НЗЗ (а) та ПЗЗ (б)

4. Привести схему автоколебального (загальмованого) мультивібратора на логічних елементах, пояснити принцип їх роботи.

Осцилограф, імітований програмою *Multisim* є аналогом двопроменевого осцилографа, що запам'ятовує, і має дві модифікації: просту і розширену (рис. 4). Розширена модифікація за своїми можливостями наближається до кращих цифрових осцилографів, котрий запам'ятовують. Через те, що розширена модель займає багато місця на робочому полі, рекомендується починати дослідження схеми простою моделлю, а для докладного дослідження процесів використовувати розширену модель. Осцилограф можна підключити до вже включеної схеми або під час роботи схеми переставити виводи до інших точок схеми - зображення на екрані осцилографа зміниться автоматично.

У ході аналізу роботи схеми нерідко виникає необхідність уповільнити процес моделювання, щоб на екрані осцилографа було зручно візуально сприймати інформацію. Це необхідно, наприклад, при дослідженні перехідних процесів або коли в ході експерименту потрібно перемкнути ключ в певний момент. Для цього потрібно збільшити кількість розрахункових крапок на цикл. Це можна зробити, вибравши пункт **Analysis Options** в меню **Circuit** і встановивши в рядку **Time domain points per cycle** необхідне значення (зазвичай достатньо 5000 крапок). За умовчанням кількість крапок рівняється 100.

Полегшити аналіз осцилограм може включення режиму **Pause after each screen** (Пауза після кожного екрану). У цьому режимі розрахунок схеми зупиняється після того, як промінь осцилографа проходить весь екран. Це часто буває необхідним при задачах з синхронізацією зображення на екрані осцилографа. Щоб продовжити розрахунок схеми, необхідно вибрати пункт **Resume** (Продовжити) меню **Circuit** або натиснути клавішу **F9** на клавіатурі. Зупинити процес розрахунку схеми у будь-який момент часу можна натисненням клавіші **F9** або вибором пункту **Pause** (Пауза) в меню **Circuit**. Продовжити розрахунок можна повторним натисненням клавіші **F9** або вибором пункту **Resume** меню **Circuit**. Натиснення кнопки "Пуск" у правому верхньому кутку екрану припиняє моделювання схеми.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 43

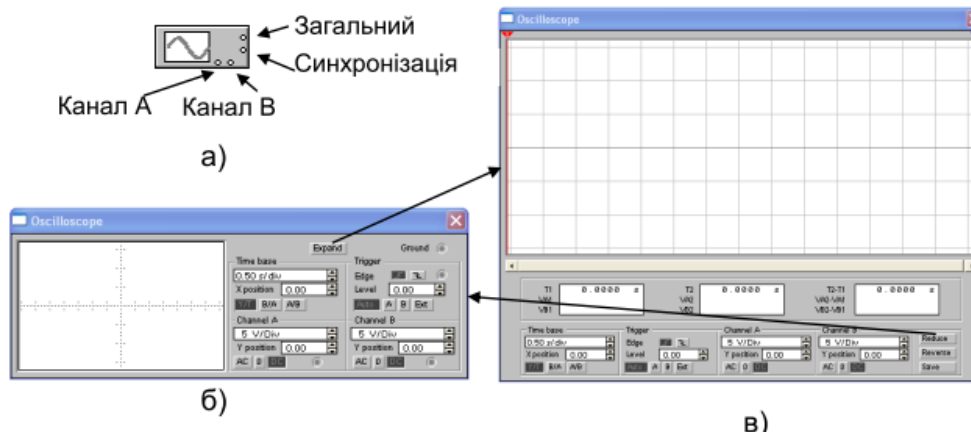


Рис. 4. Осцилограф: а) зменшене зображення; б) проста модифікація; в) розширена модифікація.

На схему виводиться зменшене зображення осцилографа (рис. 4,а), загальне для обох модифікацій. На цьому зображенні є чотири входи:

- верхній правий вхід – загальний вхід;
- нижній правий – вхід синхронізації (його призначення буде розглянутий нижче);
- лівий і правий входи є відповідно входом каналу А (channel A) і входом каналу В (channel B).

Загальний вхід називають так тому, що потенціал на цьому вході є загальною крапкою, щодо якої осцилограф вимірює напругу. Зазвичай цей вивід заземляють, щоб осцилограф вимірював напругу щодо нуля. Тому на панелі осцилографа цей вивід позначений як "**Gground**".

Подвійним клацанням миші по зменшеному зображенню відкривається зображення передньої панелі простої моделі осцилографа з кнопками управління, інформаційними полями і екраном (рис.4, б).

Налагоджування осцилографу.

Для проведення вимірювань осцилограф потрібно налагодити, для чого слід задати наступні параметри:

- розташування висей, за якими відкладається сигнал;
- потрібний масштаб розгортки за висями;
- зсув початку координат за висями;
- режим роботи по входу (закритий або відкритий);
- режим синхронізації (внутрішній або зовнішній).

Налагоджування осцилографу проводиться за допомогою полів управління, розташованих на панелі управління.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 44

Панель управління.

Панель управління має загальний для обох модифікацій осцилографа вигляд і розділена на чотири поля управління:

- поле управління горизонтальною розгорткою (масштабом часу) (**Time base**);
- поле управління синхронізацією (запуском) (**Trigger**);
- поле управління каналом **A (Channel A)**;
- поле управління каналом **B (Channel B)**;

Управління масштабом часу (**Time base**).

