

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

**«МІКРОПРОЦЕСОРНИЙ ВИМІРЮВАЧ ТРИВАЛОСТІ, ПЕРІОДУ
ТА ЧАСТОТИ ПОВТОРЕННЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИГНАЛІВ»**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-23м
спеціальності 172 Електронні комунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Гнатенко Ю.Ю.

(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц., доцент каф. ІРТС

Осадчук Я.О.

(прізвище та ініціали)

« 12 » 12 2024 р.

Опонент: к.т.н., доц., доцент каф. ІКСТ

Семенова О.О.

(прізвище та ініціали)

« 13 » 12 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н.: Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« 13 » 12 2024 р.

Вінниця ВНТУ - 2024 рік

Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань – 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
Спеціальність – 172 Електронні комунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2024 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Гнатенку Юрію Юрійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів»

керівник роботи к.т.н., доц., доцент кафедри ІРТС Осадчук Я.О.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від «17» 09.2024 р. №310.

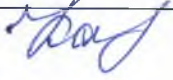
2. Строк подання студентом роботи 12.12.2024р.

3. Вихідні дані до роботи: частотний діапазон 0.1 Гц – 50 МГц, живлення 220 В 50 Гц, орієнтовна чутливість підсилювача 250 мВ, вимірювання періоду 20 нс – 100 с, похибка приладу – не більше ½ останньої цифри, діапазон робочих тисків 60...120 кПа, діапазон робочих температур -30 °С ...+ 50 °С.

4. Зміст текстової частини: Аналіз сучасних методів і засобів вимірювання частоти, тривалості та періоду слідування сигналів. Розробка структурної та електричної схем мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів. Електричні й конструкторські розрахунки мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів. Експериментальна частина. Економічна частина. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): структурна схема пристрою; електрична схема пристрою; топологія друкованої плати блоку мікропроцесорного вимірювача; топологія друкованої плати блоку керування та індикації; ескізне креслення встановлення елементів на друкованій платі блоку мікропроцесорного вимірювача; ескізне креслення встановлення елементів на друкованій платі блоку керування та індикації; результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання імпульсного підсилювача; результати експериментальних досліджень пристрою.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	доцент каф. ІРТС, доцент, к.т.н. Осадчук Я.О.		
Економічна частина	доцент каф. ЕПВМ, доцент, к.е.н., Кавецький В.В.		

7. Дата видачі завдання 16.09.2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі.	02.09.2024-07.09.2024	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2024-16.09.2024	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка завдання на МКР.	17.09.2024-30.09.2024	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	01.10.2024-20.10.2024	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	21.10.2024-04.11.2024	
6.	Розробка ілюстративної частини МКР.	05.11.2024-15.11.2024	
7.	Економічна частина.	16.11.2024-25.11.2024	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини.	26.11.2024-01.12.2024	
9.	Нормоконтроль.	02.12.2024-07.12.2024	
10.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	09.12.2024-12.12.2024	
11.	Захист МКР ЕК.	14.12.2024-17.12.2024	

Студент

(підпис)

Гнатенко Ю.Ю.

Керівник роботи

(підпис)

Осадчук Я.О.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.6

Гнатенко Ю. Ю. Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – Електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма - радіотехніка. – Вінниця: ВНТУ, 2024. – 136 с. На українській мові. Бібліогр.: 36 назв; Табл. 11; Рис. 39.

У магістерській кваліфікаційній роботі розроблено мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів. Здійснено аналіз теоретичних основ вимірювання часових параметрів, розроблено математичну модель процесу вимірювання, проведено огляд апаратних і програмних засобів, що забезпечують роботу мікропроцесорного вимірювача. Також досліджено фактори, що впливають на точність вимірювань, та запропоновано методи мінімізації похибок. Розроблені функціональна і принципіальна схеми пристрою, проведено необхідні електричні та конструкторські розрахунки. Розроблений алгоритм роботи всієї системи, алгоритм роботи мікропроцесора. Написана програма для мікропроцесора. Був окремо розроблений каскад перетворювача напруги.

В економічній частині доведено доцільність розробки мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів, що свідчать про практично економічний ефект від його використання у порівнянні з аналогом.

Ключові слова: мікропроцесорний вимірювач, радіотехнічні сигнали, тривалість імпульсу, період сигналу, частота повторення, часові параметри, цифрова обробка сигналів, точність, похибка.

ABSTRACT

Hnatenko Y. Y. Microprocessor-based meter of duration, period and repetition rate of radio engineering signals. Master's qualification work in speciality 172 - Electronic communications and radio engineering, educational programme - Radio Engineering: VNTU, 2024. 136 p. In Ukrainian. Bibliography: 36 titles; Table 11; Fig. 39.

In the master's thesis, a microprocessor-based meter for measuring the duration, period and repetition rate of radio signals was developed. The theoretical foundations of measuring time parameters were analysed, a mathematical model of the measurement process was developed, and a review of the hardware and software that support the operation of the microprocessor-based meter was conducted. The factors affecting the accuracy of measurements are also investigated, and methods for minimising errors are proposed. The functional and schematic diagrams of the device were developed, and the necessary electrical and design calculations were carried out. The algorithm of the entire system and the algorithm of the microprocessor were developed. A program for the microprocessor was written. The voltage converter stage was developed separately.

In the economic part, the expediency of developing a microprocessor-based meter for the duration, period and repetition rate of radio signals is proved, which indicates a practical economic effect of its use in comparison with an analogue.

Keywords: microprocessor-based counter, radio-frequency signals, pulse duration, signal period, repetition rate, time parameters, digital signal processing, accuracy, error.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
1 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ, ТРИВАЛОСТІ ТА ПЕРІОДУ СЛІДУВАННЯ СИГНАЛІВ.....	11
1.1 Загальні відомості про електронні частотоміри.....	11
1.2 Огляд методів вимірювання частоти та видів частотомірів	12
1.3 Способи виміру параметрів імпульсу.....	34
1.4 Аналіз методів вимірювання тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів.....	39
1.5 Основні компоненти мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення сигналів.....	41
1.6 Висновки до розділу.....	43
2 РОЗРОБЛЕННЯ СТРУКТУРНОЇ ТА ЕЛЕКТРИЧНОЇ СХЕМ МІКРОПРОЦЕСОРНОГО ВИМІРЮВАЧА ТРИВАЛОСТІ, ПЕРІОДУ ТА ЧАСТОТИ ПОВТОРЕННЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИГНАЛІВ.....	45
2.1 Будова та принцип дії типового мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів	45
2.2 Математичне моделювання вимірювань тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів	51
2.3 Розроблення структурної схеми пристрою	54
2.4 Вибір мікроконтролера та огляд його архітектури	56
2.5 Розробка принципової схеми пристрою	60
3 ЕЛЕКТРИЧНІ Й КОНСТРУКТОРСЬКІ РОЗРАХУНКИ МІКРОПРОЦЕСОРНОГО ВИМІРЮВАЧА ТРИВАЛОСТІ, ПЕРІОДУ ТА ЧАСТОТИ ПОВТОРЕННЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИГНАЛІВ	70

3.1 Розрахунок похибок частотоміра	70
3.2 Розрахунок кварцового генератора	72
3.3 Електричний розрахунок імпульсного формувача	73
3.4 Розрахунок мультівібратора.....	78
3.5 Вибір методів регулювання та вимірювальної апаратури.....	79
3.6 Розробка алгоритму роботи та програмного забезпечення.....	86
4 ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНИЙ ЧАСТИНА.....	91
4.1 Дослідження похибки вимірювання частоти.....	91
4.2 Дослідження параметрів електронного ключа.....	92
4.3 Дослідження параметрів блоку скиду.....	93
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	96
5.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки	96
5.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості розробки	98
5.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи	99
5.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором.....	112
5.5 Висновок до розділу.....	117
ВИСНОВКИ.....	118
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	120
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративний матеріал.....	124
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....	135

ВСТУП

Актуальність теми.

Сьогодні, коли люди пізнають природу, важливість вимірювань зростає. У результаті збільшується обсяг вимірювальної інформації – інформації про значення фізичних величин, що вимірюються, підвищуються вимоги до якості та методів обробки та використання.

Сьогодні найпоширенішими сучасними науково-технічними приладами є цифрові вимірювальні прилади та перетворювачі, які використовуються для вимірювання інформації, що передається на відстані, а також проміжні пристрої, які використовуються для введення інформації в комп'ютер.

Основними вимогами до вимірювальних засобів є точність, швидкість дії, можливість автоматизації, подання результатів, зручне для обробки, в тому числі за допомогою ЕОМ, малі габарити і маса.

Застосування цифрових методів і пристроїв дозволило нам вирішити проблему як швидкості, так і точності. Цифрові вимірювальні пристрої — це пристрої, які автоматично перетворюють виміряне значення в цифрове представлення під час процесу вимірювання, а потім результати представляють у вигляді числа або коду в цифровій формі. Відсутність в пристроях рухомих частин дозволило значно збільшити їх надійність і термін служби. Представлення вимірювальної інформації в цифровому форматі дозволяє обробляти її в комп'ютері. Автоматизувати процес вимірювання досить просто. А тому розроблення нової конструкції мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів є актуальним напрямом.

Огляд сучасного стану

Цифрові частотоміри є чи не найбільшою складовою цифрового вимірювального приладу в Україні і в цілому популярні як ніколи. Ці пристрої є високоточними, багатогранними вимірювальними пристроями, які зазвичай використовуються в різних технологічних сферах.

Цифрові частотоміри є невід'ємною частиною електровимірювальних лабораторій, часто застосовуються при розробці та виготовленні нових приладів різноманітного призначення. Без частотоміра практично неможливо точно налаштувати прилади радіозв'язку, телекомунікацій, навігації, тощо. Тому проводяться серйозні дослідження у сфері розробки і вдосконалення таких приладів.

На сьогоднішній день ринок не дорогих і якісних частотомірів досить вузький. Зазвичай, такі прилади коштують більше 5000 грн, а це досить вагома сума для радіолюбителя. Тому метою даної роботи є розробка не дорогого, але в той же час, конкуренто спроможного приладу, який міг би задовольнити потреби радіотехніків-початківців.

Мікропроцесорні вимірювачі тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів відіграють ключову роль у сучасних системах зв'язку, радіолокації, навігації та діагностики. Вони дозволяють з високою точністю і швидкістю аналізувати параметри сигналів, що забезпечує ефективну роботу різних технічних систем. В умовах стрімкого розвитку цифрових технологій, підвищуються вимоги до точності та швидкодії вимірювань, що робить тему дослідження актуальною.

Останні дослідження в області мікропроцесорних технологій фокусуються на підвищенні точності та швидкодії вимірювань, використанні сучасних алгоритмів обробки сигналів, а також оптимізації апаратної реалізації пристроїв. Зокрема, актуальними є розробки, які стосуються мініатюризації пристроїв, зниження енергоспоживання та забезпечення можливостей роботи в умовах завод. Досягнення в галузі програмованих логічних пристроїв (FPGA) та високошвидкісних мікроконтролерів створюють нові можливості для розробки вимірювачів з покращеними характеристиками.

Мета, об'єкт і предмет дослідження.

Метою роботи є розроблення нової конструкції мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів з покращеними функціональними властивостями.

Об'єкт дослідження є електронні частотоміри.

Предмет дослідження є параметри та характеристики електронних частотомірів.

У відповідності до поставленої мети необхідно розв'язати такі *задачі*:

- розробити технічне завдання;
- виконати аналіз існуючих аналогів частотомірів;
- розробити структурну та принципову електричну схеми мікропроцесорного вимірювача частоти;
- виконати комп'ютерне моделювання окремих вузлів мікропроцесорного вимірювача частоти;
- виконати економічну частину магістерської кваліфікаційної роботи.

Методи дослідження

При розв'язанні поставлених задач були використані такі методи дослідження - теорія електричних кіл і сигналів, теоретичні основи аналогової та цифрової схемотехніки, теорія метрології, теорії надійності.

Новизна одержаних результатів

Розроблена нова конструкція мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів який працює в діапазоні частот 0.01 Гц...50 МГц із чутливістю не більшу ніж 250 мВ та похибкою вимірювання не більше ніж $\frac{1}{2}$ останньої цифри, має автоматичне визначення діапазону вимірювання та запам'ятовування останнього результату.

Обсяг і структура роботи

Магістерська кваліфікаційна робота складається зі вступу, шести розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Робота містить 11 таблиць, 39 рисунка та 36 літературних джерел.

1 АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТИ, ТРИВАЛОСТІ ТА ПЕРІОДУ СЛІДУВАННЯ СИГНАЛІВ

1.1 Загальні відомості про електронні частотоміри

Найсуттєвішим атрибутом періодичних процесів є частота, яка виводиться з числа повних циклів (періодів) коливань за даний інтервал часу. Необхідність вимірювання частоти поширена в багатьох наукових галузях, особливо в галузі радіоелектроніки, яка охоплює широкий спектр електричних коливань, від низькочастотного діапазону до високочастотного діапазону включно.

Електро-, магніто- та феродинамічні частотоміри, які можна порівняти безпосередньо з логометричним вимірювачем, а також частотоміри, налаштовані на вимірювання частоти джерел живлення електрорадіологічних приладів. Ці прилади мають високу роздільну здатність вимірювань, яка зазвичай становить $\pm 10\%$ від номінальної частоти 25, 50, 60, 100, 150, 200, 300, 400 і 430. Вони працюють при номінальній напрузі 36, 110, 115 В. , 127 і 220 або 380 В.

Низькі частоти (менше 5 Гц) приблизно визначаються шляхом спостереження за кількістю повних періодів коливань протягом певного періоду часу, це здійснюється за допомогою магнітоелектричного пристрою, включеного в випробувальну схему, і секундоміра. Шукана частота дорівнює середньому числу періодів коливань стрілки приладу за 1 с. Низькі частоти вимірюють вольт-метричним методом, мостовим методом, а також методами порівняння з певною частотою за допомогою акустичних хвиль або електронно-променевого осцилографа. У широкому діапазоні низьких і високих частот ефективні частотоміри на основі конденсаторного методу заряду і розряду і дискретного додавання. Для вимірювання високих і надвисоких частот (більше 50 кГц) застосовують частотоміри на резонансному і гетеродинному принципах. У мікрохвильових печах (і вище) зазвичай використовується метод прямої оцінки довжини електромагнітних коливань за допомогою вимірювальних ліній.

Якщо досліджувані коливання мають форму, відмінну від синусоїди, визначають характерну частоту першої гармоніки цих коливань. Якщо цікавить склад частотного спектра, застосовуються спеціальні прилади - аналізатори частотного спектру.

Сучасне вимірювальне обладнання дозволяє вимірювати високі частоти з відносною похибкою до 10^{-11} ; це означає, що частоту приблизно 10 МГц можна визначити з похибкою не більше 0,0001 Гц. Як джерела стабільно стабільних частот вибірки використовуються кварцові, молекулярні та атомні годинники, а в діапазоні низьких частот використовується камертон. Методи стабілізації частоти, що застосовуються в радіостанціях, які передають частоти, допускають відносну похибку не більше 10^{-6} , що достатньо для успішного використання несучої частоти станції як еталонної для вимірювання частоти.

У багатьох випадках радіотехніки вимірювання низьких частот здійснюється з точністю в межах 5-10%, а вимірювання високих частот - з точністю 0,1-1%, що зменшує необхідність схеми і конструкції використовуваного частотоміра.

1.2 Огляд методів вимірювання частоти та видів частотомірів

1.2.1 Вимірювання частоти за допомогою вольтметра

Найбільш простим є непрямий спосіб вимірювання частоти, який заснований на залежності опору реактивних компонентів від частоти струму, що проходить через них.

Можлива схема вимірювань представлена на рис. 1.1.

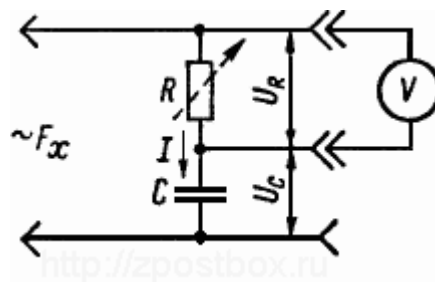


Рисунок 1.1 - Схема вимірювання частоти за допомогою вольтметра

Схема, у якій відсутній реактивний компонент, наприклад резистор, підключається до джерела зміни частоти F_x . Потужний вимірювач напруги змінного струму з діапазоном вимірювання, близьким до значення вхідної напруги, вимірюватиме напругу U_R і U_C на компонентах схеми. Оскільки $U \cdot R = I \cdot R$, а оскільки U_C — це струм у ланцюзі, то відношення U_R до U_C дорівнює $2\pi F_x RC$, що можна використовувати для виведення інших властивостей, таких як

$$F_x = 1 / (2\pi RC) * U_R / U_C$$

Вхідний опір вольтметра V має бути не менше ніж у 10 разів більшим за опір кожного компонента кола. Однак вплив вольтметра можна усунути, якщо він використовується лише для вказівки рівності рівнів напруги U_R і U_C , це досягається, наприклад, плавною зміною опору R . У цьому випадку виміряна частота просто виводиться з формули

$$F_x = 1 / (2\pi RC) \approx 0,16 / (RC),$$

і при постійній ємності конденсатора C змінний резистор R може мати шкалу, яка повідомляє значення F_x .

Розглянемо можливий порядок виміряних частот. Якщо резистор R має максимальний опір 100 кОм, то при $C = 0,01$ мкФ, 1000 і 100 пФ найбільший вимірювальний потенціал становить 160, 1600 і 16000 Гц відповідно. При виборі R_M 10 кОм з однаковими значеннями ємності ці частоти будуть ідентичними 1600 Гц, 16 і 160 кГц. Ефективність методу залежить від точності вибору номіналів і якості компонентів схеми у форматі RC .

1.2.2 Ємнісні частотоміри

Для практичного застосування найбільш практичними є частотоміри, які відразу відображають частоту, це дозволяє спостерігати частоту досліджуваних коливань по відношенню до вимірювача стрілки. До них відносяться, перш за

все, частотоміри, які засновані на середньому значенні струму заряду або розряду еталонного конденсатора, який періодично поповнюється напругою вимірюваної частоти f_x . Ці прилади використовуються для вимірювання діапазону частот від 5-10 Гц до 200-500 кГц. При допустимій похибці вимірювання приблизно 3-5% їх можна здійснити за простими правилами, один з варіантів наведено на малюнку 1.2. Тут транзистор Т1 працює в ключовому режимі за допомогою напруги частоти f_x , яка походить від вхідного потенціометра R1.

Без сигнального входу транзистор Т1 включений, оскільки його база з'єднана з негативним полюсом джерела живлення через резистори R3 і R2. Додатково утворюється падіння напруги U на резисторі R5 ділника R5, R2; останньому сприяє наявність конденсатора C2 великої ємності, який гарантує, що напруга живлення транзисторного каскаду не змінюється швидко, а змінюється періодично. Коли перемикач U знаходиться в положенні "U-", вимірювач I, з'єднаний послідовно з додатковим резистором R6, функціонує як вольтметр, призначений для вимірювання постійної напруги U на конденсаторі C2. Це досягається підстроюванням резистора R2, наприклад, 15В. Замість очікуваної може бути застосована типова схема стабілізації напруги на стабілітроні, яка не залежить від систематичного контролю.

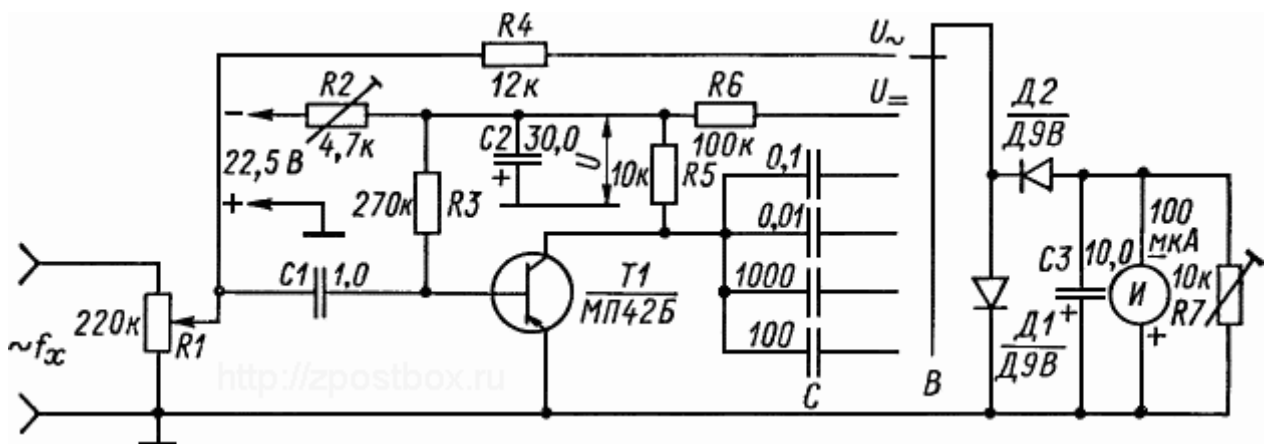


Рисунок 1.2 – Схема ємнісного частотоміра

Під час позитивного напівперіоду вхідної частоти вхідної напруги частоти f_x транзистор $T1$ закривається, і напруга на його колекторі значно зростає, досягаючи U . Крім того, один із конденсаторів, струм зарядки який протікає через вимірювач I і діод $D2$, швидко збільшується до напруги, близької до U . У негативному півперіоді транзистор $T1$ відкривається, його опір становить значно зменшився, це призводить до того, що конденсатор C майже повністю розряджається струмом діода $D1$. За один період вимірюваної частоти загальна кількість електрики, що заряджається в конденсаторі, дорівнює $q = CU$, а загальна кількість електрики, яка виділяється з конденсатора, дорівнює q . Оскільки процес заряду та розряду відбувається з тією ж частотою, що й показання лічильника, середнє значення зарядженого струму, яке реєструє лічильник, пропорційне цій частоті.

$$I = q \cdot f_x \approx C \cdot U \cdot f_x.$$

Це полегшує здатність лічильника мати пряму лінійну шкалу, яка градується до значень вимірюваних частот.

Якщо відомі повний струм, що відхиляється вимірювачем I , і постійна напруга U , то при межі питомої частоти f_n конденсатор повинен мати ємність.

$$C = I_{\text{та}} / (U \cdot f_n).$$

Наприклад, за допомогою номінальних значень компонентів схеми, зображених на рисунку 1.2, частоту лічильника можна змінити для роботи на найвищих межах вимірювання 100 Гц, 1, 10 і 100 кГц.

У цьому методі комутатор на транзисторі $T1$ виконує функцію підсилювача-обмежувача, що призводить до меншої залежності показань частотоміра від форми вхідної напруги. Будь-яка періодична напруга величиною приблизно 0,5 В і більше перетворюється на прямокутну напругу з постійною амплітудою U_f , яка подається на вимірювальний ланцюг лічильника.

Конденсатор С3, який знаходиться між вимірювачем і хвостовиком стрілки, відповідає за згладжування пульсацій останнього і вимірювання низьких частот в цілому.

Зміна номіналу резистора R7, який включений в лічильник паралельно з лічильником, змінює шкалу частотоміра під час його використання. Додатково на вхід частотоміра подається напруга опорної частоти від вимірювального генератора або електричної мережі (50 Гц). Регулюванням опору R7 компенсується відхилення стрілки лічильника від наміченого розподілу шкали частот. Цю процедуру повторюють кілька разів, чергуючи з початковим налаштуванням напруги живлення U, яке виконується за допомогою резистора R2.

Вхідна напруга, яка менше 0,3-0,5 В, може бути недостатньою для утримання транзистора Т1 протягом більшої частини позитивного напівперіоду; тоді конденсатор С не встигне збільшитися до напруги U і показання частоти лічильника будуть занижені. Для підвищення чутливості вхідної напруги на 20-50 мВ іноді після електронного ключа додається підсилювач, який працює за схемою із загальним емітером.

Якщо вхідна напруга занадто висока, це може негативно вплинути на вхідний транзистор; це зумовлює необхідність включення обмежувальних або регулюючих компонентів на вході, наприклад, потенціометра R1 на схемі на рис.1.2. Вхідну напругу слід збільшувати поступово, стежачи за показаннями частотоміра, коли останній після певного періоду підвищення стає стабільним, можна оцінити частоту f_x . Доцільно регулювати вхідну напругу, щоб встановити її на оптимальному рівні для цього частотоміра, наприклад 1,5 В. У цьому методі це досягається шляхом встановлення перемикача В у положення «U», коли вимірювач із діодами D1, D2 і опір R4 утворюють вимірювач змінної напруги з діапазоном вимірювання приблизно 3 В, напруга знімається з потенціометра R1.

Частотоміри, розроблені за тими самими схемами, що й розглянуті тут, дають точні показання лише при вхідній напрузі, подібній до напруги (зазвичай

синусоїдальної), що використовується для створення та точного налаштування пристрою. Частотоміри універсальної ємності дозволяють вимірювати частоту як постійної, так і імпульсної напруги будь-якого типу і полярності в широкому діапазоні частот і входних напруг. У найпростішому сценарії їх функціональна схема складається з наступних компонентів: вхідний дільник - каскад, який відповідає входу - підсилювач - тригер Шиффа - диференціююча схема з фільтруючим діодом - мультивібратор очікування – схеми підрахунку. Високоомний вхідний дільник, зазвичай ступінчастий, підвищує максимально допустимі значення входних напруг до сотень вольт. Емітерний або витоковий повторювач забезпечує високий вхідний опір приладу, послаблюючи його вплив на досліджувані ланцюга. Підсилювач знижує максимально допустиме значення входної напруги до десятків мілівольт. Посилені їм коливання частоти f_x періодично запускають тригер Шмідта, який формує прямокутні імпульси з частотою повторення f_x .

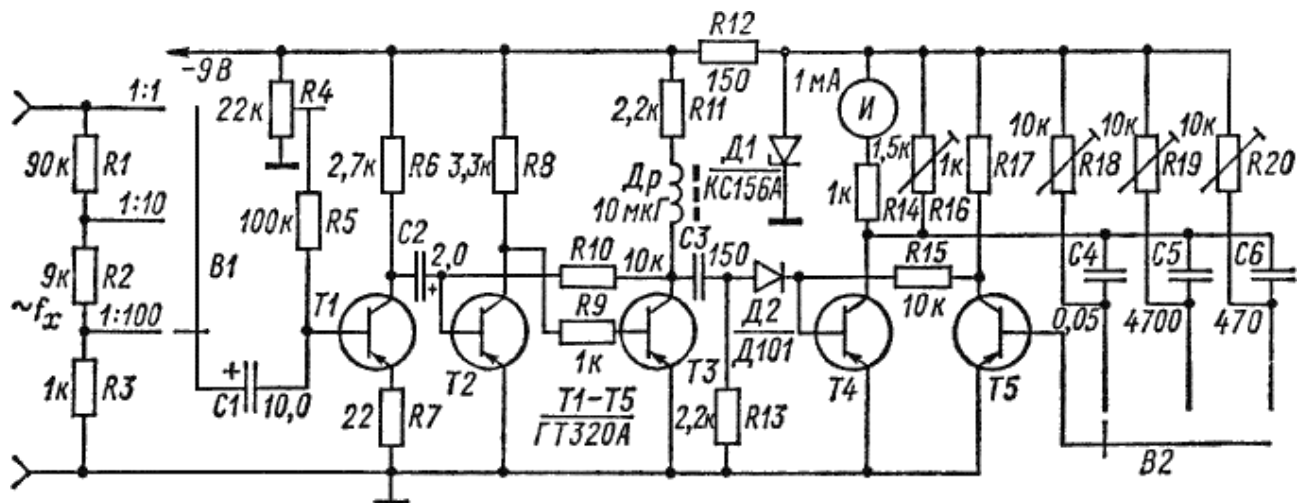


Рисунок 1.3 – Схема універсального ємнісного частотоміра

Оскільки тривалість цих імпульсів залежить від частоти і амплітуди вхідного сигналу, вони непридатні для точного вимірювання частоти. Тому за допомогою диференціюються RC-кола кожен прямокутний імпульс тригера перетвориться в пару гострих імпульсів різної полярності. Один з цих імпульсів, що виникає при спаді прямокутного імпульсу, фільтрується за

допомогою діода, а другий, відповідний фронту прямокутного імпульсу тригера, використовується для запуску чекає мультивібратора. Останній видає прямокутні імпульси суворо певній тривалості і амплітуди, частота повторення яких, очевидно, дорівнює f_x . В результаті схема підрахунку перемикається конденсаторами різних номіналів, випрямними елементами і стрілочним вимірником забезпечується вимірювання частоти f_x при повній незалежності відліку від амплітуди і форми вхідної напруги. З метою зменшення похибки вимірювань (що не перевищує в кращих зразках 1%) на кожному частотному межі встановлюється оптимальна тривалість імпульсів мультивібратора, приблизно рівна половині періоду найвищої частоти цієї межі вимірювань. Якщо живлення універсального частотоміра проводиться від мережі змінного струму, то обов'язково здійснюють параметричну стабілізацію випрямленої напруги, причому частота мережі 50 Гц або її подвоєне значення 100 Гц (частота пульсацій) використовується в якості опорної для корекції шкали.

У конкретних приладах розглянута функціональна схема реалізується в різних варіантах. На рис.1.3 наведена схема порівняно простого універсального частотоміра з верхніми межами вимірювання 200, 2000 і 20 000 Гц, в якому може бути використаний вимірювач І зі струмом повного відхилення 1-3 мА. Прилад містить вхідний ступінчастий дільник R1-R3, підсилювач на транзисторі Т1, тригер Шмітта на транзисторах Т2 і Т3, диференціюються ланцюжок С3, R13 з діодом Д2, проникним лише імпульси позитивної полярності, і чекає мультивібратор на транзисторах Т4, Т5. Особливістю частотоміра є відсутність спеціальних випрямних елементів. Вимірювач І включений в одне з плечей мультивібратора, що відкривається на фіксований інтервал часу продиференційованими імпульсами запуску, і реєструє середнє значення колекторного струму, пропорційну частоті f_x . Верхні межі вимірів f_m визначаються тривалістю імпульсів мультивібратора, які встановлюються підбором номіналів конденсаторів С4-С6 з використанням підстроювання резисторів R18-R20. Оскільки в даній схемі всі рахуючі RC-кола взаємопов'язані, регулювання їх слід проводити в наступному порядку: С4-R18,

C5-R19 і C6-R20 з подальшою повторної підстроюванням всіх меж резисторами R18-R20.

Похибка вимірювань частотоміра визначається в основному точністю настройки і стійкістю роботи чекає мультівібратора, тому напруга живлення останнього стабілізується резистором R12 і стабілітроном Д1. Підстроюванням резистора R4 підбирають оптимальне зміщення на базі транзистора Т1 (4-5 В). При наявності високочастотного межі вимірювань (наприклад, до 200 кГц) для підвищення швидкодії тригера і мультівібратора корисно включити паралельно резисторам R10 і R15 конденсатори невеликої ємності (десятки пікофарад).

Оскільки підсилювач на транзисторі Т1 працює в режимі обмеження амплітуди, то при вхідних напругах до 10-20 В можна обійтися без вхідного дільника напруги; при цьому на вході слід включити обмежувальний резистор.

1.2.3 Електронно-лічильні (цифрові) частотоміри

Електронні частотоміри, що мають універсальний характер. Їх основною функцією є вимірювання частоти безперервних і імпульсних коливань у широкому діапазоні частот (зазвичай від 10 Гц до 100 МГц) з похибкою вимірювання не більше 0,0005%. Крім того, вони полегшують вимірювання інтервалів між низькочастотними коливаннями, тривалості імпульсів, співвідношення періодів і т.д.

