

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 104 / 1

ЗАТВЕРДЖЕНО
Науково-методичною радою
Державного університету
«Житомирська політехніка»
протокол від 16 грудня 2022 р.
№ 7

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

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 104 / 2</i>

Методичні рекомендації до практичних робіт з дисципліни «ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА» для студентів спеціальності 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка»/ Укладачі Л.О. Чепюк, Т.С. Воронова. – Житомир: ДУ «Житомирська політехніка», 2022. – 104 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 104 / 3

ЗМІСТ

Частина 1	4
1. Розрахунок однофазних випрямлячів	4
2. Розрахунок підсилювача низької частоти на біполярному транзисторі	10
3. Дослідження зворотних зв'язків в підсилювачах	18
4. Розрахунок згладжувальних фільтрів	22
5. Принципи визначення типу транзистора для заміни в електронному підсилювачі.	27
6. Розрахунок підсилювача на основі інтегрального операційного підсилювача	31
7. Розрахунок мультивібратора	38
8. Розрахунок генератора імпульсів	47
Частина 2	55
9. Системи числення.	55
10. Виконання арифметичних дій у двійковій системі числення	63
11. Синтез комбінаційної схеми	68
12. Мінімізація функцій з неповно заданими наборами	73
13. Синтез перетворювача кодів.	78
14. Синтез лічильника з довільним коефіцієнтом лічби	83
15. Розробка модуля пам'яті на ОЗП і ПЗП	91
16. Програмування арифметичних операцій в мікроконтролері з CISC архітектурою	97
Додатки	102

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 104 / 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 $U_m = 220 \text{ В}$, $f_m = 50 \text{ Гц}$.

Таблиця 1.1

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

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

2. Розрахувати Г-подібний LC фільтр випрямляча, що згладжує, який забезпечує вказані у табл. 2 пульсації у навантаженні, вибрати ємність, вважаючи, що $L_f = 4 \text{ Гн}$. 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:

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 104 / 5

- 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.

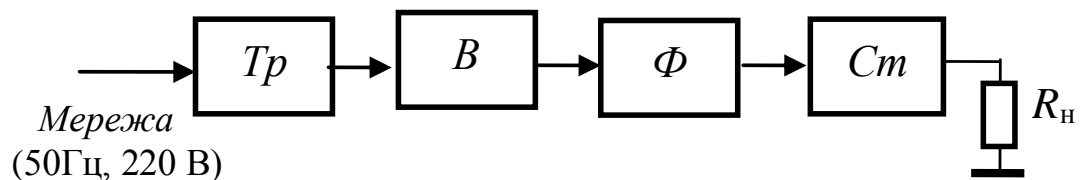


Рис. 1.1

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 пробію. Найбільш ймовірний пробій при максимальному, амплітудному значенні зворотної напруги U_m .

Подібна картина буде спостерігатися в усіх послідуєчих 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.

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

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

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 104 / 6

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.

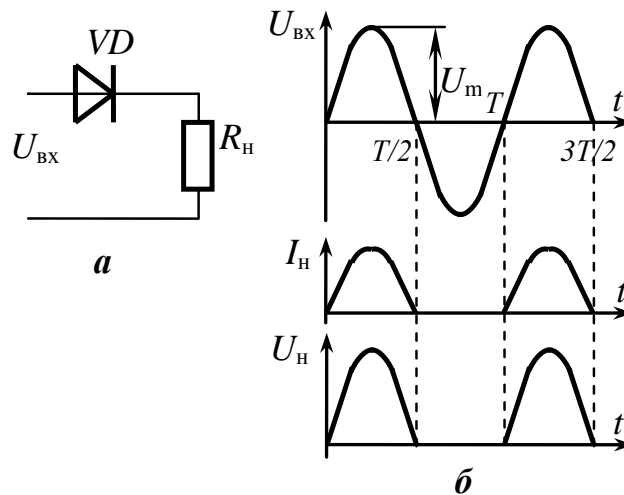


Рис. 1.2

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 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 $U_{1vx} = U_m \sin \omega t$ і $U_{2vx} = U_m \sin(\omega t + \pi)$; $U_m \sin$ – амплітуда напруги на одній половині вторинної обмотки трансформатора).

В один з півперіодів, коли верхній вивід обмотки позитивний відносно середнього струму 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:

$$U_0 = 2U_{m \text{ id}} / \pi$$

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 104 / 7

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

$$I_d = 0,5 I_n.$$

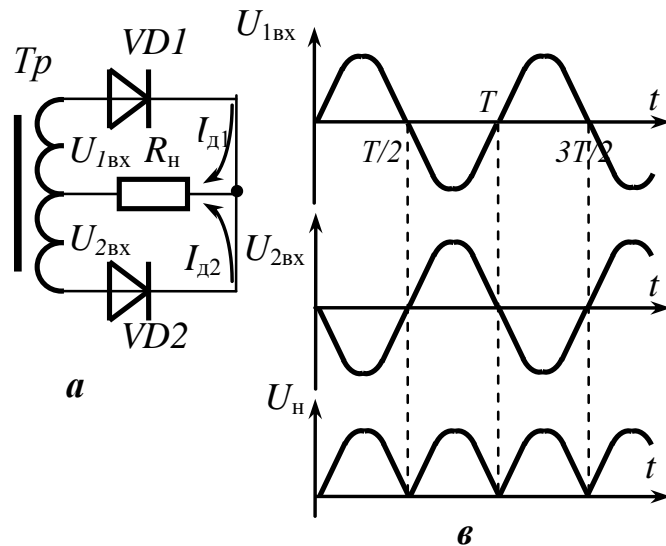


Рис. 1.3

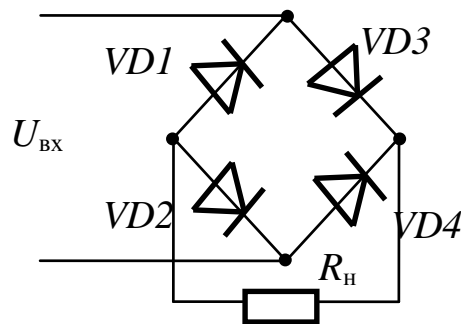


Рис. 1.4

Зменшуються і пульсації вихідної напруги. Коефіцієнт пульсацій зменшується до значення $K_p = 0,67$, причому частота максимальної складової зростає у два рази ($f_p = 2 f_m = 100$ Гц). Однак зворотна напруга на закритому діоді також зростає у два рази порівняно з напругою однієї половини обмотки, бо до закритого діода буде прикладена напруга всієї вторинної обмотки трансформатора.

Найкращі показники має мостова схема випрямляча (рис.1.4). В ньому 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

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 104 / 8

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.

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

$$I_{сер\ макс} \geq K_1 I_d, \quad U_{зв\ макс} \geq K_1 U_{дзв}, \quad (1.1)$$

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.

Коефіцієнт трансформації трансформатора визначається за однією з формул:

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

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

Співвідношення амплітудного і діючого значень для синусоїдного сигналу

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

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

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

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 104 / 9

де $K_{п\text{ вх}}$, $K_{п\text{ вих}}$ – 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:

$$L_0 C_0 = \frac{10}{m^2} (q+1), \text{ [Гн мкФ]} \quad (1.5)$$

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 відповідає ДСТУ ISO 9001:2015							Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020		
	Екземпляр № 1							Арк 104 / 11		

Варіант	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
f_n , Гц	200	140	50	90	250	90	50	140	200	30
f_v , кГц	25	80	75	12	60	12	75	80	100	40
U_r , 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_n , 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_n , Гц	60	80	40	120	75	100	50	100	75	75
f_v , кГц	20	30	40	70	100	50	25	25	80	60
U_r , 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_n , 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

Примітки до табл. 2.1:

1. Використані позначення:

- f_n, f_v – нижня і верхня частоти сигналу;
- U_r – напруга джерела сигналу (генератора);
- U_R – напруга сигналу на навантаженні;
- R_n – 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).

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 параметри та характеристики підсилювача за змінним струмом.

Основа 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:

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

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 104 / 12

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 $C_{р1}$, бо його опір для змінного струму буде незначним, почне міняти напругу бази та, відповідно, й її струм. Це призведе до зміни струму колектора

$$I_k = h_{21e} I_b, \quad (2.4)$$

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:

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

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:

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

де $U_{мак нав}$ – 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_k .

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 $P_{к макс}$ повинна задовольняти нерівності:

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

де $K_{зап P}$ – коефіцієнт запасу за потужністю, використання якого забезпечує надійну роботу приладу в реальних умовах. Зазвичай $K_{зап P}$ 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 $P_{к макс}$, 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:

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

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 104 / 13

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:

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

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_{BP} . Це дозволяє визначити значення опору резисторів R_{B1} та R_{B2} , які формують у вхідному колі підсилювача дільник напруги джерела живлення. Необхідні для розрахунку падіння напруги визначаються виразами:

$$U_{R_{B2}} = U_{Re} + U_{beP}, \quad (2.11)$$

$$U_{R_{B1}} = E_{ж} - U_{R_{B2}}, \quad (2.12)$$

а струм дільника I_d знаходять на підставі нерівності:

$$I_d \geq (2 \dots 5) I_{BP},$$

де U_{beP} – постійна напруга емітерного переходу, що визначається з вхідної характеристики транзистора, при якій струм бази дорівнює I_{BP} . В разі відсутності вхідної характеристики можна прийняти одне з значень з відношення $U_{beP} = (0,5 \dots 0,8)$ 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 $\Delta U_1, \Delta U_2, \Delta I_1, \Delta I_2$ – 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.

За умов діючих значень напруги та струму $P_1 = U_1 I_1$ 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).

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

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 104 / 14

підсилення струму. Тому, пропонується вважати K_i рівним мінімальному значенню h_{21e} , яке надається в довідковій літературі:

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

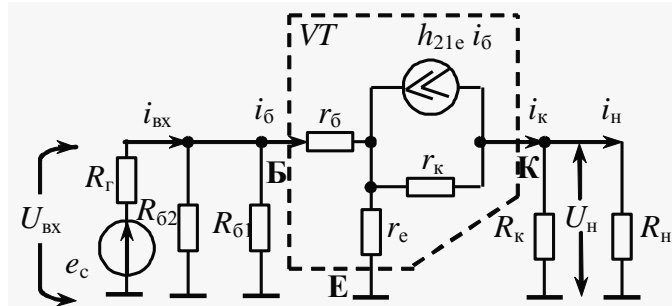


Рис. 2.2

Проведемо деякі очевидні перетворення коефіцієнта підсилення напруги:

$$K_u = U_H / U_{ВХ} = i_K R_{Н \text{ екв}} / (i_{ВХ} R_{ВХ \text{ під}}) \approx \approx K_i R_{Н \text{ екв}} / R_{ВХ \text{ під}} = h_{21e \text{ мін}} R_{Н \text{ екв}} / R_{ВХ \text{ під}}, \quad (2.14)$$

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

$R_{Н \text{ екв}}$ – еквівалентний опір паралельного з’єднанням $R_К$ та $R_Н$:

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

Вхідний опір каскаду визначається паралельним з’єднанням резисторів $R_{Б1}$, $R_{Б2}$ діляника та вхідного опору транзистора:

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

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

$$R_{тр \text{ вх}} = \frac{U_{r_Б} + U_{r_e}}{i_Б},$$

де $U_{r_Б}$ та U_{r_e} – падіння напруги сигналу на диференціальних опорах бази та емітера транзистора.

Виконавши заміни на підставі рис. 2.2, отримаємо:

$$R_{тр \text{ вх}} = \frac{i_Б \cdot r_Б + i_e \cdot r_e}{i_Б} = \frac{i_Б \cdot r_Б + i_Б (h_{21e} + 1) \cdot r_e}{i_Б} = r_Б + (h_{21e} + 1) \cdot r_e. \quad (2.17)$$

Найчастіше, цей опір і визначає величину вхідного опору каскаду.

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

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

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 $R_{ВІХ}$ опорів підсилювача. Основні положення їх визначення надані в попередньому розділі. В цьому розділі зроблені їх деякі уточнення та роз’яснення.

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 104 / 15

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 $f_{h21e} \geq (2...3) f_{\text{в}}$, 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 $P_{k \text{ макс}}$ надається відповідно до значення температури зовнішнього середовища, яке не співпадає з температурою умов використання $T_{\text{сер}}$. Причому реальна температура середовища зазвичай більша. Зрозуміло, що чим вона вище, тим меншу потужність здатен розсіяти транзистор без руйнування. Тому для визначення $P_{k \text{ макс}}$ зазвичай необхідно провести додаткові розрахунки.

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

$$P_{k \text{ макс}} = \frac{T_{\text{пер}} - T_{\text{сер}}}{R_T}, \quad (2.19)$$

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

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

R_T – температурний опір між переходом та корпусом транзистора.

Необхідні для розрахунку дані 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 $P_{k \text{ макс}}$ конкретних транзисторів на підставі показників спаду припустимої потужності при підвищенні зовнішньої температури.

Після вибору типу транзистора визначають робочий струм бази (вир. (9)) та номінали резисторів вхідного дільника $R_{\delta 1}$ і $R_{\delta 2}$.

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

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

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 є в довіднику):

- $R_{\text{вх тр}} = h_{11e}$;
- $R_{\text{вх тр}} = h_{11\delta} (h_{21e} + 1)$, (2.21)

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

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 104 / 16

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

$$R_{вх тр} \approx \frac{\Delta U_{бe}}{\Delta I_{б}} \quad (2.22)$$

де $\Delta I_{б}$ – 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.

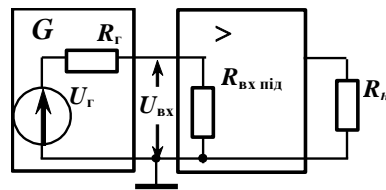


Рис. 2.3

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

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

Номінали ємностей конденсаторів уточнюють 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:

$$\dot{I}_{\bar{a}} = \sqrt{1 + \left[2\pi f_{\bar{a}} R_{i\bar{a}\bar{e}\bar{a}} C_s \right]^2}, \quad (2.25)$$

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

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

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 104 / 17

Коефіцієнт частотних викривлень на f_v 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:

$$U_{C\text{ном}} \geq K_1 U_C, \quad P_{R\text{ном}} \geq K_1 P_{Ri} \quad (2.26)$$

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 $U_{C1\text{ном}} = U_{C2\text{ном}} = E_{ж}$; $U_{Ce\text{ном}} = 0,5 E_{ж}$.

Номінали 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 елементу.

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 104 / 18

Практичне заняття № 3

Дослідження зворотних зв'язків (ЗЗ) в підсилювачах

Постановка завдання

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

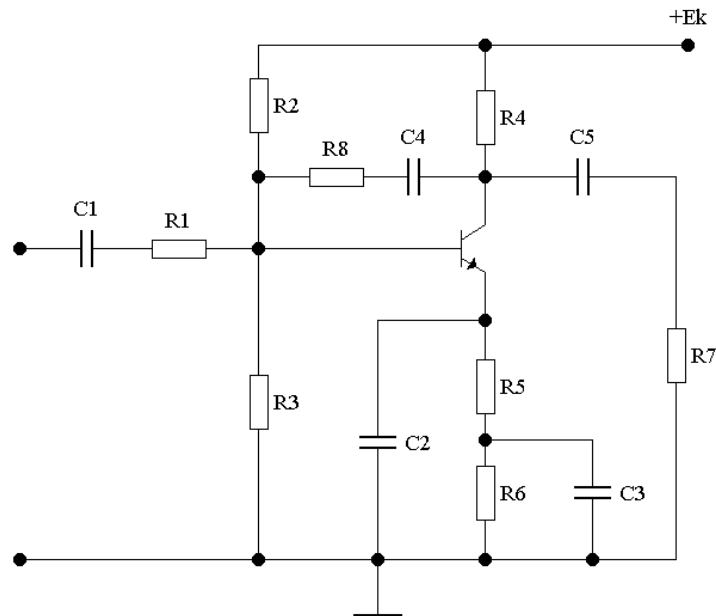


Рисунок 3.1 - Схема для дослідження підсилювального каскаду з зворотними зв'язками

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

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

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:

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

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 104 / 19

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

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

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

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 $U_{ВХ}$ (рис. 3.2.,д), а в підсилювачі з паралельним НЗЗ у вхідному колі віднімаються струми (рис. 3.2,е) $I_1 = I_{вх} - I_{ЗЗ}$

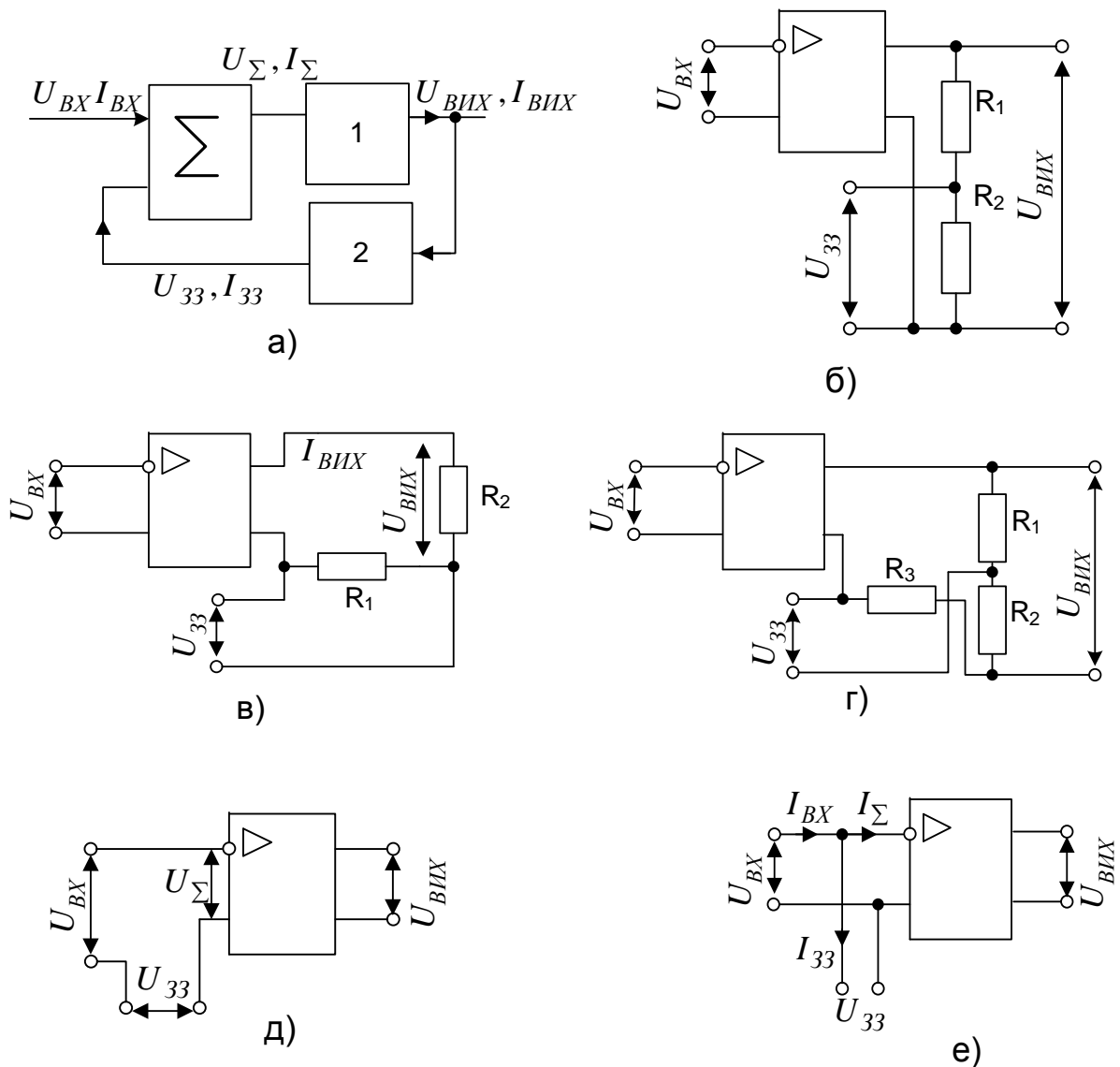


Рисунок 3.2 - Види зворотних зв'язків

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 104 / 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

$$R_{ex33} = R_{ex} (1 + \beta_{33} K_u), \quad (3.6)$$

де R_{ex33} , R_{ex} - вхідні опори підсилювача з ЗЗ і без нього.

Паралельний НЗЗ зменшує вхідний опір підсилювача

$$R_{ex33} = R_{ex} / (1 + \beta_{33} K_u). \quad (3.7)$$

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 відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 104 / 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 104 / 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 _н , В	I _н , А	K _{по} ,%	№ варіанту	U _н , В	I _н , А	K _{по} ,%
1	5	1,2	0,5	11	6	1,15	0,5
2	7	1,1	1,3	12	8	0,95	1,3
3	9	1,0	1,5	13	10	0,9	1,5
4	11	0,7	2,0	14	12	0,6	2,0
5	13	0,	0,8	15	14	0,55	0,8
6	15	0,5	1,2	16	16	0,45	1,2
7	17	0,43	1,7	17	18	0,35	1,7
8	19	0,33	2,2	18	20	0,2	2,2
9	21	0,32	2,5	19	22	0,16	2,5
10	23	0,31	1,6	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: $q = \frac{K_{по}}{K_{пвих}}$

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.4.1) 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.4.2) 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:

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 104 / 23

- випрямлена напруга U_H ;
- випрямлений струм I_H ;
- коефіцієнт пульсацій напруги на вході фільтру $K_{\text{по}}$.

