МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНЖЕНЕРНИЙ НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ім. Ю.М. ПОТЕБНІ

Кафедра електроніки, інформаційних систем
та програмного забезпечення
(повна назва кафедри)

Кваліфікаційна робота

другий (магістерський)
(рівень вищої освіти)

на тему "Дослідження процесів перетворення даних у абсорбційному вимірювачі концентрації озону"

Виконав: студент II курсу, групи 8.1714
спеціальності 171 «Електроніка»
(код і назва спеціальності)
освітньої програми Електроніка
(код і назва освітньої програми)

О.С. Постернак
(ініціали та прізвище)

Керівник доц., канд.техн.наук, доц. Кісельов Є.М.
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

Рецензент зест.дир. НПФ "Екотех" Шершов С.Н.
(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

Запоріжжя
2025

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНЖЕНЕРНИЙ НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ
ім. Ю.М. ПОТЕБНІ

Кафедра електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення
Рівень вищої освіти другий (магістерський)
Спеціальність 171 «Електроніка»
(код і назва)
Освітня програма Електроніка
(код і назва)
Спеціалізація _____

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри Критська Т.В.
"10" 02 2025 року

З А В Д А Н Н Я
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТОВІ (СТУДЕНТЦІ)

Постернаку Олегу Сергійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1 Тема роботи (проєкту) "Дослідження процесів перетворення даних у абсорбційному вимірювачі концентрації озону"

керівник **роботи** Кіселов Єф Миколайович, канд. техн. наук, доцент,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом ЗНУ від "27" лютого 2025 року № 313-с

2 Строк подання студентом роботи 05.12.2025

3 Вихідні дані до роботи Структура вимірювача концентрації озону, частота модуляції випромінювання 0,5 Гц – 20 Гц, обсяг програмного коду – не більше 12000 Б, мова програмування – С

4 Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1. Аналіз побудови вимірювача. 2. Дослідження блоку обробки сигналів. 3. Розробка цифрових фільтрів. 4. Розробка програмного забезпечення. 5. Економіка та організація роботи. 6. Охорона праці.

5 Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

1. Структура системи. 2. Блок-схеми програмного забезпечення. 3. Досліджування імпульсної системи. 4. Моделювання системи. 5. Результати дослідження генератора. 6. Результати дослідження цифрових фільтрів. 7. Результати дослідження цифрового фільтру. 8. Стрічковий графік.

6 Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1	Кісельов Є.М., доцент	10.02.25	07.03.25
2	Кісельов Є.М., доцент	07.03.25	21.03.25
3	Кісельов Є.М., доцент	21.03.25	18.04.25
4	Кісельов Є.М., доцент	18.04.25	27.06.25
5	Кісельов Є.М., доцент	27.06.25	14.11.25
6	Кісельов Є.М., доцент	14.11.25	21.11.25

7 Дата видачі завдання 10.02.2025

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи магістра	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз побудови вимірювача	07.03.2025	
2	Дослідження блоку обробки сигналів	21.03.2025	
3	Розробка цифрових фільтрів	18.04.2025	
4	Розробка програмного забезпечення	27.06.2025	
5	Економіка та організація роботи	14.11.2025	
6	Охорона праці	21.11.2025	
7	Оформлення пояснювальної записки	28.11.2025	
8	Оформлення графічної частини	05.12.2025	

Студент _____ Постернак О.С.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи (проекту) _____ Кісельов Є.М.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Нормоконтроль пройдено

Нормоконтролер _____ Гуменев К.О.
(підпис) (прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота бакалавра містить 125 стор., 48 рис., 27 табл., 34 інформаційних джерела і 5 додатка на 13 стор.

КОНЦЕНТРАЦІЯ ОЗОНУ, ОПТИЧНА АБСОРБЦІЯ, МІКРОКОНТРОЛЕР, ЦИФРОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ, МЕДІАННИЙ ФІЛЬТР, ПРОГРАМНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ, МОДЕЛЮВАННЯ

Мета роботи – підвищення точності та завадостійкості вимірювання концентрації озону шляхом розробки блоку цифрової обробки сигналів та впровадження алгоритмів медіанної фільтрації.

Задачі роботи – аналіз методів вимірювання озону; обґрунтування вибору елементної бази (фотоприймач, АЦП, мікроконтролер); імітаційне моделювання роботи цифрових фільтрів; розробка програмного забезпечення блоку керування; економічне обґрунтування розробки; розробка заходів з охорони праці.

Методи рішення задач – аналіз науково-технічної літератури, комп’ютерне моделювання процесів фільтрації, програмування мікроконтролерів на мові С, розрахунково-аналітичні методи.

Розроблено структуру та програмне забезпечення блоку обробки сигналів вимірювача концентрації озону, що відрізняється від традиційних аналогових рішень використанням цифрового медіанного фільтра для ефективного усунення імпульсних завад та підвищення стабільності показів.

Результати роботи рекомендується використати при проектуванні та модернізації промислових приладів екологічного моніторингу та технологічного контролю озону.

Роботу виконано на кафедрі електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення Інженерного навчально – наукового інституту ім. Ю. М. Потебні ЗНУ з 08.04.2025 по 01.12.2025.

ЗМІСТ

ВСТУП 7

1 АНАЛІЗ ОСОБЛИВОСТЕЙ ПОБУДОВИ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ КОНЦЕНТРАЦІЇ ОЗОНУ 9

1.1 Структура системи вимірювання концентрації озону 9

1.2 Методи фільтрації сигналів у аналоговому вигляді 11

1.3 Огляд методів цифрової фільтрації сигналів 15

1.4 Обґрунтування вибору програмного забезпечення для моделювання 19

2 ДОСЛІДЖЕННЯ БЛОКУ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ КОНЦЕНТРАЦІЇ ОЗОНУ 25

2.1 Синтез моделі системи обробки сигналів вимірювача озону 25

2.2 Дослідження впливу параметрів смугових фільтрів на якість обробки сигналів 33

2.3 Дослідження впливу параметрів фільтрів низьких частот на якість обробки сигналів 40

2.4 Дослідження моделі оптимізованої системи обробки сигналів вимірювача озону 45

3 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ БЛОКУ КЕРУВАННЯ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ КОНЦЕНТРАЦІЇ ОЗОНУ 49

3.1 Синтез програмного коду медіанного фільтру 49

3.1.1 Синтез тестових сигналів для дослідження медіанного фільтру 49

3.1.2 Розробка алгоритму медіанного фільтру 51

3.1.3 Результати дослідження медіанного фільтру 54

3.2 Синтез програмного коду експоненційного фільтру ковзаючого середнього 55

3.2.1 Математичний опис експоненційного фільтру ковзаючого середнього 55
3.2.2 Розробка алгоритму експоненційного фільтру ковзаючого середнього 56
3.2.3 Результати дослідження експоненційного фільтру ковзаючого середнього 58
3.3 Синтез програмного коду фільтру ковзаючого середнього 59
3.3.1 Математичний опис фільтру ковзаючого середнього 59
3.3.2 Розробка алгоритму фільтру ковзаючого середнього 60
3.3.3 Результати дослідження фільтру ковзаючого середнього 62
3.4 Порівняльний аналіз ефективності алгоритмів фільтрації 63
4 РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ ТА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ БЛОКУ КЕРУВАННЯ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ КОНЦЕНТРАЦІЇ ОЗОНУ 66
4.1 Синтез алгоритму та програмного коду генератора імпульсів керування джерелами випромінювання 66
4.2 Синтез алгоритму та програмного коду цифрового фільтру 68
4.3 Синтез програмного коду мікроконтролера блоку керування 70
4.3.1 Алгоритм розрахунку концентрації озону 70
4.3.2 Загальний алгоритм роботи блоку керування 72
4.4 Дослідження розробленого коду 75
4.4.1 Відлагодження програмного коду 75
4.4.2 Моделювання роботи генератора імпульсів 76
4.4.3 Моделювання роботи цифрового фільтра 77
5 ЕКОНОМІКА ТА ОРГАНІЗАЦІЯ РОБОТИ НАУКОВО-ДОСЛІДНОЇ ЛАБОРАТОРІЇ 80
5.1 Формуляр проекту 80
5.2 Характеристика робіт за проектом 81
5.3 Робоча структура проекту – WBS 82
5.4 Організаційна структура проекту – OBS 83

5.5 Структура затрат проекту – CBS 84
5.6 Матриця відповідальності 84
5.7. Система кодування проекту 84
5.8 CTR – каталог 86
5.9 Стрілчастий графік 89
5.10 Розрахунок тривалості проекту з урахуванням запасів часу 90
6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА ТЕХНОГЕННА БЕЗПЕКА 93
6.1 Характеристика потенційно небезпечних та шкідливих виробничих факторів 93
6.2 Заходи з поліпшення умов праці 98
6.3 Виробнича санітарія 99
6.4 Електробезпека 102
6.5 Пожежна безпека і техногенна безпека 106
ВИСНОВКИ 108
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ 109
ДОДАТОК А 113
ДОДАТОК Б 115
ДОДАТОК В 118
ДОДАТОК Г 120
ДОДАТОК Д 125

ВСТУП

Сучасний етап розвитку промисловості та екологічного моніторингу характеризується підвищеними вимогами до точності та надійності вимірювальних систем. Озон (O_3) є однією з ключових речовин, контроль концентрації якої є критично важливим у багатьох сферах життєдіяльності людини. З одного боку, озон є потужним окислювачем, який широко застосовується у технологічних процесах водопідготовки для знезараження питної води, очищення промислових стічних вод, а також у харчовій промисловості для стерилізації обладнання та збільшення терміну зберігання продукції [1]. З іншого боку, озон є високотоксичним газом першого класу небезпеки. Перевищення гранично допустимих концентрацій (ГДК) озону в повітрі робочої зони може призвести до серйозних уражень дихальної системи персоналу, загострення хронічних захворювань та отруєнь.

Саме тому створення високоточних, швидкодіючих та надійних засобів вимірювання концентрації озону є пріоритетним завданням приладобудування. Серед існуючих методів детектування (електрохімічного, напівпровідникового, хемілюмінесцентного) найбільш ефективним та стабільним вважається оптичний абсорбційний метод. Він базується на вимірюванні поглинання ультрафіолетового випромінювання молекулами озону на довжині хвилі 254 нм [2]. Цей метод забезпечує високу селективність та чутливість, проте його практична реалізація пов'язана з низкою технічних складнощів.

Основною проблемою при проектуванні абсорбційних озонометрів є низький рівень корисного сигналу на виході фотоприймача. Слабкі струми фотодіодів (порядку наноампер) потребують значного підсилення, що неминуче призводить до посилення власних шумів електронних компонентів, теплового шуму та зовнішніх електромагнітних завад. Крім того, в умовах реального виробництва на вимірювальний тракт впливають імпульсні перешкоди від комутації силового обладнання озонаторів. Це призводить до викривлення

вимірювальної інформації, появи хибних викидів у даних та зниження загальної точності приладу.

Традиційні методи аналогової фільтрації не завжди дозволяють ефективно виділити корисний сигнал на фоні складного спектру завад без втрати швидкодії приладу. Тому сучасні тенденції розвитку вимірювальної техніки спрямовані на перенесення функцій обробки сигналу в цифрову область. Використання мікроконтролерів дозволяє реалізувати складні алгоритми цифрової фільтрації, такі як медіанна фільтрація для усунення імпульсних завад, експоненційне згладжування та методи ковзного середнього для придушення високочастотного шуму.

Процес перетворення даних у вимірювачі включає не лише аналого-цифрове перетворення, але й попередню обробку масивів даних, лінеаризацію характеристик та перерахунок оптичної густини в концентрацію згідно із законом Бугера-Ламберта-Бера [3]. Ефективність роботи приладу напряму залежить від якості реалізованих алгоритмів та їх оптимізації під обмежені обчислювальні ресурси бюджетних мікроконтролерів, таких як ATmega328P. Некоректно підібрані параметри цифрових фільтрів можуть призвести до значної затримки реакції приладу на зміну концентрації газу, що є неприпустимим в системах аварійного захисту.

У зв’язку з цим виникає необхідність у глибокому аналізі всього тракту проходження сигналу — від формування оптичного променя до отримання фінального цифрового значення на дисплеї. Розробка оптимальної моделі перетворення даних, яка поєднує апаратні рішення з ефективними програмними алгоритмами фільтрації, дозволить підвищити завадостійкість озонометрів та забезпечити достовірність екологічного та технологічного моніторингу.

Таким чином, дослідження процесів перетворення даних у абсорбційному вимірювачі концентрації озону є актуальним науково технічним завданням.

1 АНАЛІЗ ОСОБЛИВОСТЕЙ ПОБУДОВИ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ КОНЦЕНТРАЦІЇ ОЗОНУ

1.1 Структура системи вимірювання концентрації озону

Як показано у [4], оптичні абсорбційні системи вимірювання концентрації речовин традиційно будуються на основі одно- або багатопроменевих методів. З метою мінімізації похибок, викликаних нестабільністю випромінювачів, та підвищення загальної точності вимірювань, було обрано концепцію, що базується на диференційному методі порівняння оптичних сигналів. Узагальнена структурна схема запропонованої системи представлена на рисунку 1.1.

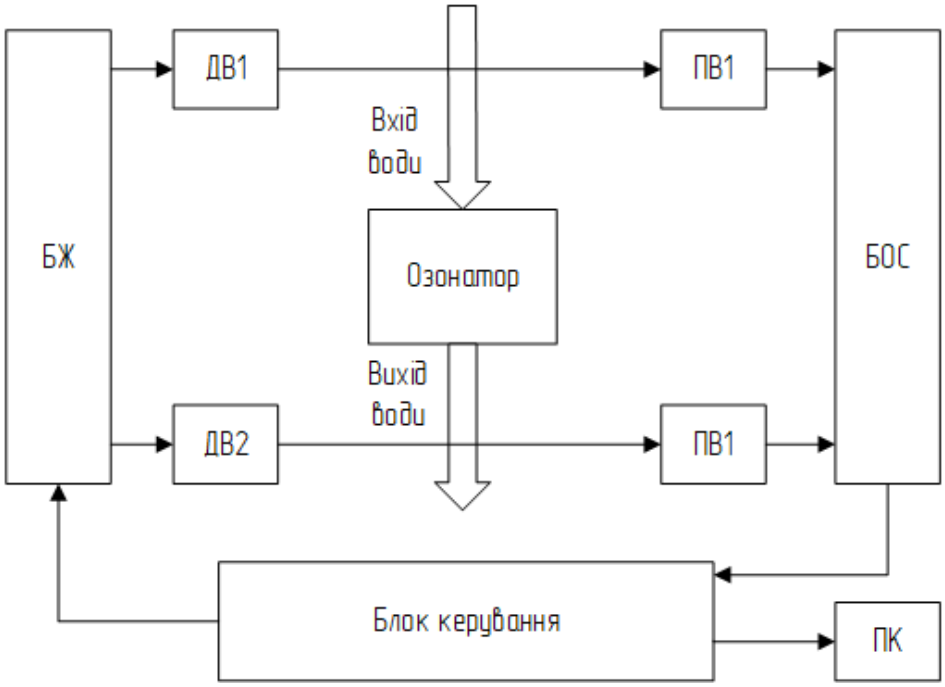


Рисунок 1.1 – Структурна схема системи вимірювання концентрації озону: БЖ – блок живлення; ДВ1, ДВ2 – джерела випромінювання; ПВ1, ПВ2 – приймачі випромінювання; БОС – блок обробки сигналів; ПУ1 – пристрій управління джерелами випромінювання; ПУ2 – прилад управління; ПК – персональний комп'ютер.

Алгоритм роботи вимірювального комплексу побудовано наступним чином. Вхідний потік води піддається опроміненню опорним джерелом ДВ1, у ролі якого виступає ультрафіолетовий світлодіод із піковою довжиною хвилі 254 нм. Паралельно з цим, на виході гідравлічної системи встановлено ідентичний випромінювач ДВ2, який просвічує воду, що вже пройшла обробку озоном. Реєстрація світлового потоку здійснюється фотодетекторами ПВ1 та ПВ2, спектральна чутливість яких оптимізована під параметри обраних світлодіодів. Внаслідок цього на входи блоку обробки сигналів (БОС) надходять два струми: опорний, що характеризує вихідну прозорість середовища, та вимірювальний, який несе інформацію про поглинання світла озоном.

Функціональне призначення блоку обробки сигналів полягає у попередній підготовці аналогових даних для їх подальшої цифровізації. Основні операції включають масштабування фотострумів, їх перетворення у напругу, частотну селекцію для відокремлення корисного сигналу від шумів та, власне, аналого-цифрове перетворення. Отриманий цифровий код, що відповідає величині оптичної абсорбції, передається до мікроконтролерного блоку керування. Останній виконує математичні обчислення концентрації та генерує керуючі впливи для блоку живлення (БЖ), забезпечуючи стабільний режим роботи світлодіодів.

Система оснащена контуром адаптивного регулювання. Інтенсивність УФ-випромінювання налаштовується через вузол управління ПУ1 за командами мікроконтролера. Одночасно з цим коефіцієнт підсилення вхідних перетворювачів «струм-напруга» (ПП) динамічно коригується за допомогою вузла ПУ2. Мікропроцесор аналізує амплітуду оцифрованого сигналу і підлаштовує параметри підсилення таким чином, щоб рівень корисного сигналу складав близько 2/3 від динамічного діапазону, що забезпечує оптимальну точність вимірювань.

Тракт проходження аналогового сигналу спроектовано для максимального придушення завад. Він включає послідовно з'єднані підсилюючий смуговий фільтр (ПСФ), синхронний детектор (СД) для виділення амплітуди на частоті

модуляції, згладжуючий смуговий фільтр (СФ) та керований підсилювач змінної напруги (КПЗН). Фінальна підготовка сигналу перед оцифровкою в АЦП здійснюється фільтром низьких частот (КФНЧ). Обмін даними з зовнішнім світом реалізовано через послідовний інтерфейс, за допомогою якого результати передаються на персональний комп'ютер для архівування та візуалізації оператору установки.

Незважаючи на складну аналогову обробку, вихідні сигнали фотоприймачів все ще можуть містити шуми апаратної природи, що вимагає застосування додаткових методів цифрової фільтрації перед фінальним розрахунком концентрації.

1.2 Методи фільтрації сигналів у аналоговому вигляді

Для визначення параметрів компонентів електричної принципової схеми фільтра було застосовано табличний метод розрахунку [5]. Згідно з цим підходом, для реалізації смугового фільтра Баттерворта четвертого порядку, який побудовано як каскадне з'єднання двох ланок другого порядку, обрано значення коефіцієнта рознесення частот α=1.414. Вихідним параметром є добротність фільтра Q, яка характеризує його селективні властивості та визначається як відношення центральної частоти зрізу до ширини смуги пропускання згідно з виразом:

$$Q = \frac{f_ц}{\Delta f}, \qquad (1.1)$$

$$Q = \frac{3.16}{19.5} = 0.16,$$

де $f_ц$ – центральна частота зрізу, Δf – смуга пропускання.