Поле управління горизонтальною розгорткою (масштабом часу) служить для завдання масштабу горизонтальній висі осцилографа при спостереженні напруги на входах каналів А і В залежно від часу.

Часовий масштаб задається в **c/інт** (інт. – інтервал), **мс/інт**, **мкс/інт**, **нс/інт** (**s/div**, **ms/div**, **ms/div**, **ns/div** відповідно). Величина одного інтервалу може бути встановлена від **0,1 нс** до **1с**. Масштаб може дискретно зменшуватися на один крок в більший або менший бік при клацанні мишею на відповідній кнопці, що розташована праворуч від поля управління горизонтальною розгорткою. Щоб отримати зручне для спостереження зображення на екрані осцилографа, необхідно встановити масштаб часу так, щоб ціна двох інтервалів на горизонтальній осі приблизно була рівна величині, зворотно пропорційній частоті досліджуваного сигналу, тобто складала б період сигналу.

Наприклад, якщо необхідно досліджувати сигнал з частотою **1 KHz**, то треба встановити масштаб часу рівним **0.05 ms**.

За допомогою кнопок, що розташовані в полі рядка **X Position**, можна дискретно зрушувати початок осцилограми по горизонтальній висі. У цьому ж полі розташовано три кнопки: **Y/T**, **A/B**, **B/A**, що дозволяють задавати вид залежності сигналів, які відображаються. При натисненні на кнопку **Y/T** по вертикальній висі відкладається напруга, по горизонтальній висі - час, при натисненні на кнопку **A/B** по вертикальній висі відкладається амплітуда напруги на вході каналу **A**, по горизонтальній висі - каналу **B** і при натисненні на кнопку **B/A** навпаки. При цьому масштаб висів визначається установками відповідних каналів. У режимах **A/B** і **B/A** можна спостерігати частотні і фазові зсуви (фігури Ліссажу), петлі гістерезису, вольтамперні характеристики і т. п.

Управління каналами А і В (Channel A, Channel B).

Дві нижні частини панелі осцилографа є полями управління відображенням сигналів, поданих на входи каналів **A** і **B** відповідно. Верхнє вікно в полі дозволяє управляти масштабом висі напруги, що відображається, по вертикальній або горизонтальній висі. Ціна інтервалу (ділення) може дискретно встановлюватися від **10mv/div** до **5 Kv/div**. Масштаб для кожної висі встановлюється окремо. Щоб отримати зручне для роботи зображення на екрані осцилографа, перед початком експерименту необхідно встановити масштаб, відповідний очікуваній напрузі.

Наприклад, при подачі на вхід змінного сигналу амплітудою **3** вольти необхідно встановити масштаб вертикальної висі **Y** рівний **1 V/div**.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 45

Нижче розташоване поле, яке дозволяє дискретно зсувати вісь **X** вгору або вниз. Для того, щоб розвести зображення від каналів **A** і **B**, необхідно користуватися зсувами по вісі **Y** (**Y Position**) для одного або двох каналів. Три нижні кнопки реалізують різні режими роботи входу осцилографа. Режим роботи осцилографа з закритим входом встановлюється натисненням на кнопку **AC**. У цьому режимі на вхід не пропускається постійна складова сигналу. При натисненні на кнопку **DC** осцилограф переходить в режим з відкритим входом. У цьому режимі на вхід осцилографа пропускається як постійна, так і змінна складова сигналу. При натисненні на кнопку **OC** вхід осцилографа з'єднується із загальним входом осцилографа, що дозволяє визначити положення нульової відмітки за віссю **Y**.

Управління синхронізацією (Trigger).

Верхнє праве поле управління **Trigger** визначає момент початку відображення осцилограми на екрані осцилографа. Кнопки в рядку **Edge** задають момент запуску осцилограми за фронтом або за спадом імпульсу на вході синхронізації.

Поле **Level** дозволяє задавати рівень, при перевищенні якого відбувається запуск осцилограми. Значення рівня можна зсувати в сторону збільшення або зменшення.

Осцилограф має чотири режими синхронізації:

- автоматичний режим (**Auto**) - запуск осцилограми проводиться автоматично при підключенні осцилографа до схеми або при її включенні. Коли "промінь" доходить до кінця екрану, осцилограма знову прописується з початку екрану (новий екран).

- режими запуску по вході "A" або "B", в яких сигналом що запускає є сигнал, який поступає на відповідний вхід.

- режим "Зовнішній запуск" (**Ext - external**). В цьому випадку сигналом запуску є сигнал, що подається на вхід синхронізації.

У випадку, коли сигнал не відображається або сигнал слабкий, необхідно натиснути кнопку **Auto**.

Розширена модифікація осцилографа.

Натиснення клавіші **Expand** на панелі простої моделі відкриває вікно розширеної моделі осцилографа. Панель розширеної моделі осцилографа на відміну від простої моделі розташована під екраном і доповнена трьома інформаційними табло, на які виводяться результати вимірювань. Крім того, безпосередньо під екраном знаходиться лінійка прокрутки, що дозволяє спостерігати будь-який часовий відрізок процесу від моменту включення до моменту виключення схеми. По суті, розширена модель осцилографа – це абсолютно інший прилад, що дозволяє набагато зручніше і більш точно проводити чисельний аналіз процесів. На екрані осцилографа розташовано два курсори, що позначаються 1 (червоний) і 2 (синій), за допомогою яких можна зміряти миттєві значення напруги в будь-якій точці осцилограми. Для цього необхідно просто перетягнути мишею курсори за трикутники в їх верхній частині в необхідне положення. Координати точок перетину першого курсору з осцилограмами відображаються на лівому табло, координати другого курсору - на середньому табло. На правому табло відображаються значення різниць між відповідними координатами першого і другого курсорів. Результати вимірювань, отримані за допомогою розширеної моделі осцилографа, можна записати у файл. Для цього необхідно скористуватися

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 46

кнопкою **Save (Зберегти)** і в діалоговому вікні ввести ім'я файлу. Цьому файлу привласнюється розширення ***.scf**. Він є текстовим файлом в ASCII кодах, в якому записані дані про значення напруги в точках підключення осцилографа через інтервал часу, рівний масштабу горизонтальної розгортки.

