

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
«УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ХІМІКО-ТЕХНОЛОГІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ»**

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
ДО ЛАБОРАТОРНИХ ЗАНЯТЬ З ДИСЦИПЛІНИ
“АНАЛОГОВІ ТА ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ”**

Дніпропетровськ УДХТУ 2019

ДЕРЖАВНИЙ ВИЩИЙ НАВЧАЛЬНИЙ ЗАКЛАД
«УКРАЇНСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ХІМІКО-ТЕХНОЛОГІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ»

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
ДО ЛАБОРАТОРНИХ ЗАНЯТЬ З ДИСЦИПЛІНИ
“АНАЛОГОВІ ТА ЦИФРОВІ ВИМІРЮВАЛЬНІ ПРИЛАДИ”

Затверджено на засіданні кафедри
автоматизації виробничих процесів.

Протокол № 8 від 15.06.2018

Дніпропетровськ УДХТУ 2019

Методичні вказівки до лабораторних занять з дисципліни “Аналогові та цифрові вимірювальні прилади” / Укл.: Г.І. Манко. – Дніпро: УДХТУ, 2019. – 61 с.

Укладач Г.І. Манко, канд. техн. наук

Відповідальний за випуск Ю.К. Тараненко, д. техн. наук

Навчальне видання
Методичні вказівки
до практичних занять
з дисципліни “Аналогові та цифрові вимірювальні прилади”

Укладач: МАНКО Геннадій Іванович

Редактор Л.М. Тонкошкур
Коректор Л.Я. Гоцуцова

Підп. до друку _____. Формат 60x84 1/16. Папір ксерокс. Друк різнограф.
Умовн.-друк. арк. _____ Облік. – вид. арк. _____ Тираж _____ прим. Зам. № _____
Свідотство ДК №303 від 27.12.2000.

УДХТУ, 49005, Дніпропетровськ-5, пр-т Гагаріна, 8

Видавничо-поліграфічний комплекс ІнКомЦентру

1 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 1

1.1 Найменування і мета роботи

1.1.1 Найменування роботи: «Програма Electronics Workbench».

1.1.2 Мета роботи:

- а) знайомство з програмою Electronics Workbench (EWB);
- б) надбання навичок побудови і аналізу роботи електронних схем.


1.2 Програма Electronics Workbench

1.2.1 Призначення

1.2.1.1 Програма Electronics Workbench є засобом програмної розробки і імітації електричних кіл. Програма містить велику бібліотеку електронних компонентів і дає можливість скласти й досліджувати принципові схеми аналогових та цифрових вимірювальних приладів практично необмеженої складності.

1.2.1.2 Програма має у своєму складі лабораторію віртуальних вимірювальних приладів, яка забезпечує можливість виконання найрізноманітніших видів контролю режимів роботи приладів.

1.2.2 Прилади для проведення вимірів

1.2.2.1 Найпростішими вимірювальними приладами в EWB є вольтметр і амперметр, розташовані в полі індикаторів, яке на панелі компонентів зображується значком .

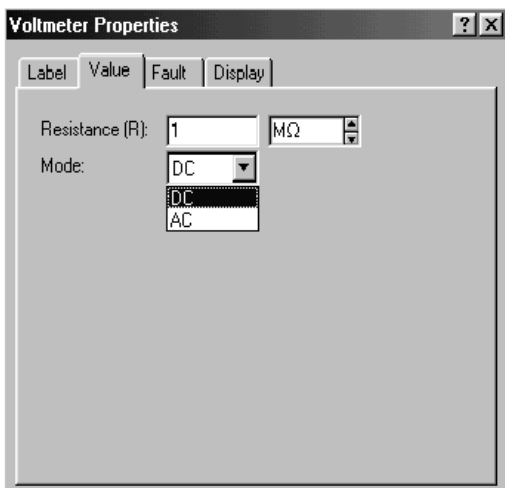
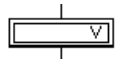


Рис. 1.1

1.2.2.2 Вольтметр



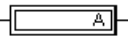
використовується для вимірювання змінної і постійної напруги. Виділена жирною лінією сторона прямокутника відповідає негативній клемі. Подвійним натисканням лівою клавішею миші (ЛКМ) на зображенні вольтметра відкривається діалогове вікно (рис. 1.1) для зміни параметрів вольтметра

Значення внутрішнього опору вводиться з клавіатури в рядку Resistance, вид вимірюваної напруги (опція Mode) вибирається зі списку. При вимірюванні змінної синусоїдної напруги (AC) вольтметр буде показувати діюче значення

напруги U_d , що визначається за формулою

$$U_d = \frac{U_m}{\sqrt{2}},$$

де U_m - амплітудне значення напруги.

1.2.2.3 Амперметр  використовується для виміру змінного та постійного струмів.

Виділена жирною лінією сторона прямокутника відповідає негативній клемі. Подвійним натисканням ЛКМ на зображенні амперметра відкривається діалогове вікно для зміни параметрів амперметра (рис. 1.2).

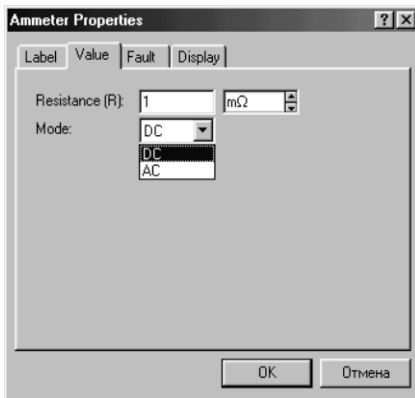


Рис. 1.2

Значення внутрішнього опору вводиться з клавіатури в рядку Resistance, вид вимірюваного струму (опція Mode) вибирається зі списку.

При вимірі змінного синусоїдального струму (AC) амперметр буде показувати його діюче значення I_d .

$$I_d = \frac{I_m}{\sqrt{2}},$$

де I_m - амплітуда змінного струму.

1.2.2.4 Крім описаних амперметра і вольтметра, у Electronics Workbench є сім приладів з чисельними режимами роботи, кожний з яких можна використовувати в схемі тільки один раз. Ці прилади розташовані на панелі приладів (рис. 1.3).

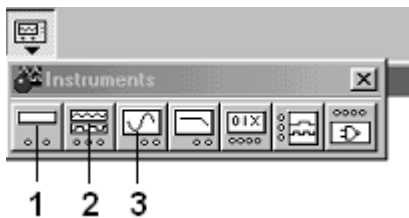


Рис. 1.3

В лабораторних роботах використовуються мультиметр 1, функціональний генератор 2 та осцилограф 3.

1.2.2.5 *Мультиметр* використовується для вимірювання: напруги (постійної та змінної); струму (постійного та змінного); опору; рівня напруги у dB.



Рис. 1.4

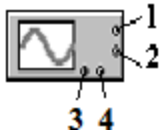
Для налаштування мультиметра потрібно подвійним натисканням ЛКМ на його зменшеному зображенні відкрити його збільшене зображення (рис. 1.4).

На збільшеному зображенні натисканням ЛКМ обирається:

- вимірювана величина за одиницями виміру A, V, Ω чи dB;
- вид вимірюваного сигналу: змінний чи постійний;
- режим установлення параметрів мультиметра.

1.2.2.6 Для використання мультиметра як омметра приєднайте його паралельно ділянці кола, опір якого потрібно виміряти; на збільшеному зображенні мультиметра натисніть кнопку Ω і кнопку — (перемикання в режим виміру постійного струму). Щоб уникнути помилкових показів, схема має бути з'єднана з землею і не мати контакту з джерелами живлення.

1.2.2.7 *Віртуальний осцилограф*, що імітується програмою Workbench, являє собою аналог двопробеневого запам'ятовуючого осцилографа і має дві модифікації: просту і розширену. Через те, що розширена модель займає багато місця на робочому полі, рекомендується починати дослідження з простою моделлю, а розширену модель використовувати для докладного дослідження сигналів. На схему виводиться зменшене зображення осцилографа, загальне для обох модифікацій (рис. 1.5).



Це зображення має чотири вхідних клеми: загальна (1); входу синхронізації (2); входу каналу А (3) і входу каналу В (4). Клему 1 зазвичай заземлюють, щоб осцилограф вимірював напругу щодо нуля схеми.

Рис. 1.5

1.2.2.8 Подвійним натисканням ЛКМ по зменшеному зображенню відкривається зображення передньої панелі простої моделі осцилографа з кнопками керування, інформаційними полями та екраном (рис. 1.6).

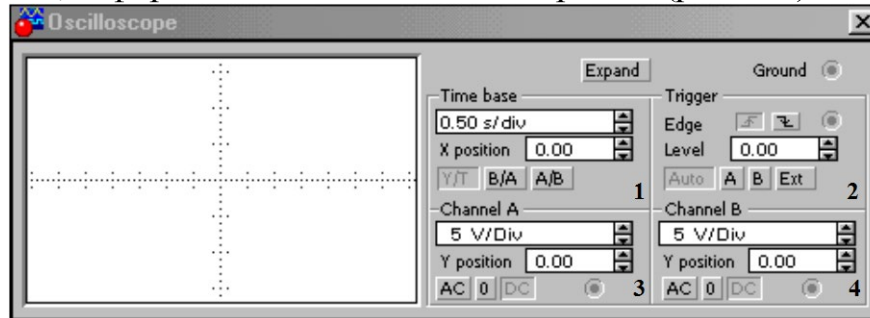




Рис. 1.6

1.2.2.9 Настроювання осцилографа проводиться за допомогою полів керування, розташованих на панелі керування. Панель керування має загальний для обох модифікацій осцилографа вид і розділена на чотири поля керування:

- 1- поле керування горизонтальною розгорткою (масштабом часу);
- 2- поле керування синхронізацією (запуском);
- 3- поле керування каналом А;
- 4- поле керування каналом В;

1.2.2.10 Поле керування горизонтальною розгорткою (масштабом часу) служить для завдання масштабу вздовж горизонтальної осі осцилографа при спостереженні напруги на входах каналів А та В залежно від часу. Часовий масштаб задається в с/под. (s/div), мс/под. (ms/div), мкс/под. (μ s/div), нс/под. (ns/div). Часовий еквівалент одної поділки може бути установлений від 0,1 нс до 1с. Масштаб можна дискретно зменшувати на один крок при натисканні мишею на кнопку , або збільшувати при натисканні на кнопку  на полі керування горизонтальною розгорткою . Щоб одержати зручне для спостереження зображення на екрані осцилографа, встановіть масштаб часу таким чином, щоб ціна двох розподілів на горизонтальній осі складала період сигналу.

1.2.2.11 За допомогою кнопок можна дискретно зміщувати початок осцилограми вздовж горизонтальної осі. У цьому ж полі розташовані три кнопки: Y/T, A/B, B/A, що дозволяють задавати вид залежності відображуваних сигналів. При натисканні на кнопку Y/T на вертикальній осі відкладається напруга, на горизонтальній – час, при натисканні на кнопку A/B на вертикальній осі відкладається амплітуда напруги на вході каналу А, на горизонтальній – те саме для каналу В, а при натисканні на кнопку B/A - навпаки. При цьому масштаб осей визначається установками відповідних каналів. У режимах A/B та B/A можна спостерігати частотні і фазові зсуви (фігури Лісажу), петлі гістерезису, вольт-амперні характеристики і т.д.

1.2.2.12 Дві нижні частини панелі осцилографа (див. рис. 1.6, поля 3, 4) є полями керування відображенням сигналів, поданих на входи каналів А та В відповідно. Поле дозволяє керувати масштабом осі відображуваної

напруги на вертикальній чи горизонтальній осі. Ціна поділки може дискретно встановлюватися від 10 mV/div до 5 Kv/div. Масштаб для кожної осі встановлюється окремо. Щоб одержати зручне для роботи зображення на екрані осцилографа, перед початком експерименту встановіть масштаб, що відповідає очікуваній напрузі.

Нижче розташоване поле, що дозволяє дискретно зсувати вісь X вгору або вниз. Для того, щоб відділити зображення в каналах А та В, скористайтеся зсувом по осі Y (Y Position) для одного чи двох каналів. Три нижні кнопки реалізують різні режими роботи осцилографа відносно входу. Режим роботи осцилографа із закритим входом встановлюється натисканням на кнопку AC. У цьому режимі на вхід не пропускається постійна складова сигналу. При натисканні на кнопку DC осцилограф переходить у режим із відкритим входом. У цьому режимі на вхід осцилографа пропускається як постійна, так і змінна складова сигналу. При натисканні на кнопку O вхід осцилографа з'єднується з загальним виводом осцилографа.

1.2.2.12 Верхнє праве поле керування Trigger (поле 2) визначає момент початку відображення осцилограми на екрані осцилографа. Кнопки в рядку Edge задають момент запуску осцилограми за фронтом чи за спадом імпульсу на вході синхронізації. Поле Level дозволяє задавати рівень, при перевищенні якого відбувається запуск осцилограми. Значення рівня можна зсунути на три поділки вниз чи вгору.

1.2.2.13 Натискання клавіші **Expand** на простій моделі осцилографа відкриває вікно розширеної моделі осцилографа (рис. 1.7).

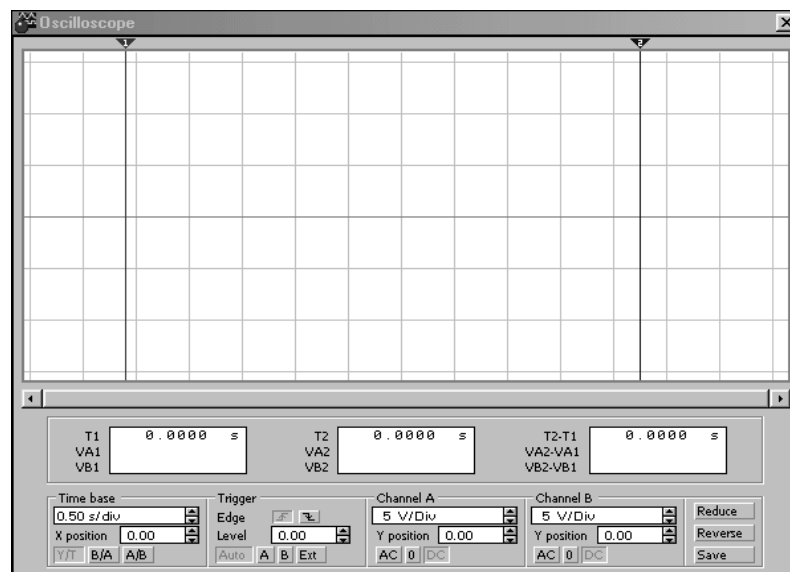



Рис. 1.7

Панель керування розширеної моделі осцилографа розташована під екраном і доповнена трьома інформаційними таблицями, на які виводяться результати вимірів. Лійка прокручування під екраном дозволяє спостерігати будь-який часовий відрізок процесу від моменту вмикання до моменту вимикання схеми. На екрані осцилографа розташовані два курсори, що позначаються цифрами 1 і 2 (рис. 1.7), з їх допомогою можна вимірювати миттєві значення напруг у будь-якій точці осцилограми. Для цього просто перетягніть 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 різниці між відповідними координатами першого і другого курсорів. Щоб повернутися до простої моделі осцилографа, натисніть клавішу **Reduce**, розташовану в правому нижньому куті.

1.2.2.14 *Функціональний генератор* є ідеальним джерелом напруги, що виробляє сигнали синусоїдної, прямокутної чи трикутної форми. На екран

виводиться зменшене зображення генератора .

Середній вивід генератора, під'єднаний до схеми, забезпечує загальну точку для відліку амплітуди змінної напруги. Для відліку напруги відносно нуля загальний вивід заземлюють.

Крайні правий і лівий виводи служать для подачі змінної напруги на схему. Напруга на правому виводі змінюється в позитивному напрямку відносно загального виводу, напруга на лівому виводі - у негативному. Подвійним натисканням миші на зменшеному зображенні відкривається збільшене зображення генератора (рис. 1.8).

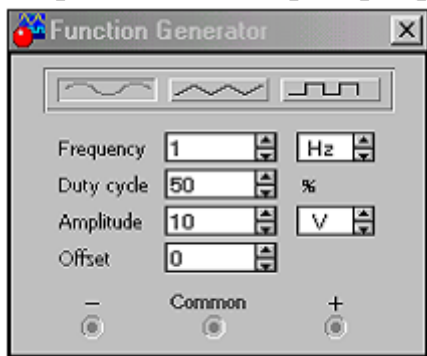


Рис. 1.8

На збільшеному зображенні функціонального генератора можна задати наступні параметри:

- а) частоту вихідної напруги
Frequency Hz;
- б) шпаруватість імпульсів %;
- в) амплітуду вихідної напруги
Amplitude V;
- г) постійну складову вихідної напруги
Offset .

Для встановлення необхідної форми вихідного сигналу натисніть на кнопку з відповідним зображенням .

1.2.3 Користування іншими елементами EWB

1.2.3.1 Основними елементами, що застосовуються в схемах лабораторних робіт, є резистор \sim , конденсатор \parallel , змінний резистор \sim^F , змінний конденсатор \parallel^F .

1.2.3.2 Для того, щоб встановити необхідні значення параметрів елементів, необхідно правою клавішею миші (ПКМ) натиснути на зображення елемента на схемі і в меню, що з'явиться, вибрати пункт **Component Properties...** У результаті з'явиться панель налаштування параметрів.

1.3 Порядок проведення роботи

1.3.1 Підготуйте новий файл для роботи. Для цього необхідно виконати наступні операції з меню: File/New та File/Save as. При виконанні операції Save as необхідно вказати ім'я файлу і каталог, в якому зберігатиметься схема. Рекомендується називати схему за прізвищем виконавця.

1.3.2 Побудуйте схему рис. 1.9 на робочій області EWB. схема містить генератор змінної напруги і три вимірювачі.

1.3.2.1 Як вимірювач дійсного значення напруги використовується мультиметр.

1.3.2.2 Для вимірювання середньовипрямленого значення використовується вольтметр V1, під'єднаний через діодний міст.

1.3.2.3 Амплітудне значення вимірюється вольтметром V2 з амплітудним детектором, що складається з діода VD1 та запам'ятовуючого конденсатора C.

1.3.3 Для побудови схеми необхідно вибрати розділ на панелі інструментів (Sources, Basic, Diodes, Transistors, Analog Ics, Mixed Ics, Digital Ics, Logic Gates, Digital, Indicators, Controls, Miscellaneous, Instruments), в якому знаходиться потрібний вам елемент, потім перенести його на робочу область.

1.3.4 З'єднайте контакти елементів і розташуйте елементи в робочій області для здобуття необхідної вам схеми. Для з'єднання двох контактів необхідно клацнути по одному з контактів основною кнопкою миші і, не відпускаючи клавішу, довести курсор до другого контакту. У разі потреби можна додати додаткові вузли (розгалуження). Натисненням на елементі правою кнопкою миші можна дістати швидкий доступ до простих операцій над положенням елементу, таким як обертання (rotate), перевертання (flip), копіювання/вирізання (copy/cut), вставлення (paste).

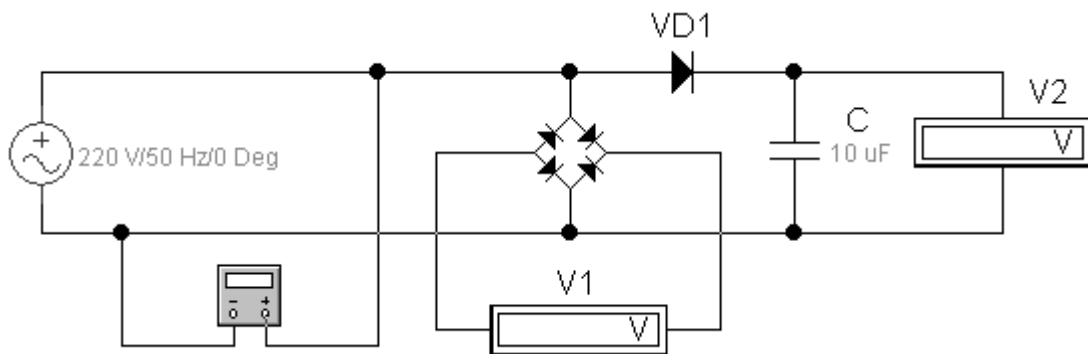


Рис. 1.9

1.3.5 Проставте необхідні номінали і властивості кожного елементу (для цього потрібно двічі клацнути мишею на елементі):

а) напругу генератора розрахуйте за формулою $U_r=10n$, де n – номер варіанту (задається викладачем);

б) для мультиметра встановіть режим вимірювання змінної напруги;

в) для вольтметра V2 встановіть опір 10 МОм;

г) ємність конденсатора C – 10 мкФ.

1.3.6 Коли схема зібрана і готова до запуску, натискуйте кнопку включення живлення на панелі інструментів. В разі серйозної помилки в схемі (замикання

елементу живлення накоротко, відсутність нульового потенціалу в схемі) буде видано попередження.

1.3.7 Занесіть значення напруги генератора та покази вимірювальних приладів у відповідні рядки таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Результати досліджень

Напруга генератора U_r			
Яке значення вимірюється	Дійсне значення U	Середньовипрямлене U_{cp}	Амплітудне U_m
Виміряне значення			
Розраховане значення			
Відносна похибка			

1.3.8 Розрахуйте середньовипрямлене та амплітудне значення напруги за допомогою формул:

а) коефіцієнта амплітуди

$$k_a = U_m/U; \quad (1.1)$$

б) коефіцієнта форми

$$k_\phi = U/U_{cp}. \quad (1.2)$$

Для синусоїдальної напруги $k_a = \sqrt{2}$; $k_\phi = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$.