Порядок роботи електронного частотоміра заснований на вимірюванні кількості імпульсів, отриманих за заздалегідь запрограмований проміжок часу, на цифровому лічильнику з дисплеєм. На рис. 1.4 зображена принципова функціональна схема пристрою. Напруга вимірюваної частоти f_x в підсилювально-формуєчому пристрої буде перетворено в серію неполяризованих імпульсів, які повторюються на одній частоті f_x .

Для цього часто використовується система підсилювача і обмежувача, вихід якої доповнюється диференціюючим контуром і додатковим обмежувачем (див. Ємнісні частотоміри на рис. 1.3). Селектор часу (електронний ключ із двома входами) використовує ці коливання для електронного лічильника протягом певного періоду часу Δt , який визначається довжиною прямокутної

форми сигналу, що впливає на його другий вхід. Коли лічильник зафіксував m вібрацій, частота вимірюється за формулою

$$f_x = m / \Delta t.$$

Наприклад, якщо за період часу $\Delta t = 0,01$ с було зареєстровано 5765 імпульсів, то частота зареєстрованого сигналу була б $f_x = 576,5$ кГц.

Похибка вимірювання частоти в першу чергу викликана неправильною калібруванням обраного інтервалу часу для відліку. Основним компонентом системи, яка генерує цей інтервал, є високоузгоджений кварцовий генератор, його частота, наприклад, 100 кГц. Коливання, створювані ним через кластер послідовно з'єднаних ділників частоти, перетворюються в коливання з частотою 10 кГц, 100, 10, 1 і 0,1 Гц. якому відповідають періоди (T_0) 0,0001; 0,001; 0,01 і 10 с (останнє одне або два із зазначених значень f_0 і T_0 відсутні в деяких частотомірах).

Обраною частотою (за допомогою перемикача В2) є f_0 , числове значення якої використовується для збільшення лічильника. Потім ці коливання перетворюються в прямокутні коливання з частотою f_0 за допомогою механізму Шмідта. Під їх дією в пристрої керування створюється інтервальний імпульс прямокутної форми тривалістю $\Delta t = T_0 = 1/f_0$. Цей імпульс ініціює попередні показання лічильника, потім (із затримкою в кілька мікросекунд) досягає селектора і відкриває його на тривалість Δt , за цей час проходять імпульси з частотою f_x . Після замикання селектора кількість пропущених імпульсів m попередньо визначається індикатором лічильника, а виміряна частота виводиться за формулою $f_x = m \cdot f_0$.

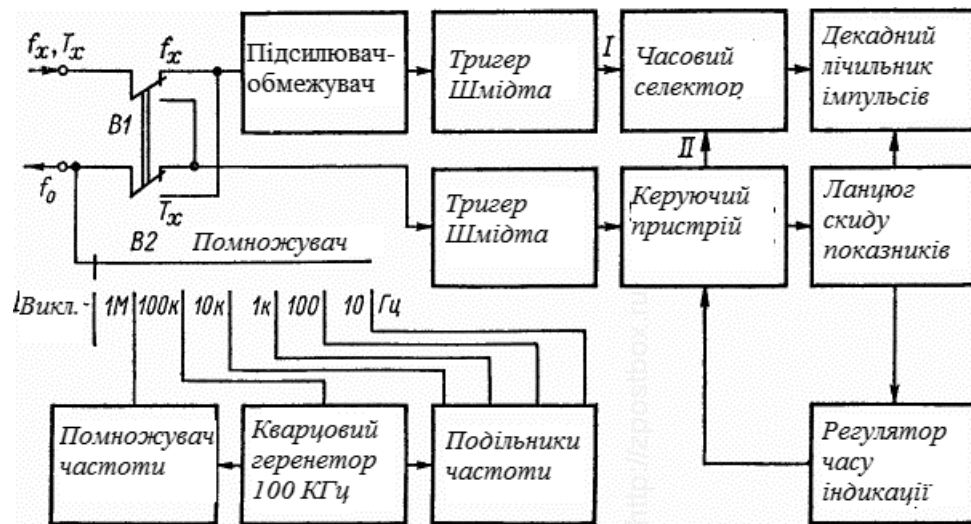


Рисунок 1.4 - Спрощена функціональна схема електронно-рахункового (цифрового) частотоміра

Ланцюг управління селектором можна запустити вручну (натиснувши кнопку «Пуск»); у цьому сценарії контролер посилає один імпульс тривалістю Δt на селектор, і лічильник видає один результат вимірювання з обмеженим часом відображення. У способі автоматичного вимірювання частоти імпульси хронографа періодично повторюються, а результати вимірювань оновлюються за потреби.

Частотомір може функціонувати як джерело коливань на кількох різних частотах f_0 , які отримують від кварцового генератора, помножувача та дільника частоти, потім ці частоти видаляються зі спеціального виходу. Ті самі коливання, що застосовуються до вхідної частоти, можна використовувати для оцінки законності показань лічильника.

Лічильник лічильника складається з 4-7 різних декад підрахунку частоти на виділених ланцюгах і цифровому освітленні. Кількість декад визначає максимальну кількість значущих цифр (розрядів) у результатах вимірювань. Потенційна помилка, пов'язана з підрахунком, називається помилкою дискретності, є однією з найменш значущих цифр. У зв'язку з цим вигідно вибрати певний період часу історії рахунку, в цьому періоді вибирається максимальна кількість цифр, які можна накопичити. Як наслідок, у

розглянутому вище прикладі при $\Delta t = 0,01$ с ($f_0 = 100$ Гц) для підрахунку та результату вимірювання були необхідні чотири розряди лічильника $f_x = 576,5$ кГц ± 100 Гц. Припустимо, що вимірювання проводяться на частоті 10 Гц і зареєстровано 57653 імпульсів. Тоді $f_x = 576,53$ кГц + 10 Гц. Ще менша похибка дискретизації (± 1 Гц) буде досягнута при $\Delta t = 1$ с (в цьому випадку лічильник повинен мати не менше шести декад).

При збільшенні частотного діапазону лічильника за рахунок збільшення частоти максимальною межею є зазначена декадна швидкість. При роботі на високих частотах на Si (наприклад, типу КТ316А), який має базовий час заряду приблизно 10 нс, максимальна виміряна частота може досягати 100 МГц. У деяких випадках під час вимірювання частот, які перевищують 10 МГц, вони спочатку перетворюються на нижчу частоту (наприклад, частота 86,347 МГц на частоту 6,347 МГц), використовуючи гетеродинний метод.

Компонент нижньої межі частоти, який вимірюється в секундах, є часом, необхідним для вимірювання компонента. Якщо, наприклад, найбільший часовий інтервал для підрахунку імпульсів встановити в 1 секунду, то багато частотомірів будуть мати таку конфігурацію. Коли лічильник розпізнає 10 імпульсів, результатом вимірювання буде частота $10 = \pm 1$ Гц, що становить приблизно 10% похибки вимірювання.

Щоб зменшити похибку до 0,01%, для розрахунку імпульсів знадобилося б 1000 с. Крім того, для точного вимірювання частот, які дорівнюють 1 Гц або менше, потрібно більше часу. Внаслідок цього в електронних частотомірах, що обчислюють частоту коливань, вимірювання низьких частот f_x замінено вимірюванням періоду їх коливань $T_x = 1/f_x$. Спосіб вимірювання періоду коливань встановлюється, коли перемикач В1 знаходиться в положенні «Тх» (рис.4). Досліджувана напруга трансформується в напругу тригера Шмітта, це впливає на контролер, який формує прямокутний імпульс тривалістю X, що підтримує тимчасовий селектор у відкритому стані. Протягом цього часу лічильник фіксує тривалість імпульсів, сформованих від коливань однієї з

опорних частот f_0 , яка встановлюється положенням перемикача В2. За кількістю m вказаних циклів обчислюється період.

$$T_x = m / f_0.$$

Наприклад, з $m = 15625$ і $f_0 = 1000$ Гц, період T_x становить 15,625 с, що є частотою f_x 0,054 Гц. Необхідно вжити заходів, щоб максимально зменшити пов'язану з ними помилку (це включає, звичайно, перевантаження лічильника). Якщо період T_x дорівнює 1 с (f_x), може бути доцільним використовувати флуктуації f_0 , що дорівнюють 1 або 10 МГц, ці коливання отримують після множника частоти. Крім того, нижня межа вимірюваних частот може бути збільшена до 0,01 Гц.

Вимірювання відношення частот двох частот f_1/f_2 ($f_1 > f_2$) еквівалентно встановленню перемикачів В2 і В1 у положення "Off" і " f_x " відповідно. На клеми « f_0 » призначається напруга нижчої частоти f_2 , а тривалість періоду визначає інтервал часу, протягом якого проводиться відлік. Напруга частоти f_1 , що надходить на вхід, перетворюється в імпульси, кількість яких (m) фіксується лічильником протягом часу $\Delta t = 1/f_2$. Бажане співвідношення частот $f_1/f_2 = m$ (з похибкою 1). Очевидно, що такий підхід ефективний для знаходження відношення різнорідних частот.

Негативними сторонами електронних частотомірів є складність конструкції, значні розміри і маса, висока вартість.

1.2.4 Осцилографічні методи вимірювання частоти

Фактичне вимірювання частоти можна отримати з порівняння з відомою номінальною частотою f_0 . Це порівняння зазвичай проводиться за допомогою електронно-променевого осцилографа або інших методів виявлення.

Електронно-променеві осцилографи застосовуються для вимірювання частоти коливань переважно в діапазоні від 10 Гц до величини, що визначається верхньою межею смуги пропускання каналів відхилення; похибка вимірювання

приблизно дорівнює похибці калібрування джерела (генератора) еталонної частоти f_0 .

Часто вимірювання проводяться з відключеною функцією сканування осцилографа, схема підключення на рис.1.5. Напруга вимірюваної та відомої частоти безпосередньо подається або посилюється на різні пари відхиляючих пластин ЕПТ (вхідний сигнал осцилографа, який впливає на напругу, буде позначено як f_x , тоді як вхідний сигнал, який впливає на частоту, буде позначений як f_y). Якщо ці частоти співвідносяться між собою цілими числами, наприклад 1: 1, 1: 2, 2: 3 і т. д. Р. Форма фігури залежить від співвідношення амплітуди, частоти і початкової фази порівнюваних коливань.

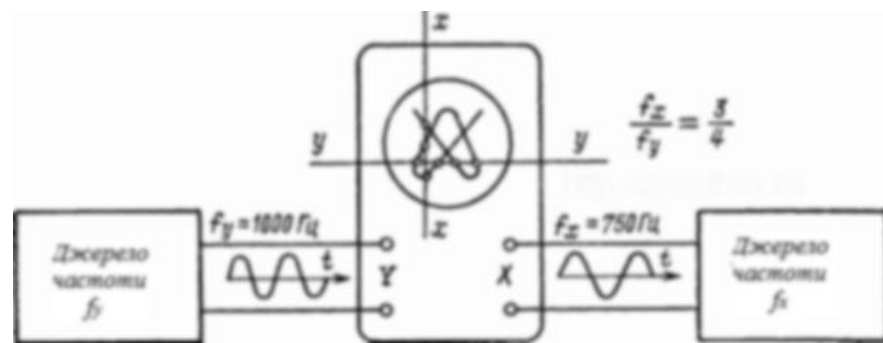


Рисунок 1.5 – Схема вимірювання частоти методом фігур Лісажу

На рис. 1.5 показано створення фігури Лісажу при впливі на відхиляючі трубки двох синусоїдальних коливань однакової частоти і рівних амплітуд, але з різними початковими фазами. Ця фігура має вигляд похилої еліпса, який при фазових зрушеннях між коливаннями в 0 і 180° стискається в пряму похилу лінію, а при фазових зрушеннях 90° і 270° - перетворюється в коло (умовно вважаємо чутливість по відхиленню обох пар пластин однаковою). Якщо амплітуди напруг частот f_x і f_y не рівні, то в останньому випадку замість кола на екрані буде спостерігатися еліпс з осями, паралельними площинам відхиляючих пластин.

Якщо відношення частот f_x / f_y (або f_y / f_x) дорівнює двом, то цифра на екрані буде нагадувати вісімку, яка при початкових фазових зрушеннях на 90° і 270° згорнеться в дугу. (Початковий зсув фази завжди визначається

порівнянням з періодом напруги вищої частоти). З діаграми на малюнку 1.7 видно, що зі збільшенням числа часток у співвідношенні порівнюваних частот, тим складніша фігура Лізажа, яка спостерігається на екрані.

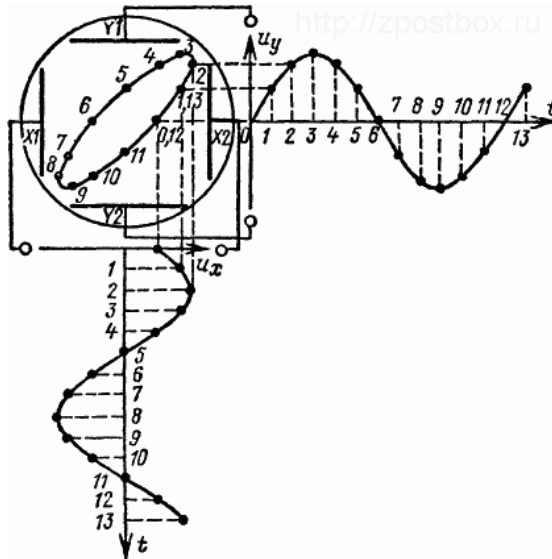


Рисунок 1.6 - Побудова осцилограми при відношенні порівнюваних частот $f_x / f_y = 1$

При вимірюванні частота еталонного генератора f_0 (яка дорівнює f_x або f_y) плавно змінюється до тих пір, поки на екрані не відобразиться більш проста цифра. Це число подумки виводиться з прямих x_x і u_y , які перпендикулярні до площин відхиляючих пластин X_1 , X_2 і Y_1 , Y_2 , і записується кількість зустрічей кожної лінії з фігурою. Співвідношення отриманих чисел в точності дорівнює відношенню частот $f_x : f_y$, за умови, що проведені лінії не перетинають вузлові точки фігури або мають форму, схожу на порівнювані коливання, це часто називають «каналом».

$\frac{f_x}{f_y}$	Фазовий зсув φ				
	0	45°	90°	135°	180°
1:1	/	o	o	o	\
1:2					
1:3					
2:3					

Рисунок 1.7 - Фігури, які спостерігаються на екрані при різних відносинах частот f_x / f_y

Визначивши співвідношення $f_x:f_y$ і знаючи одну з частот, наприклад f_y , легко знайти другу частоту.

Припустимо, що при відомій частоті $f_y = 1000$ Гц на екрані отримана фігура, зображена на рис. 1.5. З наведеного на кресленні побудови видно, що ця фігура відповідає відношенню частот $f_x: f_y = 3: 4$, звідки $f_x = 750$ Гц.

Внаслідок деякої нестабільності порівнюваних частот встановлюване між ними ціло-чисельне або дрібно-раціональне ставлення постійно порушується, що призводить до поступової зміни форми спостережуваної фігури, послідовно проходить через усі можливі фазові стани. Якщо зафіксувати час Δt , протягом якого фігура зазнає повний цикл фазових змін (від 0 до 360 °), то можна обчислити різницю порівнюваних частот $| f_x - f_y | = 1/\Delta t$, знак якої легко визначити експериментально за допомогою невеликого зміни частоти f_0 . На високих частотах навіть вельми мала нестабільність однією з частот викликає настільки швидкі зміни фігури Лісажу, що стає неможливим визначити ставлення частот. Це обмежує верхню межу вимірюваних частот значенням приблизно 10 МГц.

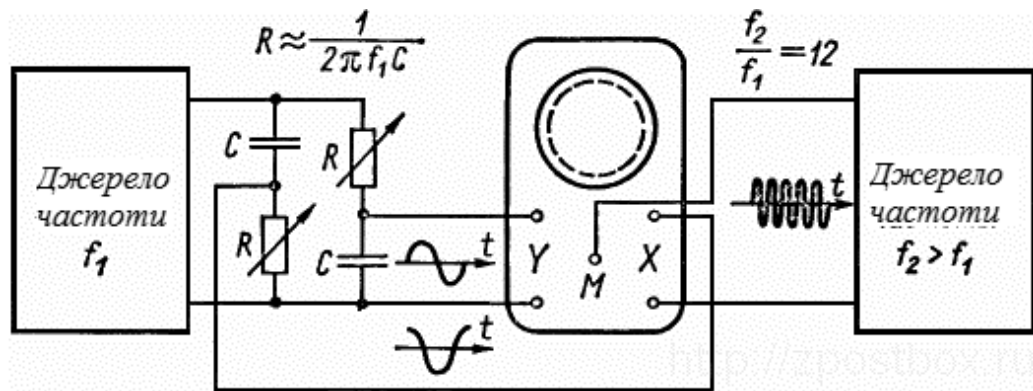


Рисунок 1.8 - Схема вимірювання частоти методом кругової розгортки з модуляцією яскравості

При ціло-чисельному відношенні порівнюваних частот, що перевищує 8-10, або дробовому їх відношенні з числами в знаменнику або чисельнику, великими 4-5, через ускладнення фігури Лісажу зростає можливість помилки у встановленні справжнього ставлення частот. Точне визначення порівняно великих ціло-чисельних відношень частот (до 30-50) може проводитися методом кругової розгортки з модуляцією яскравості зображення (рис. 8). У цьому випадку напруга меншої частоти f_1 за допомогою двох однакових фазорозділяючих RC- кіл перетвориться в дві напруги тієї ж частоти, взаємно зсунуті по фазі на 90° . При впливі цих напруг відповідно на входи Y і X осцилографа і регулюванню співвідношення їх амплітуд резисторами R і регуляторами посилення каналів Y і X світлову пляму на екрані буде переміщатися по кривій, близькій до кола; останню за допомогою регулятора яскравості встановлюють чітко видимою. Напруга більш високої частоти f_2 підводять до входу модулятора M (або каналу Z) і воно періодично буде збільшувати і зменшувати інтенсивність електронного променя, а отже, і яскравість окремих ділянок кривої розгортки на екрані. При ціло-чисельному відношенні частот $f_2:f_1 = m$, що можна досягти зміною однієї з них, крива спостережуваної окружності стає штриховою, вона складається з f нерухомих відрізків рівної довжини що світяться і розділені темними проміжками. При

порушенні ціло-чисельного відношення спостерігається обертання штрихової окружності, при великій швидкості якого окружність виявляється суцільною.

Розглянутий метод можна застосувати і для вимірювання частоти повторення f_n імпульсних коливань. При цьому напругою опорної частоти f_0 здійснюють кругову розгортку, регулятором яскравості її встановлюють видимою або невидимою залежно від полярності (відповідно негативної або позитивної) підводяться до модулятору імпульсних коливань. Останні будуть створювати на лінії розгортки в першому випадку темні розриви, а в другому - світні точки. Плавною зміною частоти f_0 (від її мінімально можливого значення) домагаються отримання на лінії розгортки одного нерухомого або повільно переміщається сліду імпульсу, при цьому $f_n = f_0$.

Вимірювання частоти f_n імпульсних коливань можна виробляти і за схемою на рис. 1.5 при подачі синусоїдального напруги опорної частоти f_0 на вхід X, а імпульсної напруги - на вхід Y осцилографа. Частоту розгортки $f_0 = f_x$ поступово підвищують, починаючи з її найменшого значення, поки на екрані не виникне досить стійке зображення одного імпульсу, що має місце при $f_n = f_0$. Така методика вимірювань виключає можливість помилки, оскільки одиночний імпульс буде спостерігатися на екрані і при інших, більших одиниці, цілочисельних відношеннях частот $f_0: f_n$.

1.2.5 Гетеродинні частотоміри

Гетеродинні частотоміри використовуються для точного вимірювання частоти високих частот у гладкому спектрі. Теоретично, гетеродинний частотомір відрізняється від калібру, який використовує кварцовий генератор, тим, що в останньому використовується генератор малої потужності, який має плавно змінну частоту налаштування. Наявність змішувача дозволяє використовувати прилад не тільки для градуювання частотних шкал при радіоприйомі, але і для вимірювання частоти генераторів методом нульових бинь. Індикація нульового ритму здійснюється телефонами, генераторами, електронними світловими індикаторами, а також показчиками.

Похибка вимірювання частоти в першу чергу обумовлена стабільністю генератора і похибкою його розміщення. Як результат, гетеродин часто використовується в електронному освітленні. Підвищенню стабільності частоти сприяють відповідний вибір схеми і конструкції гетеродина, використання в них деталей з малим температурним коефіцієнтом, включення буферного каскаду між гетеродином і вихідними ланцюгами, стабілізація напруги живлення. Крім того, перед вимірюванням пристрій зазвичай розігрівається. Для підвищення плавності регулювання і точності регулювання частоти конденсатора гетеродин зазвичай реалізують через механізм з великим зниженням прискорення (до 100-300 разів). Пряме зчитування частоти, пов'язаної зі змінною ємністю конденсатора, досягається в найпростіших конструкціях. У більшості випадків шкала побудована з великою кількістю поділок (до кількох тисяч), а показання на ній переводять у частоту за допомогою таблиць або графіків.

З метою зменшення числа частотних піддіапазонів і підвищення стійкості частоти гетеродина зазвичай працюють у вузькій ділянці порівняно невисоких частот (при коефіцієнті перекриття, що дорівнює двом), а для вимірювань використовуються як основні частоти генерованих коливань, так і ряд їх гармонік; виникнення останніх забезпечується підбором режиму роботи гетеродина або буферного підсилювача. Наприклад, в частотомірах широкого застосування типу Ч4-1 із загальним діапазоном вимірюваних частот від 125 кГц до 20 МГц гетеродин має два плавних піддіапазони основних частот: 125-250 кГц і 2-4 МГц. На першому піддіапазоні при використанні першої, другої, четвертої і восьмої гармонік вдається плавно перекрити смугу частот 125-2000 кГц; на другому піддіапазоні при використанні першої, другої, четвертої і частково п'ятої гармонік перекривається смуга частот 2-20 МГц. Таким чином, кожному положенню ручки настройки гетеродина відповідають три або чотири робочі частоти, значення яких можуть бути визначені за градуальною таблицею. Наприклад, вимірювання частот 175, 350, 700 і 1400 кГц проводиться

при одному і тому ж налаштуванні гетеродинна на основну частоту $f_g = 175$ кГц.

Багатозначність частот настройки гетеродинна створює можливість помилки у встановленні гармоніки, з якою коливання вимірюваної частоти f_x створюють биття. Тому, приступаючи до вимірювань, необхідно знати наближене значення частоти f_x . Однак останню можна визначити і розрахунковим шляхом за допомогою самого гетеродинного частотоміра.

Припустимо, що при зміні настройки гетеродинна отримані нульові биття з частотою f_x при двох сусідніх значеннях основних частот f_{r1} і f_{r2} одного і того ж піддіапазона гетеродинна. Очевидно, що частота f_x є одночасно гармонікою обох цих частот, тобто:

$$f_x = n \cdot f_{r1} = (n + 1) \cdot f_{r2}$$

де n і $(n + 1)$ - номери гармонік відповідно для основних частот f_{r1} і f_{r2} (при $f_{r2} < f_{r1}$).

Вирішуючи отримане рівність щодо n , знаходимо

$$n = f_{r2} / (f_{r1} - f_{r2}).$$

Отже, вимірювана частота

$$f_x = n \cdot f_{r1} = f_{r1} \cdot f_{r2} / (f_{r1} - f_{r2}).$$

Наприклад, якщо нульові биття отримані при основних частотах $f_{r1} \approx 1650$ кГц і $f_{r2} \approx 1500$ кГц, то наближено $f_x \approx 1650 \cdot 1500 / (1650 - 1500) = 16500$ кГц.

При вимірюванні частоти слід остерігатися помилки, обумовленої можливістю виникнення биття між коливаннями гетеродина і гармонікою

вимірюваної частоти; тому вимірювання слід проводити при слабкому зв'язку між частотоміром і досліджуваним генератором. Похибка вимірювань зростає і при впливі на прилад модульованих коливань; в цьому випадку биття з основною (несучої) частотою будуть прослуховуватися на шумовому фоні биття з бічними частотами.

Гетеродинні частотоміри розглянутого типу забезпечують вимірювання високих частот з похибкою приблизно 1%. Зниження похибки вимірювань до 0,01% і менше досягається при доповненні частотоміра кварцовим генератором, що дозволяє перед початком вимірювань проводити перевірку і корекцію шкали гетеродина в ряді опорних точок.

Розгорнута функціональна схема гетеродинного частотоміра підвищеної точності представлена на рис. 1.9. Гетеродин має два піддіпазони, підгонка яких здійснюється підстроювальними конденсаторами С3 і С4. Частота основних коливань задається прямочастотним конденсатором змінної ємності С1. Рівень вхідного (вихідного) сигналу регулюється потенціометром R. Кварцовий генератор створює багаті гармоніками коливання, основна частота яких часто береться рівною 1 МГц. Вибір роду роботи приладу проводиться без порушення міжкаскадних зв'язків допомогою включення або виключення живлення окремих компонентів. При установці перемикача В2 у положення 3 («Кварц») гетеродин вимкнений, а кварцовий генератор включений; при цьому частотомір можна використовувати як кварцовий калібратор для частотних вимірювань на гармоніках генератора. У положенні перемикача 1 («Гетеродин»), навпаки, кварцовий генератор вимкнений, а гетеродин включений. Це нормальний режим роботи частотоміра.

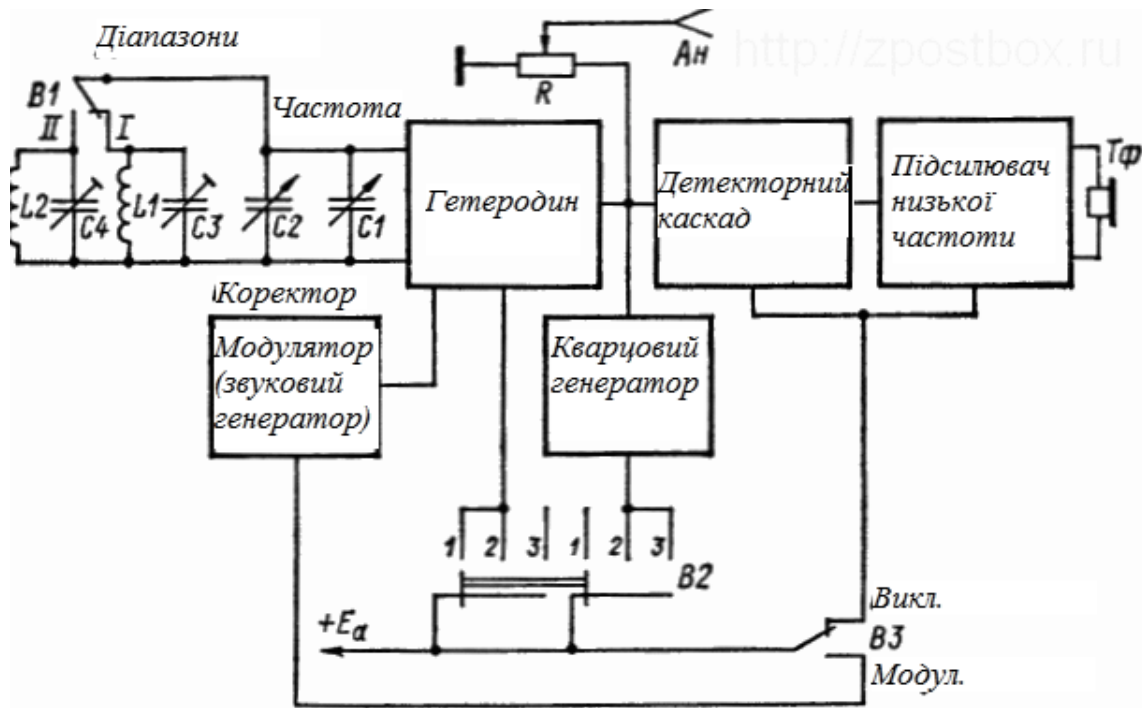


Рисунок 1.9 – Функціональна схема гетеродинного частотоміра підвищеної точності

Перевірка шкали частот гетеродинна проводиться при установці перемикача B2 у положення 2 («Перевірка»), коли одночасно включені і гетеродин, і генератор, коливання яких підводяться до детектора. При певному співвідношенні частот або гармонік цих коливань виникають звукові биття, частота яких визначається формулою

$$F = | m \cdot f_{\Gamma} - n \cdot f_{\kappa} |,$$

де f_{Γ} і f_{κ} - основні частоти відповідно гетеродинна і кварцового генератора, а m і n - цілі числа, що відповідають номерам взаємодіючих гармонік.

Частота биття виявляється рівною нулю ($F = 0$) для ряду частот діапазону гетеродинна, що задовольняють умові

$$f_{\Gamma} = (n / m) \cdot f_{\kappa}.$$

Ці частоти називаються опорними і спеціально виділяються в градувальних таблицях. Знайдемо для прикладу опорні частоти (f_0) діапазону гетеродинна 2000-4000 кГц, якщо основна частота кварцового генератора $f_k = 1000$ кГц:

при $m = 1$ і $n = 2, 3$ і 4 $f_0 = 2000, 3000$ і 4000 кГц; при $m = 2$ і $n = 5$ і 7 $f_0 = 2500$ і 3500 кГц;

при $m = 3$ і $n = 7, 8, 10$ і 11 $f_0 = 2333, 2667, 3333$ і 3667 кГц і т. д.

Слід враховувати, що зі зростанням номерів взаємодіючих гармонік амплітуда биття зменшується.

Якщо градування шкали гетеродинна порушена, то при установці його ручки настройки на одну з опорних частот і включенні кварцового генератора замість нульових биття створюються коливання звукової частоти, які після посилення прослуховуються в телефонах Тф. Для корекції (калібрування) служить конденсатор С2 невеликої ємності, включений паралельно основному конденсатору налаштування С1: з його допомогою перед початком вимірювань домагаються нульових биття в найближчій до вимірюваної частоті опорної точки.

Порядок налаштування гетеродинного частотоміра розглянемо на наступному прикладі. Припустимо, що потрібно перевірити правильність шкали передавача на частоті 10700 кГц. Звертаючись до градувальної таблиці частотоміра, знаходимо, що цій частоті відповідає основна частота $10700/4 = 2675$ кГц. По таблиці або шкалою основних точок визначаємо, що найближча опорна частота дорівнює 2667 кГц. Тоді за шкалою конденсатора С1 встановлюємо частоту 2667 кГц і, поставивши перемикач В2 у положення «Перевірка» (2), коректором С2 добиваємося нульових биття. Потім перемикач В2 ставимо в положення «Гетеродин» (1) і, встановивши частоту гетеродина 2675 кГц, виробляємо на цій частоті перевірку шкали передавача.

При вимірюванні невідомої частоти f_x калібрування шкали гетеродина проводиться в опорній точці, найближчій до передбачуваного значенням цієї

частоти, а потім в режимі вимірювання встановлюють нульові биття регулюванням частоти гетеродинна.

При калібруванні шкали гетеродинна, а також при вимірюванні частоти генераторів модулятор повинен бути виключений; при вимірюванні частоти настройки приймачів не потрібен низькочастотний вузол приладу. Для виключення невикористовуваних компонентів частотоміра служить перемикач ВЗ.