Розрахунок індуктивно-ємнісних фільтрів

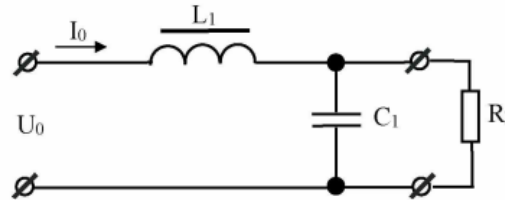


Рисунок 4.1 – Схема Г-подібного згладжувального LC-фільтру

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);

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:

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

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 104 / 24

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 :

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

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.

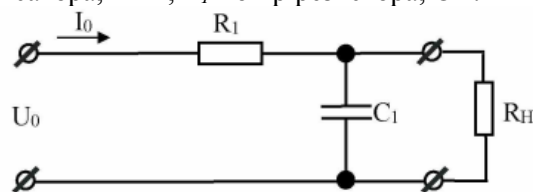


Рисунок 4.2 – Схема Г-подібного згладжувального RC-фільтру

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:

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 104 / 25

- 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:

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

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

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

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

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_1 :

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 104 / 26

$$R_l = (0,15 \dots 0,5) R_n, \quad R_1 = 0,15 \cdot 66,7 = 10 \text{ Ом},$$

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

$$P_{R1} = I_H^2 R_1 \quad P_{R1} = 0,3^2 \cdot 10 = 0,9 \text{ Вт}.$$

Вибираємо резистор типу МЛТ-1 з $R_n = 10 \text{ Ом}$; $P_H = 1 \text{ Вт}$.

4. Визначаємо ємність фільтру:

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

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

5. Вибираємо тип конденсатора К50-16 з $C_l = 470 \text{ мкФ}$.

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 104 / 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:

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

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

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 104 / 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} , °С	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
21	МП42Б	12	27	1	3,9	2,4	0,15	40	5, 10, 17, 42

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 104 / 29

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, який 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):

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

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 104 / 30

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

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
$I_{к \text{ макс}}$, мА	20	10	40	10
$U_{ке \text{ макс}}$, В	6	15	15	40
$P_{к \text{ макс}}$, мВт	22	15	35	40
$T_{ср \text{ макс}}$, °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 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 ($f_{h_{21e}} > 30 \text{ МГц}$).

Транзистор ГТ109Е не може бути використаний для заміни, тому що він низькочастотний (його $f_{h_{21e}} < 0,3 \text{ МГц}$). Транзистор КТ202Б також необхідно вилучити з двох причин: по-перше, він кремнієвий, що зумовлює наявність у вхідній характеристиці ($i_b = f(U_{be})$) порогу в порівнянні з аналогічною характеристикою германієвого транзистора; по-друге, в довіднику 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 104 / 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.

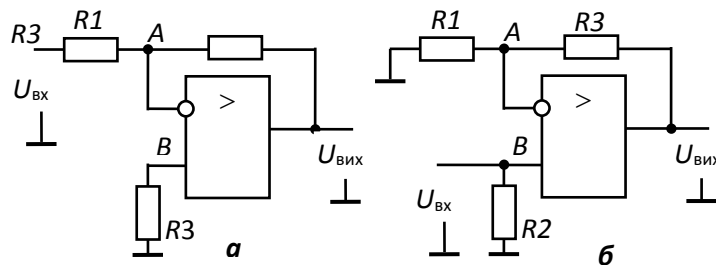


Рис. 6.1

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 $R_{вх\text{ ОП}} \Rightarrow \infty$);
- нижня частота підсилювальних сигналів $f_{н\text{ ОП}} = 0$.

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

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

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 104 / 32

випадках вимога $f_n = 0$ 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	30
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 параметрів пристрою, наприклад, реалізувати кола як від’ємного, так і додатного зворотного зв'язку, позбавитись від синфазного сигналу і т.п.

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 104 / 33

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.

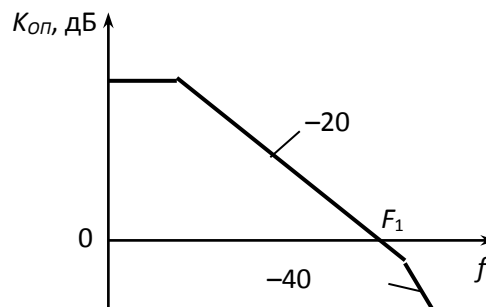


Рис. 6.2

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 *одиночного 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).

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.

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 104 / 34

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 – $1 \dots 10 \text{ мкВ}^{\circ}\text{C}$, а для прецизійних ОП – в десятки разів менш.

Вхідні струми ОП $I_{\text{зм}}$ – 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 $0,1 \dots 1 \text{ нА}$ 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 диференційних 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 $R_{\text{син}}$.

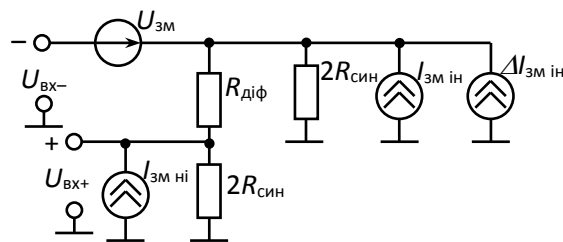


Рис. 6.3

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 – $10 \dots 1000 \text{ Ом}$, а максимального вихідного струму – $10 \dots 20 \text{ мА}$. Іноді в параметрах ОП вказується значення мінімального опору навантаження, за яким можна також визначити вихідний струм, знаючи максимально допустиму напругу на виході:

$$I_{\text{або іае}} = \frac{U_{\text{або іае}}}{R_{\text{і іі}}} \quad (6.1)$$

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 параметрами: $U_{\text{зм}} = \pm 5 \cdot 10^{-3} \text{ В}$; $K_{\text{оп}} = 10^4$; $E_{\text{ж}} = \pm 15 \text{ В}$. Тоді навіть при відсутності вхідного сигналу на виході підсилювача може виникнути напруга $U_{\text{вих}} = K_{\text{оп}} \cdot U_{\text{зм}} = \pm 5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 = \pm 50 \text{ В}$, 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.

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 104 / 35

Причиною появи не рівної нулю напруги на виході ($U_{\text{вих}} \neq 0$ при $U_{\text{вх}} = 0$) 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

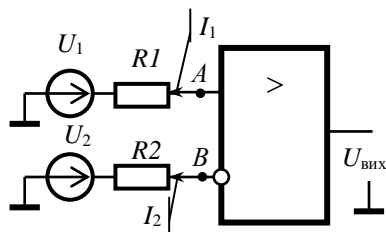


Рис. 6.4

(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 ($U_{\text{зм вх}} = 0$).

Тоді

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

де U_A і U_B – напруга в точках A і B (на прямому та інверсному

вході ДП), які визначаються виразами:

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

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

I_{1c}, I_{2c} – складові, обумовлені сигналами.

Підставляючи ці вирази у (6.2), одержуємо:

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

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:

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

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:

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

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:

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

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.

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 104 / 36

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

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

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.

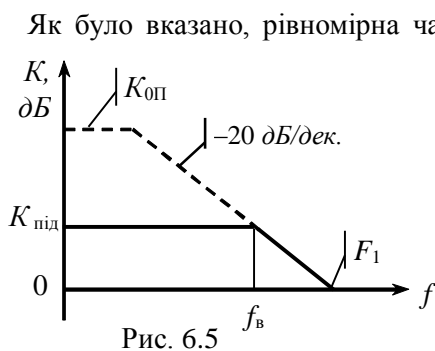


Рис. 6.5

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

$$f_{\dot{a}} = F_1 / K_{г\ і\ а}. \quad (6.6)$$

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

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

де $R_{вих\ ОП}$ – 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:

$$R_{вх\ ін} = R1.$$

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

$$R_{вх\ ін} = R2.$$

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

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

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

Необхідний коефіцієнт підсилення $K_{під}$, заданий в табл. 6.2 (K_u), згідно вищевказаного визначається співвідношенням значень опорів резисторів $R3$ та $R1$. В тому разі, якщо заданий вхідний опір (інвертуючий підсилювач згідно варіантів 21...30), то визначення номіналу опоры

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 104 / 37

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

$$R_2 = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} = \frac{R_1 (R_3/R_1)}{1 + R_3/R_1} \approx R_1, \quad (6.9)$$

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 R_1 :

$$R_2 \Delta I_{\text{вх ОП}} \approx R_1 \Delta I_{\text{вх ОП}} < \delta U_{\text{вх}}, \quad (6.10)$$

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

При виборі номіналу резистора R_3 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:

$$(5...10) U_{\text{вих макс}} / I_{\text{вих макс}} \leq R_3 \leq R_{\text{вх}} / (3...5), \quad (6.11)$$

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 R_3 можна знайти з одного з наступних виразів:

$$R_3 \geq (5...10) R_{\text{вих ОП}},$$

$$R_3 \gg R_{\text{н мин}}, \quad (6.12)$$

де $R_{\text{н мин}}$ – мінімально припустимий опір навантаження. За $R_{\text{н мин}}$ 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 відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 104 / 38

Практичне заняття № 7

Розрахунок мультівібратора

Постановка завдання

Відповідно до заданого варіанту (табл.7.1) побудувати автоколивальний мультівібратор 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 відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 104 / 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.7.1. 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.

У момент, коли напруга, що інвертує, на вході досягне значення $U_{Вх i} = b_{ПЗЗ} U_{Вих \max}$ (при цьому $U_{ВхОП} = 0$), вихідна напруга підсилювача змінить свою полярність, зменшившись до

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 104 / 40

$u_{Вих1} = -U_{Вих\ max}$. Напруга на вході, що не інвертує, зменшиться до $U_{Вх\ n} = -b_{ПЗЗ} U_{Вих\ max}$, а вхідна напруга підсилювача збільшиться до $U_{ВхОП} = 2b_{ПЗЗ} U_{Вих\ max} > 0$.

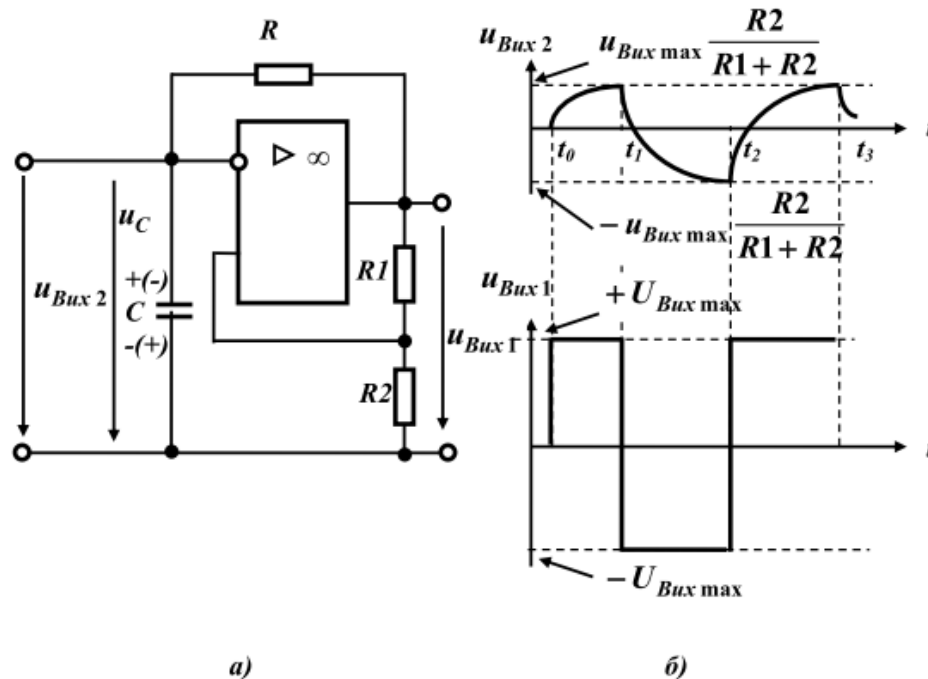


Рис. 7.1. Принцип роботи мультивібратора на ОП:

а) функціональна схема; б) часові діаграми роботи

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

Таким чином, на виході ОП буде формуватися змінна напруга $u_{Вих1}$ прямокутної форми (рис. 1, б). Форма напруги на конденсаторі $u_{Вих2}$, яка складена з початкових ділянок експонентних процесів його перезаряду, буде наближатися до трикутного.

Із сказаного можна зробити два висновки:

- щодо вихідної напруги **ОП** ($u_{Вих1}$) схему можна розглядати як мультивібратор, який працює в режимі автоколивань;
- щодо напруги на конденсаторі C ($u_{Вих2}$) 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 C :

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 104 / 41

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

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

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

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

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.7.2 а, б приведені схеми генераторів з різними для позитивних і негативних значень вихідної напруги ОП і $b_{ПЗЗ}$.

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

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 104 / 42

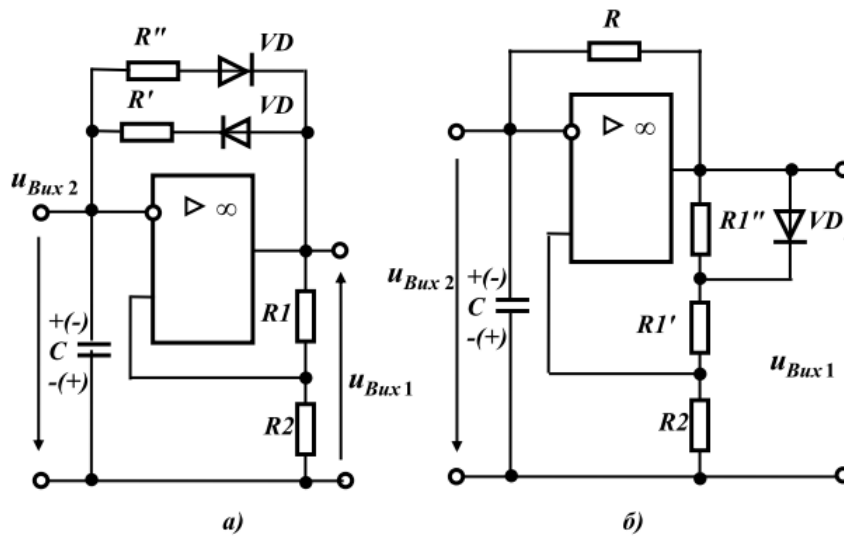


Рис. 7.2. Схеми генераторів на ОП зі змінними коефіцієнтами передачі ланцюга НЗЗ (а) та ПЗЗ (б)

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 завадах 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.

На схему виводиться зменшене зображення осцилографа (рис.7.3,а), загальне для обох модифікацій. На цьому зображенні є чотири входи:

– верхній правий вхід – загальний вхід;

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 104 / 43

- 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).

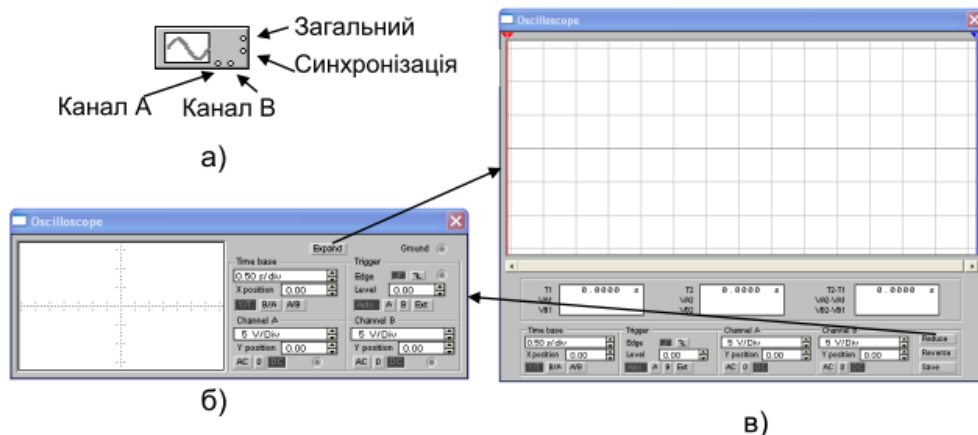


Рис. 7.3. Осцилограф: а) зменшене зображення; б) проста модифікація; в) розширена модифікація.

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.7.3, 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.

Панель управління.

Панель управління має загальний для обох модифікацій осцилографа вигляд і розділена на чотири поля 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 104 / 44

- 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 осцилографу 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**.

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 висі **Y (Y Position)** для одного або двох каналів. Три нижні кнопки реалізують різні режими роботи входу

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 104 / 45

осцилографа. Режим роботи осцилографа з закритим входом встановлюється натисненням на кнопку **АС**. У цьому режимі на вхід не пропускається постійна складова сигналу. При натисненні на кнопку **ДС** 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 **ОС** 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 зсувувати 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 входу "А" або "В", 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 кнопкою **Save (Зберегти)** і в діалоговому вікні ввести ім'я файла. Цьому файлу привласнюється розширення ***.scp**. Він є текстовим файлом в ASCII кодах, в якому записані дані про 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 104 / 46

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

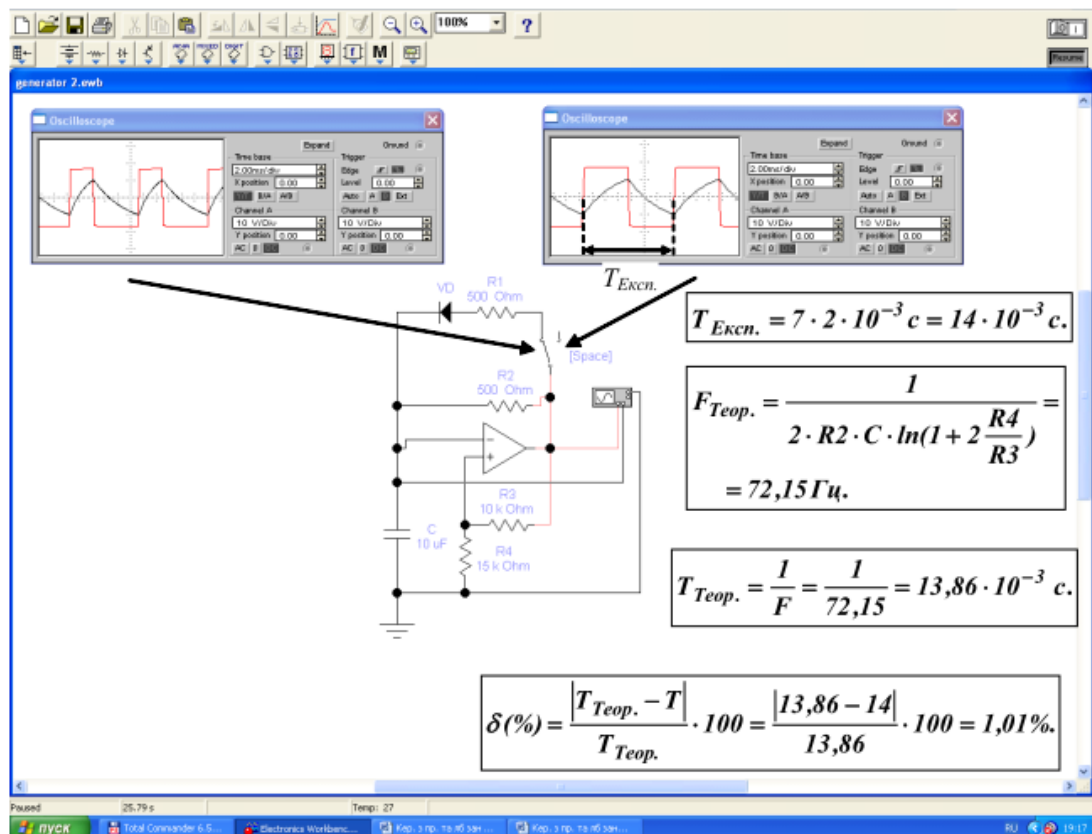


Рис. 7.4. Приклад виконання завдання

Приклад виконання завдання представлений на рис. 7.4. Схема передбачає за допомогою перемикача включення в зворотне кола додаткового резистора для зміни опору 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 104 / 47

Практичне заняття № 8

Розрахунок генератора імпульсів

Постановка завдання

Відповідно до заданого варіанту (табл.8.1) 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 відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 104 / 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, $u_{Вих1} = U_{Вих \max}$. Тоді вхідна напруга ОП прийме значення $U_{ВхОП} = U_{Вх i} - U_{Вх n} = -b_{ПЗЗ} U_{Вих \max} < 0$, 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 відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 104 / 49

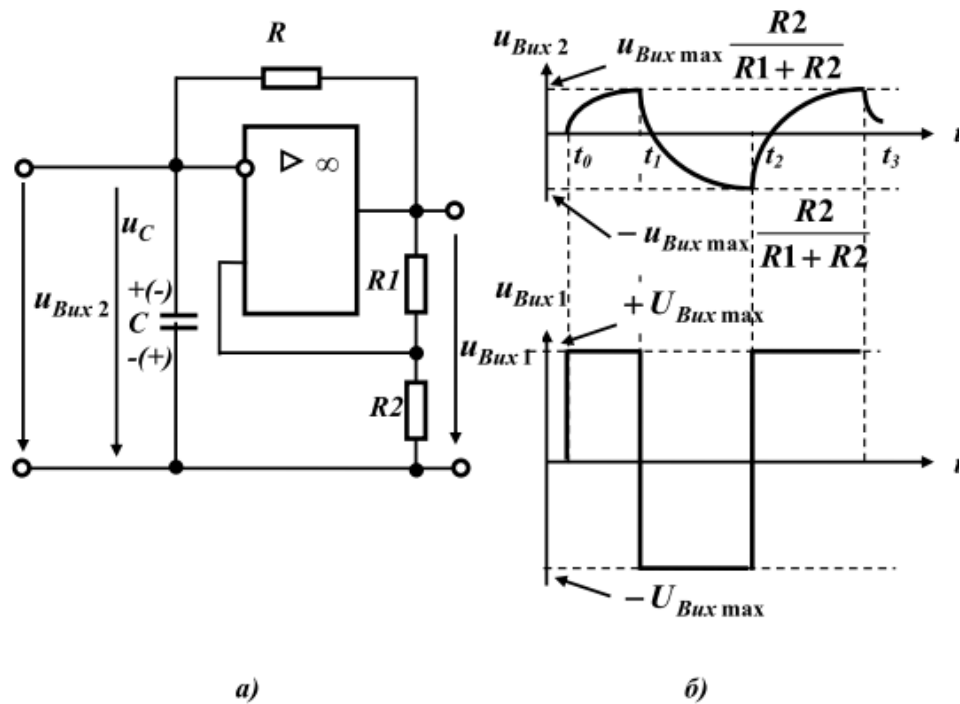


Рис.8.1. Принцип роботи мультивібратора на ОП:

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 $u_{Вих1} = -U_{Вих max}$. 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 $u_{Вих1}$ прямокутної форми (рис. 1, б). Форма напруги на конденсаторі $u_{Вих2}$, яка складена з початкових ділянок експонентних процесів його перезаряду, буде наближатися до трикутного.