1.3.9 Занесіть розраховані значення в табл. 1.1.

1.3.10 Порівняйте розраховані значення з отриманими експериментально. Розрахуйте і занесіть у табл. 1.1 відносні похибки вимірів.

1.4 Оформлення звіту з виконання лабораторної роботи.

1.4.1 Звіт повинен містити:

- а) мету роботи;
- б) схему, що досліджувалась;
- в) результати досліджень у табличному вигляді;
- г) опис виконаних розрахунків з розшифровкою усіх вжитих умовних позначень;
- е) висновки щодо точності вимірів.

1.5 Контрольні запитання

1.5.1 Як будується схема на робочій області EWB?

1.5.2 Як змінюються параметри елементів схеми?

1.5.3 Яке засоби контролю передбачені в EWB?

1.5.4 Наведіть значення коефіцієнта амплітуди та коефіцієнта форми.

1.5.5 Як у EWB виміряти миттєве значення напруги?

2 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 2

2.1 Найменування і мета роботи

2.1.1 Найменування роботи: «Дослідження перетворювачів код-аналог».

2.1.2 Мета роботи: вивчення принципу дії, дослідження принципових схем та похибок перетворювачів код-частота.

2.2 Побудова перетворювачів код-аналог

2.2.1 Загальні положення

2.2.1.1 Перетворювач код-аналог (ПКА) це пристрій, який призначено для перетворення цифрового коду в аналогову величину. При подачі на вхід ПКА послідовності цифрових кодів на його виході формується ступінчасто змінна аналогова величина відповідно розміру поточному коду. ПКА є автоматичною програмно-керованою мірою аналогової величини. Задачу створення таких перетворювачів, що відтворюють аналогову величину, яка змінюється за заданим законом, називають зворотною задачею вимірювання.

2.2.1.2 Рівняння перетворення ПКА:

$$X_N = \beta N,$$

де X_N – вихідна величина ПКА; β – коефіцієнт перетворення ПКА; N – числове значення вхідного коду.

При номінальному значенні вхідного коду $N=N_H$ вихідна величина ПКА $X_{NH}=\beta N_H$, тоді

$$\beta = \frac{X_{M_i}}{N_i} = \Delta X_{\epsilon},$$

де ΔX_k – ступінь квантування ПКА (одиниця молодшого розряду).

Сукупність значень вихідної аналогової величини X_N , яка залежить від значень вхідного коду N , називається *характеристикою перетворення*.

2.2.1.3 Розрізняють ПКА за типом вхідного коду (одиничний, двійковий, двійково-десятковий, десятковий) та за родом вихідної аналогової величини (електричний струм, напруга, часовий інтервал, фазовий зсув тощо).

2.2.2 Перетворювач двійковий код – частота імпульсів

2.2.2.1 Даний перетворювач призначено для генерації прямокутних імпульсів, частота яких пропорційна двійковому коду, що подається на його вхід. Досліджуваний перетворювач побудовано на основі керованих подільників частоти. Структурну схему перетворювача зображено на рис. 2.1.

Схема перетворювача складається з таких функціональних блоків: генератора опорної частоти; подільника частоти; блоку кодування.

Імпульси з частотою f_0 з виходу генератора опорної частоти (ГОЧ) надходять на подільник частоти, який побудовано на двох подільниках, що керуються кодом N (максимальне значення коду $N_{\max}=2^4$), при чому вихідний сигнал першого подільника надходить на вхід другого.

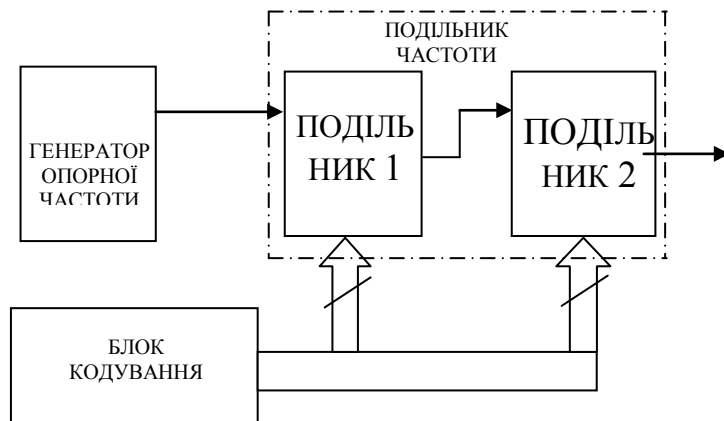


Рис. 2.1

Кожному значенню вхідного коду N , сформованого в блоці кодування, відповідає встановлене значення коефіцієнта ділення кожного з подільників частоти. Таким чином, змінюючи код N на вході перетворювача, ми змінюємо коефіцієнт ділення подільників частоти, а отже змінюється значення частоти на виході перетворювача.

Рівняння перетворення такого перетворювача :

$$f_N = \frac{f_0}{(15 - N)^2}.$$

2.2.2.2 Принципову схему досліджуваного перетворювача зображено на рис. 2.2. Як ГОЧ використовується генератор прямокутних імпульсів E1. Подільник частоти реалізовано на мікросхемах DD1-DD2 (K155ИЕ13), блок кодування – на перемикачах S1-S4.

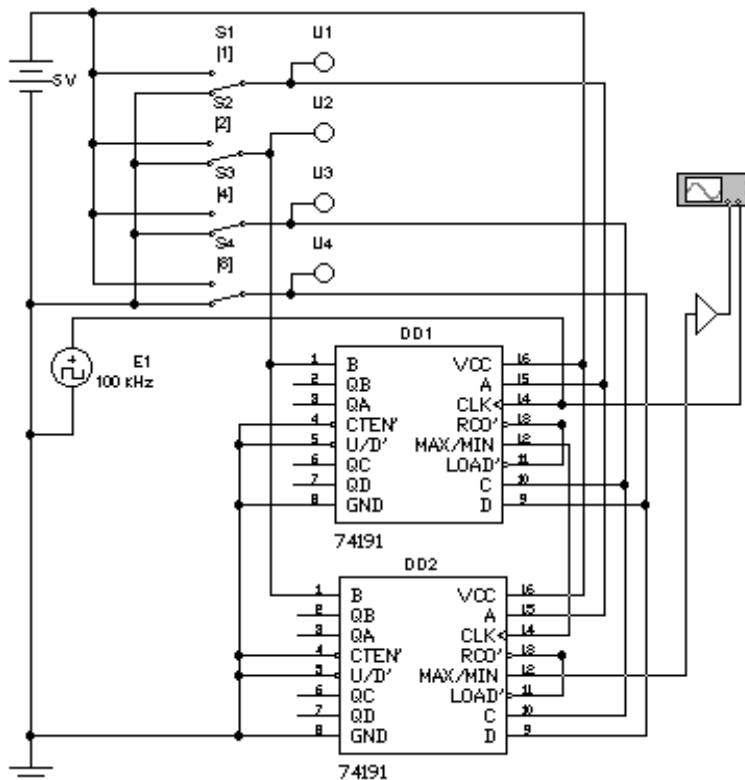


Рис. 2.2

Вхідний двійковий код задається на блоці кодування: молодший розряд задається перемикачем S1, старший – S4, значення коду відображають індикатори U1-U4. Цей код подається на входи встановлення початкового стану (A-D)

лічильників DD1, DD2. Імпульси з ГОЧ подаються на тактовий вхід CLK лічильника DD1. Таким чином лічильник DD1 підраховує імпульси з ГОЧ, а лічильник DD2 – з виходу MAX/MIN лічильника DD1.

Етапи роботи схеми можна представити в такій послідовності :

а) лічильники DD1, DD2 встановлюються в стан, заданий на блоці кодування;

б) лічильник DD1 збільшує свій поточний стан на одиницю з приходом переднього фронту кожного наступного імпульсу з ГОЧ ;

в) як тільки лічильник DD1 перейде в стан “15”, на виході MAX/MIN з’являється лог. “1”, що надходить на вхід CLK лічильника DD2 і збільшує його стан на одиницю;

г) по закінченні імпульсу, який перевів лічильник DD1 в стан “15”, на виході RCO’ з’являється лог. “0”, який надходить на вхід LOAD’;

д) при появі лог. “0” на вході LOAD’ лічильник переходить у стан, заданий на входах A-D;

е) з приходом переднього фронту наступного імпульсу з ГОЧ на виході RCO’ з’являється лог. “1” і процес підрахунку повторюється згідно п.п. а)–е).

Процес підрахунку імпульсів лічильником DD2 відбувається аналогічно.

Отже, чим більше число, задане на блоці кодування, тим швидше лічильник DD1 буде дораховувати до стану “15” і тим частіше на виході MAX/MIN будуть з’являтися імпульси. Теж саме відноситься до лічильника DD2. Таким чином, на виході MAX/MIN лічильника DD2 отримуємо послідовність прямокутних імпульсів, частота яких тим більша, чим більше число, задане на блоці кодування, а тривалість зберігається постійною.

2.3 Хід лабораторної роботи

2.3.1 Задайте значення опорної частоти згідно табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Варіант	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Значення частоти, кГц	20	40	60	80	100	120	140	160	180	200

2.3.2 Увімкніть схему. За допомогою осцилографа виміряйте значення частот f_0 , f_{\min} (при коді 0) та f_{\max} (при коді 14). Частота розраховується через період слідування вихідних імпульсів, що подаються на вхід А осцилографа.

Для виміру періоду слідування імпульсів зупиніть роботу перетворювача, відкрийте вікно розширеної моделі осцилографа, лінійкою прокручування під екраном забезпечте повне заповнення екрану осцилографа імпульсами, на полі керування горизонтальною розгорткою Time base встановіть такий масштаб, щоб на верхній осцилограмі були видними тільки два імпульси, червоний курсор 1 і синій курсор 2 встановіть на передні фронти першого та другого імпульсів, тоді у віконечку T2–T1 можна побачити значення періоду слідування імпульсів.

2.3.3 Визначте характеристику перетворення даного перетворювача. Для цього, змінюючи вхідний код від 0 до номінального значення, за допомогою осцилографа виміряйте відповідні значення частоти на виході перетворювача (вихід MAX/MIN лічильника DD2). Результати занесіть до табл. 2.2.

Таблиця 2.2

Параметр	Вхідний код															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Значення частоти, кГц																

2.3.4 За результатами табл. 2.1 побудуйте графік характеристики перетворення.

2.3.5 Намалюйте осцилограми вихідних сигналів перетворювача для двох заданих значень вхідного коду із зазначенням ціни поділки осцилографа по часовій осі.

2.3.6 Зробіть висновки по роботі.

2.4 Контрольні запитання

2.4.1 Наведіть рівняння перетворення ПКА.

2.4.2 Що таке ступінь квантування, номінальне значення вихідної величини, характеристика перетворення ?

2.4.3 Поясніть принцип дії та наведіть рівняння перетворення перетворювача код-частота.

2.4.4 Перелічіть основні чинники, що визначають похибки перетворення.

2.4.5 Які засоби вимірювання частоти, часових інтервалів та фазових зсувів передбачені в EWB?

3 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 3

3.1 Найменування і мета роботи

3.1.1 Найменування роботи: «Дослідження перетворювача код-напруга з ваговими резисторами».

3.1.2 Мета роботи: вивчення принципу дії, дослідження принципової схеми та похибок перетворювача код-напруга з ваговими резисторами.

3.2 Принцип дії схеми

3.2.1 В лабораторній роботі досліджується цифро–аналоговий перетворювач, який перетворює чотирирозрядний двійково-десятковий код у відповідне значення напруги.

3.2.2 Представлена на рис. 3.1 схема перетворювача код-напруга складається з таких функціональних блоків: суматора DA1, R1–R5; ключів S1–S4; джерела опорної напруги U_0 , R_0 .

3.2.3 Основою схеми є чотиріканальний суматор, реалізований на операційному підсилювачі DA1 та вагових резисторах R1–R4. На кожний з каналів суматора через перемикачі S1–S4 подається напруга U_0 з джерела опорної напруги. Напруга U_0 у кожному каналі підсумовується з відповідним ваговим коефіцієнтом K_n (коефіцієнтом підсилення каналу), який дорівнює :

$$K_n = -\frac{R_5}{R_n}, \quad (3.1)$$

де n – відповідний номер каналу; R_5 – значення опору резистора зворотного зв'язку суматора. Номінали резисторів R1-R4 та R5 підібрані так, щоб вагові коефіцієнти каналів відповідали вазі розрядів чотирирозрядного двійкового коду :

$$R_n = \frac{R_1}{2^{n-1}}, \quad (3.2)$$

де R_1 – значення опору резистора каналу молодшого розряду; R_n – значення опору резистора каналу n -го розряду.

Підставивши вираз (3.2) в (3.1), отримаємо:

$$K_n = -\frac{R_5}{R_1} 2^{n-1}. \quad (3.3)$$

Тоді на першому каналі ваговий коефіцієнт дорівнює -1 , на другому -2 , на третьому -4 , на четвертому -8 .

Отже напруга на виході DA1 дорівнює:

$$U_{\text{вих}} = U_0 K_1 a_1 + U_0 K_2 a_2 + \dots + U_0 K_n a_n,$$

де a_n – коефіцієнт вмикання відповідного перемикача:

$$a_n = \begin{cases} 0 & \text{– якщо перемикач розімкнено,} \\ 1 & \text{– якщо перемикач замкнено.} \end{cases}$$

З урахуванням (3.3) маємо:

$$U_{\text{вих}} = -U_0 \frac{R_5}{R_1} \sum_{m=1}^n 2^{m-1} a_m.$$

Взявши до уваги, що

$$\sum_{m=1}^n 2^{m-1} a_m = N, \quad (3.4)$$

де N – заданий код, переведений у десяткову систему числення, отримаємо кінцевий вираз:

$$U_{\text{вих}} = -U_0 N \frac{R_5}{R_1}. \quad (3.5)$$

З (3.5) видно, що напруга на виході DA1 є прямопропорційною заданому коду, але від'ємна. Для того, щоб отримати додатну вихідну напругу та з метою додаткової її фільтрації у схему включено інтегратор, який утворено елементами DA2, R7, C1.

3.2.4 Перемикачами S1–S4 управляються відповідні розряди двійкового коду (замкненому положенню перемикача відповідає лог. “1”), які через буферні елементи DD2.1–DD2.4 надходять з інформаційних виходів QA–QD лічильника DD1, що перетворює одиничний непозиційний (число-імпульсний) код у двійково-десятковий, значення якого відображає індикатор HG1. Причому перемикачем першого каналу керує молодший розряд двійково-десяткового коду (що надходить з виходу QA лічильника DD1). Код на лічильнику встановлюється або вручну за допомогою перемикача S2 (S1 – у нижньому положенні), або автоматично за допомогою генератора імпульсів E1 (S1 – у верхньому положенні).

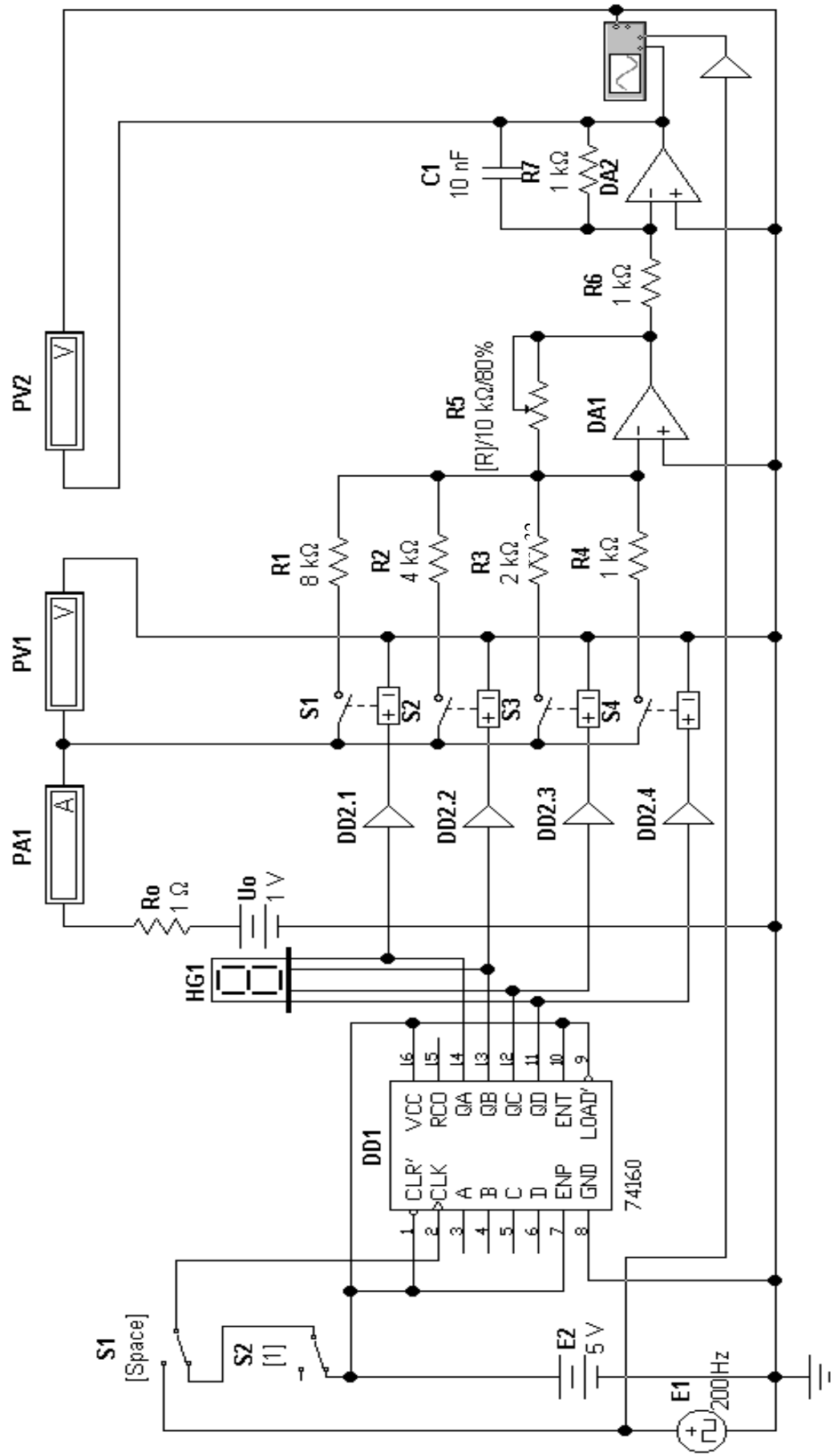


Рис. 3.1

3.2.5 Для пояснення виразів (3.4), (3.5) розглянемо чисельний приклад.

Нехай $U_0 = 1$ В, на вході перетворювача задано код 1011, йому відповідає десяткове число 11. Отже, S1 – замкнено, S2 – замкнено, S3 – розімкнено, S4 – замкнено, таким чином, $a_1 = 1$, $a_2 = 1$, $a_3 = 0$, $a_4 = 1$. Підставивши отримані значення коефіцієнтів вмикання a_m у вираз (4), отримуємо $1 \cdot 1 + 2 \cdot 1 + 4 \cdot 0 + 8 \cdot 1 = 11$. Отже, $N = 11$ і дорівнює заданому коду, а напруга на виході перетворювача $U_{\text{вих}} = 11$ В.

3.2.6 Збільшення кількості розрядів перетворювача такого типу досягається введенням у схему суматора додаткових резисторів, значення опору яких розраховується за формулою (2).

3.2.7 Певним недоліком перетворювачів з ваговими резисторами є змінний вхідний опір, який залежить від вхідного коду:

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_1}{N}.$$

3.3 Похибки перетворювача

3.3.1 У лабораторній роботі досліджуються статичні похибки перетворювачів код-напруга. Статичні похибки визначають точність збігання реальної та ідеальної характеристик перетворення. До них належать: нелінійність, диференціальна нелінійність, немонотонність, максимальне відхилення вихідної величини.

3.3.2 Нелінійність – максимальне відхилення ε_j реальної характеристики перетворювача від оптимальної. Оптимальну характеристику знаходять з умови мінімізації значень похибки нелінійності. Для побудови оптимальної характеристики на графіку реальної характеристики проводять пряму лінію так, щоб відхилення цієї прямої від реальної характеристики було мінімальне.

Зазвичай нелінійність визначають в відносних величинах і виражають у відсотках:

$$\delta_j = \frac{\varepsilon_j}{U_i} \cdot 100,$$

де U_n – номінальне значення вимірюваного сигналу.

3.3.4 Диференціальна нелінійність – максимальне відхилення дійсного значення ступенів квантування q_i від їх середнього значення $q_{\text{ср}}$:

$$\delta_{\text{д.н.}} = \frac{q_{\text{н\delta}} - q_i}{U_i} \cdot 100.$$

Вона може також виражатись в одиницях молодшого розряду (ОМР):

$$\delta_{\text{д.н.}} = \frac{q_{\text{н\delta}} - q_i}{q_{\text{н\delta}}}.$$

3.3.5 Немонотонність характеристики перетворення – максимальне відхилення приросту вихідного аналогового сигналу на ділянці зміни знаку диференціальній нелінійності на протилежний при монотонній зміні чисельного значення вхідного сигналу. Виражається в ОМР.