Різні типи частотомірів, які є гетеродинними, охоплюють цікавий діапазон частот від 100 кГц до 80 ГГц з похибкою вимірювання $\pm(5 \times 10^{-4} \dots 5 \times 10^{-6})$. На дуже високих частотах важко досягти нульового ритму. У результаті в мікрохвильових частотомірах низькочастотний вимірювач (наприклад, ємнісний вимірювач) використовується як орієнтир; цей вимірювач використовується для визначення частоти биття між F і результатами вимірювання.

Невелика частотна похибка в широкому діапазоні частот (від низьких до високих) досягається поєднанням двох частотомірів: гетеродинного і електронного лічильника. Останній, на додаток до наявності окремого частотного діапазону, який властивий, може бути використаний для точного вимірювання частоти налаштування гетеродина при досягненні нульових ударів; при цьому кварцовий генератор, таблиці та графіки непотрібні.

1.3 Способи виміру параметрів імпульсу

Існує спосіб виміру параметрів імпульсу, який заснований на вимірі зміненого під впливом досліджуваного імпульсу параметра чутливого елементу, згідно з яким імпульс що досліджується впливає на напівпровідниковий елемент, викликаючи його необоротний тепловий або лавинно-тепловий пробій, після чого вимірюють залишковий опір пробитого напівпровідникового елементу і по заздалегідь отриманій експериментальній залежності між амплітудою імпульсу і залишковим опором напівпровідникового елементу визначають амплітуду досліджуваного імпульсу. Але недоліком цього способу є

його низька інформативність, оскільки він не дозволяє одночасно з амплітудою імпульсу визначати його тривалість або форму.

Толстіков І.Г. розробив прилад який вимірює параметри (амплітуди і тривалість) електричного імпульсу. За допомогою п'єзоелектричного пристрою (п'єзопретворювача) з сегнето-електричного п'єзоматеріала, виконаного у вигляді пасивного реєстратора конденсаторного типу, що містить декілька сполучених електричних паралельно чутливих елементів, що запам'ятовують. Чутливі елементи (ЧЕ) цього реєстратора змінюють свій фізичний стан (а саме, величину залишкової поляризації) при дії імпульсного електричного поля. Це дозволяє встановити взаємозв'язок між параметрами вимірюваного електричного імпульсу і мірою зміни під його впливом залишкової поляризації сегнето-електричних ЧЕ[3].

Недоліком деяких способів є те, що елементи системи, що виконують функції перетворення інформації і її тривалого зберігання, конструктивно об'єднані в одному пристрої. Це приводить до необхідності введення додаткових заходів з використанням довгих вимірювальних ліній для захисту пристрою від зовнішніх електромагнітних і механічних дій в екстремальних умовах проведення вимірів, наприклад у вибуховому експерименті, з метою збереження інформації, що у деяких випадків є нездійсненним завданням.

В пристрої що розробляється в даному рефераті тривалість імпульсу будемо вимірювати шляхом підрахунку імпульсів заповнення на лічильнику, який буде підключений до мультиплексора, що буде вибирати режим вимірювання, до мультиплексора буде під'єднуватись сам імпульс, що потрібно виміряти, для цього нам потрібно буде захистити вхід мультиплексора від сторонніх шумів.

Процес вимірювання тривалості імпульса можна реалізувати за рахунок підрахунку тактових сигналів, що слідує з відомим періодом, протягом дії імпульса. Таким чином, пристрій повинен очікувати появу логічної одиниці на вході, на який подається вимірюваний сигнал, і вести підрахунок тактових

імпульсів доти, доки рівень сигналу не стане дорівнювати нулю. Тривалість імпульса, що вимірюється, у цьому випадку буде дорівнювати [4]:

$$\tau = N \cdot T, \quad (1.1)$$

де N – кількість тактових імпульсів; T – період підрахованих імпульсів.

Використовуються два різновиди електронних сигналів: аналоговий і дискретний. Аналогові сигнали мають послідовний характер і можуть мати будь-які значення напруги або струму в заданому діапазоні рівнів. Дискретні сигнали мають розривний характер як за часом, так і за амплітудою.

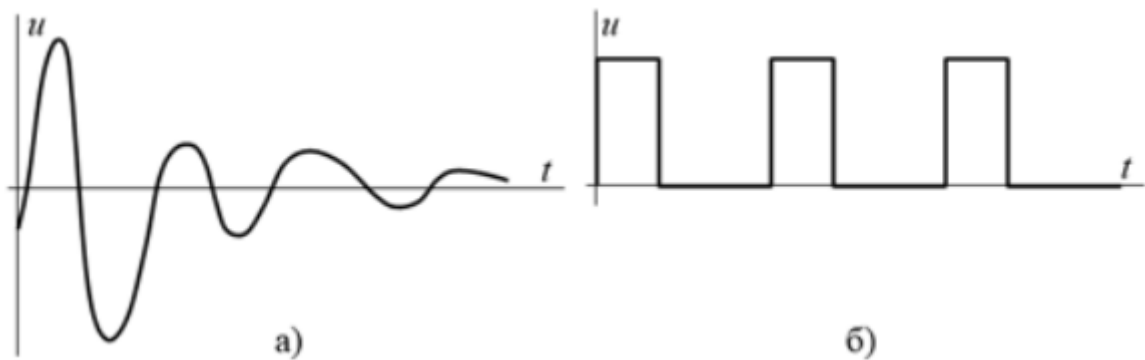


Рисунок 1.10 - Вигляд сигналу: а) аналогового; б) дискретного

Пристрій, що використовує дискретні сигнали, функціонує за імпульсним принципом, з чергуванням періодів активного і неактивного моментів. Електричний імпульс вважається короткочасною зміною напруги або струму, яка зазвичай супроводжується законом, який визначає форму імпульсів (рис. 1.11) [5].

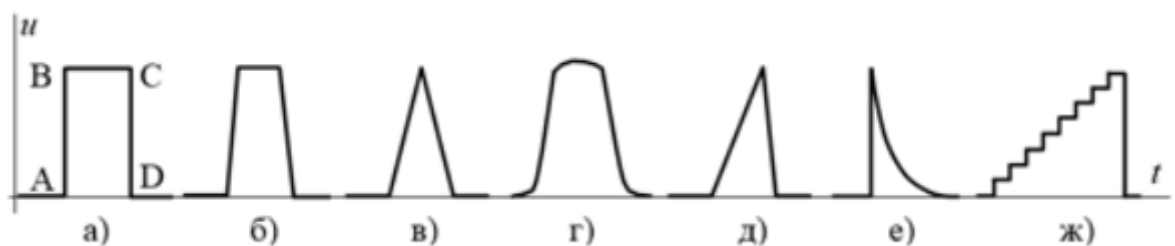


Рисунок 1.11 - Форми ідеалізованих імпульсних сигналів: а) прямокутного; б) трапецеїдального; в) трикутного; г) дзвіноподібного; д) пилоподібного; е) експоненціального; ж) ступеневого

Загальноприйнято розбивати такі категорії пульсу (рис. 1.11, а): передній (AB), верхній (BC), переріз (CD), підставу (AD). Фронт пов'язаний зі швидким наростанням сигналу до його максимального значення, пік - відносно повільною зміною сигналу протягом певного періоду часу, а зріз - зі швидким зменшенням імпульсу.

Фактична прямокутна форма сигналу відрізняється від ідеалізованої через тимчасові зміни в схемах. Параметри імпульсу (рис. 1.12). Вони перераховані в порядку зростання складності:

- амплітуда імпульсу, або U_m , називається найбільшою напругою імпульсного сигналу;
- тривалість імпульсу в часі, яка характеризується терміном тривалість імпульсу t_i .
- довжина передньої частини сигналу та довжина зрізу імпульсу описують час наростання та спадання імпульсу;
- зниження найвищої складової напруги імпульсу, ΔU , відображається на зменшенні напруги на вершині імпульсу.

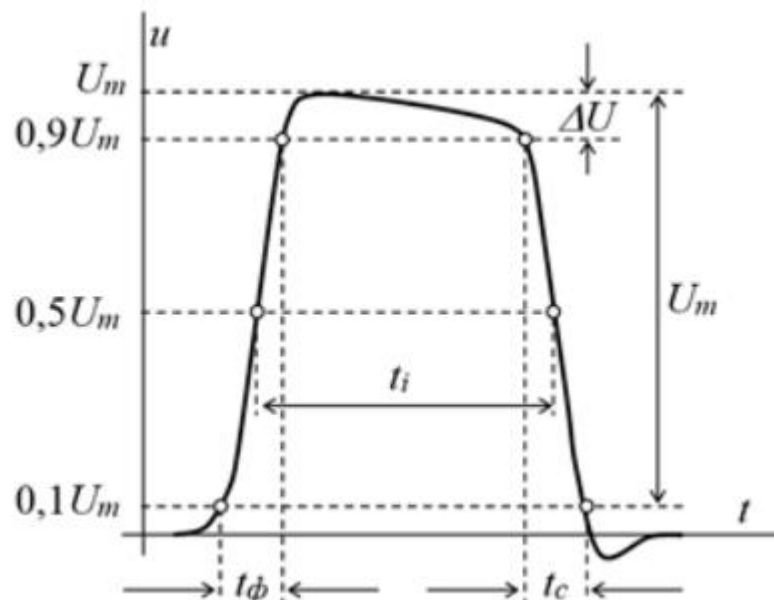


Рисунок 1.12 - Форма реального прямокутного імпульсу і його параметри

Послідовність імпульсів (рис. 1.13) складається з:

- період повторення точок, або час між кожною парою точок (наприклад, між початком і кінцем) пари сусідніх імпульсів;
- частота появи імпульсів f - величина, зворотна періоду повторення $f = 1/T$;
- тривалість паузи t_p - проміжок часу між закінченням одного імпульсу і початком наступного: $t_p = T - t_i$;
- коефіцієнт заповнення γ - відношення тривалості імпульсів до періоду їх проходження: $\gamma = t_i/T$;
- період шпаруватості імпульсів, зворотний коефіцієнту заповнення: $T/t_i = 1/\gamma$.

Коефіцієнт заповнення — це відношення максимальної потужності імпульсу до його середньої потужності. Зміна частоти періодичної послідовності імпульсів дозволяє змінювати середню напругу, що подається на навантаження.

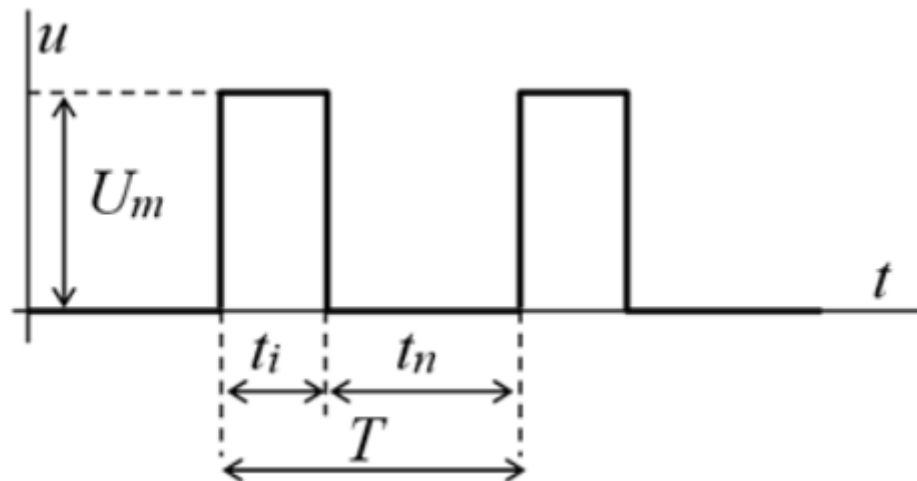


Рисунок 1.13 – Вигляд періодичної послідовності імпульсів прямокутної форми

У технології імпульсних схем часто використовується сигнал прямокутної форми з періодом два - це називається меандром, в цьому випадку тривалість імпульсу ідентична тривалості паузи.

1.4 Аналіз методів вимірювання тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів

Розглянемо основні методи, що застосовуються для вимірювання тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів, а також їхні переваги та недоліки. Розвиток мікропроцесорної техніки дозволив значно покращити точність і швидкодію вимірювальних пристроїв, що є важливим фактором у сучасних радіотехнічних системах.

Методи вимірювання тривалості сигналу.

Тривалість сигналу – це важливий параметр, який визначає часові характеристики імпульсних сигналів у радіотехніці. Існує кілька методів вимірювання тривалості сигналу, які можна класифікувати на аналогові та цифрові.

Аналогові методи.

1) Інтегрування напруги. Суть методу полягає у тому, що сигнал подається на інтегратор, який накопичує заряд, пропорційний тривалості імпульсу. По завершенню імпульсу отримане значення напруги фіксується, і це дозволяє оцінити тривалість сигналу. Переваги: простота реалізації, висока швидкодія. Недоліки: низька точність при вимірюванні коротких імпульсів, чутливість до завад.

Цифрові методи:

1) Цифровий підрахунок тактів. В цьому методі використовують високочастотний генератор тактових імпульсів, підраховуючи кількість тактів між початком і кінцем сигналу. Переваги: висока точність, простота реалізації на основі мікропроцесорів. Недоліки: залежність від частоти тактового генератора, складність при обробці сигналів з високою частотою.

2) Метод дискретизації сигналу (AD-конверсія). В цьому методі сигнал перетворюється на цифровий за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП), після чого цифровий потік даних аналізується для визначення тривалості імпульсу. Переваги: висока точність, можливість обробки складних

форм сигналу. Недоліки: потреба у високошвидкісному АЦП, залежність від частоти дискретизації.

Період сигналу – це час між двома однаковими фазами послідовних імпульсів. Його вимірювання є критично важливим у багатьох радіотехнічних системах, оскільки дозволяє визначити частоту сигналу. Методи вимірювання періоду сигналу такі.

1) Метод цифрового підрахунку тактів. Для вимірювання періоду сигналу можна використовувати підрахунок тактових імпульсів між двома однаковими фазами сигналу (наприклад, між двома передніми фронтами). Переваги: висока точність при використанні високочастотного генератора. Недоліки: потреба у точному виявленні фаз сигналу, залежність від стабільності тактового генератора.

2) Метод синхронізації з опорним сигналом. Суть методу полягає в тому, що сигнал синхронізується з опорним генератором, період якого відомий. Порівнюючи періоди вхідного і опорного сигналу, можна отримати значення періоду вимірюваного сигналу. Переваги: висока точність, незалежність від частоти вхідного сигналу. Недоліки: складність реалізації, потреба у високоточному опорному генераторі.

3) Метод фазового автопідстроювання частоти (PLL). У цьому методі використовується фазовий детектор, що порівнює фазу вхідного сигналу із фазою сигналу з опорного генератора, і на основі цієї різниці здійснюється підстроювання частоти генератора. Після синхронізації частота опорного генератора відповідає частоті вхідного сигналу, що дозволяє визначити його період. Переваги: висока точність, можливість вимірювання широкого діапазону частот. Недоліки: складність реалізації, потреба у стабільному опорному генераторі.

Частота повторення сигналу визначає кількість імпульсів за одиницю часу і є одним з найважливіших параметрів радіотехнічних сигналів. Основні методи вимірювання частоти повторення:

- 1) Метод підрахунку імпульсів за фіксований час. Частота визначається шляхом підрахунку кількості імпульсів за певний інтервал часу, зазвичай визначений таймером. Переваги: простота реалізації, можливість використання в реальному часі. Недоліки: точність залежить від довжини вимірювального інтервалу, зниження точності при низьких частотах.
- 2) Частотний метод. У цьому методі використовується генератор еталонної частоти. Сигнал подається на лічильник, і за допомогою підрахунку періодів еталонного сигналу визначається частота повторення вимірюваного сигналу. Переваги: висока точність при вимірюванні високих частот. Недоліки: залежність від еталонного генератора, складність вимірювання низьких частот.
- 3) Гетеродинний метод. У цьому методі вимірюваний сигнал змішується з еталонним сигналом від генератора гетеродина, і на виході отримують різницеву частоту, яку легше виміряти з високою точністю. Переваги: можливість точного вимірювання високочастотних сигналів. Недоліки: складність апаратної реалізації, залежність від стабільності генератора.

1.5 Основні компоненти мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення сигналів

Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів призначений для визначення основних параметрів сигналів у системах зв'язку, радіолокації, телекомунікацій та інших радіотехнічних застосуваннях. Ці параметри є важливими для аналізу та контролю сигналів, що використовуються для передачі інформації, а також для налаштування і коректної роботи технічних систем [1].

Тривалість сигналу — це часова характеристика, що визначає тривалість окремого імпульсу або частини сигналу, протягом якого він знаходиться у активному стані. У багатьох радіотехнічних системах тривалість імпульсів є критичною для визначення характеристик сигналу, таких як потужність,

амплітуда і форма. Точне вимірювання тривалості імпульсів дозволяє оцінити параметри системи та її ефективність.

Період сигналу є зворотною величиною до частоти і визначає час між двома послідовними однаковими фазами сигналу. Для періодичних сигналів, таких як синусоїдальні або прямокутні, період є ключовим параметром, що визначає характер сигналу. Він має велике значення в синхронізованих системах зв'язку, де точність визначення періоду впливає на якість передачі і прийому інформації.

Частота повторення сигналу визначає кількість імпульсів або періодів сигналу за одиницю часу і вимірюється у герцах (Гц). Для радіотехнічних систем, особливо тих, що працюють у високочастотних діапазонах, частота сигналу є критично важливою характеристикою, яка впливає на дальність і якість передачі інформації. Точне вимірювання частоти дозволяє синхронізувати системи, знизити завади і покращити ефективність роботи.

Мікропроцесорні вимірювачі використовують вбудовані обчислювальні ресурси для обробки вхідних сигналів і точного визначення їх параметрів. Вони дозволяють виконувати аналіз у реальному часі, що робить їх незамінними в системах з високими вимогами до швидкодії і точності. Основні етапи роботи мікропроцесорних вимірювачів включають оцифрування сигналу, обробку даних, фільтрацію, і застосування алгоритмів для визначення тривалості, періоду та частоти сигналу [2].

Основні компоненти мікропроцесорного вимірювача

1. Мікропроцесор – серце системи, що виконує всі обчислювальні операції, пов'язані з вимірюванням параметрів сигналу.
2. Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) – перетворює вхідний аналоговий сигнал в цифровий формат для подальшої обробки.
3. Внутрішня пам'ять – використовується для зберігання даних та програмного забезпечення, що керує процесом вимірювання.
4. Програмне забезпечення – включає алгоритми обробки сигналу і визначення необхідних параметрів (тривалість, період, частота).

5. Інтерфейси зв'язку – забезпечують взаємодію вимірювача з іншими системами для передачі результатів вимірювань або отримання команд.

Алгоритми вимірювання параметрів сигналу у мікропроцесорних системах базуються на дискретній обробці сигналів. Вони можуть включати різні методи, зокрема:

- Метод цифрової фільтрації, що знижує вплив шуму та завад на результати вимірювань.
- Інтерполяційні методи для підвищення точності визначення моментів початку та закінчення імпульсів.
- Методи підрахунку імпульсів для визначення частоти повторення сигналів.

Переваги мікропроцесорних вимірювачів

Сучасні мікропроцесорні вимірювачі мають низку переваг:

- Висока точність і швидкодія вимірювань.
- Компактність та низьке енергоспоживання.
- Гнучкість у налаштуванні і можливість адаптації під різні типи сигналів.
- Можливість роботи в умовах завад і шумів.

Використання мікропроцесорів дозволяє підвищити точність вимірювань і забезпечити автоматизацію процесу аналізу сигналів, що робить їх незамінними у складних технічних системах.

Вимірювання — це представлення фізичних величин за допомогою їхніх числових значень, а також за допомогою експериментів і обчислень із застосуванням спеціальних технічних методів.

1.6 Висновки до розділу

Аналіз методів вимірювання показує, що вибір конкретного методу залежить від вимог до точності, швидкодії та складності сигналів. Аналогові методи підходять для простих і швидких вимірювань, але вони менш точні в порівнянні з цифровими методами. Цифрові методи, такі як підрахунок тактів

або дискретизація сигналу, забезпечують високу точність і стабільність результатів, але потребують використання мікропроцесорних систем або програмованих логічних пристроїв (FPGA).

Для розробки мікропроцесорного вимірювача доцільно використовувати цифровий метод підрахунку тактів для вимірювання тривалості та періоду сигналів, оскільки він забезпечує високу точність і відносно просту реалізацію за допомогою мікропроцесора. Для вимірювання частоти повторення сигналу буде використано метод підрахунку імпульсів за фіксований інтервал часу, що забезпечує необхідну точність і швидкодію для більшості радіотехнічних застосувань.

Отже, враховуючи види вимірювань і властивості кожного з них обираємо для розробки цифровий метод вимірювання частоти, тобто цифровий частотомір.

2 РОЗРОБЛЕННЯ СТРУКТУРНОЇ ТА ЕЛЕКТРИЧНОЇ СХЕМ МІКРОПРОЦЕСОРНОГО ВИМІРЮВАЧА ТРИВАЛОСТІ, ПЕРІОДУ ТА ЧАСТОТИ ПОВТОРЕННЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИГНАЛІВ

2.1 Будова та принцип дії типового мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів

Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів складається з кількох основних функціональних блоків, які забезпечують прийом сигналу, його обробку, вимірювання часових параметрів і передачу результатів. Основні елементи такої системи включають:

1. Вхідний блок сигналу

Вхідний блок відповідає за прийом і підготовку радіотехнічного сигналу до подальшої обробки. Його функції включають:

- Формування сигналу: обробка вхідного сигналу, зменшення рівня шумів та перешкод.
- Фільтрація: фільтрація небажаних частот і завад, що можуть спотворювати результати вимірювань.
- Амплітудне формування: приведення рівня вхідного сигналу до потрібного діапазону напруг для подачі на аналого-цифровий перетворювач (АЦП) або порогові схеми.

2. Тригери та порогові схеми

Ці схеми використовуються для перетворення аналогового радіосигналу у цифрову форму. Основна задача — виявити передній і задній фронти імпульсів або інших змін у сигналі, які будуть використовуватися для вимірювань. Порогові схеми дозволяють чітко визначати момент переходу сигналу через певний поріг напруги, що важливо для коректного підрахунку часу.

3. Мікропроцесорний блок

Центральний компонент системи — мікроконтролер або мікропроцесор, який виконує всі основні функції обробки даних і вимірювань. Він включає в

себе кілька підсистем:

- Аналого-цифровий перетворювач (АЦП): забезпечує перетворення аналогового сигналу в цифрову форму для подальшої обробки. Використовується, коли сигнал має неперервну форму і потребує оцифрування.
- Таймери та лічильники: внутрішні таймери використовуються для підрахунку часу між подіями у сигналі, наприклад, між переднім і заднім фронтами імпульсу. Лічильники вимірюють кількість тактів генератора між подіями.
- Цифрова обробка сигналів: після оцифрування сигналу мікропроцесор виконує алгоритми обробки для вимірювання тривалості, періоду та частоти повторення сигналів. Також можуть застосовуватися методи цифрової фільтрації для покращення якості сигналу.

4. Тактовий генератор

Тактовий генератор формує високочастотні імпульси, які використовуються для вимірювання часу в системі. Важливо, щоб цей генератор мав високу стабільність і точність, оскільки його частота визначає точність вимірювань тривалості імпульсів і періоду сигналів. Зазвичай використовується кварцовий генератор з частотою кілька мегагерців (МГц).

5. Інтерфейс передачі даних

Цей блок відповідає за передачу результатів вимірювань на зовнішні пристрої або системи керування. Найбільш поширені інтерфейси:

- UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter): дозволяє передавати дані в асинхронному режимі.
- SPI або I2C: використовуються для швидкої і надійної передачі даних в межах системи або на інші мікроконтролери.
- USB або Ethernet: для взаємодії з комп'ютерами або мережею.

6. Пам'ять

Пам'ять у мікропроцесорі використовується для збереження програмного забезпечення, необхідного для обробки сигналів і виконання вимірювань.

Окрім цього, може бути використана оперативна пам'ять для збереження проміжних даних під час обчислень.

7. Дисплей або індикатори

Для візуального відображення результатів вимірювань можна використовувати дисплеї (наприклад, LCD або OLED) або прості цифрові індикатори. Цей блок не є обов'язковим, але може бути корисним для контролю процесу вимірювань безпосередньо на місці.

8. Живлення

Система потребує стабільного джерела живлення, яке забезпечує роботу всіх компонентів. Зазвичай використовуються стабілізовані джерела живлення на 3.3 В або 5 В для живлення мікроконтролера та периферійних пристроїв [7].

На рис.2.1 відображено приклад схемної реалізації мікропроцесорного вимірювача частоти сигналу.

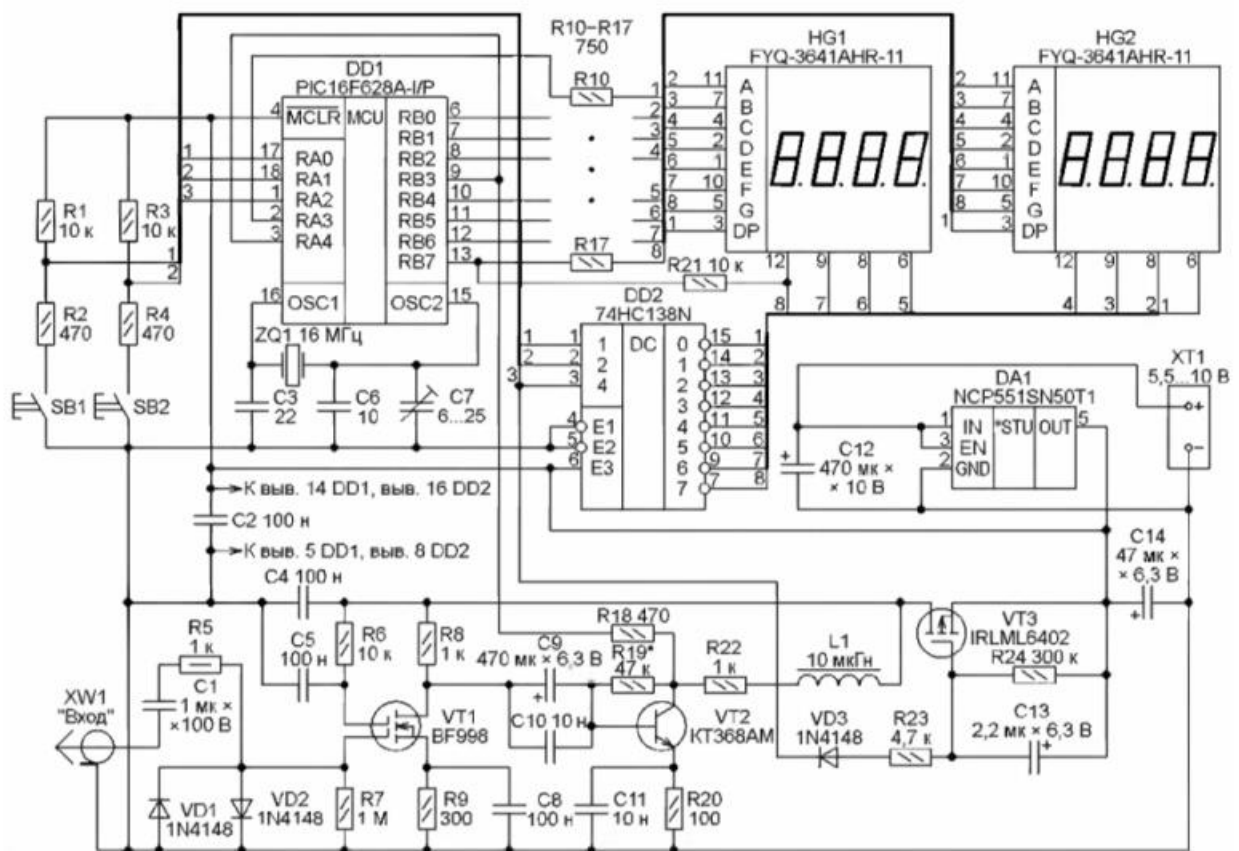


Рисунок 2.1 – Схемне виконання мікропроцесорного вимірювача частоти, тривалості та періоду сигналу

Принцип дії мікропроцесорного вимірювача базується на вимірюванні часових параметрів сигналу, таких як тривалість імпульсу, період і частота повторення. Процес вимірювання складається з кількох етапів, кожен з яких виконується за допомогою мікропроцесора або мікроконтролера і супутніх апаратних блоків.

1. Прийом та обробка вхідного сигналу

Першим етапом є прийом вхідного радіотехнічного сигналу через вхідний блок. Вхідний сигнал може бути імпульсним або неперервним. Вхідний блок фільтрує сигнал, зменшуючи вплив шумів і перешкод, і приводить його до потрібного рівня амплітуди для подальшої обробки. Для перетворення аналогового сигналу в цифрову форму можуть бути використані порогові схеми, тригери або аналого-цифрові перетворювачі (АЦП).

2. Виявлення ключових моментів сигналу

Мікропроцесор або інші компоненти системи (наприклад, тригери) фіксують момент виникнення і завершення імпульсу. Це дозволяє визначити:

- Тривалість імпульсу: час між переднім і заднім фронтами сигналу.
- Період сигналу: час між двома однаковими фазами сусідніх імпульсів, наприклад, між двома передніми фронтами.
- Частоту повторення: кількість імпульсів за одиницю часу.

Ці моменти фіксуються за допомогою внутрішніх лічильників та таймерів мікропроцесора [8].

3. Вимірювання часу за допомогою таймерів та тактового генератора

Для вимірювання часу між подіями (переднім та заднім фронтами імпульсу або між сусідніми імпульсами) використовується високоточний тактовий генератор. Цей генератор формує імпульси із стабільною частотою, що дозволяє вимірювати часові інтервали з високою точністю. Лічильники в мікропроцесорі підраховують кількість тактів, що пройшли між ключовими подіями сигналу.

Наприклад:

- Тривалість імпульсу обчислюється як кількість тактів між переднім і

заднім фронтом імпульсу.

- Період сигналу визначається як кількість тактів між двома передніми фронтами сусідніх імпульсів.
- Частота повторення є оберненою величиною до періоду: чим менший період, тим вища частота повторення.

4. Обробка сигналу мікропроцесором

Мікропроцесор, отримавши дані від лічильників, обчислює необхідні параметри сигналу. Алгоритми обробки можуть включати:

- Обчислення тривалості імпульсу на основі кількості тактів тактового генератора.
- Вимірювання періоду сигналу шляхом підрахунку тактів між двома передніми фронтами.
- Визначення частоти повторення сигналу як оберненої величини до періоду.

У процесі обробки можуть також застосовуватися фільтраційні алгоритми для зменшення впливу шумів і покращення точності вимірювань. Крім того, можуть бути використані методи усереднення результатів для підвищення надійності.

5. Виведення результатів

Після завершення вимірювання та обробки результатів, мікропроцесор передає їх на вивідні пристрої, такі як:

- Дисплеї (LCD, OLED) для візуального відображення результатів.
- Інтерфейси передачі даних (UART, SPI, I2C) для передачі результатів до інших систем або комп'ютера.
- Системи збереження даних або архівації для подальшого аналізу.

6. Автоматизація вимірювань та контроль точності

Сучасні мікропроцесорні вимірювачі можуть автоматично налаштовувати параметри вимірювання та частоти дискретизації залежно від типу сигналу. Крім того, системи можуть виконувати самокалібрування та контроль точності вимірювань, що дозволяє зменшити похибки і забезпечити надійність

результатів.

На рисунку 2.2 наведено структурну схему вимірювача [9].