Щоб повернутися до колишнього зображення осцилографа, необхідно натиснути клавішу **Reduce**, розташовану в правому нижньому кутку.

Приклад виконання завдання

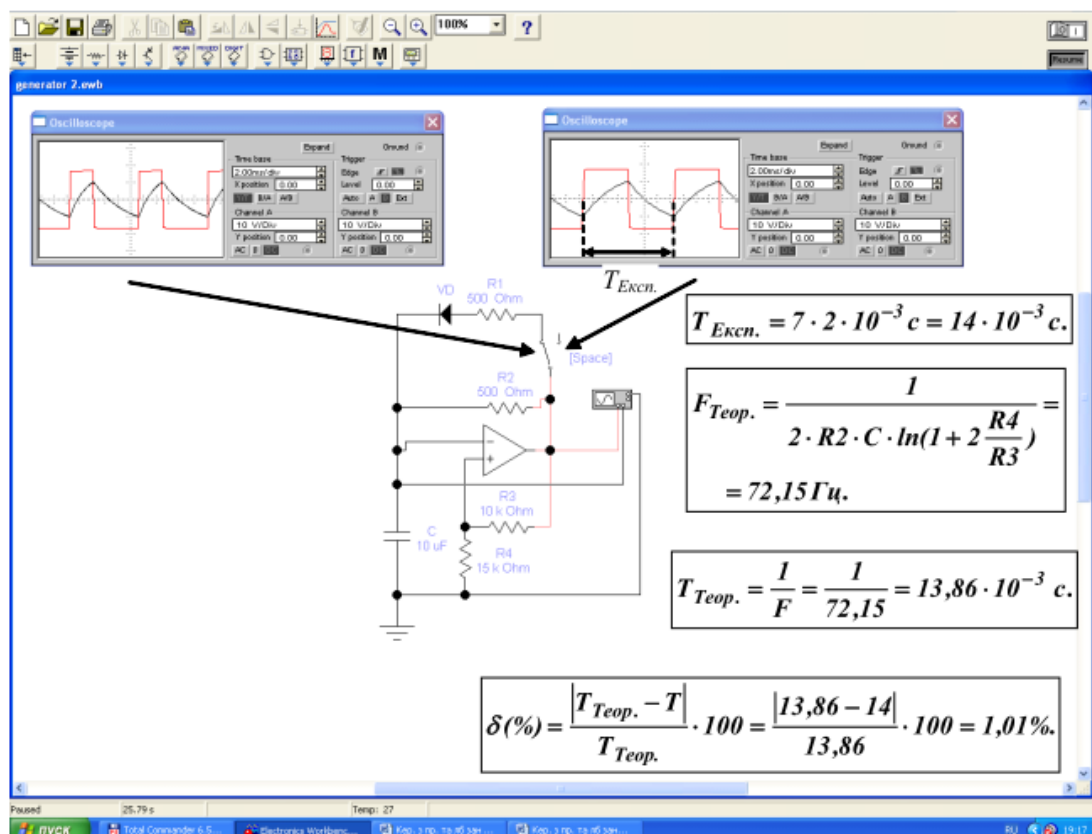


Рис. 7.3. Приклад виконання завдання

Приклад виконання завдання представлений на рис. 7.3. Схема передбачає за допомогою перемикача включення в зворотне кола додаткового резистора для зміни опорного зворотного зв'язку, тобто вносяться зміни до параметрів НЗЗ. Цей перемикач та діод утворюють різні шляхи для струму заряду та розряду конденсатора, внаслідок чого вихідний сигнал перестає бути меандром, тобто таким, у якого тривалість імпульсу та паузи між ними однакові.

За допомогою двох різних осцилограм, які демонструють форму вихідного сигналу в залежності від стану перемикача в ланцюзі зворотного зв'язку, можна наочно продемонструвати, яким чином параметри вихідного імпульсу залежать від параметрів елементів схеми.

На рисунку приведені результати визначення періоду вихідних імпульсів теоретичним та експериментальним методами, а також розрахунки похибки визначення.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 47

Практичне заняття № 8

Розрахунок генераторів імпульсів

Постановка завдання

Відповідно до заданого варіанту (табл. 1) побудувати генератор напруги, що лінійно змінюється, на операційному підсилювачі.