Із сказаного можна зробити два висновки:

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

– щодо напруги на конденсаторі C ($u_{Вих2}$) 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 104 / 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 $U_{\text{Вих max}} = |-U_{\text{Вих max}}|$ період і значення $b_{ПЗЗ}$ і \square не залежать від полярності вихідної напруги. Як правило, в реальних ОП умова $U_{\text{Вих max}} = |-U_{\text{Вих max}}|$ 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.8.2 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.8.3.

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 104 / 51

При заряді конденсатора C від джерела напруги $E_{жив}$ через резистор R (рис.8.3- а) робочою є початкова ділянка експоненціальної залежності u_C від t , яку приблизно можна вважати лінійною. Для швидкого розряду конденсатора застосовується ключ K .

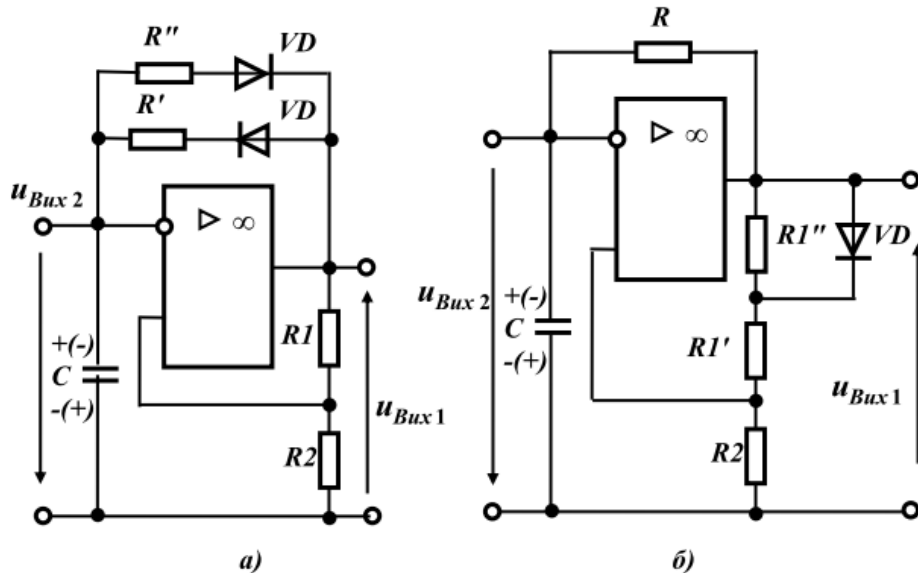


Рис. 8.2. Схеми генераторів на ОП зі змінними коефіцієнтами передачі ланцюга НЗЗ (а) та ПЗЗ (б)

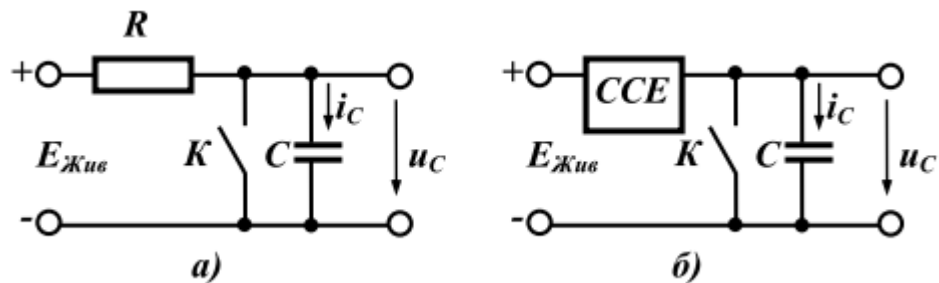


Рис. 8.3. Принцип формування лінійнозмінної напруги

При розімкненому ключі K формується прямий хід лінійнозмінної напруги тривалістю $t_{пр}$, при замкнутому – зворотний хід тривалістю $t_{звор}$. 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 104 / 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.

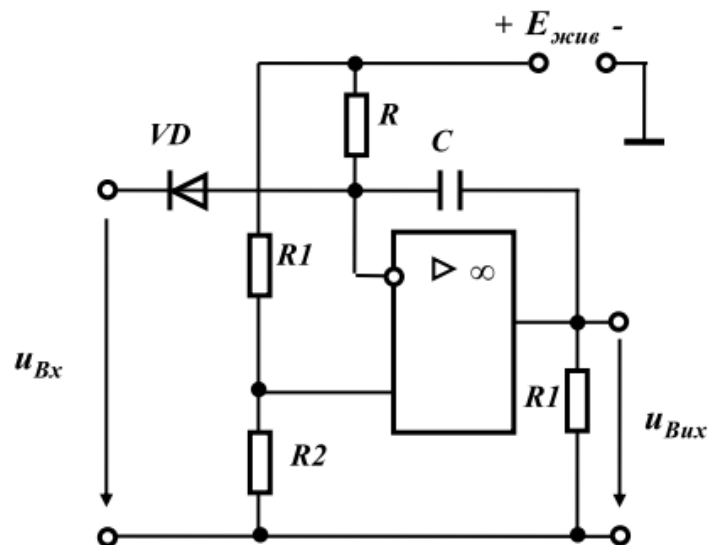


Рис. 8.4. Схеми ГЛЗН на операційному підсилювачі

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 104 / 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 $-U_{Вих max}$.

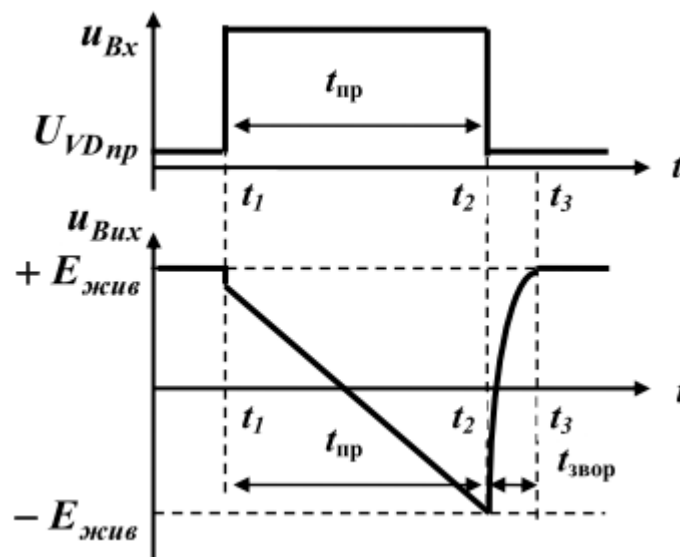


Рис. 8.5. Часові діаграми роботи ГЛЗН на ОП

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 операційний підсилювач знаходиться в режимі обмеження. Резистор $R1$ сумісно з джерелом

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 104 / 54

живлення забезпечує режим перезаряду конденсатора, іншими словами, процес формування напруги, що лінійно змінюється.

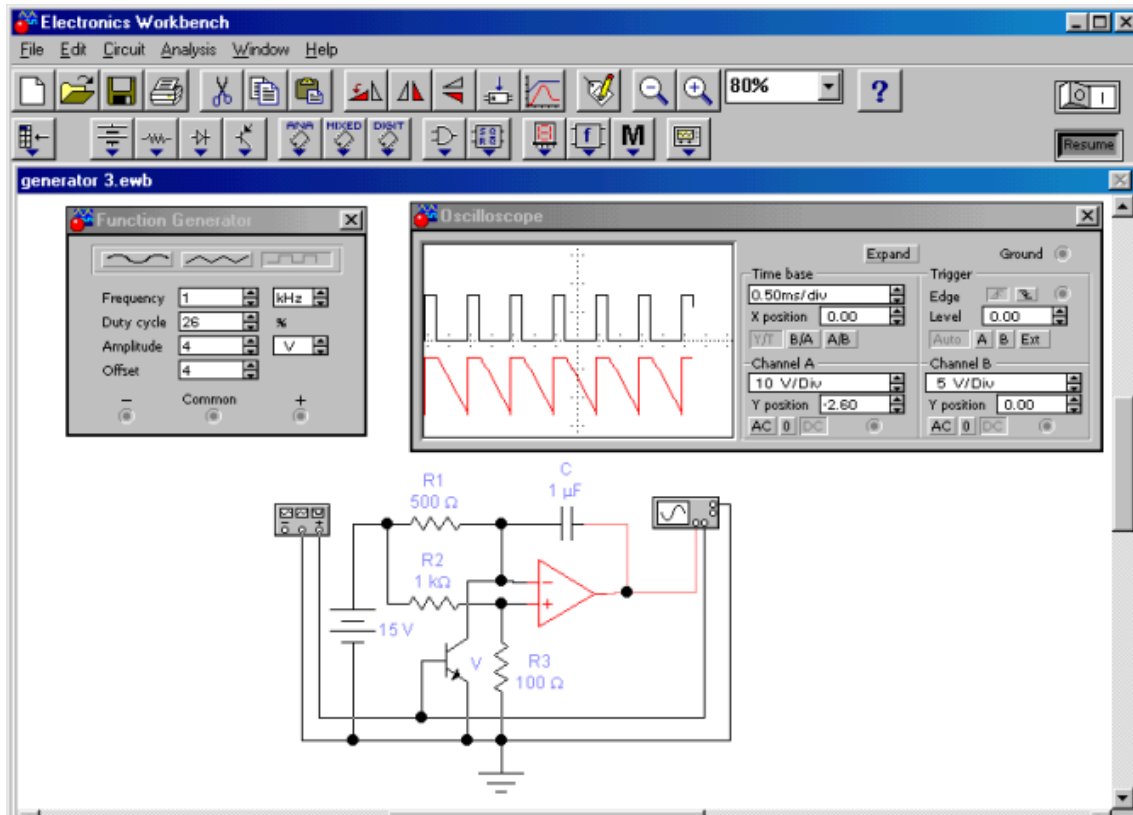


Рис. 8.6. Приклад виконання завдання

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 104 / 55

Часть 2

Практичне заняття № 9

Системи числення. Переведення чисел із однієї позиційної системи числення в іншу

Постановка завдання

Завдання 1. Згідно з вказаним переведіть десяткове число A_{10} (табл. 9.1) у двійкову, вісімкову та шістнадцяткову системи числення.

Таблиця 9.1

№ варіанту	1	2	3	4	5
A_{10}	258,32	261,46	276,51	281,29	285,57
№ варіанту	6	7	8	9	10
A_{10}	289,12	291,73	298,62	326,15	337,64
№ варіанту	11	12	13	14	15
A_{10}	342,17	356,23	365,48	379,67	384,27
№ варіанту	16	17	18	19	20
A_{10}	395,49	424,51	435,46	445,71	453,32
№ варіанту	21	22	23	24	25
A_{10}	461,84	477,76	483,72	497,94	521,62
№ варіанту	26	27	28	29	30
A_{10}	532,58	549,93	557,55	564,59	578,58
№ варіанту	31	32	33	34	35
A_{10}	582,19	597,38	624,74	635,85	642,37
№ варіанту	36	37	38	39	40
A_{10}	654,33	663,95	671,92	687,34	693,57

Завдання 2. Згідно з вказаним викладачем варіантом переведіть вісімкове число B_8 та шістнадцяткове число C_{16} (табл. 9.2) у двійкову систему числення.

Таблиця 9.2

№ варіанту	1	2	3	4	5
B_8	325,46	461,73	123,54	651,23	541,32
C_{16}	13A,C4	24F,5D	19D,67	E57,29	FA4,38
№ варіанту	6	7	8	9	10
B_8	351,67	425,31	154,27	614,72	573,14
C_{16}	31F,7B	C41,4F	1B4,7A	B21,73	63A,75
№ варіанту	11	12	13	14	15
B_8	374,52	451,24	117,24	625,41	561,37
C_{16}	C94,A3	C4F,17	7F4,83	AF5,76	9B1,C6
№ варіанту	16	17	18	19	20

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 104 / 56

B ₈	362,17	416,37	162,52	636,75	513,44
C ₁₆	47D,F1	AF2,C4	14F,A9	D2F,7C	5A2,8C
№ варіанту	21	22	23	24	25
B ₈	316,25	472,45	175,36	672,24	524,57
C ₁₆	86A,B1	4F5,7A	3A4,8D	9BF,67	37E,9A
№ варіанту	26	27	28	29	30
B ₈	337,26	435,26	163,75	643,17	532,71
C ₁₆	1D8,4E	6AE,29	8D2,C5	7AD,3E	45D,F6
№ варіанту	31	32	33	34	35
B ₈	342,71	446,15	126,34	662,43	517,62
C ₁₆	A85,1C	7F3,5B	43C,7F	95D,7E	FC8,29
№ варіанту	36	37	38	39	40
B ₈	321,54	476,53	171,55	637,56	531,76
C ₁₆	C4D,89	D71,F6	7F8,6E	9A6,5D	D8D,2C

Завдання 3. Згідно з вказаним варіантом переведіть двійкове число D₂, вісімкове число E₈ та шістнадцяткове число F₁₆ (табл. 9.3) в десяткову систему числення.

Таблиця 9.3

№ варіанту	1	2	3	4	5
D ₂	1111,1	1111,11	1101,01	1101,10	1011,11
E ₈	627,14	617,73	714,21	143,12	321,75
F ₁₆	417,FE	A1C,BF	E72,B4	1FC,2D	3AE,FC
№ варіанту	6	7	8	9	10
D ₂	1010,10	1100,11	1110,01	1001,10	1000,11
E ₈	572,46	756,34	523,17	475,34	656,13
F ₁₆	E41,C3	D21,8A	2F4,D1	CB4,1E	A37,0F
№ варіанту	11	12	13	14	15
D ₂	1100,01	111,10	1101,01	1011,10	1011,11
E ₈	352,46	625,74	145,36	317,42	351,72
F ₁₆	1DC,B4	43B,CD	742,EC	F98,4B	FA9,7E
№ варіанту	16	17	18	19	20
D ₂	1110,01	1100,11	1011,10	1110,11	1110,01
E ₈	156,16	527,73	276,54	241,57	765,54
F ₁₆	C42,F1	F51,37	8C2,3F	72C,B4	F21,CD

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 104 / 57

№ варіанту	21	22	23	24	25
D ₂	1100,10	1101,01	1010,11	1011,01	1100,01
E ₈	275,46	347,65	734,52	237,45	267,23
F ₁₆	3F2,4C	AF7,3B	2E7,4B	52D,C1	D7A,53
№ варіанту	26	27	28	29	30
D ₂	1101,10	1101,11	1101,01	1010,10	1001,01
E ₈	376,34	613,47	423,16	157,32	564,15
F ₁₆	A71,BF	721,B4	F71,3D	2AF,1C	7B4,2A

Короткі теоретичні відомості

В позиційній системі числення з основою p любе число A_p може бути представлено у вигляді полінома від основи p

$$A_p = a_{n-1}p^{n-1} + a_{n-2}p^{n-2} + \dots + a_2p^2 + a_1p^1 + a_0p^0 + a_{-1}p^{-1} + \dots + a_{-2}p^{-2} + \dots + a_{-m}p^{-m}, \quad (9.1)$$

де a_i - цифри системи числення,

n, m – число цілих та дробових розрядів числа,

p – основа системи числення.

На практиці використовують скорочену форму запису числа A_p

$$A_p = a_{m-1} \cdot a_{m-2} \dots a_2 \cdot a_1 \cdot a_0 \cdot a_{-1} \dots a_{-n}. \quad (9.2)$$

Тому скороченій формі запису десяткового числа $A_{10} = 23,17$ відповідає його значення, яке обчислюється згідно (1)

$$23,17_{10} = 2 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0 + 1 \cdot 10^{-1} + 7 \cdot 10^{-2}.$$

У двійковій системі числення для представлення чисел використовують дві цифри 0 і 1. Тому згідно (9.1) значення двійкового числа $D_2 = 10101,101$ можна визначити так:

$$D_2 = 10101,101_2 = 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^{-1} + 0 \cdot 2^{-2} + 1 \cdot 2^{-3}. \quad (9.3)$$

Якщо тепер виконати обчислення у правій частині (3) згідно з правилами десяткової арифметики, то одержимо результат переведення числа D_2 у десяткову систему числення (десятковий еквівалент двійкового числа D_2)

$$D_{10} = 16 + 4 + 1 + 0,5 + 0,125 = 21,625_{10}.$$

В табл. 1 наведені еквіваленти десяткових чисел у деяких системах числення.

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 104 / 58

Згідно з рівнянням (9.1) використовуючи табл.9.1 можна обчислити значення вісімкового числа $B_8 = 2437,14_8$ у десятковій системі числення:

$$B_8 = 2 \cdot 8^3 + 4 \cdot 8^2 + 3 \cdot 8^1 + 7 \cdot 8^0 + 1 \cdot 8^{-1} + 4 \cdot 8^{-2} = 1311,1875_{10}$$

Шістнадцяткове число $C_{16} = B2E,4_{16}$ у десятковій системі числення буде дорівнювати

$$C_{16} = 11 \cdot 16^2 + 2 \cdot 16^1 + 14 \cdot 16^0 + 4 \cdot 16^{-1} = 2862,25_{10}$$

Для переведення цілих чисел і цілих частин неправильних дробів із системи числення з основою p в нову систему числення з основою r необхідно послідовно ділити це число і проміжні частки на основу нової системи числення r , записану у системі числення з основою p , виділяючи кожен раз остачу. Ділення необхідно проводити до тих пір, поки не буде одержана частка, менша основи нової системи числення r . Остання частка і виділені остачі в порядку, оберненому їх одержанню, є зображенням заданого числа у новій системі числення з основою r .

Таблиця 9.4 Еквіваленти десяткових чисел у деяких системах числення

Десяткові цифри	p=2	p=8	p=16	Десяткові цифри	p=2	p=8	p=16
0	0	0	0	8	1000	10	8
1	1	1	1	9	1001	11	9
2	10	2	2	10	1010	12	A
3	11	3	3	11	1011	13	B
4	100	4	4	12	1100	14	c
5	101	5	5	13	1101	15	D
6	110	6	6	14	1110	16	E
7	111	7	7	15	1 1	17	F

Наприклад, процедура переведення десяткового числа $A_{10} = 98_{10}$ ($p = 10$) у двійкову систему числення ($r = 2$) виконується наступним чином:

$$\begin{array}{r}
 98 \mid 2 \\
 \hline
 98 \quad 49 \quad 2 \\
 \hline
 b_0=0 \quad 48 \quad 24 \quad 2 \\
 \hline
 b_1=1 \quad 24 \quad 12 \quad 2 \\
 \hline
 b_2=0 \quad 12 \quad 6 \quad 2 \\
 \hline
 b_3=0 \quad 6 \quad 3 \quad 2 \\
 \hline
 b_4=0 \quad 2 \quad 1=b_6 \\
 \hline
 b_5=1
 \end{array}$$

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 104 / 59

$$\text{Тому } A_{10} = 98_{10} = b_6 b_5 b_4 b_3 b_2 b_1 b_0 = 1100010_2.$$

Для переведення правильних дробів із системи числення з основою p в систему числення з основою r використовують метод, оснований на множенні заданого правильного дробу на основу r нової системи числення. Правильний дріб в новій системі числення записується із цілих частин добутків, які виділяються при послідовному множенні, причому перша ціла частина буде старшою цифрою нового дробу.