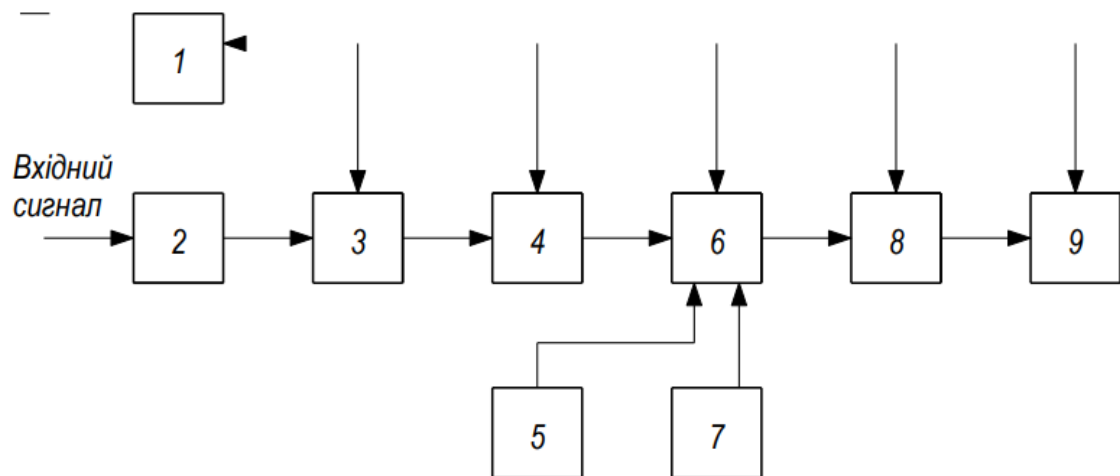


Рисунок 2.2 – Схема структурна вимірювача

На рис. 2.2 використані такі позначення:

- 1 - Пристрій живлення
- 2 - Вхідний розгалужувач
- 3 - приклад ретранслятора
- 4 - Пульсатор
- 5 - центральний блок
- 6 - Менеджер
- 7 - Резонатор з кварцу
- 8 - Мініатюрний комп'ютеризований індикатор

9 - РК-індикатор Сигнал надходить на вхід дільника, що запобігає надмірній агресивності вхідного каскаду лічильника. Перший ступінь вхідного формувача сконструйований як повторювач стоку 3, це значно збільшує вхідний опір лічильника ($>1 \text{ МОм}$).

Блок з функцією генератора імпульсів 4 перетворює різноманітні сигнали в послідовність амплітудно-нормованих імпульсів на основі наявності крутих фронтів. Кварцовий генератор 7 задає частоту тактової частоти контролера. Частота лічильника розраховується за допомогою процесу програмного забезпечення, призначеного для цілей калібрування. У цьому процесі

використовуються будь-які кварцові резонатори в діапазоні 1-20 МГц. Однак найбільш вигідною є частота 4 МГц. При меншому значенні частоти швидкісні параметри регулятора занижуються, а при підвищеному значенні частоти збільшується струм споживання регулятора, який не є істотним. Контролер 5 вибирає спосіб роботи лічильника і діапазон вимірювання. Контролер 6 виконує процедуру вимірювання кількості входних стрибків за заданий період часу (0,1/1/10 мкс). Кількість імпульсів перетворюється на двійковий код, який потім надсилається на мікроконтролер РК-дисплея індикатора, який створює «зображення» на дисплеї.

2.2 Математичне моделювання вимірювань тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів

1. Математична модель вимірювання тривалості імпульсу.

Тривалість імпульсу $T_{\text{імп}}$ – це час, протягом якого сигнал знаходиться в активному стані (наприклад, на високому рівні логіки "1"). Якщо сигнал має чітко визначені фронти (передній і задній), тривалість вимірюється як різниця часу між моментами початку та завершення сигналу.

Позначимо момент появи переднього фронту сигналу як $t_{\text{перед}}$, а момент завершення імпульсу – як $t_{\text{зад}}$. Тоді тривалість імпульсу визначається як:

$$T_{\text{імп}} = t_{\text{зад}} - t_{\text{перед}}. \quad (2.1)$$

При використанні цифрового методу вимірювання тривалості з підрахунком тактів, тривалість імпульсу може бути представлена через кількість тактів $N_{\text{тактів}}$, що пройшли між цими моментами. Нехай частота тактового генератора дорівнює $f_{\text{ген}}$, тоді тривалість імпульсу:

$$T_{\text{імп}} = \frac{N_{\text{тактів}}}{f_{\text{ген}}}. \quad (2.2)$$

Частота тактового генератора, у свою чергу, пов'язана з періодом тактового сигналу $T_{\text{ген}}$ через співвідношення:

$$T_{\text{ген}} = \frac{1}{f_{\text{ген}}}. \quad (2.3)$$

Тоді вираз для тривалості імпульсу може бути переписаний у вигляді:

$$T_{\text{імп}} = N_{\text{тактів}} \cdot T_{\text{ген}}. \quad (2.4)$$

2. Математична модель вимірювання періоду сигналу.

Період сигналу $T_{\text{пер}}$ визначає інтервал часу між двома однаковими фазами періодичного сигналу, наприклад між двома передніми фронтами імпульсів. Період можна виміряти за допомогою підрахунку тактів тактового генератора між двома сусідніми імпульсами.

Позначимо момент появи переднього фронту першого імпульсу як t_1 , а момент появи переднього фронту наступного імпульсу як t_2 . Тоді період сигналу [10]:

$$T_{\text{пер}} = t_2 - t_1. \quad (2.5)$$

Як і у випадку з тривалістю імпульсу, період сигналу можна виразити через кількість тактів $N_{\text{тактів}}$, що пройшли між цими моментами:

$$T_{\text{пер}} = \frac{N_{\text{тактів}}}{f_{\text{ген}}}. \quad (2.6)$$

Або через період тактового генератора:

$$T_{\text{пер}} = N_{\text{тактів}} \cdot T_{\text{ген}}. \quad (2.7)$$

3. Математична модель вимірювання частоти повторення сигналу.

Частота повторення сигналу $f_{\text{сиг}}$ визначає кількість імпульсів, що виникають

за одиницю часу. Частота є оберненою величиною до періоду сигналу і визначається як:

Підставивши вираз для $T_{\text{пер}}$ через кількість тактів $N_{\text{тактів}}$, отримаємо:

$$f_{\text{сиг}} = \frac{f_{\text{ген}}}{N_{\text{тактів}}}. \quad (2.8)$$

Якщо вимірювання проводиться за певний фіксований інтервал часу $T_{\text{інт}}$, протягом якого було зафіксовано $N_{\text{імп}}$ імпульсів, частота повторення може бути обчислена за формулою:

$$f_{\text{сиг}} = \frac{N_{\text{імп}}}{T_{\text{інт}}}. \quad (2.9)$$

4. Похибки вимірювань

При вимірюванні тривалості, періоду та частоти повторення сигналів важливо враховувати можливі похибки, що виникають через дискретність вимірювань, нестабільність тактового генератора та вплив шумів.

Похибка через дискретність вимірювання виникає через обмежену кількість тактів між моментами початку і завершення сигналу. Відносна похибка вимірювання тривалості або періоду сигналу може бути оцінена як:

$$\varepsilon = \frac{T_{\text{ген}}}{T_{\text{імп}}} = \frac{1}{N_{\text{тактів}}}. \quad (2.10)$$

Чим більша кількість тактів між подіями, тим менша похибка. Тому для підвищення точності вимірювань використовують тактові генератори з високою частотою.

Похибка вимірювання частоти також пов'язана з точністю визначення періоду сигналу і може бути оцінена за формулою:

$$\varepsilon_f = \frac{\Delta f_{\text{сиг}}}{f_{\text{сиг}}} = \frac{1}{N_{\text{тактів}}}. \quad (2.11)$$

5. Методи зменшення похибок

Для зменшення похибок вимірювань можуть бути використані такі методи:

1. Збільшення частоти тактового генератора. Це дозволяє підвищити точність вимірювання часу між подіями за рахунок більшого числа тактів, що фіксуються за період або тривалість сигналу.

2. Усереднення результатів. Похибки, спричинені шумами або випадковими коливаннями сигналу, можуть бути зменшені за допомогою усереднення кількох вимірювань.

3. Фільтрація сигналу. Для зменшення впливу шумів і перешкод можна використовувати цифрові фільтри, наприклад, ковзне середнє або медіанне фільтрування.

Математичні моделі вимірювань тривалості, періоду та частоти повторення сигналів базуються на підрахунку кількості тактів високочастотного генератора між подіями. Основні фактори, що впливають на точність вимірювань, включають дискретність вимірювання часу та стабільність тактового генератора.

2.3 Розроблення структурної схеми пристрою

Пристрій є закінченим варіантом мікропроцесорного вимірювача частоти, виконаний на недорогому і широко поширеному серед радіоаматорів мікроконтролері фірми ATmel. Мікропроцесорний вимірювач частоти складається з таких структурних блоків:

- блок живлення;
- мікроконтролер;
- блок запуску;
- підсилювач-формував сигналу;
- генератор;

- блок дільників;
- лічильник;
- блок дешифраторів;
- блок індикації.

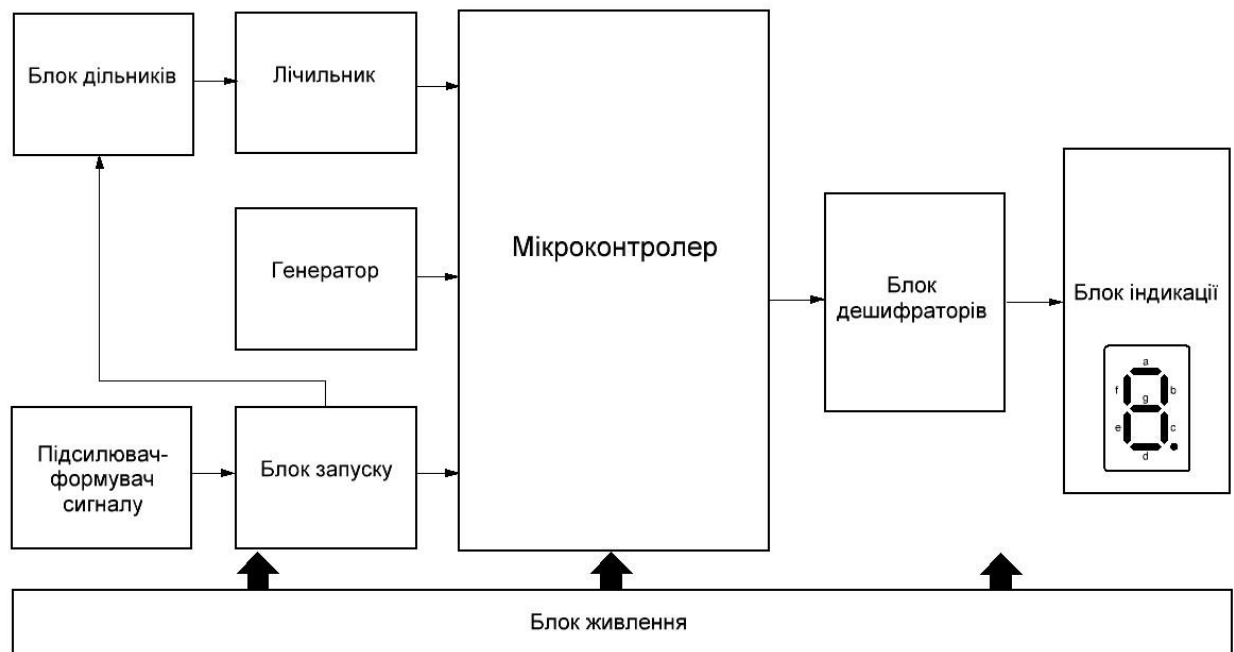


Рисунок 2.3 – Структурна схема вимірювача частоти

Проаналізувавши схемотехніку даного частотоміра, можна побачити автономний генератор частоти. Це означає що частота яку ми вимірюємо порівнюється з частотою генератора, тобто при вимірюванні використовується метод «часових воріт». Вхідний сигнал потрапляє на формувач-підсилювач, де підсилюється до необхідного рівня, і йде на блок запуску. З блока запуску сигнал йде на блок дільників, і разом вмикає мікроконтролер. З блоку дільників сигнал опиняється на лічильнику, який передає дані на мікроконтролер, де вони порівнюються з даними генератора. З виходу МК сигнал потрапляє на блок дешифраторів, де сигнал обробляється і передається на блок індикації. Враховуючи це, структурна схема частотоміра представлена на рисунку 10 [5,8].

2.4 Вибір мікроконтролера та огляд його архітектури

Через порівняння всіх даних було обрано мікроконтролер Atmel ATtiny2313A. Мікросхема побудована в типовому корпусі DIP і має 20 гнізд. Основною перевагою даного мікроконтролера є сумісність з системою команд радянського аналога MCS-51 (аналог 1816BE51). Розробники мали намір створити мікросхему, максимально схожу на аналог, але при цьому мати менші розміри та більш практичну у використанні. Щоб досягти цього, вони відмовилися від одного з портів введення/виведення, відмовилися від усіх режимів, які вимагають зовнішніх компонентів, вони вбудували генератор тактових сигналів у корпус контролера та використали ПЗП як засіб для зберігання електричних команд програмування, ця пам'ять використовувалася для швидко і легко переписувати мікросхеми.

Реалізація популярної в той час системи команд мікропроцесора дозволяє використовувати вже існуючі програмні засоби для створення та налагодження програм. Серед переваг мікросхеми ATTINY2313A є включення режиму захисту програм, який «прихований» у програмній пам'яті мікросхеми, цей режим призначений для запобігання несанкціонованому копіюванню. Перераховані вище переваги, а також відносно низька вартість (\$1,5) стали причиною нашого вибору саме цього процесора для створення частотоміра.

Мікроконтролер має інтерфейс програмування на основі Flash, а також здатний працювати зі стандартною сімейством пристроїв MCS-51 через систему команд і виходи. Загальний обсяг Flash PZP становить 2 Кбайт, а оперативної пам'яті - 128 байт. Він має 15 ліній вводу/виводу, один 16-бітний таймер, повний дуплексний порт (UART), п'ять векторизованих дворівневих переривань, спеціальний аналоговий компаратор, спеціальний генератор і покоління тактових сигналів.

Напруга флеш-пам'яті становить 12 вольт, і її вміст захищено від несанкціонованого запису або читання. Можна очистити флеш-пам'ять за одну процедуру та прочитати вбудований код підтвердження. Струм споживання в

активному режимі на частоті 12 МГц не перевищує 15 мА при 6 В і 5,5 мА при напрузі живлення 3 В. У пасивному режимі (ЦП неактивний, але системний таймер, лічильник подій і послідовний порт все ще активний) споживання не перевищує 5 мА та 1 мА. У режимі зупинки струм споживання обмежений 100 мкА і 20 мкА при напрузі живлення 6 В і 3 В відповідно. Мікроконтролер ATtiny2313A призначений для використання як невеликий вбудований керуючий комп'ютер.

Рис. 2.4 ілюструє структурну схему мікроконтролера ATtiny2313A.

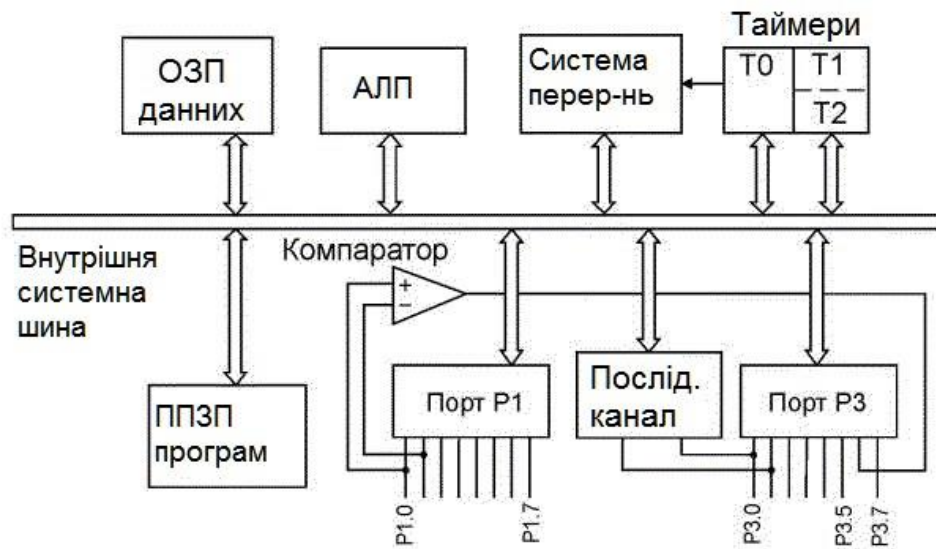


Рисунок 2.4 – Структурна схема мікроконтролера ATtiny2313A

Термін «оперативні дані» використовується для опису даних, які використовуються в оперативних цілях. Він має 128-розрядні комірки пам'яті довжиною 8 байт. Подібно до інших однокристальних комп'ютерів, чіп ATtiny2313A використовує концепцію поєднання сховища даних із регістрами загального призначення в процесорі та інтерфейсах введення/виведення. Зовнішнє сховище даних, на відміну від аналога MCS-51, в розглянутому мікропроцесорі не використовується.

Порти Р1 і Р3 є 8-розрядними вхідними портами. Вони називаються Р1 і Р3, оскільки оригінальна мікросхема (MCS-51) мала чотири вхідні порти. Постаравшись скоротити кількість висновків до 20, конструктори були змушені зменшити кількість вхідних і вихідних портів. У цьому контексті порти Р0 і Р2

були неактивними. Крім того, порт P3 тепер порожній. Лінія P3.6 не підключається до зовнішнього висновку на мікросхемі і використовується як вхід для аналогового сигналу від вбудованого компаратора.

Порти P1.2 - P1.7 і порт P3 мають внутрішні резистори для навантаження. P1.0 і P1.1 не мають цих функцій і замість цього використовуються як неінвертуючий (AIN0) та інвертуючий (AIN1) входи вбудованого вимірювача точності. Його вихід з'єднаний лінією P3.6, яка не є похідною від мікросхеми контролера. Рядки нумерації портів 3.0 - 3.5 виконують додаткові функції: 3.0 - RxD, 3.1 - TxD, 3.2 - INT0, 3.3 - INT1, 3.4 - T0 і 3.5 - T1.

Електронний калькулятор замінює основний процесор. Правда полягає в тому, що ALP є процесором Арех у найчистішому вигляді. Без внутрішніх реєстрів та інших додаткових компонентів, функціональність яких делегована іншим компонентам системи. Внутрішні регістри, наприклад адресні книги, пов'язані з ОЗП даних.

Таймери в мікросхемі - це подвійні 16-розрядні таймери / лічильники T1 і T2. Вони можуть бути використані програмістом для визначення будь-яких інтервалів часу. Крім того, лічильник T1 має режим, який дозволяє розділити його на два 8-бітних таймера, кожен з яких може працювати окремо. Ви можете програмно запустити або зупинити будь-який із лічильників. Лічильники можуть працювати як в інтервальному режимі (в цьому випадку вони підраховують імпульси внутрішнього годинника), так і в зовнішньому режимі (в цьому випадку вони відстежують проміжки часу між подіями). Обидва таймера використовуються позиціонером супутникової антени. Один з них присвячений періоду динамічної індикації, а інший використовується для створення часових інтервалів, системи розпізнавання сигналів. Крім того, обидва лічильники мають функцію зворотного відліку.

Послідовний канал — це унікальна форма каналу, яка полегшує передачу інформації по одній лінії (біт за бітом по одному дроту). У будь-якому комп'ютері зазвичай є два послідовних порти. Маніпулятор "миша" зазвичай пов'язаний з одним із пристроїв. Другий присвячений в першу чергу

підключенню модему. Цей тип каналу вбудований в мікроструктуру. Цей канал не бере участі в роботі частотоміра.

Внутрішній контролер переривань здатний працювати з шістьма різними джерелами переривань. Два джерела є зовнішніми ресурсами для запитів на переривання. Наступні два входи є зупинками від першого та другого лічильників/таймерів. Вхідні сигнали, які перериваються, мають лічильник або таймер, який досягає нуля під час роботи лічильника. Нарешті, останніми двома джерелами переривань є послідовний канал введення і виведення. Один пов'язаний із передавачем цієї станції. Він ініціюється в момент завершення процесу надсилання наступного байта. І один для приймача.

Спрацьовує, коли приймач зустрічає наступний байт.

Аналоговий компаратор — це звичайний засіб оцінки аналогового сигналу. Сигнал логічної 1 відчувається на його виході, коли напруга на вході «+» перевищує напругу на вході «-».

Внутрішня системна шина. За пристроєм і призначенням вона практично ідентична системній шині типового мікропроцесора.

На рисунку 2.4 відсутній важливий компонент: внутрішній тактовий генератор. На рисунку 2.5 зображено блок-схему генератора, який має зовнішні компоненти, які необхідно підключити до мікросхеми для належного функціонування. Зовнішніми компонентами є кварцовий генератор, який визначає частоту годинника генератора, і дві відповідні пластини.

Схема генератора розроблена таким чином, щоб забезпечити можливість синхронізації із зовнішнім джерелом синхронізації. При такому включенні мікросхеми кварцевий генератор і конденсатори не встановлюються, замість цього для тактування входу XTAL1 використовується сигнал від зовнішнього джерела.

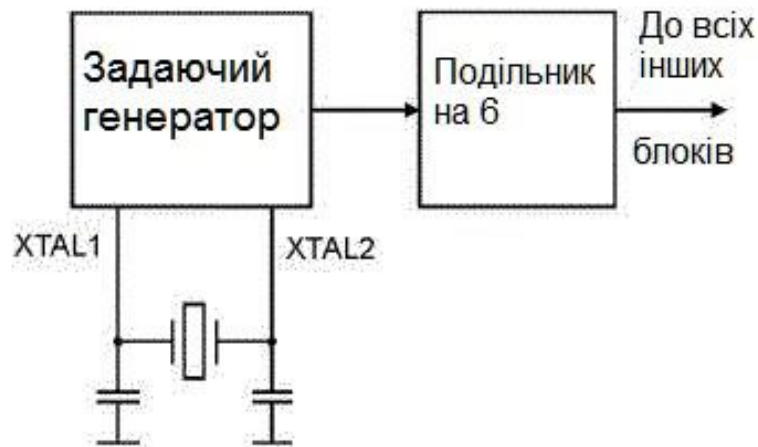


Рисунок 2.5 – Вбудований тактовий генератор

Мікросхема ATtiny2313A є частиною повністю статичної системи. Це означає, що частота тактового генератора може бути від 0 до 24 МГц. Крім того, весь цей частотний діапазон охоплює чіп. З малюнка 3.4 видно, що сигнал від внутрішнього тактового генератора надходить на дільник, який зменшує частоту на шість. Цей сигнал використовується для зв'язку з усіма внутрішніми компонентами мікроконтролера. Наявність роздільника - одна з негативних сторін цієї мікросхеми. При максимально можливій частоті кварцу 24 МГц мікроконтролер фактично працюватиме на частоті 4 МГц. Незважаючи на цей недолік, багато програм, наприклад вимірювання частоти, використовують швидкість мікроконтролера ATtiny2313A.[16]

2.5 Розробка принципової схеми пристрою

Мікроконтролер складається зі статично відключених тригерів, регістрів і лічильників. Після ввімкнення вони повинні бути переведені в попередньо визначений стан, інакше виконання програми стане нестабільним через загальну відсутність порядку. Перший імпульс для скидання RST (ReSeT) надсилається на контакти RST (ReSeT).

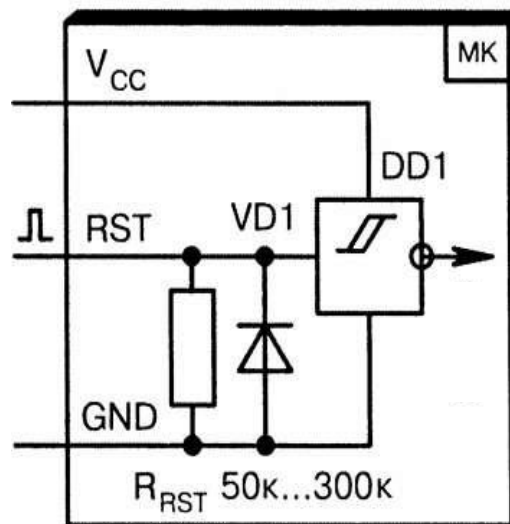


Рисунок 2.6 - Скид імпульсом позитивної форми

Функція резистора R_{rst} делегована інтерналізованим польовим транзисторам, які частково закриті. Призначення резистора - підключити вхід тригера Шмітта DD1 до загального проводу або до шини живлення. В результаті схема скидання не буде залишатися підвішеною в атмосфері і не стикатиметься з зовнішніми перешкодами. Важливо враховувати, що напівпровідникові резистори відрізняються від звичайних резисторів тим, що вони мають опір, що залежить від напруги. Крім того, через технологічні причини важко гарантувати, що їх переваги є незмінними від партії до партії та від чіпа до чіпа. Розповсюдження є неконтрольованим і має величину близько 10%. Діод VD1 захищає вхід для скидання від статичної електрики і випадкового викиду негативної напруги.

Сила струму через діод в імпульсі не повинна бути більше 10..20 мА.

Щоб знизити енергоспоживання, розробники застосували наступний трюк. Вхід RST, який був скинутий із входом резервного джерела живлення, надходив від зовнішньої батареї. Якщо основне джерело живлення було вимкнено, альтернативне живлення було активовано. Крім того, був постійний високий рівень на вході RST, який зупинив би ядро ЦП, але зберіг би інформацію в оперативній пам'яті.

Для того щоб МК працював, на ЦП повинен бути поданий тактовий сигнал. Чим вище частота, тим швидше будуть виконуватися операції, а чим

нижче частота, тим менше буде споживатися електроенергія. Частота годинника виводиться з підсистеми, яка синхронізує. Його структурна схема (рис. 2.4) має кілька внутрішніх генераторних вузлів (вбудований генератор). Розшифровка скорочень: HF (High Frequency) - висока частота, LF (Low Frequency) - низька частота, CLK (CLOCK) - тактування [1,3].

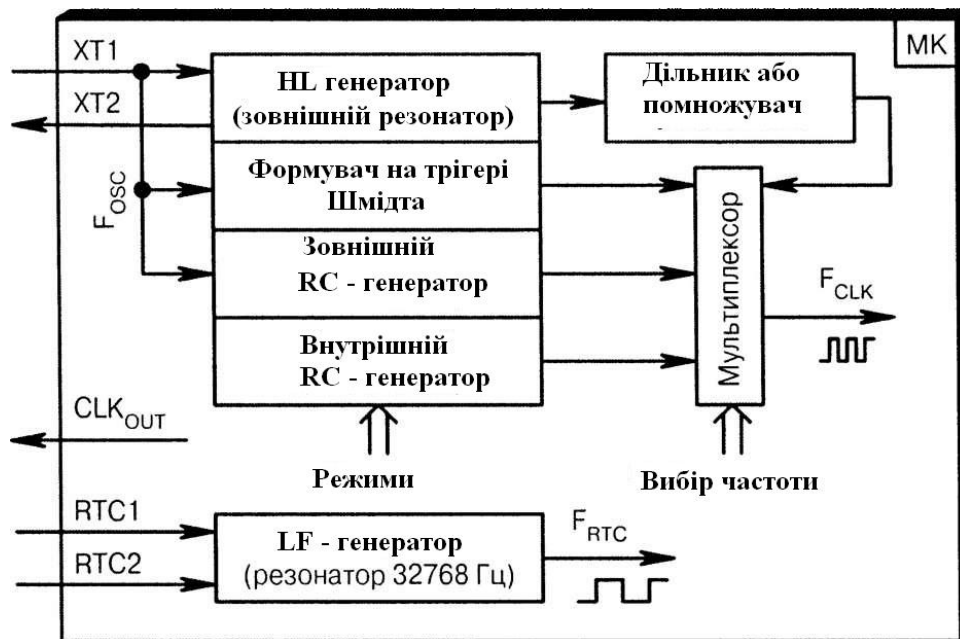


Рисунок 2.7 – Підсистема синхронізації мікроконтролера

З чотирьох вищих блоків, що складають частоту, тільки генератор ВД використовує два різних входи підключення XT1, XT2. Це пояснює, що він призначений для схеми, яка має зворотний зв'язок. Якщо підключити кварцовий генератор до двох конденсаторів і загальний провід до клем XT1, XT2, це призведе до умов, які автоматично виникнуть в системі. Замість кварцового генератора можна використовувати більш дешевий керамічний прилад. Ці резонатори спрощують конструкцію (так як часто мають вбудовані конденсатори, які швидше переходять в робочий режим), але мають меншу стабільність частоти.

Якщо ви отримуєте доступ до зворотного зв'язку та відпускаєте вихід XT2, тоді будь-який зовнішній сигнал певної частоти та форми може бути введений на вхід XT1 (якщо не вказано інше). Внутрішній формувач тригера

Шмідта DD1 здатний відновлювати круті фронти напруги навіть із чисто синусоїдального сигналу.

Управління режимами синхронізації здійснюється за допомогою бітів конфігурації. Вони по черзі перемикають канали мультиплексора, змінюють частоту внутрішнього генератора і так далі. Вони можуть перемикати вихід сигналу з окремої частоти лінії, з частотою, яка в кілька разів нижче тактової частоти.

Канал RTC (годинник реального часу) має власний годинник і відокремлений від основного генератора часу. Це незалежний, асинхронно генерований сигнал, позначений як LF. Після цього час відокремлюється від сигналу, що дозволяє формувати стабільну інформацію про час, наприклад секунди. Основною частотою вузла RTC вважається 3,7 МГц, але дозволяється працювати в діапазоні 10..250 кГц.

Канал RTC вмикається програмно доступними реєстрами в регіоні SFR. При першому включенні живлення пристрій вимикається, тому виводи RTC1, RTC2 можна використовувати як звичайні цифрові лінії зв'язку.

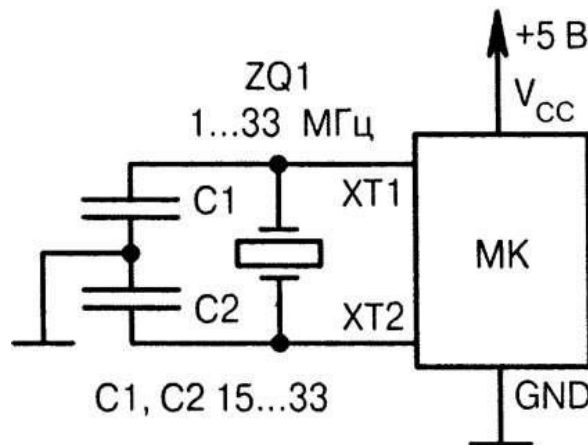


Рисунок 2.8 – Принципова схема підключення кварцового резонатора до мікроконтролера

Мікросхема LM7805 (також називається LM7805) — це група мікросхем, призначених для підтримки фіксованої напруги. Велика популярність пояснюється вимогою багатьох схем використовувати послідовне джерело

живлення, це пов'язано з простотою використання та відносною вартістю схем. При визначенні конкретних мікросхем серії 05 цей ряд цифр вказує на напругу на виході стабілізатора (наприклад, мікросхема 7805 має напругу 5 вольт, а 7812-12В).

Стабілізатори серії 7805 мають позитивну напругу, яка перевищує нуль, або іншими словами, вони мають позитивну полярність щодо землі.

Мікросхеми 7805 зазвичай розташовуються в корпусі To220, але інші виробники пропонують варіанти для поверхневого монтажу або всього To3. Вхідна напруга може бути від одиниць вольт до високої напруги 35-40 В зі струмом близько 1,5 ампер.

У мікросхемі відсутні додаткові компоненти, які б забезпечували стабільне джерело живлення, що робить їх простими у виконанні, бюджетними та ефективними у використанні місця на друкованій платі.