3.3.6 На статичні похибки перетворювача суттєво впливає точність вагових резисторів. Найбільш жорсткі умови ставляться до точності резисторів старших

розрядів, оскільки відхилення струму в цих резисторах від номінального значення не повинне перевищувати номінального значення струму резистора молодшого розряду. Тому відхилення опору резистора в n -го розряду має бути :

$$\frac{\Delta R}{R} < \frac{1}{2^{n+1}}.$$

3.3.7 Цій схемі притаманні й інші похибки – від впливу перехідних опорів контактів перемикачів, зміни значень опорів вагових резисторів схеми, зміни значення напруги джерела опорної напруги, викликані як зовнішніми факторами, так і зміною струму навантаження.

3.4 Хід лабораторної роботи

3.4.1 Установіть значення опорної напруги U_0 згідно табл. 3.1.

Таблиця 3.1

Варіант	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Значення U_0 , В	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0

Розрахуйте для приведених на схемі значень вагових резисторів значення ступеня квантування ΔU , номінальне значення вихідної напруги $U_{\text{ном}}$, при вхідному коді, рівному 9.

3.4.2 Виміряйте характеристику перетворювання (залежність вихідної напруги перетворювача від вхідного коду) $U(N)$ та залежність вхідного опору від заданого коду на вході перетворювача $R_{\text{вх}}(N)$. Для цього необхідно перемикач S1 перевести в нижнє положення. Комутуючи перемикач S2, змінійте код у лічильнику DD1 від 0 до 9; вольтметром PV2 вимірюйте відповідні значення вихідної напруги перетворювача, а вольтметром PV1 та амперметром PA1 – значення вхідної напруги та струму перетворювача. Отримані результати занесіть до табл. 3.2.

Таблиця 3.2

Значення коду	Значення вихідної напруги PV2, В	Покази амперметра PA1, мА	Покази вольтметра PV1, В	Розраховане значення вхідного опору $R_{\text{вх}}$, Ом
0				
1				
...				
9				

3.4.3 За даними табл. 3.2:

а) розрахуйте значення вхідного опору перетворювача, результати занесіть до табл. 3.2;

б) побудуйте характеристику перетворювання та графік залежності вхідного опору перетворювача від вхідного коду.

3.4.4 Дослідіть вплив похибок кожного з вагових резисторів на точність перетворювача. Почергово змінюючи значення опору окремо кожного з вагових

резисторів R1–R4 на 30% для кожного випадку, виміряйте характеристику перетворення. Результати занести до табл. 3.3.

Для прискорення процесу вимірювання можна використати режим автоматичного введення вхідного коду (S1 і S2 в верхньому положенні), а вихідну напругу вимірювати осцилографом.

Таблиця 3.3

Вхідний код	Значення вихідної напруги, В, при зміні опору:			
	R1	R2	R3	R4
0				
1				
...				
9				

3.4.5 За даними табл. 3.3 побудуйте графіки характеристики перетворення і порівняйте їх з номінальною, отриманою в п. 3.2.3 (всі характеристики, включаючи номінальну, побудувати на одному графіку).

3.4.6 Для кожного з випадків визначити значення нелінійності δ_L , диференціальної нелінійності δ_{LD} , немонотонності M та максимального відхилення вихідної величини ΔU_{\max} . Результати занесіть до табл. 3.4.

Таблиця 3.4

Ваговий резистор	Нелінійність δ_L , %	Диференціальна нелінійність δ_{LD} , %	Немонотонність M , ОМР	Максимальне відхилення вихідної величини ΔU_{\max} , В
R1 ± 30%				
R2 ± 30%				
R3 ± 30%				
R4 ± 30%				

3.4.8 Дослідіть вплив внутрішнього опору джерела опорної напруги на точність перетворювання. Почергово встановіть значення внутрішнього опору R_0 рівним 100 Ом та 200 Ом. Для кожного значення R_0 побудуйте характеристику перетворення та порівняйте її з номінальною (значення вихідної напруги занесіть до табл. 3.5). Для кожного з випадків визначіть значення нелінійності δ_L , диференціальної нелінійності δ_{LD} , немонотонності M та максимального відхилення вихідної величини ΔU_{\max} . Результати занесіть до таблиці 3.6.

Таблиця 3.5

Значення опору R_0 , Ом	Значення вихідної напруги, В, при вхідному коді:									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
100										
200										

Таблиця 3.6

Значення опоры R_0 , Ом	Нелінійність δ_L , %	Диференціальна нелінійність δ_{LD} , %	Немонотонність M , В	Максимальне відхилення вихідної величини ΔU_{\max} , В
100				
200				

3.4.8 Зробіть висновки з роботи.

3.5 Контрольні запитання

3.5.1 Поясніть принцип дії та наведіть рівняння перетворення перетворювача код-напруга з ваговими резисторами.

3.5.2 Поясніть механізм появи похибки перетворювача, яка обумовлена зміною його вхідного опоры.

3.5.3 Поясніть як впливає точність вагових резисторів на похибку перетворення.

3.5.4 Дайте визначення нелінійності, диференціальної нелінійності, немонотонності та максимального відхилення вихідної величини.

3.5.5 Викладіть методику визначення характеристики перетворення ПКА.

3.5.6 Як змінити в середовищі EWB номінальне значення резистора, конденсатора, напруги джерела живлення?

4 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 4

4.1 Найменування і мета роботи

4.1.1 Найменування роботи: «Дослідження цифро-аналогового перетворювача на резистивних матрицях R-2R».

4.1.2 Мета роботи: вивчення принципу дії, дослідження принципової схеми та похибок перетворювача код-напруга на матрицях R-2R.

4.2 Принцип дії схеми

4.2.1 В лабораторній роботі досліджується перетворювач код-напруга, який перетворює чотирьохрозрядний двійковий код у відповідне значення напруги. Перевагою даної схеми у порівнянні зі схемою перетворювача з ваговими резисторами є те, що в ній застосовуються резистори тільки двох номіналів, а недоліком – те, що кількість резисторів більш ніж у двічі більша, ніж у схемі з ваговими резисторами.

4.2.2 У даному перетворювачі забезпечення вагових коефіцієнтів розрядів проводиться послідовним діленням опорної напруги за допомогою резистивної матриці.

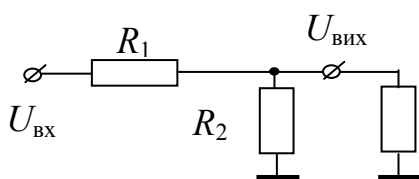


Рис. 4.1

Основним елементом такої матриці є подільник напруги (рис. 4.1), який задовольняє умові: якщо він навантажений на опір R_H , то його вхідний опір $R_{ВХ} = R_H$.

Коефіцієнт послаблення такої ланки:

R_H

$$\alpha = \frac{U_{\text{ВНХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$$

При заданому значенні навантаження цей коефіцієнт повинен мати величину, яка визначається системою числення коду, що перетворюється.

При виконанні зазначених умов отримуємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} \alpha = \frac{R_2 R_H}{R_2 + R_H} \frac{1}{R_{\text{ВХ}}}, \\ R_{\text{ВХ}} = R_1 + \frac{R_2 R_H}{R_2 + R_H}, \\ R_{\text{ВХ}} = R_H. \end{cases}$$

Розв'язавши дану систему відносно R_1 та R_2 , отримаємо :

$$\begin{cases} R_2 = -\frac{\alpha}{\alpha - 1} R_H, \\ R_1 = \alpha R_H \end{cases}$$

При використанні двійкового коду $\alpha=0,5$; таким чином, “вага” кожного наступного розряду вдвічі перевищує “вагу” попереднього. Отже, прийнявши $R_H=2R$, отримаємо: $R_1=R$, $R_2=2 \cdot R$, а джерело опорної напруги навантажено на постійний опір $R_{\text{ВХ}}=2R$.

4.2.3 Принципову схему перетворювача код-напруга зображено на рис. 4.2.

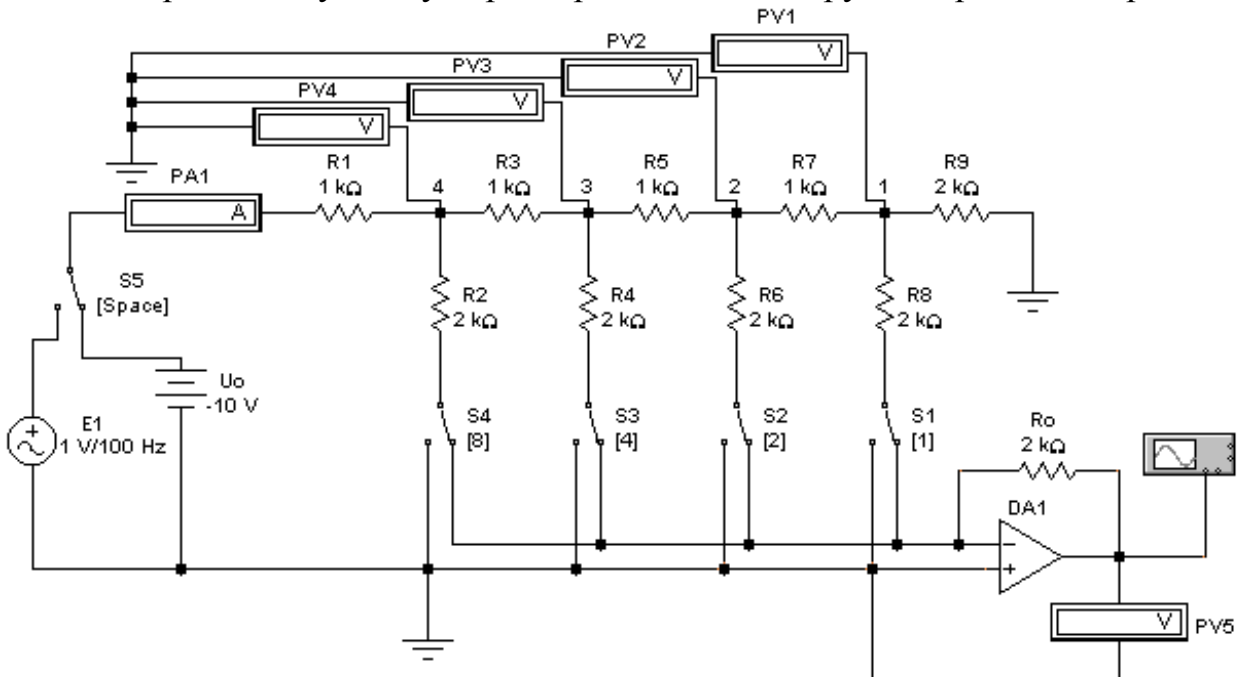


Рис. 4.2

Досліджуваний перетворювач складається з таких функціональних блоків: операційного підсилювача DA1; джерела опорної напруги U_0 ; матриці R-2R (R_1 – R_9); перемикачів S1–S4 (S4 – старший розряд, S1 – молодший).

4.2.4 В схемі рис. 4.2 перемикачі комутують струми через резистори R2, R4, R6, R8 між “землею” та інвертуючим входом операційного підсилювача. Оскільки в робочому режимі потенціал інвертуючого входу підсилювача дуже близький до

потенціалу “землі”, то різниця потенціалів між ланками, що комутуються, близька до 0. Тому швидкодія перетворювача буде обмежуватись тільки смугою пропускання операційного підсилювача та швидкістю перемикачів, а не паразитними реактивними параметрами матриці опорів. Крім того, струми, що протікають через резистори матриці, не залежать від вхідного коду, що забезпечує їх стабільний тепловий режим і, як наслідок, зменшує похибку, викликану зміною опорів резисторів матриці.

4.2.5 У вузлах $n = \overline{1,4}$ матриці R-2R напруги розподіляються згідно з рівнянням:

$$U_n = \frac{U_0}{2^{N-n+1}}, \quad (4.2)$$

де N – кількість розрядів перетворювача; n – номер вузла.

Ці напруги подаються через відповідні резистори R2, R4, R6, R8 та перемикачі S4–S1 на вхід операційного підсилювача DA1, який разом з цими резисторами та перемикачами утворює суматор. Оскільки номінали резисторів R2, R4, R6, R8 однакові і дорівнюють $2R$, то коефіцієнти передачі по кожному з каналів суматора є рівними між собою і дорівнюють :

$$K = -\frac{R_0}{2R}.$$

В результаті напруга на виході підсилювача DA1 визначається як

$$U_{\text{вих}} = U_1 Ka_1 + U_2 Ka_2 + \dots + U_n Ka_n,$$

де a_n – коефіцієнт вмикання відповідного перемикача:

$$a_n = \begin{cases} 0 & \text{– якщо перемикач розімкнений,} \\ 1 & \text{– якщо перемикач замкнений.} \end{cases}$$

З урахуванням цього виразу маємо:

$$U_{\text{вих}} = -\frac{R_0}{2R} \sum_{m=1}^n \frac{U_0}{2^{N-m+1}} a_m = -\frac{R_0}{2R} \frac{U_0}{2^N} \sum_{m=1}^n 2^{m-1} a_m = -\frac{R_0}{2R} \frac{U_0}{2^N} \bar{N}$$

де \bar{N} – заданий код, представлений у десятковій системі числення.

4.2.6 Досліджувана схема має похибки від зміни перехідних опорів перемикачів і від зміни напруги на виході джерела опорної напруги.

4.3 Хід лабораторної роботи

4.3.1 Установіть значення опорної напруги U_0 згідно табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Варіант	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Значення U_0 , В	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20

Розрахуйте для приведених на схемі значень опорів резисторів значення ступеня квантування ΔU та номінальне значення вихідної напруги $U_{\text{ном}}$. Розрахуйте та побудуйте характеристику перетворення ПКА.

4.3.2 Виміряйте характеристику перетворення та вхідний опір даного перетворювача. Для цього перемикач S5 переведіть у праве положення (під'єднайте джерело опорної напруги постійного струму). Змінюючи вхідний

двійковий код від 0 до 15 за допомогою перемикачів S1–S4, вольтметром PV5 виміряйте відповідні значення вихідної напруги перетворювача, а вольтметрами PV1–PV4 – відповідні вузлові напруги. Отримані результати занесіть до табл. 4.2.

Таблиця 4.2

Вхідний код	Значення вихідної напруги PV5, В	Покази амперметра PA1, mA	Покази вольтметра:				Значення вхідного опору $R_{вх}$, Ом
			PV1, В	PV2, В	PV3, В	PV4, В	
0							
1							
2							
...							
15							

За результатами табл. 4.2 побудуйте графік характеристики перетворювання та порівняйте його з теоретичним, розрахуйте значення вхідного опору перетворювача, занесіть його до табл. 4.1 та порівняйте з теоретичним.

4.3.3 Дослідіть вплив похибок кожного з резисторів R2, R4, R6, R8 на точність перетворювача. Почергово змінюйте значення опору окремо кожного з цих резисторів на 30% та для кожного випадку виміряйте характеристику перетворення. Результати занесіть до табл. 4.3.

Таблиця 4.3

Вхідний код	Значення вихідної напруги (В) при зміні опору			
	R2	R4	R6	R8
0				
1				
2				
...				
15				

За результатами табл. 4.3 побудуйте графіки характеристик перетворення та порівняйте їх з отриманими в п 4.3.2.

4.3.4 Дослідіть вплив похибки опору зворотного зв'язку R_o суматора на характеристику перетворення. Змініть значення резистора R_o на 50% та виміряйте характеристику перетворення. Побудуйте отриману характеристику перетворення і порівняйте її з характеристикою перетворення, отриманою в п. 4.3.2. Визначте максимальне відхилення вихідної напруги.

4.3.5 Дослідіть цей перетворювач у режимі масштабного перетворювача. Переведіть перемикач S5 у ліве положення, в цьому випадку на вхід схеми подається змінна напруга. Змінюючи вхідний двійковий код від 0 до 15 за допомогою перемикачів S1–S4, вольтметром PV5 (вольтметр переведіть у режим вимірювання змінного струму) виміряйте відповідні значення вихідної напруги перетворювача. Результати занесіть до табл. 4.4. Побудуйте графік характеристики перетворення.

Таблиця 4.4

Параметр	Вхідний код															
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Значення напруги, В																

4.3.6 Зробіть висновки з роботи.

4.4 Контрольні запитання.

4.4.1 Поясніть принцип дії та наведіть рівняння перетворення перетворювача код-напруга на матрицях R-2R.

4.4.2 Поясніть, чим обумовлена незалежність вхідного опору досліджуваного перетворювача від вхідного коду.

4.4.3 Поясніть, як впливає точність резисторів матриці R-2R на похибку перетворення.

4.4.4 За рахунок яких чинників забезпечується висока точність перетворення в ПКА на резистивних матрицях R-2R.

4.4.6 Як впливає відхилення опору резистора зворотного зв'язку на похибку перетворення ПКА на резистивній матриці R-2R.

5 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 5

5.1 Найменування і мета роботи

5.1.1 Найменування роботи: «Дослідження цифрового частотоміра середніх значень».

5.1.2 Мета роботи: вивчення принципу дії, дослідження принципової схеми та похибок частотоміра середніх значень.

5.2 Побудова частотоміра

5.2.1 Частотомір середніх значень призначений для вимірювання частоти періодичних сигналів різної форми. Частотомір складається з таких функціональних блоків: формувача прямокутних імпульсів ФПІ; генератора каліброваних часових інтервалів ГКЧІ; ключа К; лічильника імпульсів частоти ЛІЧ; регістра РГ; цифрового відлікового пристрою ЦВП; пристрою керування ПК.

5.2.2 Структурна схема частотоміра наведена на рис. 5.1.

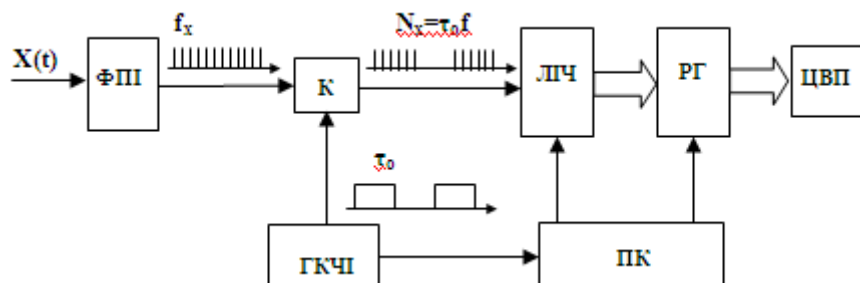


Рис. 5.1

Досліджуваний періодичний сигнал $X(t)$, частоту f_x якого треба виміряти, перетворюється у ФПІ на послідовність прямокутних імпульсів з періодом $T_x = 1/f_x$. Зразковий часовий інтервал τ_0 встановлюється генератором каліброваних часових

інтервалів ГКЧІ. Імпульси з його виходу керують ключем К, який відкривається на проміжок часу τ_0 . Через відкритий ключ імпульси з періодом T_x з виходу ФПІ надходять на лічильник імпульсів ЛІЧ та підраховуються ним. Число імпульсів дорівнює

$$N = \frac{\tau_0}{T_x} = \tau_0 f_\delta,$$

отже,

$$f_\delta = \frac{N_x}{\tau_0}. \quad (5.1)$$

Таким чином, код на виході лічильника дорівнює середньому за час τ_0 значенню вимірюваної частоти f_x . Вихідний код лічильника, записується в регістр РГ, де зберігається до наступного запису і одночасно відображається на відліковому пристрої ЦВП. Після запису лічильник встановлюється в нульовий стан і підраховує кількість імпульсів у наступній пачці.

5.2.3 Згідно з (5.1) τ_0 обирається таким, щоб результат вимірювання, що відображається на відліковому пристрої, був у одиницях частоти.

5.3 Похибки цифрового частотоміра середніх значень

5.3.1 Інструментальна похибка обумовлена нестабільністю проміжку часу τ_0 , який визначається нестабільністю генератора квантувальних імпульсів.

5.3.2 Похибка квантування (у відсотках) обумовлена тим, що перший чи останній квантувальний імпульс, залежно від моменту початку чи кінця циклу вимірювання, можуть не потрапити на вхід лічильника:

$$\gamma_k = \frac{1}{N_x} 100 = \frac{100}{T_\delta f_x},$$

де T_δ – тривалість циклу вимірювання.

Цю похибку можна зменшити в два рази, якщо підраховувати не число періодів, а число півперіодів, тобто зменшити T_x в два рази. Крім того, для зменшення похибки можна збільшити τ_0 , але при цьому збільшиться час вимірювання, що не завжди допустиме.

5.3.3 Верхня межа вимірювання частот обмежується максимальною швидкістю підрахунку та ємністю лічильника N_H ($N_i T_x \leq \tau_0$).

Нижня межа вимірювання обмежується допустимою похибкою квантування

$$f_{x\min} = \frac{100}{T_\delta \gamma_k}.$$

Нижню межу вимірювання частоти можна знизити, застосовуючи помножувач частоти або збільшуючи час τ_0 .

5.3.4 У лабораторній роботі досліджується принципова схема частотоміра середніх значень. Його принцип дії полягає в методі співставлення сумарного часу

$$f_x = \frac{1}{T_x}, \text{ з точно встановленим проміжком часу } \tau_0.$$

5.4 Принцип дії схеми

5.4.1 Один із варіантів принципової схеми частотоміра, призначеного для вимірювання частоти від 1 до 999 Гц, показаний на рис. 5.2.

У цій схемі ФПІ побудовано на тригері Шмідта DD1.1 та інверторі DD2.2. Як ГКЧІ використовується функціональний генератор. Ключ побудовано на схемі збігу DD3.2. Лічильник побудовано на трьох паралельних десяткових лічильниках за модулем 10 DD6–DD8, з'єднаних разом з метою отримання лічильника за модулем 1000. Регістр побудовано на трьох чотирирозрядних регістрах DD9–DD5. Кількість десяткових лічильників та відповідно регістрів визначається кількістю десяткових розрядів вимірюваної величини, що забезпечує необхідну точність вимірювань. Цифровий відліковий пристрій побудовано на семисегментних індикаторах HG4–HG6. Пристрій керування виконано на лічильнику DD5, RS-тригері DD4, інверторах DD2.1, DD2.3 та схемі збігу DD3.1.