Схемотехнічна реалізація фільтра базується на використанні двох операційних підсилювачів. Оскільки фільтр четвертого порядку формується з

двох послідовних ланок, їхні резонансні частоти мають бути зміщені відносно центральної частоти загальної системи. Для першої ланки частота налаштування визначається шляхом ділення загальної центральної частоти на коефіцієнт α:

$$f_{ф1} = \frac{f_ц}{\alpha}, \quad (1.2)$$

$$f_{ф1} = \frac{3.16}{1.414} = 2.24 \text{ Гц}.$$

Для другої ланки частота розраховується як добуток загальної центральної частоти на той самий коефіцієнт α, що дозволяє симетрично сформувати смугу пропускання:

$$f_{ф2} = f_ц * \alpha, \quad (1.3)$$

$$f_{ф2} = 3.16 * 1.414 = 4.47 \text{ Гц}.$$

Враховуючи, що вихідна добротність кожної окремої ланки дорівнює одиниці, необхідно розрахувати результуючу добротність усього фільтра Q_i, яка визначається з урахуванням нормованих коефіцієнтів апроксимації за формулою:

$$Q_i = Q * \frac{(1+\alpha^2)*b_1}{\alpha*a_1}, \quad (1.4)$$

$$Q_i = 0.16 * \frac{(1+1.414^2)*1}{1.414*1.4142} = 0.24.$$

Для компенсації втрат та узгодження рівнів сигналів визначається поправка коефіцієнта підсилення A_{mi} в області центральної частоти:

$$A_{mi} = \frac{Q_i}{Q} * \sqrt{\frac{A_m}{b_1}}, \quad (1.5)$$

$$A_{mi} = \frac{0.24}{0.16} * \sqrt{\frac{1}{1}} = 1.5.$$

Наступним етапом є розрахунок номіналів резисторів, виходячи із заданої ємності конденсаторів (наприклад, 1 мкФ). Для першої ланки фільтра опір резистора, що визначає добротність, розраховується за співвідношенням:

$$R_9 = \frac{Q_i}{\pi * f_{ф1} * C}, \quad (1.6)$$

Далі, використовуючи отримані значення, визначається опір другого резистора дільника зворотного зв'язку:

$$R_9 = \frac{0.24}{3.14 * 2.24 * 10^{-8}} = 34000 \text{ Ом},$$

$$R_2 = \frac{R_9}{2 * A_{mi}}, \quad (1.7)$$

$$R_2 = \frac{34000}{2 * 1.5} = 11333 \text{ Ом},$$

Також розраховується опір вхідного резистора першої ланки, який впливає на коефіцієнт передачі:

$$R_1 = \frac{A_{mi} * R_2}{2 * Q^2 + A_{mi}}, \quad (1.8)$$

$$R_1 = \frac{1.5 * 11.3 * 10^3}{2 * 0.16^2 + 1.5} = 10927 \text{ Ом}.$$

Розрахунок елементів другої ланки фільтра проводиться аналогічним чином, але з використанням значення частоти налаштування другого каскаду. Спочатку визначається опір резистора R_{10}:

$$R_{10} = \frac{Q_i}{\pi * f_{ф1} * C}, \quad (1.9)$$

$$R_{10} = \frac{0.24}{3.14 * 2.24 * 10^{-6}} = 34121 \text{ Ом},$$

Потім розраховується опір відповідного резистора у ланцюзі зворотного зв'язку другої ланки:

$$R_3 = \frac{R_{10}}{2 * A_{mi}}, \quad (1.10)$$

$$R_3 = \frac{34121}{2 * 1.5} = 11373 \text{ Ом},$$

Завершується розрахунок визначенням опору останнього резистора, що задає параметри підсилення другого каскаду:

$$R_4 = \frac{A_{mi} * R_3}{2 * Q^2 + A_{mi}}, \quad (1.11)$$

$$R_4 = \frac{1.5 * 11373}{2 * 0.16^2 + 1.5} = 10997 \text{ Ом}.$$

Аналогічна методика розрахунку застосовується і для симетричних кіл другого каналу, а також для смугового фільтра, встановленого після синхронного детектора. Однак отримані розрахункові значення опорів часто не відповідають стандартним рядам номіналів, що вимагає додаткової параметричної оптимізації або використання прецизійних компонентів, що

підвищує вартість пристрою. Крім того, значна кількість аналогових компонентів знижує загальну надійність системи. У зв'язку з цим, для спрощення апаратної частини та отримання більш чистого сигналу без часового дрейфу параметрів, доцільним є перехід до використання цифрових методів фільтрації, реалізованих програмно на базі мікроконтролера.

1.3 Огляд методів цифрової фільтрації сигналів

Для реалізації в мікроконтролері необхідно проаналізувати основні типи цифрових фільтрів, придатних для роботи в реальному часі, з огляду на їхню обчислювальну складність та ефективність придушення специфічних завад. Одним із найпростіших та найбільш поширених лінійних фільтрів зі скінченною імпульсною характеристикою є фільтр ковзного середнього (ФКС), один з найпростіших та найбільш поширених цифрових фільтрів. Він належить до класу лінійних СІХ-фільтрів (FIR), оскільки його вихід залежить виключно від скінченної кількості вхідних відліків, а його імпульсна характеристика має скінченну довжину [6]. Принцип його роботи полягає у усередненні значень сигналу у "ковзному вікні" фіксованого розміру N. Фільтр послідовно зсувається вздовж сигналу на один відлік, і на кожному кроці n обчислює просте арифметичне середнє N вхідних відліків, що потрапили у вікно [7]. Цей метод є дуже ефективним для згладжування даних та видалення випадкового високочастотного шуму (наприклад, гауссівського), виступаючи в ролі простого фільтра нижніх частот (ФНЧ). Його головними недоліками є внесення значної затримки (фазового зсуву), що дорівнює (N-1)/2 відліків, та "змазування" (розмиття) різких змін у сигналі, таких як фронти або піки. На відміну від медіанного фільтра, ковзне середнє чутливе до імпульсних викидів, оскільки одне аномальне значення може сильно змінити результат усереднення.

Математично вихідний сигнал y[n] для поточного відліку n формується відповідно до формули [8]:

$$y[n] = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} x[n-k]. \quad (1.12)$$

У розгорнутому вигляді:

$$y[n] = \frac{1}{N}(x[n] + x[n-1] + \cdots + x[n-(N-1)]), \quad (1.13)$$

де N — це ширина або порядок фільтра (кількість точок у вікні).

Чим більший N, тим сильнішим буде ефект згладжування і тим краще пригнічуватиметься шум, але водночас зростатиме інерційність (затримка) фільтра та ступінь розмиття корисних деталей сигналу. З точки зору теорії СІХ-фільтрів, це фільтр, у якого всі N коефіцієнтів імпульсної характеристики h[k] дорівнюють 1/N.

Альтернативою простому усередненню є експоненційний фільтр ковзного середнього (ЕФКС). Характерною особливістю ЕФКС фільтра є його лінійність та рекурсивність. Він належить до класу БІХ-фільтрів (IIR, фільтрів з нескінченною імпульсною характеристикою). Цей фільтр, по суті, є зваженим ковзним середнім, де вага попередніх відліків спадає за експоненційним законом [9].

На відміну від простого ковзного середнього, яке надає всім N відлікам у вікні однакову вагу і вимагає зберігання буфера даних, ЕФКС використовує інший підхід. Найбільша вага надається останньому відліку, а вага всіх попередніх відліків експоненційно зменшується.

Цей метод є надзвичайно ефективним з точки зору обчислень та пам'яті, оскільки для розрахунку нового значення фільтру потрібно зберігати в пам'яті лише одне попереднє вихідне значення. ЕФКС є класичним фільтром нижніх частот (ФНЧ) і особливо ефективний для очищення сигналів від високочастотного (наприклад, гауссівського) шуму, згладжування даних

часових рядів (показання датчиків, фінансові ряди) та виділення основного тренду сигналу [10].

Принцип роботи фільтра ґрунтується на рекурсивній формулі, де нове вихідне значення y[n] обчислюється як зважена сума поточного вхідного відліку x[n] та попереднього вихідного відліку y[n-1]. Вихідний сигнал y[n] для поточного відліку n формується відповідно до формули [11]:

$$y[n] = \alpha \cdot x[n] + (1 - \alpha) \cdot y[n - 1], \quad (1.14)$$

де y[n] — поточне відфільтроване значення; x[n] — поточне вхідне значення; y[n-1] — попереднє відфільтроване значення; α — коефіцієнт згладжування ($0 < \alpha < 1$).

Таким чином, експоненційна фільтрація здійснює заміну поточного значення зваженою сумішшю нового відліку та всієї накопиченої "історії" сигналу, яка представлена у значенні y[n-1]. Коефіцієнт α керує інерцією фільтра. При значеннях α, близьких до 0, фільтр дуже сильно згладжує сигнал і повільно реагує на зміни. При значеннях α, близьких до 1, фільтр дає мінімальне згладжування і майже повторює вхідний сигнал.

ЕФКС є надзвичайно ефективним з точки зору використання пам'яті, оскільки не потребує зберігання буфера вхідних даних, а лише одного попереднього результату. Це робить його зручним для реалізації на мікроконтролерах з обмеженими ресурсами. Проте, як і ФКС, він має інерційність і не може повністю усунути потужні поодинокі імпульсні викиди без спотворення форми корисного сигналу.

Принципово іншим підходом є використання нелінійних методів обробки, яскравим представником яких є медіанної фільтрації. Характерною особливістю медіанного фільтру є його нелінійність. У багатьох випадках ефективніше застосовувати медіанний фільтр в порівнянні з лінійними фільтрами, оскільки процедури лінійної оброблювання оптимальні при рівномірному або гаусівському розподілі завад, що в реальних сигналах неможливо. У випадках,

коли перепади значень сигналів великі в порівнянні з дисперсією адитивного білого шуму, медіанний фільтр дає менше значення середньоквадратичної помилки в порівнянні з оптимальними лінійними фільтрами. Особливо ефективно використовувати медіанний фільтр при очищенні сигналів від імпульсних шумів при обробці зображень, акустичних сигналів, передачі кодових сигналів і т.д. Медіани давно використовувалися і вивчалися в статистиці, як альтернатива середнім арифметичним значенням відліку в оцінці вибіркових середніх значень. Медіаною послідовності $x_1,x_2,...,x_n$ при непарному n є середній по значенню член ряду, що виходить при впорядковуванні цієї послідовності за зростанням (або за спаданням). Для парних n медіану визначають як середнє арифметичне двох середніх інтервалів відліку впорядкованої послідовності. Медіанний фільтр є віконним фільтром, що послідовно ковзає по масиву сигналу, і повертає на кожному кроці один з елементів, що потрапили у вікно (апертуру) фільтру. Вихідний сигнал $y_к$ ковзного медіанного фільтру шириною 2n+1 для поточного відліку k формується з вхідного часового ряду x_{k-1},x_k,x_{k+1} відповідно до формули:

$$y_k = \mathrm{med}(x_{k-n}, x_{k-n+1}, x_{k-1}, x_k, x_{k+1}, x_{k+n-1}, x_{k+n}), \qquad (1.15)$$

де $\mathrm{med}(x_1, x_m, x_{2n+1}) = x_{n+1}, x_m$ — елементи варіаційного ряду, який ранжований за зростанням.

$$x_1 = \min(x_1, x_2, \dots, x_{2n+1}) \le x_2 \le x_3 \le \cdots \le x_{2n+1} = \max(x_1, x_2, \dots, x_{2n+1}) \qquad (1.16)$$

Таким чином, медіанна фільтрація здійснює заміну значень відліку в центрі апертури медіанним значенням початкових інтервалів усередині апертури фільтру. На практиці апертура фільтру для спрощення алгоритмів оброблювання даних, як правило, встановлюється з непарним числом відліків.[12]

Головною перевагою медіанної фільтрації порівняно з лінійними методами є здатність повністю ігнорувати аномальні викиди (імпульсні завади), якщо їх тривалість менша за половину ширини вікна. При цьому медіанний фільтр, на відміну від згладжуючих ФКС та ЕФКС, не вносить спотворень на ділянках різкої зміни рівня сигналу, зберігаючи крутизну фронтів. Ця властивість є критично важливою для систем, де сигнал має прямокутну форму, наприклад, при комутації джерел випромінювання, і присутні випадкові апаратні збої або імпульсні завади від джерел живлення.

Також існують більш складні алгоритми, такі як фільтр Калмана, який є рекурсивним алгоритмом оптимальної оцінки стану динамічної системи. Він використовує математичну модель системи для прогнозування її стану та корегує цей прогноз на основі нових вимірювань, мінімізуючи середньоквадратичну похибку. Хоча фільтр Калмана є потужним інструментом для роботи з зашумленими даними, його реалізація вимагає значних обчислювальних ресурсів та точної математичної моделі фізичного процесу, що може бути надлишковим для задач попередньої обробки сигналів у простих вимірювальних системах.

Враховуючи характер сигналів у розроблюваній системі (прямокутні імпульси) та тип очікуваних завад (випадковий шум та поодинокі викиди), доцільно провести порівняльне дослідження ефективності саме медіанного фільтра, ФКС та ЕФКС для визначення оптимального алгоритму.

1.4 Обґрунтування вибору програмного забезпечення для моделювання

Серед засобів моделювання та дослідження систем цифрової обробки сигналів найбільше поширення набули пакети програмних продуктів Micro-Cap [13], NI Multisim [14], Proteus [15] та Matlab Simulink [16].

Для обрання інструментарію дослідження цифрових фільтрів проаналізовано ієрархії чотирьох варіантів (табл. 1.1), враховуючи шкалу відносної важливості (табл. 1.2).

Таблиця 1.1 - Можливі варіанти інструментарію розробки моделі

	Засіб моделювання	Стислий опис
A	Matlab Simulink	графічне середовище імітаційного моделювання, що дозволяє за допомогою блок-діаграм у вигляді направлених графів, будувати динамічні моделі, включаючи дискретні, безперервні і гібридні, нелінійні і розривні системи
B	Micro-Cap	SPICE-подібна програма для аналогового і цифрового моделювання електричних та електронних схем з інтегрованим візуальним редактором
C	NI Multisim	простий наочний інтерфейс, потужні засоби графічного аналізу результатів моделювання, наявність віртуальних вимірювальних приладів, які копіюють реальні аналоги
D	Proteus	програмний комплекс для моделювання електронних схем, відомий своїми можливостями симуляції мікроконтролерів та візуалізації роботи пристроїв

Таблиця 1.2 - Шкала відносної важливості

Інтенсивність відносної важливості	Визначення
1	рівна важливість
3	помірна перевага
5	сильна перевага
7	значна перевага
9	дуже сильна перевага
2,4,6,8	проміжні судження

Вибір робився за критеріями, наведеними в табл. 1.3. Відносну вагу кожного критерію встановлювалось на основі матриці попарних порівнянь для обраних критеріїв (табл. 1.3).

У матриці прийняті наступні позначення:

- i - номер критерію; при порівнянні 6-ох критеріїв i=1, 2, 3, 4, 5, 6;

- X_i - локальний пріоритет (відносна вага і-го критерію), розрахований за методом середнього геометричного:

$$X_i = \frac{\sqrt[n]{\prod_{j=1}^{n} \omega_{ij}}}{\sum_{k=1}^{n} \sqrt[n]{\prod_{j=1}^{n} \omega_{kj}}}, \quad (1.17)$$

де ω_{ij} – елемент матриці попарних порівнянь, n=6.

Таблиця 1.3 - Попарне порівняння критеріїв

Критерій	Точн.	Варт.	Швидк.	Сумісн.	Вимоги	Інтерф.	X_i (Сер. геом.)	X_i (Вага)
1. Точність	1.000	3.000	0.500	0.333	0.500	0.143	0.570	0.063
2. Вартість	0.333	1.000	0.333	0.200	0.333	0.111	0.306	0.034
3. Швидкість	2.000	3.000	1.000	0.500	2.000	0.333	1.121	0.124
4. Сумісність	3.000	5.000	2.000	1.000	3.000	0.500	1.883	0.208
5. Вимоги до платформи	2.000	3.000	0.500	0.333	1.000	0.200	0.757	0.084
6. Зручний інтерфейс	7.000	9.000	3.000	2.000	5.000	1.000	4.417	0.488
∑							9.054	1.000

Далі аналогічно були складені 6 матриць попарних порівнянь альтернатив стосовно кожного критерію (табл. 1.4 - 1.9). Оскільки порівнювалися 4 інструментарії, то n=4.

Таблиця 1.4 - Порівняння альтернатив стосовно критерію «точність»

Засіб моделювання	A	B	C	D	X_i (Сер. геом.)	X_i (Вага)
A	1.000	1.000	3.000	3.000	1.732	0.375
B	1.000	1.000	3.000	3.000	1.732	0.375
C	0.333	0.333	1.000	1.000	0.577	0.125
D	0.333	0.333	1.000	1.000	0.577	0.125
∑					4.618	1.000

Таблиця 1.5 - Порівняння альтернатив стосовно критерію «вартість»

Засіб моделювання	A	B	C	D	X_i (Сер. геом.)	X_i (Вага)
A	1.000	0.200	1.000	1.000	0.669	0.125
B	5.000	1.000	5.000	5.000	3.344	0.625
C	1.000	0.200	1.000	1.000	0.669	0.125
D	1.000	0.200	1.000	1.000	0.669	0.125
∑					5.351	1.000

Таблиця 1.6 - Порівняння альтернатив стосовно критерію «швидкість» (Швидкість моделювання складних математичних моделей фільтрів)

Засіб моделювання	A	B	C	D	X_i (Сер. геом.)	X_i (Вага)
A	1.000	5.000	3.000	3.000	2.622	0.575
B	0.200	1.000	0.333	0.333	0.498	0.109
C	0.333	3.000	1.000	1.000	1.000	0.219
D	0.333	3.000	1.000	1.000	1.000	0.219
∑					5.120	1.000

Таблиця 1.7 - Порівняння альтернатив стосовно критерію «сумісність» (Сумісність з інструментами аналізу (Matlab) та експорту/імпорту даних)

Засіб моделювання	A	B	C	D	X_i (Сер. геом.)	X_i (Вага)
A	1.000	7.000	5.000	3.000	3.201	0.581
B	0.143	1.000	0.333	0.200	0.214	0.039
C	0.200	3.000	1.000	0.500	0.740	0.134
D	0.333	5.000	2.000	1.000	1.353	0.246
∑					5.508	1.000

Таблиця 1.8 - Порівняння альтернатив стосовно критерію «вимоги до платформи»

Засіб моделювання	A	B	C	D	X_i (Сер. геом.)	X_i (Вага)
A	1.000	0.500	0.333	0.333	0.483	0.108
B	2.000	1.000	0.500	0.500	0.841	0.189
C	3.000	2.000	1.000	1.000	1.565	0.351
D	3.000	2.000	1.000	1.000	1.565	0.351
∑					4.454	1.000

Таблиця 1.9 - Порівняння альтернатив стосовно критерію «зручний інтерфейс» (Інтерфейс для візуально-блочного моделювання алгоритмів фільтрації)

Засіб моделювання	A	B	C	D	X_i (Сер. геом.)	X_i (Вага)
A	1.000	5.000	3.000	5.000	2.943	0.571
B	0.200	1.000	0.500	0.500	0.473	0.092
C	0.333	2.000	1.000	2.000	1.072	0.208
D	0.200	2.000	0.500	1.000	0.669	0.130
∑					5.157	1.000

Глобальний пріоритет для кожної альтернативи обчислювався як сума добутків кожного локального пріоритету на його ваговий коефіцієнт (вагу критерію з Табл. 1.3). У Табл. 1.10 рядок «Вага» - це стовпчик X_i (Вага) з Таблиці 1.3, рядок «Matlab Simulink» - це значення X_i (Вага) з таблиць 1.4-1.9 для інструментарію A, рядок «Micro-Cap» для інструментарію B і т. д.

Глобальний пріоритет для кожного програмного комплексу розраховувався таким чином:

- для програми «Matlab Simulink»:
- $(0.063 \times 0.375) + (0.034 \times 0.125) + (0.124 \times 0.575) + (0.208 \times 0.581) + (0.084 \times 0.108) + (0.488 \times 0.571) = 0.0236 + 0.0043 + 0.0713 + 0.1208 + 0.0091 + 0.2786 = 0.508$
- для програми «Micro-Cap»:
- $(0.063 \times 0.375) + (0.034 \times 0.625) + (0.124 \times 0.109) + (0.208 \times 0.039) + (0.084 \times 0.189) + (0.488 \times 0.092) = 0.0236 + 0.0213 + 0.0135 + 0.0081 + 0.0159 + 0.0449 = 0.127;$
- ... і т.д. для інших альтернатив.

Таблиця 1.10 - Глобальний пріоритет для кожної альтернативи

Пріоритети	1	2	3	4	5	6	Глобальний
Вага	0.063	0.034	0.124	0.208	0.084	0.488	
Matlab Simulink	0.375	0.125	0.575	0.581	0.108	0.571	0.508

Пріоритети	1	2	3	4	5	6	Глобальний
Micro-Cap	0.375	0.625	0.109	0.039	0.189	0.092	0.127
NI Multisim	0.125	0.125	0.219	0.134	0.351	0.208	0.198
Proteus	0.125	0.125	0.219	0.246	0.351	0.130	0.184

З порівняння глобальних пріоритетів різних програмних засобів (табл. 1.10) видно, що найбільшим є пріоритет у варіанта з комплексом моделювання Matlab Simulink (0.508).

За допомогою методу аналізу ієрархій проведене порівняння чотирьох програмних пакетів візуально-блочного моделювання за шістьма критеріями. Найбільший локальний пріоритет мають критерії «Зручний інтерфейс» (0.488) та «Сумісність» (0.208) (див. табл. 1.3). За даними таблиць 1.7 та 1.9, локальний пріоритет за цими ключовими критеріями є найвищим для моделювання у системі Matlab Simulink, що є вирішальним для задач дослідження та візуального моделювання алгоритмів цифрових фільтрів.

Незважаючи на те, що NI Multisim (0,198) та Proteus (0,184) також показали конкурентні результати, лідерство Matlab Simulink є беззаперечним для етапу синтезу алгоритмів. Тому цей інструментарій буде використовуватися для подальшого синтезу моделей системи дослідження цифрових фільтрів, тоді як середовище Proteus доцільно залучити на етапі верифікації прошивки мікроконтролера.