Таблиця 8.1 Варіанти до виконання завдання

№ варіанту	C, мкФ	R ₁ , кОм	R ₂ , кОм	R ₃ , кОм
1	0,9	0,4	5	0,1
2	0,95	0,5	4	0,1
3	0,96	0,45	12	0,2
4	1	0,5	5	0,1
5	0,94	0,4	13	0,2
6	0,97	0,5	12	0,3
7	0,93	0,45	12	0,2
8	0,93	0,5	5	0,1
9	1	0,4	6	0,1
10	0,93	0,5	12	0,2
11	1	0,45	11	0,2
12	0,95	0,5	6	0,1
13	0,94	0,4	13	0,3
14	0,91	0,5	12	0,2
15	1	0,45	13	0,2
16	0,93	0,5	4	0,1
17	1	0,4	13	0,2
18	0,93	0,5	5	0,1
19	1	0,45	12	0,2
20	0,97	0,5	6	0,1
21	0,92	0,4	13	0,3
22	0,9	0,5	3	0,1
23	0,95	0,45	12	0,2
24	1	0,5	13	0,3
25	0,9	0,4	5	0,1
26	0,93	0,5	13	0,3
27	0,99	0,45	4	0,1

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 48

28	1	0,5	12	0,2
29	0,91	0,5	13	0,2
30	0,95	0,4	5	0,1

Стислі теоретичні відомості

Генератором електричних коливань називається пристрій, що перетворює енергію джерела постійного струму в енергію змінного струму потрібної форми. В залежності від форми вихідної напруги розрізняють генератори гармонічних коливань та генератори негармонічних коливань (імпульсні або релаксаційні генератори).

Незалежно від форми вихідної напруги всі генератори можуть функціонувати в одному з двох режимів: режимі автоколивань (автогенератори); режимі запуску зовнішніми імпульсами (загальмовані або очікуючі генератори).

Принципи роботи мультівібратора, розглянуті на практичному занятті «Дослідження мультівібраторів» справедливі і для генераторів.

Мультівібратор (від латинського слова *multim* – багато та *vibro* – коливаю) – релаксаційний генератор імпульсів майже прямокутної форми, виконаний у вигляді підсилювального пристрою з ланцюгом позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ).

Зокрема, як підсилювач можна використовувати й операційний підсилювач (ОП). Схема мультівібратора на ОП наведена на рис. 1. У даному випадку ОП охоплений двома ланцюгами зворотного зв'язку: позитивним зворотним зв'язком з коефіцієнтом передачі $b_{ПЗЗ} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ та

негативним зворотним зв'язком (НЗЗ) з $b_{НЗЗ} = \frac{1_2}{R \cdot R_C + 1}$

Розглянемо процеси, що відбуваються в схемі. Припустимо, що конденсатор C в момент часу t_0 , коли на схему було подано напругу живлення, знаходився в повністю розрядженому стані. Завдяки тому, що підсилювач охоплений ланцюгом ПЗЗ, а напруга на його вході, що інвертує дорівнює нулю, ОП з рівною імовірністю може встановитися в кожне з двох його максимально можливих напруг.

Допустимо, $u_{Вихл} = U_{Вих \max}$. Тоді вхідна напруга ОП прийме значення $U_{ВхОП} = U_{Вхi} - U_{Вхn} = -b_{ПЗЗ} U_{Вих \max} < 0$, що підтвердить позитивну полярність його вихідної напруги. Після появи на виході ОП напруги позитивної полярності $U_{Вих \max}$ починається процес заряду конденсатора C . Напруга на вході підсилювача, що інвертує, почне підвищуватися. Цей процес іде з постійного часу заряду $\tau = RC$ і супроводжується збільшенням вхідної напруги ОП. Отже, стан схеми буде квазистійким.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 49

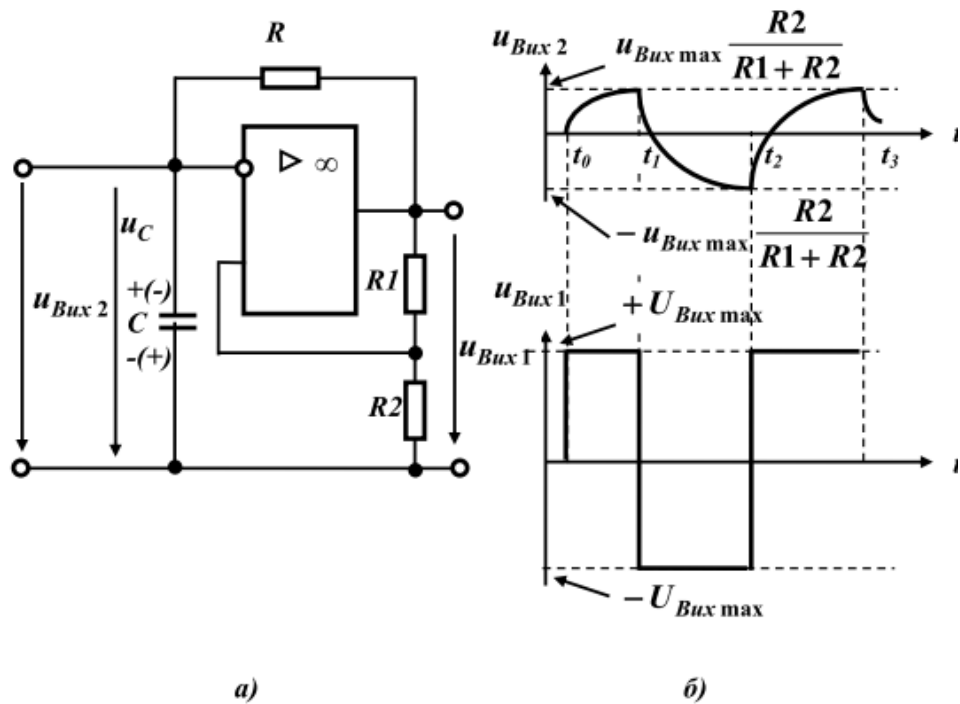


Рис.8.1. Принцип роботи мультивібратора на ОП:

а) функціональна схема; б) часові діаграми роботи

У момент, коли напруга, що інвертує, на вході досягне значення $U_{Вх i} = b_{ПЗЗ} U_{Вих max}$ (при цьому $U_{Вх ОП} = 0$), вихідна напруга підсилювача змінить свою полярність, зменшившись до $u_{Вих i} = -U_{Вих max}$. Напруга на вході, що не інвертує, зменшиться до $U_{Вх н} = -b_{ПЗЗ} U_{Вих max}$, а вхідна напруга підсилювача збільшиться до $U_{Вх ОП} = 2b_{ПЗЗ} U_{Вих max} > 0$.