5.4.2 Досліджуваний сигнал (джерелом сигналу є генератор синусоїдальної напруги E1) поступає на тригер Шмідта DD1.1, що перетворює гармонічний сигнал на прямокутні імпульси з тією ж частотою, що і частота сигналу. З виходу тригера імпульси поступають на інвертор DD2.2, який застосовується тому, що тригер Шмідта має інверсний вихід .

З виходу інвертора імпульси поступають на перший вхід ключа DD3.2 та на перший вхід схеми збігу DD3.1. Одночасно імпульси з функціонального генератора поступають на другий вхід ключа, на вхід “R” RS-тригера DD4.1, а через інвертор DD2.1 – на другий вхід DD3.1 та на вхід “CLR” установлення в нульовий стан лічильника DD5.

Отже, коли на виході функціонального генератора присутня лог. “1”, ключ пропускає імпульси з ФПІ на тактові входи “CLK” лічильників DD6-DD8, що підраховують їх (стан лічильників в даний момент часу відображається на допоміжних індикаторах HG1-HG3, які в реальних схемах відсутні). Лічильник DD5 та RS-тригер DD4.1 встановлюються в нульовий стан. Отже, на виході Q' RS-тригера встановлюється лог. “1”, яка поступає на вхід дозволу підрахунку “ENP” мікросхеми DD5, що дозволяє лічильнику підрахунок, але на виході інвертора DD2.1 є лог. “0”, отже, схема збігу DD3.1 не пропускає імпульси з ФПІ на тактовий вхід лічильника DD5. Коли ж на виході функціонального генератора встановлюється лог. “0”, то ключ не пропускає імпульси з ФПІ, і лічильники DD6-DD8 перестають рахувати імпульси, на виході інвертора DD2.1 встановлюється лог. “1”, отже, схема збігу DD3.1 пропускає імпульси з ФПІ на тактовий вхід лічильника DD5 і він починає підрахунок. Коли він підрахує один імпульс, на його виході QA з'являється лог. “1” (про її наявність сигналізує індикатор U2), яка надходить на тактові входи “CLK” мікросхем регістра DD9-DD5. Цей сигнал дозволяє перепис інформації з виходів лічильників DD6-DD8 у регістр. Після запису інформація зберігається у регістрі до наступного перепису і одночасно відображається індикаторами HG4-HG6.

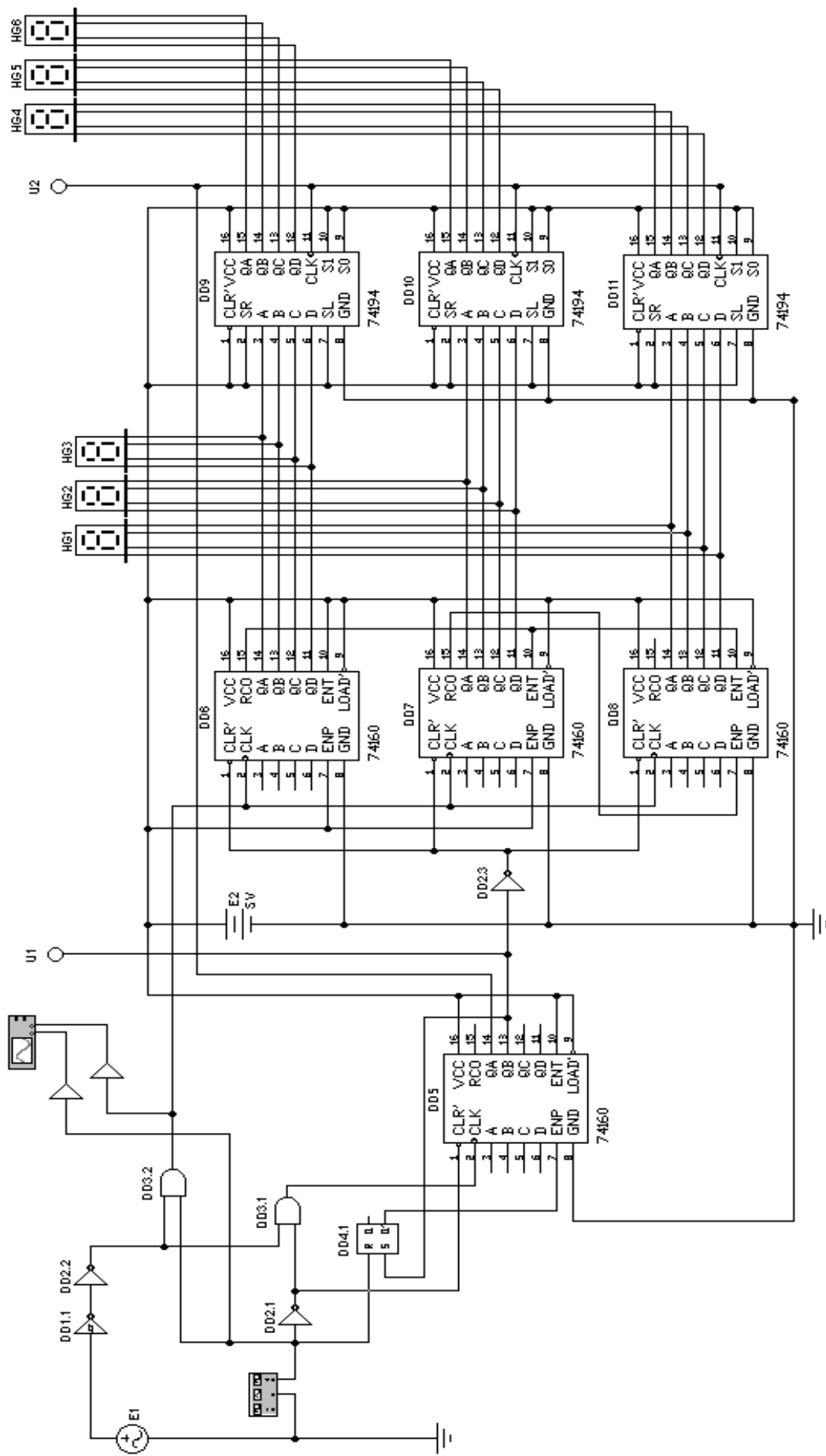


Рис. 5.2

Коли лічильник DD5 підрахує другий імпульс, на його виході QВ з'являється лог. "1" (про її наявність сигналізує індикатор U1), яка надходить на вхід "S" RS-тригера DD4.1 і встановлює на його виході Q' лог. 0, що забороняє лічильнику DD5 подальший підрахунок. Крім того, лог. "1" поступає на вхід інвертора DD2.3, на виході якого встановлюється лог. 0, який поступає на входи "CLR" мікросхем лічильника DD6-DD8 і встановлює їх у нульовий стан. Далі схема не змінює свій стан до появи на виході функціонального генератора лог. "1", після чого процес вимірювання повторюється.

5.5 Хід лабораторної роботи

5.5.1 Для заданого викладачем діапазону частот та сумарної похибки розрахуйте тривалість часового інтервалу τ_0 для ГКЧІ.

Примітка. Через те що на генераторі можна змінювати лише частоту, значення тривалості часового інтервалу необхідно перераховувати у значення частоти та шпаруватості.

5.5.2 Встановіть розраховане значення τ_0 на ГКЧІ.

5.5.3 На генераторі вхідного сигналу почергово встановіть частоту, що відповідає початку, середині та кінцю заданого інтервалу частот; початкова фаза має дорівнювати 0° . Запишіть покази частотоміра для кожної з виставлених частот в табл. 5.1.

Таблиця 5.1

Номер виміру	Задане значення частоти f_x , Гц	Покази частотоміра N_x , Гц	Результати вимірювань осцилографом		
			періоду сигналу T_x , мс	тривалості імпульсів з виходу ФПІ, мс	тривалості імпульсів з виходу ГКЧІ, мс

5.5.4 Для одного значення частоти зніміть одночасно осцилограми:

- вхідного сигналу та сигналу з виходу ФПІ;
- сигналу з виходу ФПІ та сигналу з виходу ГКЧІ;
- сигналу з виходу ГКЧІ та сигналу з виходу ключа.

5.5.5 За допомогою осцилографа виміряйте період коливань вхідного сигналу, період імпульсів на виході ФПІ та тривалість імпульсів на виході ГКЧІ.

5.5.6 Проведіть дослідження похибки квантування. Встановіть на генераторі вхідного сигналу частоту, що відповідає середині заданого інтервалу частот (початкова фаза – 0°), та запишіть покази частотоміра. Збільшуючи частоту кроком по 0,2 Гц, запишіть результати чотирьох вимірювань до табл. 5.2.

Таблиця 5.2

Частота сигналу, Гц	Покази частотоміра, Гц, при початковій фазі				
	0°	45°	90°	135°	180°

5.5.7 Провести дослідження складових похибки квантування. Встановити на генераторі вхідного сигналу почергово наступні значення початкової фази 45° , 90° , 135° , 180° та повторити дослідження п. 5.5.6. При одному значенні частоти для кожного значення фазового зсуву замалюйте осцилограми сигналу з виходу ФПІ та з виходу ГКЧІ.

5.5.8 Зробіть висновки з роботи.

5.6 Контрольні запитання

5.6.1 Наведіть структурну схему та поясніть принцип дії цифрового частотоміра середніх значень.

5.6.2 Наведіть приклад похибки цифрового частотоміра середніх значень.

5.6.3 Перелічіть методи зменшення похибки квантування в цифрових частотомірах.

5.6.4 Вкажіть особливості побудови низькочастотних частотомірів.

5.6.5 Які чинники обмежують діапазон вимірюваних частот знизу? зверху?

5.6.6 Як організувати режими роботи лічильника: установлення в нуль, запис початкового коду, лічбу імпульсів?

6 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 6

6.1 Найменування і мета роботи

6.1.1 Найменування роботи: «Дослідження цифрового періодоміра».

6.1.2 Мета роботи: вивчення принципу дії, дослідження принципової схеми та похибок періодоміра.

6.2 Загальні положення

6.2.1 Періодомір призначено для вимірювання тривалості періоду коливань гармонічних сигналів та тривалості імпульсів різної форми. Періодомір складається з таких функціональних блоків: формувача прямокутних імпульсів ФПІ; генератора квантувальних імпульсів ГКІ; ключа К; лічильника ЛЧ; регістра РГ; цифрового відлікового пристрою ЦВП; пристрою керування ПК.

6.2.2 Структурну схему періодоміра показано на рис. 6.1.

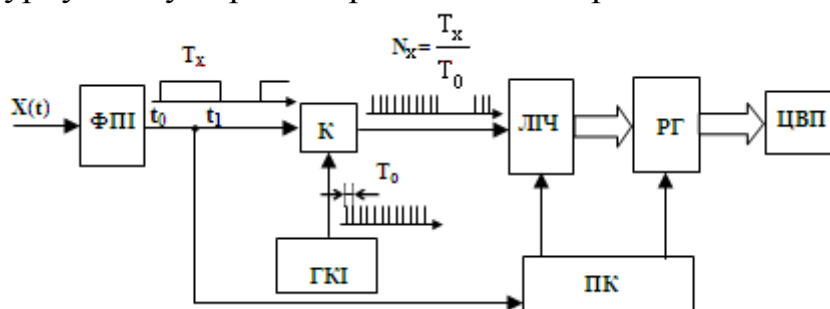


Рис. 6.1

6.2.3 Принцип дії періодоміра полягає в підрахунку кількості квантувальних імпульсів, що пройшли на лічильник за час вимірюваного періоду. Досліджуваний періодичний сигнал подається на ФПІ, на виході якого отримуємо прямокутні імпульси з тривалістю T_x

T_x . Через відкритий ключ на лічильник надходять імпульси з ГКІ, період яких дорівнює T_0 ($T_0 \ll T_x$). Отже кількість квантуючих імпульсів, які пройшли на лічильник за час T_x дорівнює:

$$N = \frac{T_x}{T_0}. \quad (6.1)$$

Згідно з (6.1) значення T_0 обирається так, щоб чисельний результат вимірювання, який відображається на відліковому пристрої, був представлений в одиницях часу.

Підрахована лічильником кількість імпульсів записується в регістр $РГ$, де зберігається до наступного запису і одночасно відображається на цифровому відліковому пристрої $ЦВП$. Після закінчення одного циклу запису лічильник встановлюється в нульовий стан і підраховує наступну кількість імпульсів. Імпульси запису в регістр та імпульси встановлення лічильника в нульовий стан генеруються пристроєм керування $ПК$, який засинхронізовано з ФПІ.

6.3 Похибки періодоміра

6.3.1 Похибка періодоміра визначається нестабільністю частоти ГКІ, похибкою квантування часового інтервалу T_x та похибкою ФПІ.

6.3.2 Максимальне значення відносної похибки квантування (у відсотках) цифрового періодоміра:

$$\delta_{\varepsilon} = \frac{100 \cdot T_0}{T_x}. \quad (6.2)$$

Похибка від квантування збільшується зі зменшенням періоду досліджуваного сигналу.

Верхня межа вимірювання :

$$T_{\text{ном}} = N_{\text{ном}} \cdot T_0. \quad (6.3)$$

Нижня межа вимірювання:

$$T_{x \text{ min}} = \frac{100 \cdot T_0}{\delta_{\varepsilon}}. \quad (6.4)$$

Зменшення похибки від квантування можна досягнути як зменшенням періоду квантуючих імпульсів, так і збільшенням кількості вимірюваних періодів:

$$\delta_{\varepsilon} = \frac{T_0}{k T_x} \cdot 100 \quad [\%], \quad (6.5)$$

де k – кількість вимірюваних періодів T_x .

6.3.3 Похибка ФПІ (похибка перетворення періоду T_x в інтервал часу T_x) залежить від дрейфу нуля ФПІ та від наявності у вимірюваному сигналі випадкового шуму.

Абсолютна та відносна похибки ФПІ, що обумовлені дрейфом нуля, дорівнюють відповідно:

$$\Delta t(V_{\text{др}}) = T_x - T_x = \frac{\Delta U_{\text{др}} T_x}{2\pi U_m} = \frac{V_{\text{др}} T_x^2}{2\pi U_m},$$

$$\delta_{\Delta t} = \frac{\Delta t}{T_x} = \frac{V_{\text{дд}} T_x}{2\pi U_m},$$

де $V_{\text{др}}$ – швидкість дрейфу нуля ФП; U_m – амплітуда вхідного сигналу; $\Delta U_{\text{др}}$ – абсолютне значення дрейфу нуля за вимірюваний інтервал часу T .

6.3.4 Похибку від випадкового шуму з середньоквадратичним відхиленням σ_m можна охарактеризувати середньоквадратичним відхиленням інтервалу часу T_x від тривалості періоду T досліджуваного сигналу, яке з'являється внаслідок дії шуму:

$$\Delta t(\sigma_m) = \frac{\sqrt{2}\sigma_m T_x}{2\pi U_m} = \frac{T_x}{\sqrt{2\pi} \frac{U_m}{\sigma_m}}, \quad (6.6)$$

$$\delta(\sigma_m) = \frac{\sigma_m}{\sqrt{2\pi} U_m}.$$

Складова похибки $\delta(\sigma_m)$ не залежить від частоти, але збільшується зі зменшенням відношення сигнал/шум і тому є основною при високому рівні шумів.

6.3.5 Сумарне середньоквадратичне значення похибки вимірювання періоду з урахуванням всіх розглянутих вище складових (за умови їх некорельованості) дорівнює

$$\delta(\sigma_{\text{ндо}}) = \sqrt{\frac{T_0^2}{6T_x^2} + \frac{V_{\text{дд}}^2 T_x^2}{12\pi U_m^2} + \frac{\sigma_m^2}{2\pi U_m^2}}. \quad (6.7)$$

6.4 Принцип дії схеми

6.4.1 Принципова схема періодоміра з діапазоном вимірювання від 1 до 999 мс показана на рис. 6.2. В цій схемі ФП реалізовано на компараторі DA1, тригері Шмідта DD1.1 та інверторі DD3.2. Як ГКІ використовується генератор прямокутних імпульсів E3. Ключ реалізовано на елементі “І” DD4.1. Лічильник виконано на трьох паралельних десяткових лічильниках за модулем 10 DD6–DD8, з'єднаних разом з метою побудови лічильника за модулем 1000. Регістр реалізовано на трьох чотирирозрядних регістрах DD9–DD11. Цифровий відліковий пристрій ЦВП побудовано на семисегментних індикаторах HG4–HG6. Пристрій керування ПК реалізовано на лічильнику DD5, RS-тригері DD2, інверторах DD3.1, DD3.3 та елементі “І” DD4.2. Кількість лічильників та регістрів визначається кількістю розрядів вимірюваної величини, яка в свою чергу залежить від точності вимірювання.

Досліджуваний сигнал (джерелом сигналу є генератор синусоїдної напруги E1) поступає на компаратор DA1, що перетворює сигнал на прямокутні імпульси. Тривалість імпульсів дорівнює половині періоду вхідного сигналу. З виходу компаратора імпульси через тригер Шмідта DD1.1 та інвертор DD3.2, які застосовуються як погоджувальна ланка між виходом компаратора та цифровими елементами схеми, надходять на перший вхід ключа DD4.1, на вхід “R” RS-тригера DD2.1, а також через інвертор DD3.1 на другий вхід елемента “І” DD4.2 та на вхід установки в нульовий стан “CLR” лічильника DD5.

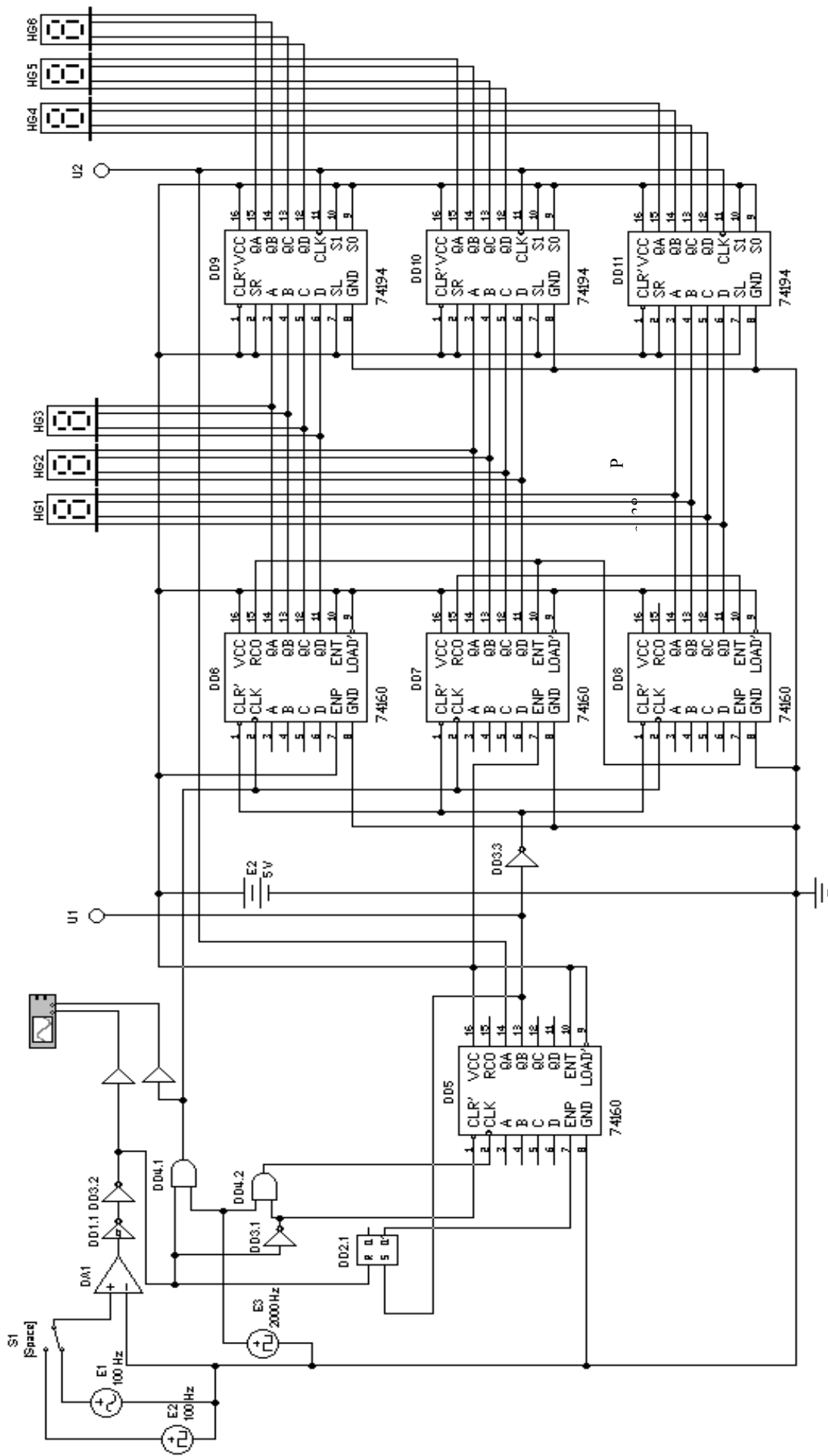


Рис. 6.2

Одночасно імпульси з ГКІ надходять на другий вхід ключа та на перший вхід DD4.2. Отже, коли на виході ФПІ встановлюється лог. “1”, ключ пропускає імпульси з ГКІ на тактові входи “CLK” лічильника DD6–DD8, що підраховує їх (стан лічильника в даний момент часу відображається на допоміжних індикаторах HG1–HG3, які в реальних схемах періодомірів відсутні). Лічильник DD5 та RS-тригер DD2.1 встановлюються в нульовий стан. Отже, на виході Q’ RS-тригера встановлюється лог. “1”, яка поступає на вхід дозволу підрахунку “ENP” мікросхеми DD5, що дозволяє лічильнику підрахунок. У той самий час на виході інвертора DD3.1 є лог. “0”, отже, схема збігу DD4.2 не пропускає імпульси з ГКІ на тактовий вхід лічильника DD5.