Наприклад, переведення десяткового дробу $A_{10} = 0,625_{10}$ ($p = 10$) у двійкову систему числення ($r = 2$) виконується так:

	0,	* 625 2
b-1=	1,	* 250 2
b-2=	0,	* 500 2
b-3=	1,	* 000 2
b-4=	0,	* 000 2

$$\text{Тому } A_{10} = 0,625_{10} = 0, b_{-1} b_{-2} b_{-3} b_{-4} = 0,1010_2.$$

Потрібно зазначити, що процедура переведення цілих чисел виконується за обмежене число операцій ділення, а процедура переведення правильних дробів формально може вимагати нескінченного числа операцій множення. У другому випадку реальна кількість таких операцій буде визначатися допустимою похибкою зображення правильного дробу у новій системі числення. Для переведення чисел, які мають у своєму складі цілі і дробові частки, із системи числення з основою p , у систему числення з основою r , виконують окремо переведення цілої частини і дробової частини числа за означеними вище правилами, а результати записують разом через кому. Наприклад, десяткове число $A_{10} = 98,625_{10}$ у двійковій системі числення буде записано так:

$$A_{10} = 98,625_{10} = 1100010,1010_2.$$

При необхідності переведення вісімкових і шістнадцяткових чисел у двійкову систему і навпаки можна використовувати більш прості правила, оскільки основи вісімкової і шістнадцяткової систем є цілі степені числа два: $8 = 2^3$; $16 = 2^4$. Для переведення вісімкового (шістнадцяткового) числа у двійкову систему числення необхідно замінити кожен цифру цього числа відповідним три розрядним (чотири розрядним) двійковим числом і відкинути непотрібні нулі у старших розрядах, наприклад:

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 104 / 60

$$(2\ 0\ 5\ 6)_{(8)} = 10000101110_{(2)}$$

$$010\ 000\ 101\ 110$$

$$(2\ В\ 3\ Е)_{(16)} = 10101100111110_{(2)}$$

$$0010\ 1011\ 0011\ 1110$$

При переході від двійкової до вісімкової (або шістнадцяткової) системи числення необхідно розбити двійкове число, починаючи від коми вправо і вліво на групи по три (чотири) розряди, доповнюючи при необхідності нулями крайні ліву та праву групи. Після цього кожену групу з трьох (чотирьох) розрядів необхідно замінити, відповідно, вісімковою (шістнадцятковою) цифрами.

Наприклад:

$$(1\ 101\ 110\ 111\ 100)_{(2)} = 1567.4_{(8)}$$

$$001\ 101\ 110\ 111\ 100$$

$$1\ 5\ 6\ 7\ 4$$

$$(11\ 0111\ 1011\ 1111\ 1010\ 11)_{(2)} = 37BF.AC_{(16)}$$

$$0011\ 0111\ 1011\ 1111\ 1010\ 1100$$

$$3\ 7\ В\ F\ А\ С$$

Приклад виконання

Завдання 1. Згідно з вказаним викладачем варіантом переведіть десяткове число A_{10} (табл. 1.1) у двійкову, вісімкову та шістнадцяткову системи числення.

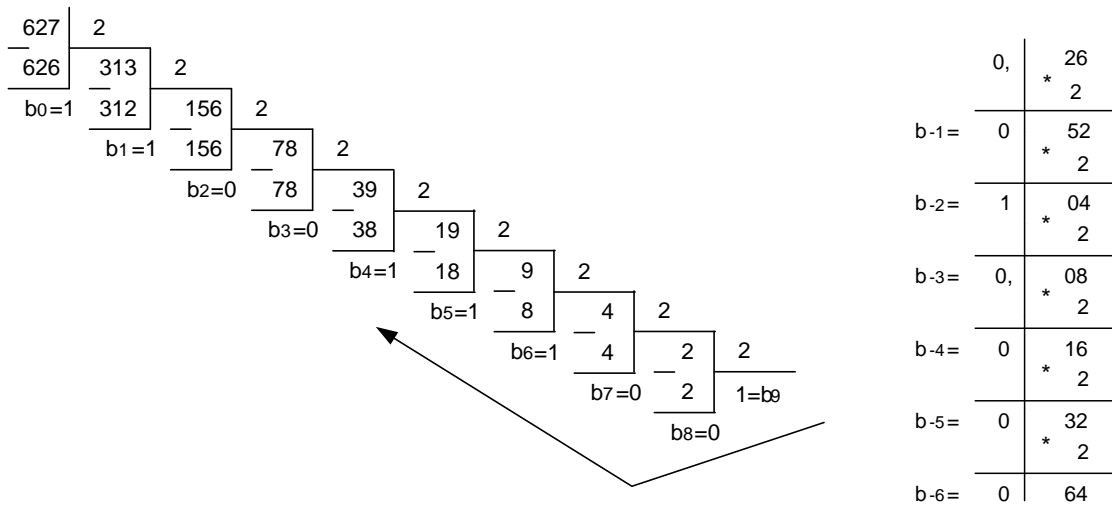
$$A_{10}=627,26$$

Виконуємо переведення десяткового числа A в двійкову систему числення.

Переводимо цілу частину.

Переводимо дробову частину.

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 104 / 61

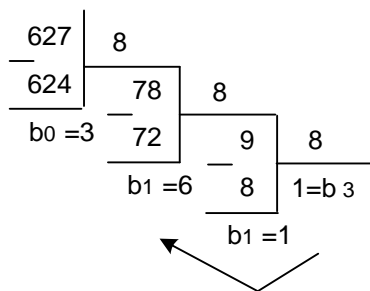


$$A=627,26_{10}=1001110011,010000_2$$

Виконуємо переведення десяткового числа А в вісімкову систему числення.

Переводимо цілу частину.

Переводимо дробову частину.

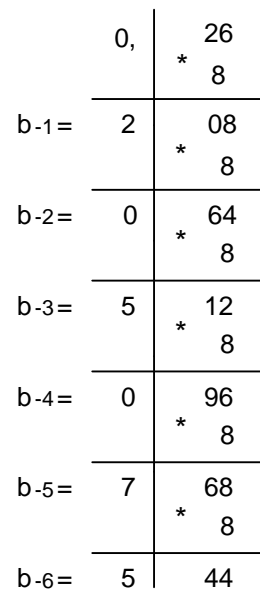


$$A=627,26_{10}=1163,205075_8$$

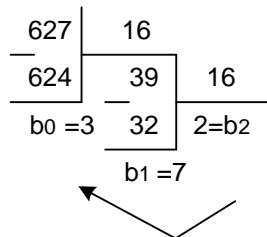
Виконуємо переведення десяткового числа А в шістнадцяткову систему числення.

Переводимо цілу частину.

Переводимо дробову частину.



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 104 / 62



	0,	26
		* 16
b-1=	4	16
		* 16
b-2=	2	56
		* 16
b-3=	8	96
		* 16
b-4=	15	36
		* 16
b-5=	5	76
		* 16
b-6=	12	16

$$A = 627,26_{10} = 273,428F5C_{16}$$

Завдання 2. Згідно з вказаним викладачем варіантом переведіть вісімкове число B_8 та шістнадцяткове число C_{16} (табл. 2) у двійкову систему числення.

$$B_8 = 126,34 = 001\ 010\ 110,011\ 100_2$$

$$C_{16} = 43C,7F = 0100\ 0011\ 1100,0111\ 1111_{16}$$

Завдання 3. Згідно з вказаним викладачем варіантом переведіть двійкове число D_2 , вісімкове число E_8 та шістнадцяткове число F_{16} (табл. 2) в десяткову систему числення.

$$D = [1010,01]_2 = 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-2} = 10,25_{10}$$

$$E = [724,53]_8 = 7 \cdot 8^2 + 2 \cdot 8^1 + 4 \cdot 8^0 + 5 \cdot 8^{-1} + 3 \cdot 8^{-2} = 468,671875_{10}$$

$$F = [912,FE]_{16} = 9 \cdot 16^2 + 1 \cdot 16^1 + 2 \cdot 16^0 + 15 \cdot 16^{-1} + 14 \cdot 16^{-2} = 23229921875_{10}$$

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 104 / 63

Практичне заняття № 10

Виконання арифметичних дій у двійковій системі числення

Постановка завдання

Число A_{10} задане в десятковій системі числення, число B_8 задане в вісімковій системі числення (табл. 10.1). Згідно з вказаним викладачем варіантом переведіть ці числа у двійкову систему числення і виконайте додавання в прямому, оберненому, доповняльному і модифікованих кодах згідно варіанту.

Таблиця 10.1

№ варіанту	1	2	3	4	5	6	7
A_{10}	130	132	135	137	140	143	145
B_8	-237	-230	-242	-244	-247	-251	-253
№ варіанту	8	9	10	11	12	13	14
A_{10}	147	150	153	155	157	160	163
B_8	-254	-255	-260	-263	-265	-267	-270
№ варіанту	15	16	17	18	19	20	21
A_{10}	165	167	170	173	175	177	180
B_8	-274	-276	-300	-303	-305	-307	-311
№ варіанту	22	23	24	25	26	27	28
A_{10}	183	185	187	190	193	195	197
B_8	-313	-315	-317	-320	-325	-327	-330
№ варіанту	29	30	31	32	33	34	35
A_{10}	200	203	205	207	211	213	215
B_8	-331	-333	-335	-341	-348	-350	-353

. Короткі теоретичні відомості

Способи кодування двійкових чисел в ЕОМ. Правила виконання арифметичних операцій в кодах

Прямий код двійкового числа A , для запису якого використовується n -розрядна сітка, визначається так

$$A_p = a_{n-1}p^{n-1} + a_{n-2}p^{n-2} + \dots + a_2p^2 + a_1p^1 + a_0p^0 + a_{-1}p^{-1} + \dots + a_{-2}p^{-2} + \dots + a_{-m}p^{-m},$$

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 104 / 64

$$[A]_{\text{пр}} = \begin{cases} A, & \text{якщо } A \geq 0 \\ M+|A|, & \text{якщо } A < 0 \end{cases} \quad (10.1)$$

де M - величина, яка дорівнює вазі старшого розряду сітки (для дробів $M = 1$, для цілих чисел $M = 2^{n-1}$).

Ознакою додатнього (від'ємного) числа є число 0 (1) в старшому розряді, який називається знаковим.

Операція додавання у прямому коді чисел, які мають однаковий знак, виконується так. Числа додаються згідно законам двійкової арифметики, а сумі присвоюється код знаку доданків.

При додаванні у прямому коді чисел з різними знаками необхідно визначити більший за модулем доданок, відняти від нього менший за модулем доданок і присвоїти різниці код знака більшого за модулем доданка.

Обернений код двійкового числа A , для запису якого використовується n - розрядна сітка, визначається так

$$A_p = a_{n-1}p^{n-1} + a_{n-2}p^{n-2} + \dots + a_2p^2 + a_1p^1 + a_0p^0 + a_{-1}p^{-1} + \dots + a_{-2}p^{-2} + \dots + a_{-m}p^{-m},$$

$$[A]_{\text{об}} = \begin{cases} A, & \text{якщо } A \geq 0 \\ N - |A|, & \text{якщо } A < 0 \end{cases} \quad (10.2)$$

де N - величина найбільшого числа без знаку, яке може бути записане у n -розрядній сітці (для дробів $N = 2 - 2^{-(n-1)}$, для цілих чисел $N = 2^n - 1$).

Практично це означає, що для знаходження оберненого коду від'ємного числа необхідно виконати інверсію n -розрядного коду модуля цього числа. У знаковому розряді оберненого коду додатніх чисел буде стояти 0, а від'ємних чисел – 1.

Операція додавання у оберненому коді двійкових чисел виконується за допомогою арифметичного додавання обернених кодів цих чисел, включаючи знакові розряди. При виникненні перенесення у розряді знака суми одиниця перенесення додається до молодшого розряду суми.

Доповняльний код двійкового числа A , для запису якого використовується n -розрядна сітка, визначається так

$$A_p = a_{n-1}p^{n-1} + a_{n-2}p^{n-2} + \dots + a_2p^2 + a_1p^1 + a_0p^0 + a_{-1}p^{-1} + \dots + a_{-2}p^{-2} + \dots + a_{-m}p^{-m},$$

$$[A]_{\text{доп}} = \begin{cases} A, & \text{якщо } A \geq 0 \\ K - |A|, & \text{якщо } A < 0 \end{cases} \quad (10.3)$$

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 104 / 65

де K - величина, яка дорівнює вазі розряду, що слідує за старшим у даній розрядній сітці (для дробів $K = 2$, для цілих чисел $K = 2^n$).

Доповняльний код додатніх чисел дорівнює прямому і оберненому кодам цих чисел.

Доповняльний код від'ємного числа може бути одержаний із оберненого коду цього числа додаванням 1 до молодшого розряду оберненого коду або інвертуванням усіх значущих знаків від'ємного числа починаючи з старшого розряду до останньої одиниці (не включаючи цієї одиниці).

Операція додавання двійкових чисел у доповняльному коді виконується за допомогою арифметичного додавання доповняльних кодів цих чисел, включаючи знакові розряди. При виникненні перенесення у знаковому розряді суми одиниця перенесення не враховується.

Розглянемо приклад. Нехай $A = +10101011$, $B = -10111$. Враховуючи попередні зауваження і вирівнюючи розрядні сітки чисел A і B одержимо

$$\begin{aligned} [A]_{np} &= [A]_{ob} = [A]_{don} = 010101011 \\ [B]_{np} &= 100010111 \\ [B]_{ob} &= 111101000 \\ [B]_{don} &= 111101001 \end{aligned}$$

$$|A| > |B| \text{ і } |A| - |B| = 10101011$$

$$\begin{array}{r} -00010111 \\ \hline 10010100 \end{array}$$

$$\text{Тому } [A]_{np} + [B]_{np} = 010010100.$$

Для оберненого і доповняльного кодів, діючи за означеними правилами, одержимо:

$$[A]_{ob} + [B]_{ob} = 010101011.$$

$$\begin{array}{r} 010101011 \\ + \\ 111101000 \\ \hline 1010010011 \\ \left. \begin{array}{l} \downarrow \\ \rightarrow \end{array} \right\} 1 \\ \hline 010010100 \end{array}$$

$$[A]_{don} + [B]_{don} = 010101011.$$

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 104 / 66

$$\begin{array}{r}
 010101011 \\
 + \\
 111101001 \\
 \hline
 \leftarrow 1\ 010010100
 \end{array}$$

Як і повинно бути, прямиий, обернений і доповняльний коди суми співпадають, тому що знак суми додатній.

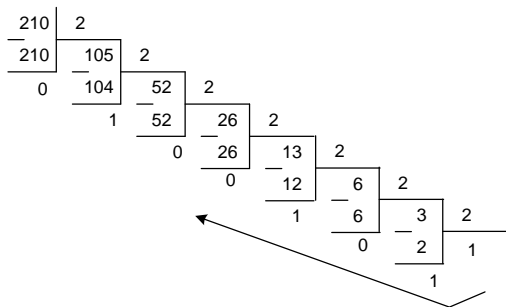
При алгебраїчному додаванні двійкових чисел можливе переповнення розрядної сітки суми (для запису суми потрібно більше розрядів, ніж їх використовується для запису найбільшого доданка). Для виявлення переповнення використовують модифікований код, у запису знаку якого використовується два знакових розряди (в обох знакових розрядах додатніх чисел записуються нулі, а в обох знакових розрядах від'ємних чисел - одиниці). Виконання операцій у модифікованих оберненому і доповняльному кодах виконується за означеними вище правилами. Ознакою переповнення при додаванні є комбінації 01 або 10 у знакових розрядах суми.

Приклад виконання

Число A_{10} задане в десятковій системі числення, число B_8 задане в вісімковій системі числення (табл. 10.1). Згідно з вказаним викладачем варіантом переведіть ці числа у двійкову систему числення і виконайте такі арифметичні дії в двійковому коді над вказаними числами:

$$A_{10} = 210, B_8 = -346$$

Переводимо числа A і B в двійкову систему числення.



$$B = -011100110$$

а). Додавання в прямому, оберненому, доповняльному і модифікованих кодах.

$$A = [11010010]_2$$

$$B = [-11100110]_2$$

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 104 / 67

При додаванні у прямому коді чисел з різними знаками необхідно визначити більший за модулем доданок, відняти від нього менший за модулем доданок і присвоїти різниці код знака більшого за модулем доданка.

Додавання у прямому коді:

$$\begin{array}{r} [B_{пр}] = 11100110 \\ [A_{пр}] = -11010010 \\ \hline \Sigma = -00010100 \end{array}$$

Для знаходження оберненого коду від'ємного числа необхідно виконати інверсію n -розрядного коду модуля цього числа. У знаковому розряді оберненого коду додатних чисел буде стояти 0, а від'ємних чисел – 1.

Операція додавання у оберненому коді двійкових чисел виконується за допомогою арифметичного додавання обернених кодів цих чисел, включаючи знакові розряди. При виникненні перенесення у розряді знака суми одиниця перенесення додається до молодшого розряду суми.

Доповняльний код додатних чисел дорівнює прямому і оберненому кодам цих чисел.

Доповняльний код від'ємного числа може бути одержаний із оберненого коду цього числа додаванням 1 до молодшого розряду оберненого коду або інвертуванням усіх значущих знаків від'ємного числа починаючи з старшого розряду до останньої одиниці (не включаючи цієї одиниці).

Операція додавання двійкових чисел у доповняльному коді виконується за допомогою арифметичного додавання доповняльних кодів цих чисел, включаючи знакові розряди. При виникненні перенесення у знаковому розряді суми одиниця перенесення не враховується

Додавання у оберненому коді:

$$\begin{array}{r} [A_{об}] = 0.11010010 \\ [B_{об}] = +1.00011001 \\ \hline \Sigma = 1.11101011 \end{array}$$

Додавання у доповняльному коді:

$$\begin{array}{r} [A_{доп}] = 0.11010010 \\ [B_{доп}] = +1.00011010 \\ \hline \Sigma = 1.11101100 \end{array}$$

При алгебраїчному додаванні двійкових чисел можливе переповнення розрядної сітки суми (для запису суми потрібно більше розрядів, ніж їх використовується для запису найбільшого доданка). Для виявлення переповнення використовують модифікований код, у запису знаку якого використовується два знакових розряди (в обидва знакових розрядах додатних чисел записуються нулі, а в обидва знакових розрядах від'ємних чисел - одиниці). Виконання операцій у модифікованих оберненому і доповняльному кодах виконується за означеними вище правилами. Ознакою переповнення при додаванні є комбінації 01 або 10 у знакових розрядах суми:

Додавання у модифікованих оберненому і доповняльному кодах:

Обернений код:

$$\begin{array}{r} [A_{об\ мод}] = 00.11010010 \\ [B_{об\ мод}] = +11.00011001 \\ \hline \Sigma = 11.11101011 \end{array}$$

Доповняльний код

$$\begin{array}{r} [A_{доп\ мод}] = 00.11010010 \\ [B_{доп\ мод}] = +11.00011010 \\ \hline \Sigma = 11.11101100 \end{array}$$

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРЬСЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 104 / 68

Практичне заняття № 11

Синтез комбінаційної схеми

Постановка задачі

1. Вивчити за даними методичними вказівками і літературою, що рекомендується, метод мінімізації функцій алгебри логіки (ФАЛ), заснований на використанні карт Карно.

2. Із використанням карт Карно провести мінімізацію двох (ФАЛ), трьох і чотирьох змінних, вибраних з табл. 11.1 і табл. 11.2 відповідно до варіанта та побудувати отримані після мінімізації функції в базисах «І-НІ», «АБО-НІ» і синтезувати логічні структури, які реалізують дані функції у всіх трьох базисах.

Таблиця 11.1 Варіанти ФАЛ трьох змінних

Аргументи			Варіанти, що визначають ФАЛ																
a	b	c	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9	f_{10}	f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{14}	f_{15}	f_{16}	f_{17}
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1
0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
0	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1
1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	1
1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1
1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1
1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0

Таблиця 11.2 Варіанти ФАЛ чотирьох змінних

Аргументи				Варіанти, що визначають ФАЛ																
a	b	c	d	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9	f_{10}	f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{14}	f_{15}	f_{16}	f_{17}
0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0
0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0
0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0
0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
0	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1

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 104 / 69				

0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0
0	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1
1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1
1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1
1	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	0	1	1	1	0
1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1
1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1
1	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1

Короткі теоретичні відомості

Функціонально повні системи ФАЛ, базис і його вибір

Будуючи логічні схеми, доцільно скоротити кількість різних елементів, що при цьому використовуються. Вибір логічних елементів зводиться до відшукування функціонально повного набору ФАЛ, що описує будь-які логічні схеми. Система ФАЛ називається функціонально повною, якщо за допомогою функцій, що входять в цю систему, застосовуючи операції суперпозиції і підстановки, можна отримати будь-яку ФАЛ.

В АЛ існує 5 «чудових» класів функцій, які мають важливу властивість, яка полягає в тому, що будь-яка ФАЛ, отримана з функцій даного класу за допомогою операцій суперпозиції і підстановки, обов'язково буде належати до того ж класу. Це функції, які мають такі властивості: збереження константи нуль; збереження константи одиниці; монотонність; лінійність і самоподвійність.

Функціями, що зберігають константу нуль (одиницю), називаються ФАЛ завжди рівні нулю (одиниці) на нульовому (одичному) наборі аргументів.

Лінійними є ФАЛ, які можуть бути зображені поліномом першого ступеня, вигляду

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n) = a_0 \oplus a_1 x_1 \oplus a_2 x_2 \oplus \dots \oplus a_n x_n, \quad (11.1)$$

де $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ – константи, які дорівнюють нулю або одиниці.

Монотонними називаються ФАЛ, що не зменшуються за будь-якого зростання аргументів.

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 104 / 70

Самоподвійними називаються ФАЛ, які на двох протилежних наборах аргументів приймають протилежні значення.

Приналежність кожної функції двох змінних до того або іншого класу відзначено в табл. 11.3 знаком «+».