Мікросхема 74НСТ132 – 4 незалежні елементи "2 І-НЕ" з входами на тригерах Шмідта, нове сімейство швидкодіючих КМОП логічних ІС - аналог всесвітньо відомих серій КР1564ТЛЗ. Дана мікросхема перевершує вітчизняні аналоги, не поступається їм вищою здатністю навантаження, можливістю внутрішнього узгодження усіх або заданих входів ІС з ТТЛ рівнями вхідних сигналів, можливістю реалізації усіх або заданих входів ІС з трігером Шмідта, входів і виходів ІС з високоомною тригерною петлею, входів ІС без "діода на шину живлення".

Можливість внутрішнього (без додаткових зовнішніх елементів) узгодження по рівнях вхідних сигналів ІС з ТТЛ приладами забезпечує їх спільне застосування в апаратурі. За наявності на вході ІС трігера Шмідта істотно підвищується завадостійкість, що важливо при прийомі сигналу, що керує, який поступає з довгої лінії.

Високоомна тригерна петля, підключена усередині ІС до входу або до потужного виходу з третім станом, дозволяє підтримувати шину (магістраль), підключену до цих елементів, в попередньому квазіактивному стані. При цьому обмін по шині виробляється в штатному режимі. Таке рішення, коли усі керуючі

шиною виходи знаходяться в стані високого імпедансу, знімає проблему з появою на ній зайвих імпульсів із-за зовнішніх наведень.

Відключення "діода на шину живлення", зазвичай присутнього на входах КМОП ІС, дозволяє, наприклад, використовувати цей вхід (входи) в режимі перетворення рівнів для пониження напруги живлення і амплітуди вихідних сигналів для групи ІС. При цьому стійкість ІС до дії зарядів статичної електрики не знижується.

Мікросхема 74НСТ74 містить два D-тригери, причому тригер має обидва незалежні керуючі входи S і R. Тригер спрацьовує по позитивному фронту на тактовому вході C, а рівень струму на вході D передається на Q вихід. Входи, які скидають R і встановлюють S, не залежать від входу C і мають високий ступінь активності. Максимальна частота тактового сигналу становить 5 МГц, але максимальний час тактового сигналу не перевищує 5 мкс. І навпаки, тривалість тактового імпульсу не повинна бути менше 100 нс. Затримка встановлення вихідних даних понад 25 нс.

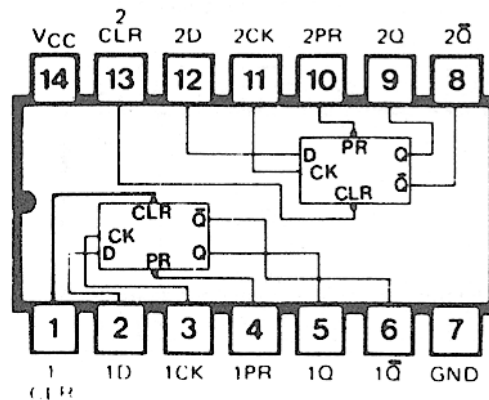


Рисунок 2.9– Архітектура мікросхеми 74НСТ74

Мікросхема 74LS93 – лічильник для генерації секундних імпульсів. До виводів 9 і 10 підключається кварцевий резонатор, або сюди подається еталонна частота від стороннього генератора. Частота кварцевого резонатора f може бути 16384 Гц (тобто 2^{14} Гц), або 32768 Гц, що відповідає 2^{15} Гц. На буферних виходах 11 і 12 присутня сформована послідовність одиниць і нулів з частотою f . На виводі 1 є частота $f/2^8$. Вивід 4 дає частоту $f/2^{14}$, а вивід 5 $f/2^{15}$. Таким

чином, на виводі 4 буде послідовність секундних інтервалів при входній частоті $f=2^{14}$, а на виводі 5 секундна послідовність з'явиться при $f=2^{15}$ Гц. Щоб лічильник давав секундну послідовність, виводи 1 і 2 слід перемкнуть, оскільки вивід 2 – це вхід частоти $f/2^8$.

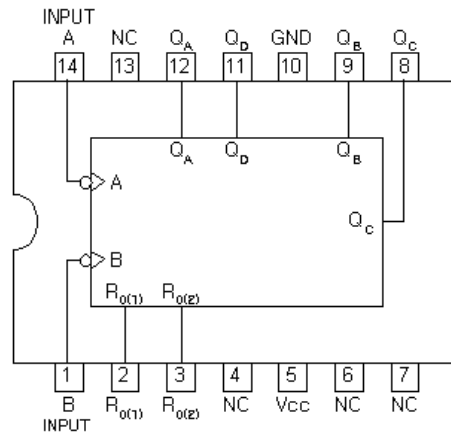


Рисунок 2.10– Архітектура мікросхеми 74LS93

Для того, щоб індикатор показував цифрову інформацію, її спочатку потрібно перетворити з двійкового коду в код семисегментного елемента, це робиться за допомогою так званого зовнішнього регістра, який побудований на мікропроцесорі 74LS164. Це 8-розрядний регістр, який змінює 8-розрядний, з послідовними входом і виходом. Ця мікросхема також використовується як розширення портів мікроконтролера та функціонує як засіб керування індикаторами HL1-HL2: це дозволяє зменшити кількість контактів мікроконтролера. Для зменшення кількості задіяних виходів мікроконтролера використовується метод динамічної індикації.

Основні риси:

- тривалість затримки – 4 нс;
- споживана потужність 4 мВт;
- тривалість імпульсу – 24 мс;
- максимальна частота 35 МГц.

Дані вводяться послідовно через один або два входи (А або В), кожен з яких може бути використаний як функціональний максимум. Невикористаний

вхід повинен бути підключений до «1» або обидва входи повинні бути підключені разом. Для забезпечення швидкого введення послідовних даних і повної синхронізації передачі даних в мікросхему вбудовані діоди Шоттки, які прискорюють ці процеси.

На рисунку 2.9 зображена схема підключення дешифраторів до мікроконтролера.

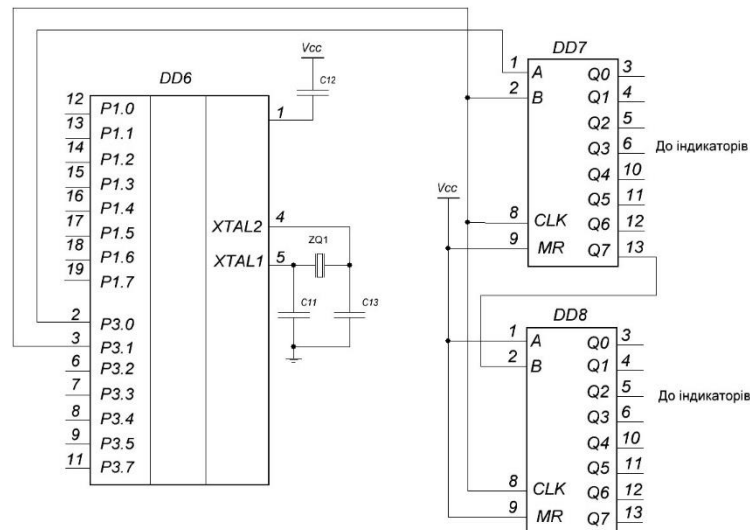


Рисунок 2.11 – Схема підключення дешифраторів до мікроконтролера

Для демонстрації цифрової інформації в годиннику використовується семисегментний індикатор DA/DC56 [12,19]. Це найпростіша реалізація знака, який показує арабські цифри. Семисегментний індикатор має сім окремих компонентів дисплея (сегментів), які активуються та деактивуються окремо. Комбінуючи їх у різних комбінаціях, їх можна використовувати для створення простих зображень арабського алфавіту. Часто семисегментний індикатор пишуть курсивом, що підвищує наочність.

Світлодіодний індикатор має просту форму, яка в основному базується на використанні світлодіодів, сегментованих на різні частини, така форма менш дорога на пристрій. Індикатор має 9 виводів: один відводиться до катодів усіх сегментів, решта 8 відведено до анода кожного сегмента. Цю схему називають «схемою із загальним катодом», існують також схеми із загальним анодом.

На малюнку 2.12 наведено схему підключення індикатора до мікроконтролера.

Щоб продемонструвати інформацію щодо цього індикатора, мікроконтролер по черзі подає живлення на загальні виходи всіх розрядів, тоді як живлення подається на виходи сегментів залежно від ступеня освітленості певного сегмента в певному розряді.

Крім 10 цифр, семисегментний індикатор має можливість показувати букви. Однак лише кілька літер мають чітку семисегментну композицію.

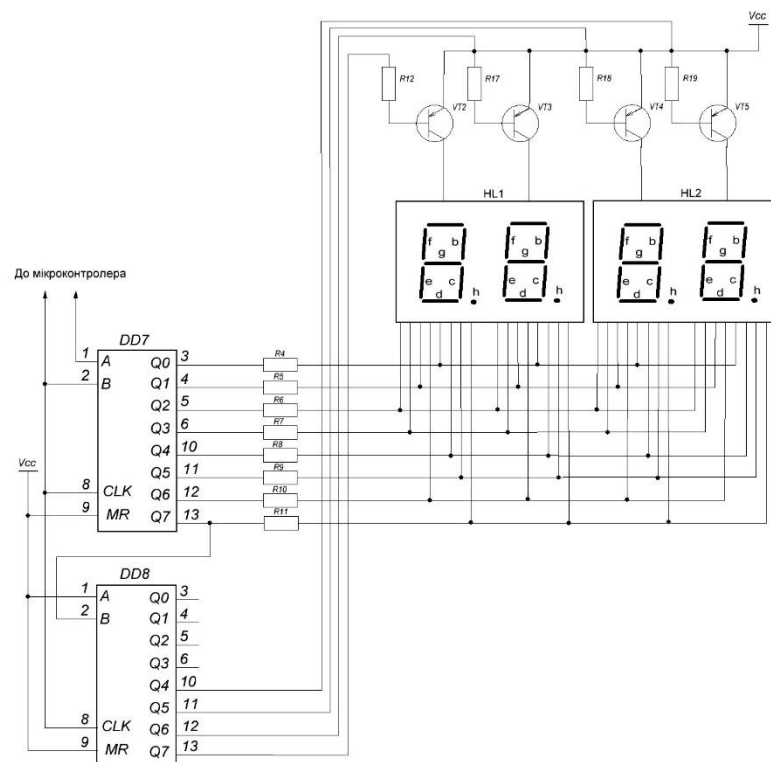


Рисунок 2.12 – Схема підключення індикатора до мікроконтролера

Роз'єми вибираються, також, відповідно до їх призначення. Роз'єм XS1 - роз'єм низьковольтного живлення. Для цієї ролі підходить роз'єм DJK - 01B. Роз'єм XS3 - роз'єм підключення сигналу, частоту якого необхідно поміряти. Оскільки частотомір допускає вимір частоти до 1ГГц (з дільником 1:100), тобто у тому числі і високочастотних сигналів, то використовуємо коаксіальний роз'єм RCA RP - 1. Джампер під дільника MJ - С - 4,5.

Принцип роботи такого частотоміра наступний. Вимірюваний сигнал

підсилюється однокаскадним підсилювачем, виконаним на транзисторі VT1. Потім він формується елементом DD2.3 і подається на вхід каскаду, утвореного елементами DD2.2, DD2.1 і DD1.2. Цей каскад служить для інструментального початку і закінчення вимірів. Керується він безпосередньо з портів мікропроцесора. Вимір починається першим позитивним стрибком вхідного імпульсу, який настає після установки процесором низького стану на лінії P 1.7 (дозвіл на виконання виміру).

Розблоковується елемент DD2.2, який подає імпульси на D-тригер DD1.1, далі сигнал подається для подальшого ділення на лінійку дільників DD3.1 і DD3.2 і одночасно включається внутрішній таймер процесора, який рахує час виміру і вираховує частоту, а також діапазон вхідної частоти, після чого починається цикл вимірів. Генератор, побудований на елементі DD2.4, працює з частотою 200 Гц. Він генерує перерви, що служать для обслуговування результатів. З метою обмежень кількості ліній, необхідних для управління індикаторами, використані два зсувних регістра DD7, DD8. Введення даних, які керують індикатором, відбувається по черзі за допомогою лінії P3.0 (дані) і P3.1 (тактові імпульси). Мікросхема DD7 керує сегментами, а DD8 - за допомогою транзисторних ключів - анодами індикаторів. Виводи Q0 – Q3 мікросхеми DD8 керують безпосередньо світлодіодами.

Натиснення кнопки SB1 викликає відсвічування періоду вимірюваного сигналу. Запалюється світлодіод VD4, що сигналізує вимір періоду, і один з діодів VD1-VD3, що показує величину. Якщо вимір виробляється в секундах, то світиться тільки світлодіод VD4. Після відключення від входу вимірювача вимірюваного сигналу на індикаторі залишається результат останнього виміру. Це може бути оманливим у разі, коли підключаємо вимірювач в іншу точку досліджуваної схеми, де відсутні сигнали. Тому вимірювач частоти має сигналізацію, яка інформує, що на його вході немає ніяких імпульсів або їх амплітуда занадто мала. В цьому випадку мигає один зі світлодіодів.

3 ЕЛЕКТРИЧНІ Й КОНСТРУКТОРСЬКІ РОЗРАХУНКИ МІКРОПРОЦЕСОРНОГО ВИМІРЮВАЧА ТРИВАЛОСТІ, ПЕРІОДУ ТА ЧАСТОТИ ПОВТОРЕННЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИГНАЛІВ

3.1 Розрахунок похибок частотоміра

При вимірюванні частоти періодичного сигналу найбільший вплив мають дві складові похибки: похибка міру і похибка порівняння.

Похибка міри визначається нестабільністю частоти напруги кварцового генератора (а також похибка встановлення частоти по зразку міри при виготовленні приладу). Ця складова похибки може бути відчутна при вимірюванні дуже високих частот. В сучасних цифрових частотомірах використовуються кварцові генератори з малою нестабільністю частоти, наприклад, $\pm 10^{-10}$ за одну секунду, $\pm 5 \times 10^{-9}$ за добу.

Похибка порівняння визначається перш за все похибкою дискретності, обумовленої тим, що фронт і зріз стробуючого імпульсу (часових воріт) несинхронізовані з моментами появи заповнюючих ворота імпульсів періодичної послідовності, яка сформована з сигналу, що досліджується. Максимальне значення абсолютної похибки дискретності становить ± 1 дискретизації і не залежить від вимірювального значення частоти. Оскільки при вимірюванні частоти за одиницю дискретизації прийнято значення F_{zp} , то максимальна абсолютна похибка дискретності при вимірюванні частоти:

$$\Delta f = \pm F_{zp} = \pm 1 / \Delta t_k$$

Цьому відповідає ± 1 молодшого розряду рахунку, при цьому значення Δf виражено в герцах, якщо інтервал Δt_k виражений в секундах.

Таким чином, максимальне значення абсолютної похибки дискретності при вимірюванні частоти

$$\Delta f_x = \pm 1/\Delta t_k$$

Максимальне значення відносної похибки дискретності вимірювання частоти ($\delta f = \Delta f/f_x$) згідно формул ($f_x = n/\Delta t_k$; $\Delta f = \pm F_{zp} = \pm 1/\Delta t_k$)

$$\Delta f = \pm 1/n$$

Максимальна абсолютна похибка дискретності $\Delta D = \Delta t_k$ визначає дозволяючу здатність цифрового частотоміра.

Границя основної допустимої абсолютної похибки цифрового частотоміра характеризується виразом

$$\Delta_{гр} = \pm(\delta_{кв} \cdot f_x + 1/\Delta t_k)$$

де $\delta_{кв}$ – загальна похибка міри (кварцового генератора).

Границя основної допустимої відносної похибки, вираженої в відсотках від вимірювального значення f_x ($\delta_{кв} = 100\Delta_{гр}/f_x$) з врахуванням ($f_x = n/\Delta t_k$) визначається формулою

$$\delta_{гр} = \pm 100 \cdot (\delta_{кв} + 1/n)$$

Найбільше значення відносної похибки цифрового частотоміра, що розробляється, буде на найнижчій частоті діапазону

$$\Delta_{гр} = \pm 100 \cdot (1 \cdot 10^{-4} + 1/20) = \pm 5,01 \%$$

Для частотоміра, що розробляється, дане значення відносної похибки є прийнятним.

3.2 Розрахунок кварцового генератора

Вихідні дані для розрахунку:

$f_{кв}$ – 12797300 Гц, – технічна частота кварцу;

$L_{кв}$ – 1,5 Гн, – еквівалентна індуктивність кварцової пластини;

$C_{кв}$ – 1,57 пФ, – еквівалентна ємність кварцової пластини;

$r_{кв}$ – 20 Ом, – еквівалентний опір кварцової пластини;

$E_{ж}$ – 5 В, – напруга живлення генератора;

$C_{вх}$ – 100 пФ, – вхідна ємність мікросхеми;

$C_{вих}$ – 10 пФ, – вихідна ємність мікросхеми;

S – 10 мА/В, – крутість;

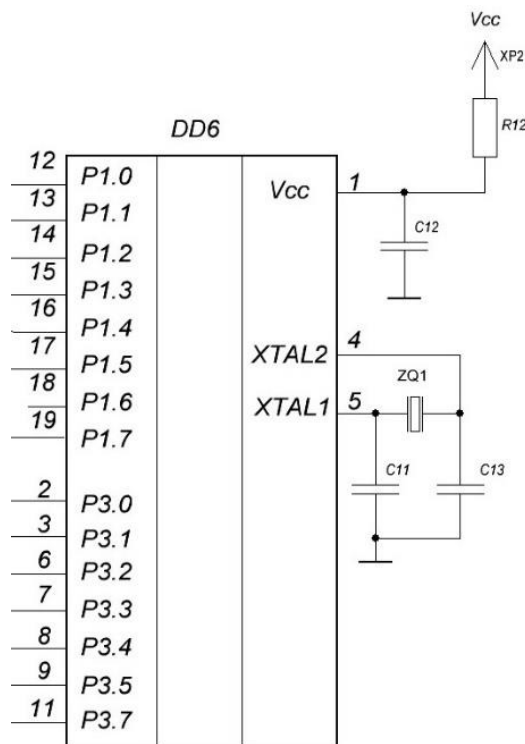


Рисунок 3.1 – Принципова схема кварцового генератора

Оскільки нам потрібно отримати імпульси з частотою 2 Гц, то можна використати схему кварцового генератора з кварцом на частоту 32768 Гц та спеціалізовану мікросхему, за допомогою якої ми можемо поділити дану частоту до необхідної нам.

– Визначається частота генерації:

$$f_{\text{посл}} = (1,01 \dots 1,02) \cdot f_{\text{кв}}$$

$$f_{\text{посл}} = 1,01 \cdot 12797300 = 12925273 \text{ Гц}$$

Визначається умова виконання балансу амплітуд $K_{\text{мс}} \cdot K_{\text{зз}} > 1$

$$K = K_{\text{мс}}; \quad K_{\text{зз}} = \frac{R_{\text{ex}}}{r_{\text{кб}} + R_{\text{ex}}}; \quad (3.1)$$

Приймаємо резистор $R_{\text{ex}} = 510 \text{ кОм}$.

$$K_{\text{мс}} = 120; \quad K_{\text{зз}} = \frac{510000}{20 + 510000} = 0,99;$$

$$K_{\text{мс}} \cdot K_{\text{зз}} = 120 \cdot 0,99 = 118,8.$$

Для точної підстройки частоти кварцу варто використати метод «підтягування» частоти кварцу. Для цього використовуємо конденсатори $C_{11} = 33 \text{ пФ}$, $C_{13} = 33 \text{ пФ}$.

Обґрунтування схеми скиду та ключа проходило в пункті 3.1.

Висновок: отже дана модель часового селектора нас повністю задовільняє.

3.3 Електричний розрахунок імпульсного формувача

Вихідні дані для розрахунку:

$F_{\text{н}}$ – 10 Гц, – нижня частота діапазону;

$F_{\text{в}}$ – 50 мГц, – верхня частота діапазону;

$R'_{\text{вх н}}$ – 40 Ом, – вхідний опір за змінною складовою струму;

$C_{\text{вх н}}$ – 7 пФ, – вхідна ємність за змінною складовою струму;

$I_{\text{м вх н}}$ – 1 мА, амплітудне значення вхідного струму наступного каскаду;

$E_{\text{к}}$ – 9 В, – напруга колекторного живлення каскаду.

З літератури [16] вибираємо транзистор КТ3102Е.

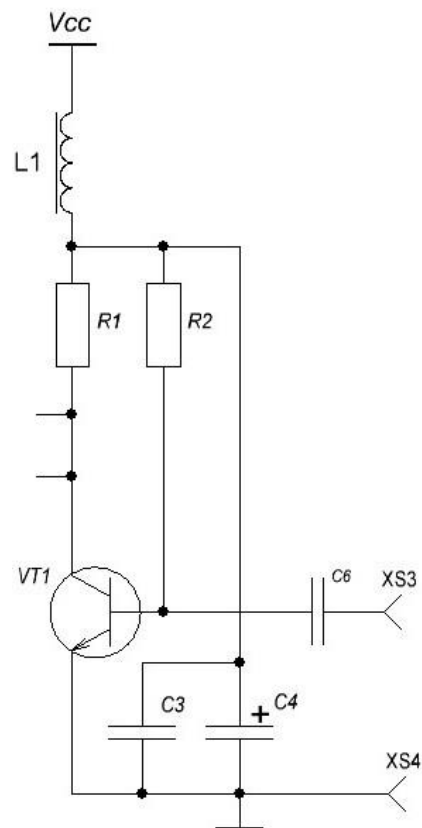


Рисунок 3.2 – Принципіальна схема імпульсного формувача

- Визначається величина напруги E'_k

$$E'_k = (0,8 \dots 0,9) \cdot E_k; \quad (3.2)$$

$$E'_k = 0,9 \cdot 9 = 8,1 \text{ В}. \quad (3.3)$$

- Перевіряється правильність вибору транзистора.

Для його нормальної роботи необхідно

$$U_{k \text{ доп}} > E'_k; \quad I_{k \text{ доп}} > (1,5 \dots 2) \cdot I_{\text{м вх}};$$

$$U_{k \text{ доп}} = 20 \text{ В} > 8,1 \text{ В}; \quad I_{k \text{ доп}} = 200 \text{ мА} > 2 \text{ мА};$$

- Визначається величина струму спокою колектора $I_{\kappa 0}$

$$I_{\kappa 0} > 1,4 \cdot I_{M \text{ вх}};$$

$$I_{\kappa 0} > 1,4 \cdot 1 > 1,4 \text{ мА};$$

- Визначається величина опору колекторного навантаження і його тип

$$R_{\kappa} = \frac{0,4 \cdot E'_{\kappa}}{I_{\kappa 0}}; \quad (3.4)$$

$$R_{\kappa} = \frac{0,4 \cdot E'_{\kappa}}{I_{\kappa 0}} = \frac{0,4 \cdot 8,1}{0,0018} = 1800 \text{ Ом.}$$

- Визначається напруга між колектором і емітером

$$U_{\kappa 0} = 0,5 \cdot E'_{\kappa};$$

$$U_{\kappa 0} = 0,5 \cdot 8,1 = 4,05 \text{ В.}$$

На вихідних характеристиках $I_{\kappa} = F(U_{\kappa \text{ е}})$ визначається струм бази $I_{\text{б}0}=50$ мкА, виходячи з розрахованих величин $U_{\kappa 0}$ і $I_{\kappa 0}$.

- Визначається опір резистора R_E , ємність конденсатора C_E і їх тип

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{0,1 \cdot E'_{\kappa}}{I_{\text{б}0} + I_{\kappa 0}}; \quad C_E = \frac{10 \dots 20}{6,28 \cdot F_{\text{н}} \cdot R_E};$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{0,1 \cdot E'_{\kappa}}{I_{\text{б}0} + I_{\kappa 0}} = \frac{0,1 \cdot 8,1}{0,00005 + 0,0018} = 470 \text{ Ом};$$

$$C_E = \frac{10 \dots 20}{6,28 \cdot F_{\text{н}} \cdot R_E} = \frac{10}{6,28 \cdot 10 \cdot 470} = 20 \text{ мкФ.}$$

- Визначається струм базового подільника $I_{\delta} = (3...10)I_{\delta o}$, величини опорів $R_{\delta 1}$, $R_{\delta 2}$ і їх тип

$$I_{\delta} = (3...10)I_{\delta o} = 5 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 250 \text{ мкА}$$

$$R_{\delta 1} = \frac{E_{\kappa} - (U_{\delta o} + U_{RE})}{I_{\delta} + I_{\delta o}}; \quad R_{\delta 2} = \frac{U_{\delta o} + U_{re}}{I_{\delta}}$$

$$R_{\delta 1} = \frac{E_{\kappa}' - (U_{\delta o} + U_{RE})}{I_{\delta} + I_{\delta o}} = \frac{8,1 - (1,17 + 0,81)}{0,00025 + 0,00005} = 24 \text{ кОм};$$

$$R_{\delta 2} = \frac{U_{\delta o} + U_{RE}}{I_{\delta}} = \frac{1,17 + 0,81}{0,00025} = 5,1 \text{ кОм}.$$

- Визначаються коефіцієнти підсилення каскаду

$$K_U = S R_{\Sigma}; \quad (3.5)$$

$$R_{\Sigma} = \frac{R_H \cdot R_{\text{вх } H}}{R_H + R_{\text{вх } H}}; \quad (3.6)$$

$$R_{\Sigma} = \frac{1800 \cdot 40}{1800 + 40} = 39,13 \text{ Ом}$$

$$K_U = S \cdot R_{\Sigma} = 0,250 \cdot 39,13 = 9,8$$

- Визначається величина ємності розділювального конденсатора і його тип:

$$C_p \geq \frac{1}{6,28 \cdot F_H \cdot (R_H + R_{\text{вх } H}) \cdot \sqrt{M_H^2 - 1}} = \frac{1}{6,28 \cdot 10 \cdot (1800 + 40) \cdot \sqrt{2^2 - 1}} = 47 \text{ мкФ}.$$

Змодельована схема даного імпульсного формувача в програмі Proteus VSM зображена на рисунку 3.3.

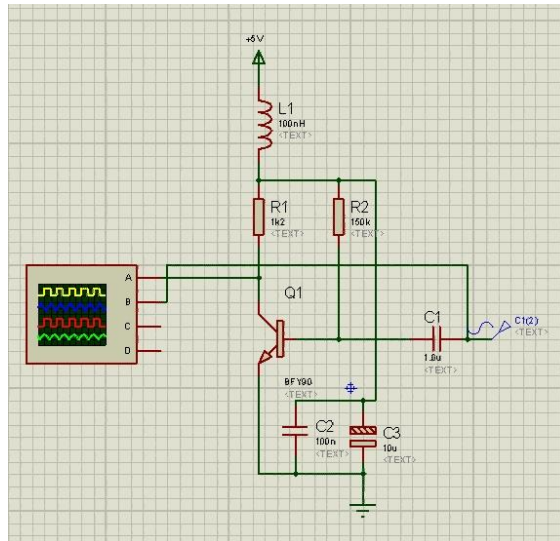


Рисунок 3.3 – Схема імпульсного підсилювача в Proteus VSM

В результаті моделювання дані осцилограми на вході і виході підсилювача показані на рисунку 3.4.

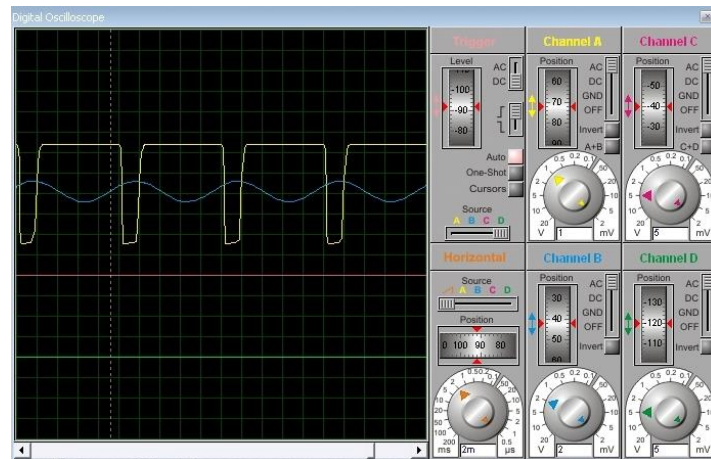


Рисунок 3.4 – Вхідні і вихідні осцилограми підсилювача в Proteus VSM

Досягнена АЧХ даного підсилювача показана на рисунку 3.5.

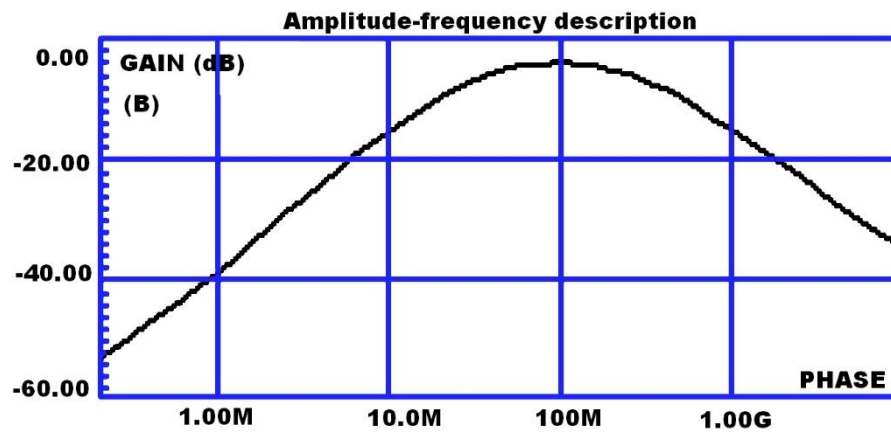


Рисунок 3.5 – АЧХ імпульсного підсилювача в Proteus VSM

В результаті моделювання даного підсилювача було досліджено, що даний підсилювач має коефіцієнт підсилення по напрузі «9», RC – ланка на вході обмежує синусоїдальний сигнал до рівня імпульсного, АЧХ задовільняє задані умови.

3.4 Розрахунок мультивібратора

Автоколивальний мультивібратор на логічних елементах. До достоїнств цього мультивібратора можна віднести: простоту конструкції і добре фіксовані рівні U_0 і U_1 . Недоліки: низька стабільність частоти (із-за впливу зовнішніх параметрів: температура і д.р.), вимагається індивідуальний підбір елементів часу задаючого ланцюга.