Коли ж на виході ФПІ встановлюється лог. “0”, то ключ не пропускає імпульси з ФПІ і лічильник DD6–DD8 перестає рахувати імпульси, на виході інвертора DD3.1 встановлюється лог. “1”, отже, схема збігу DD4.2 пропускає імпульси з ГКІ на тактовий вхід лічильника DD5 і він починає підрахунок. Коли лічильник підраховує один імпульс, на його виході “QA” з’являється лог. “1” (про її наявність сигналізує індикатор U2), яка надходить на тактові входи “CLK” мікросхем регістра DD9–DD11 і дозволяє перепис інформації з виходів лічильника DD6–DD8 у регістр.

Після запису інформація зберігається у регістрі до наступного перепису і одночасно відображається індикаторами HG4–HG6. Коли лічильник DD5 підраховує другий імпульс, на його виході “QB” з’являється лог. “1” (про її наявність сигналізує індикатор U1), яка надходить на вхід “S” RS-тригера DD2.1 і встановлює на його виході “Q” лог. “0”, забороняючи лічильнику DD5 подальший підрахунок. Також ця лог. “1” поступає на вхід інвертора DD3.3, на виході якого встановлюється лог. “0”, який надходить на входи “CLR” мікросхем лічильника DD6–DD8 і встановлює їх в нульовий стан. Далі схема не змінює свій стан до появи на виході ФПІ лог. “1”, після чого процес вимірювання повторюється.

6.5 Хід лабораторної роботи

6.5.1 Розрахуйте для свого варіанту відповідно до таблиці 6.1 частоту для ГКІ згідно формули (6.4) і верхню границю діапазону вимірювання згідно формули (6.3).

Таблиця 6.1

Варіант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
δ_k	1	0,5	0,2	2	1	0,5	2	2	0,5	0,1	0,2	1
T_{\min}	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	0,001	0,05	0,1	0,1	0,1	0,01

6.5.2 Встановіть розраховане значення на ГКІ.

6.5.3 На генераторі вхідного сигналу по чергово встановіть період, що відповідає початку, середині та кінцю діапазону вимірів періодів, початкова фаза має дорівнювати 0°.

Примітка. Оскільки в генераторі можна змінювати лише частоту, то всі значення періодів, а далі і тривалості імпульсів, необхідно перераховувати у значення частоти та шпаруватості.

Запишіть покази періодоміра в табл. 6.2.

Таблиця 6.2

Номер досліджу	Задане значення періоду T_x , мс	Покази періодоміра, мс	Результати вимірювань осцилографом	
			Періоду сигналу, мс	Тривалості імпульсів з виходу ФПІ, мс

6.5.4 За допомогою осцилографа виміряйте період коливань вхідного сигналу, тривалість імпульсів на виході ФПІ для кожного з заданих періодів, результати запишіть до табл. 6.2.

6.5.5 Для одного зі значень періоду замалюйте одночасно осцилограми:

- вхідного сигналу та сигналу з виходу ФПІ;
- сигналу з виходу ФПІ та сигналу з виходу ГКІ;
- сигналу з виходу ГКІ та сигналу з виходу ключа.

6.5.6 Проведіть дослідження похибки квантування. Встановіть на генераторі вхідного сигналу значення періоду, яке відповідає середині діапазону вимірювань (початкова фаза 0°) та запишіть покази приладу. Збільшуючи період на 0.2 мс, запишіть результати чотирьох вимірювань до табл. 6.3.

Таблиця 6.3

Період сигналу T_x , мс	Покази періодоміра, мс, при початковій фазі				
	0°	45°	90°	135°	180°

6.5.7 Дослідження складових похибки квантування

Встановіть на генераторі вхідного сигналу почергово наступні значення початкової фази: 45° , 90° , 135° , 180° . Для кожного значення повторіть п. 6.5.6. При одному значенні частоти для кожного значення фазового зсуву замалюйте осцилограми сигналу з виходу ФПІ та сигналу з виходу ГКІ.

6.5.8 Під'єднайте до входу компаратора DA1 генератор імпульсів E2 за допомогою перемикача S1.

Встановіть на генераторі значення періоду, яке відповідає середині діапазону вимірювань.

Змінюючи тривалість імпульсів генератора E2 за допомогою перемикача "Duty cycle", зробіть три-чотири вимірювання періоду, результати занесіть до табл. 6.4.

Таблиця 6.4

Номер виміру	Задана тривалість імпульсів, мс	Покази періодоміра, мс

6.5.9 Зробіть висновки з роботи.

6.6 Контрольні запитання

6.6.1 Поясніть механізм виникнення похибки квантування часового інтервалу.

6.6.2 Наведіть структурну схему та викладіть принцип дії періодоміра.

6.6.3 Перелічіть основні похибки періодомірів.

6.6.4 Якими чинниками обмежується діапазон вимірювання періодоміра?

6.6.5 Поясніть методику оцінки періоду та тривалості часових інтервалів за допомогою осцилографа.

6.6.6 Як можна зменшити похибку квантування цифрових періодомірів?

6.6.7 Обґрунтуйте вибір кількості двійково-десяткових розрядів періодоміра для вимірювання в діапазоні 1–10 мс з відносною похибкою не більше за 0,01%.

7 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 7

7.1 Найменування і мета роботи

7.1.1 Найменування роботи: «Дослідження аналого-цифрового перетворювача двотактного інтегрування».

7.1.2 Мета роботи: вивчення принципу дії, дослідження принципової схеми та похибок АЦП двократного інтегрування.

7.2 Побудова АЦП

7.2.1 Досліджуваний перетворювач призначено для вимірювання напруги від 0 В до 9,9 В. Структурна схема перетворювача, наведена на рис. 7.1 і складається з таких блоків: інтегратора І; генератора квантувальних імпульсів ГКІ; лічильника ЛЧ; регістра РГ; компаратора КОМ; ключів К1 і К2; цифрового автомату ЦА; цифрового відлікового пристрою ЦВП.

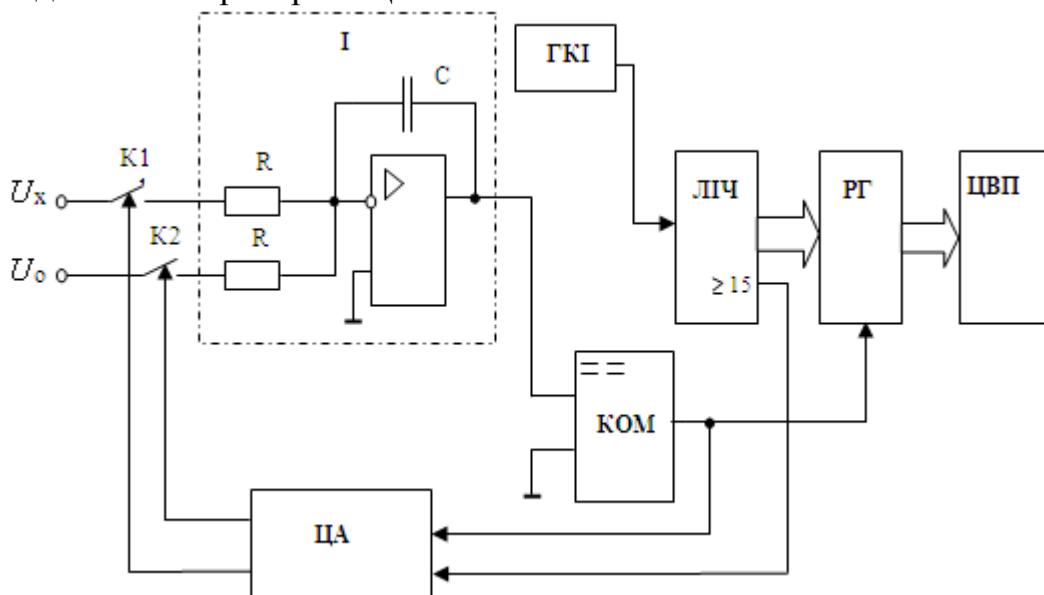


Рис. 7.1

7.2.2 Перетворювач напруга-код подвійного інтегрування працює у два цикли. У першому циклі в момент часу t_1

U_x На його

виході формується лінійно зростаюча напруга U_1 , швидкість наростання якої пропорційна величині U_x :

$$U_1(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t U_x d\tau,$$

де RC - постійна часу інтегрування.

З моменту t_1 на лічильник $ЛЛЧ$ починають надходити імпульси з ГКІ з періодом повторення T_0 . Цими імпульсами в кількості N_H в момент часу t_2 лічильник цілком заповнюється, і сигнал переповнення з його виходу “ ≥ 15 ” надходить на цифровий автомат $ЦА$, що розмикає $K1$ і замикає $K2$. Таким чином, формується постійний часовий інтервал

$$T_{\text{инт}} = t_2 - t_1 = N_H T_0,$$

протягом якого відбувається зарядження інтегратора I невідомою напругою U_x .

В другому циклі через замкнутий ключ $K2$ на вхід інтегратора подається зразкова напруга U_0 з полярністю, зворотною U_x . Інтегратор починає розряджатися, і в момент часу t_3 , коли вихідна напруга інтегратора досягне 0, компаратор $КОМ$ видасть на регістр $РГ$ сигнал запису, і в регістр $РГ$ запишеться поточний стан лічильника $ЛЛЧ$. Число N_x , записане в лічильник, дорівнює

$$N_x = \frac{t_3 - t_2}{T_0} = \frac{T_x}{T_0}$$

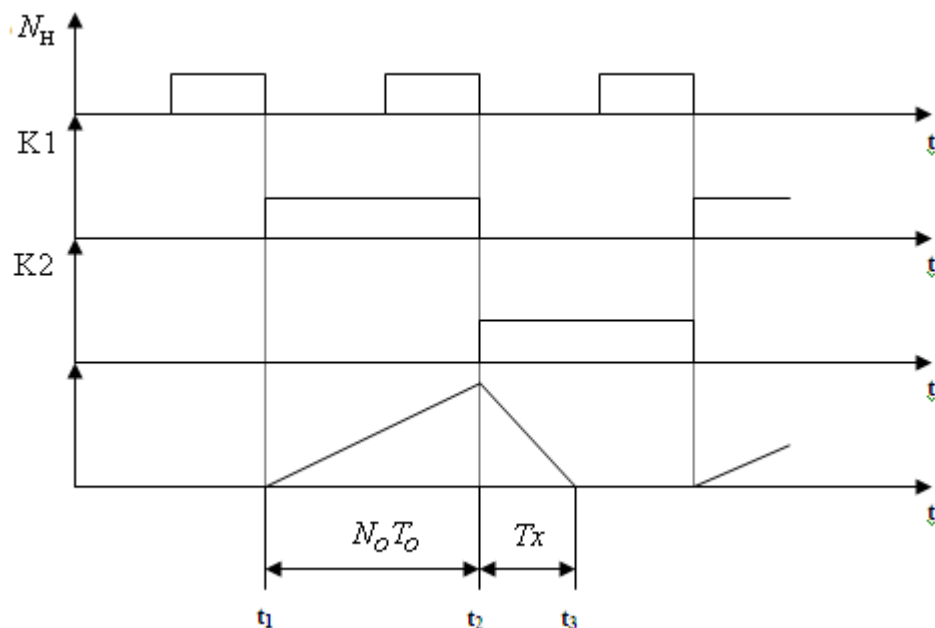


Рис. 7.2

Одночасно сигнал з виходу компаратора надходить на цифровий автомат $ЦА$, і він розмикає ключ $K2$. Далі після заповнення лічильника, сигнал переповнення з його виходу “ ≥ 15 ” надходить на цифровий автомат $ЦА$ і вимірювання повторюється.

Баланс зарядів на інтеграторі

$$\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} U_x dt = \frac{1}{RC} \int_{t_2}^{t_3} U_0 dt,$$

$$T_{\text{інт}} U_x = T_x U_0,$$

або

$$T_{\text{інт}} U_x = N_x T_0 U_0,$$

$$N_x = \frac{T_{\text{інт}} U_x}{U_0 T_0} = \frac{U_x N_H}{U_0}.$$

Таким чином, число N_x , записане в реєстр у другому циклі роботи, є прямо пропорційним вимірюваній напрузі U_x і не залежить від постійної часу інтегрування RC та періоду квантувальних імпульсів.

7.3 Похибки перетворювача

7.3.1 У перетворювачі виникають наступні похибки:

$\delta_{\text{еє}}$ - похибка від неідентичності ключів К1 і К2;

δ_i - похибка від нелінійності інтегрування;

$\delta_{\text{а0}}$ - похибка, викликана дрейфом нуля інтегратора;

δ_f - похибка, викликана обмеженістю смуги пропускання підсилювача інтегратора;

$\delta_{\text{е}}$ - похибка квантування.

7.3.2 Похибка перехідних опорів ключів виникає через те, що напруги U_x і U_0 подаються на інтегратор через ключі К1 і К2, опори яких у замкненому стані не рівні 0. Тоді рівняння перетворення буде мати вигляд

$$\frac{1}{(R + r_{K1})C} \int_0^{T_{\text{інт}}} U_x dt = \frac{1}{(R + r_{K2})C} \int_0^{T_x} U_0 dt,$$

де r_{K1} і r_{K2} - опори першого і другого ключів у замкненому стані.

$$T_x = \frac{R + r_{K2}}{R + r_{K1}} \frac{\int_0^{T_{\text{інт}}} U_x dt}{U_0}. \quad (7.1)$$

З виразу (7.1), з урахуванням того, що $R \gg r_K$, похибка, викликана нестабільністю r_{K1} і r_{K2} , визначається як

$$\delta_{K1} = \frac{\Delta r_{K2} - \Delta r_{K1}}{R},$$

де Δr_{K1} і Δr_{K2} - зміна опорів замкнених ключів під впливом зовнішніх факторів.

7.3.3 Похибка від нелінійності інтегрування γ_H залежить від часу інтегрування і постійної часу інтегратора $\tau_{\text{інт}}$ (рис. 7.3)

$$\tau_{\text{інт}} = 2RC(1 + K_{\text{II}}),$$

де K_{II} - коефіцієнт підсилення інтегратора на постійному струмі.

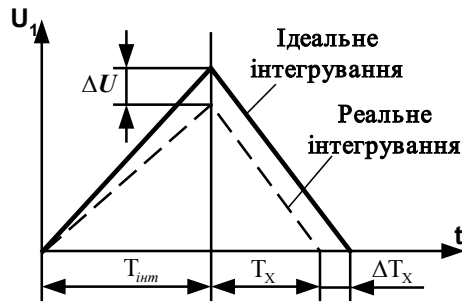


Рис. 7.3

7.3.4 Відносна похибка від нелінійності інтегрування

$$\delta_i = \frac{T_{зід} + T_x}{2RC(1 + K_i)}$$

7.3.5 Відносна приведена похибка, викликана дрейфом нуля для випадку $U_{хн} = U_0$:

$$\delta_{ад} = \pm \frac{2U_{ад}}{U_0}$$

де $U_{др}$ - приведена до входу підсилювача напруга дрейфу.

Ця складова похибки може бути досить великою, тому між циклами перетворювання введено такт корекції дрейфу.

7.3.6 Обмеженість смуги пропускання підсилювача інтегратора призводить до похибки через затримку початку змінювання вихідної напруги інтегратора щодо моменту комутації (рис. 7.4):

$$t_1 = \frac{1}{K_0 \cdot f_{гр}}$$

де K_0 – коефіцієнт підсилення підсилювача інтегратора на постійному струмі; $f_{гр}$ – межа смуги пропускання підсилювача.

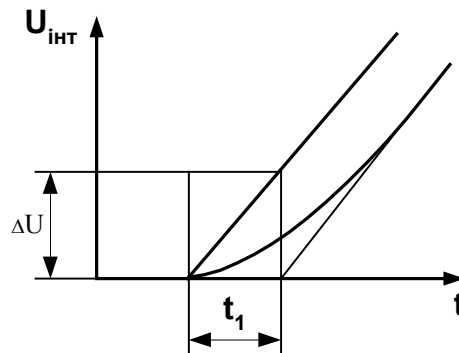


Рис. 7.4

7.3.7 Основна особливість цифрових інтегруючих вольтметрів, які вимірюють середнє значення напруги за час інтегрування $T_{інт}$, полягає у їхній здатності подавлення завади, як випадкових, так і періодичних.

Коефіцієнт подавлення завади визначається як

$$B = 20 \lg \frac{U_{zm}}{\Delta U_3} \tag{7.2}$$

де U_{zm} - амплітуда напруги завади; ΔU_3 - похибка результату виміру, яка обумовлена напругою завади U_{zm} :

$$\Delta U_3 = \frac{1}{T_{\text{інт}}} \int_0^{T_{\text{інт}}} U_3(t) dt . \quad (7.3)$$

Для періодичної синусоїдальної завади, враховуючи вирази (7.2) та (7.3), мінімальний коефіцієнт подавлення завад можна обчислити як:

$$B_{\text{мін}} = 20 \lg \frac{\pi T_{\text{інт}}}{T_3} - 20 \lg \sin \frac{\pi T_{\text{інт}}}{T_3} .$$

При $T_{\text{інт}} = nT_3$, де $n=1,2,3,\dots$, $B \rightarrow \infty$, тобто при часі інтегрування, кратному періоду завади, коефіцієнт подавлення прямує до нескінченності. Однак, навіть при незначних відхиленнях частоти завади від її номінального значення коефіцієнт подавлення різко зменшується. Тому в прецизійних АЦП застосовуються спеціальні заходи для спостереження за частотою завади.

7.4 Принцип дії схеми

7.4.1 Принципову схему досліджуваного перетворювача наведено на рис. 7.5. До неї входять: інтегратор, реалізований на R1, R2, R3, C1 та мікросхемі DA2; генератор квантувальних імпульсів на генераторі E1; лічильник на мікросхемах DD1, DD2; регістр на мікросхемах DD3–DD4; компаратор на мікросхемі DA1, тригері Шмітта DD7 та інверторі DD8; ключі K1, K2 на перемикачах; цифровий автомат на JK-тригері DD5 та диз'юнкторі DD6; цифровий відліковий пристрій на семисегментних індикаторах HG3, HG4.

7.4.2 Поточний стан лічильника відображають індикатори HG1, HG2, на виході компаратора – індикатор U2, на вході паралельного запису інформації CLK регістра – індикатор U1.