Таким чином метою кваліфікаційної роботи є дослідження впливу методів обробки вимірювальної інформації на побудову системи визначення концентрації озону. Для досягнення цієї мити необхідно вирішити наступні завдання:

- дослідження системи обробки сигналів;
- розробка та дослідження цифрових фільтрів;
- розробка програмного забезпечення блоку керування;
- економіка та організація роботи науково дослідної лабораторії

2 ДОСЛІДЖЕННЯ БЛОКУ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ КОНЦЕНТРАЦІЇ ОЗОНУ

2.1 Синтез моделі системи обробки сигналів вимірювача озону

Відповідно до структури блоку обробки сигналів вимірювача озону (рис. 1.) у середовищі Simulink [16] було синтезовано імітаційну модель, яка наведена на рис. 2.1.

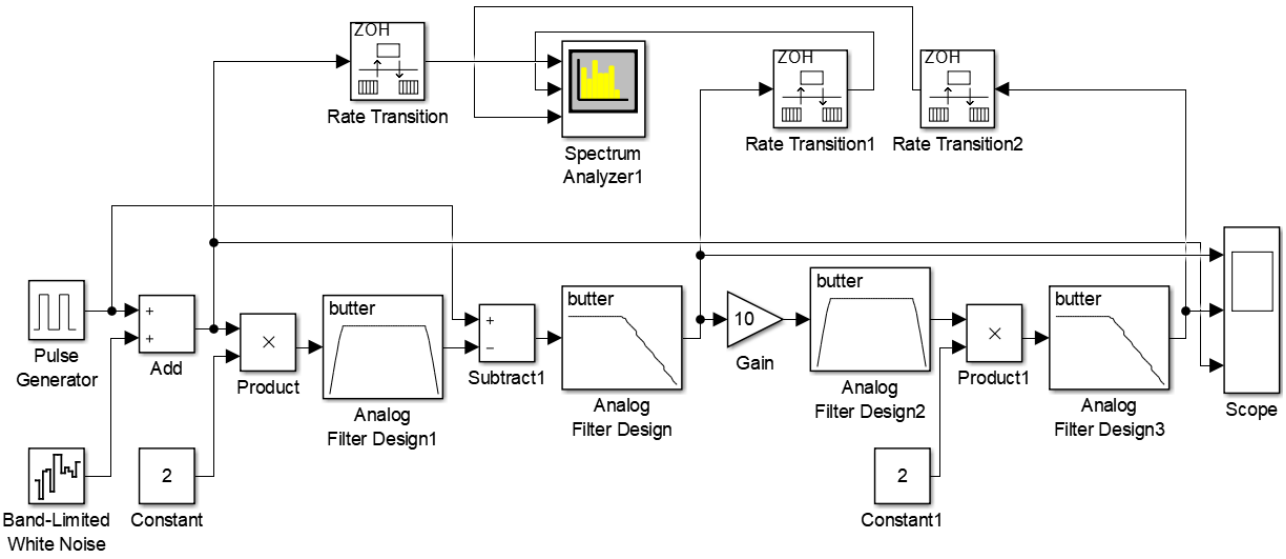


Рисунок 2.1 – Імітаційна модель системи обробки сигналів

У наведеній моделі на основі блоків Pulse Generator, Band-Limited White Noise і Substrate створено вимірювальний і опорний приймачі УФ - випромінювання від світлодіодів. При цьому блок Pulse Generator моделює опорний сигнал, що змінюється з частотою Гц і скважністю 50% (рис. 2.2).

Генератор білого шуму Band-Limited White Noise призначено для створення шумового сигналу с певною потужністю, що рівномірно розподіляється за частотою. У синтезованій моделі це джерело імітує

поглинання УФ – випромінювання молекулами озону у оптичному вимірювальному каналі. Генератор характеризується потужністю шуму Noise Power (рис. 2.3), еталонним часом Sample time і числом Seed, яке використовується для ініціалізації генератора випадкових значень. Т. ч., генератор фактично є квантовником безперервного сигналу, що представляє собою білий шум.

За допомогою блоку додавання Add здійснюється модуляція вимірювального сигналу оптичним поглинанням випромінювання молекулами озону.

Блок Product виконує операцію звичайного математичного твору. Разом з блоком постійного значення Constant з параметром 2, що характеризує коефіцієнт передачі, моделюється підсилювальний перетворювач струму фотоприймачів у напругу.

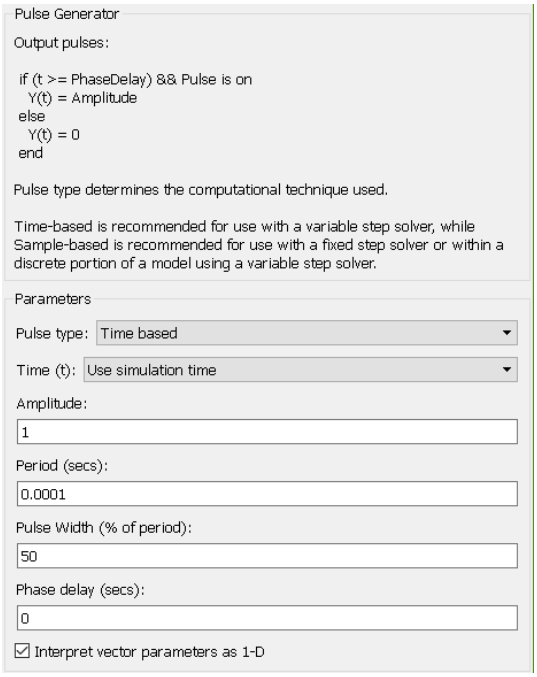


Рисунок 2.2 – Вікно налаштувань блоку Pulse Generator

Смугові фільтри на основі операційних підсилювачів імітуються за допомогою блоків Analog Filter Design1 і Analog Filter Design2, що спроможні

моделювати фільтри Баттерворта, Чебишева, Бесселя, а також еліптичні фільтри НЧ, ВЧ, смугові або режекторні. Вікно налаштування параметрів блоків наведено на рис. 2.4.

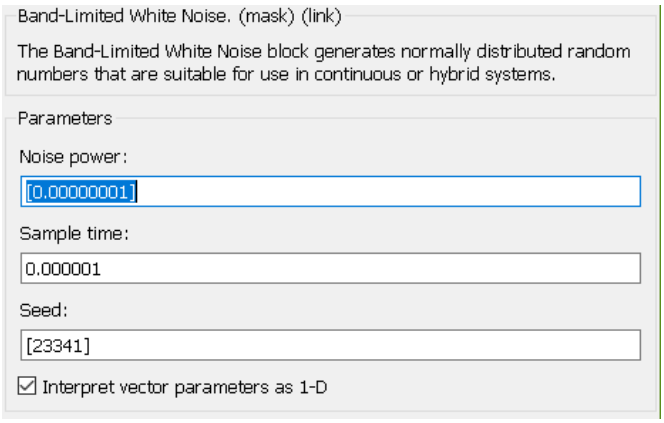


Рисунок 2.3 – Вікно налаштувань блоку Band-Limited White Noise

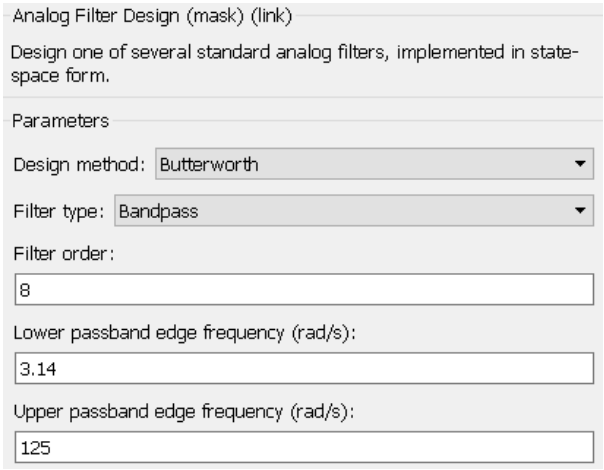


Рисунок 2.4 – Вікно налаштувань блоків Analog Filter Design1 і Analog Filter Design2

Відповідно до результатів розробки блоку обробки сигналів [17], у полі Design method було обрано метод Баттерворта, тип фільтру (поле Filter type) – смуговий фільтр з нижнім значенням частоти смуги пропускання – 0,5 Гц, а

верхнім значенням частоти – 20 Гц. Ступінь фільтру задано у полі Filter order на рівні 8. В результаті отримано АЧХ і ФЧХ фільтрів, що наведено на рис. 2.5.

Аналіз рис. 2.5 показує, що смуга пропускання фільтру знаходиться у межах від 0,5 Гц до 20 Гц з нахилом 170 дБ/дек. При цьому зсув фаз зміється від 300^0 до – 360^0.

На основі блоків Subtract1, Analog Filter Design і Gain створено модель синхронного детектора блоку обробки сигналів. Тут блок Subtract1 виконує віднімання опорного прямокутного сигналу від сигналу вимірювального оптичного каналу. Далі розносний сигнал надходить на вхід блоку Analog Filter Design, що реалізує НЧ фільтр Баттерворта восьмого ступеню з частотою зрізу 20Гц, які задаються як наведено на рис. 2.6. Зазначені налаштування визначають частотні характеристики фільтру, які показано на рис. 2.7.

З рис. 2.7 слід, що нахил АЧХ при переході від смуги пропускання до смуги загородження становить 105 дБ/дек, а зсув фаз змінюється від 5^0 до 360^0 у смузі пропускання.

Блок Gain імітує підсилення сигналу у складі синхронного детектора із заданим коефіцієнтом передавання 10.

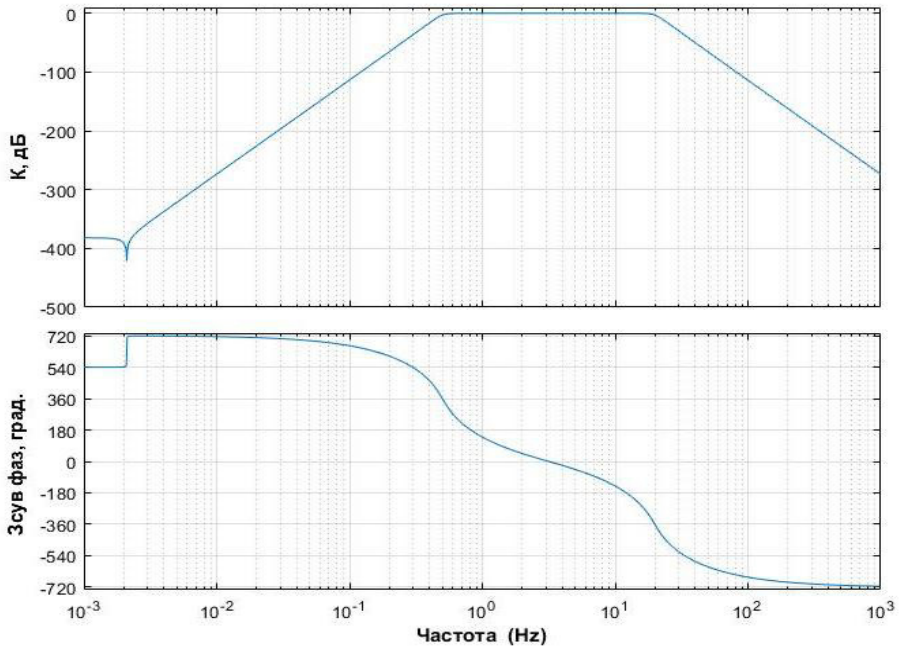


Рисунок 2.5 – Амплітудно і фазочастотні характеристики смугових фільтрів

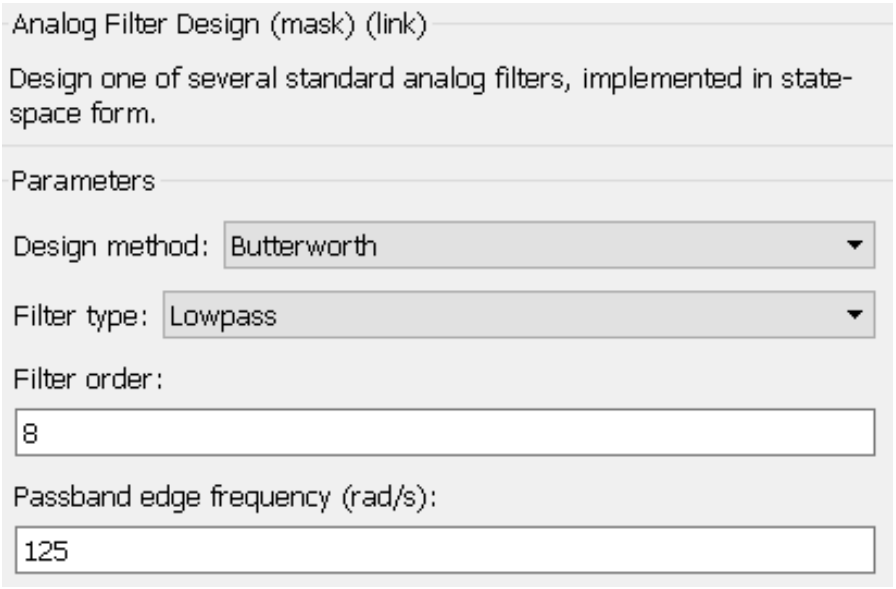


Рисунок 2.6 – Вікно налаштувань блоку Analog Filter Design

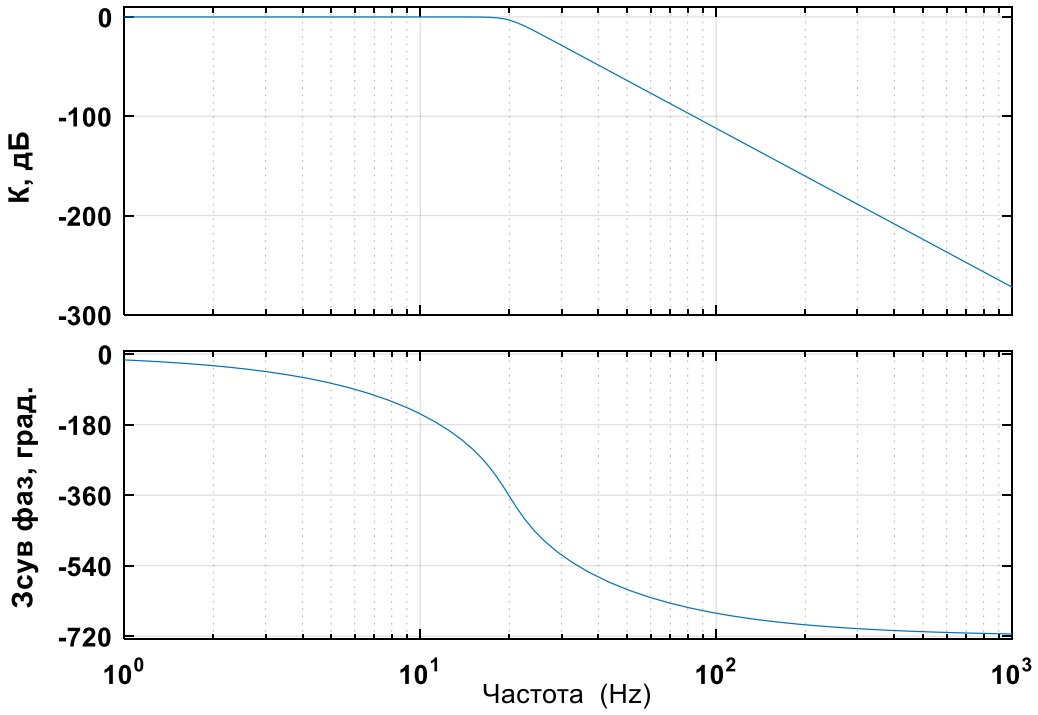


Рисунок 2.7 – Амплітудно і фазочастотні характеристики фільтрів низьких частот

Блок Analog Filter Design2 моделює смуговий фільтр системи обробки сигналів. Налаштування і характеристики цього елементу аналогічні блоку Analog Filter Design1 (рис. 2.4, 2.5).

Керований підсилювач змінної напруги системи обробки сигналів створено за допомогою блоку твору Product1 на значення коефіцієнту підсилення, що задається блоком константи Constant1.

Блок Analog Filter Design3 моделює фільтр НЧ системи обробки сигналів. Налаштування і характеристики цього елементу аналогічні блоку Analog Filter Design (рис. 2.6, 2.7).

Для наведення результатів моделювання у вигляді часових діаграм у синтезованій моделі використано віртуальний осцилограф Scope. Блок має три входи, які під'єднані до виходу приймача випромінювання вимірювального каналу, виходу синхронного детектора і загальному виходу аналогової частини блоку обробки сигналів. Отримані т. ч. епюри напруг наведені на рис. 2.8.

Для рішення проблеми неузгодженості часових параметрів використано блоки Rate Transition. Ці блоки проводять зміну швидкості передачі даних з виходів блоків, що підключено до своїх входів на входи інших блоків, що підключено до їх виходів. Зазначене є особливо важливим, так як у синтезованій моделі різні частини працюють з різною швидкістю. Використання Rate Transition гарантує, що дані не будуть пошкоджені при передаванні між завданнями. До того ж, такий підхід забезпечує прогнозованість результатів моделювання і дозволяє обирати між мінімальною затримкою (швидка реакція) та максимальною затримкою, яка обумовлює кращу цілісність даних. Для цього блоки Rate Transition розміщено між частинами моделі з різними ідентифікаторами, що дозволяє виключити помилки синхронізації і втрату даних. Крім того, ці елементи використовуються у якості буферів для зберігання даних, які очікують передавання і таким чином, керувати часом доступу до них. Вікно налаштувань блоків Rate Transition наведено на рис. 2.9.

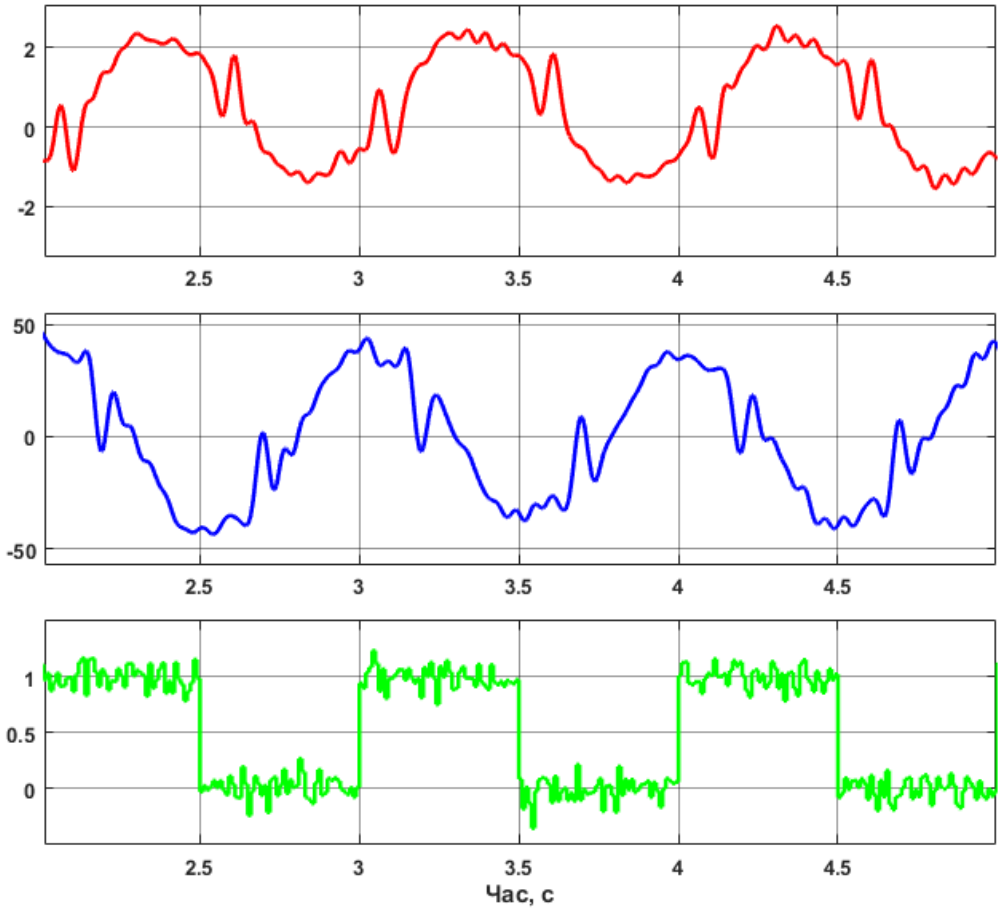


Рисунок 2.8 – Результати моделювання системи обробки сигналів у вигляді епюрів напруг на виході приймача випромінювання вимірювального каналу (3), виході синхронного детектора (1) і загальному виході аналогової частини (2)

На рис. 2.9 встановлено, що застосовується параметр Ensure data integrity during data transfer для забезпечення цілісності даних, які передаються між різними частинами моделі. Це знижує ризики одночасного доступу до даних з різних завдань моделі: амплітудної модуляції, синхронного детектування і фільтрації вимірювальних сигналів.

Включення параметру Ensure deterministic data transfer (maximum delay) гарантує виконання детермінованого передавання даних з максимальною затримкою.