Розрахуємо параметри час задаючого ланцюга. Ці параметри задаються елементами: R_3 , R_4 , C_{10} . Розрахунок ведеться з одного з параметрів технічного завдання, тобто $T=1\text{с}$ - період формування вихідного сигналу. Задамося наступними значеннями часо-задаючого ланцюга

$$R_3=240\text{Ом} \quad R_4=47 \cdot 10^3 \text{Ом} \quad C_{10}=10 \cdot 10^{-6} \text{Ф}$$

внаслідок чого отримаємо

$$t1 = (R3 + R4) \cdot C10 \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot R3}{R3 + R4} + \frac{1.5 \cdot R4}{4 + R4} \right) \quad t1 = 0.559c.$$

$$t2 = (R3 + R4) \cdot C10 \cdot \ln \left(2.5 - \frac{3 \cdot R4}{R3 + R4} \right) \quad t2 = 0.431c.$$

де $t1$ і $t2$ - тривалість квазістійких станів, тобто $t1$ - відповідає моменту, коли на виході логічна 1 ($U1=U_{max}$), а $t2$ - відповідає моменту, коли на виході логічний 0 ($U0=U_{min}$). Отримаємо період коливань

$$T := t1 + t2 \quad T = 0.99 \text{ c}.$$

Розрахуємо вихідну напругу

$$U_{max} = 4 - \frac{5 \cdot R3}{R4 + R3} \quad U_{max} = 3.997B$$

$$U_{min} = 4 - \frac{5 \cdot R3}{R4 + R3} - \frac{4 \cdot R3}{4 + R3} \quad U_{min} = 0.029B$$

Звідси бачимо, що вихідна амплітуда тактового генератора рівна

$$U_m := U_{max} - U_{min} \quad U_m = 3.968 \text{ B}$$

$$I_{потТГ} = I_{потDD1.1} + I_{потDD1.2} + I_{потDD1.3} + I_{потDD1.4} = 16 \text{ mA}.$$

3.5 Вибір методів регулювання та вимірювальної апаратури

Для створення процесу технологічного регулювання важливий вибір методу регулювання, обладнання, інструменту та додаткових методів. У кожній конкретній ситуації можуть застосовуватися різні методи регулювання: прямий, порівняльний, замісний, мостовий, стендовий, автоматизований.

Для зміни частоти мікропроцесора використовується прямий метод. Цей метод вимагає вимірювання та досягнення конкретних, раніше зрозумілих, електричних властивостей пристрою. за допомогою інструментів.

Для налаштування та модифікації приладу, відповідно до технічних характеристик приладу, вибирається таке вимірювальне обладнання:

1. Тестер M830BUZ (із звуковим пробником):
 - діапазон вимірювання постійної напруги – 100 мкВ...1000 В;
 - діапазон вимірювання змінної напруги – 100 мВ...750 В;
 - діапазон вимірювання постійного струму – 100 нА...10 А;
 - діапазон вимірювання опору – 100 мОм...2 МОм;
 - звуковий пробник спрацьовує при вимірюванні опору < 70 Ом.
2. Осцилограф С1-118 з параметрами:
 - однопроменевий,
 - смуга пропускання 0...10 МГц;
 - коефіцієнт розгортки $(0,04...5) \cdot 10^6$ мкс/д;
 - коефіцієнт відхилення $5 \cdot 10^{-4}...20$ В/д;
 - похибка 4%.
3. Блок живлення Б5-15 з параметрами:
 - Межі регулювання постійної напруги – 0...15В;
 - Межі регулювання струму – 0,1...1А;
4. Генератор імпульсів Г5-54 з параметрами:
 - частота – 0,01-100 кГц;
 - максимальна амплітуда імпульса – 50 В (500 Ом);
 - діапазоні тривалості імпульса – 0,1 - 1000 мкс;
 - часове зрушення імпульсу відносно синхроімпульса – 0-1000 мкс;
 - нерівномірність вершини імпульсу і вихідного рівня в паузі між імпульсами – менше 5 %;
 - споживана потужність – 50 В*А.
5. Частотомір ЧЗ-34 з параметрами:
 - діапазон вимірюваних частот – $10...120 \cdot 10^6$ Гц;
 Амплітуда вхідного сигналу:
 - синусоїдального – 0,1 – 100 В;
 - імпульсного – 0,5 – 100 В;

- нестабільність частоти – $\pm 5 \cdot 10^{-9}$;
- вхідний імпеданс – 15 кОм/20 пФ;
- споживана потужність – 100 ВА.

Крім того для регулювання і настроювання частотоміра необхідно мати:

- програматор, який приєднаний до комп'ютера;
- програму асемблера AVRStudio v.4.0 та програму програматора IC-Prog v 1.05;
- електропаяльник, потужністю не більше 25 Вт;
- припой типу ПОС-61, каніфольний флюс;
- набір слюсарного обладнання;
- комплект запасних радіодеталей;
- схема електрична принципова
- креслення друкованої плати;
- складальне креслення;
- перелік елементів.

3.5.1 Розробка технологічних карт регулювання

Особливістю технологічного процесу настройки мікропроцесорного вимірювача частоти є програмування мікроконтролера ATtiny2313A. Карта технологічного процесу представлена в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Техпроцес настройки мікропроцесорного частотоміра

Технологічна операція	Вимірювальні прилади	Примітка
1	2	3
1. Підготовча.		
1.1 Включити комп'ютер. Написати програму, текст програми chastotomir.asm переписується в директорію програми AVRStudio	персональний комп'ютер	

Продовження таблиці 3.1 – Техпроцес настройки мікропроцесорного частотоміра

1.2 Запускається AVRStudio й вибирається файл chastotomir.asm. Вибирається команда Build й на екрані монітора повинна з'явитись повідомлення зображене на рисунку 1.3 Відсутність повідомлень помилки свідчить, що програма відтрансльована вірно. В директорії AVRStudio повинен з'явитись файл chastotomir.hex	персональний комп'ютер	
2.Програмування мікроконтролера		
2.1. Запускаємо програму icprog.exe, відмітити галочкою Smartcard, вибрати відповідний COM-port і виконати настройки у відповідності з рисунком 3.13.	персональний комп'ютер, програматор	
2.2. Підключаємо до роз'єму COM2 програматор з встановленим мікроконтролером. Схема підключення програматора та мікроконтролера приведена на рисунку 3.12.	персональний комп'ютер, програматор	
2.3. Так як нові мікроконтролери заповнені нулями, виконуємо команду Erase all та стираємо записану попередньо інформацію. Після стирання передивитись зміст пам'яті командою F8(Read all).	персональний комп'ютер, програматор	

Продовження таблиці 3.1 – Техпроцес настройки мікропроцесорного частотоміра

2.4. Виконуємо команду File – Open file – вибираємо файл chastotomir.hex з директорії програми AVRStudio.	персональний комп'ютер, програматор	
2.5. Виконуємо команду F5(Program all). По завершенню процесу програмування повинна з'явитись надпис «Verifying code is loaded successfully», це означає, що мікроконтролер успішно запрограмовано.	персональний комп'ютер, програматор	
2.6 Відключаємо живлення програматора від порта COM2 і закриваєм програму icprog.exe. Вставляємо мікроконтролер в панельку зібраної схеми.	персональний комп'ютер, програматор	
2.7. Подаємо живлення на мікроконтролер. Мультиметром контролюємо напругу на 1 виводі DD6.	M830BUZ B5-15	U=5B
2.8 Осцилографом перевіряємо наявність логічної одиниці на 2 виводі DD6.	C1-118, M830BUZ	
2.9 Натиснути SB1. Перевірити наявність імпульсів на виводі 9 мікросхеми DD5 і переконатись, що змінюються виміри світлодіодних індикаторів.	C1-118, M830BUZ	Форма імпульсів в додатку Б
2.10 Настройка роботи АЦП. На вхід подається напруга амплітудою 1,5...1,8 В і частотою 1000 Гц, і спостерігати покази на індикаторах HL1 – HL2. Зменшуючи вхідну напругу в 5 и 10 раз перевіряють лінійність перетворення.	B5-15 ЧЗ – 43	

Продовження таблиці 3.1 – Техпроцес настройки мікропроцесорного частотоміра

2.11 Налагодження роботи блока тригерів. Підмикаємо до виводу 5 DD3.2 осцилограф і спостерігаємо за формою імпульсів генерації.	СІ – 55	Форма імпульсів в додатку Б
2.12 Налагодження роботи мікросхеми запуску. Підмикаємо до виводу 1,2 DD2.3 осцилограф і спостерігаємо за формою імпульсів генерації.	СІ – 55	Форма імпульсів в додатку Б
2.13 Виконуємо перевірку частотоміра підключивши генератор імпульсів.	Г5-54	
3. Заключна		
3.1 Відключаємо лабораторний блок живлення і генератор імпульсів.	Б5-15 Г5-54	
3.2 Прибирання робочого місця.		

WORMASM 01.40 1993-99 Atmel Technology Ink. / Byte Craft Limit

Cheking c:\AVRStudio\ chastotomir.asm for symbols...

Assembling....

chastotomir.asm 639

Building files...

Errors : 0

Warnings : 0 reported 0 suppressed

Massages : 0 reported 0 suppressed

Lines assembled : 638

Press any key to continue

Рисунок 3.6 – Вікно результатів трансляції програми .ASM файла

chastotomir.asm

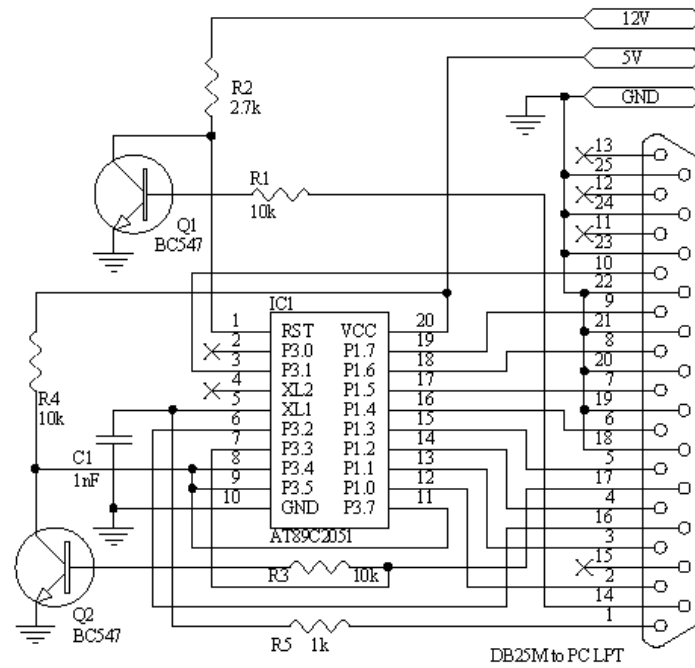


Рисунок 3.7 – Схема підключення програматора та мікроконтролера

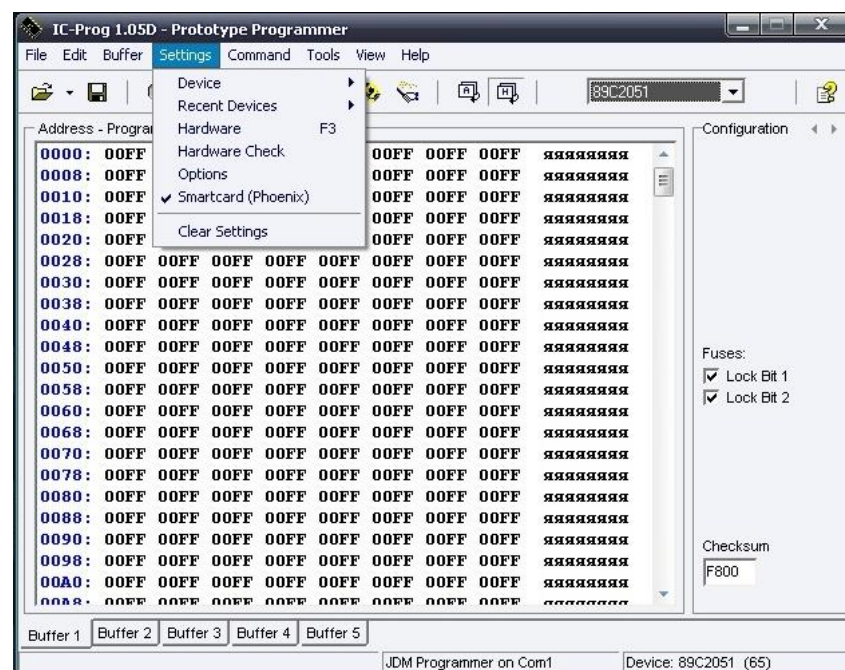


Рисунок 3.8 – Вікно настройки програми ICProg

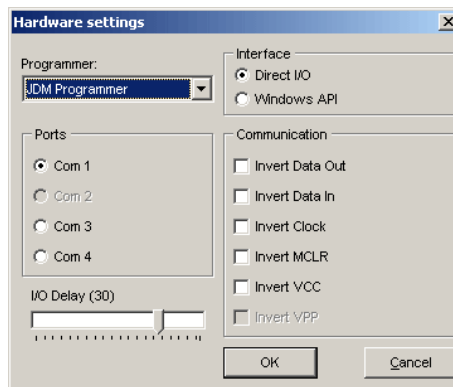


Рисунок 3.9 – Вікно настройки програми ICProg (продовження)

3.6 Розробка алгоритму роботи та програмного забезпечення

Всю роботу системи контролює мікроконтролер. Послідовність дій визначається програмою, яка зберігається у внутрішній пам'яті контролера. Загальна схема роботи мікроконтролера така:

При включенні включається вбудований механізм скидання мікросхеми. Значення кожного регістра ініціюється порожнім рядком, обробка переривань заборонена. Після цього ініціюється виконання прихованої програми за вказаною процедурою в додатку А. Далі програма ініціалізує та встановлює режими роботи обох лічильників T0 і T1 шляхом запису відповідних значень у спеціальні регістри TMOD і TCON. Крім того, розміщення необхідного біта в регістрі режиму переривання дозволяє мікроконтролеру виконувати програму для переповнень переривань лічильника T0. Забороняється писати рівень «1» на аркуші за допомогою виводу P3.0.

На виході порту P1.7 присвоюється значення логічної одиниці, тобто створюється перший тимчасовий шлюз. Потім виконується процедура створення затримки в 1 секунду. Протягом цього періоду лічильники оцінюють кількість імпульсів, що надходять на їхні входи. Вміст двох байтових регістрів T0 і T1 доповнюється. Якщо частота входу в лічильник T0 досить висока, кількість імпульсів, що надходять на вхід лічильника T0, буде більше, ніж ємність регістра, тоді буде спрацьовувати переривання переповнення та додаватися додатковий вміст до реєстру. Завдяки цьому мікроконтролер має 224

імпульси. Після першої секунди висновок P1.7 перетворюється на 0, і створення тимчасового затвора завершено. Лічильники не можуть продовжити роботу. Таким чином, було отримано значення n і кількість імпульсів N .

Потім мікроконтролер розбиває двійкове число n на три байти, тоді як N розбиває на два байти, приблизно 10 000 000 000. Оскільки мікроконтролер виконує операцію розбирання більш ніж 8-розрядних чисел, необхідний спеціальний алгоритм, який виконує ділення. Результатом є число, ціла частина зберігається в регістрі R3, а дробова частина зберігається в регістрі R4.

Щоб досягти кінцевого результату, це число має бути збільшено на коефіцієнт $F_{number}=10000$. Отримане значення частоти має бути перетворено у форму, придатну для відображення на індикаторах.

Результат перетворюється з двійкового у двійково-десятковий формат і встановлюється обмеження частоти, тобто спосіб відображення результату: у герцах або кілогерцах. Підкреслюється та частина числа, яка буде показана на семисегментному індикаторі, обов'язкові чотири значущих цифри. Позиція коми заздалегідь визначена. Тепер потрібно перетворити число з двійкового коду в код для семисегментного індикатора.

Потім мікроконтролер пропускає перші 3 байти двійкового числа, тоді як N -й байт ділиться на два, приблизно 10 000 000 000. Оскільки мікроконтролер відповідає за операцію розбирання 8-розрядних чисел, необхідний унікальний алгоритм, який виконує ділення. Результатом є число, ціла частина зберігається в регістрі R3, а дробова частина зберігається в регістрі R4.

Щоб отримати кінцевий результат, це число має бути збільшено на коефіцієнт $F_{number}=100000$. Отримане значення частоти необхідно перевести у формат, придатний для відображення на індикаторах.

Результат перетворюється у двійковий десятковий формат і встановлюється обмеження частоти, а потім результат відображається в герцах або кілогерцах. Частина числа, яка буде показана на семисегментному лічильнику, виділена, необхідні чотири значущі цифри. Позиція коми визначена

заздалегідь. Тепер ви повинні перетворити число з двійкового коду в код для семисегментного лічильника.

На виході порту P3.0 записується логічний нуль, це дозволяє виводити інформацію на індикатори. Вимірювання завершено. При бажанні мікроконтролер можна перевести в режим Power Down.

Процедура створення програми складається з наступних кроків.

1. Написання програми на Assembler або іншій мові програмування, для якої присутній перекладач, цей перекладач відповідає за переклад програми на цільову мову.

2. Переклад програми в об'єктний код, наприклад. в ті цифри, які будуть «вшиті» в програмну пам'ять мікропроцесора, і там він буде працювати.

3. виправлення помилок, які були виявлені перекладачем у процесі трансляції або ретрансляції.

4. налагодження програми в програмі, що відтворює функціональність потрібного процесора. виявлення помилок алгоритму. Зменшення кількості помилок у написаному тексті програми. Повторний запуск програми.

5. Перетворення коду в пам'ять програми за допомогою програматора.

6. Початкова сторона судового процесу. виявлення та аналіз помилок. Рекомендований цикл розробки.

Давайте детально обговоримо особливості створення програми для мікроконтролера ATtiny2313A.

Спочатку ми створюємо схему передбачуваного мікропроцесорного пристрою. Ми вибираємо, які порти будуть підключені до яких ланцюгів, які люди будуть контролювати. До яких портів і як будуть підключатися датчики і потенційні блоки управління. Важливо розуміти принцип роботи процесора в цій конфігурації. Більш детально ці аспекти були розглянуті вище.

Наступний етап - написання тексту програми. Перед написанням тексту програми необхідно вивчити конструкцію та функціональні можливості системи команд мікропроцесора.

Архітектура стосується внутрішньої організації процесора. Оскільки мікроконтролер ATtiny2313A має внутрішню оперативну пам'ять, яка підключена до регістрів загального призначення, ви повинні бути знайомі зі структурою цієї оперативної пам'яті. Крім того, визначення архітектури включає наявність каналів введення/виведення.

Система команд — це сукупність усіх інструкцій мікропроцесора. Ви повинні розуміти, що робить кожна команда і як це впливає на вас.

Перед початком написання коду необхідна наступна інформація: яка програма перекладача буде використана? Від цього залежатиме майбутній текст. Кожен процесор зазвичай має кілька варіантів програм перекладу. Вони відрізняються способом запису команд (процесор визначає набір команд), але не набором команд (набір команд заздалегідь визначений процесором). Програми, які реалізують контролер ATtiny2313A, зазвичай пишуться на асемблері. Після створення тексту програми та збереження його на диску у вигляді файлу з розширенням `asm` (наприклад, `chastotomir.asm`) важливо транслювати програму. Щоб виконати це, ви повинні розмістити текст програми та текст перекладача в одному каталозі. Цей каталог слід включити в активну частину навігатора (командера). У кінці програми очікується оголошення кількості помилок, які виникли під час трансляції.

Крім того, кілька нових файлів будуть розташовані в тому самому каталозі. У ньому такий самий текст програми, але праворуч додана колонка, в якій показуються результати трансляції. Це коди, які програма використовувала для заміни команд асемблера, і адреси комірок пам'яті програми, куди ці коди повинні бути вставлені. Також надається опис усіх виявлених помилок. Прямі позначки розміщуються безпосередньо в тексті програми, а стрілка використовується для вказівки місця помилки. Ще один файл, який буде отримано з трансляції, — `chastotomir.hex`. Це код вихідного коду програми, який призначений для прошивання її в пам'ять. Однак перед виконанням програми на процесорі необхідно оцінити її ефективність у програмі-налагоджувачі. Ця програма демонструє роботу мікроконтролера і одночасно показує на моніторі

вміст усіх регістрів і комірок пам'яті процесора. Програма може бути реалізована в покроковому режимі або в автоматичному режимі виконання з декількома точками втручання.

Після цього можна починати перепрошивати програмне забезпечення.

4 ЕКСПЕРЕМЕНТАЛЬНИЙ ЧАСТИНА

4.1 Дослідження похибки вимірювання частоти

Вимірювання частоти сигналу. Структурна схема випробування:

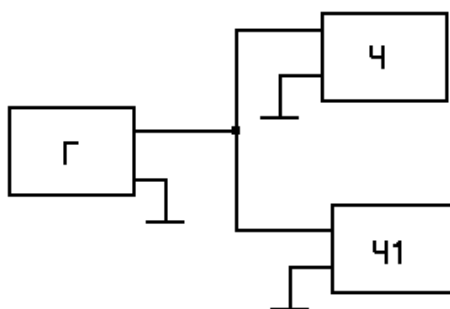


Рисунок 4.1 – Структурна схема дослідження:

Ч – зразковий частотомір ЧЗ – 34;

Г – генератор ГЗ – 36А;

Ч1 – розроблювальний прилад

Для проведення цього експерименту потрібно до генератора під'єднати одночасно зразковий частотомір та розробляємий прилад. Змінюючи частоту генератора від 0 до 200 кГц записуємо покази розробляемого та зразкового частотоміра. Потім визначаємо абсолютну похибку вимірювання

$$\Delta = f_{зр} - f_{вим}; \quad (4.1)$$

$f_{зр}$ – частота зразкового частотоміра;

$f_{вим}$ – частота випробуваного частотоміра.

Амплітуда сигналу при цьому $U_{ген} = 1$ В.

Всі дані та результати вимірювання заносимо в таблицю 4.1.

Таблиця 4.1 – Результати вимірювання та обчислень похибки розробляемого частотоміра

$f_{\text{ген}}, \text{кГц}$	$f_{\text{чз-34}}, \text{кГц}$	$f_{\text{приладу}}, \text{кГц}$
1	0,99921	0,99552
20	19,9859	19,9263
40	39,9863	39,9451
60	59,9832	59,9821
80	80,0106	80,0132
100	100,022	100,213
120	120,048	120,244
160	160,054	160,285
180	180,059	180,318
200	200,022	200,329

4.2 Дослідження параметрів електронного ключа

На рисунку 4.2 зображена схема електронного ключа.

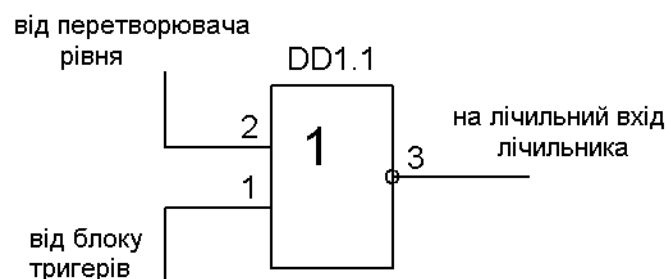


Рисунок 4.2 – Схема електронного ключа

На вивід 1 мікросхеми DD1.1 поступає імпульсний сигнал з частотою $f = 1 \text{ Гц}$ виробленим тактовим генератором і блоком тригерів. На вивід 2

мікросхеми DD1.1 поступає підсилений і обмежений вимірюваний сигнал. Внаслідок цього на виводі 3 мікросхеми DD1.1 формуються пакки імпульсів з частотою вимірюваного сигналу. Далі лічильники рахують кількість імпульсів і результат висвічується на світлодіодних індикаторах.

На рисунку 4.3 зображені сигнали зняті на виходах ключа осцилографом CI – 112.

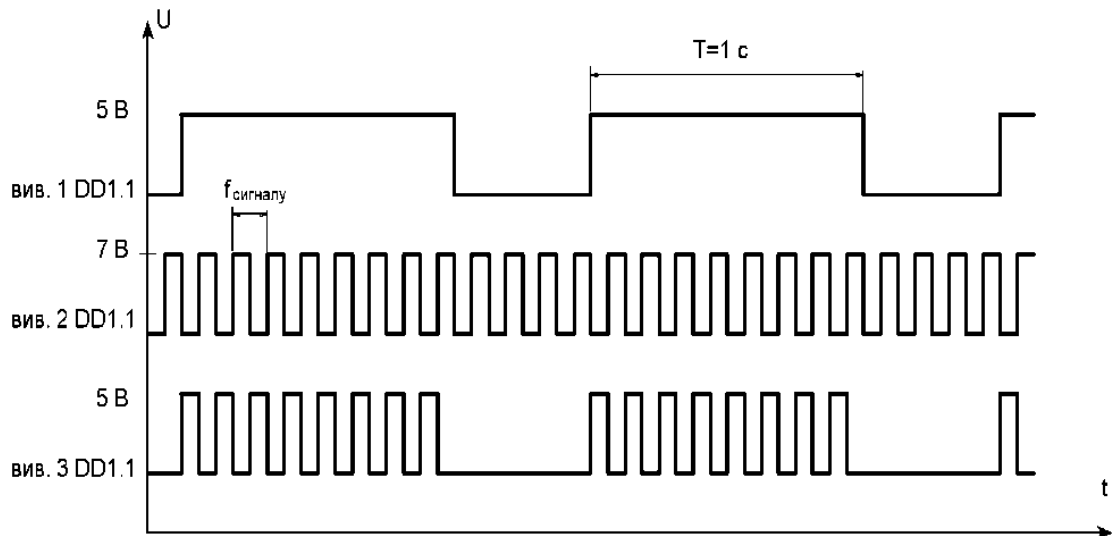


Рисунок 4.3 – Форми сигналів роботи електронного ключа

В результаті вимірювань і досліджень мінімальна напруга спрацювання електронного ключа виявилась $U_{\text{спр}} = 0,8 \text{ В}$.

4.3 Дослідження параметрів блоку скиду

На рисунку 4.4 зображена схема блоку скиду.

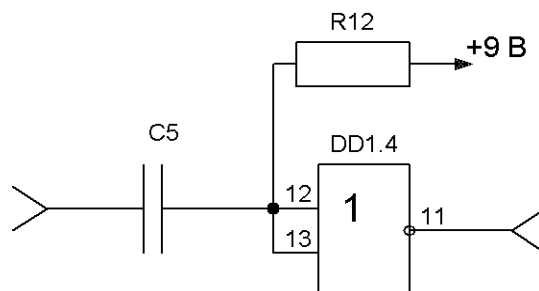


Рисунок 4.4 – Схема електронного ключа

Даний блок скиду формує сигнал скиду лічильників, для оновлення показів вимірювального частотоміра.

Даний сигнал формується в результаті одночасної дії двох сигналів: наявності логічного «0» та від'ємного перепаду напруги на RC – ланці.

Виміряні осцилограми роботи даного вузла показані нижче на рисунку
4.5. Вимірювання проводились осцилографом СІ – 112.

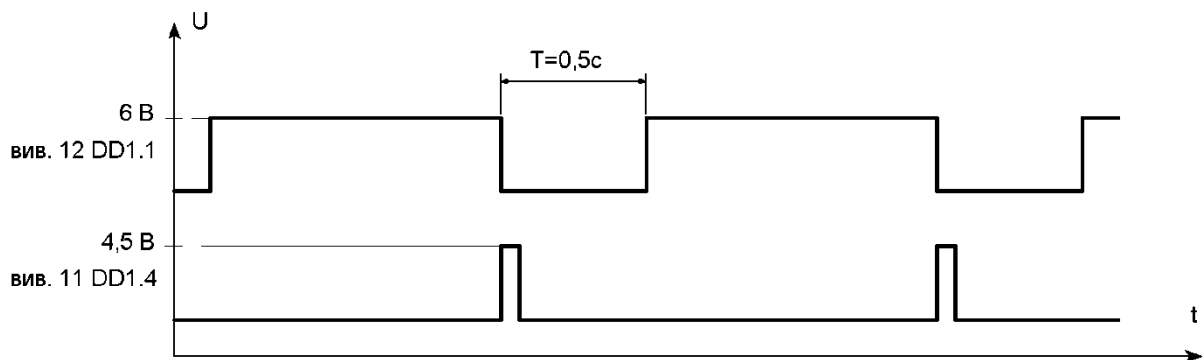


Рисунок 4.5 – Форми сигналів роботи блоку скиду

В результаті досліджень виявилось, що мінімальна напруга при якій проходить скид лічильників $U_{\text{скиду}} = 0,9 \text{ В}$.

Форма імпульсів на виводах мікросхем вимірювача частотоміра представлена на рис. 4.6.

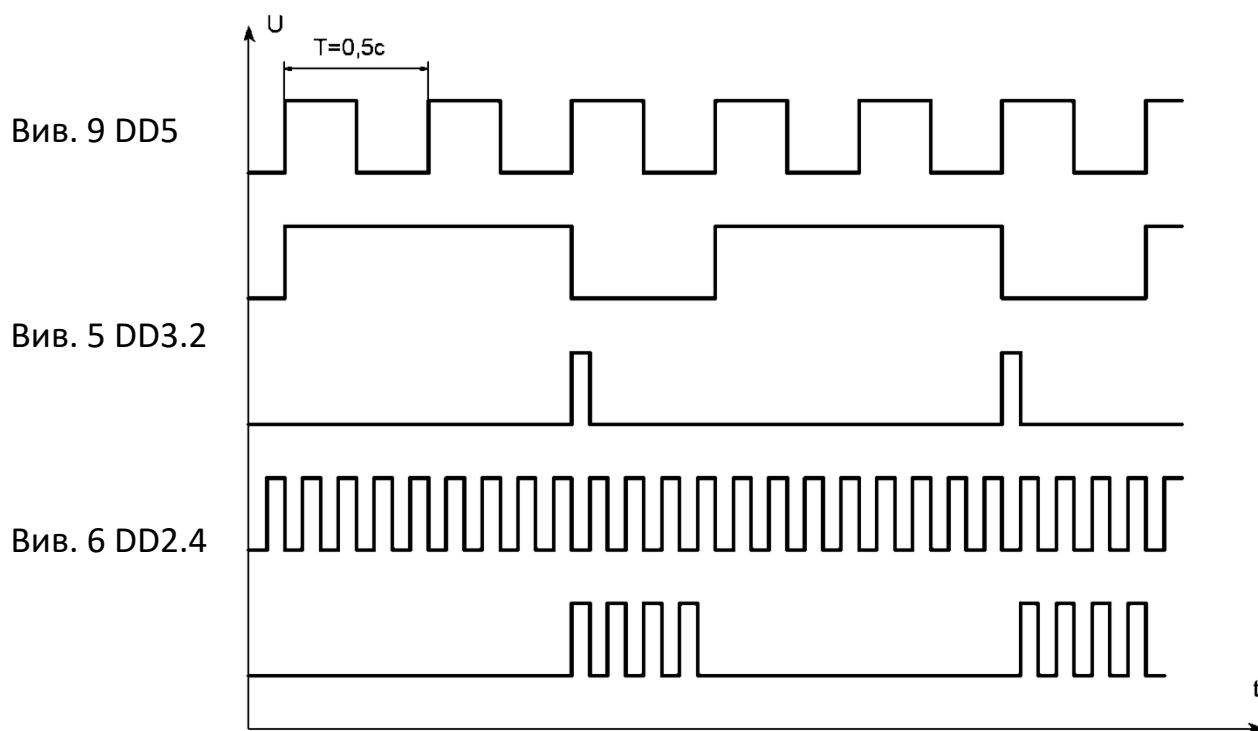


Рисунок 4.6 – Форма імпульсів на виводах мікросхем вимірювача частотоміра

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Науково-технічна розробка має право на існування та впровадження, якщо вона відповідає вимогам часу, як в напрямку науково-технічного прогресу та і в плані економіки. Тому для науково-дослідної роботи необхідно оцінювати економічну ефективність результатів виконаної роботи.

5.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки

Метою проведення комерційного і технологічного аудиту дослідження за темою «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів» є оцінювання науково-технічного рівня та рівня комерційного потенціалу розробки, створеної в результаті науково-технічної діяльності.

Мікропроцесорні вимірювачі тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів відіграють ключову роль у сучасних системах зв'язку, радіолокації, навігації та діагностики. Вони дозволяють з високою точністю і швидкістю аналізувати параметри сигналів, що забезпечує ефективну роботу різних технічних систем. В умовах стрімкого розвитку цифрових технологій, підвищуються вимоги до точності та швидкодії вимірювань, що робить тему дослідження актуальною.