Лічильник DD1- DD2 підраховує імпульси з ГКІ і за спадом імпульсу на виході QD лічильника DD2 Т-тригер DD5 (JK-тригер працює в режимі Т-тригера) переходить в одиничний стан, а лічильник продовжує підрахунок. На виході Q Т-тригера встановлюється лог. "1", яка замикає ключ K1, і інтегратор починає заряджатися вимірюваною напругою U_x , напруга на виході повторювача DA3 збільшується, і на виході компаратора DA1 встановлюється високий рівень напруги; відповідно на виході погоджуючої ланки DD7, DD8 встановлюється лог. "1". У свою чергу на виході Q' Т-тригера встановлюється лог. "0", який надходить на DD6, і тому ключ K2 розімкнуто. За наступним спадом імпульсу на виході QD лічильника DD2 Т-тригер DD5 встановлюється в нульовий стан. На його виході Q встановлюється лог. "0", який розмикає ключ K1, в свою чергу на виході Q' Т-тригера встановлюється лог. "1", яка надходить на DD6, і K2 замикається (оскільки на виході погоджуючої ланки DD7, DD8 все ще присутня лог."1"); інтегратор починає розряджатися опорною напругою U_0 і напруга U на виході повторювача DA3 починає зменшуватися. Як тільки напруга на виході повторювача стане рівна 0 В, то на виході компаратора DA1 встановлюється низький рівень напруги, на виході DD7 встановлюється лог. "1", яка поступає на вхід CLK регістра DD3–DD4, і в регістр записується стан лічильника DD1–DD2,

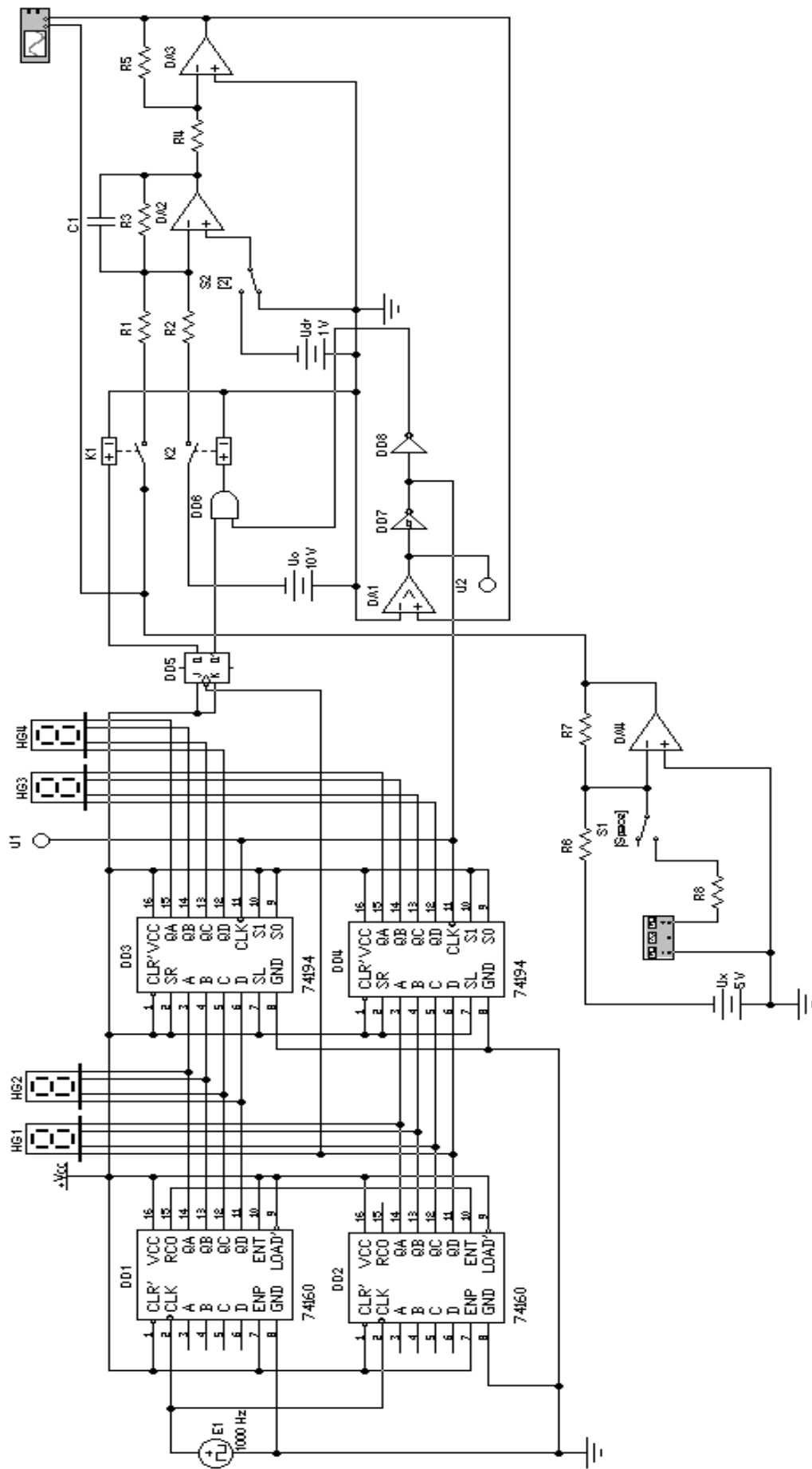


Рис. 7.5

пропорційний тривалості розрядження інтегратора T_x . Одночасно на виході DD8 встановлюється лог. "0", який надходить на DD6, і ключ К2 розмикається. Отже, інтегратор розряджено, і цей стан схеми зберігається до наступного спаду імпульсу на виході QD лічильника DD2, з появою якого процес вимірювання повторюється.

7.5 Хід лабораторної роботи

7.5.1 Установіть значення опорної напруги згідно табл. 7.1.

Таблиця 7.1

Варіант	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Значення U_0 , В	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20

Для заданого значення U_0 визначте такі параметри: номінальний код лічильника N_n , період квантувальних імпульсів T_0 , час першого такту інтегрування $T_{\text{зю}}$.

7.5.1 Виберіть десять значень вхідної напруги U_x в інтервалі $[0, U_0]$.

7.5.3 Увімкніть досліджувану схему і за допомогою осцилографа виміряйте $U_{\text{вих1}}$, T_x та зафіксуйте покази індикатора для всіх десяти значень U_x , дані занесіть в табл. 7.2. Порівняйте розраховані й виміряні значення.

Таблиця 7.2

Значення вимірюваної напруги U_x , В										
$U_{\text{вих1}}$, В										
T_x , мс										
Покази індикаторів $U_{\text{вих}}$, В										

7.5.4 Замалюйте осцилограми напруги на вході інтегратора для $U_x = 0,1 \cdot U_n$, $U_x = 0,5 \cdot U_n$ та $U_x = U_n$ в одній координатній площині.

7.5.5 Змініть постійну часу інтегратора на 50 % (зменшуйте, або збільшуйте ємність конденсатора CI). Виміряйте і занесіть у табл. 7.3 покази індикатора для обраних вище десяти значень напруги, порівняйте ці покази з даними, отриманими в п. 7.5.3.

Таблиця 7.3

Значення вимірюваної напруги U_x , В										
$U_{\text{вих1}}$, В										
T_x , мс										
Покази індикаторів $U_{\text{вих}}$, В										

7.5.6 За допомогою перемикача S2 подайте на вхід інтегратора постійну напругу з джерела $U_{\text{др}}$, що моделює напругу дрейфу підсилювача інтегратора, подану до входу. Проведіть вимірювання вихідної напруги для визначених раніше

десяти значень вимірюваної напруги, дані занесіть в табл. 21, порівняйте їх із значеннями, які отримані в п. 7.5.3.

Замалуйте осцилограму $U_{\text{вих1}}$ для $U_x = U_H$ і порівняйте її з осцилограмою, яка отримана в п. 7.5.4.

За даними, які отримані, розрахуйте відносну приведену похибку, яка залежить від дрейфу підсилювача інтегратора. Результат розрахунків занесіть у табл. 7.4.

7.5.7 За допомогою перемикача S1 під'єднайте до досліджуваної схеми генератор змінної напруги (функціональний генератор), вихідний сигнал якого моделює періодичну заваду. Встановіть період коливань генератора $T_{\text{зад}} = 0,4 \cdot T_{\text{гю}}$. Проведіть вимірювання вхідної напруги $U_x = 0,5 \cdot U_H$ при значеннях напруги завади $0,1U_H$; $0,2U_H$; $0,5U_H$; $0,8U_H$; U_H . Отримані дані занесіть у табл. 7.5. Порівняйте їх з точними значеннями вхідної напруги.

Таблиця 7.4

Значення вимірюваної напруги U_x , В									
$U_{\text{вих1}}$, В									
T_x , мс									
Покази індикаторів $U_{\text{вих}}$, В									
Відносна приведена похибка $\gamma_{\text{др}}$									

Таблиця 7.5

Значення вимірюваної напруги U_x , В					
Покази індикатора $U_{\text{вих}}$, В					

Установіть значення вимірюваної напруги $U_x = 0,5U_H$ і значення напруги завади $U_z = 0,1U_H$. Змінюйте частоту генератора f на 20% із кроком 2% і проведіть вимірювання. Розрахуйте для кожного значення частоти відносну похибку вимірювання вхідної напруги. Дані вимірів і розрахунків занесіть у табл. 7.6.

Таблиця 7.6

Частота генератора f , Гц									
Покази індикаторів $U_{\text{вих}}$, В									
Відносна похибка $\delta_{\text{вим}}$, %									

Побудуйте графік зміни відносної похибки від частоти завади.

7.5.8 Зробіть висновки з роботи.

7.6 Контрольні запитання

7.6.1 Яким треба вибрати $T_{\text{інт}}$ для подавлення мережевої завади частотою 50 Гц?

7.6.2 Наведіть та проаналізуйте формулу подавлення завади.

7.6.3 Яку функцію виконує в інтеграторі резистор R_3 ?

7.6.4 Поясніть механізм подавлення завад у вольтметрах двократного інтегрування.

8 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 8

8.1 Найменування і мета роботи

8.1.1 Найменування роботи: «Дослідження аналого-цифрового перетворювача розгортуючого врівноваження порозрядного наближення».

8.1.2 Мета роботи: вивчення принципу дії, дослідження принципової схеми та похибок АЦП розгортуючого врівноваження порозрядного наближення.

8.2 Побудова АЦП

8.2.1 Досліджуваний перетворювач дозволяє вимірювати напругу від 0 В до 25,6 В. Відображення виміряного значення напруги відбувається в шістнадцятиричній системі числення.

8.2.2 При порозрядному методі врівноваження компенсуюча величина X_k відпрацьовується циклами, що повторюються у відповідній послідовності. Порозрядний метод обробки X_k на відміну від слідкуючого методу відрізняється значно меншою кількістю операцій. При порозрядному методі обробки можна використовувати двійкову, двійково-десяткову та інші системи числення. Але більш доречно використовувати двійкову чи двійково-десяткову системи числення, при яких кількість кроків компенсатора мінімальна. В лабораторній роботі використовується перетворювач, в основі якого лежить двійкова система.

Час обробки при двійковій системі

$$t_0 = \Delta t_{\text{ст}} \cdot \log_2 \cdot N_{\text{н}} = m \Delta t_{\text{ст}}, \quad (8.1)$$

де $\Delta t_{\text{ст}}$ - час обробки одного ступеня; m – число двійкових розрядів у номінальному коді $N_{\text{н}}$.

8.2.3 Структурна схема перетворювача зображена на рис. 8.1 і складається з таких функціональних блоків: цифрового автомата ЦА; восьмирозрядного цифро-аналогового перетворювача ЦАП; компаратора К; регістра РГ; цифрового відлікового пристрою ЦВП.

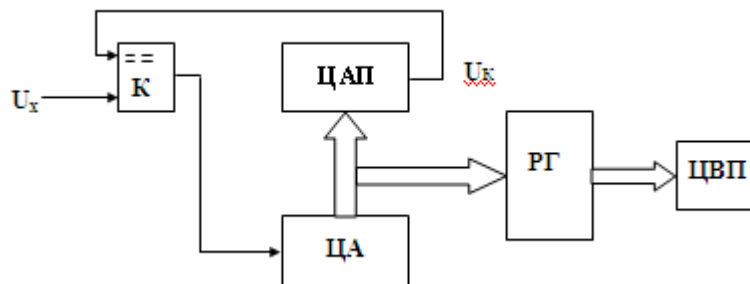


Рис. 8.1

8.2.4 В першому такті на виході цифрового автомата ЦА формується код з лог. "1" у старшому розряді (1000000). Цей код поступає на вхід ЦАП, і на його виході з'являється напруга U_k , яка дорівнює половині номінального значення. Ця напруга надходить на компаратор К, де вона порівнюється з вимірюваною напругою U_x . Якщо $U_x > U_k$, то на виході компаратора формується лог. "1", яка поступає на ЦА. Лог. "1" у старшому розряді зберігається, але якщо U_x менше U_k , то на виході компаратора з'являється лог. "0" і в старший розряд записується лог. "0". У наступному такті на виході ЦА формується код з лог. "1" у наступному розряді, але з урахуванням результату попереднього такту. Отже, на виході ЦА буде код

11000000 (якщо $U_x > U_k$) або 01000000 (якщо $U_x < U_k$). Відповідно до цього коду на виході ЦАП формується наступне значення U_k , і процес повторюється. По закінченні восьмого такту (ЦАП восьмирозрядний) код з виходу ЦА записується в регістр РГ і відображається на цифровому відліковому пристрої ЦВП. Далі процес вимірювання повторюється з початку.

8.3 Похибки перетворювача

8.3.1 Статистичні похибки:

8.3.1.1 Похибка від квантування

Через те, що в АЦП порозрядного врівноваження вихідний код N наближується до шуканого відліку N_x з однієї сторони, згори чи знизу, то максимальна абсолютна похибка квантування є рівною ступеню квантування ΔX_k . Приведена похибка квантування:

$$\delta_{\epsilon} = \frac{\Delta X_{\epsilon}}{X_N} \cdot 100 \text{ [\%]}.$$

8.3.1.2 Похибка від порога чутливості пристрою порівняння

Ця складова повністю входить до складу похибки вимірювання.

8.3.2 Динамічні похибки

8.3.2.1 У пристроях розгортуючого врівноваження виміряне значення X приписується моментам часу початку чи кінця розгортки компенсуючої величини. Час циклу компенсації вхідної величини не може бути нескінченно малим, і вимірювана величина може змінитись за цей час. Отже, виникає динамічна похибка (рис. 8.2)

$$\delta X_{\text{аєі}} = V_x (t_2 - t_1),$$

де $V_x = \frac{dX}{dt}$ – швидкість зміни вимірюваної величини X ; t_1 і t_2 – відповідно моменти початку і кінця циклу вимірювання:

$$(t_2 - t_1) = \Delta t_{\text{ст}} \cdot \log_2 N_n, \quad (8.2)$$

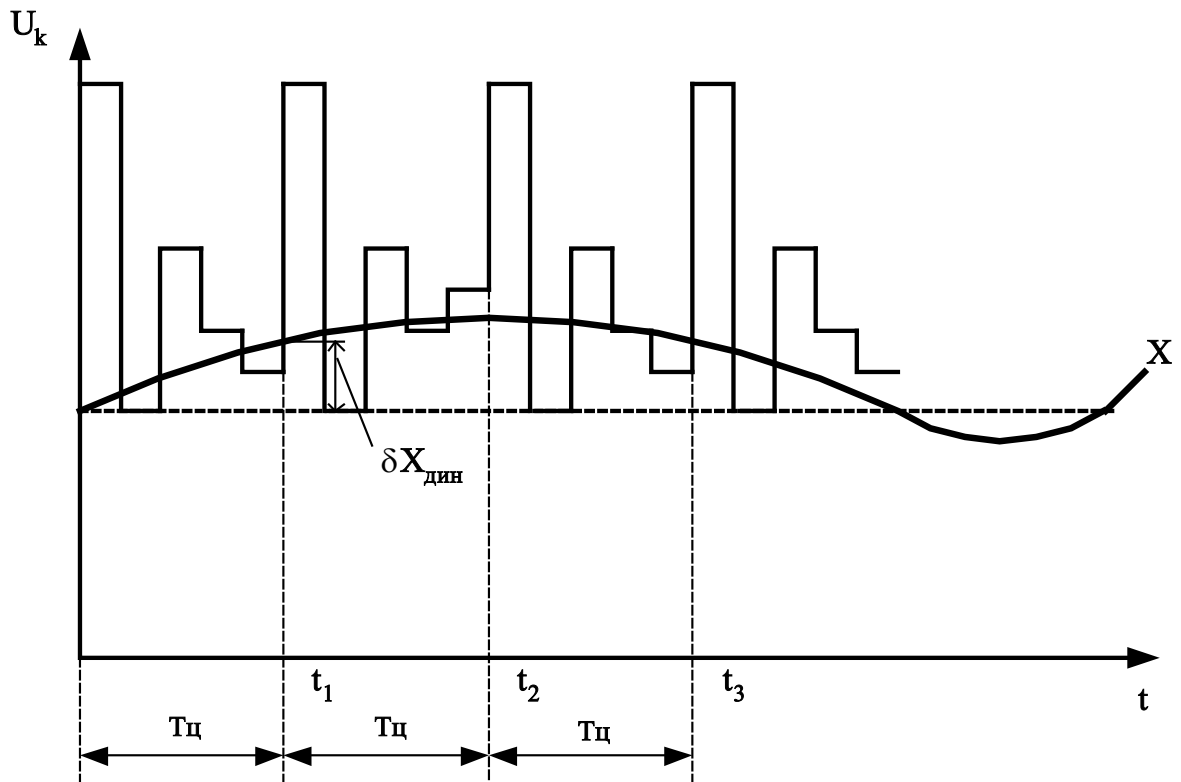


Рис. 8.2

Якщо порівняти вирази (8.1) і (8.2), видно, що при збільшенні кількості ступенів квантування N_H похибка $\delta X_{\text{аі}}$ збільшується, а похибка від квантування $\Delta X_{\text{с}}$ зменшується; тому визначають оптимальну кількість ступенів $N_{H \text{ опт.}}$, при якій сумарна похибка $\delta X_{\text{с}}$ буде мінімальною.

8.3.2.2 При порозрядному врівноваженні X_K за двійковою системою числення сумарна похибка

$$\delta X_{\text{н}} = \frac{X_i}{N_i} + V_x \Delta t_{\text{нб}} \log_2 N_i .$$

Диференціюємо цей вираз по N_H та визначаємо оптимальне значення $N_{H \text{ опт.}}$, яке відповідає мінімуму сумарної похибки:

$$N_{i \text{ нб}} = \frac{X_i}{V_x \Delta t_{\text{нб}}} \ln 2 .$$

Отже, максимальна швидкість зміни вхідного сигналу не повинна перевищувати значення:

$$V_{\text{max}} = \frac{X_i \ln 2}{N_i \Delta t_{\text{нб}}} . \quad (8.3)$$

8.4 Принцип дії схеми

8.4.1 Принципову схему перетворювача зображено на рис. 8.3.

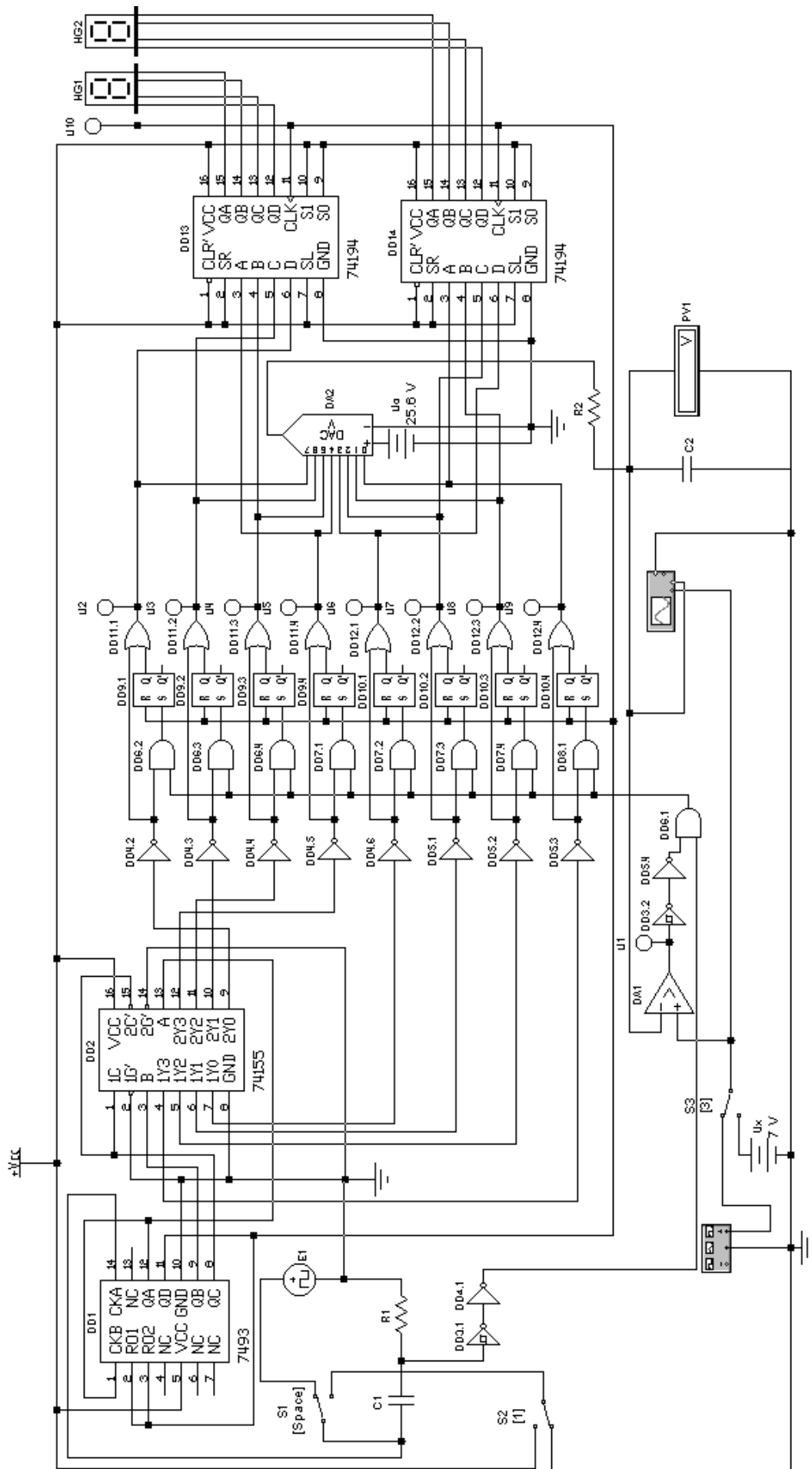


Рис. 8.3

Цифровий автомат реалізовано на генераторі тактових імпульсів ГТІ Е1; лічильнику DD1; дешифраторі DD2; RS-тригерах DD9-DD10; логічних елементах DD4, DD5.1-DD5.3, DD11, DD12, DD6.1-DD8.1; ЦАП реалізовано на мікросхемі DA2, компаратор – на мікросхемі DA1, регістр – на мікросхемах DD13-DD14, ЦВП – на семисегментних індикаторах HG1–HG2.

Вихідний двійковий код знімається з виходів диз'юнкторів DD11–DD12.

8.4.2 Розглянемо дію схеми після закінчення перехідних процесів. Лічильник DD1 та RS-тригери з знаходяться в нульовому стані. На виході 2Y0 (який відповідає найменшому вхідному коду) дешифратора DD2 – лог. “0”, на всіх інших виходах лог. “1”, відповідно на виході інвертора DD4.2 та диз'юнктора DD11.1 – лог. “1”, а на виходах інверторів DD4.3–DD5.3 та диз'юнкторів DD11.2–DD12 – лог. “0”.