Новий стан схеми також буде квазістійким. Зміна полярності вихідної напруги ОП викличе перезаряд конденсатора C . Внаслідок цього з часом вхідна напруга підсилювача $U_{Вх ОП}$ буде зменшуватися, і в момент, коли $U_{Вх ОП} = 0$ ($U_{Вх i} = -b_{ПЗЗ} U_{Вих max}$), відбудеться чергове перемикання схеми й процес повториться.

Таким чином, на виході ОП буде формуватися змінна напруга $u_{Вих i}$ прямокутної форми (рис. 1, б). Форма напруги на конденсаторі $u_{Вих 2}$, яка складена з початкових ділянок експонентних процесів його перезаряду, буде наближатися до трикутного.

Із сказаного можна зробити два висновки:

– щодо вихідної напруги **ОП** ($u_{Вих i}$) схему можна розглядати як мультивібратор, який працює в режимі автоколивань;

– щодо напруги на конденсаторі C ($u_{Вих 2}$) схема є генератором пилкоподібної напруги (напруги що лінійно змінюється).

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 50

Для визначення залежності частоти вихідної напруги розглянутої схеми від параметрів її елементів запишемо вираз для перезаряду конденсатора С :

$$u_C(t) = u_{C \text{ вільн}} + u_{C \text{ змуш}} = U_{C0} e^{-\frac{t}{RC}} + U_{\text{Вих max}} (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

де $u_{C \text{ вільн}}$ й $u_{C \text{ змуш}}$ – вільна й змущена складові процесу перезаряду конденсатора С;

U_{C0} – напруга на конденсаторі в початковий момент часу ($t = t_0$).

Відповідно до наведених часових діаграм маємо: для моменту t_1 $U_{C0} = b_{ПЗЗ} U_{\text{Вих max}}$, для моменту часу t_2 – $U_C = b_{ПЗЗ} U_{\text{Вих max}}$. Підставляючи ці значення напруг у вираз для $u_C(t)$ і розв'язуючи його відносно частоти вихідної напруги, знаходимо період і частоту коливань мультівібратора:

$$T = 2(t_2 - t_1) = 2RC \ln\left(1 + 2\frac{R1}{R2}\right),$$

$$f_0 = \frac{1}{2(t_2 - t_1)} = \frac{1}{2RC \ln\left(1 + 2\frac{R1}{R2}\right)}.$$

Як видно з отриманих виразів, для збільшення частоти вихідної напруги необхідно зменшувати як постійну часу ланцюга негативного зворотного зв'язку \square , так і коефіцієнт передачі ланцюга позитивного зворотного зв'язку ($b_{ПЗЗ}$). Останнє автоматично приводить до зменшення амплітуди вихідної напруги $u_{\text{Вих2}}$.

Отримані вирази справедливі для припущення що $U_{\text{Вих max}} = \left| -U_{\text{Вих max}} \right|$ період і значення $b_{ПЗЗ}$ і \square не залежать від полярності вихідної напруги. Як правило, в реальних ОП умова $U_{\text{Вих max}} = \left| -U_{\text{Вих max}} \right|$ не виконується. До того ж в ряді випадків необхідно мати або прямокутну напругу, для якої тривалість імпульсів не рівняється тривалості пауз, або трикутну напругу з різними за абсолютними величинами значеннями похідної на різних інтервалах.

Отримати такі результати можна шляхом відповідної зміни значень \square і $b_{ПЗЗ}$. В якості прикладу на рис. 2 а, б приведені схеми генераторів з різними для позитивних і негативних значень вихідної напруги ОП \square і $b_{ПЗЗ}$.

Лінійнозмінною напругою називається напруга, яка протягом деякого часу змінюється за законом близьким до лінійного, а потім швидко повертається до початкового рівня. Іноді лінійнозмінну напругу називають пилоподібною напругою.

Основний спосіб формування лінійнозмінної напруги полягає в заряді конденсатора через резистор або струмостабілізуючий елемент, як показано на рис. 3.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідас ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 51

При заряді конденсатора C від джерела напруги $E_{Жив}$ через резистор R (рис. 3- а) робочою є початкова ділянка експоненціальної залежності u_C від t , яку приблизно можна вважати лінійною. Для швидкого розряду конденсатора застосовується ключ K .