Початкові умови (Initial conditions) для вихідних сигналів блоків встановлено такими, що дорівнюють 0.

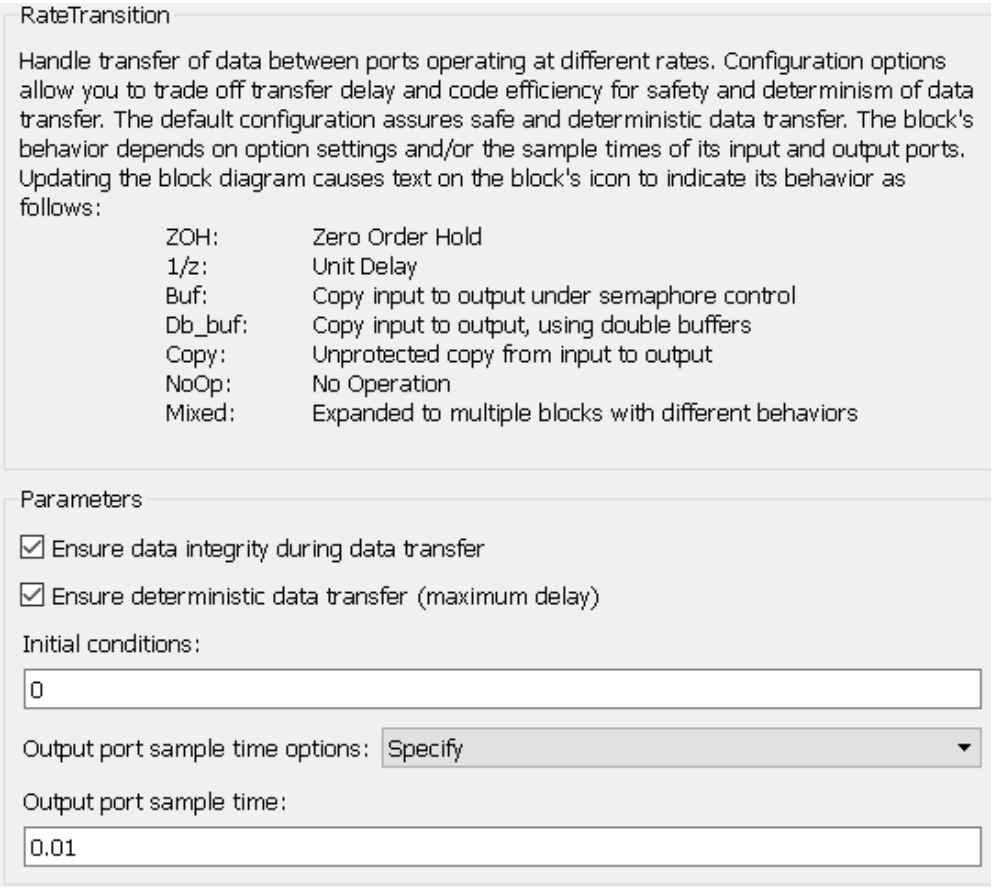


Рисунок 2.9 – Вікно налаштувань блоків Rate Transition

Також визначено за допомогою параметру Output port sample time частоту дискретизації вихідних сигналів блоків на рівні 0,01 с. Параметр ZOH (Zero Order Hold), який відображено у позначені блоків Rate Transition означає, що вони є елементами нульового ступеня і забезпечують перехід від швидких змін сигналів до більш повільних.

Блок Spectrum Analyzer 1 у розробленій моделі використовується для візуалізації спектрів сигналів у реальному часі з виходу приймача випромінювання вимірювальних імпульсів, з виходу синхронного детектора і виходу аналогової частини блоку обробки сигналів (рис. 2.10). При аналізі частотних характеристик сигналів можуть відображуватись спектр потужності, спектр амплітуд і зміна фази сигналів. Спостереження сигналів у реальному часі дозволяє оперативно оцінювати їх зміну під час моделювання. Крім того, із

застосуванням Spectrum Analyzer 1 можливо виявляти шуми, спотворення, гармоніки і інші особливості сигналів.

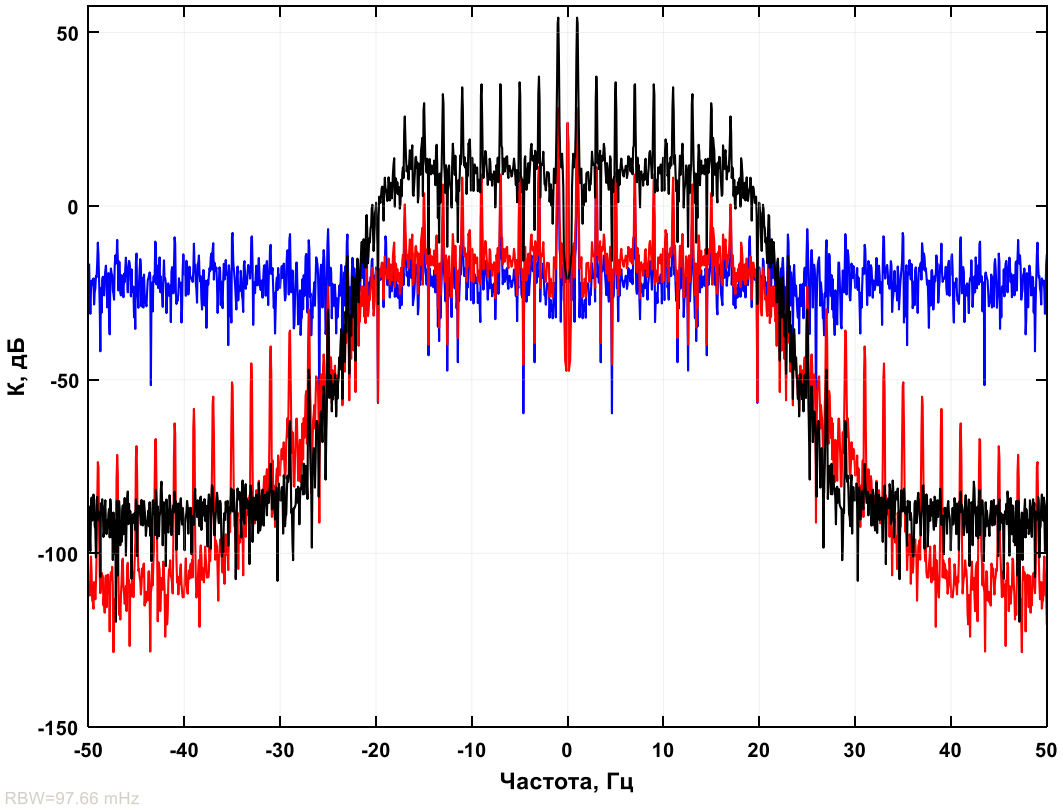


Рисунок 2.10 – Спектри сигналів у вікні блоку Spectrum Analyzer 1

Т. ч., розроблена модель блоку обробки сигналів приймачів випромінювання вимірювача концентрації озону дозволяє оцінювати ефективність перетворення інформації у аналоговій підчастині і оптимізувати її структуру.

2.2 Дослідження впливу параметрів смугових фільтрів на якість обробки сигналів

Дослідження впливу параметрів смугових фільтрів на якість обробки сигналів відбувалося шляхом моделювання у середовищі Simulink на основі

моделі, розробленої у п. п. 2.1 (рис. 2.1). Для цього у якості параметричних змінних обрано ступінь фільтру і метод фільтрації (рис. 2.4).

З метою оцінювання якості фільтрації використано властивості блоку Spectrum Analyzer, що дозволяє виміряти і візуалізувати спотворення сигналів за допомогою інструментарію Distortion Measurements (рис. 2.11).

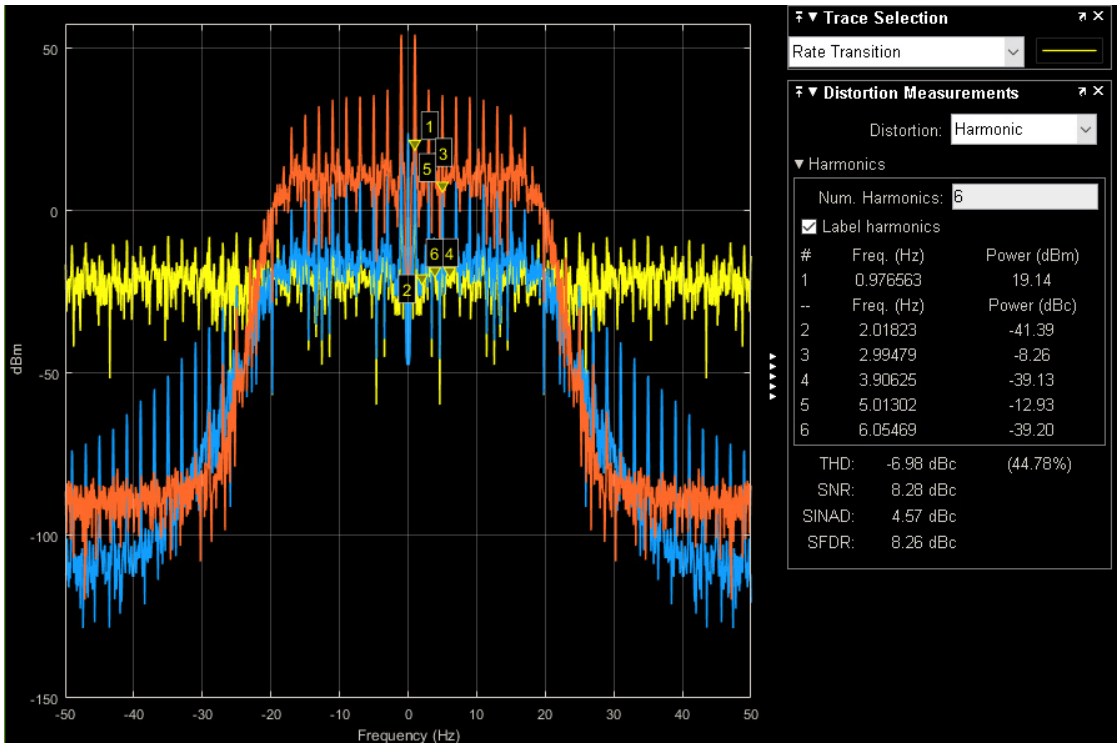


Рисунок 2.10 – Спектри сигналів у вікні блоку Spectrum Analyzer 1 з інструментарієм Distortion Measurements

Т. ч., відображується повного значення гармонійних спотворень THD у відсотках відносно основної гармоніки, відношення потужності основної гармоніки до потужності шумів у смузі пропускання SNR, відношення потужності корисного сигналу до сумарної потужності шумів і гармонійних спотворень SINAD та різниці за рівнем між основною гармонікою і гармонікою з максимальною потужністю у смузі пропускання SFDR.

Початковим значенням для моделювання було задано метод фільтрації Баттерворта і ступінь фільтру – 4. Результати моделювання наведені на рис. 2.11.

Аналіз рис. 2.11 показує, що значення коефіцієнту гармонійних спотворень сигналів на виході синхронного детектора і виході блока обробки сигналів майже не відрізняються одне від одного. Разом з тим, з підвищенням ступеня фільтрації коефіцієнти спотворень спочатку знижують, але після восьмого ступеня навіть починають зростати. Тому, враховуючі підвищення складності фільтрів зі зростанням їх ступеню, не слід перевищувати значення 8. Крім того, при застосуванні фільтрів Баттерворту можливо було б виключити зі складу системи обробки сигналів смуговий фільтр, що під'єднано до виходу синхронного детектору. В результаті якість фільтрації буде мати максимально досяжне значення при збереженні складності блоку на початковому рівні.

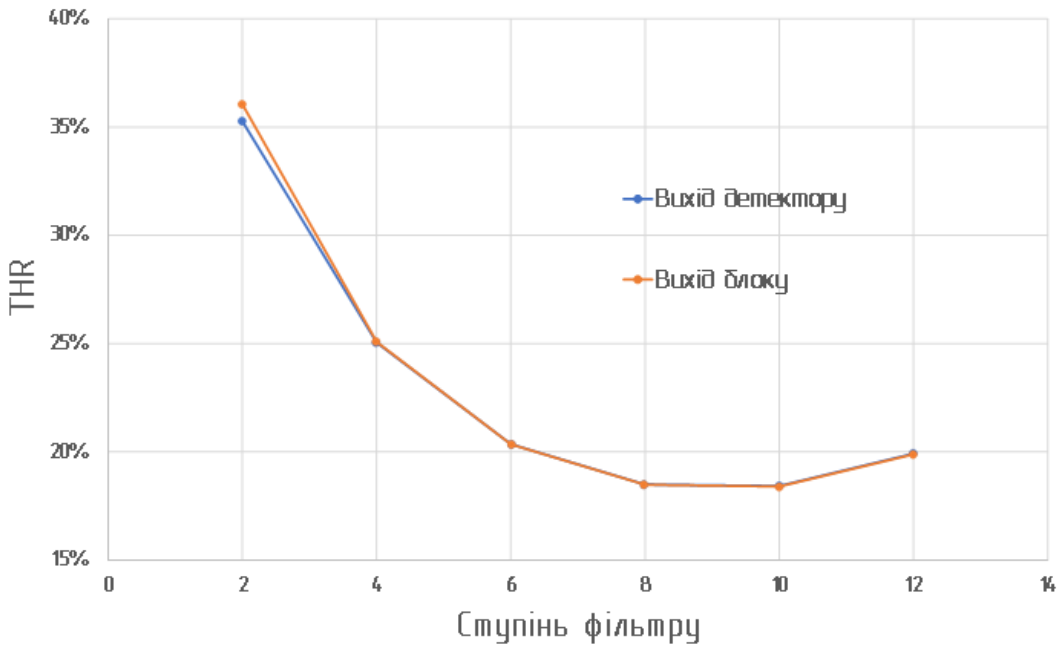


Рисунок 2.11 – Залежність коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня смугового фільтру Баттерворта

Фільтри Чебишева мають більш чітке розділення смуги пропускання і смуги загородження у порівнянні з фільтрами Баттерворта, але характеризуються пульсаціями (нерівномірностями) АЧХ. Результати

моделювання впливу параметрів смугових фільтрів Чебишева першого роду на якість обробки сигналів наведені на рис. 2.12.

Аналіз отриманих результатів показує, що у порівнянні з фільтрами Баттерворта, фільтри Чебишева першого роду забезпечують менші гармонійні спотворення (11,88%) при меншому ступеню фільтрації (4). При подальшому збільшенні ступеня фільтрації спотворення сигналів зростають. Тому, як для смугових фільтрів Баттерворта, оптимальним було б обмежитись четвертим ступенем фільтрації з виключенням зі складу системи обробки сигналів смугового фільтр, що з'єднано з виходом синхронного детектору.

Фільтри Чебишева другого роду у порівнянні з фільтрами Чебишева першого роду мають пульсації (нерівномірності) АЧХ у смузі загородження. Результати дослідження впливу таких фільтрів на якість обробки сигналів на ведено на рис. 2.13.

З рис. 2.13 слід, що у діапазоні зміни ступенів фільтрів від 4 до 10 коефіцієнт спотворень фільтрів Чебишева другого роду майже не змінюється. Разом з цим, такі фільтри більше викривляють сигнали ніж при методі фільтрації Чебишева першого роду.

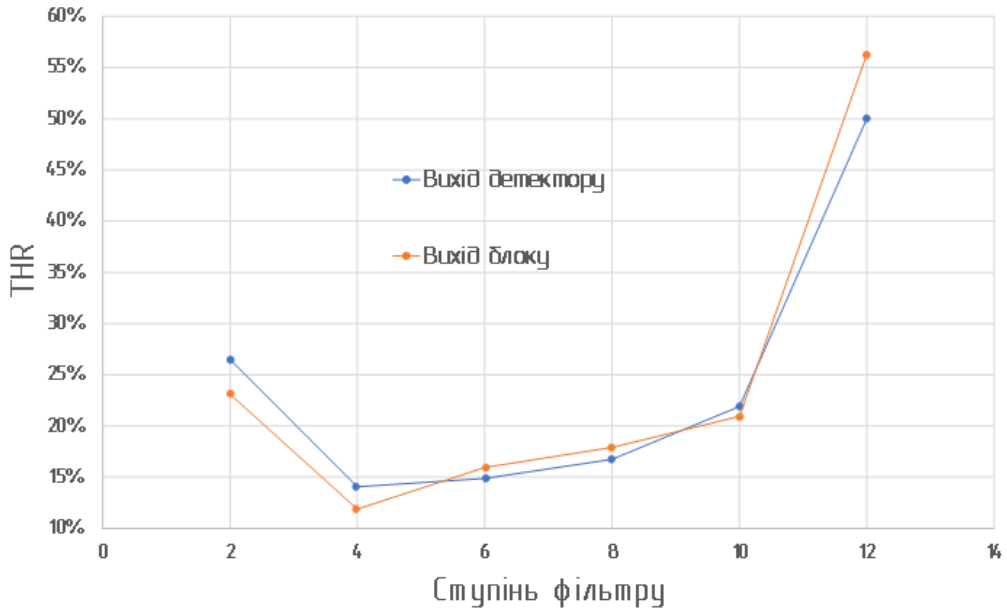


Рисунок 2.12 – Залежність коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня смугового фільтру Чебишева першого роду

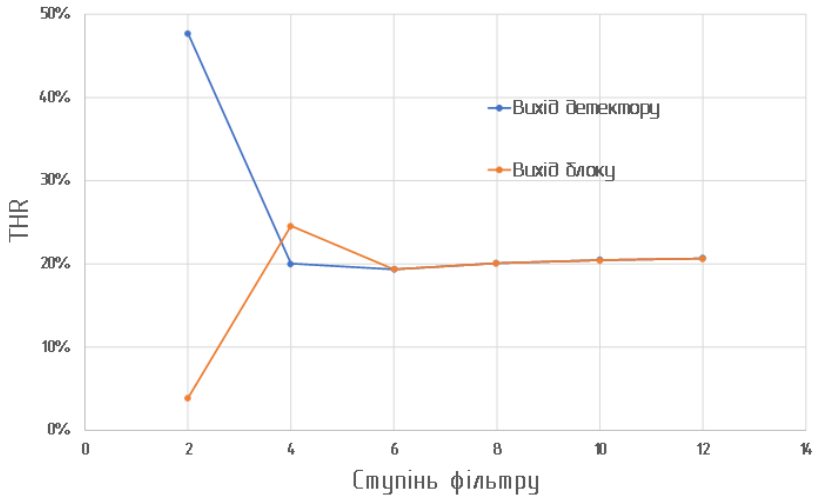


Рисунок 2.13 – Залежність коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня смугового фільтру Чебишева другого роду

Еліптичні фільтри (або фільтри Кауера, фільтри Золотарьова) характеризуються рівномірною апроксимацією АЧХ у смугах пропускання і загородження, але яким притаманні коливання амплітуди у обох смугах. У порівнянні методами фільтрації Баттерворта, Чебишева і Бесселя, цей метод забезпечує найбільшу крутизну спаду АЧХ при заданих допусках. Результати дослідження впливу таких фільтрів на якість обробки сигналів наведено на рис. 2.14.

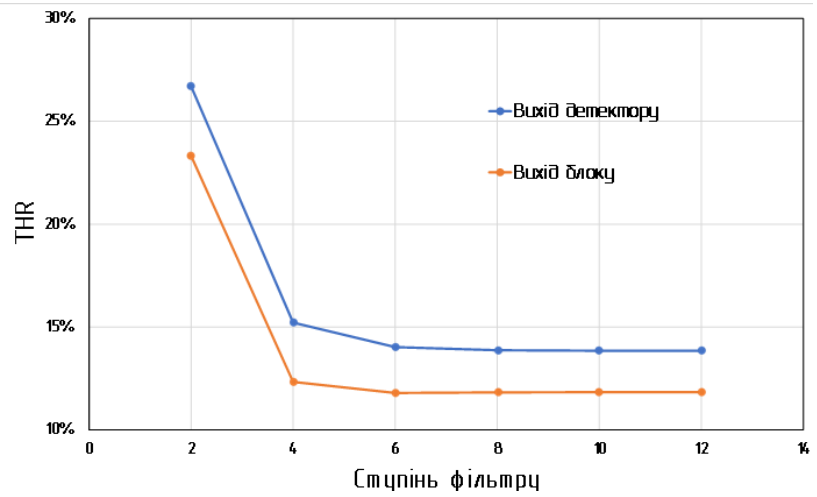


Рисунок 2.14 – Залежність коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня смугового еліптичного фільтру

Аналіз рис. 2.14 показує, що зі збільшенням ступеню фільтрів зменшуються гармонійні спотворення. Але такий спад уповільнюється і взагалі стабілізується на рівні 12% після шостого ступеня. Також спостерігається покращення на декілька відсотків якості обробки сигналів при застосування двох зазначених смугових фільтрів. Т. ч., потрібно або ускладнювати систему або ж її спрощувати за рахунок певного збільшення гармонійних спотворень на виході блоку обробки.