Якщо $U_x > U_k$, то на виході компаратора високий рівень напруги і на виході погоджуючої ланки DD3.2, DD5.4 присутня лог. “1”, яка відкриває ключ DD6.1. З приходом імпульсу з ГТІ, за переднім його фронтом, на виході диференціюючого кола C1–R1 формується короткий імпульс, який надходить на погоджуючу ланку DD3.1–DD4.1, в результаті чого на її виході з'являється лог. “1”. Ця лог. “1” поступає на ключ DD6.1, на виході якого з'являється лог. “1”, яка одночасно надходить на ключі DD6.2–DD8.1. У результаті лог. “1” з'явиться на виході того ключа, який відповідає виходу дешифратора DD2, на якому наявна лог. “1” (в нашому прикладі це вихід 2Y0, отже, на виході ключа DD6.2 з'явиться лог. “1”). Ця лог. “1” встановлює відповідний RS-тригер в одиничний стан, а отже, лог. “1” зберігається в старшому розряді вихідного коду.

Якщо $U_x < U_k$, то на виході компаратора низький рівень напруги і на виході погоджуючої ланки DD3.2, DD5.4 присутній лог. “0”, який закриває ключ DD6.1, тому лог. “1” з виходу погоджуючої ланки DD3.1-DD4.1 не пройде через ключ DD6.1, а відповідний RS-тригер не встановиться в одиничний стан і у відповідному розряді вихідного коду лог. “1” не збережеться.

По задньому фронту того ж імпульсу з ГТІ лічильник DD1 збільшує свій стан на одиницю і лог. “0” з'явиться на іншому, відповідному стану лічильника, виході дешифратора, а отже у наступному розряді вихідного коду з'явиться лог. “1”.

Цей код надходить на ЦАП і процес вимірювання повторюється доки лічильник не підрахує сім імпульсів. З приходом заднього фронту восьмого імпульсу з ГТІ на виході QD лічильника DD1 з'являється лог. “1”, яка надходить на входи встановлення в нульовий стан R01, R02 і обнулює лічильник. Одночасно ця лог. “1” надходить на входи дозволу паралельного запису CLK регістра DD13-DD14 і в нього записується вихідний код. Також ця лог. “1” надходить на входи R RS-тригерів і тим самим обнулює всі тригери. Далі процес вимірювання починається з початку.

Перші чотири такти роботи схеми зображено на рис. 8.4.

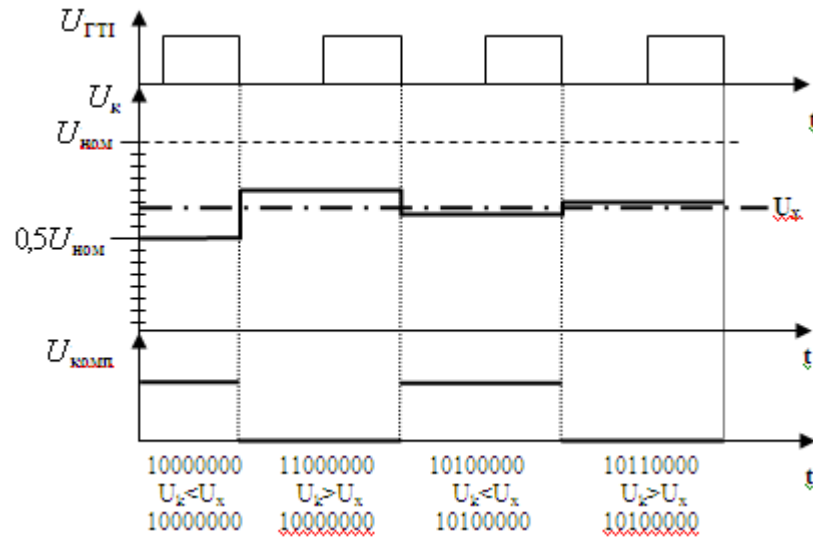


Рис. 8.4

8.5 Хід лабораторної роботи

8.5.1 Для досліджуваної схеми розрахуйте значення ступеня квантування, часу перетворення (вимірювання), значення компенсуючої напруги, яка відповідає всім розрядам вихідного коду. Результати розрахунку занесіть до табл. 8.1.

Таблиця 8.1

Вихідний код N_x	1000	0100	0010	0001	0000	0000	0000	0000
	0000	0000	0000	0000	1000	0100	0010	0001
Розраховане значення компенсуючої напруги $U_{к,розр}$, В								
Виміряне значення компенсуючої напруги U_k , В								

Установіть вхідну напругу, рівну номінальній, переведіть схему в режим ручного керування тактами компенсації (перемикач S1 та S3 переведіть в нижнє положення, тактові імпульси подавайте перемикачем S2, переводячи його на короткий час в верхнє положення)., за допомогою вольтметра PV1 виміряйте значення компенсуючої напруги, відповідної розрядам вихідного коду. Результати занесіть до табл. 8.1. Порівняйте отримані дані з розрахованими.

8.5.2 Установіть вимірювану напругу рівною $0,1U_{ном}$, $0,5U_{ном}$, $0,9U_{ном}$. За допомогою осцилографа порівняйте вимірювану напругу з компенсуючою в кожному такті компенсації і запишіть коди, що відповідають кожному такту компенсації. Порівняйте отриманий остаточний код із двійковим кодом, що відображається на індикаторах U2–U9, і з шістнадцятиричним на індикаторах HG1 і HG2. Результати занесіть до табл. 8.2. Порівняйте значення вимірюваної вхідної напруги й напруги компенсації, виміряної вольтметром PV1.

Таблиця 8.2

Значення вимірюваної напруги, В	Номер такту компенсації								
	Параметр	1	2	3	4	5	6	7	8
	Вихідний код								
	Компенсуюча напруга, В								
	Вихідний код								
	Компенсуюча напруга, В								
	Вихідний код								
	Компенсуюча напруга, В								

8.5.3. Увімкніть режим автоматичного керування (перемикач S1 переведіть в верхнє положення). Замалюйте осцилограми компенсуючої напруги для кожної з заданих вхідних напруг .

8.5.4. Дослідіть динамічні похибки АЦП порозрядного врівноваження.

Розрахуйте за формулою (8.3) значення максимальної швидкості вимірювання вхідного сигналу для значення динамічної похибки. Встановіть на функціональному генераторі параметри сигналу трикутної форми:

Переведіть схему в режим динамічних вимірів (перемикач S3 переведіть в верхнє положення), за допомогою осцилографа виміряйте 10 значень динамічної похибки для різних точок вхідної пилоподібної напруги і визначте середнє значення, порівняйте його з заданою напругою. Результати занесіть до табл. 8.3. Замалюйте осцилограми вхідної напруги і напруги компенсації, що відповідає максимальному і мінімальному значенню похибки.

8.5.5 Зробіть висновки з роботи.

8.6 Контрольні запитання

8.6.1 Викладіть принцип дії приладів порозрядного врівноваження, заснованих на двійковій, десятковій, двійково-десятковій системах числення.

Таблиця 8.3

Параметр	Номер вимірювання									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Вхідна напруга, В										
Динамічна похибка $\delta X_{\text{дин}}$, В										

8.6.2 Чому дорівнює число тактів відпрацювання компенсуючої величини і час вимірювання для кожної системи числення?

8.6.3 Поясніть механізм виникнення динамічної похибки АЦП порозрядного врівноваження.

8.6.4 Якими чинниками обмежується швидкодія АЦП розгортуючого врівноваження?

8.6.5 Чи залежить час вимірювання АЦП розгортуючого врівноваження від значення вимірюваної напруги?

9 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 9

9.1 Найменування і мета роботи

9.1.1 Найменування роботи: «Дослідження сигма-дельта перетворювачів».

9.1.2 Мета роботи: вивчення принципу дії, дослідження принципової схеми та похибок сигма-дельта перетворювачів.

9.2 Побудова перетворювача

9.2.1 Принцип дії сигма-дельта АЦП базується на компенсації вхідного середнього струму зарядом чи струмом від внутрішнього джерела. Перетворювач складається з таких функціональних блоків: суматора, інтегратора ІНТ, компаратора КОМ, генератора тактових імпульсів ГТІ, D-тригера, схеми збігу «&», лічильника ЛІЧ, регістра РГ, цифрового відлікового пристрою ЦВП, ключа К, джерел опорної напруги $+U_0$ та $-U_0$, пристрою керування ПК.

9.2.2 Структурну схему сигма-дельта перетворювача наведено на рис. 9.1.

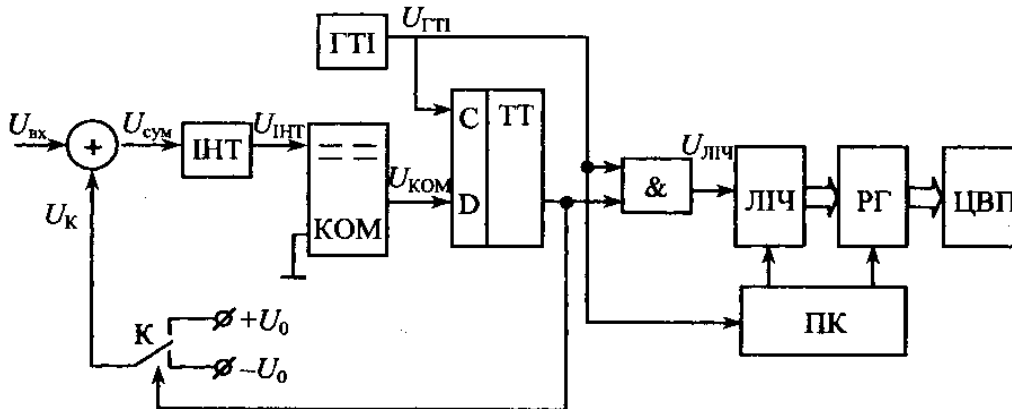


Рис. 9.1

Вхідна вимірювана напруга через суматор подається на інтегратор ІНТ, вихідний сигнал якого порівнюється з фіксованою напругою на другому вході компаратора КОМ. На другий вхід суматора подаються імпульси напруги фіксованої тривалості, полярність яких визначається станом на виході D-тригера: $+U_0$, якщо на виході КОМ присутній лог. «0», $-U_0$, якщо на виході КОМ лог. «1».

Ці імпульси формуються за допомогою ключа К та джерел опорної напруги. Тривалість імпульсів визначається генератором тактових імпульсів ГТІ. Вихідний сигнал тригера також керує проходженням тактових імпульсів через схеми збігу «&» на лічильник ЛІЧ. При $U_{\text{ІНТ}} > 0$ тактуючі імпульси проходять на лічильник, при $U_{\text{ІНТ}} < 0$ — не проходять. Лічильник підраховує кількість імпульсів за фіксований цикл перетворення (яким управляє ПК), тривалість якого $K_{\text{ЛІЧ}} T_{\text{ТАКТ}}$ (число, отримане в лічильнику за цей час, пропорційне до середнього значення вхідного сигналу, і його можна використати як вихідний код). Після закінчення циклу результат лічби записується в регістр РГ, і лічильник обнулюється. Рівняння перетворення сигма-дельта перетворювача можна дістати, узявши до уваги, що середнє значення

напруги на першому вході компаратора за час перетворення має дорівнювати напрузі на його другому вході, тобто нулю:

$$\frac{1}{RC} \int_0^{N_H T_{\text{такт}}} U_{\text{вх}} dt - \frac{1}{RC} \int_0^{N_H T_{\text{такт}}} U_0 dt + \frac{1}{RC} \int_0^{(N_H - N_x) T_{\text{такт}}} U_0 dt = 0, \quad (9.1)$$

де RC — стала часу інтегрування; N_H — номінальний код; N_x — код, який відповідає $U_{\text{вх}}$.

Із рівняння (9.1) маємо:

$$U_{\text{вх}} = \left(2 \frac{N_x}{N_H} - 1 \right) U_0. \quad (9.2)$$

9.2.3 Принцип дії АЦП можна пояснити за допомогою табл. 9.1 на прикладі перетворення вхідного сигналу $U_{\text{ВХ}} = 0,6$ В при $U_0 = \pm 1$ В. Нехай стала часу інтегрування інтегратора чисельно дорівнює періоду тактових імпульсів $T_{\text{такт}}$.

Таблиця 9.1

Номер такту	$U_{\text{сум}}, \text{В}$	$U_{\text{інт}}, \text{В}$	$U_{\text{ком}}, \text{біт}$	$U_{\text{к}}, \text{В}$
1	1,6	1,6	1	-1
2	-0,4	1,2	1	-1
3	-0,4	0,8	1	-1
4	-0,4	0,4	1	-1
5	-0,4	0	0	+1
6	1,6	1,6	1	-1
7	-0,4	1,2	1	-1

У 1-й і 6-й тактові періоди стани системи ідентичні, тому при незмінному вхідному сигналі $U_{\text{ВХ}} = 0,6$ В цикл роботи займає п'ять тактових періодів.

Усереднення компенсуючої напруги за цикл перетворення дає значення напруги $-0,6$ В: $1/5 = (-1-1-1-1+1) = -0,6$.

Для інших значень напруги кількість тактових періодів буде іншою. Епюри напруг, які ілюструють процес вимірювання зазначеної напруги, наведено на рис. 9.2.

9.2.4 Сигма-дельта АЦП являє собою інтегруючий пристрій, тому він, як і АЦП двотактного інтегрування, має властивість пригнічувати завади. Для забезпечення більшого співвідношення сигнал-завада у сигма-дельта АЦП замість лічильників застосовуються цифрові фільтри зі скінченною тривалістю перехідних процесів. У сигма-дельта перетворювачі інтегрування вхідного сигналу проводиться двічі: перший раз на інтеграторі за час, який дорівнює періоду тактової частоти; другий раз на лічильнику за період часу $K_{\text{ліч}} T_{\text{такт}}$. При часі інтегрування, кратному періоду завади, коефіцієнт пригнічення прямує до нескінченності.

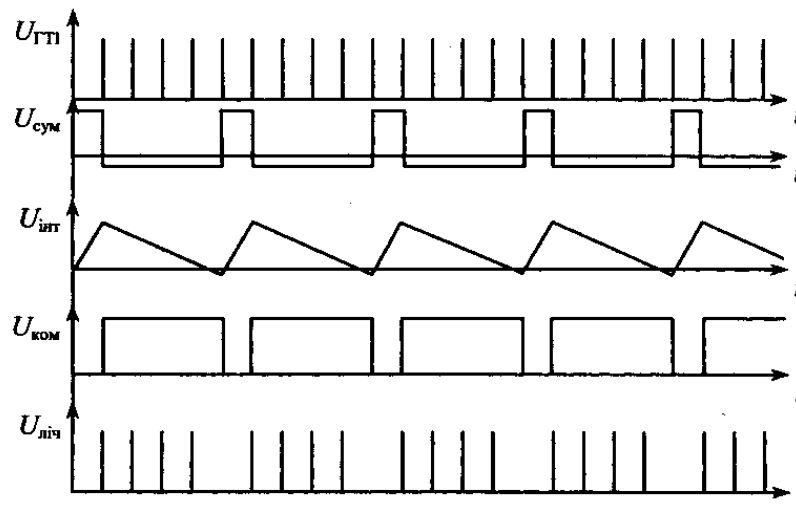


Рис. 9.2

9.3 Похибки перетворювача

9.3.1 Основна похибка перетворювача зумовлюється неточністю і нестабільністю джерел опорної напруги, оскільки дрейф вхідної напруги інтегратора призводить до зміщення вихідного коду. До таких самих наслідків призводить і дрейф часозадавальних елементів інтегратора на інтервалі часу одного вимірювання. Довгочасна нестабільність інтегруючої ємності та нелінійність інтегратора не призводять до виникнення похибки, оскільки значення інтеграла в рівнянні перетворення не використовується. Компаратор не вносить істотних похибок, від нього не вимагається високої стабільності та точності, бо він має лише підтвердити сталий рівень на виході інтегратора.

9.4 Принцип дії схеми

9.4.1 Принципову схему перетворювача з діапазоном вимірювання від -1 до 1 В наведено на рис. 9.3.

У досліджуваній схемі суматор реалізовано на елементах DA1, R1–R4 (диференційний підсилювач), інтегратор побудовано на операційних підсилювачах DA2, DA3 та CI, R5–R8, як компаратор використовується DA4, як D-тригер – DD1. Ключ К реалізовано на ключах K1 і K2. Як ГТІ використовується генератор прямокутних імпульсів G1. Лічильник ЛІЧ виконано на двох паралельних десятичких лічильниках DD5–DD6, з'єднаних послідовно з метою побудови лічильника за модулем 100. Регістр реалізовано на двох чотирирозрядних регістрах DD7–DD8.

Цифровий відліковий пристрій ЦВП побудовано на семисегментних індикаторах HG3–HG4. Пристрій керування ПК реалізовано на генераторі G2, елементах DD3, DD4, C3, R9, R10, VD11, VD2. Джерело опорної напруги – U_0 .

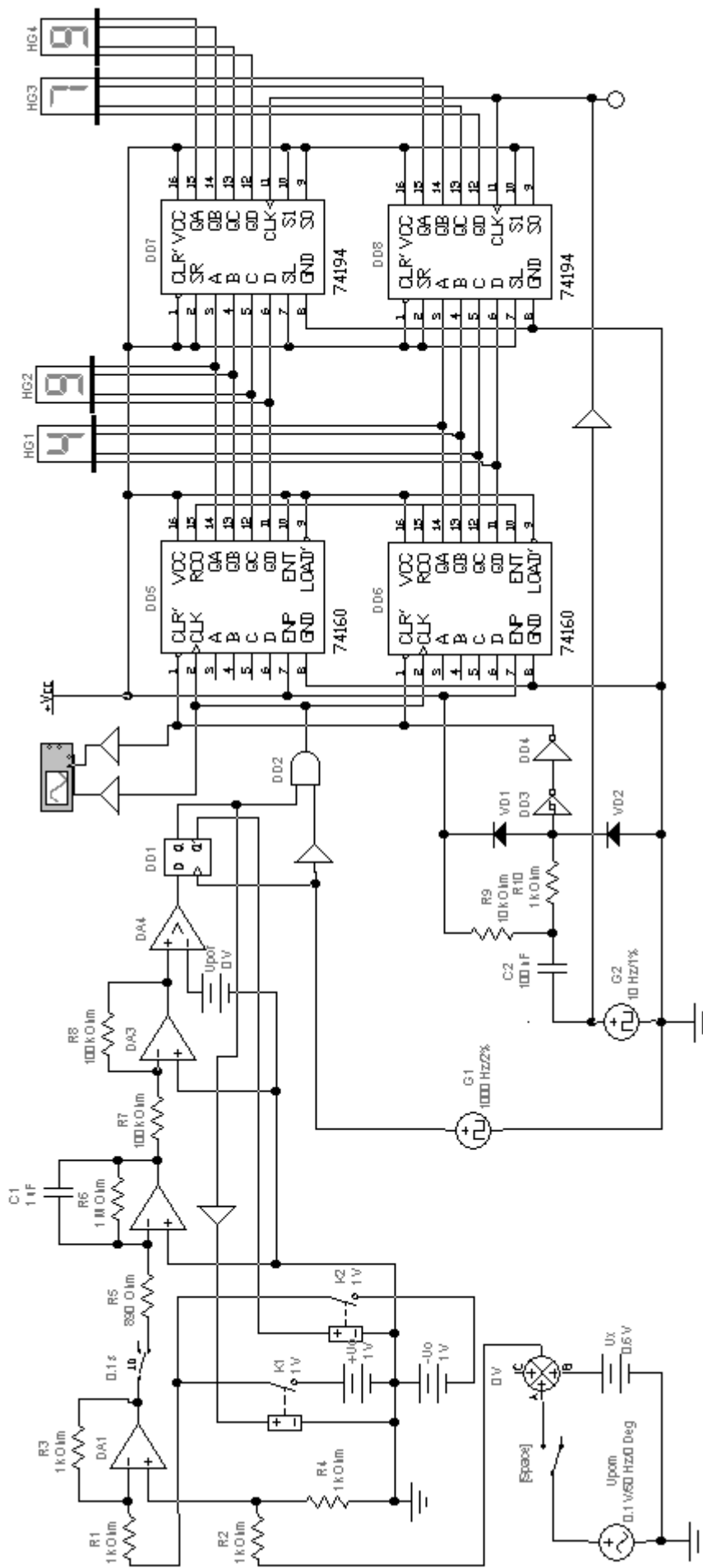


Рис. 9.3

Вимірювана напруга (джерело U_x) надходить на неінвертуючий вхід диференціального підсилювача DA1, на інвертуючий вхід якого через ключ подається напруга з джерела опорної напруги. Результуюча напруга з виходу підсилювача надходить на інтегратор, а з нього на компаратор. Якщо напруга на вході компаратора більша від нуля, то на виході компаратора встановлюється лог. «1», якщо ця напруга менша від нуля, то встановлюється лог. «0». Сигнал з виходу компаратора DA4 надходить на D-вхід D-тригера DDI. Із надходженням імпульсу з ГТІ на тактовий вхід С D-тригера сигнал з D-входу надходить на вихід тригера, а з нього на один із входів схеми збігу DD2, на другий вхід якого надходять імпульси з ГТІ. Отже, якщо на виході компаратора присутня лог. «1», то імпульс з ГТІ пройде через DD2 і буде підрахований лічильником. Одночасно сигнал із виходу D-тригера надходить на ключ і згідно з логічним станом на виході тригера (лог. «0» або лог. «1») ключ подає на диференціальний підсилювач +1В або -1В. Далі процес повторюється доти, доки триває інтервал вимірюваний $T_{ц}$, що генерується пристроєм керування.

По закінченні $T_{ц}$ ПК генерує два послідовні імпульси — імпульс запису в регістр та імпульс встановлення лічильника в нульовий стан. Далі цикл вимірювання повторюється.