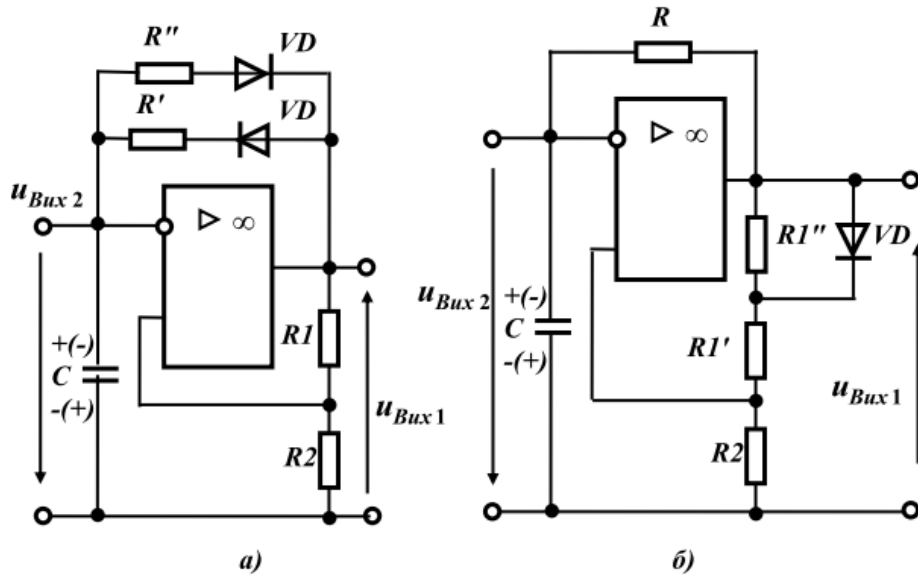


Рис. 8.2. Схеми генераторів на ОП зі змінними коефіцієнтами передачі ланцюга НЗЗ (а) та ПЗЗ (б)

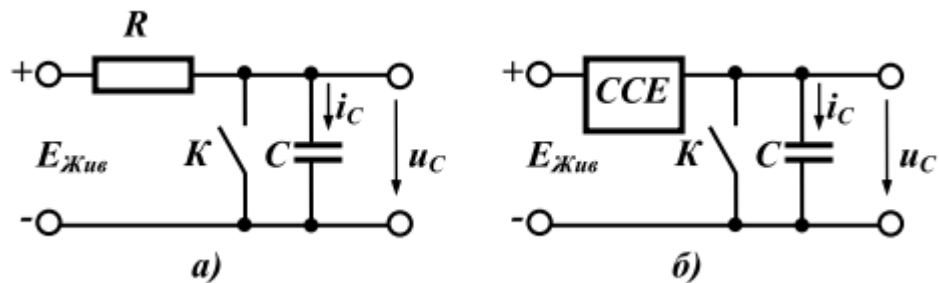


Рис. 8.3. Принцип формування лінійнозмінної напруги

При розімкненому ключі K формується прямий хід лінійнозмінної напруги тривалістю t_{np} , при замкненому – зворотний хід тривалістю $t_{зор}$. Залежно від заданого ступеня нелінійності амплітуда U_m може досягати значень $(0,3 \dots 0,5) E_{Жив}$. Розглянемо тепер схему із зарядом конденсатора через струмостабілізуючий елемент, показану на рис. 3-б. Оскільки напруга на конденсаторі C визначається виразом

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt,$$

то при стабілізації струму заряду конденсатора $i_C(t) = i_C = const$, отримаємо:

$$u_C(t) = \frac{i_C}{C} t.$$

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 52

Таким чином, при стабілізації струму заряду конденсатора C напруга на конденсаторі буде змінюватися за лінійним законом залежно від часу t .

Застосування інтеграторів на ОП забезпечує одержання вихідної напруги, пропорційної інтегралу від вхідної напруги. Отже, подавши на вхід інтегратора постійну напругу, одержимо на його виході лінійнозмінну напругу. На рис. 4 показана схема генератора лінійно-змінної напруги (ГЛЗН) з конденсатором C , ввімкненому в коло НЗЗ ОП. Часові діаграми роботи ГЛЗН показані на рис. 8.5.

Схема управляється імпульсами позитивної полярності, які, замикаючи діод VD , усувають шунтування інвертуючого входу на загальну шину джерела живлення на час тривалості імпульсу, протягом якого відбувається інтегрування вхідної напруги $E_{жив}$.

Тобто діод виконує в схемі роль ключа (рис.8.3 б.). До речі, цю ж роль може виконувати і транзистор.

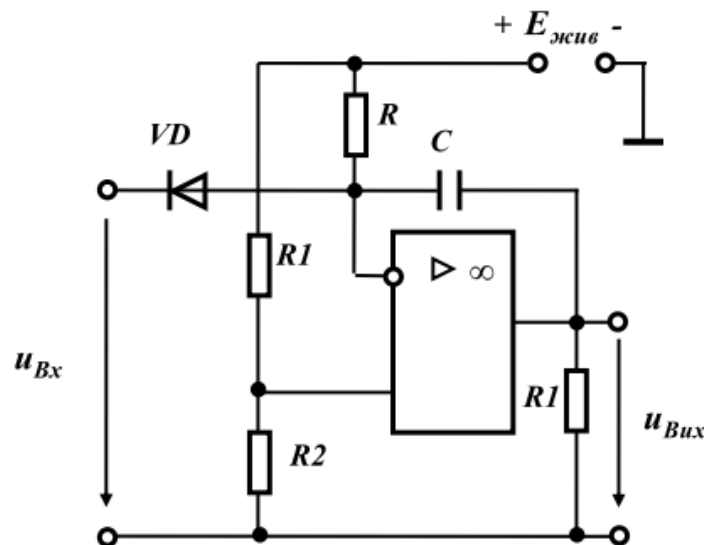


Рис. 8.4. Схеми ГЛЗН на операційному підсилювачі

До подачі керуючого імпульсу ($t < t_1$) діод VD відкритий, тому напруга на інвертуючому вході ОП дорівнює падінню напруги на діоді: $U_{VDnD} = U^- \approx 0,3 \pm 0,4 B$. Напруга на неінвертуючому вході ОП U^+ визначається дільником напруги на резисторах $R1$ і $R2$:

$$U^+ = E_{жив} \frac{R2}{R1 + R2} \gg 0.$$

Значення опорів резисторів $R1$ і $R2$ вибираються таким чином, щоб при відсутності керуючого імпульсу виконувалася умова:

$u_{Вих} = + U_{Вих max}$ (ОП перебуває в режимі обмеження). Тому конденсатор C інтегратора заряджений до напруги $+ U_{Вих max}$.