Таблиця 11.3 Приналежність ФАЛ двох змінних до «чудових» класів функцій

		Приналежність ФАЛ двох змінних до «чудових» класів функцій															
Аргументи і тип ФАЛ		f_0	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9	f_{10}	f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{14}	f_{15}
a	b																
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
Зберігає «0»		+	+	+	+	+	+	+	+								
Зберігає «1»			+		+		+		+		+		+		+		+
Самоподвійна					+		+					+		+			
Монотонна		+	+		+		+		+								+
Лінійна		+			+		+	+			+	+		+			+

Відповідно до теореми Поста-Яблонського, для того щоб ФАЛ була функціонально повною, необхідно і достатньо, щоб вона містила хоча б одну функцію, що не зберігає константу «0», хоча б одну функцію, що не зберігає константу «1», хоча б одну несамоподвійну функцію, хоча б одну нелінійну функцію, хоча б одну немонотонну функцію. Отже, у функціонально повну систему ФАЛ двох змінних повинні входити функції, спільно перекриваючі колонки табл.11.3 клітками, не поміченими символом «+».

Існують різні функціонально повні системи ФАЛ: заперечення диз'юнкції (АБО-НІ); заперечення кон'юнкції (І-НІ); константа нуль і імплікація; заперечення і кон'юнкція; заперечення і диз'юнкція і т.д. Функціонально повний набір ФАЛ, що використовується для реалізації логічних схем, називається базисом. Найзручнішим для зображення ФАЛ є базис, що містить кон'юнкцію, диз'юнкцію і інверсію («І», «АБО», «НІ»). Використання трьох функцій спрощує описання схем, проте, як видно з табл. 11.1, будь-яку ФАЛ можна побудувати, використовуючи і лише одну функцію «І-НІ» або функцію «АБО-НІ». Базиси «І-НІ» «АБО-НІ» також отримали широке розповсюдження завдяки можливості істотно зменшити число уніфікованих логічних елементів.

Для перетворення ФАЛ з одного базису в інший використовується закон подвійного заперечення і закон подвійності (правило де Моргана), використання яких ілюструє такий приклад:

$$\text{у базисі «І», «АБО», «НІ»: } f = \overline{ab} \vee \overline{cd}; \quad (3.2)$$

$$\text{у базисі «І-НІ»: } f = \overline{\overline{ab} \vee \overline{cd}} = \overline{\overline{ab} \cdot \overline{cd}}; \quad (3.3)$$

$$\text{у базисі «АБО-НІ»: } f = \overline{\overline{ab} \vee \overline{cd}} = \overline{\overline{a} \vee \overline{b} \vee \overline{c} \vee \overline{d}} = \overline{\overline{\overline{a} \vee \overline{b}} \vee \overline{\overline{c} \vee \overline{d}}}. \quad (3.4)$$

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 104 / 71

Мінімізація ФАЛ методом карт Карно

Під мінімізацією логічної функції мається на увазі перетворення її логічного виразу з метою отримання найпростішого представлення ФАЛ. Логічному виразу з мінімальною кількістю аргументів завжди відповідає схема з мінімальною кількістю елементів. В інженерній практиці для мінімізації ФАЛ найбільш широко використовуються: метод послідовного спрощення, заснований на застосуванні законів і тотожностей АЛ; метод, заснований на використанні карт Карно; метод Квайна–Мак-Класкі.

У разі використання методу карт Карно проводиться накриття за допомогою правильних конфігурацій полів карти, що містять нулі та одиниці. Правильними конфігураціями при кількості змінних n є всі прямокутники (вертикальні, горизонтальні і квадратні), що мають площу 2^{n-i} ($i = 0, 1, 2, \dots, n$), і лише такі прямокутники. Для виконання даної умови необхідно накрити всі нулі або всі одиниці карти за допомогою мінімальної кількості правильних конфігурацій максимальної площі. Для вибору накриття можливо об'єднання крайніх полів, розташованих на протилежних краях карти. Конфігурації можуть накладатися одна на одну.

Принцип мінімізації полягає в об'єднанні сусідніх полів карти в межах правильних конфігурацій. Для знаходження мінімальної форми ФАЛ визначаються змінні, що не змінюють свого значення для всіх полів правильної конфігурації. У разі об'єднання полів, в яких записані одиниці, ФАЛ записується у формі ДНФ, тобто у вигляді диз'юнкції добутоків змінних, що не змінюються в межах кожної конфігурації накриття. Під час об'єднання полів, що містять нулі, ФАЛ записується у вигляді добутку диз'юнкцій інверсних значень змінних, що не змінюються у разі переходу з одного поля карти на інше в межах конфігурації. Приклади мінімізації декількох ФАЛ методом карт Карно, зображені на рис. 11.1.

Як видно з рис. 11.1, у разі об'єднання двох полів виключається одна змінна, під час об'єднання чотирьох – дві змінні, під час об'єднання восьми – три змінні.

Карт Карно найбільш доцільно використовувати для мінімізації ФАЛ від двох до п'яти змінних. Мінімізуючи ФАЛ п'яти змінних, доводиться оперувати з двома картами по 16 полів кожна. Одній з карт ставиться у відповідність пряме, а інший інверсне значення п'ятої змінної. У разі мінімізації ФАЛ шести змінних розглядаються чотири карти по 16 полів.

<i>ab</i>	00	01	11	10
	1	1	0	0
	$f = \bar{a}$			

<i>ab</i>	00	01	11	10
	1	1	0	1
	$f = \bar{a} \vee \bar{b}$			

<i>ab</i>	00	01	11	10
	1	1	1	0
	$f = \bar{a} \vee b$			

<i>c</i> \ <i>ab</i>	00	01	11	10
0	0	1	1	0
1	1	1	1	1
	$f = b \vee c$			

<i>c</i> \ <i>ab</i>	00	01	11	10
0	1	1	1	1
1	1	0	0	1
	$f = \bar{b} \vee \bar{c}$			

<i>cd</i> \ <i>ab</i>	00	01	11	10
00	1	1	1	1
01	1	1	1	1
11	1	0	0	1
10	1	0	0	1
	$f = \bar{c} \vee \bar{b}$			

<i>c</i> \ <i>ab</i>	00	01	11	10
0	0	1	0	1
1	0	1	1	1
	$f = \bar{a}b \vee ac \vee a\bar{b}$			

<i>cd</i> \ <i>ab</i>	00	01	11	10
00	1	0	0	1
01	1	1	1	1
11	0	1	1	0
10	1	0	0	1
	$f = \bar{c}d \vee bd \vee \bar{b}d$			

<i>cd</i> \ <i>ab</i>	00	01	11	10
00	1	0	0	1
01	1	0	0	1
11	1	1	0	1
10	1	1	0	1
	$f = (\bar{a} \vee \bar{b}) \cdot (\bar{b} \vee c)$			

Рис 3.1. Приклади мінімізації ФАЛ методом карт Карно

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 104 / 73

Практичне заняття 12

Мінімізація функцій з неповно заданими наборами

Постановка завдання

- Згідно з заданим викладачем варіантом (табл.12.1) запишіть вираз для мінімальної форми логічної функції п'яти змінних конституенти одиниці і невизначеності (позначені значком *), використовуючи Карти Карно на 5-ть та 4-ри змінних (розділивши по старшій змінній функцію 5-ти змінних на дві функції 4-х змінних).

Таблиця 12.1

Номери наборів	Номер варіанту																			
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	*	1
1	*	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	*	*	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1
3	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	*	0	1	0	1	0
4	0	1	1	0	0	0	0	*	0	0	0	*	1	0	0	1	0	1	0	1
5	0	1	0	0	0	0	0	*	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0	*
6	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1
7	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	*	1	1
8	0	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	*	1	1
9	0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	*	0	0	0
10	1	0	1	1	0	1	*	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1
11	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	*	0	0	0	0	1	0	1
12	0	0	0	1	0	0	0	0	*	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0
13	*	*	0	1	0	1	0	0	*	1	1	0	1	1	1	0	1	1	0	0
14	0	0	0	1	0	*	*	1	1	0	0	0	1	*	0	1	*	0	0	0
15	1	*	0	0	0	0	*	0	1	0	0	*	1	1	1	1	1	0	0	0
16	1	0	0	*	0	0	0	0	0	1	1	0	0	*	0	0	0	1	0	1
17	1	1	0	0	1	*	0	0	0	*	1	1	*	1	0	0	0	0	0	0
18	1	0	1	0	0	*	0	1	1	1	*	1	0	0	0	1	1	0	1	0
19	0	1	1	0	*	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	*	1	0
20	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	*	0	0	0	0	1
21	0	1	0	0	0	0	1	0	0	*	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1
22	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0
23	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0
24	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	*	1	0	1	0	0	1	1	1
25	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	*	0
26	1	*	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	*	0	0	1	0
27	1	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	*	1	0

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 104 / 74				

28	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0
29	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	0
30	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0

1. Переведіть обидва вирази у базис «АБО-НІ» (за правилом Де Моргана). Порівняйте їх й оберіть оптимальний за кількістю елементів.
2. Побудуйте принципову електричну схему для реалізації обраного виразу й дослідіть його за допомогою Логічного аналізатора, підключивши до нього входи та вихід схеми (послідовність нулів та одиниць графіку вихода повинна відповідати послідовності, що задана у таблиці варіантів.

Короткі теоретичні відомості

Логічні вирази, що записані в ДДНФ та ДКНФ, не доцільно використовувати для побудови цифрових пристроїв. Схеми, як правило, не оптимальні з погляду їх практичної реалізації. Вони потребують велику кількість логічних елементів, що впливає на швидкодію, надійність, використану потужність, вартість, та інші параметри. При проектуванні цифрових пристроїв бажано виконати мінімізацію булевих функцій для побудови економічних схем. Загальна задача мінімізації полягає в тому, що необхідно знайти аналітичний вираз для булевої функції в формі, яка описується мінімальним числом логічних змінних.

Тому виникає необхідність *спростити вирази*. Процес спрощення має назву *мінімізації*. Критерій, відповідно до якого виконують мінімізацію, далеко не однозначний і залежить як від типу задачі, так і від рівня розвитку технології.

Процес побудови цифрового пристрою називають логічним синтезом.

Основними вимогами до задачі синтезу є: мінімальне число елементарних кон'юнкцій або диз'юнкцій у логічній формі й однорідність використовуваних операцій.

Крім вимог мінімізації є ряд обмежень і умов на *вибір елементної бази для синтезованого пристрою*.

Найпростіші логічні функції (І, АБО, НЕ, І-НЕ, АБО-НЕ) які описують дію пристрою мають назву – **БАЗИС**

Мінімальна форма запису (**МДНФ** так і **МКНФ**) логічного виразу описує принцип дії логічної схеми.

В основу метода покладено зображення булевої функції спеціальними діаграмами (картами) Карно.

В 1953 році Моріс Карно запропонував систему графічного представлення (карти Карно) й спрощення булевих виразів. При мінімізації логічних функцій в карті Карно обводять прямокутними контурами всі одиниці й далі записують мінімізовану функцію у вигляді суми логічних добутоків, які описують ці контури.

Еталонні карти Карно для булевих функцій чотирьох і п'яти змінних зображені на рис. 1. Кожна клітинка діаграми відповідає набору змінних булевих функцій згідно з таблицею істинності. Карта заповнюється за допомогою таблиці істинності чи логічних виразів ДДНФ або ДКНФ.

В клітку діаграми записується одиниця, якщо булева функція на цьому наборі дорівнює одиниці. Нульові визначення булевих функцій на діаграмі не записуються.

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 104 / 75

$x_3 x_4$		00	01	11	10
$x_1 x_2$	00	0	1	3	2
	01	4	5	7	6
	11	12	13	15	14
	10	8	9	11	10

$x_3 x_4 x_5$		000	001	011	010	110	111	101	100
$x_1 x_2$	00	0	1	3	2	6	7	5	4
	01	8	9	11	10	14	15	13	12
	11	24	25	27	26	30	31	29	28
	10	16	17	19	18	22	23	21	20

Рис. 4.1 Карти Карно для функцій чотирьох і п'яти змінних

При проведенні контурів притримуються правил:

- 1) контур повинний бути прямокутним;
- 2) всередині контуру повинні бути тільки клітини, заповненні одиницями;
- 3) число клітин, які знаходяться всередині контуру, повинно бути цілою степеню числа 2, тобто можна об'єднувати $1, 2, 4, 8, \dots, 2^k$ членів;
- 4) одні й ті ж клітини, заповнені одиницями, можуть входити в декілька контурів, тобто контури можуть пересікатись;
- 5) при проведенні контурів самий нижній й самий верхній рядки таблиці вважаються сусідніми, теж само - для крайнього лівого й крайнього правого стовпців;
- 6) число контурів повинно бути як можна меншим, а самі контури як можна більшими.
- 7) Кожен член МДНФ містить лиш ті аргументи, які для кожного контура мають значення або без інверсії або з інверсією.
- 8) Число кон'юнктивних членів в МДНФ рівне сумі об'єднань клітин.

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 104 / 76

Невизначені набори змінних – це вершини кубів, значення яких несуттєве для карт Карно. Інакше кажучи, це ті набори змінних, які не використовуються при побудові цифрового автомату (ЦА). Звичайно їх клітини в картах Карно якимось позначають, наприклад, символом *. При побудові двійково-десяткових кодів використовують десять наборів чотирьох змінних від 0000 до 1001, а інші шість не використані, тому ці вершини можуть мати різні значення, тобто вони невизначені.

При мінімізації невизначені вершини можна визначити самостійно на свій розсуд. Для цього вершини, відзначені символом *, змінюють, привласнюючи їм значення 1 або 0, підвищуючи ефективність мінімізації функції.

Дуже часто це спрощує процес мінімізації, тому що додавання, наприклад, одиниць до наборів, що вже визначені, дозволяє включати в контур покриття більше число одиниць, зменшуючи при цьому число змінних у МДНФ. Визначення невикористаних наборів при мінімізації функції нулями також спрощує мінімальну КНФ функції. Якщо функція має m невизначених наборів змінних, то може бути $2m$ варіантів рішення задачі її визначення. Бажано зупинитися на варіанті, що дає найбільший ефект при мінімізації.

На рис.12.2 наведений приклад використання невизначених вершин для мінімізації функції

$$f(x) = \overline{x_1} \overline{x_2} x_3 + \overline{x_1} x_2 x_3 + x_1 x_2 x_3.$$

Приведено два варіанта рішення мінімізації функції. Приклад показує, що третій варіант мінімізації (функція f_2) кращий.

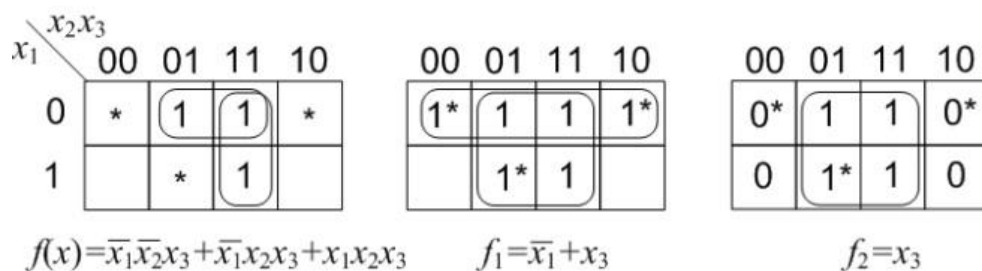


Рис. 12.2 Використання невизначених вершин у картах Карно

Методику мінімізації розглянемо на прикладі булевої функції, заданої таблицею істинності (табл.12.2)..

Таблиця 12.2

Номер набору	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
F	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
Номер набору	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
F	1	1	0	0	1	1	0	1	0	*	0	0	1	0	0	0

Нанесемо дану функцію на карту Карно (рис.12.3).

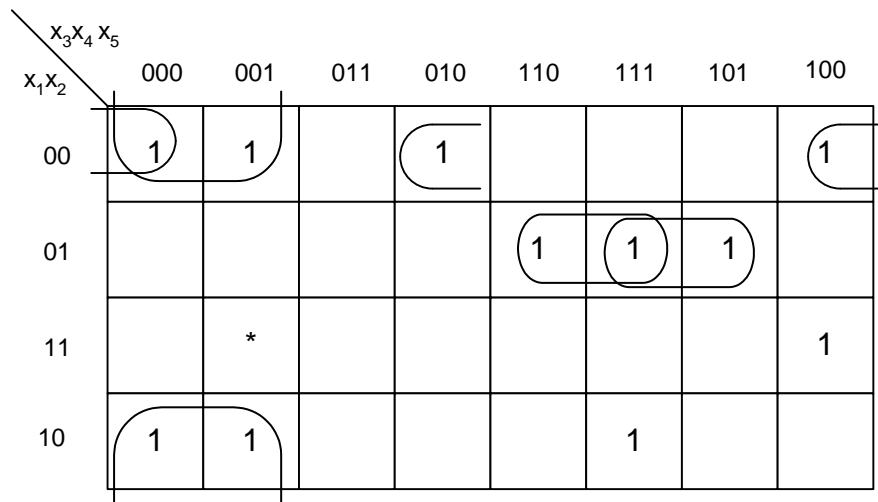


Рис. 12.3. Приклад мінімізації за методом карт Карно

Після мінімізації отримаємо:

$$F = \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_5 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_4 \bar{x}_5 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_5 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 \bar{x}_5 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 \bar{x}_5$$

На рис.12.4 наведена електрична принципова схема булевої функції, заданої таблицею істинності.

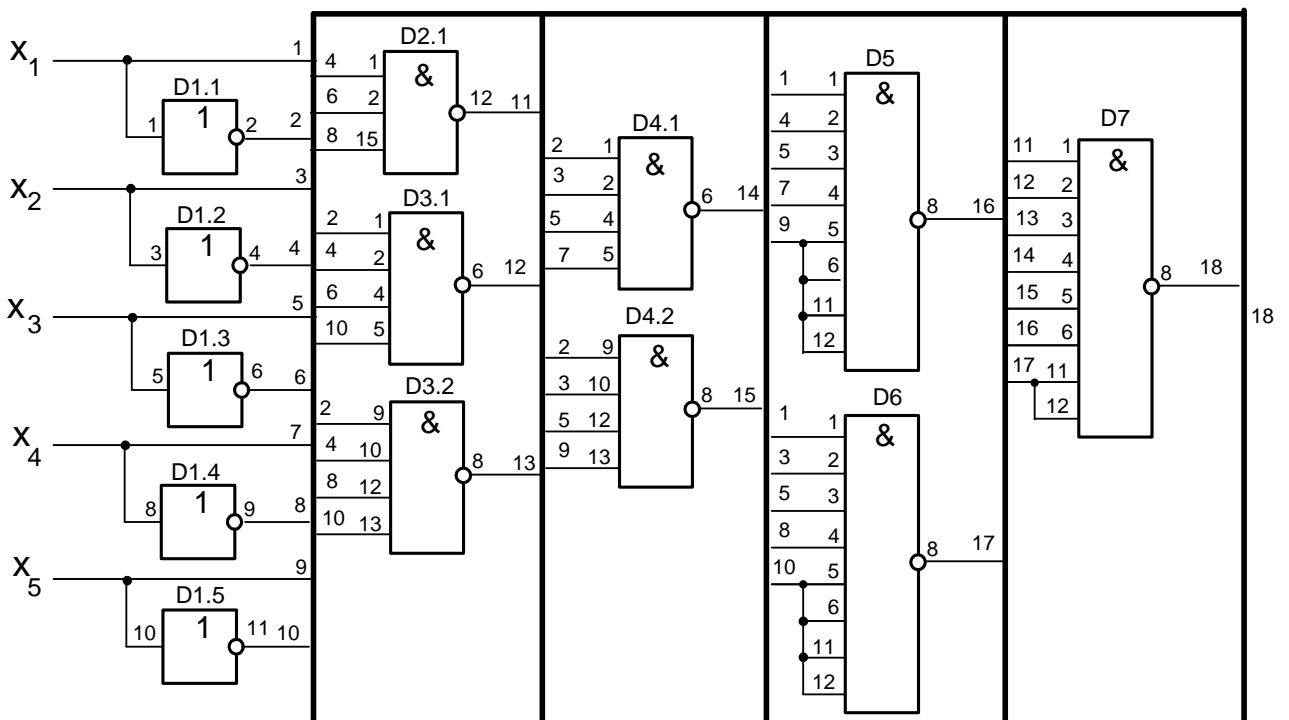


Рис.12.4 Електрична принципова схема булевої функції, заданої таблицею істинності 12.2

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 104 / 78

Практичне заняття №13

Синтез перетворювача кодів

Постановка завдання

1. Згідно з заданим викладачем варіантом код на вході та на виході перетворювача кодів (табл.13.1) записати аналітичний вираз для заданої логічної функції.
2. Виконати мінімізацію за методом карт Карно.
3. Перевести отриманий вираз для мінімальної форми в базис І-НІ для реалізації логічної функції.
4. Вибрати серію мікросхем і типи логічних елементів для реалізації логічної функції.
5. Побудувати принципову електричну схему для реалізації заданої функції.
6. Виконати дослідження перетворювача кодів за допомогою програми Multisim.

Таблиця 13.1

№ варіанту	Код на вході	Код на виході	№ варіанту	Код на вході	Код на виході
1	8421+6	2421	21	Грея	8421+6
2	2421	8421+6	22	8421	8421+6
3	8421+3	8421+6	23	8421	2 з 5
4	8421	2421	24	2421	Грея
5	8421	Грея	25	Грея	2421
6	8421	8421+3	26	2 з 5	8421
7	8421+3	8421	27	7421	2421
8	Грея	8421	28	2 з 5	7421
9	7421	8421	29	2421	2 з 5
10	8421+6	8421	30	8421+3	2 з 5
11	8421+3	7421	31	2 з 5	8421+3
12	8421+3	Грея	32	2 з 5	2421
13	Грея	8421+3	33	Грея	2 з 5
14	7421	8421+3	34	2 з 5	Грея
15	8421+6	7421	35	2421	7421
16	7421	8421+6	36	7421	Грея
17	8421	7421	37	Грея	7421
18	8421+3	2421	38	8421+6	2 з 5
19	2421	8421+3	39	2 з 5	8421+6
20	8421+6	Грея	40	7421	2 з 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 104 / 79

Короткі теоретичні відомості

При розробці засобів обчислювальної техніки виникає необхідність в зміні форми кодованих даних, що може бути виконано за допомогою різних типів перетворювачів кодів. Методику синтезу таких пристроїв розглянемо на прикладі побудови перетворювача коду “2-4-2-1” в код “8-4-2-1”.