Фільтри Бесселя мають лінійний тип і забезпечують максимальне збереження часової форми сигналу за рахунок максимально пласкої групової затримки у смузі пропускання. Тому вони частіш за все використовуються у системах обробки сигналів коли необхідно мінімізувати фазові спотворення імпульсів, тобто мінімізувати розмиття фронтів. Результати дослідження впливу фільтрів Бесселя на якість обробки сигналів наведено на рис. 2.15.

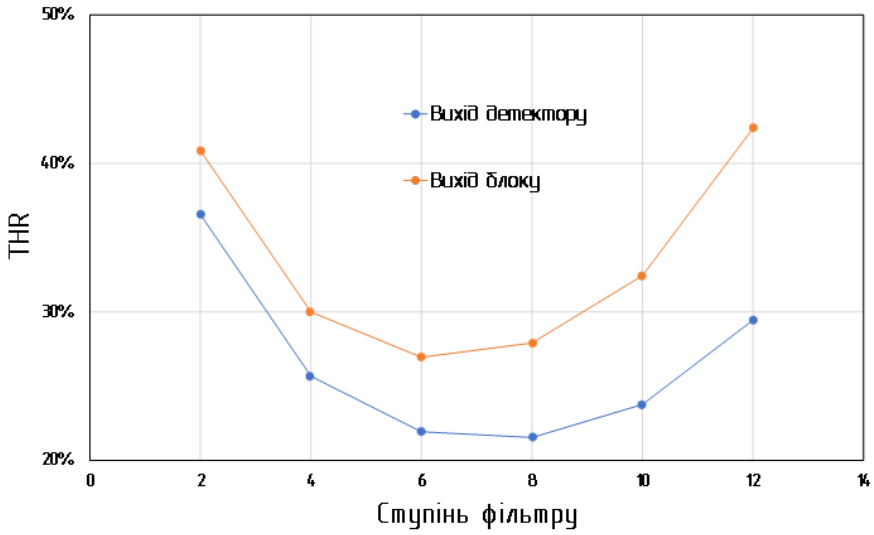


Рисунок 2.15 – Залежність коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня смугового фільтру Бесселя

Рис. 2.15 показує, що гармонійні спотворення при використанні фільтрів Бесселя не сягають значення менш 21%. Також не є оптимальним використання

двох смугових фільтрів, побудованих на цьому методі, так як це призводить лише до збільшення коефіцієнту спотворень. Крім того АЧХ фільтрів більш полога ніж для фільтрів Баттерворта, Чебишева і еліптичних фільтрів.

З метою оптимізації смугових фільтрів системи обробки сигналів було здійснено порівняння отриманих характеристик методів фільтрації, результати якого наведено на рис. 2.16.

З рис. 2.16 слід, що для забезпечення мінімального коефіцієнту гармонійних спотворень сигналів, що обробляються, оптимальним є застосування фільтрів Чебишева першого роду та еліптичних фільтрів. При цьому останні мають значення спотворень дещо менш (12,33 %) ніж фільтри Чебишева (14,07 %) при четвертої ступені фільтрації. Але таке спостерігається лише при застосуванні двох фільтрів – після підсилювального перетворювача «струм – напруга» і після синхронного детектора. При використанні фільтрів Чебишева першого роду можливо досягти порівняну якість обробки при застосуванні лише одного фільтру, що встановлено перед детектором, як для випадку одного еліптичного фільтру. Такий підхід дозволить спростити будову системи обробки сигналів при збереженні рівня гармонійних спотворень вимірювальних імпульсів.

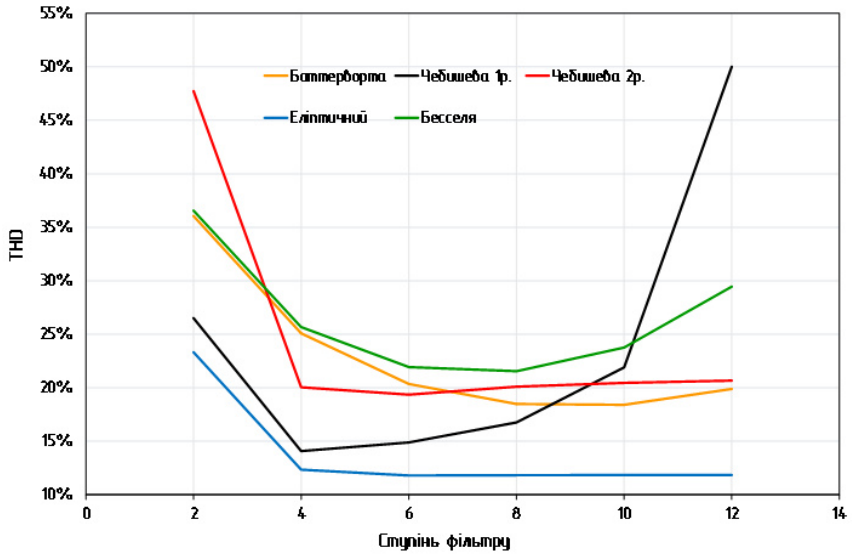


Рисунок 2.16 – Результати порівняння методів побудови смугових фільтрів системи обробки сигналів

Т. ч., виконані дослідження дозволили оптимізувати склад системи обробки сигналів шляхом застосування одного фільтра Чебишева першого роду четвертого ступеню.

2.3 Дослідження впливу параметрів фільтрів низьких частот на якість обробки сигналів

Дослідження впливу параметрів фільтрів низьких частот на якість обробки сигналів відбувалося шляхом моделювання у середовищі Simulink на основі моделі, розробленої у п. п. 2.1 (рис. 2.1). Для цього у якості параметричних змінних обрано ступінь фільтру і метод фільтрації (рис. 2.6).

З метою оцінювання якості фільтрації, як і у п. п. 2.2, було використано властивості блоку Spectrum Analyzer, які дозволяють виміряти і візуалізувати спотворення сигналів за допомогою інструментарію Distortion Measurements (рис. 2.11).

Результати дослідження впливу ступеню фільтрації при застосуванні НЧ фільтрів Баттерворту на рівень гармонійних спотворень у системі обробки сигналів, наведено на рис. 2.17.

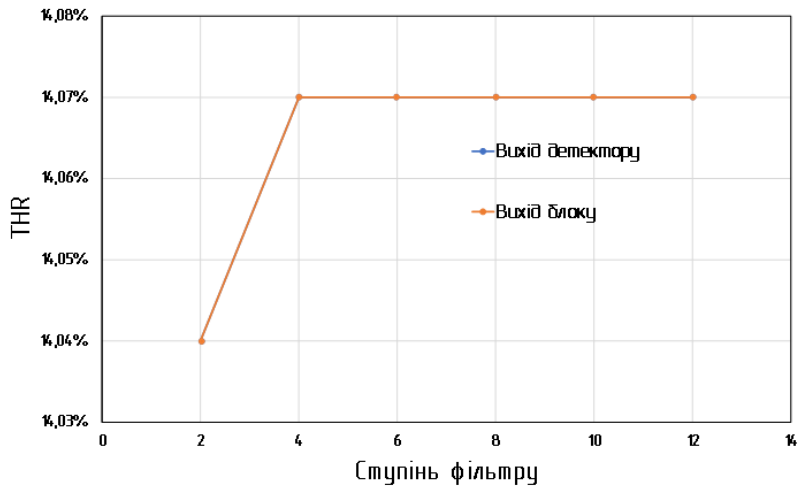


Рисунок 2.17 – Залежність коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня фільтру Баттерворту низьких частот

Аналіз рис. 2.17 показує, що коефіцієнт гармонійних спотворень майже не залежить від ступеню НЧ фільтрів Баттерворта та від використання другого фільтру на виході системи обробки сигналів.

На рис. 2.18 наведено результати моделювання НЧ фільтрів Чебишева першого роду.

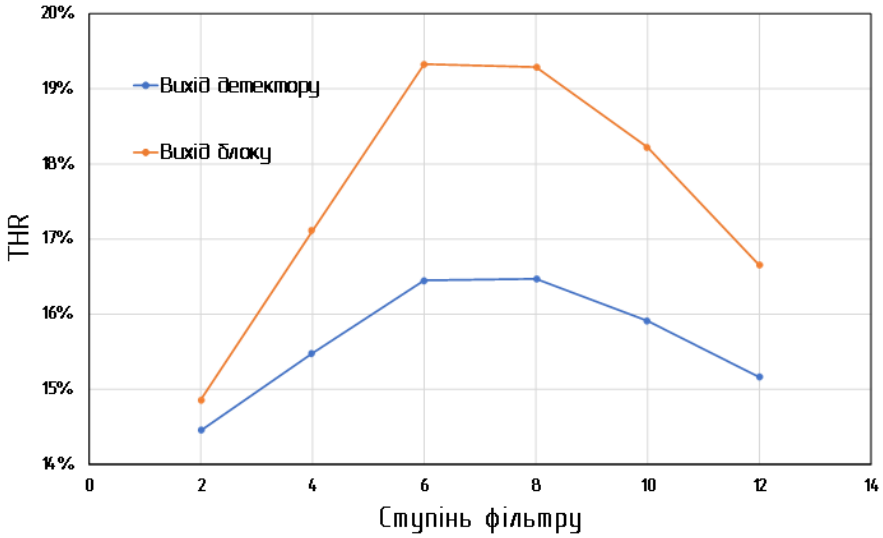


Рисунок 2.18 – Залежність коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня фільтру Чебишева першого роду низьких частот

Аналіз залежності коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня фільтру Чебишева першого роду низьких частот показує, що мінімальний рівень гармонійних спотворень сигналу досягається при застосуванні фільтрів другого ступеню. З подальшим підвищенням ступеню фільтрації відбувається зростання спотворень до рівня 19,4% і наступним зменшенням цього показника до значення 16,8% при 12 ступені. Крім того, використання вихідного фільтру у блоці обробки не призводить до покращення якості перетворень, а навпаки – дещо знижує її.

Дослідження впливу ступеня НЧ фільтрів Чебишева другого роду на коефіцієнт гармонійних спотворень блоку обробки сигналів також здійснювалось шляхом моделювання, результати якого подані на рис. 2.19.

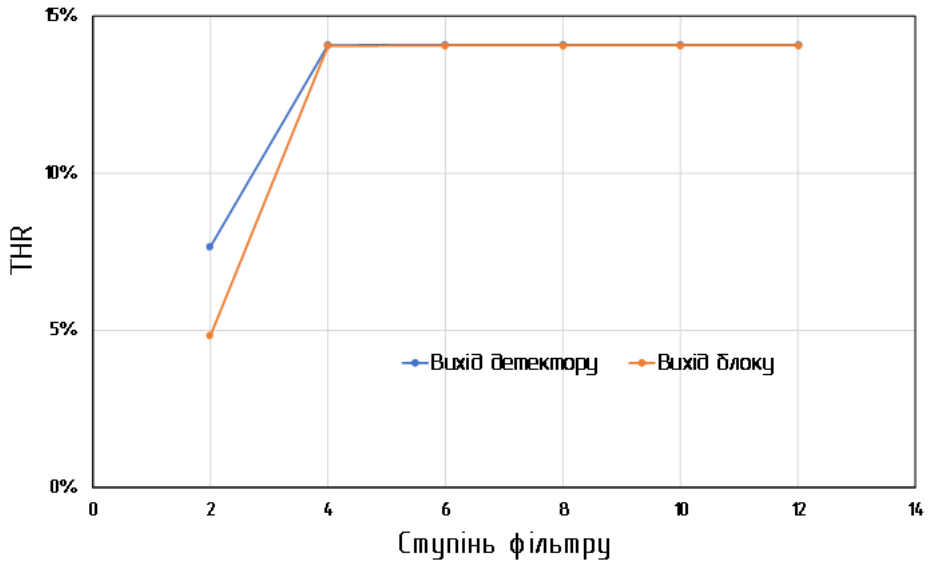


Рисунок 2.19 – Залежність коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня фільтру Чебишева другого роду низьких частот

Як показано на рис. 2.19, при збільшенні ступеню НЧ фільтрів Чебишева другого роду коефіцієнт гармонійних спотворень збільшується і майже не залежить від застосування додаткового фільтру на виході блоку. Т. ч., використання фільтру Чебишева другого роду може дозволити знизити складність схем апаратної обробки імпульсів системи вимірювання концентрації озону за рахунок обмеження ступеню фільтрації і виключення вихідного фільтру.

Аналогічним чином було виконано дослідження НЧ еліптичних фільтрів, результати якого наведено на рис. 2.20.

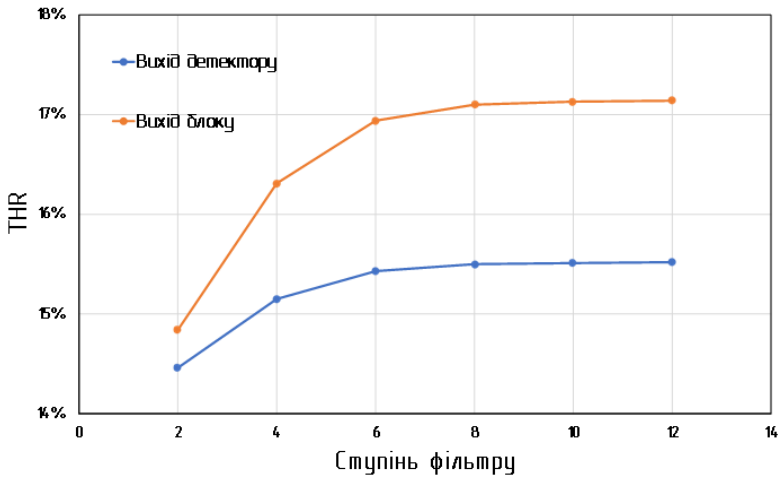


Рисунок 2.20 – Залежність коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня еліптичного фільтру низьких частот

З рис. 2.20 слід, що зі збільшенням ступеню фільтрів зростають спотворення сигналу від 14,8% до 17,1%. Одночасне застосування двох фільтрів навпаки призводить до збільшення коефіцієнту гармонійних спотворень і до ускладнення блоку обробки.

Моделювання блоку обробки сигналів при застосуванні НЧ фільтрів Бесселя показує результати, що наведені на рис. 2.21.

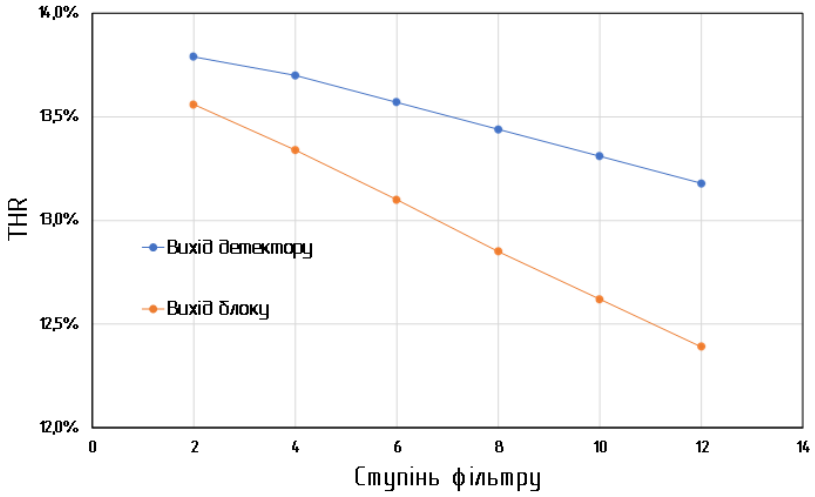


Рисунок 2.21 – Залежність коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня фільтру Бесселя низьких частот

Аналіз залежності коефіцієнту гармонійних спотворень від ступеня фільтру Бесселя низьких частот показує, що застосування двох таких фільтрів призводить до незначеного зменшення спотворень (максимум до 1%). При цьому зростання ступенів фільтрів також викликає падіння спотворень з 13,6% до 12,4%, що не є доцільним при урахуванні підвищення складності їх реалізації.

Порівняльна характеристика фільтрів, які були досліджені, наведено на рис. 2.22.

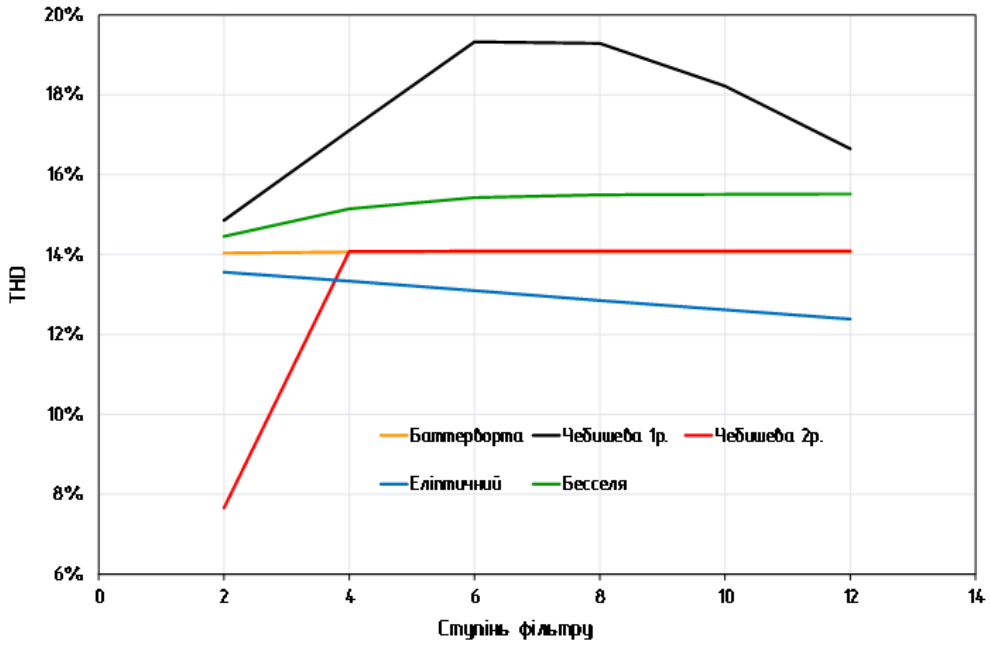


Рисунок 2.22 – Результати порівняння методів побудови фільтрів низьких частот системи обробки сигналів

З рис. 2.22 слід, що оптимальним варіантом побудови блоку обробки сигналів з точки зору якість / складність є застосування фільтру Чебишева другого роду низьких частот другого ступеню. Це дозволяє знизити коефіцієнт гармонійних спотворень до рівня 7,663% і спростити апаратну частину за рахунок спрощення фільтру і виключення фільтрації на виході блоку.

Т. ч., виконані дослідження дозволили оптимізувати склад системи обробки сигналів шляхом застосування одного фільтра Чебишева другого роду другого ступеню.

2.4 Дослідження моделі оптимізованої системи обробки сигналів вимірювача озону

В результаті проведених досліджень у п. п. 2.2 – 2.3, модель системи обробки сигналів вимірювача озону, що показана на рис. 2.1, була зведена до вигляду, який показано на рис. 2.23.

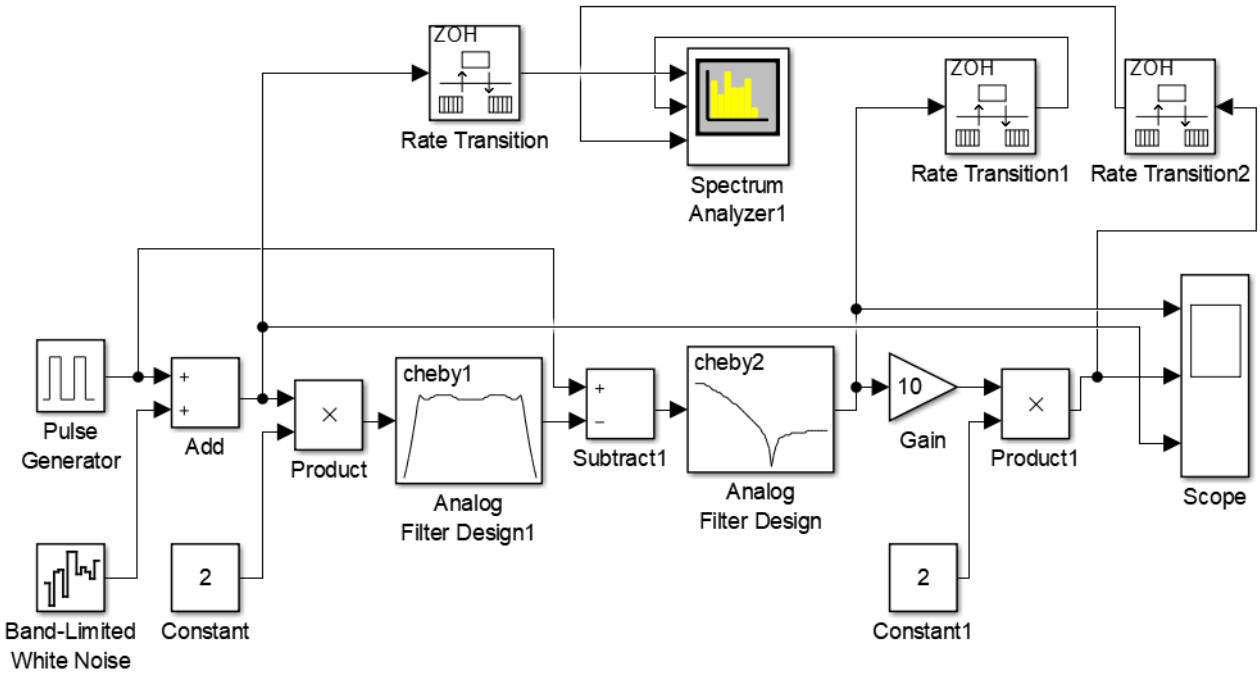


Рисунок 2.23 – Оптимізована імітаційна модель системи обробки сигналів

У порівнянні з моделлю, що наведена на рис. 2.1, така структура передбачає застосування фільтрів Чебишева: смугових – першого роду

четвертого ступеню замість двох фільтрів Баттерворту восьмого ступеню і НЧ – другого роду другого ступеню замість двох фільтрів Баттерворту восьмого ступеню.