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 53

Позитивний імпульс, впливаючи на вхід ГЛЗН у момент часу t_1 , закриває діод VD , напруга U трохи зростає, що приводить до невеликого стрибка напруги на виході. Потім конденсатор C починає розряджатися через резистор R і вихідний опір ОП. Ввімкнення конденсатора C в коло $H33$ дозволяє стабілізувати струм розряду й підвищити лінійність вихідної напруги.

Якщо співвідношення між постійною часу розряду конденсатора τ й тривалістю прямого ходу t_{np} задовольняє рівнянню $\tau = RC \approx 0,5t_{np}$, то за час тривалості імпульсу конденсатор встигає повністю перезарядитися до напруги $-U_{Вих max}$.

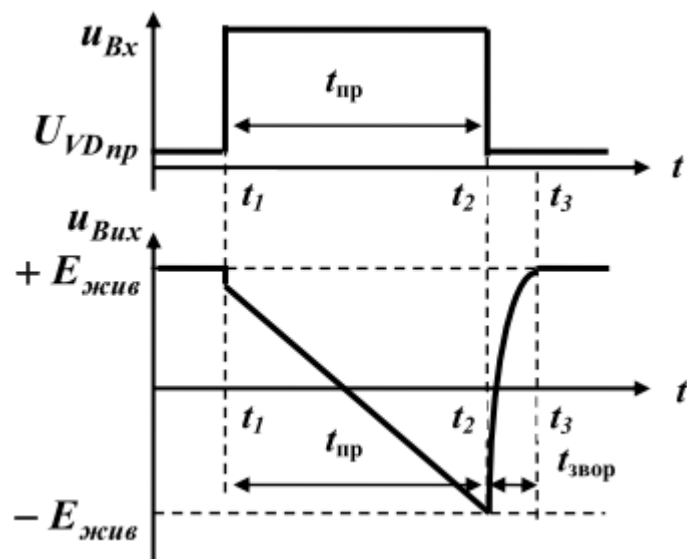


Рис. 8.5. Часові діаграми роботи ГЛЗН на ОП

Після закінчення керуючого імпульсу ($t = t_1$) діод VD відкривається, інвертуючий вхід шунтується опором відкритого діода VD , вихідна напруга ОП збільшується до значення $+U_{Вих max}$, а конденсатор C швидко розряджається через відкритий діод VD . Схема повертається у початковий стан. Час відновлення схеми ГЛЗН:

$$t_{відн} \approx 5C(r_{VDnD} + R_{вихОП}),$$

де r_{VDnD} – опір відкритого діода VD ; $R_{вихОП}$ – вихідний опір ОП.

Варіант виконання завдання

Приклад виконання завдання представлений на рис. 8.6.

Генератор вхідних сигналів та ключ, побудований на базі транзистору V , забезпечують запуск генератора. Джерело живлення та резистори $R2$ та $R3$ забезпечують максимальний рівень амплітуди вихідного сигналу операційного підсилювача при відсутності вхідного імпульсу, тобто

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 54

операційний підсилювач знаходиться в режимі обмеження. Резистор $R1$ сумісно з джерелом живлення забезпечує режим перезаряду конденсатора, іншими словами, процес формування напруги, що лінійно змінюється.