Принцип кодування десяткових чисел від 0 до 9 можна зрозуміти, розглянувши табл. 13.2.

Таблиця 13.2. Кодування десяткових чисел в різних кодах

Десяткові цифри	Коди						
	8-4-2-1	8-4-2-1 плюс 3	8-4-2-1 плюс 6	2-4-2-1	7-4-2-1	235	Грея
0	0000	0011	0110	0000	0000	11000	0000
1	0001	0100	0111	0001	0001	00011	0001
2	0010	0101	1000	0010	0010	00101	0011
3	0011	0110	1001	0011	0011	00110	0010
4	0100	0111	1010	0100	0100	01001	0110
5	0101	1000	1011	1011	0101	01010	0111
6	0110	1001	1100	1100	0110	01100	0101
7	0111	1010	1101	1101	1000	10001	0100
8	1000	1011	1110	1110	1001	10010	1100
9	1001	1100	1111	1111	1010	10100	1101

Перетворювач кодів в даному випадку можна розглядати як комбінаційну схему з n входами і m виходами, де n і m – число розрядів відповідно вхідного і вихідного кодів.

Позначимо змінні вхідного коду в заданому прикладі x_4, x_3, x_2, x_1 , а змінні вихідного коду - y_4, y_3, y_2, y_1 . Функціонування перетворювача кодів може бути записано у вигляді табл. 5.3.

У зв'язку з тим, що цікавляться лише десятьма десятковими цифрами, а число наборів для функції чотирьох змінних $N = 2^4 = 16$, на наборах 10-15 функції x_i і y_i не визначаються.

Вихідні функції перетворювача кодів в ДДНФ можна записати у вигляді:

$$y_4 = \bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3x_4 + \bar{x}_1\bar{x}_2x_3x_4 + x_1\bar{x}_2x_3x_4 + x_1x_2\bar{x}_3x_4 + x_1x_2x_3x_4,$$

$$y_3 = \bar{x}_1\bar{x}_2x_3\bar{x}_4 + \bar{x}_1\bar{x}_2x_3x_4 + x_1x_2\bar{x}_3\bar{x}_4 + x_1x_2\bar{x}_3x_4,$$

$$y_2 = \bar{x}_1x_2\bar{x}_3\bar{x}_4 + x_1\bar{x}_2x_3x_4 + x_1x_2\bar{x}_3\bar{x}_4 + x_1x_2\bar{x}_3x_4,$$

$$y_1 = x_1x_2x_3\bar{x}_4 + x_1x_2x_3x_4.$$

Таблиця 13.3

Десяткові числа	Код "2-4-2-1" x_1, x_2, x_3, x_4	Десятковий еквівалент	Код "8-4-2-1" y_1, y_2, y_3, y_4
0	0000	0	0000
1	0001	1	0001
2	0010	2	0010
3	0011	3	0011
4	0100	4	0100
5	1011	11	0101
6	1100	12	0110
7	1101	13	0111
8	1110	14	1000
9	1111	15	1001
10	*****		*****
11	*****		*****
12	*****		*****
13	*****		*****
14	*****		*****
15	*****		*****

Виконаємо мінімізацію за допомогою карт Карно (рис. 13.1).

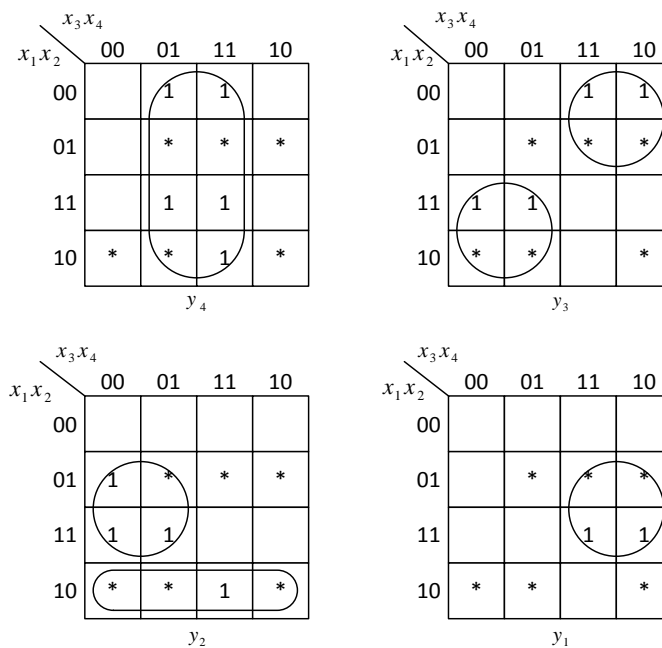


Рисунок 13.1. Карти Карно для перетворювача кодів

В результаті одержимо:

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 104 / 81

$$y_4 = x_4,$$

$$y_3 = x_1 \bar{x}_3 + \bar{x}_1 x_3 = \overline{(x_1 x_3)(x_1 x_3)},$$

$$y_2 = x_2 \bar{x}_3 + x_1 \bar{x}_2 = \overline{(x_2 x_3)(x_1 x_2)},$$

$$y_1 = x_2 x_3 = \overline{\overline{x_2 x_3}}.$$

Принципова схема перетворювача кодів на елементах І- НІ приведена на рис. 13.2.

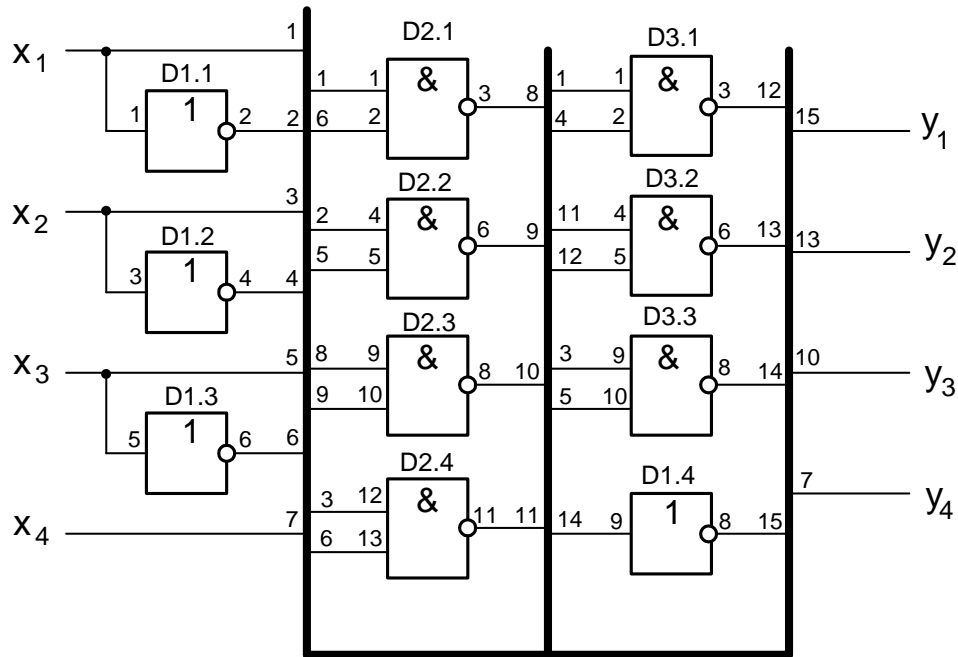


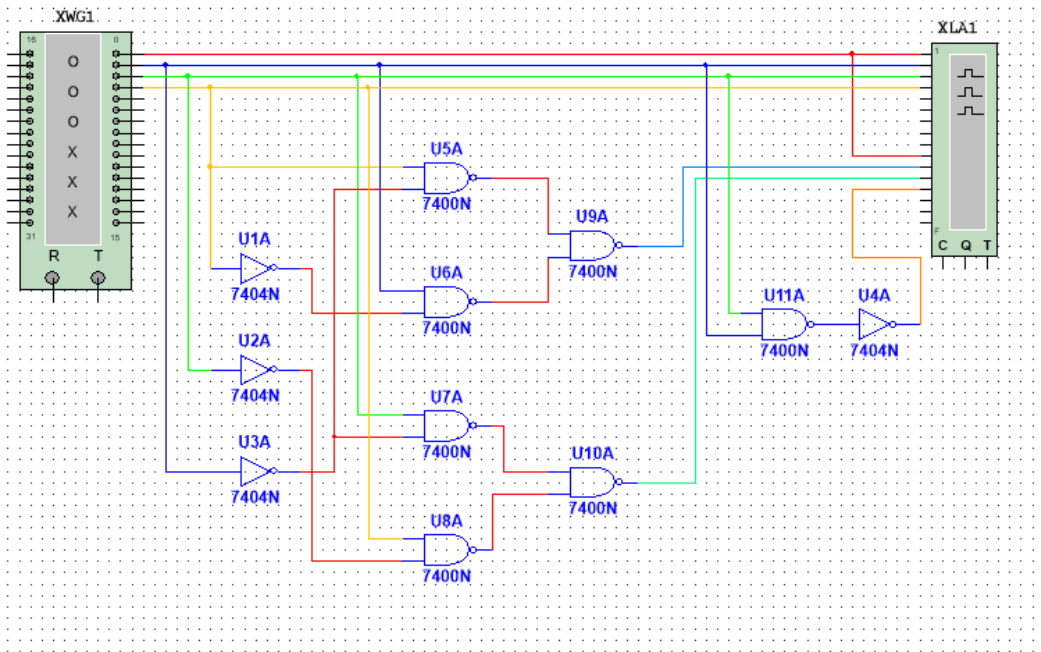
Рисунок 13.2. Принципова схема перетворювача кодів

Якщо наборів, на яких кожен із виходів має одиничне значення, буде більше 5, можна виконати синтез по нульовим наборам, використовуючи для отримання заданої функції елементи І.

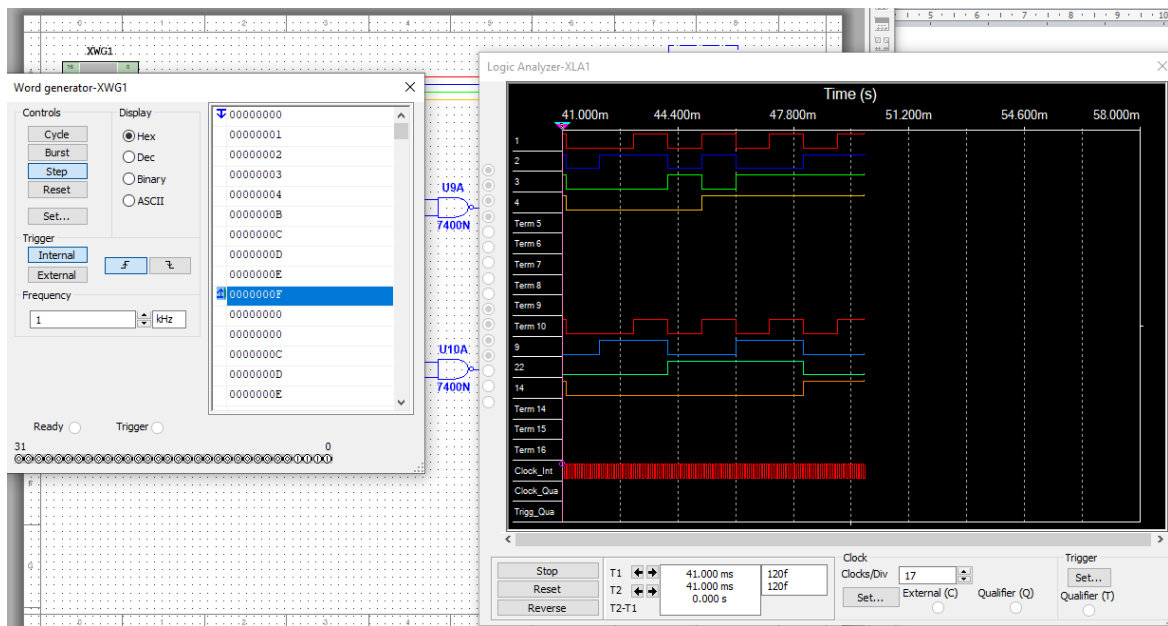
Виконання роботи в програмі Multisim

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 Multisim. Для цього необхідно вибрати розділ на панелі інструментів, 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. Коли схема зібрана і готова до запуску, натисніть кнопку запуску на панелі інструментів.

Приклад роботи програми для перетворювача кодів на логічних схемах малого рівня інтеграції наведено на рис. 13.4.



a)



б)

Рисунок 13.4. Приклад роботи програми

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 104 / 83

Практичне заняття № 14

Синтез лічильників з довільним коефіцієнтом лічби

Постановка завдання

1. Згідно з вказаним викладачем варіантом синтезуйте схему на основі заданого типу тригера, яка функціонує в відповідності з графом (рис. 14.3).
2. Згідно з заданим викладачем варіантом (табл.14.4), записати таблицю функціонування лічильника, що синтезується.
3. Визначити функції збудження для кожного тригера, використовуючи табл. 14.1.
4. Використовуючи карту Карно для 4-х змінних, виконати мінімізацію для запису мінімальної форми функції збудження для кожного тригера.
5. Перевести отриманий вираз для мінімальної форми в базис І-НІ для реалізації тригерної структури.
6. Вибрати серію мікросхем і типи логічних елементів для реалізації функції збудження для кожного тригера.
7. Побудувати принципову електричну схему для реалізації лічильника.
8. Побудувати часову діаграму роботи лічильника.

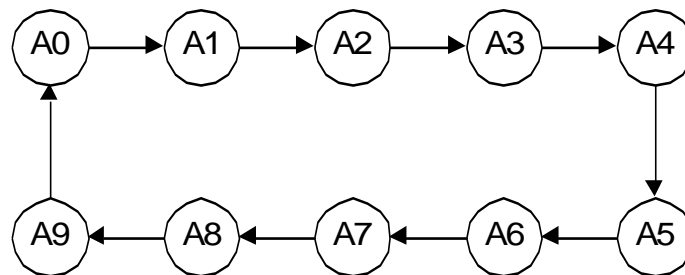


Рис. 14.1 Граф функціонування схеми

Короткі теоретичні відомості

Існує декілька методів синтезу лічильників з довільним коефіцієнтом лічби K , але найбільше застосування знаходить метод синтезу на основі виключення станів, що не використовуються (зайвих), у двійковому лічильнику.

Згідно з цим методом для побудови лічильника з модулем $K \neq 2^n$ беруть двійковий лічильник з модулем $M = 2^n$, розрядність якого $n = \lceil \log_2 K \rceil$, і схемотехнічними методами виключають $L = M - K$ станів, що не використовуються (наприклад, перших чи останніх). Виключення останніх станів, що не використовуються, дозволяє зберегти натуральний порядок лічби.

В таких лічильниках лічба ведеться звичайним способом до досягнення коду $K-1$. Наступним вхідним імпульсом послідовність переходів лічильника переривається і лічильник обнуляється.

Методику побудови лічильників з недвійковим модулем лічби розглянемо на прикладі декадного лічильника з $K=10$ на основі використання $J-K$ тригерів.

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 104 / 84

Таблиця 14.1 Завдання на синтез лічильника

Номер варіанту	Тип тригера	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9
1	JK	0	2	3	4	6	16	17	18	19	20
2	D	1	5	6	7	8	9	13	14	30	31
3	JK	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
4	D	0	5	4	3	8	11	16	19	18	20
5	JK	31	30	29	28	27	0	1	2	3	4
6	D	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
7	JK	30	28	26	24	22	20	18	16	14	12
8	D	3	6	9	12	15	18	21	24	27	30
9	JK	0	31	30	28	25	20	21	22	23	24
10	D	4	5	6	12	13	14	20	21	22	30
11	JK	10	12	11	13	15	14	16	18	17	19
12	D	31	28	26	25	24	20	18	16	14	10
13	JK	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
14	D	10	9	8	7	6	26	27	28	29	30
15	JK	6	5	4	3	2	1	0	31	30	29
16	D	1	2	3	4	5	16	17	18	21	22
17	JK	2	3	6	7	10	9	13	14	31	30
18	D	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
19	JK	3	2	1	5	8	11	17	19	18	21
20	D	30	29	28	26	27	0	1	5	3	4
21	JK	4	5	7	10	12	15	16	18	20	21
22	D	30	26	22	24	21	20	18	16	15	14
23	JK	30	6	9	12	15	28	26	24	22	20
24	D	10	30	31	28	25	20	21	22	23	25
25	JK	4	5	6	7	14	11	20	21	22	29
26	D	10	12	11	15	14	13	16	18	17	20
27	JK	30	28	27	26	24	20	18	16	15	17
28	D	20	11	12	13	31	15	16	17	18	10
29	JK	13	9	8	7	11	26	27	28	29	31
30	D	0	1	2	3	4	27	28	29	30	31

Таблиця функціонування декадного лічильника імпульсів може бути зображена у такому вигляді (табл.14.2).

Синтез функцій збудження кожного тригера можна провести методом, аналогічним розглянутому на практичному занятті «Синтез тригерної структури», з використанням таблиці 14.1.

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 104 / 85

Таблиця 14.2 Таблиці переходів для різних типів тригерів

Q^t	Q^{t+1}	Тип тригера					
		D	T	$R-S$		$J-K$	
		D^t	T^t	R^t	S^t	J^t	K^t
0	0	0	0	*	0	0	*
0	1	1	1	0	1	1	*
1	0	0	1	1	0	*	1
1	1	1	0	0	*	*	0

Визначення функції збудження проведемо для старшого тригера лічильника Q_3 . З табл. 14.1 випишемо стовпці Q_3^t і Q_3^{t+1} , які відповідають початковому і наступному значенням Q_3 , і занесемо їх в ліву частину таблиці 14.3.

Таблиця 14.3 Таблиця функціонування декадного лічильника

Число вхідних імпульсів	Початковий стан				Наступний стан			
	Q_3^t	Q_2^t	Q_1^t	Q_0^t	Q_3^{t+1}	Q_2^{t+1}	Q_1^{t+1}	Q_0^{t+1}
0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0	0	1	1
3	0	0	1	1	0	1	0	0
4	0	1	0	0	0	1	0	1
5	0	1	0	1	0	1	1	0
6	0	1	1	0	0	1	1	1
7	0	1	1	1	1	0	0	0
8	1	0	0	0	1	0	0	1
9	1	0	0	1	0	0	0	0

В рядки правої частини таблиці 14.3 запишемо необхідні значення сигналів на входах J і K тригера, які забезпечать заданий перехід (див. табл. 14.1).

Для одержання аналітичних виразів функцій збудження тригера використаємо карти Карно, записуючи в них дані правої частини табл. 3. Для функцій J_3 і K_3 карти мають вигляд, зображений на рис.14.1.

Таблиця 14.4 Визначення функції збудження старшого тригера лічильника Q_3

N	Q_3^t	Q_3^{t+1}	J^t	K^t
0	0	0	0	*
1	0	0	0	*
2	0	0	0	*
3	0	0	0	*
4	0	0	0	*
5	0	0	0	*
6	0	0	0	*
7	0	1	1	*
8	1	1	*	0
9	1	0	*	1

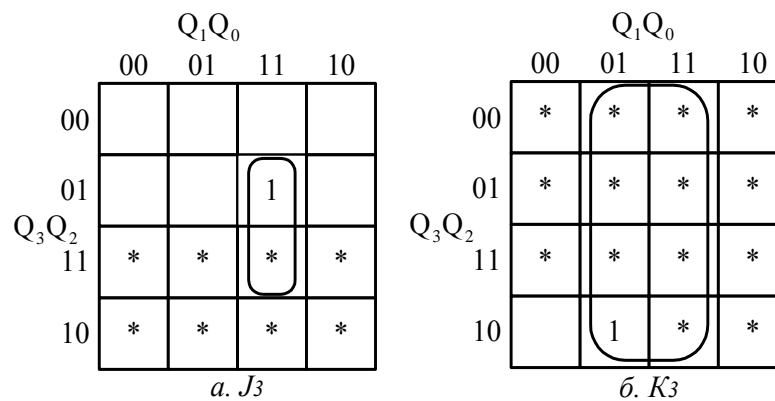


Рис.14.1. Карти Карно для функцій J_3 і K_3

Значення функцій J_3 і K_3 в станах, які не використовуються, помічені значком *.

З рис. 1 отримаємо:

$$J_3 = Q_2 Q_1 Q_0, \quad (14.1)$$

$$K_3 = Q_0.$$

Аналогічним методом можна отримати функції збудження для решта тригерів лічильника:

$$J_2 = K_2 = Q_1 Q_0,$$

$$J_1 = K_1 = \overline{Q_3} Q_0, \quad (14.2)$$

$$J_0 = K_0 = 1.$$

Використовуючи (14.1) і (14.2) можна побудувати схему декадного лічильника (рис.14.2).

При побудові схеми враховано, що для універсального J-K тригера

$$J_i = J_1 \cdot J_2 \cdot J_3 \text{ і } K_i = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3.$$

Це дає змогу обійтись без додаткових логічних елементів при реалізації виразів (14.1) і (14.2).