Результати дослідження моделі у вигляді епюрів сигналів на вході, виході блоку обробки і виході синхронного детектору наведені на рис. 2.24.

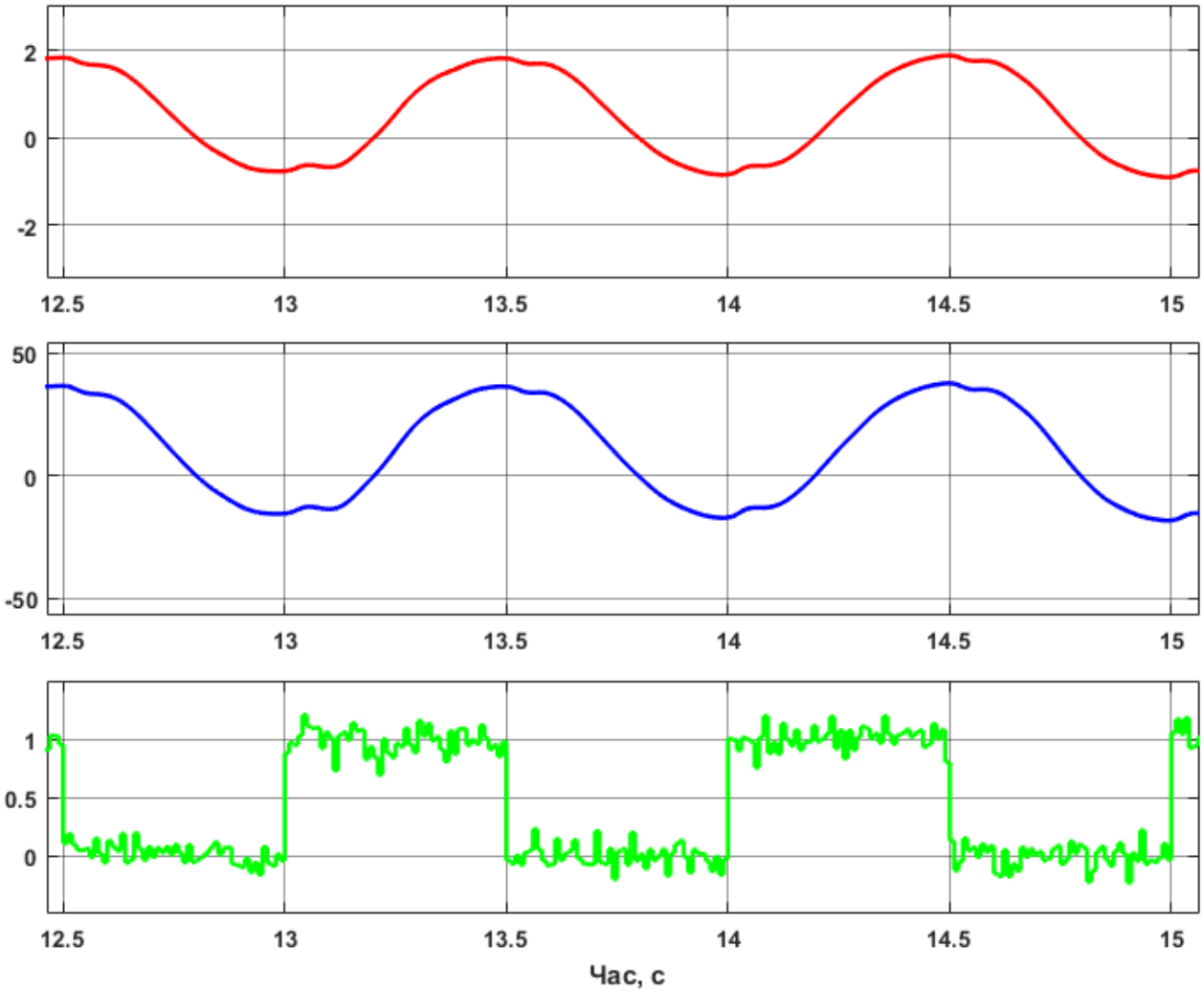


Рисунок 2.24 – Результати моделювання системи обробки сигналів у вигляді епюрів напруг на виході приймача випромінювання вимірювального каналу (3), виході синхронного детектора (1) і загальному виході аналогової частини (2)

Порівнюючи наведені результати з епюрами, що показані на рис. 2.8, слід відмітити навіть візуальне підвищення якості сигналів, які оброблені

оптимізованим блоком. Більш точну, кількісну оцінку отримано на базі застосування інструментів спектрального аналізу цих імпульсів, яка наведена на рис. 2.25.

З рис. 2.25 слід, що коефіцієнт гармонійних спотворень оптимізованої апаратної частини блоку обробки сигналів приймачів випромінювання системи вимірювання концентрації озону покращується до 7,663%. Разом з тим, порівнюючи значення коефіцієнту гармонійних спотворень неоптимізованого блоку (рис. 2.10) з отриманим значенням, можливо зазначити, що якість обробки сигналів збільшується у 5,84 разів. При цьому одночасно спрощується побудова блоку і як слід – його вартість.

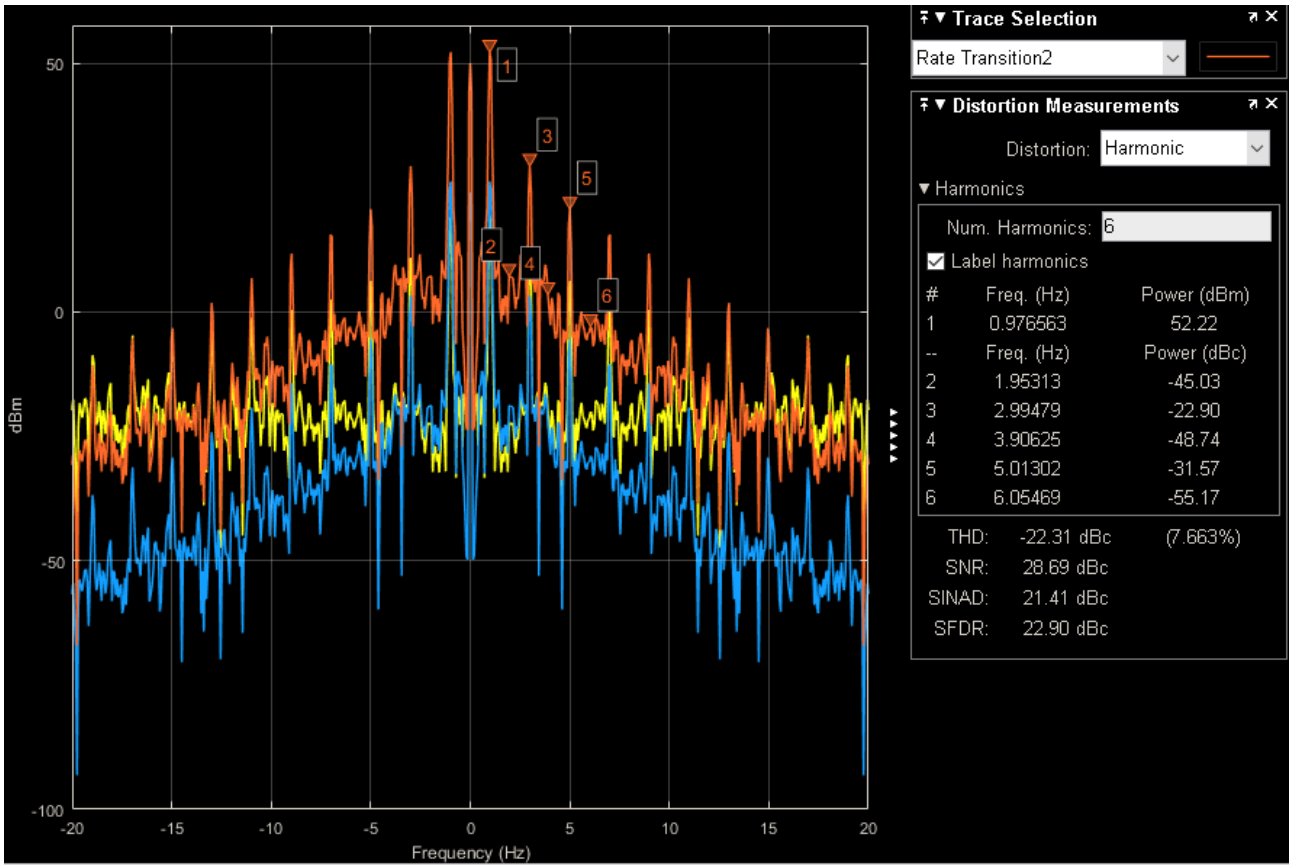


Рисунок 2.25 – Спектри сигналів оптимізованої моделі у вікні блоку Spectrum Analyzer 1 з інструментарієм Distortion Measurements

Т. ч., проведені дослідження дозволили оптимізувати структуру абсорбційного оптичного вимірювача концентрації озону. Але досягнутий рівень гармонійних спотворень вимірювальних сигналів потребує застосування подальших програмних методів перетворень вимірювальної інформації.

3. РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ БЛОКУ КЕРУВАННЯ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ КОНЦЕНТРАЦІЇ ОЗОНУ

3.1 Синтез програмного коду медіанного фільтру

3.1.1 Синтез тестових сигналів для дослідження медіанного фільтру

Для дослідження програмного коду медіанного фільтру необхідно створити чисельний вектор, що моделює вхідний сигнал блоку керування системи вимірювання концентрації озону. Розмір цього масиву становить 13 значень, які відповідають результатам квантування аналогових вимірювальних сигналів з виходу блоку обробки. Для цього формується ідеальний прямокутний сигнал X[n], амплітуда якого змінюється від 0 до 1. На такі імпульси накладаються спотворення, які формуються за допомогою суміші гаусівського шуму з випадковими відхиленнями на рівні 0,2. Додатково вносяться дві потужні імпульсні завади, що виникають на сьомому та одинадцятому тактах і моделюють негативну дію джерел живлення апаратної частини блоку обробки.

Програмна реалізація генератора тестових сигналів виконувалась на мові програмування C [18]. При цьому ідеальний прямокутний сигнал X[n] визначався таким чином, що першим семи відлікам (n=0..6) присвоюється значення 1, а решті значень (n=7..12) – значення 0. Складова гаусівського шуму створюється за допомогою стандартної функції генерації випадкових чисел (rand). Тестовий сигнал Y_{noisy}[n] формується в результаті поелементного додавання значень масиву ідеального прямокутного сигналу X[n] і сигналу спотворень. Таким чином, тестування програмного коду фільтру відбувається на адитивній суміші зазначених складових, значення яких наведено в табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Вихідні дані для моделювання (сигнал 0..1 В, N=13)

Номер такту, n	Ідеальний сигнал, X[n]	Амплітуда шумів	Вхід, Y_{noisy}[n]
0	1.0	0.1	1.1
1	1.0	-0.2	0.8
2	1.0	0.1	1.1
3	1.0	6.3	7.3
4	1.0	-0.1	0.9
5	1.0	0.2	1.2
6	1.0	-0.1	0.9
7	0.0	0.1	0.1
8	0.0	-0.2	-0.2
9	0.0	0.1	0.1
10	0.0	0.2	0.2
11	0.0	-5.1	-5.1
12	0.0	0.3	0.3

Графічне представлення сформованого вхідного сигналу, що містить ідеальну складову та накладені шуми й перешкоди, наведено на рис. 3.1.

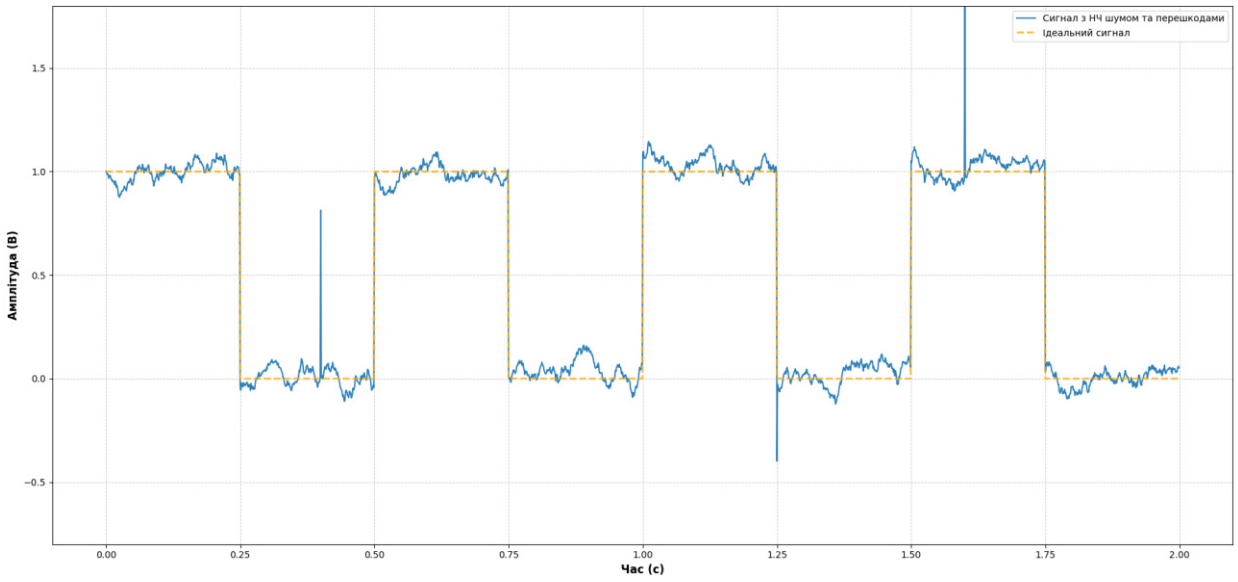


Рисунок 3.1 – Епюри вхідного сигналу цифрових фільтрів

Аналіз рис. 3.1 показує, що середнє квадратичне відхилення спотвореного сигналу від ідеальної прямокутної форми становить RMSE = 2.253. Це означає, що діючі шуми значно підвищують похибку визначення концентрації озону.

3.1.2 Розробка алгоритму медіанного фільтру

Принцип дії медіанного фільтру засновано на заміні значенням поточного відліку сигналу медіанним значенням [19] (середнім елементом відсортованого ряду) з ковзаючого вікна розміром W.

Якщо розмір вікна W = 3, то при застосуванні фільтрації на третьому такті (n = 3), де присутня імпульсна завада (Y_{noisy} = 7.3), формується масив зі значень трьох відліків: на поточному, попередньому та наступному тактах [1.1, 7.3, 0.9]. Після цього здійснюється сортування сформованого масиву у порядку збільшення значень його елементів, так що він набуває вигляду [0.9, 1.1, 7.3]. У якості вихідного значення фільтру обирається значення центрального елементу такого масиву, тобто 1.1. Таким чином, імпульсна завада ефективно відсікається. Якщо основою для синтезу тестового сигналу є імпульси у формі меандру (перехід з 1.0 до 0.0), то при розмірі вікна W=3 на сьомому такті (n=7) створюється масив з відліків n=6, 7, 8, що приймають значення [0.9, 0.1, -0.2]. Далі в результаті сортування допоміжний масив приймає наступний вигляд [-0.2, 0.1, 0.9], з якого визначається вихідне значення фільтру — 0.1. Це свідчить про те, що фронт сигналу обробляється коректно, з мінімальним спотворенням.

При збільшенні вікна до W=5 для фільтрації імпульсної завади на третьому такті (n=3) формується розширений масив з п’яти відліків (n=1 - 5): [0.8, 1.1, 7.3, 0.9, 1.2]. Після процедури сортування масив набуває вигляду [0.8, 0.9, 1.1, 1.2, 7.3]. Медіанним значенням (третім елементом) у цьому ряду є 1.1. Результат показує, що імпульс також ефективно видалено. Розглянемо проходження фронту сигналу на сьомому такті (n=7). Для вікна W=5 вхідний масив складається з відліків n=5 - 9: [1.2, 0.9, 0.1, -0.2, 0.1]. Відсортований ряд має

вигляд [-0.2, 0.1, 0.1, 0.9, 1.2]. Медіана дорівнює 0.1. Фронт пройдено, проте спостерігається ефект згладжування сусідніх відліків, що свідчить про більше "розмиття" сигналу порівняно з вікном W=3.

Для фільтра з вікном W=7 на третьому такті (n=3) вхідний масив включає відліки n=0 - 6: [1.1, 0.8, 1.1, 7.3, 0.9, 1.2, 0.9]. В результаті сортування отримуємо ряд [0.8, 0.9, 0.9, 1.1, 1.1, 1.2, 7.3]. Медіана (четвертий елемент) дорівнює 1.1. Імпульсна завада все ще ефективно придушується, незважаючи на розширення вікна аналізу. При обробці фронту сигналу на сьомому такті (n=7) масив формується з відліків n=4 - 10: [0.9, 1.2, 0.9, 0.1, -0.2, 0.1, 0.2]. Відсортований масив: [-0.2, 0.1, 0.1, 0.2, 0.9, 0.9, 1.2]. Медіанне значення становить 0.2. Це значення відрізняється від ідеального (0.0) більше, ніж у попередніх випадках, що підтверджує тенденцію до посилення спотворень форми сигналу (розмиття фронту) при збільшенні розміру вікна фільтрації.

Таким чином, результати обробки інформації за допомогою медіанного фільтру наведено в табл. 3.2.

Таблиця 3.2 – Результати обробки інформації за допомогою медіанного фільтру

Номер такту, n	Розмір вікна фільтру, W	Значення допоміжного вектору	Відсортоване значення допоміжного вектора	Вихідне значення фільтру	Властивості фільтру
3	3	[1.1, 7.3, 0.9]	[0.9, 1.1, 7.3]	1.1	Придушення імпульсу
7	3	[0.9, 0.1, -0.2]	[-0.2, 0.1, 0.9]	0.1	Реакція на фронт
11	5	[0.9, 1.2, 0.9, 0.1, -0.2, 0.1, 0.2]	[-0.2, 0.1, 0.1, 0.2, 0.9, 0.9, 1.2]	0.2	Придушення імпульсу

На основі цього було розроблено алгоритм реалізації медіанного фільтру, блок-схема якого наведено на рис 3.2. Відповідно до рис. 3.2, Розрахунок сигналів Y_{Med3}, Y_{Med5} та Y_{Med7} виконується шляхом застосування до зашумленого масиву $Y_{noisy}[n]$ алгоритму медіанної фільтрації згідно з розробленою блок-схемою. При цьому використовуються різні розміри вікна 3, 5 та 7 елементів відповідно.