9.5 Хід дослідження

9.5.1 Установіть значення опорної напруги $+U_0$ та $-U_0$ згідно табл. 9.2.

Таблиця 9.2

Варіант	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Значення $U_{0н}$, В	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5

Для досліджуваної схеми визначте з допомогою рівняння перетворення (9.2) такі параметри: діапазон вимірюваної напруги U_{\min} та U_{\max} , мінімальний N_{\min} та максимальний N_{\max} коди, які їм відповідають, період тактових імпульсів $T_{\text{такт}}$, період вимірювання $T_{ц}$, ступінь квантування ΔU_K . Знайдені значення занесіть у табл. 9.3.

Таблиця 9.3

Діапазон вимірюваної напруги		Мінімальний код N_{\min}	Максимальний код N_{\max}	Період тактових імпульсів $T_{\text{такт}}$, мкс	Період вимірювання $T_{ц}$, мкс	Ступінь квантування ΔU_K , В
U_{\min} , В	U_{\max} , В					

9.5.2 Побудуйте характеристику перетворення сигма-дельта перетворювача. Для цього встановіть на джерелі вхідної напруги десять значень, рівномірно розподілених у діапазоні вимірювань, і зніміть покази цифрового

відлікового пристрою, які їм відповідають. Значення занесіть у табл. 9.4. Побудуйте графік характеристики перетворення.

Таблиця 9.4

Номер виміру	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Значення вхідної напруги В										
Покази ЦВПАГ,										

9.5.3 Для трьох значень напруги з діапазону вимірювань зніміть осцилограми напруг $U_{ГП}$, $U_{сум}$, $U_{інт}$, $U_{ліч}$. Визначте кількість тактів, через яку відбувається повторення послідовностей зрівноваження. Виміряйте значення вказаних напруг для кожного такту компенсації і занесіть у табл. 9.5.

Таблиця 9.5

Номер такту	Напруга на виході суматора $U_{сум}$, В	Напруга на виході інтегратора $U_{інт}$, В	Напруга на виході компаратора $U_{ком}$, В

9.5.4 Проведіть дослідження похибок, викликаних дрейфом джерел опорної напруги. Змініть значення опорної напруги одного з джерел на 20%. Згідно з п. 9.5.2 виміряйте характеристику перетворення. Значення занесіть у табл. 9.6, побудуйте графік характеристики перетворення, визначте максимальну похибку перетворення.

Таблиця 9.6

№ виміру	Нестабільність джерела опорної напруги		Дрейф компаратора		Нестабільність сталої часу інтегрування	
	Значення вхідної напруги, В	Покази ЦВП N_x	Значення вхідної напруги, В	Покази ЦВП N_x	Значення вхідної напруги, В	Покази ЦВП N_x
1						
2						
...						
10						

9.5.5 Поверніть схему перетворювача в початковий стан. На джерелі постійної напруги ($U_{рог}$) виставте значення напруги $0,2U_0$. Зніміть характеристику перетворення. Знайдені значення занесіть у табл. 9.5. Побудуйте графік характеристики, порівняйте його з тим, який дістали в п. 9.5.2. Визначте максимальну похибку перетворення.

9.5.6 Поверніть схему перетворювача в початковий стан. Змініть сталу часу інтегратора на 20%. Зніміть характеристику перетворення, значення

занесіть у табл. 9.5. Побудуйте графік характеристики, порівняйте його з тим, який дістали в п. 9.5.2. Визначте максимальну похибку перетворення.

9.5.7 За допомогою перемикача S1 підімкніть до досліджуваної схеми генератор змінної напруги ($U_{\text{ром}}$), вихідний сигнал якого моделює періодичну заваду. Установіть період коливань генератора $T = 0,5N_x T_{\text{такт}}$. Проведіть вимірювання вхідної напруги $U_x = 0,5U_0$ при значеннях напруги завади $0,1U_0$; $0,2U_0$; $0,5U_0$; $0,8U_0$; U_0 . Знайдені дані занесіть у табл. 9.7 Порівняйте їх із точними значеннями вхідної напруги.

Таблиця 9.7

Значення напруги завади, В	$0,1U_0$	$0,2U_0$	$0,5U_0$	$0,8U_0$	U_0
Покази ЦВП N_x					

9.5.8 Установіть значення вимірюваної напруги $U_x = 0,6U_0$ і значення напруги завади $U_3 = 0,1U_0$. Змініть частоту генератора завади на 20% із кроком 4% і проведіть вимірювання. Розрахуйте для кожного значення частоти відносну похибку вимірювання вхідної напруги. Дані вимірювань та розрахунків занесіть у табл. 9.8. Побудуйте графік зміни відносної похибки від частоти завади.

Таблиця 9.8

Частота генератора завади f_3 , Гц				
Покази ЦВП N_x				
Відносна похибка $\delta_{\text{вим}}$, %				

9.5.9 Зробіть висновки з роботи.

9.6 Контрольні запитання

9.6.1 Накресліть структурну схему та поясніть принцип дії сигма-дельта перетворювача.

9.6.2 Виведіть рівняння перетворення сигма-дельта перетворювача.

9.6.3 Проаналізуйте похибки АЦП даного типу.

9.6.4 Поясніть механізм виникнення динамічної похибки в сигма-дельта перетворювачі.

9.6.5 Побудуйте таблиці тактів зрівноваження для різних значень вхідної напруги та опорних напруг.

9.6.6 Поясніть механізм подавлення завад у інтегруючих перетворювачах.

10 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА № 10

10.1 Найменування і мета роботи

10.1.1 Найменування роботи: «Дослідження перетворювача напруга-код паралельного типу».

10.1.2 Мета роботи: вивчення принципу дії, дослідження принципової схеми та похибок перетворювача напруга-код паралельного типу.

10.2 Побудова перетворювача

10.2.1 Принцип дії перетворювача напруга-код паралельного типу полягає в порівнянні вимірюваної напруги з опорними напругами. Щоб дістати n двійкових розрядів перетворення, потрібно сформуванати $2^n - 1$ значень опорної напруги. Операція порівняння виконується за допомогою схем порівняння, на перші входи яких надходить вимірювана напруга, а на другі входи – опорні напруги. Залежно від значення вхідної напруги частина схем порівняння спрацьовує, при цьому на їхніх виходах з'являється паралельний одиничний код, пропорційний до вимірюваної напруги. Здобутий код можна перетворити за допомогою шифратора (перетворювача код-код) у двійковий або в інший код.

10.2.2 Перетворювачі код-напруга паралельної дії мають найвищу швидкодію з усіх видів перетворювачів. Час затримки при передаванні сигналу від входу до виходу перетворювача дорівнює сумі затримок схеми порівняння та дешифратора.

10.2.3 Суттєвим недоліком перетворювача паралельної дії є значна структурна надмірність: необхідно $2^n - 1$ джерел опорної напруги та 2^n схем порівняння.

10.3 Похибки перетворювача

10.3.1 Похибки перетворювача, викликані неідеальністю елементів схеми та зміною параметрів цих елементів під впливом зовнішніх факторів, зумовлюють невідповідність номінальної та дійсної характеристик перетворення і визначають точнісні параметри АЦП:

- напругу зміщення нуля;
- відхилення коефіцієнта перетворення від номінального значення;
- нелінійність;
- диференціальну нелінійність.

10.3.2 Перетворювачу напруга-код паралельного типу притаманні наступні похибки.

10.3.2.1 Похибка від нестабільності джерела опорної напруги. Зміна значення опорної напруги призводить до зміни ступеня квантування перетворювача і до зміни кута нахилу характеристики перетворення. Відносне значення цієї похибки визначається як

$$\delta_{оп} = \frac{\Delta_{max}}{U_{0н}},$$

де Δ_{max} — максимальне відхилення опорної напруги від її номінального значення $U_{0н}$.

10.3.2.2 Похибка від нестабільності внутрішнього опору джерела опорної напруги. Оскільки внутрішній опір джерела опорної напруги під'єднано послідовно до подільника напруги, за допомогою якого формуються опорні

напруги, то зміна внутрішнього опору призведе до зміни коефіцієнтів ділення подільника напруги.

10.3.2.3 Похибка від зміни опорів резисторів подільника напруги. Зміна опору будь-якого резистора в подільнику напруги призведе до зміни значення опорної напруги, яка формується за допомогою цього резистора. Таким чином, цей ступінь квантування буде відрізнятися від інших, і виникає диференціальна нелінійність. Крім того, зміна опору резистора призводить до зміни значення струму, який тече через подільник, що зумовить зміну напруги на резисторах подільника і зміну значень усіх рівнів квантування перетворювача, тобто зміниться і кут нахилу характеристики перетворення.

10.3.2.4 Похибка від дрейфу нуля пристроїв порівняння. Дрейф нуля пристроїв порівняння викликає зміну їхніх порогів спрацьовування, що зумовлює зміну значення того ступеня квантування, який формує пристрій порівняння з дрейфом. Виникає диференціальна нелінійність. Однаковий дрейф нуля всіх компараторів призводить до однакової зміни усіх рівнів квантування перетворювача, що зумовлює зміну кута нахилу характеристики перетворення.

10.3.2.5 Похибка від зміни вхідних струмів пристроїв порівняння. Зміна вхідного струму пристрою порівняння викликає зміну сумарного струму, що тече через подільник напруги, і тим самим призводить до зміни коефіцієнта перетворення перетворювача.

10.4 Принцип дії схеми

10.4.1 У лабораторній роботі проводиться дослідження схеми АЦП паралельного типу (рис. 10.1). Ця схема складається з таких структурних блоків: джерела опорної напруги E_1 , R_1 – R_{10} ; компараторів DA_1 – DA_9 ; перетворювача код-код DD_4 , DD_5 , DD_1 – DD_3 ; цифрового відлікового пристрою HG_1 . Для відображення стану компараторів у схему ввімкнено індикатори U_1 – U_3 . Джерелом вимірюваної напруги є функціональний генератор.

Кожний із компараторів схеми порівнює вимірювану напругу, що подається на його неінвертуючий вхід, з опорною напругою, що подається на його інвертуючий вхід. Якщо вимірювана напруга менша за порогову, то на виході компаратора буде напруга низького рівня, а якщо більше, – напруга високого рівня. Таким чином, на виходах компараторів формується одиничний позиційний код, що відповідає вхідній напрузі. Цей код надходить через інвертуючі тригери Шмідта DD_1 – DD_3 на шифратор DD_4 . Тригери Шмідта використовуються для узгодження входів шифратора з виходами компаратора. У схемі використовуються інвертуючі тригери Шмідта, оскільки шифратор має інверсні входи. Шифратор перетворює вхідний код у двійковий. Оскільки шифратор також має інверсні виходи, то вихідний двійковий код надходить на цифровий відліковий пристрій HG_1 через інвертори DD_5 . Індикатор HG_1 відображує виміряне значення напруги. Ця схема дає змогу вимірювати напруги від 0 до $0,9U_{0н}$. Ступінь квантування дорівнює $0,1U_{0н}$.

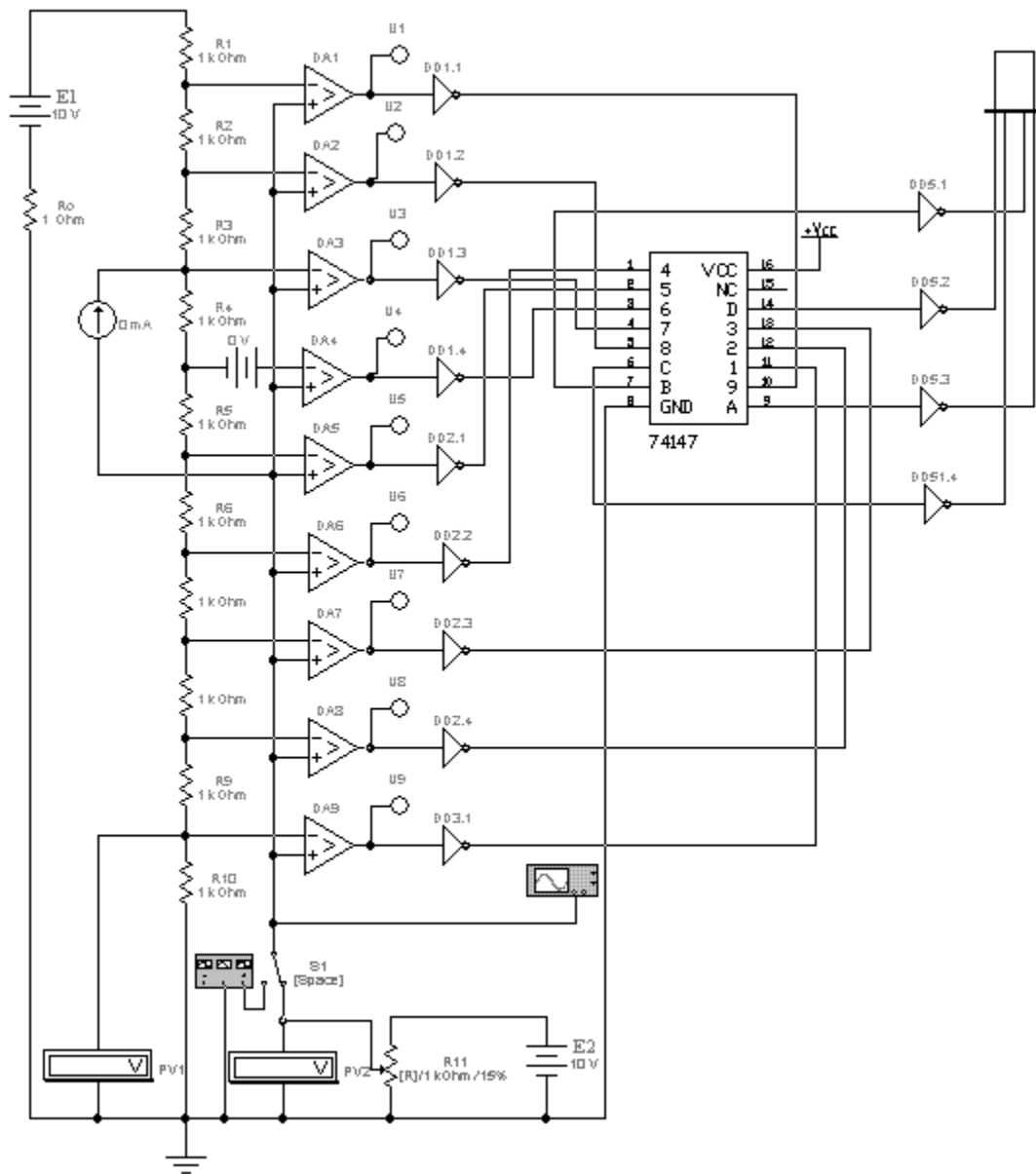


Рис. 10.1

10.5 Хід дослідження

10.5.1. Установіть значення $U_{0н}$ опорної напруги (джерело E1) згідно табл. 10.1. Таку ж напругу встановіть для джерела E2.

Таблиця 10.1

Варіант	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Значення $U_{0н}$, В	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20

Розрахуйте для приведених на схемі значень опорів резисторів значення $U_{iоп}$. За допомогою вольтметра PV1 виміряйте значення напруг $U_{iоп}$ у точках подільника R1, ..., R10, до яких підімкнені негативні входи компараторів.

Значення занесіть у табл. 10.2.

Таблиця 10.2

$U_{iоп}, В$										
$U_x, В$										

Змінюючи вхідну напругу за допомогою клавіші [R], визначте, для яких значень U_x спрацьовує кожний компаратор. (У момент спрацьовування компаратора починає світитися відповідний індикатор U_1, \dots, U_9). Значення занесіть у табл. 10.2.

Накресліть характеристику перетворення, відкладаючи по осі абсцис номер індикатора, а по осі ординат — напругу, при якій спрацьовує компаратор.

10.5.2 Змініть значення опору резистора R10 на 20%. Виміряйте значення вхідної напруги, при яких спрацьовує кожний компаратор. Знайдені значення занесіть у табл. 10.3. Експеримент повторіть для послідовної зміни опорів R8, R6, R4, R1 на 20%. Для кожного випадку накресліть характеристику перетворення.

Таблиця 10.3

Значення опору, кОм	Значення напруги спрацьовування компараторів, В									
	U_{x1}	U_{x2}	U_{x3}	U_{x4}	U_{x5}	U_{x6}	U_{x7}	U_{x8}	U_{x9}	U_{x10}
R10										
R8										
R6										
R4										
R1										

Визначте значення точнісних параметрів перетворювача: напругу зміщення нуля, відхилення коефіцієнта перетворення від номінального значення, максимальне значення нелінійної та диференціальну нелінійність для кожного ступеня перетворення. Знайдені значення занесіть у табл. 10.4.

10.5.3 Установіть послідовно значення R0 внутрішнього опору джерела опорної напруги таке, що дорівнює 100 та 200 Ом. Виміряйте значення напруги спрацьовування компараторів. Дані занесіть у табл. 10.5. Накресліть характеристики перетворення.

Таблиця 10.4

Значення опору, кОм	Значення диференціальної нелінійності, В				Максимальна нелінійність $\epsilon_{нл\ max}, В$	Похибка перетворення в кінцевій точці характеристики $\Delta U_n, В$	Похибка зміщення нуля $\epsilon_{зм}, В$
	$\Delta U_{д.н1}$	$\Delta U_{д.н2}$...	$\Delta U_{д.н10}$			
R10							
R8							
R6							
R4							
R1							

Таблиця 10.5

Значення внутрішнього опору, Ом	Значення напруги спрацьовування компараторів, В									
	U_{x1}	U_{x2}	U_{x3}	U_{x4}	U_{x5}	U_{x6}	U_{x7}	U_{x8}	U_{x9}	U_{x10}
100										
200										

Розрахуйте точнісні параметри перетворювача та занесіть їх у табл. 10.6.

Таблиця 10.6

Значення опору, кОм	Значення диференціальної нелінійності, В				Максимальна нелінійність $\epsilon_{нл \max}$, В	Похибка перетворення в кінцевій точці характеристики ΔU_n , В, В	Похибка зміщення нуля $\epsilon_{зм}$, В
	$\Delta U_{д.н1}$	$\Delta U_{д.н2}$...	$\Delta U_{д.н10}$			
100							
200							

10.5.4 Установіть значення напруги джерела E2 таке, що дорівнює 0,5 В. Ця напруга моделює дрейф нуля компаратора DA4. Виміряйте значення напруги спрацьовування кожного з компараторів. Дані занесіть у табл. 10.7. Накресліть характеристику перетворення.

Таблиця 10.7

Значення напруги спрацьовування компараторів, В									
U_{x1}	U_{x2}	U_{x3}	U_{x4}	U_{x5}	U_{x6}	U_{x7}	U_{x8}	U_{x9}	U_{x10}

Розрахуйте точнісні параметри перетворювача та занесіть їх у табл. 10.8.

Таблиця 10.8

Значення диференціальної нелінійності, В				Максимальна нелінійність $\epsilon_{нл \max}$, В	Похибка перетворення в кінцевій точці характеристики ΔU_n , В	Похибка зміщення нуля $\epsilon_{зм}$, В
$\Delta U_{д.н1}$	$\Delta U_{д.н2}$...	$\Delta U_{д.н10}$			

10.5.5 Установіть значення струму джерела II таке, що дорівнює 0,5 мА. Цей струм моделює нестабільність вхідного струму компаратора DA3. Виміряйте значення напруги спрацьовування кожного з компараторів. Дані занесіть у табл. 10.9. Накресліть характеристику перетворення.

Таблиця 10.9

Значення напруги спрацьовування компараторів, В									
U_{x1}	U_{x2}	U_{x3}	U_{x4}	U_{x5}	U_{x6}	U_{x7}	U_{x8}	U_{x9}	U_{x10}

Визначте точнісні параметри перетворювача і зведіть їх у табл. 10.10.

Таблиця 10.10

Значення диференціальної нелінійності, В				Максимальна нелінійність $\epsilon_{нл \max}$, В	Похибка перетворення в кінцевій точці характеристики ΔU_n	Похибка зміщення
$\Delta U_{д.н1}$	$\Delta U_{д.н2}$...	$\Delta U_{д.н10}$			

10.5.5 Зробіть висновки з роботи

10.6 Контрольні запитання

10.6.1 Накресліть спрощену структурну схему та поясніть принцип дії перетворювача паралельного типу.

10.6.2 Проаналізуйте основні похибки АЦП паралельного типу.

10.6.3 Якими елементами схеми зумовлюється швидкодія АЦП розглянутого типу.

10.6.4 Дайте визначення статичних параметрів АЦП, таких як напруга зміщення нуля, нелінійність, диференціальна нелінійність. Які елементи принципової схеми перетворювача впливають на ці параметри?

10.6.5 Дайте визначення динамічних параметрів АЦП.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1 ДСТУ 2708:2006. Метрологія. Повірка засобів вимірювальної техніки. Організація і порядок проведення [Текст]. – Чинний з 2000–07–01. – К.: Держспоживстандарт України, 2006. – 14 с.

2 ДСТУ 3989-2000. Калібрування засобів вимірювальної техніки [Текст]. – Чинний з 2001–07–01. – К.: Держстандарт України, 2000. – 10 с.

4. Бабак, В.П. Цифрові вимірювальні прилади : Комп'ютерний лабораторний практикум : Навч. посібник / В.П. Бабак, В.С. Єременко, Ю.В. Куц, В.М. Мокійчук [Текст]. – К. : Книжкове вид-во НАУ, 2006. – 168 с.

5. Бабак, В.П. Обробка сигналів / В.П. Бабак, В.С. Хандецький, Е. Шрюфер [Текст]. – К. : Либідь, 1999. – 496 с.