Останні дослідження в області мікропроцесорних технологій фокусуються на підвищенні точності та швидкодії вимірювань, використанні сучасних алгоритмів обробки сигналів, а також оптимізації апаратної реалізації пристроїв. Зокрема, актуальними є розробки, які стосуються мініатюризації пристроїв, зниження енергоспоживання та забезпечення можливостей роботи в умовах завад. Досягнення в галузі програмованих логічних пристроїв (FPGA) та високошвидкісних мікроконтролерів створюють нові можливості для розробки вимірювачів з покращеними характеристиками.

Оцінювання науково-технічного рівня розробки та її комерційного потенціалу рекомендується здійснювати із застосуванням 5-ти бальної системи оцінювання за 12-ма критеріями [35].

Таблиця 5.1 – Результати оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки експертами

Критерії	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
	Бали:		
1. Технічна здійсненність концепції	4	5	4
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	4	4	3
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	3	2	3
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	4	3	4
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	3	2	3
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	3	3	3
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	2	2	2
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	4	4	4
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	2	3	2
10. Практична здійсненність (необхідність нових матеріалів)	3	4	4
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	2	2	2
12. Практична здійсненність (розробка документів)	3	3	3
Сума балів	37	37	37
Середньоарифметична сума балів CB_c	37,0		

За результатами розрахунків, наведених в таблиці 5.1, зробимо висновок щодо науково-технічного рівня і рівня комерційного потенціалу розробки. При цьому використаємо рекомендації, наведені в [35].

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти

повторення радіотехнічних сигналів» становить 37,0 бала, що, відповідно до [35], свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

5.2 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості розробки

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення розрахуємо за формулою [36]

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i, \quad (5.1)$$

де k – кількість найбільш важливих технічних показників, які впливають на якість нового технічного рішення;

α_i – коефіцієнт, який враховує питому вагу i -го технічного показника в загальній якості розробки. Коефіцієнт α_i визначається експертним шляхом

і при цьому має виконуватись умова $\sum_{i=1}^k \alpha_i = 1$;

β_i – відносне значення i -го технічного показника якості нової розробки.

Результати порівняння зведемо до таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – Порівняння основних параметрів розробки та аналога

Показники (параметри)	Одиниця вимірювання	Аналог	ПроеКТовани й продукт	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Діапазон вимірювання частоти	Гц	10 – 50х10 ⁶	1 – 50х10 ⁶	1	0,15
Діапазон вимірювання частоти з подільником	МГц	50,0 - 90,0	50,0 -90,0 - 1300	13,3	0,3

Продовження таблиці 5.2 – Порівняння основних параметрів розробки та аналога

Кількість змінних діапазонів	-	1	3	3	0,2
Похибка вимірювань	%	0,5	0,05	5	0,1
Час вимірювання	с	1	0,1 – 1 – 10	3	0,25

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення складе

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i = 1 \cdot 0,15 + 13,3 \cdot 0,3 + 3 \cdot 0,2 + 5 \cdot 0,1 + 3 \cdot 0,25 = 5,99.$$

Отже за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 5,99 рази.

5.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

5.3.1 Витрати на оплату праці

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (3_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [35]

$$3_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, (грн.);

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=24$ дні.

$$Z_o = 17900,00 \cdot 8 / 24 = 6181,84 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, (грн.)	Оплата за робочий день, (грн.)	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, (грн.)
Керівник проекту	17900,00	772,73	8	6181,84
Інженер-конструктор радіоелектронної апаратури	17450,00	750,00	24	18000,00
Консультант (інженер-метролог вищої категорії)	17500,00	681,82	3	2045,46
Лаборант	8000,00	333,33	12	4000,00
Всього				30227,30

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів» розраховуємо за формулою

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, (грн/год.);

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (5.4)$$

де M_M – розмір мінімальної місячної заробітної плати, прийmemo $M_M=8000,00$ (грн.);

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення (табл. Б.2, додаток Б) [35];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 24$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_l = 8000,00 \cdot 1,70 \cdot 1,15 / (24 \cdot 8) = 81,46 \text{ (грн.)}.$$

$$З_{pl} = 81,46 \cdot 2,00 = 162,92 \text{ (грн.)}.$$

Таблиця 5.4 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинн а тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Контроль вхідних матеріалів	2,00	5	1,70	81,46	162,92
Підготовка робочого місця інженера-конструктора для проведення розробки і дослідження	7,50	2	1,10	52,71	395,31
Підготовка компонентів мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти	4,30	4	1,50	71,88	309,06

Продовження таблиці 5.4 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Монтаж компонентів мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти	8,00	4	1,50	71,88	575,00
Налагодження мікропроцесорного блоку	3,00	5	1,70	81,46	244,38
Формування бази даних розробки і дослідження	12,50	3	1,35	64,69	808,59
Налагодження програмних засобів проектування	2,50	5	1,70	81,46	203,65
Монтаж обладнання виведення результатів дослідження	1,35	3	1,35	64,69	87,33
Контроль протікання експерименту	6,50	4	1,50	71,88	467,19
Всього					3253,42

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$Z_{\text{доп}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доп}}}{100\%}, \quad (5.5)$$

де $H_{\text{доп}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 12%.

$$Z_{\text{доп}} = (30227,30 + 3253,42) \cdot 12 / 100\% = 4017,69 \text{ (грн.)}.$$

5.3.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою

$$З_n = (З_o + З_p + З_{доd}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (5.6)$$

де H_{zn} – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$З_n = (30227,30 + 3253,42 + 4017,69) \cdot 22 / 100\% = 8249,65 \text{ (грн.)}.$$

5.3.3 Сировина та матеріали

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot Ц_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot Ц_{ej}, \quad (5.7)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

$Ц_j$ – вартість матеріалу j -го найменування, (грн/кг.);

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

$Ц_{ej}$ – вартість відходів j -го найменування, (грн/кг.).

$$M_1 = 2,0 \cdot 211,00 \cdot 1,05 - 0 \cdot 0 = 443,10 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.5

Таблиця 5.5 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Офісний папір Maestro standard Plus A4-500-80	211,00	2,0	0	0	443,10
Папір для записів Maestro standard Light A5	83,00	4,0	0	0	348,60
Органайзер офісний Maestro standard Office	124,00	3,0	0	0	390,60
Канцелярське приладдя Maestro standard (набір офісного працівника)	201,50	3,0	0	0	634,73
Картридж для принтера HP laserJet	2168,00	1,0	0	0	2276,40
Диск оптичний Maestro standard CD-RW	15,50	5,0	0	0	81,38
Flesh-пам'ять Maestro standard 64 GB	189,90	1,0	0	0	199,40
Тека для паперів Maestro standard BOX	75,00	4,0	0	0	315,00
Фольгований текстоліт (лист)	75,00	1,0	0	0	78,75
Флюс-паста для пайки Dnipro-M 40 г	87,50	0,3	0	0	30,32

Продовження таблиці 5.5 – Витрати на матеріали

Припой Cynel Sn60Pb40 1mm (100g)	279,00	0,3	0	0	96,67
Корпус пластиковий	250,00	1,0	0	0	262,50
Набір кріпильних елементів A2 304 Stainless Steel Screw Hex Socket Screw Nut Washer M2 M3 M4 M5 M6 Hexagon Metric Thread Machine Allen Bolt Assortment Kit	155,36	1,0	0	0	163,13
Всього					5320,57

5.3.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_{ϵ}), які використовують при проведенні НДР на тему «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_{\epsilon} = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (5.8)$$

де H_j – кількість комплектуючих j -го виду, шт.;

C_j – покупна ціна комплектуючих j -го виду, (грн.);

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$).

$$K_{\epsilon} = 1 \cdot 82,00 \cdot 1,05 = 86,10 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.6.

Таблиця 5.6 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Конденсатори (згідно специфікації), комплект	1	82,00	86,10
Резистори (згідно специфікації), комплект	1	109,00	114,45
Мікросхеми (згідно специфікації), комплект	1	668,00	701,40
Діоди (згідно специфікації), комплект	1	25,00	26,25
Транзистори (згідно специфікації), комплект	1	88,00	92,40
Кварцевий резонатор (згідно специфікації), комплект	1	128,00	134,40
Роз'єми (згідно специфікації), комплект	1	150,00	157,50
Кнопки (згідно специфікації), комплект	1	75,00	78,75
Всього			1391,25

5.3.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (5.9)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, (грн.);

$C_{np.i}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{спец} = 8340,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 9174,00 \text{ (грн.)}.$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Генератор сигналу цифровий	1	8340,00	9174,00
Приймач сигналу	1	1560,00	1716,00
Всього			10890,00

5.3.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою

$$B_{npz} = \sum_{i=1}^k C_{инрг} \cdot C_{npz.i} \cdot K_i, \quad (5.10)$$

де $C_{инрг}$ – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, (грн.);

$C_{npz.i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{npz} = 42,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 46,20 \text{ (грн.)}.$$

Отримані результати зведемо до таблиці 5.8.

Таблиця 5.8 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Програмне забезпечення для SPICE моделювання та проектування схем для аналогової, цифрової та силових електроніки в освіті та дослідженнях	1	42,00	46,20
Всього			46,20

5.3.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою

$$A_{обл} = \frac{Ц_{б}}{T_{в}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.11)$$

де $Ц_{б}$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, (грн.);

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_{в}$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (54200,00 \cdot 1) / (3 \cdot 12) = 1505,56 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Електронно-обчислювальний комплекс розробника	54200,00	3	1	1505,56
Робоче місце інженера-конструктора	8950,00	5	1	149,17
Осцилограф цифровий	9933,00	5	1	165,55
Генератор сигналу цифровий	8757,00	7	1	104,25
Цифровий вольтметр	20250,00	7	1	241,07
Функціональний генератор	35000,00	5	1	583,33
Частотомір	23400,00	5	1	650,00
Офісне програмне забезпечення (Windows, Microsoft Office)	8250,00	3	1	229,17
Лабораторія досліджень	386000,00	30	1	1072,22
Оргтехніка	11350,00	5	1	189,17
Всього				4889,48

5.3.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (5.12)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; прийmemo $C_e = 10,98$ (грн.);

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,25 \cdot 160,0 \cdot 10,98 \cdot 0,95 / 0,97 = 439,20 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.10.

Таблиця 5.10 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Електронно-обчислювальний комплекс розробника	0,25	160,0	439,20
Робоче місце інженера-конструктора	0,10	160,0	175,68
Осцилограф цифровий	0,08	80,0	70,27
Генератор сигналу цифровий	0,06	80,0	52,70
Цифровий вольтметр	0,02	80,0	17,57
Функціональний генератор	0,12	40,0	52,70
Частотомір	0,12	40,0	52,70
Оргтехніка	0,45	1,2	5,93
Всього			866,76

5.3.9 Службові відрядження

Витрати за статтею «Службові відрядження» відсутні.

5.3.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації відсутні.

5.3.11 Інші витрати

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$I_{\text{в}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{ив}}}{100\%}, \quad (5.13)$$

де $H_{\text{ив}}$ – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{\text{ив}} = 55\%$.

$$I_{\text{в}} = (30227,30 + 3253,42) \cdot 55 / 100\% = 18414,40 \text{ (грн.)}.$$

5.3.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{\text{нзв}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (5.14)$$

де $H_{\text{нзв}}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{\text{нзв}} = 100\%$.

$$B_{\text{нзв}} = (30227,30 + 3253,42) \cdot 100 / 100\% = 33480,72 \text{ (грн.)}.$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення

радіотехнічних сигналів» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

$$B_{\text{заг}} = Z_o + Z_p + Z_{\text{доо}} + Z_n + M + K_v + B_{\text{спец}} + B_{\text{прз}} + A_{\text{обл}} + B_e + B_{\text{св}} + B_{\text{сп}} + I_v + B_{\text{нзв}}. \quad (5.15)$$

$$B_{\text{заг}} = 30227,30 + 3253,42 + 4017,69 + 8249,65 + 5320,57 + 1391,25 + 10890,00 + 46,20 + 4889,48 + 866,76 + 0,00 + 0,00 + 18414,40 + 33480,72 = 121047,44 \text{ (грн.)}$$

Загальні витрати ZB на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою

$$ZB = \frac{B_{\text{заг}}}{\eta}, \quad (5.16)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta=0,95$.

$$ZB = 121047,44 / 0,95 = 127418,35 \text{ (грн.)}$$

5.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором

Результати дослідження проведені за темою «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів» передбачають комерціалізацію протягом 4-х років реалізації на ринку.

В цьому випадку майбутній економічний ефект буде формуватися на основі таких даних:

ΔN – збільшення кількості споживачів пристрою, у періоди часу, що аналізуються, від покращення його певних характеристик;

Показник	1-й рік	2-й рік	3-й рік	4-й рік
Збільшення кількості споживачів, осіб	380	380	200	150

N – кількість споживачів які використовували аналогічний пристрій у році до впровадження результатів нової науково-технічної розробки, прийmemo 3800 осіб;

C_o – вартість пристрою у році до впровадження результатів розробки, прийmemo 8300,00 (грн.);

$\pm \Delta C_o$ – зміна вартості пристрою від впровадження результатів науково-технічної розробки, прийmemo 1417,00 (грн.).

Можливе збільшення чистого прибутку у потенційного інвестора $\Delta \Pi_i$ для кожного із 4-х років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, розраховуємо за формулою [35]

$$\Delta \Pi_i = (\pm \Delta C_o \cdot N + C_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot (1 - \frac{g}{100}), \quad (5.17)$$

де λ – коефіцієнт, який враховує сплату потенційним інвестором податку на додану вартість. У 2024 році ставка податку на додану вартість складає 20%, а коефіцієнт $\lambda = 0,8333$;

ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність інноваційного продукту).
Прийmemo $\rho = 38\%$;

g – ставка податку на прибуток, який має сплачувати потенційний інвестор, у 2024 році $g = 18\%$;

Збільшення чистого прибутку 1-го року:

$$\Delta \Pi_1 = (1417,00 \cdot 3800,00 + 9717,00 \cdot 380) \cdot 0,83 \cdot 0,38 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 2347581,87 \text{ (грн.)}.$$

Збільшення чистого прибутку 2-го року:

$$\Delta \Pi_2 = (1417,00 \cdot 3800,00 + 9717,00 \cdot 760) \cdot 0,83 \cdot 0,38 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 3302555,42 \text{ (грн.)}.$$

Збільшення чистого прибутку 3-го року:

$$\Delta \Pi_3 = (1417,00 \cdot 3800,00 + 9717,00 \cdot 960) \cdot 0,83 \cdot 0,38 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 3805173,07 \text{ (грн.)}.$$

Збільшення чистого прибутку 4-го року:

$$\Delta\Pi_4 = (1417,00 \cdot 3800,00 + 9717,00 \cdot 1110) \cdot 0,83 \cdot 0,38 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 4182136,32 \text{ (грн.)}.$$

Приведена вартість збільшення всіх чистих прибутків $\Pi\Pi$, що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки

$$\Pi\Pi = \sum_{i=1}^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^t}, \quad (5.18)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному з років, протягом яких виявляються результати впровадження науково-технічної розробки, (грн.);

T – період часу, протягом якого очікується отримання позитивних результатів від впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, роки;

τ – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні, $\tau = 0,15$;

t – період часу (в роках) від моменту початку впровадження науково-технічної розробки до моменту отримання потенційним інвестором додаткових чистих прибутків у цьому році.

$$\begin{aligned} \Pi\Pi &= 2347581,87/(1+0,15)^1 + 3302555,42/(1+0,15)^2 + 3805173,07/(1+0,15)^3 + \\ &+ 4182136,32/(1+0,15)^4 = 2041375,54 + 2497206,37 + 2501963,06 + 2391150,01 = \\ &= 9431694,98 \text{ (грн.)}. \end{aligned}$$

Величина початкових інвестицій PV , які потенційний інвестор має вкласти для впровадження і комерціалізації науково-технічної розробки

$$PV = k_{инв} \cdot 3B, \quad (5.19)$$

де $k_{инв}$ – коефіцієнт, що враховує витрати інвестора на впровадження науково-технічної розробки та її комерціалізацію, приймаємо $k_{инв}=2$;

$ЗВ$ – загальні витрати на проведення науково-технічної розробки та оформлення її результатів, приймаємо 127418,35 (грн.).

$$PV = k_{инв} \cdot ЗВ = 2 \cdot 127418,35 = 254836,71 \text{ (грн.)}.$$

Абсолютний економічний ефект $E_{абс}$ для потенційного інвестора від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки становитиме

$$E_{абс} = ПП - PV \quad (5.20)$$

де $ПП$ – приведена вартість зростання всіх чистих прибутків від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, 9431694,98 (грн.);

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, 254836,71 (грн.).

$$E_{абс} = ПП - PV = 9431694,98 - 254836,71 = 9176858,27 \text{ (грн.)}.$$

Внутрішня економічна дохідність інвестицій E_g , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки

$$E_g = \sqrt[T_{ж}]{1 + \frac{E_{абс}}{PV}} - 1, \quad (5.21)$$

де $E_{абс}$ – абсолютний економічний ефект вкладених інвестицій, 9176858,27 (грн.);

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, 254836,71 (грн.);

$T_{ж}$ – життєвий цикл науково-технічної розробки, тобто час від початку її розробки до закінчення отримування позитивних результатів від її впровадження, 4 роки.

$$E_{\epsilon} = \sqrt[T_{ж}]{1 + \frac{E_{абс}}{PV}} - 1 = (1 + 9176858,27/254836,71)^{1/4} = 1,47.$$

Мінімальна внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій $\tau_{мін}$

$$\tau_{мін} = d + f, \quad (5.22)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2024 році в Україні $d = 0,11$;

f – показник, що характеризує ризикованість вкладення інвестицій, прийmemo 0,4.

$\tau_{мін} = 0,11 + 0,4 = 0,51 < 1,47$ свідчить про те, що внутрішня економічна дохідність інвестицій E_{ϵ} , вища мінімальної внутрішньої дохідності. Тобто інвестувати в науково-дослідну роботу за темою «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів» доцільно.

Період окупності інвестицій $T_{ок}$ які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки

$$T_{ок} = \frac{1}{E_{\epsilon}}, \quad (5.23)$$

де E_{ϵ} – внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій.

$$T_{ок} = 1 / 1,47 = 0,68 \text{ р.}$$

$T_{ок} < 3$ -х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

5.5 Висновки до розділу

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів» становить 37,0 бала, що, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 5,99 рази.

Також термін окупності становить 0,68 р., що менше 3-х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

Отже можна зробити висновок про доцільність проведення науково-дослідної роботи за темою «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів».

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі розглянуто принципи функціонування, будову та математичне моделювання мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів. Розроблено математичні моделі, що описують процеси вимірювання часових параметрів сигналу, зокрема тривалості імпульсу, періоду та частоти повторення. Також проведено аналіз можливих похибок вимірювань та методів їх зменшення.

Основні результати, отримані у процесі дослідження, включають:

- Розрахунок математичної моделі вимірювання часових параметрів сигналів, що базується на підрахунку тактів високочастотного генератора.
- Визначення похибок вимірювання, спричинених дискретністю часу та нестабільністю генератора, а також запропоновано методи їх мінімізації, зокрема збільшення частоти тактового генератора та використання цифрових фільтрів.
- Опис будови та принципу дії мікропроцесорного вимірювача, який поєднує в собі апаратні та програмні компоненти для забезпечення високої точності та надійності вимірювань.

Відповідно до індивідуального завдання створено та успішно побудовано мікропроцесорний пристрій, який вимірює тривалість, період та частоту радіотехнічних сигналів. У цьому пристрої для визначення частоти використовується метод прямого підрахунку кількості імпульсів за одиницю часу. Цей підхід вимагає наявності генератора опорного сигналу частоти, який зазвичай є кварцовим генератором. З виходу частоти розгалужувач сигналів направляється на контролер для створення вимірювального ланцюга, який подається на відповідну тривалість вимірювання обнулення вібрацій і сигналів гасіння індикатора в процесі розрахунку.

Вимірювач живить мережа 220 вольт 50 Гц, яка змінює напругу. Завдяки вбудованому регулятору напруги напруга живлення ефективно згладжується.

Індикатори, компоненти, що підключають пристрій, розташовані на передній панелі, решта компонентів розташовані на односторонній платі. На нижній стороні панелі є роз'єм, який дозволяє підключити джерело живлення схеми.

Основні переваги запропонованого дизайну включають недорогий характер компонента та просту реалізацію схеми, обидва з яких дозволяють додати функціональність та універсальність завдяки недорогому характеру компонента.

Енергоспоживання зменшено за рахунок використання мікроконтролера, інтегральних схем, малопотужних компонентів, які регулюють роботу частотоміра.

Мікропроцесорні вимірювачі сигналів мають важливе значення у радіотехнічних системах завдяки їхній здатності до точного вимірювання часових характеристик сигналів. Подальші дослідження можуть бути спрямовані на вдосконалення алгоритмів обробки сигналів та підвищення точності вимірювань за рахунок використання більш сучасних методів цифрової обробки та стабілізації тактових генераторів.

В економічній частині підтверджено доцільність розробки мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів, що свідчать про практично економічний ефект від його використання у порівнянні з аналогом.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Методичні вказівки до виконання кваліфікаційної роботи бакалавра зі спеціальності 0908 171 "ЕЛЕКТРОНІКА" освітньої програми "ЕЛЕКТРОННІ СИСТЕМИ ТА КОМПОНЕНТИ" /Укладачі: І.А. Кулик, А.І. Новгородцев, О.В. Бережная, В.В. Гриненко. – Суми: Вид-во СумДУ, 2018. – 18с.
2. Метрологія, стандартизація, сертифікація та акредитація: навч. посіб. / Макота Оксана Іванівна, Олійник Ліліанна Петрівна, Комаренська Зоряна Михайлівна ; Львів : Вид-во Львів. політехніки, 2019. - 1712с.
3. Ігнаткін В. У. Основи метрології: навч. посіб. / В. У. Ігнаткін, О. В. Томашевський, В. М. Матюшин Електрон. дані. – Запоріжжя : Запорізький національний технічний університет, 2017. - 120с.
4. Л.В. Баль-Прилипко, Н.М. Слободянюк, Г.Є. Поліщук, М.З. Паска, В.Г. Бурак. Стандартизація, метрологія, сертифікація та управління якістю: Підручник /. - К.: ЦП «Компринт» - 2017. - 573 с.
5. Гнусов, Ю. В. Метрологія та вимірювання: навч. посіб. / Ю. В. Гнусов, В. В. Тулупов, В. М. Пересічанський; Харків. нац. ун-т внутр. справ. - Харків, 2019. - 125 с
6. Engineering Metrology and Measurements / N.V. Raghavendra, L. Krishnamurthy. - Oxford University Press, October 1, 2013. - 676 p.
7. <https://www.microchip.com/en-us/product/PIC16F873>
8. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8611_8612.pdf
9. Шарпан О. Б. Радіовимірювання параметрів просторових об'єктів : навч. посіб. для студ. вищ. навч. закл., які навчаються за напрямом підготов. Радіотехніка/О. Шарпан; Нац. техн. ун-т України Київ. політехн. ін-т. - К.: НТТУ КПІ, 2010. - 154 с. : рис.
10. Радіотехніка: Енциклопедичний навчальний довідник: Навч. Р15 посібник / За ред. Ю.Л. Мазора, Є.А. Мачунського, В.І. Правди. – К.: Вища шк., 1999. – 838с.

11. ДСТУ 2992-95 Вироби електронної техніки. Методи розрахунку надійності.
12. Semenov Andriy, Andreienkov Maksym, Khloba Anton, Shurkhal Mykhailo, Olkhovych Vladyslav. Development of a 150 W linear laboratory power supply unit. *MEASURING AND COMPUTING DEVICES IN TECHNOLOGICAL PROCESSES*, (1), 166–175, 2024. <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2024-77-21>
13. ДСТУ 2870-94 Метрологія. Вимірювання часу та частоти.
14. ДСТУ 7227:2011 Метрологія. Частотоміри. Методика повірки (калібрування).
15. ДСТУ 3538-97. Метрологія. Державна повірочна схема для
16. засобів вимірювань часу і частоти (61625)
17. Коваль О. А. Методи синтезу та аналізу вимірних сигналів: Конспект лекцій. Харків: Харківський національний автомобільно-дорожній університет, 2018. 365 с.
18. Методичні вказівки до виконання курсового проекту з дисципліни “Системи автоматизованого проєктування радіоелектронних засобів” для студентів спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка / Уклад.: Л.В.Хвостівська. Тернопіль: ТНТУ, 2022. 63 с.
19. Невлюдов І.Ш. Основи виробництва електронних апаратів: Підручник для студентів вищих навчальних закладів / І.Ш. Невлюдов. – Харків:ТОВ "Компанія СМІТ", 2006 . – 592 с.
20. Портативний частотомір і вимірювач потужності GY561: <https://lodkimarket.com.ua/ua/p1434265459-portativnyj-chastotomerizmeritel.html>
21. Semenov A.O., Semenova O.O., Voitsekhovska O.O., Khloba A.A., Ovcharuk A.O. Diagnostic device for gas-filled devicesfor visual reproduction of the information. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки*, Том 34 (73) № 2 2023. С. 110-115. DOI <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2023.2.1/18>

22. Тимченко А.А. Основи системного проектування та системного аналізу складних об'єктів: Основи САПР та системного проектування складних об'єктів: Підручник/ За ред.В.І. Бикова. К.: Либідь, 2003. 272с.

23. Semenov A. O., Stalchenko O. V., Voitsekhovska O. O., Khloba A. A., & Krystoforov, A. V. Synthesis of a device for remote control of a video camera using the LANC protocol. *Systems and Technologies*, 2023, 65(1), pp. 131-140.
<https://doi.org/10.32782/2521-6643-2023.1-65.16>

24. Semenov A.O., Stalchenko O.V., Prytula M.O., Donskyi O.V. Amateur low power radio frequency communication device for FM range. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки*, Том 34 (73). № 3, 2023 С. 31-37.
DOI: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2023.3.1/06>

25. Шаповаленко О.Г., Бондар В.М. Основи електричних вимірювань. К.: Либідь, 2002. 412с.

26. Цифровий частотомір 20-75 Гц: <https://izmeritel.in.ua/ua/p1138371699-tsifrovoj-chastotomer-gts.html>

27. Частотомір цифровий програмований 220/230В АС (30-70Гц), EMAS:
<https://tumbler.ua/chastotomir-tsyfrovyu-programovanyu-220-230v-ac-30-70gts-emas>

28. Частотомір ЧЗ-63: <http://standart-m.com.ua/elektroizmeritelnoeoborudovanie/laboratornyye-pribory/chastotomery/chastotomer-ch3-63?mova=uk>

29. Частотомір, вимірювач частоти сигналу FC-3 (50МГц - 2.4 ГГц) для DCS і CTCSS: <https://thermolab.com.ua/uk/product/castotomer-izmeritelcastoty-radiosignala-fc3-50mgc-24ggc-dla-dcs-i-ctcss-uk>

30. Частотомір MASTECH MS6100: <https://masteram.com.ua/uk/mastech-ms6100-frequency-counter/>

31. Цифровий частотомір ЦП-Ч72 30-100Гц-0,5-Р TDM: <https://tdme.com.ua/ua/p1526749506-tsifrovoj-chastotomer-tsp.html>

32. Цифровий частотомір SURECOM SF-401: <https://tehbezpeka.ua/ua/p1102745809-chastotomer-tsifrovoj-surecom.html>

Чинков В. М. Цифрові вимірювальні прилади. НТУ "Харк. політехн. ін-т", 2008. 507 с

33. Dmytro Havrilov; Andrii Volovyk; Leonid Koval; Mikola Vasylykivskyi; Andriy Semenov; Natalia Havrilova. Design of Digital Data Selectors on FPGA in a Laboratory Environment. 2021 IEEE 8th International Conference on Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T), 5-7 Oct. 2021, Kharkiv, Ukraine, pp. 495-500. DOI: 10.1109/PICST54195.2021.9772137

34. Andriy Semenov, Oleksandr Stalchenko, Maksym Prytula, Oleksandr Donskyi, Olha Voitsekhovska. Synthesis of a digital frequency counter on programmable logic integrated circuits. *Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського*, № 2 / 2023. – с. 175- 185. DOI <https://doi.org/10.32782/1995-0519.2023.2.22>

35. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

36. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепа – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 113 с.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

**МІКРОПРОЦЕСОРНИЙ ВИМІРЮВАЧ ТРИВАЛОСТІ, ПЕРІОДУ ТА
ЧАСТОТИ ПОВТОРЕННЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИГНАЛІВ**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-23м
спеціальності 172 Електронні комунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Гнатенко Ю.Ю.
(прізвище та ініціали)

Керівник: к.т.н., доц., доцент кафедри ІРТС

 Осадчук Я.О.
(прізвище та ініціали)

« 12 » 12 2024 р.