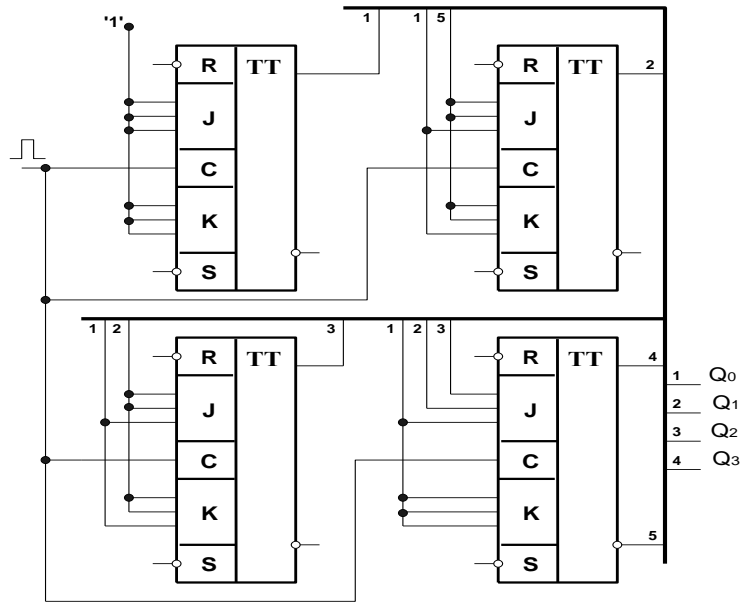
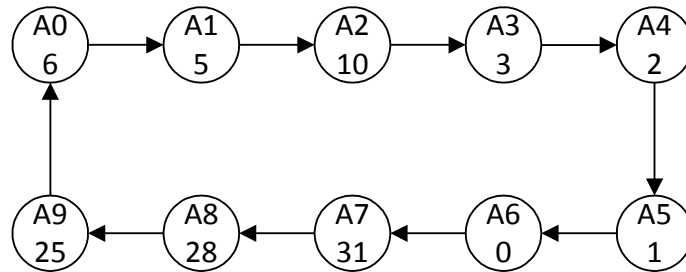


Рис.14.2. Функціональна схема декадного лічильника

Приклад виконання

Згідно з вказаним викладачем варіантом синтезуйте схему на основі заданого типу тригера, яка функціонує в відповідності з графом. Побудуйте часову діаграму її роботи та принципову електричну схему, використовуючи елементи серії К155, К555 (або аналогічних серій).



Номер вар-ту	Тип тр-ру	A0	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9
32	D	6	5	10	3	2	1	0	31	28	25

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 104 / 88

Складаємо таблицю функціонування.

Стан A_i	Початковий стан					Наступний стан				
	Q_4^T	Q_3^T	Q_2^T	Q_1^T	Q_0^T	Q_4^{T+1}	Q_3^{T+1}	Q_2^{T+1}	Q_1^{T+1}	Q_0^{T+1}
6	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1
5	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
10	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1
3	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0
2	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
31	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
28	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1
25	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0

Визначимо функції збудження

Стан	Q_4			Q_3			Q_2			Q_1			Q_0		
	Q_4^T	Q_4^{T+1}	D_4	Q_3^T	Q_3^{T+1}	D_3	Q_2^T	Q_2^{T+1}	D_2	Q_1^T	Q_1^{T+1}	D_1	Q_0^T	Q_0^{T+1}	D_0
6	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1
5	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0
10	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
31	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0
28	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
25	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0

Використовуючи карти Карно для 5-х змінних, виконаємо мінімізацію для запису мінімальної форми функцій збудження.

Для D_4 :

	$Q_2 Q_1 Q_0$	000	001	011	010	110	111	101	100
$Q_4 Q_3$	00	1					*		*
	01	*	*	*		*	*	*	*
	11	*		*	*	*	1	*	1
	10	*	*	*	*	*	*	*	*

$$D_4 = \overline{Q_1} \overline{Q_0} + Q_4 Q_2$$

Для D_3 :

	Q_2	Q_1	Q_0										
Q_4	Q_3			000	001	011	010	110	111	101	100		
	00			1					*	1	*		
	01			*	*	*		*	*	*	*		
	11			*		*	*	*	1	*	1		
	10			*	*	*	*	*	*	*	*		

$$D_3 = \overline{Q_1} \overline{Q_0} + Q_2 Q_0$$

Для D_2 :

	Q_2	Q_1	Q_0										
Q_4	Q_3			000	001	011	010	110	111	101	100		
	00			1				1	*		*		
	01			*	*	*		*	*	*	*		
	11			*	1	*	*	*	1	*			
	10			*	*	*	*	*	*	*	*		

$$D_2 = Q_4 \overline{Q_2} + Q_2 Q_1 + \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_0}$$

Для D_1 :

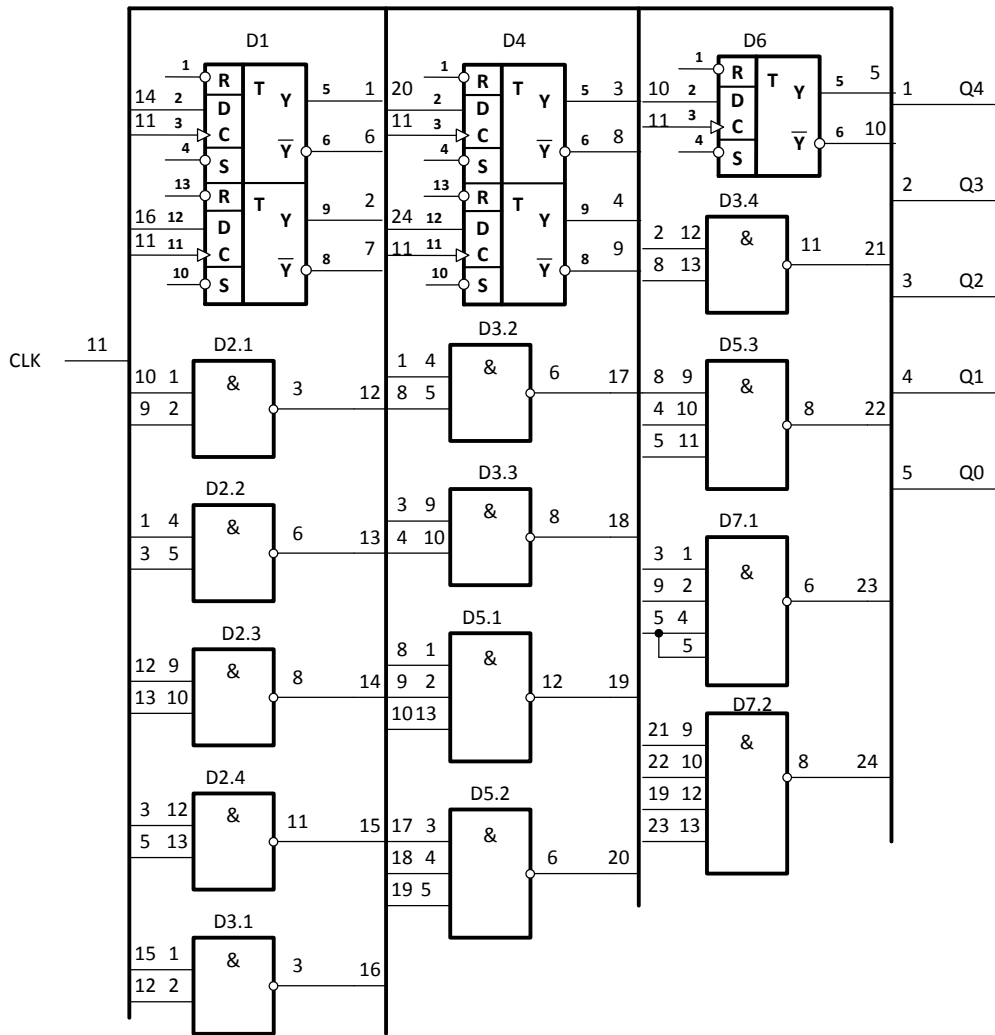
	Q_2	Q_1	Q_0										
Q_4	Q_3			000	001	011	010	110	111	101	100		
	00			1		1			*	1	*		
	01			*	*	*	1	*	*	*	*		
	11			*	1	*	*	*		*			
	10			*	*	*	*	*	*	*	*		

$$D_1 = Q_3 \overline{Q_2} + \overline{Q_2} Q_1 Q_0 + \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_0} + Q_2 \overline{Q_1} Q_0$$

Для D_0 :

	Q_2	Q_1	Q_0										
Q_4	Q_3			000	001	011	010	110	111	101	100		
	00			1			1	1	*		*		
	01			*	*	*	1	*	*	*	*		
	11			*		*	*	*		*	1		
	10			*	*	*	*	*	*	*	*		

$$D_0 = \overline{Q_0}$$



D1,D4,D6 – K555TM2, D2,D3 – K555JA3, D5 – K555JA4, D7 – K555JA1

Рис.14.3 Схема

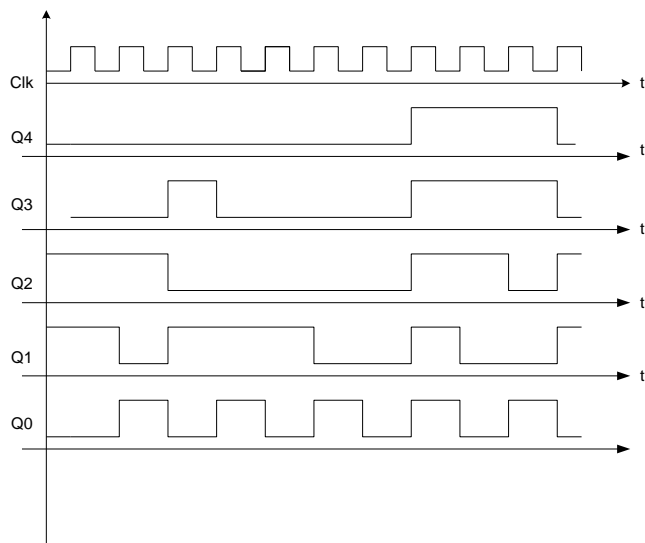


Рис.14.4 Часова діаграма роботи схеми

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 104 / 91

Практичне заняття № 15

Розробка модуля пам'яті на ОЗП і ПЗП

Постановка задачі

1. Використовуючи вказаний тип мікросхем (табл.15.1), розробіть електричні принципи схеми блоків оперативного запам'ятовуючого пристрою (ОЗП) та постійного запам'ятовуючого пристрою (ПЗП) заданої ємності.
2. Наведіть умовне графічне позначення заданої мікросхеми ОЗП і призначення виводів (взяти із довідника).
3. Наведіть електричні характеристики заданого ОЗП (взяти із довідника).
4. Електрична принципова схема для реалізації модуля ОЗП.
5. Наведіть умовне графічне позначення заданої мікросхеми ПЗП і призначення виводів (взяти із довідника).
6. Наведіть електричні характеристики заданого ПЗП (взяти із довідника).
7. Електрична принципова схема для реалізації модуля ПЗП

Таблиця 15.1

Номер варіанту	Ємність	Тип мікросхем	
		ОЗП	ПЗП
1	4к x 8	K541PY1	K556PT13
2	8к x 8	K132PY1	K556PT13
3	16к x 8	K537PY3	K556PT15
4	32к x 8	K537PY3	K556PT6
5	64к x 8	K537PY2	K558PP3
6	4к x 16	K541PY2	K541PT1
7	8к x 16	K537PY4	K556PT13
8	16к x 16	K500PY415	K556PT15
9	32к x 16	K541PY1	K556PT7
10	64к x 16	K537PY10	K556PT13

Короткі теоретичні відомості

Методика побудови пристроїв пам'яті заданої ємності

Серійні мікросхеми пам'яті розраховані на використання в вузлах оперативної пам'яті (ОЗП або RAM) і вузлах постійної пам'яті (ПЗП або ROM). Їх ємність визначається розрядністю шини адреси і шини даних. Умовне зображення мікросхем ОЗП і ПЗП наведені на рис. 15.2 (а і б).

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 104 / 92

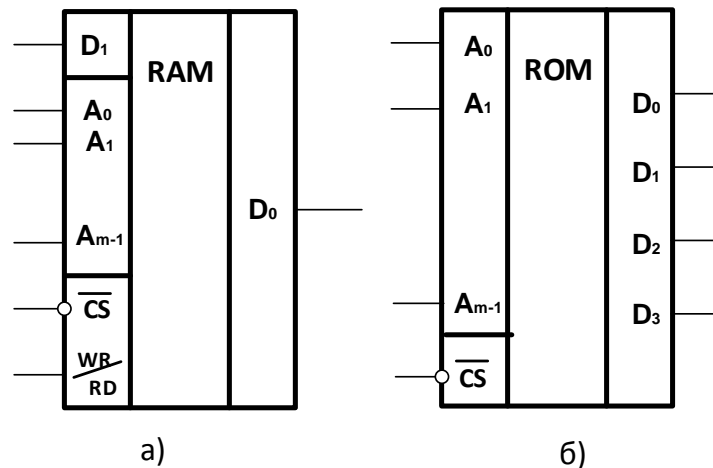


Рис. 15.2. Умовне графічне зображення мікросхем RAM і ROM

Для практичного використання ємності однієї мікросхеми ОЗП або ПЗП майже завжди недостатньо, тому виникає необхідність об'єднання декількох мікросхем з метою нарощування розрядності і ємності.

Для нарощування розрядності вузла ЗП при використанні однотипних мікросхем пам'яті малої розрядності необхідно організувати лінійку мікросхем, на адресні шини яких паралельно подати код з шини адреси ША. На входи управління вказаних мікросхем необхідно також паралельно подати задані сигнали керування \overline{CS} , $\overline{WR/RD}$. Інформаційні входи всіх мікросхем лінійки об'єднуються в відповідну вхідну шину інформації $\text{Ш}_{\text{вх}}$, а інформаційні виходи – у відповідну вихідну шину інформації $\text{Ш}_{\text{вих}}$. При цьому розрядність вхідної і вихідної шини інформації дорівнює сумі відповідних розрядів мікросхем (рис. 15.3).

Для нарощування ємності вузла ЗП необхідно виконати з'єднання K лінійок заданої розрядності. При цьому відповідні розряди формацийних шин $\text{Ш}_{\text{вх}}$ і $\text{Ш}_{\text{вих}}$ з'єднуються паралельно. Розряди шин адреси повинні підключатися так, щоби кожна група кодів адреси відповідала своїй лінійці. Для цього можуть бути використані старші розряди адреси, які за допомогою дешифратора можна використати для вибірки конкретної лінійки. Можливий варіант організації такого управління для чотирьох лінійок зображений на рис. 3. Тут значення двох старших розрядів $(m+2)$ розрядної ША забезпечують звернення до любої з чотирьох лінійок. Решта m розрядів ША подаються паралельно на адресні входи всіх мікросхем лінійок. При цьому любий n -розрядний код буде адресувати відповідну комірку пам'яті кожної мікросхеми пам'яті у всіх лінійках, а вибиратись буде n -розрядне слово з тієї лінійки, на яку подається сигнал вибірки \overline{CS} з відповідного виходу дешифратора.

Для забезпечення надійної роботи вузла пам'яті в його структуру можуть бути введені регістри по шині адреси і шинах інформації.

Синтезована таким чином схема оформляється у вигляді схеми електричної принципової блока ЗП з додержанням вимог стандартів на побудову електричних схем.

Послідовність дій розглянемо на прикладі побудови модуля пам'яті ОЗП і ПЗП ємністю $16\text{к} \times 32$. Модуль ОЗП виконати на мікросхемі ОЗП – $K537\text{PY}3$ (рис. 15.5). Модуль ПЗП виконати на мікросхемі ПЗП – $K556\text{PT}13$ (рис. 15.6).

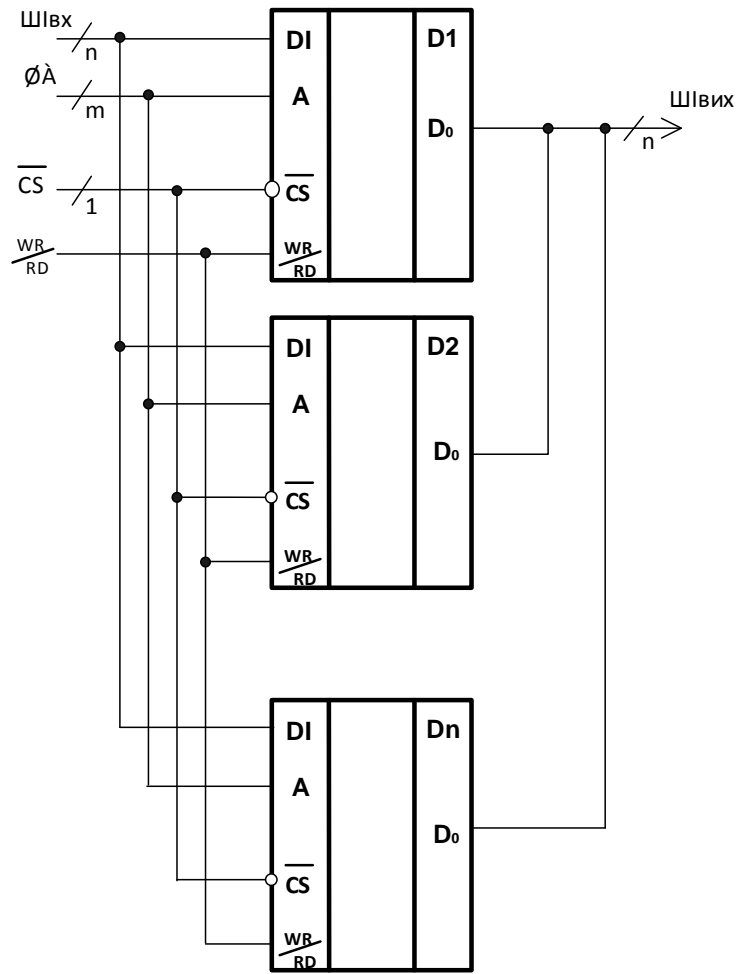


Рис. 15.3. Схема нарощування розрядності

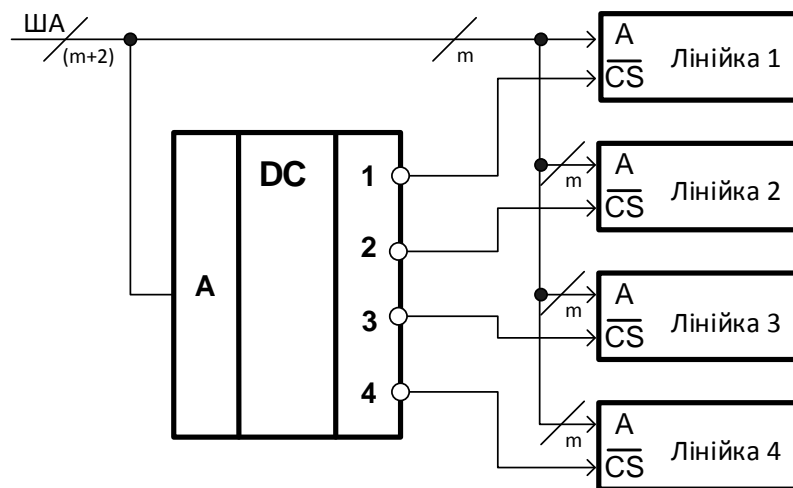


Рис. 15.4. Структурна схема блоку пам'яті

Кількість мікросхем, що необхідно для побудови модуля пам'яті, визначається за формулою:

Житомирська політехніка	МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРЬКА ПОЛІТЕХНІКА» Система управління якістю відповідає ДСТУ ISO 9001:2015	Ф-20.09- 05.02/2/152.00.1Б/ОК14- 2020
	Екземпляр № 1	Арк 104 / 94

$$N = \frac{V_{\text{задане}}}{V_{\text{МС}}}$$

Мікросхема ОЗП – К537РУЗ має ємність 4к х 1. Для виконання блоку ОЗП потрібно

$$N = \frac{V_{\text{задане}}}{V_{\text{МС}}} = \frac{16\text{к} \cdot 32}{4\text{к} \cdot 1} = 4 \cdot 32 = 128 \text{ мікросхем, об'єднаних в 4 лінійки по 32 мікросхеми в}$$

кожній.

Мікросхема ПЗП – К556РТ13 має ємність 1к х 4. Для виконання блоку ПЗП потрібно

$$N = \frac{V_{\text{задане}}}{V_{\text{МС}}} = \frac{16\text{к} \cdot 32}{1\text{к} \cdot 4} = 16 \cdot 8 = 128 \text{ мікросхем, об'єднаних в 16 лінійок по 8 мікросхем в кожній.}$$

Електрична принципова схема модуля ОЗП наведена на рис. 15.7.

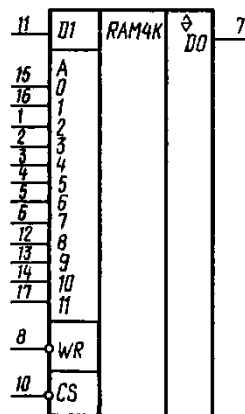


Рис. 15.5. Умовне графічне позначення ОЗП – К537РУЗ

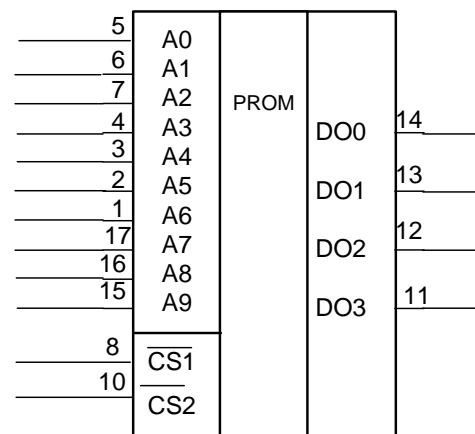


Рис. 15.6. Умовне графічне позначення ОЗП – К556РТ13

Електрична принципова схема модуля ОЗП наведена на рис. 15.7, а модуля ПЗП – на рис. 15.8.