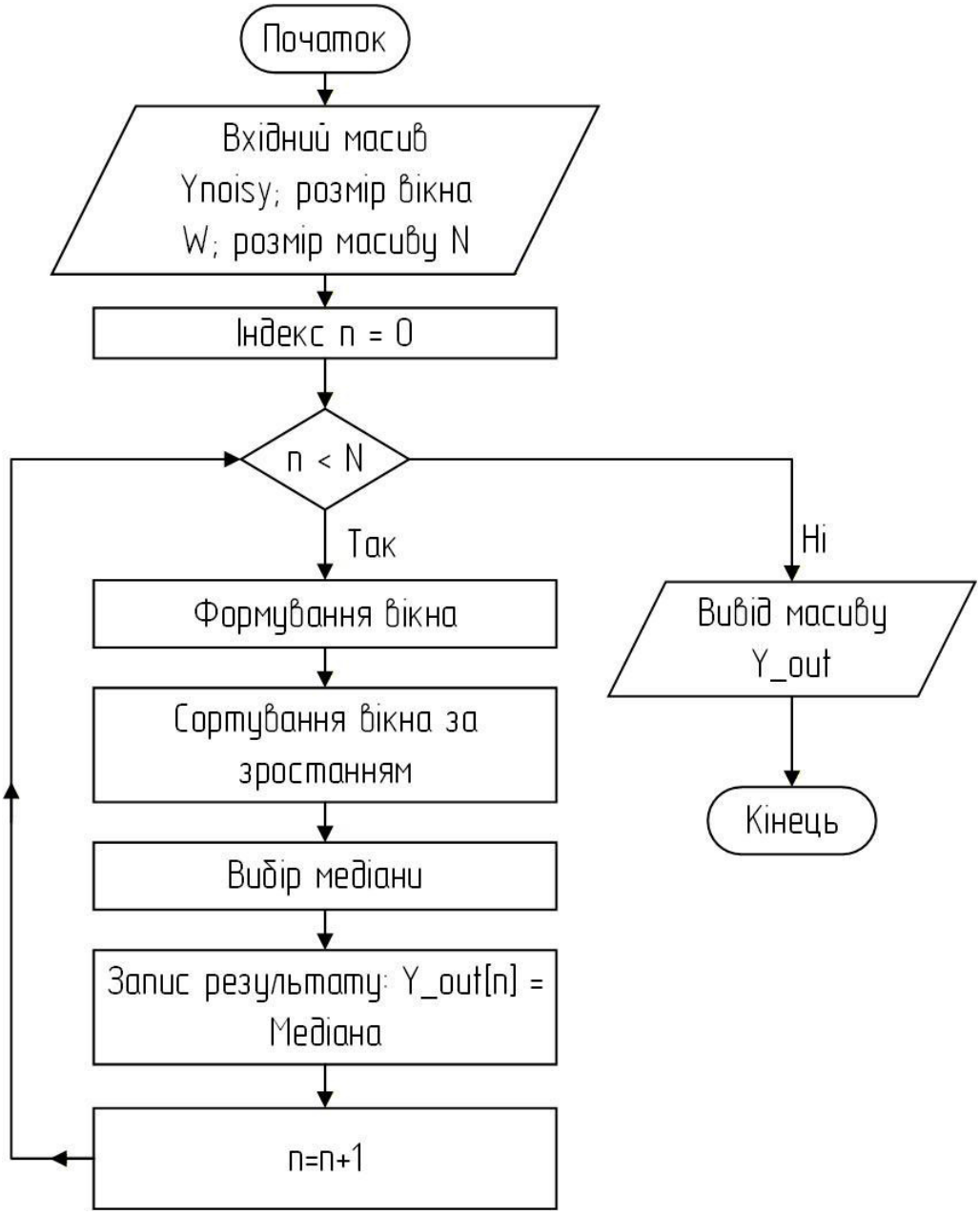


Рисунок 3.2 – Блок схема медіанного фільтру

3.1.3 Результати дослідження медіанного фільтру

Для кількісної оцінки спотворень використовується значення середньо квадратичного відхилення RMSE [20]. Розрахунок проводиться шляхом порівняння відфільтрованого сигналу ($Y_{відфільтрований}$) з ідеальним ($X_{ідеальний}$) за формулою (3.1):

$$\mathrm{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\left(Y_{відфільтрований}[n] - X_{ідеальний}[n]\right)^2}. \quad (3.1)$$

Зведені результати розрахунків, отримані під час програмної симуляції для сигналу діапазону 0..1 В та кількості вибірок N=13, наведено у табл. 3.3.

Таблиця 3.3 – Зведені результати фільтрації

Номер такту, n	Вхідний сигнал, $Y_{noisy}[n]$	Розмір вікна		
		3	5	7
0	1.1	1.1	1.1	1.1
1	0.8	1.1	1.1	1.1
2	1.1	1.1	1.1	1.1
3	7.3	1.1	1.1	1.1
4	0.9	1.2	1.1	0.9
5	1.2	0.9	0.9	0.9
6	0.9	0.9	0.9	0.9
7	0.1	0.1	0.1	0.2
8	-0.2	0.1	0.1	0.1
9	0.1	0.1	0.1	0.1
10	0.2	0.1	0.1	0.1
11	-5.1	0.2	0.2	0.1
12	0.3	0.1	0.2	0.1

На основі даних табл. 3.3 та формули (3.1) для N=13 проведено аналіз значень середньоквадратичного відхилення RMSE. Вихідний зашумлений сигнал має значну середньоквадратичну похибку (RMSE ≈ 2.253), що обумовлено наявністю потужних імпульсних завад із великою амплітудою.

Застосування медіанної фільтрації будь-якої розмірності призводить до зниження цієї похибки, оскільки алгоритм ефективно виключає екстремальні викиди зі спектру сигналу.

Найменше значення похибки (RMSE ≈ 0.104) досягається при мінімальному розмірі вікна W=3. У цьому режимі фільтр успішно видаляє поодинокі імпульсні завади (тривалістю в 1 відлік), але при цьому вносить мінімальні спотворення в корисний сигнал. Завдяки малій апертурі вікна, фільтр зберігає високу крутизну фронтів прямокутного сигналу, що є критичним для точності передачі інформації.

При збільшенні ширини вікна до W=5 та W=7 спостерігається незначне зростання похибки до рівня RMSE ≈ 0.118. Це пояснюється особливостями роботи алгоритму на ділянках зміни рівня сигналу (фронтах). Хоча широке вікно краще придушує високочастотний гауссівський шум на стабільних ділянках, воно призводить до ефекту розмиття фронтів. Фільтр починає реагувати на зміну сигналу із запізненням або робить перехід більш плавним, що математично інтерпретується як помилка відхилення від ідеального прямокутного еталона.

Аналіз результатів моделювання показує, що залежність середньо квадратичного відхилення RMSE від розміру вікна має нелінійний характер. Для обробки прямокутних сигналів з поодинокими імпульсними завадами існує оптимум при мінімально необхідному розмірі вікна (W=3). Подальше збільшення вікна не покращує результат, а навпаки, погіршує його через спотворення динамічних характеристик корисного сигналу.

3.2 Синтез програмного коду експоненційного фільтру ковзаючого середнього

3.2.1 Математичний опис експоненційного фільтру ковзаючого середнього

Експоненційний фільтр ковзаючого середнього (ЕФКС) представляє собою лінійний рекурсивний фільтр, тобто його вихідний сигнал залежить не

лише від значень вхідного сигналу але і від вихідних значень на попередніх тактах його функціонування. Принцип роботи ЕФКС фільтра описується рекурсивною формулою :

$$Y[n] = \alpha \cdot Y_{noisy}[n] + (1 - \alpha) \cdot Y[n - 1], \quad (3.2)$$

де α – це коефіцієнт згладжування фільтру ($0 < \alpha \leq 1$):

Для дослідження ЕФКС було використано такий же самий тестовий сигнал (таб 3.1, рис 3.1), як і для медіанного фільтру. Для порівняльного аналізу обрано три значення коефіцієнта згладжування: α=0.1, що відповідає сильному згладжуванню, α=0.3 (середнє) та α=0.7 (слабке). Початкове значення Y[0] приймається рівним першому відліку вхідного сигналу $Y_{noisy}[0]$.

З (3.2) слід, що ЕФКС є системою зі зворотнім зв’язком коефіцієнт якого дорівнює коефіцієнту згладжування α.

3.2.2 Розробка алгоритму експоненційного фільтру ковзаючого середнього

Проведемо аналіз реакції фільтра на характерні ділянки сигналу, використовуючи коефіцієнт α = 0.3. На третьому такті (n=3), де присутня потужна імпульсна завада (Y_{noisy} = 7.3), вихідне значення фільтра розраховується на основі попереднього відфільтрованого значення Y[2] ≈ 1.037. В результаті обчислення за формулою (3.2) отримуємо значення 2.916. Це свідчить про те, що фільтр не зміг видалити імпульс, а лише зменшив його амплітуду.

На наступному такті (n=4), коли вхідний сигнал повертається до нормального рівня (Y_{noisy} = 0.9), вихідне значення фільтра все ще залишається суттєво спотвореним і становить 2.311. Це явище пояснюється "пам'яттю" рекурсивного фільтра про попередні значення. Таким чином, імпульсна завада

не локалізується в одному такті, а поширюється у часі, спотворюючи декілька наступних відліків корисного сигналу.

Аналогічні ефекти, але з різною інтенсивністю, спостерігаються і для інших коефіцієнтів α. При α=0.1 реакція на імпульс слабша, але час відновлення сигналу значно довший. При α=0.7 фільтр реагує швидше, але майже не пригнічує амплітуду завади. Результати потактової обробки для характерних точок наведено в табл. 3.4.

Таблиця 3.4 – Експоненційний фільтру ковзаючого середнього з коефіцієнтом згладжування α=0.3

Номер такту, n	Вхідне значення, $Y_{noisy}[n]$	Попереднє значення, Y[n−1]	Результат, Y[n]	Властивість фільтру
3	7.3	1.037	2.916	Часткове пропускання імпульсу
4	0.9	2.916	2.311	Спотворення через "пам'ять" про заваду

Для наочного розуміння алгоритму роботи рекурсивного фільтра та його програмної реалізації доцільно представити процес у вигляді блок-схеми. Вона візуалізує структуру фільтра з нескінченною імпульсною характеристикою (IIR), де поточне вихідне значення залежить не лише від вхідного сигналу, а й від попереднього результату фільтрації через ланцюг зворотного зв'язку.

Блок-схема функціонування ЕФКС фільтру наведена на рис. 3.2.

Процес починається з ініціалізації, де задаються коефіцієнт згладжування α та початкове значення вихідного сигналу Y[0]. У основному циклі для кожного наступного такту n відбувається зчитування нового вхідного значення X[n]. Це значення зважується з коефіцієнтом α і додається до попереднього значення зваженого з коефіцієнтом (1 - α), Y[n-1]. Результат суми формує нове відфільтроване значення Y[n], яке зберігається в пам'яті для наступної ітерації. Цикл повторюється до повного проходження всього масиву вхідних даних.

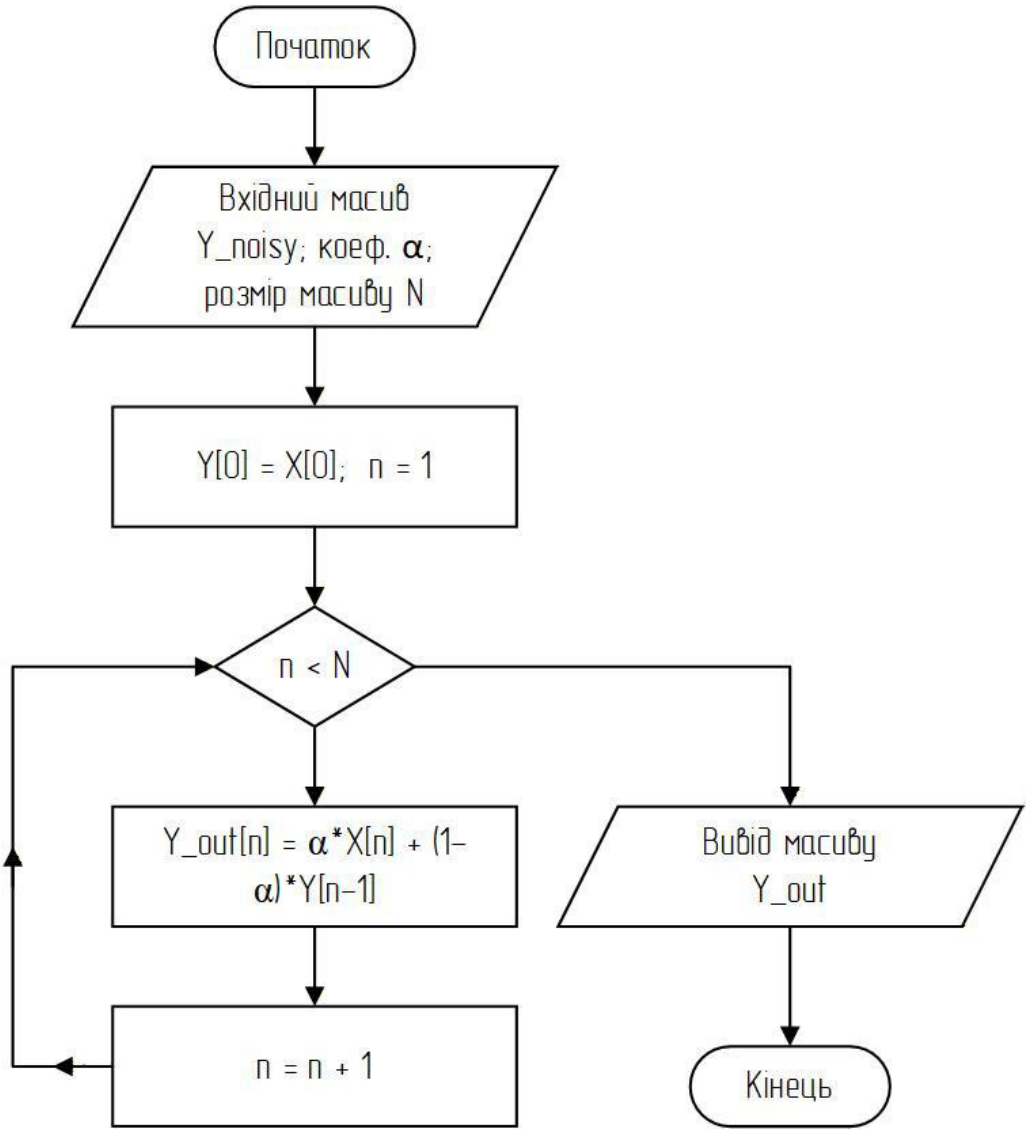


Рисунок 3.3 – Блок схема експоненційного фільтру ковзаючого середнього фільтру

3.2.3 Результати дослідження експоненційного фільтру ковзаючого середнього

На основі (3.2) і розробленого алгоритму ЕФКС було отримано значення його вихідних сигналів для різних значень коефіцієнта згладжування α, які наведені у табл. 3.5.

Таблиця 3.5 – Зведені результати фільтрації

Номер такту, n	Вхідний сигнал, $Y_{noisy}[n]$	Коефіцієнт згладжування		
		α=0.1	α=0.3	α=0.7
0	1.1	1.100	1.100	1.100
1	0.8	1.070	1.010	0.890
2	1.1	1.073	1.037	1.037
3	7.3	1.696	2.916	5.421
4	0.9	1.616	2.311	2.256
5	1.2	1.574	1.978	1.517
6	0.9	1.507	1.655	1.085
7	0.1	1.366	1.189	0.396
8	-0.2	1.209	0.772	-0.021
9	0.1	1.098	0.570	0.064
10	0.2	1.008	0.459	0.159
11	-5.1	0.397	-1.209	-3.522
12	0.3	0.387	-0.736	-0.847

На основі даних табл. 3.5 та формули (3.1) проведено розрахунок і аналіз значень коефіцієнтів середньо квадратичного відхилення RMSE. Найкращий результат серед лінійних фільтрів демонструє варіант із сильним згладжуванням (α=0.1), для якого RMSE ≈ 0.745. Зі збільшенням коефіцієнта α до 0.3 та 0.7 похибка зростає до 0.925 та 1.636 відповідно, що свідчить про низьку ефективність цього методу при роботі з потужними імпульсними завадами.

3.3 Синтез програмного коду фільтру ковзаючого середнього

3.3.1 Математичний опис фільтру ковзаючого середнього

Фільтр ковзаючого середнього (ФКС) відноситься до нерекурсивних фільтрів, тобто його вихідний сигнал залежить лише від усереднених значень вхідних відділків в межах вікна фіксованого розміру W.

Принцип його роботи полягає в арифметичному усередненні значень вхідного сигналу в межах вікна фіксованого розміру W.

Для симетричного вікна розміром W=3 формула розрахунку вихідного значення має вигляд:

$$Y[n] = \frac{Y_{noisy}[n-1]+Y_{noisy}[n]+Y_{noisy}[n+1]}{3}. \quad (3.3)$$

Основна відмінність ФКС від медіанного фільтру полягає в тому, що медіанний фільтр обирає існуюче значення з вибірки (середнє за рангом), тоді як ФКС обчислює нове значення (середнє арифметичне), що робить його чутливим до екстремальних викидів.

3.3.2 Розробка алгоритму фільтру ковзаючого середнього

Алгоритм роботи фільтру ковзного середнього базується на обчисленні середнього арифметичного значень вхідного сигналу у межах ковзного вікна заданого розміру W.

Якщо розмір вікна W = 3, то для фільтрації на третьому такті (n = 3), де присутня імпульсна завада (Y_{noisy} = 7.3), формується вибірка з трьох значень: попереднього, поточного та наступного [1.1, 7.3, 0.9]. Алгоритм підсумовує ці значення (1.1 + 7.3 + 0.9 = 9.3) та ділить результат на розмір вікна (3). Отримане значення 3.1 стає вихідним сигналом фільтру для цього такту. На відміну від медіанного фільтру, який відсікає заваду, ФКС фільтр зменшує її пікове значення, але розподіляє її енергію на сусідні такти, створюючи "сходинку".

На одинадцятому такті (n=11), де діє негативна імпульсна завада (Y_{noisy} = -5.1), алгоритм формує вікно зі значень [0.2, -5.1, 0.3]. Сума елементів складає -4.6. Після ділення на ширину вікна отримуємо вихідне значення -1.533. Це

демонструє нездатність лінійного алгоритму усереднення повністю ігнорувати потужні аномальні викиди.

При збільшенні розміру вікна до W=5, для фільтрації тієї ж завади на третьому такті (n=3) використовується п'ять значень: [0.8, 1.1, 7.3, 0.9, 1.2]. Їх сума становить 11.3, а середнє арифметичне — 2.26. Порівняно з вікном W=3, амплітуда помилки зменшилася (з 3.1 до 2.26), проте зона спотворення розширилася на 5 тактів.

Блок-схема функціонування ФКС фільтру наведена на рис. 3.4.

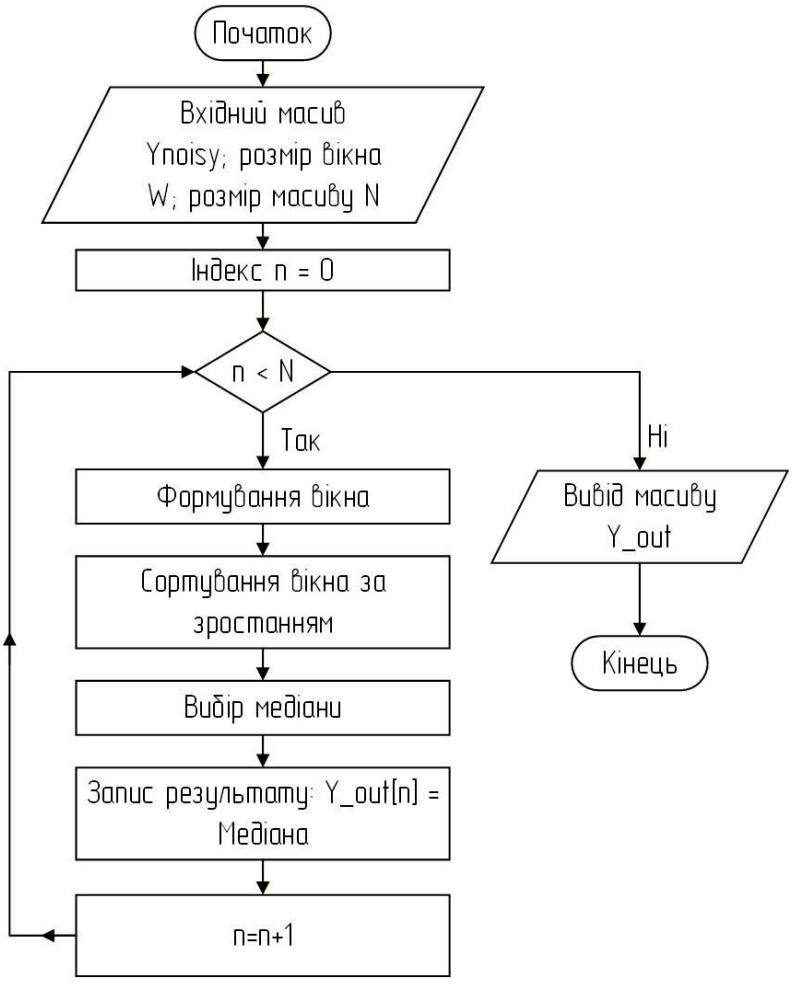


Рисунок 3.4 – Блок схема фільтру ковзаючого середнього

Для вікна W=7 на тому ж такті (n=3) у розрахунок беруться значення [1.1, 0.8, 1.1, 7.3, 0.9, 1.2, 0.9]. Сума складає 13.3, а результат фільтрації — 1.90. Хоча

пікове значення завади стало ще меншим, енергія імпульсу тепер розподілена на 7 відліків, що призводить до тривалого відхилення сигналу від норми.