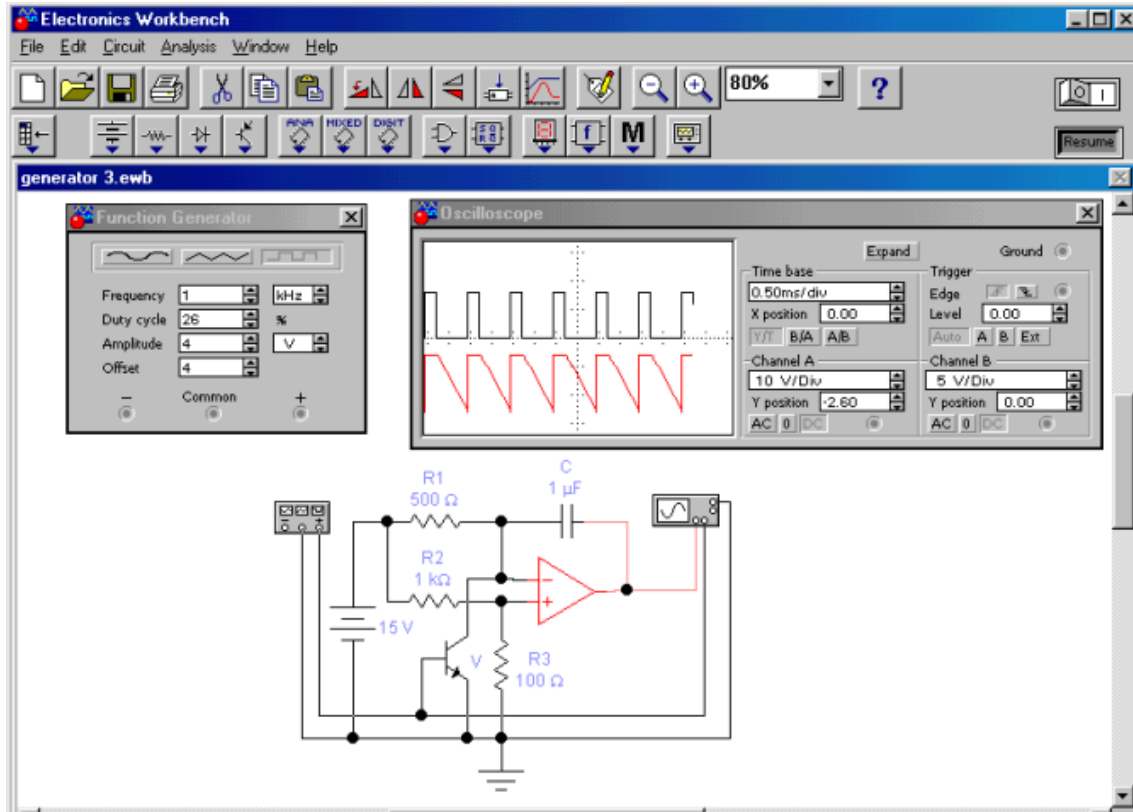


Рис. 8.6. Приклад виконання завдання

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 55

ДОДАТОК А

РЯДИ НОМІНАЛЬНИХ ОПОРІВ (ЄМНОСТЕЙ)

ТА ЇХ ДОПУСКІВ

Номинальний опір (ємність) – значення опору резистора (ємності конденсатора), на які розрахований відповідний виріб і яке на ньому позначене або вказане у нормативній документації, що супроводжує його. Номинальні значення опорів (ємностей), які випускає вітчизняна промисловість та зарубіжні фірми, стандартизовані і зведені у сім рядів: E3; E6; E12; E24; E48; E96; E192. Для конденсаторів значної ємності (більш 1...10 мкФ) номінали можуть встановлюватись поза рядів E і залежати від типу конденсатора.

Ряди E являють собою десяткові ряди геометричної прогресії із знаменником прогресії, що дорівнює $q^{1/N}$, де N – номер ряду. Цифра після букви E (номер ряду) вказує кількість номінальних величин у кожному десятковому інтервалі. Наприклад, ряд E6 містить шість значень номінальних опорів (ємностей) у кожній декаді, які відповідають числам 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8 або числам, які отримані шляхом ділення або множення цих чисел на 10^n , де n – ціле додатне або від'ємне число. Значення номінальних чисел для рядів, які найбільш використовуються, наведені у табл. А1.

Таблиця А.1.

E3	E6	E12	E24	E3	E6	E12	E24
1,0	1,0	1,0	1,0		3,3	3,3	3,3
			1,1				3,6
		1,2	1,2			3,9	3,9
			1,3				4,3
	1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7	4,7
			1,6				5,1
		1,8	1,8			5,6	5,6
			2,0				6,2
2,2	2,2	2,2	2,2		6,8	6,8	6,8
			2,4				7,5
		2,7	2,7			8,2	8,2
			3,0				9,1

Фактичні значення опорів (ємностей) можуть відрізнятися від номінальних у межах допустимих відхилень. Ряд допустимих відхилень також нормований. Допуски на номінали опорів наводяться у відсотках і обираються у відповідності з рядом:

$\pm 0,001$; $\pm 0,002$; $\pm 0,005$; $\pm 0,01$; $\pm 0,02$; $\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$; $\pm 1,0$; $\pm 2,0$; $\pm 5,0$; ± 10 ; ± 20 ; ± 30 .

Для резисторів ряду E3 допуск $\pm 30\%$; E6 – $\pm 20\%$; E12 – $\pm 10\%$; E24 – $\pm 5\%$

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 56 / 56

Допуски на номінали ємностей конденсаторів вказуються у відсотках і обираються із ряду:

$\pm 0,1; \pm 0,25; \pm 0,5; \pm 1; \pm 2; \pm 10; \pm 20; \pm 30; 0 + 50;$

$-10 + 30; -10 + 50; -10 + 100; -20 + 50; -20 + 80.$

Величина допуску, яка використовується, визначається не лише рядом номіналів (рядом **E**), а також і типом конденсатора. Для конденсаторів із номінальними ємностями нижче 10 пФ відхилення, які допускаються, вказуються у абсолютних значеннях: $\pm 0,1; \pm 0,25; \pm 0,5$ та ± 1 пФ.

ДОДАТОК Б

ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Номінальне значення напруги живлення постійного струму (у вольтах – В) повинне обиратися із слідує чого ряду:

0,25; 0,4; 0,6; 1,2; 2,4; 3,0; 4,0; 5,0; 6,0; 6,3; 9,0; 10,0;

12,0 (12,6); 15,0; 20,0; 24,0; 27,0; 30,0; 40,0; 48,0; 60,0;

80,0; 100 (125); 150; 200; 250 (300); 400 (500); 600; 800;

1000; 1250; 1500; 2000; 2500; 3000; 4000; 5000; 6000; 8000.

За вихідною потужністю джерела поділяють на мікропотужні (до 1 Вт), малої потужності (1...10 Вт), середньої потужності (10...200 Вт), підвищеної потужності (100... 1000 Вт) та великої потужності (більше 1000 Вт). Вихідні напруги до 100 В називають низькими, від 100 до 1000 В – середніми та більше 1000 В – високими.