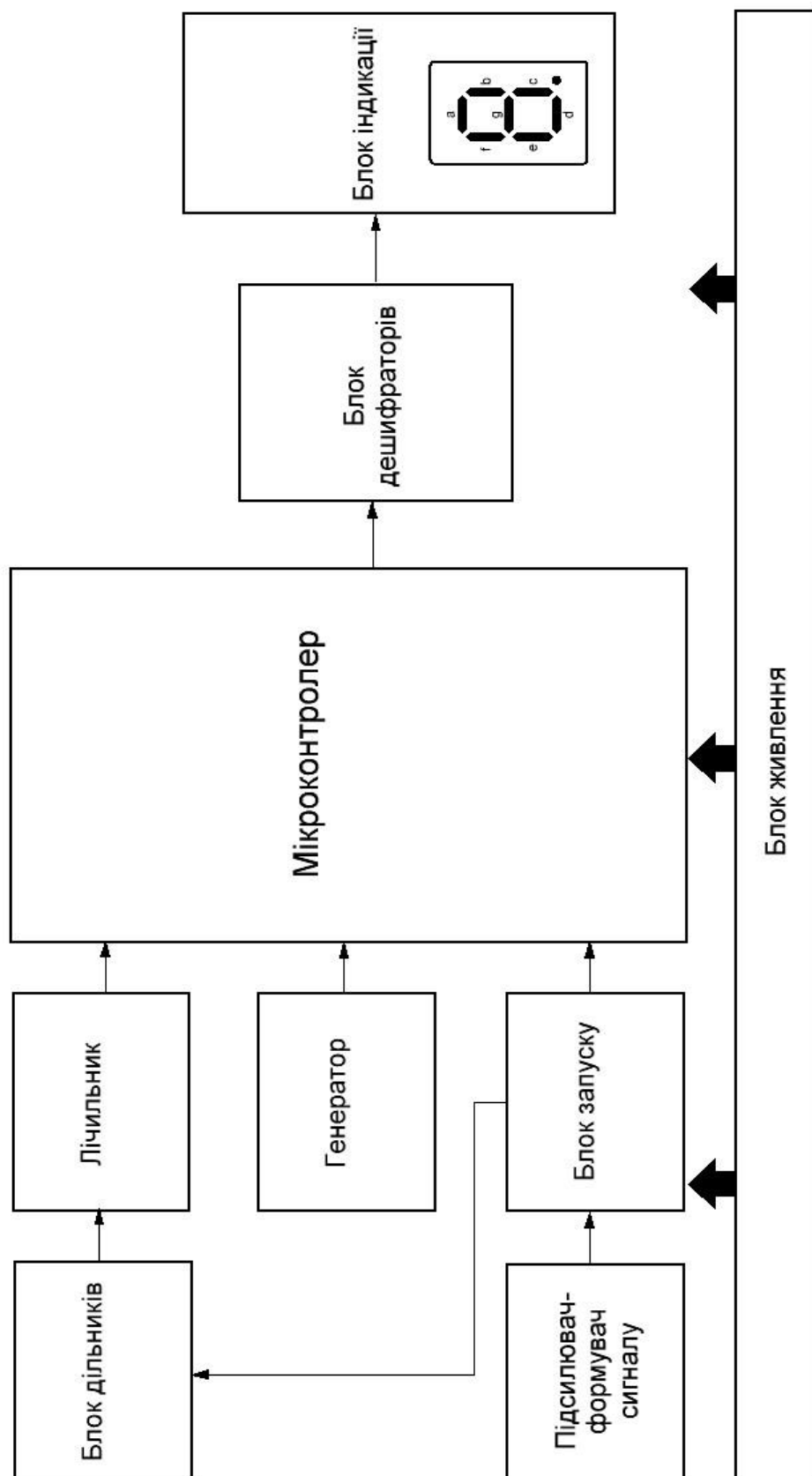


Рисунок 1 – Структурна схема мікропроцесорного вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів

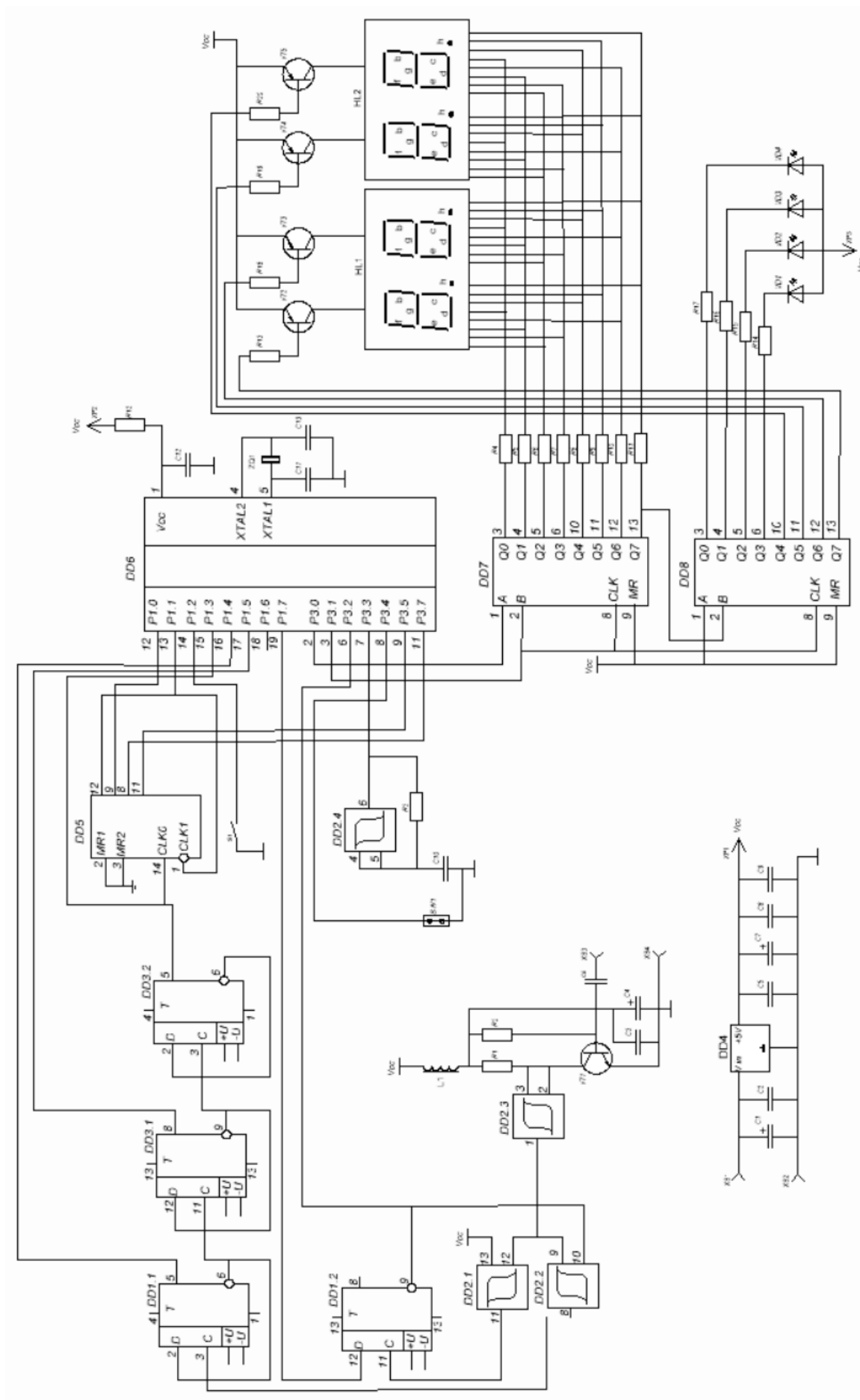


Рисунок 2 – Електрична схема МК вимірювача тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів

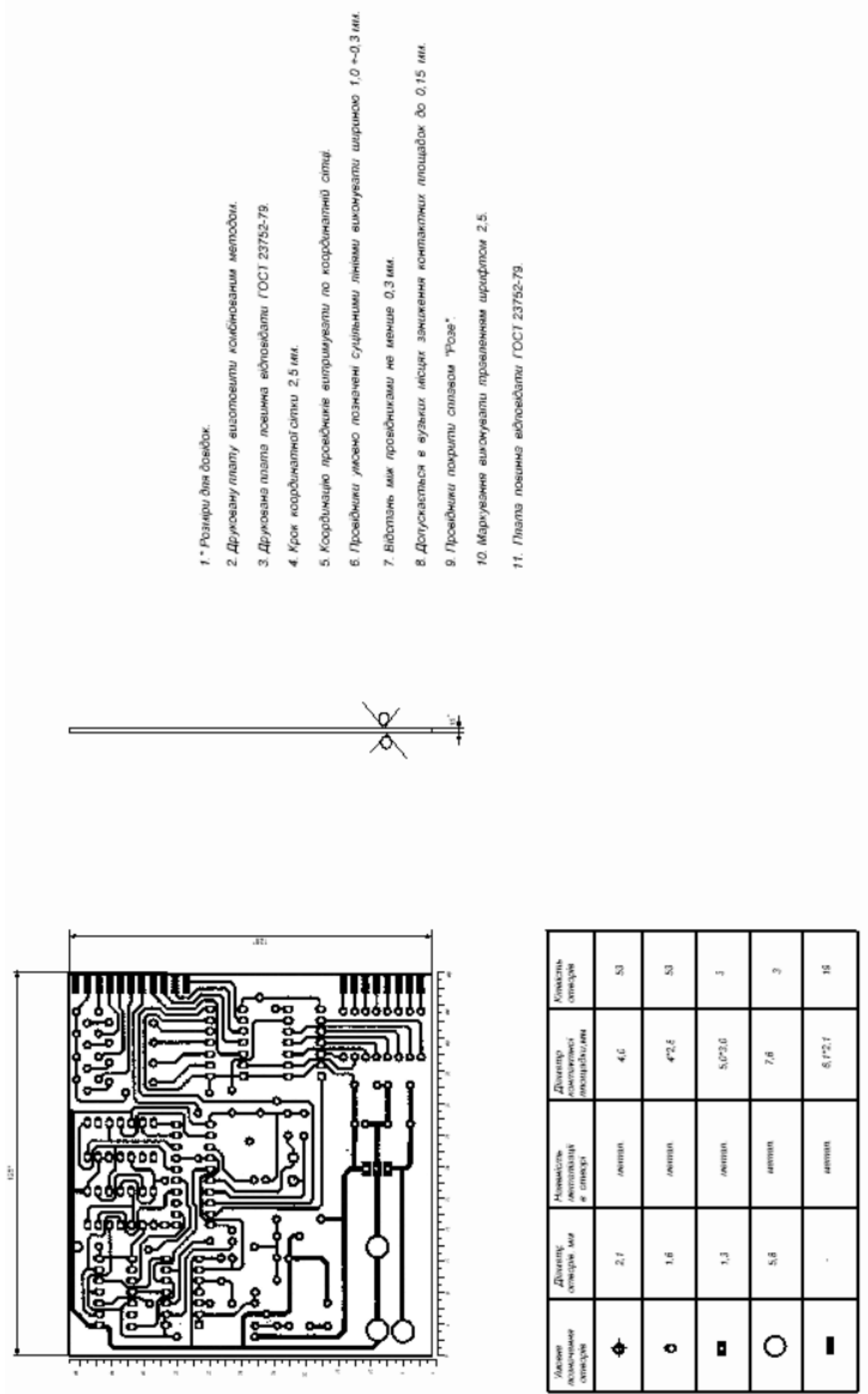


Рисунок 3 – Топологія друкованої плати блоку мікропроцесорного вимірювача

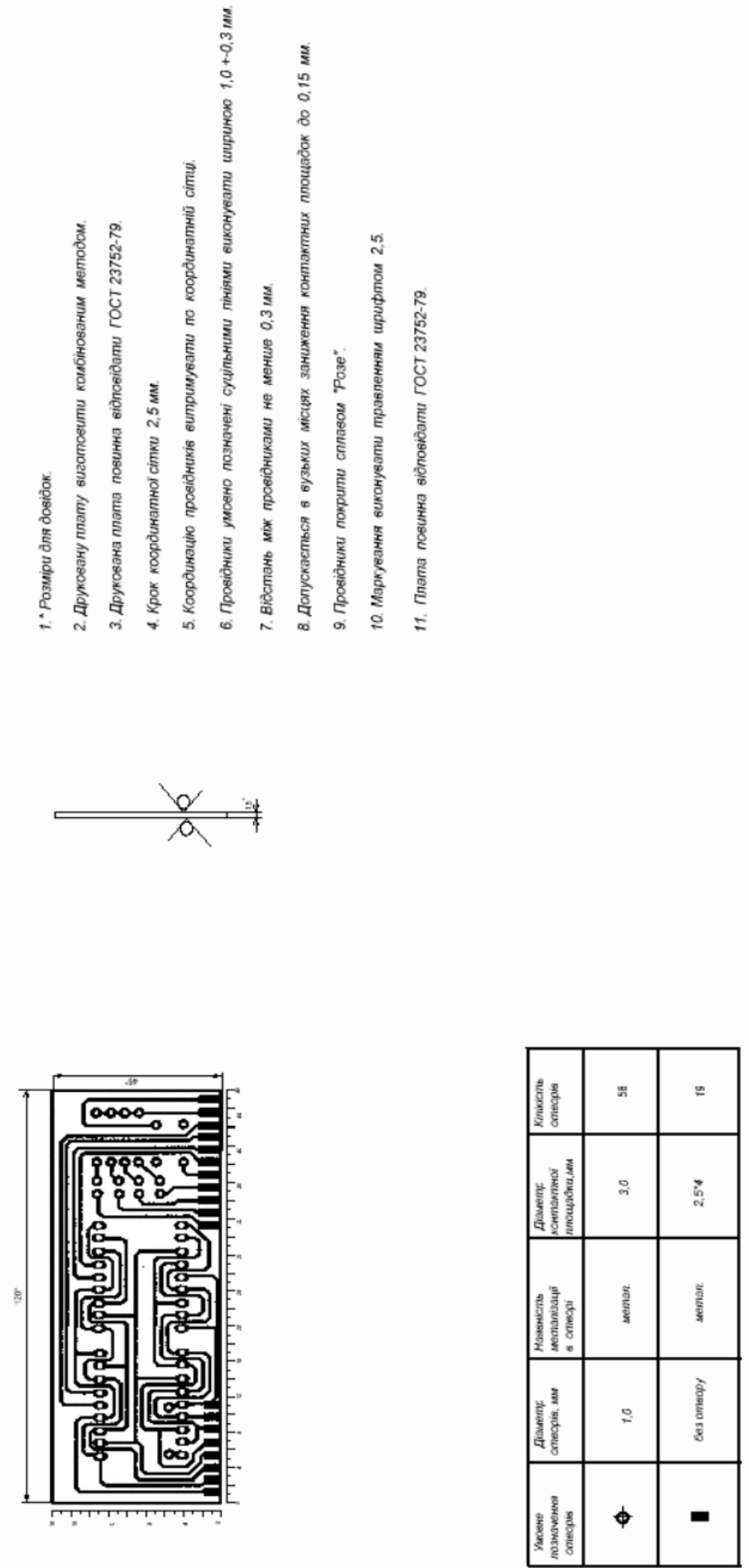
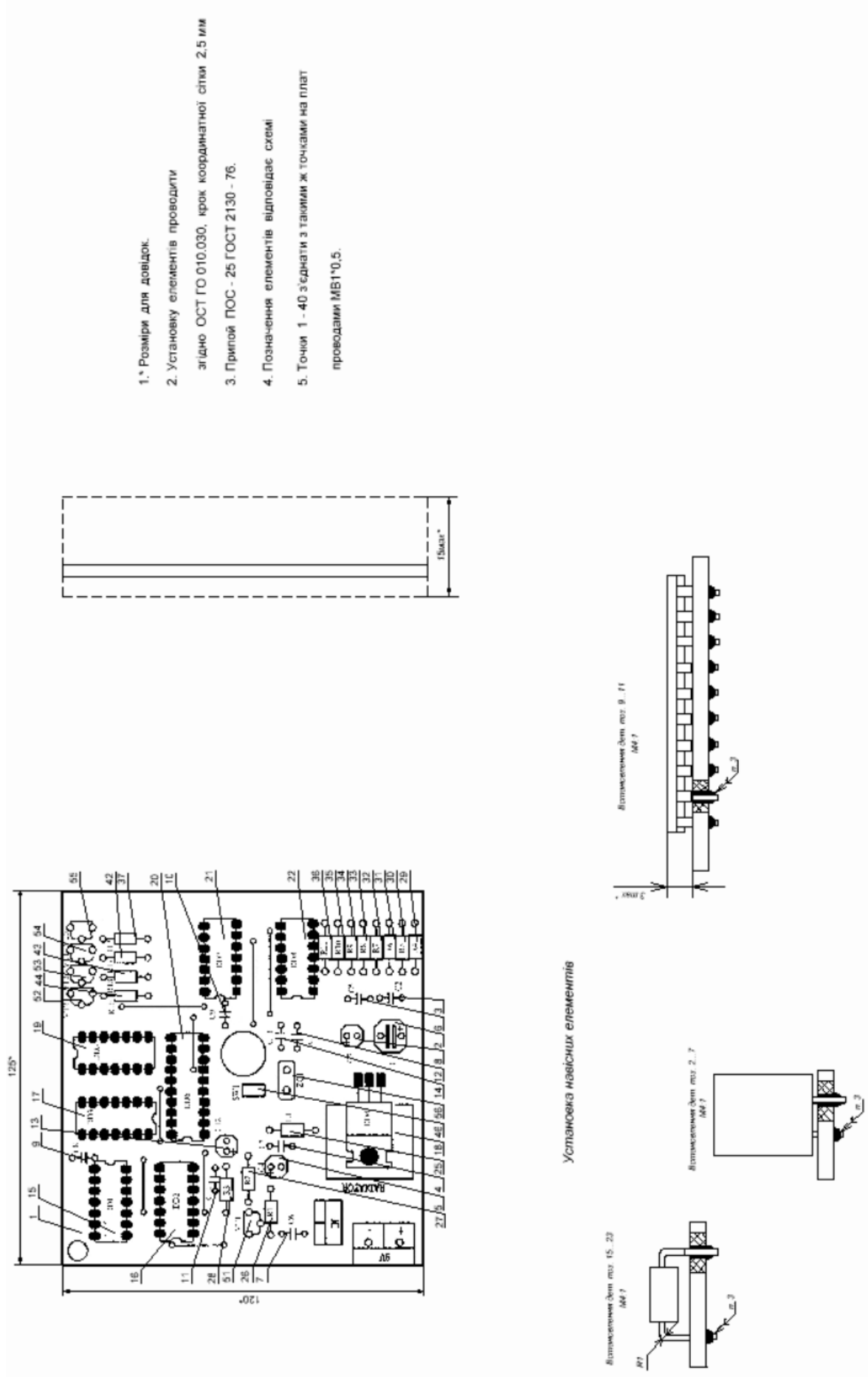


Рисунок 4 – Топологія друкованої плати блоку керування та індикації



- 1. Розміри для довідок.
- 2. Установку елементів проводити згідно ОСТ ГО 010.030, крок координатної сітки 2,5 мм.
- 3. Припой ПОС - 25 ГОСТ 2130 - 76.
- 4. Позначення елементів відповідає схемі.
- 5. Точки 1 - 40 з'єднати з такими ж точками на плат проводами МВ1*0,5.

Установка навісних елементів

Рисунок 5 – Встановлення радіоелементів на друкованій платі блоку мікропроцесорного вимірювача

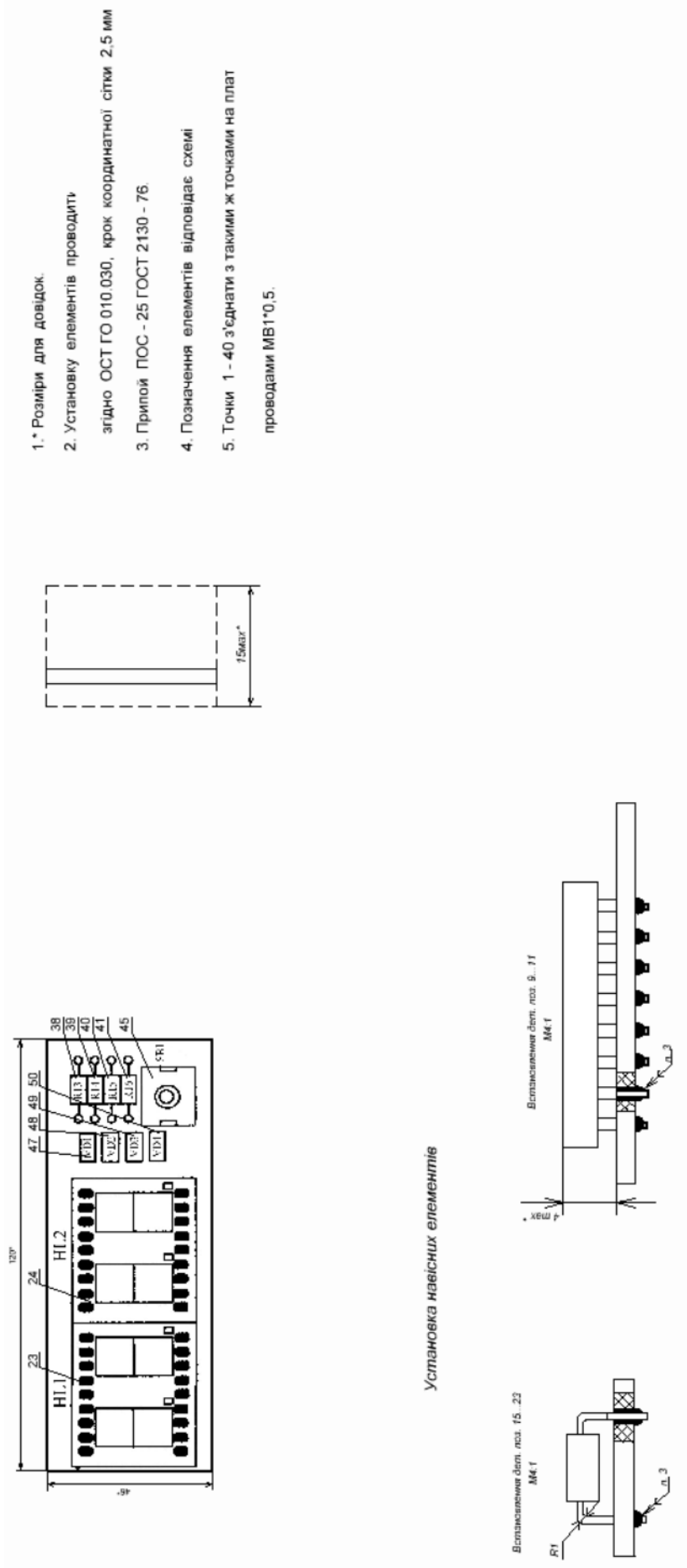


Рисунок 6 – Встановлення радіоелементів на друкованій платі блоку керування та індикації

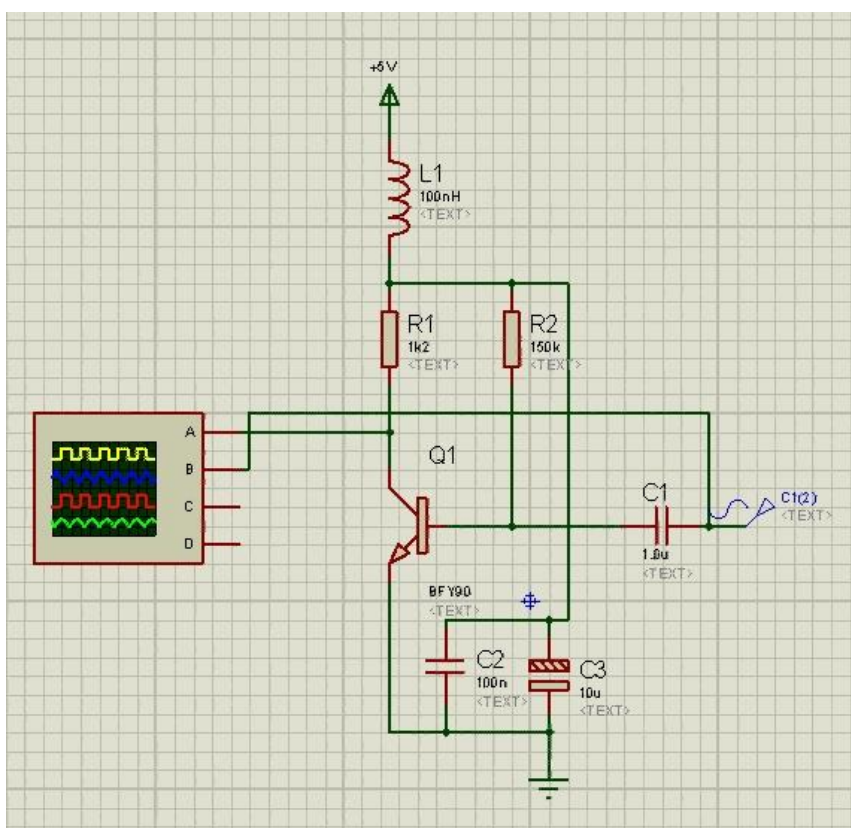


Рисунок 7 – Схема імпульсного підсилювача в Proteus VSM

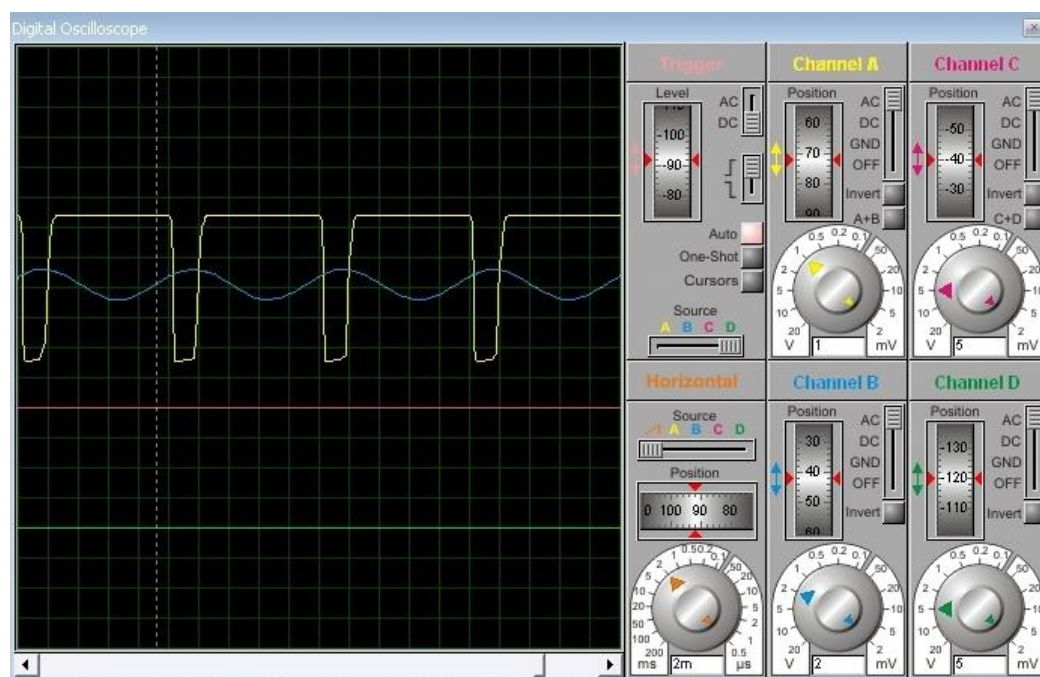


Рисунок 8 – Осцилограми вхідних і вихідних сигналів імпульсного підсилювача в Proteus VSM

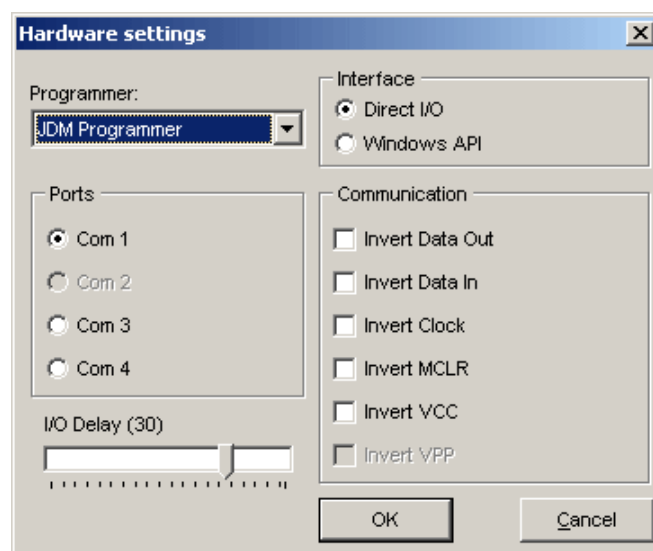
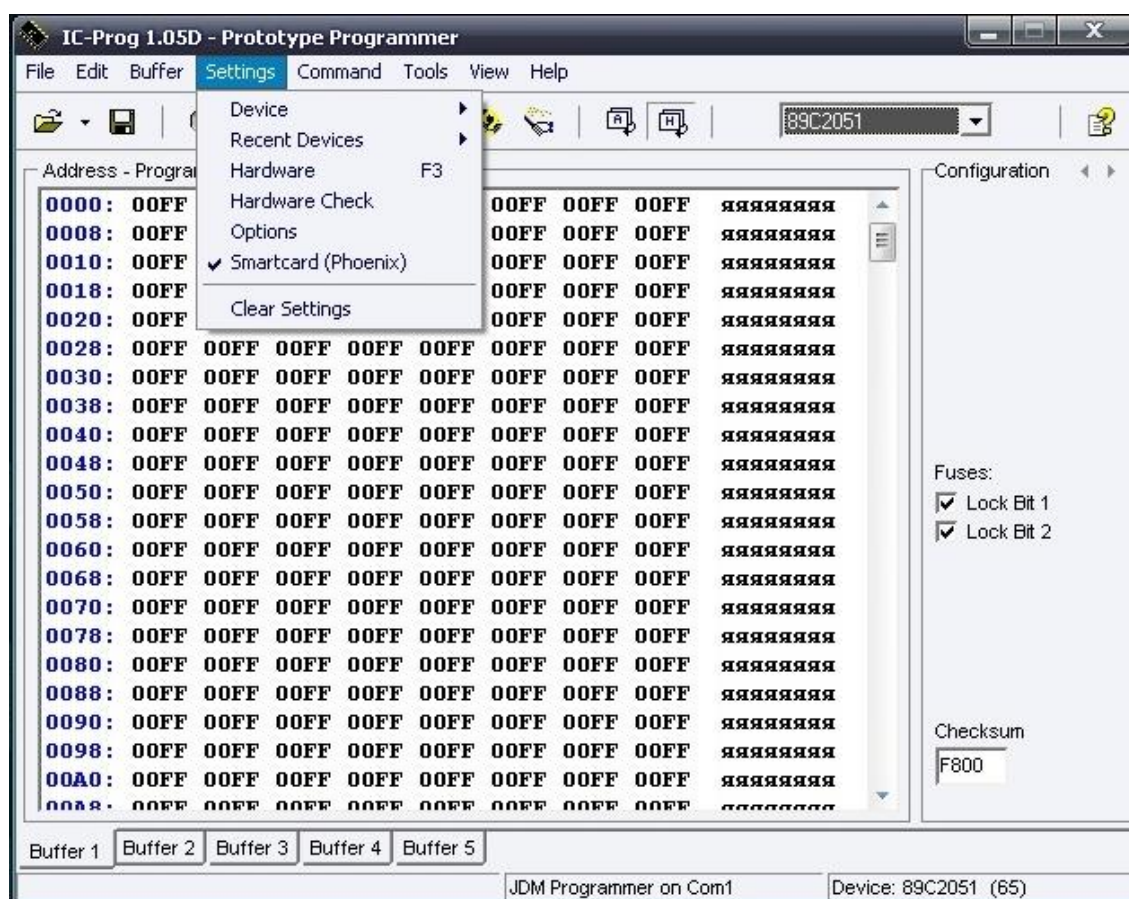


Рисунок 11 – Вікно настройки програми ICProg

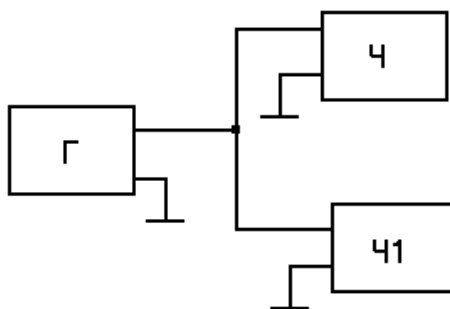


Рисунок 12 – Структурна схема досліду Вимірювання частоти сигналу:

Ч – зразковий частотомір ЧЗ – 34; Г – генератор ГЗ – 36А;

Ч1 – розроблювальний прилад

Таблиця 1 – Результати вимірювання частоти та обчислень похибки розробленого пристрою

$f_{\text{ген}}, \text{кГц}$	$f_{\text{ЧЗ-34}}, \text{кГц}$	$f_{\text{приладу}}, \text{кГц}$
1	0,99921	0,99552
20	19,9859	19,9263
40	39,9863	39,9451
60	59,9832	59,9821
80	80,0106	80,0132
100	100,022	100,213
120	120,048	120,244
160	160,054	160,285
180	180,059	180,318
200	200,022	200,329

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
МІКРОПРОЦЕСОРНИЙ ВИМІРЮВАЧ ТРИВАЛОСТІ, ПЕРІОДУ ТА
ЧАСТОТИ ПОВТОРЕННЯ РАДІОТЕХНІЧНИХ СИГНАЛІВ

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Мікропроцесорний вимірювач тривалості, періоду та частоти повторення радіотехнічних сигналів»

Тип роботи: МКР
(БДР, МКР)

Підрозділ ІРТС, ІЕС
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Turnitin

Оригінальність 86,0% Схожість 14,0%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

- ☒ 1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
- ☐ 2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.
- ☐ 3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Особа, відповідальна за перевірку


(підпис)

Андрій СЕМЕНОВ
(прізвище, ініціали)

Ознайомлені з повним звітом подібності, який був згенерований системою Turnitin щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Юрій ГНАТЕНКО
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Ярослав ОСАДЧУК
(прізвище, ініціали)