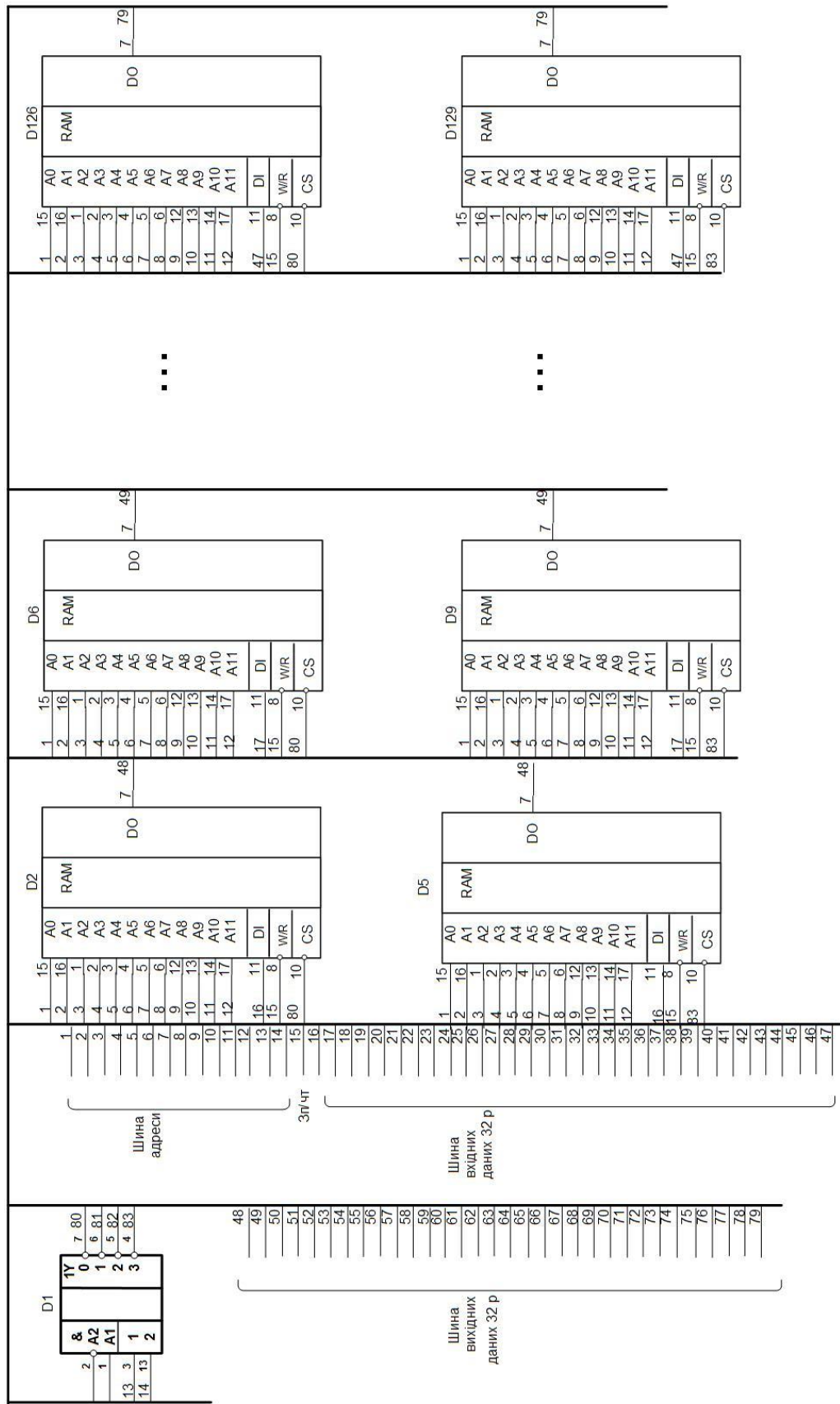


Рис. 15.7. Електрична принципова схема для реалізації модуля ОЗП

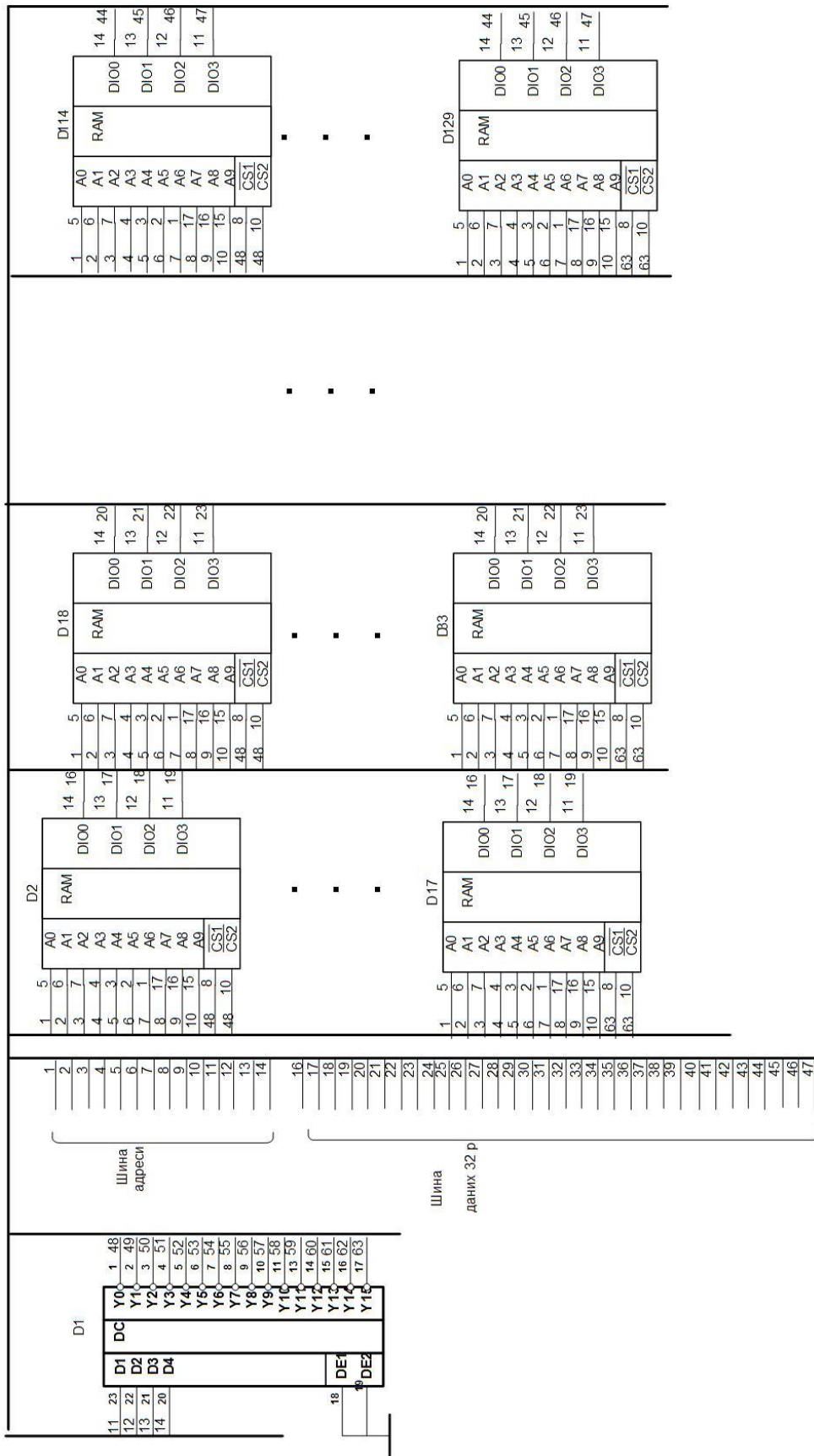


Рис. 15.8. Електрична принципова схема для реалізації модуля ПЗП

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 104 / 97

Практичне заняття № 16

Програмування арифметичних операцій в мікроконтролері з CISC архітектурою

Постановка завдання

Розробіть алгоритм, складіть блок-схему алгоритму роботи і напишіть програму на мові Асемблера для обчислення виразу згідно варіанту, заданого в таблиці 16.1, використовуючи системи команд, що подані у таблиці 16.2.

Таблиця 16.1. Дані для виконання роботи

1)	$X = \begin{cases} \frac{a-b}{a} + 1, & \text{якщо } a < b, \\ 25, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{a-5}{b}, & \text{якщо } a > b; \end{cases}$	16)	$X = \begin{cases} \frac{a-b}{a} - 3, & \text{якщо } a > b, \\ 2, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{a^3+1}{b}, & \text{якщо } a < b; \end{cases}$
2)	$X = \begin{cases} \frac{b}{a+5}, & \text{якщо } a < b, \\ -5, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{a*a-b}{b}, & \text{якщо } a > b; \end{cases}$	17)	$X = \begin{cases} \frac{a}{b} + 10, & \text{якщо } a < b, \\ -51, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{a*b-4}{a}, & \text{якщо } a > b; \end{cases}$
3)	$X = \begin{cases} \frac{a}{b} - 1, & \text{якщо } a > b, \\ -25, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{b^2-5}{a}, & \text{якщо } a < b; \end{cases}$	18)	$X = \begin{cases} \frac{a-3}{b} + 7, & \text{якщо } a > b, \\ -32, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{b^2+a}{a}, & \text{якщо } a < b; \end{cases}$
4)	$X = \begin{cases} 5 * \frac{b}{a} + b, & \text{якщо } a > b, \\ -15, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{b-5}{a}, & \text{якщо } a < b; \end{cases}$	19)	$X = \begin{cases} \frac{a*b-1}{a}, & \text{якщо } a > b, \\ 43, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{a-5}{b}, & \text{якщо } a < b; \end{cases}$
5)	$X = \begin{cases} 1 - \frac{b}{a}, & \text{якщо } a > b, \\ -10, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{a-5}{b}, & \text{якщо } a < b; \end{cases}$	20)	$X = \begin{cases} \frac{a}{b} + 31, & \text{якщо } a > b, \\ -17, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{5*b-1}{a}, & \text{якщо } a < b; \end{cases}$
6)	$X = \begin{cases} \frac{2+b}{a}, & \text{якщо } a > b, \\ -2, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{a-5}{b}, & \text{якщо } a < b; \end{cases}$	21)	$X = \begin{cases} \frac{b}{a} + 1, & \text{якщо } a < b, \\ 7, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{a^3-5}{b}, & \text{якщо } a > b; \end{cases}$
7)	$X = \begin{cases} \frac{b}{a} + 61, & \text{якщо } a > b, \\ -5, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{b-a}{b}, & \text{якщо } a < b; \end{cases}$	22)	$X = \begin{cases} \frac{a}{b} + 1, & \text{якщо } a > b, \\ -2, & \text{якщо } a = b, \\ \frac{a-b}{a}, & \text{якщо } a < b; \end{cases}$

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 104 / 98

8)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{3 * a - 5}{b}, \text{ якщо } a < b, \\ -4, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{a^3 + b}{a}, \text{ якщо } a > b; \end{array} \right\}$	23)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{b}{a} - 1, \text{ якщо } a < b, \\ -39, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{a - 23}{b}, \text{ якщо } a > b; \end{array} \right\}$
9)	$X = \left\{ \begin{array}{l} 2 * \frac{a}{b} + 1, \text{ якщо } a > b, \\ -17, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{b + 5}{a}, \text{ якщо } a < b; \end{array} \right\}$	24)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{a}{b} + 1, \text{ якщо } a > b, \\ a + 25, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{a * b - 2}{a}, \text{ якщо } a < b; \end{array} \right\}$
10)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{b}{a} + 10, \text{ якщо } a > b, \\ 34, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{2 * a - 5}{b}, \text{ якщо } a < b \end{array} \right\}$	25)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{a * a - b}{a}, \text{ якщо } a > b, \\ -a, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{a * b - 1}{b}, \text{ якщо } a < b; \end{array} \right\}$
11)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{b + 1}{a}, \text{ якщо } a > b, \\ -b, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{a - 5}{b}, \text{ якщо } a < b; \end{array} \right\}$	26)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{a}{b} - 1, \text{ якщо } a < b, \\ 25 - a, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{b - 5}{a}, \text{ якщо } a > b; \end{array} \right\}$
12)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{b}{a} + 2, \text{ якщо } a > b, \\ -11, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{a - 8}{b}, \text{ якщо } a < b; \end{array} \right\}$	27)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{a}{b} + 2, \text{ якщо } a > b, \\ 8, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{b - 9}{a}, \text{ якщо } a < b \end{array} \right\}$
13)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{b + 5}{a}, \text{ якщо } a < b, \\ -5, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{b - 5}{b}, \text{ якщо } a > b; \end{array} \right\}$	28)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{a}{b} + 1, \text{ якщо } a < b, \\ -71, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{a - b}{a}, \text{ якщо } a > b; \end{array} \right\}$
14)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{b}{a} - 7, \text{ якщо } a > b, \\ 41, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{a^3 - b}{b}, \text{ якщо } a < b; \end{array} \right\}$	29)	$X = \left\{ \begin{array}{l} -5 + \frac{b}{a}, \text{ якщо } a > b, \\ 56, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{3 * a - 6}{b}, \text{ якщо } a < b; \end{array} \right\}$
15)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{b}{a} - 3, \text{ якщо } a > b, \\ -18, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{7 * a + 12}{b}, \text{ якщо } a < b; \end{array} \right\}$	30)	$X = \left\{ \begin{array}{l} \frac{a}{b} - 4, \text{ якщо } a < b, \\ -63, \text{ якщо } a = b, \\ \frac{b - 5}{a}, \text{ якщо } a > b; \end{array} \right\}$

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 104 / 99

Таблиця 16.2 - Система команд

Мнемокод	КОП	Мнемокод	КОП	Мнемокод	КОП
ACALL 0xxH	11	AJMP 5XXH	A1	DA A	D4
ACALL 1xxH	31	AJMP 6XXH	C1	DEC A	14
ACALL 2xxH	51	AJMP 7XXH	E1	DEC ad	15
ACALL 3xxH	71	ANL A , ad	55	DEC R0	18
ACALL 4xxH	91	ANL A, R0	58	DEC R1	19
ACALL 5xxH	B1	ANL A, R1	59	DEC R2	1A
ACAIL 6xxH	D1	ANL A, R2	5A	DEC R3	1B
ACALL 7xxH	FI	ANL A, R3	SB	DEC R4	1C
ADD A, ad	25	ANL A, R4	5C	DEC R5	1D
ADD A, R0	28	ANL A, R5	5D	DEC R6	1E
ADD A , R1	29	ANL A, R6	5E	DEC R7	1F
ADD A, R2	2A	ANL A, R7	5F	DEC @R0	16
ADD A, R3	2B	ANL A, @R0	56	DEC @R1	17
ADD A, R4	2C	ANL A, @R1	57	DIV AB	84
ADD A, R5	2D	ANL A, #d	54	DJNZ ad, rel	D5
ADD A, R6	2E	ANL ad, A	52	DJNZ R0, rel	D8
ADDA, R7	2F	ANL ad, #d	S3	DJNZ R1, rel	D9
ADD A, @R0	26	ANL C, bit	82	DJNZ R2, rel	DA
ADD A, @R1	27	ANL C, /bit	BO	DJNZ R3, rel	DB
ADD A, #d	34	CJNE A, ad, rel	B5	DJNZ R4, rel	DC
ADDC A, ad	35	CJNE A, #d, rel	B4	DJNZ R5, rel	DD
ADDC A, R0	38	CJNE R0, #d, rel	B8	DJNZ R6, rel	DE
ADDC A, R0	39	CJNE R1, #d, rel	B9	DJNZ R7, rel	DF
ADDC A, R0	3A	CJNE R2, #d, rel	BA	INC a	04
ADDC A , R0	3B	CJNE R3, #d, rel	BB	INC ad	05
ADDC A, R0	3C	CJNE R4, #d, rel	BC	INC DPTR	A3
ADDC A, R0	3D	CJNE R5, #d, rel	BD	INC R0	08
ADDC A, R0	3E	CJNE R6, #d , rel	BE	INC R1	09
ADDC A , R0	3F	CJNE R7 , #d, ret	BF	INC R2	0A
ADDC A, @R0	36	CJNE @R0, #d, rel	B6	INC R3	0B
ADDC A, @R1	37	CJNE @R1, #d, rel	B7	INCR4	0C
ADDC A, #d	24	CLR A	E4	INC R5	0D
AJMP 0XXH	01	CLR bit	C2	INC R6	0E
AJMP 1XXH	21	CLR C	C3	INC R7	0F
AJMP 2XXH	41	CPL A	F4	INC @R0	06
AJMP 3XXH	61	CPL bit	B2	INC @R1	07
AJMP 4XXH	81	CPL C	B3	JB bit, rel	20
				JBC bit, rel	10

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 104 / 100

Продовження таблиці 16.2

Мнемокод	КОП	Мнемокод	КОП	Мнемокод	КОП
JC rel	40	MOV ad , @R0	86	MOV R7 , ad	AF
JMP@A+DPTR	73	MOV ad, @R1	87	MOV R7, #d	7F
JNB bit , rel	30	MOV ad, #d	75	MOV @R0 , A	F6
JNC rel	50	MOV ad, ads	85	MOV@R0, ad	A6
JNZrel	70	MOV bit, C	92	MOV@R0, #d	76
JZ rel	60	MOV C, bit	A2	MOV @R1 , A	F7
LCALL ad16	12	MOV DPTR, #dl6	90	MOV@R1, ad	A7
LJMP ad 16	02	MOV R0, A	F8	MOV @R1, #d	77
MOV A , ad	E5	MOV R0, ad	A8	MOVC A,	93
MOV A , R0	E8	MOV R0, #d	78	MOVC A , @+PC	83
MOV A, R1	E9	MOV R1 , A	F9	MOVX A ,	EO
MOV A , R2	EA	MOV R1 , ad	A9	MOVX A, @R0	E2
MOV A , R3	EB	MOV R1 , #d	79	MOVX A, @R1	E3
MOV A , R4	EC	MOV R2, A	FA	MOVX @DPTR,	F0
MOV A , R5	ED	MOV R2, ad	AA	MOVX @R0 , A	F2
MOV A , R6	EE	MOV R2, #d	7A	MOVX @R1, A	F3
MOV A , R7	EF	MOV R3 , A	FB	MUL AB	A4
MOV A , @R0	E6	MOV R3 , ad	AB	NOP	00
MOV A, @R1	E7	MOV R3 , #d	7B	ORL A , ad	45
MOV a , #d	74	MOV R4, A	FC	ORL A , R0	48
MOV ad , A	F5	MOV R4 , ad	AC	ORL A, R1	49
MOV ad , R0	88	MOV R4, #d	7C	ORL A, R2	4A
MOV ad , R1	89	MOV R5, A	FD	ORL A , R3	4B
MOV ad , R2	8A	MOV R5 , ad	AD	ORL A, R4	4C
MOV ad, R3	8B	MOV R5 , #d	7D	ORL A, R5	4D
MOV ad , R4	8C	MOV R6 , A	FE	ORL A, R6	4E
MOV ad , R5	8D	MOV R6, ad	AE	ORL A, R7	4F
MOV ad , R6	8E	MOV R6, #d	7E	ORL A, @R0	46
MOV ad , R7	8F	MOV R7 , A	FF	ORL A , @R0	47
ORL A, #d	44	RRC A	13	SUBB A , R7	9F
ORL ad , A	42	SETB bit	D2	SUBB A , @R0	96
ORL ad , #d	43	setb c	D3	SUBB A, @R1	97
ORL C , bit	72	SJMP rel	80	SWAP A	C4
ORL C, /bit	AO	SUBB A, ad	95	XCH A , ad	C5
POP ad	DO	SUBB A, R0	98	XCH A, R0	C8
PUSH ad	CO	SUBB A, R1	99	XCH A, R1	C9
RET	22	SUBB A , R2	9A	XCH A , R2	CA
RETI	32	SUBB A , R3	9B	XCH A , R3	CB
RL A	23	SUBB A, R4	9C	XCH A , R4	CC
RLC A	33	SUliB A , R5	9D	XCH A , R5	CD
RR A	03	SUBB A, R6	9E	XCH A , R6	CE
XCH A, R7	CF	XRL A, R1	69	XRL A , R7	6F
XCH A, @R0	06	XRL A,	6A	XRL A , @)R0	66
XCH A, @R1	C7	XRL A, R3	6B	XRL A, @R1	67
XCHD A, @R0	D6	XRL A, R4	6C	XRL A, #d	64

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>Арк 10</i>

XCHD A, @R1	D7	XRL A, R5	6D	XRL ad , A	62
XRL A, ad	65	XRL A , R6	6E	XRL ad, #d	63
XRL A, R0	68				

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 104 / 102

ДОДАТОК А

РЯДИ НОМІНАЛЬНИХ ОПОРІВ (ЄМНОСТЕЙ)

ТА ЇХ ДОПУСКІВ

Номінальний 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. Номінальні 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:

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 104 / 103

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

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

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.

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 104 / 104

ДОДАТОК Б

ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Номінальне значення напруги живлення постійного струму (у вольтах – В) повинне обиратися із слідуючого 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.