Результати потактової обробки для характерних точок при різних розмірах вікна наведено в табл. 3.6.

Таблиця 3.6 – Приклади обробки інформації фільтром ковзаючого середнього з розміром вікна W=3

Номер такту, n	Вхідне вікно значень	Значення середнього	Властивість фільтру
3	[1.1, 7.3, 0.9]	3.100	Розподіл енергії імпульсу на сусідні такти
11	[0.2, -5.1, 0.3]	-1.533	Нездатність повністю придушити заваду

3.3.3 Результати дослідження фільтру ковзаючого середнього

Повний розрахунок вихідного сигналу та похибок фільтрації наведено в таблиці 3.7.

Таблиця 3.7 – Зведені результати фільтрації ковзаючого середнього

Номер такту, n	Вхідний сигнал, $Y_{noisy}[n]$	Розмір вікна		
		W=3	W=5	W=7
0	1.1	1.000	1.040	1.943
1	0.8	1.000	2.280	1.914
2	1.1	3.067	2.240	1.929
3	7.3	3.100	2.260	1.900
4	0.9	3.133	2.280	1.757
5	1.2	1.000	2.080	1.614
6	0.9	0.733	0.580	1.471
7	0.1	0.267	0.420	0.457
8	-0.2	0.000	0.220	-0.400
9	0.1	0.033	-0.980	-0.529
10	0.2	-1.600	-0.940	-0.614
11	-5.1	-1.533	-0.840	-0.586
12	0.3	-1.500	-0.800	-0.514

На основі отриманих даних проведено розрахунок середньо квадратичної похибки:

$$\sum(\mathrm{Y_{SMA}} - \mathrm{X})^2 \approx 20.53. \quad (3.4)$$

$$RMSE = \sqrt{\frac{20.53}{13}} \approx \sqrt{1.579} \approx 1.257.$$

Фільтр ковзного середнього показав найгірший результат серед усіх досліджуваних методів (RMSE ≈ 1.257). Для порівняння, найкращий результат ЕФКС фільтра становив 0.745, а медіанного – 0.104. Це підтверджує теоретичне положення про те, що лінійні методи фільтрації (до яких належить ФКС) є неефективними в умовах імпульсного шуму, оскільки кожне аномальне значення вхідного сигналу прямо впливає на результат обчислення середнього, вносячи значну похибку.

3.4 Порівняльний аналіз ефективності алгоритмів фільтрації

Для визначення найбільш ефективного методу обробки сигналу в блоці керування системи вимірювання концентрації озону проведено порівняння розрахованих показників середньоквадратичної похибки (RMSE) для трьох досліджених типів фільтрів. Для порівняння обрано найкращі конфігурації кожного типу фільтра: медіанний з вікном W=3, EMA з коефіцієнтом α=0.1 та SMA з вікном W=3.

Зведені дані ефективності наведено в табл. 3.8 та рис 3.4.

Таблиця 3.8 – Порівняння показників середньоквадратичної похибки для різних алгоритмів

Тип фільтра	Розмір вікна/Коефіцієнт згладжування	RMSE
Вхідний сигнал	-	2.253
ФКС	W=3	1.257
ФКС	W=5	0.927
ФКС	W=7	0.691
ЕФКС	α=0.7	1.636
ЕФКС	α=0.3	0.925
ЕФКС	α=0.1	0.745
Медіанний фільтр	W=7	0.118
Медіанний фільтр	W=5	0.118
Медіанний фільтр	W=3	0.104

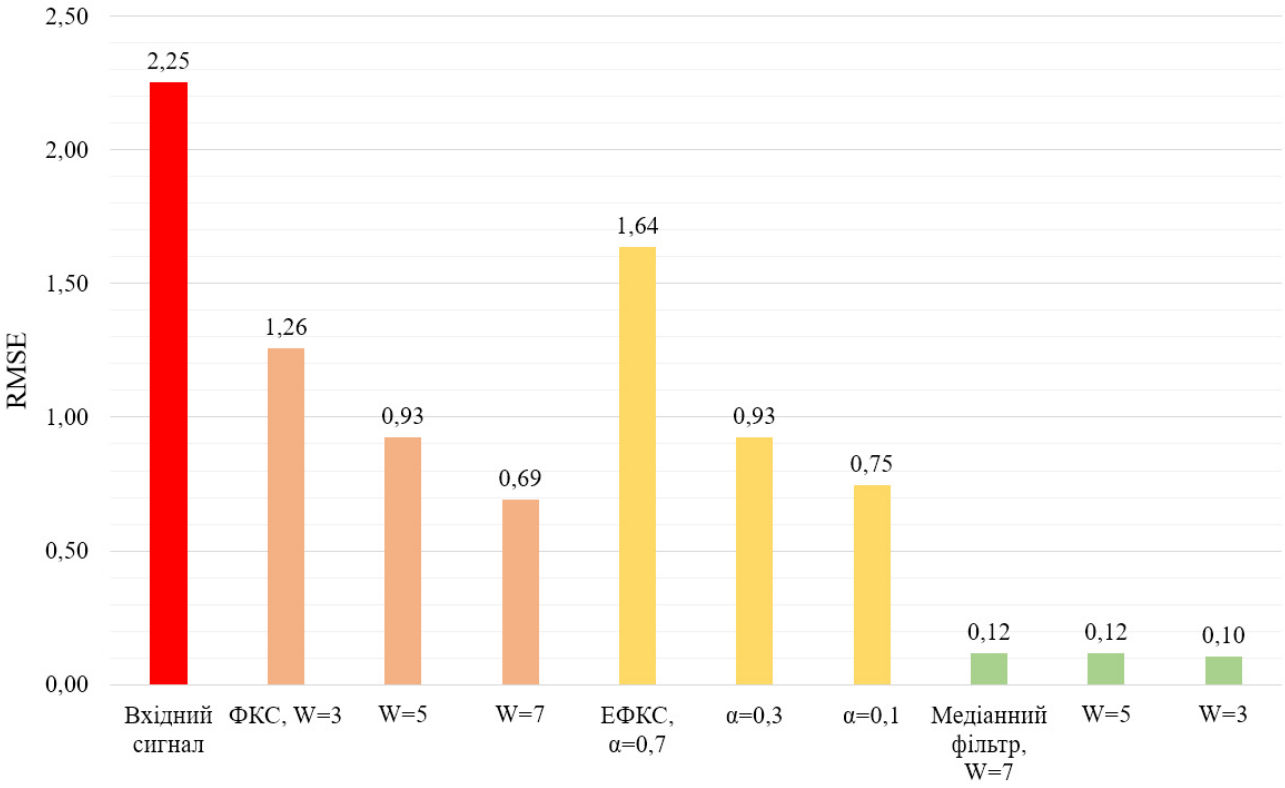


Рисунок 3.4 – Залежність коефіцієнта середньо квадратичного відхилення від параметрів і типу цифрового фільтру

Фільтр ковзаючого середнього продемонстрував найнижчу ефективність (RMSE = 1.257). Лінійний принцип усереднення призводить до того, що енергія потужних імпульсних завад не усувається, а розподіляється на сусідні відліки, значно спотворюючи форму сигналу.

Фільтр ЕФКС з малим коефіцієнтом згладжування (α=0.1) показав кращий результат (RMSE = 0.745) порівняно з ФКС завдяки своїй інерційності, що дозволяє краще фільтрувати гауссівський шум. Проте, він також виявився неспроможним ефективно протидіяти поодиноким імпульсним викидам великої амплітуди.

Медіанний фільтр забезпечив найвищу якість обробки сигналу, знизивши рівень помилки до RMSE = 0.104. Завдяки нелінійному алгоритму ранжування, він повністю виключає аномальні значення імпульсних завад з результуючого сигналу, не спотворюючи при цьому крутизну фронтів корисного сигналу.

Враховуючи характер завад, що виникають від джерел живлення апаратної частини (поодинокі потужні імпульси), для реалізації у блоці керування рекомендовано обрати медіанний фільтр з розміром вікна W=3.

4 РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ ТА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ БЛОКУ КЕРУВАННЯ СИСТЕМИ ВИМІРЮВАННЯ КОНЦЕНТРАЦІЇ ОЗОНУ

4.1 Синтез алгоритму та програмного коду генератора імпульсів керування джерелами випромінювання

Для забезпечення функціонування вимірювальної системи, згідно зі структурною схемою (п.п. 1.1), необхідно формувати керуючі імпульси для джерел ультрафіолетового випромінювання. Оскільки вимірювальний процес характеризується інерційністю, для комутації джерел обрано робочу частоту 1Гц.

Алгоритм генерації базується на використанні апаратного таймера мікроконтролера в режимі CTC (Clear Timer on Compare Match) [21]. У цьому режимі таймер рахує тактові імпульси до значення, записаного в регістр порівняння, після чого автоматично обнуляється і змінює стан вихідного піна.

Значення для регістра порівняння OCR1A розраховується за формулою:

$$\mathrm{OCR1A} = \frac{\mathrm{F_{CPU}}}{2 \cdot \mathrm{N} \cdot \mathrm{F_{out}}} - 1, \tag{4.1}$$

де: F_{CPU} – тактова частота 16 МГц, N – коефіцієнт ділення частоти 1024, F_{out} – необхідна частота1 Гц.

Підставивши значення, отримаємо:

$$\mathrm{OCR1A} = \frac{16\,000\,000}{2 \cdot 1024 \cdot 1} - 1 \approx 7811$$

Блок-схема алгоритму ініціалізації генератора наведена на рис. 4.1.

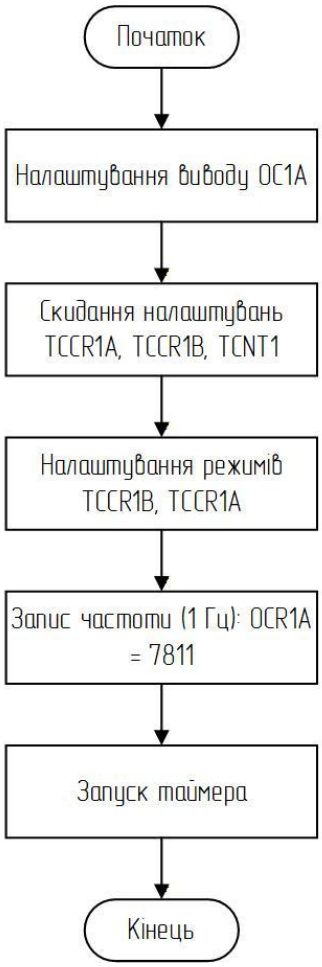


Рисунок 4.1 — Блок-схема алгоритму генератора

Відповідно до наведеної блок-схеми, у програмному коді (див. Додаток А) функція Generator_Init реалізує пряму роботу з регістрами мікроконтролера ATmega328P для конфігурації апаратного таймера. На етапі ініціалізації спочатку налаштовується пін PB1 на вихід шляхом встановлення відповідного біта в регістрі напрямку даних DDRB. Далі здійснюється налаштування режиму роботи таймера: у регістрі TCCR1B встановлюється біт WGM12, що переводить таймер у режим скидання при збігу (CTC), а необхідна частота генерації 1 Гц задається записом розрахункового значення у регістр порівняння OCR1A та вибором відповідного коефіцієнта ділення частоти. Для формування вихідного сигналу без постійного втручання процесора у регістрі TCCR1A встановлюється

біт COM1A0, що дозволяє апаратне перемикання (Toggle) логічного рівня на виводі OC1A при кожному збігу лічильника.

Далі регістр OCR1A записується розраховане значення 7811. Запуск таймера відбувається шляхом встановлення бітів CS12 та CS10 у регістрі TCCR1B, що відповідає коефіцієнту ділення частоти 1024. Така реалізація дозволяє генерувати стабільний меандр частотою 1 Гц апаратно, без використання переривань та ресурсів ядра мікро контролера.

4.2 Синтез алгоритму та програмного коду цифрового фільтру

У процесі перетворення оптичного сигналу виникають імпульсні завади. Як показав аналіз у п.п. 3.4, оптимальним методом їх усунення є медіанна фільтрація з розміром вікна W=3. Алгоритм передбачає накопичення трьох останніх відліків, їх сортування та вибір середнього значення [22].

Для реалізації алгоритму цифрової фільтрації було розроблено блок-схему, що наведено на рис. 4.2.

Програмна реалізація алгоритму (див. Додаток Б) базується на використанні структури MedianFilter, яка містить кільцевий буфер buffer на 3 елементи, індекс голови head та лічильник заповненості count. Функція Filter_Update приймає нове значення напруги та записує його в буфер, циклічно зміщуючи індекс для забезпечення безперервності потоку даних. Для обробки накопиченої вибірки виконується копіювання значень у тимчасовий масив, який далі впорядковується методом бульбашкового сортування [23]. Результатом роботи функції є повернення центрального елемента відсортованого ряду, що дозволяє ефективно відсіювати аномальні викиди, не спотворюючи корисний сигнал.

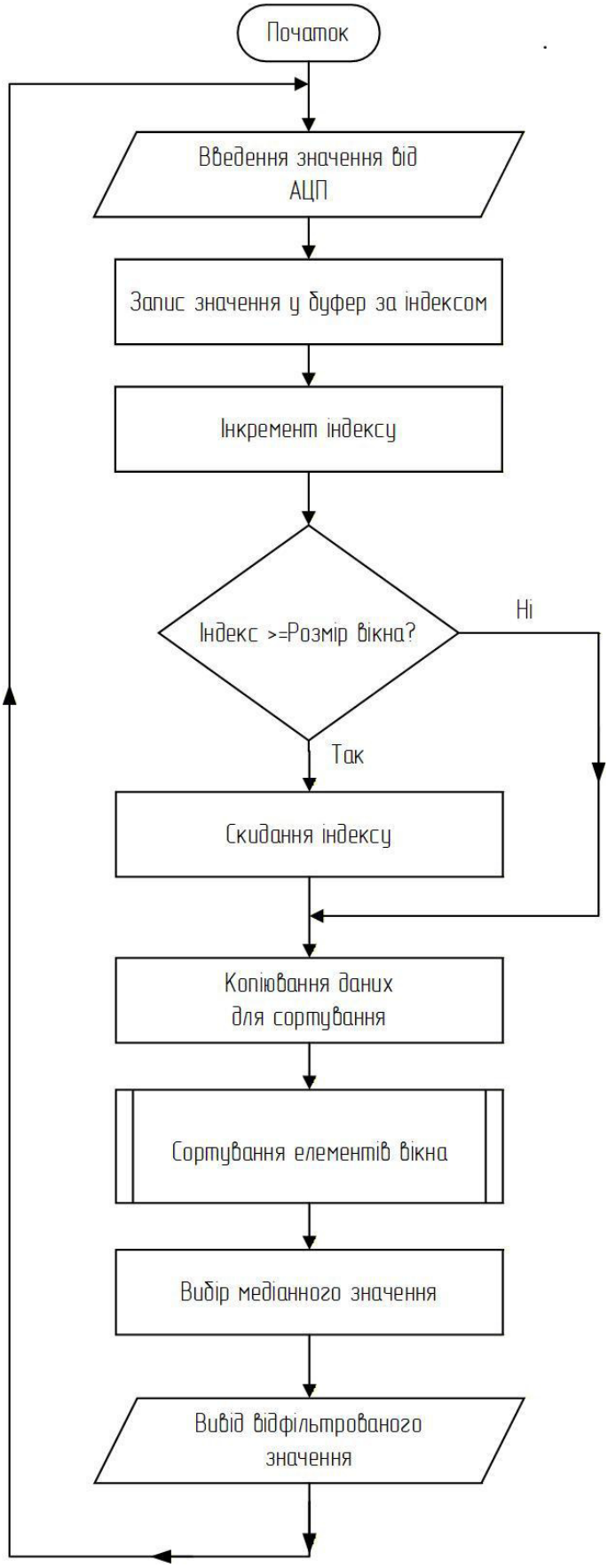


Рисунок 4.2 — Блок-схема алгоритму медіанного фільтра

Обрання медіани здійснюється наступним чином: дані копіюються у тимчасовий масив temp, щоб не порушити хронологічний порядок у основному буфері. Сортування масиву temp виконується оптимізованим методом «бульбашки» (функція Sort_Array). Оскільки розмір масиву фіксований і малий (3 елементи), сортування виконується дуже швидко за фіксовану кількість операцій порівняння. Функція Filter_Update повертає елемент temp[1] (середину відсортованого масиву), що і є відфільтрованим значенням.

4.3 Синтез програмного коду мікроконтролера блоку керування

4.3.1 Алгоритм розрахунку концентрації озону

Розрахунок концентрації базується на законі Бугера-Ламберта-Бера [3]. Для малих концентрацій використовується лінійна апроксимація, де концентрація C_{O3} пропорційна різниці сигналів опорного (U_{ref}) та вимірювального (U_{meas}) каналів:

$$C_{O3} \approx K_{cal} \cdot (U_{ref} - U_{meas}), \tag{4.3}$$

де K_{cal} — калібрувальний коефіцієнт.

Блок-схема алгоритму розрахунку концентрації наведена на рис. 4.3.

На основі алгоритму 4.3 було синтезовано програмний код який наведено у Додатку В.

У коді програми цей алгоритм реалізовано як послідовність математичних операцій над числами з плаваючою комою (float). Спочатку обчислюється різниця:

$$\text{delta} = \text{val_ref} - \text{val_meas}, \tag{4.4}$$

де val_ref – напруга опорного каналу, val_meas – напруга на виході вимірювального каналу системи вимірювання концентрації озону.

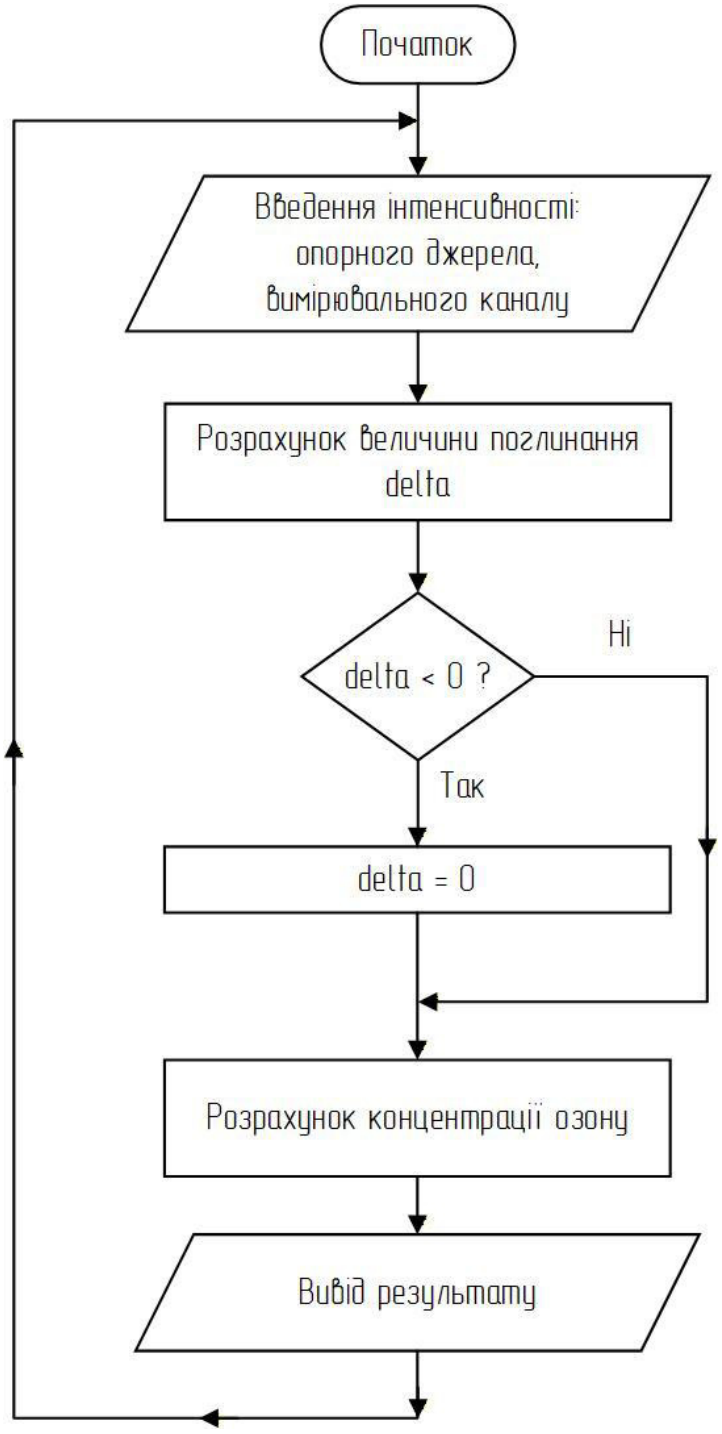


Рисунок 4.3 — Блок-схема розрахунку концентрації

Через випадкові зміни стану вимірювального оптичного каналу інтенсивність випромінювання, що поглинається delta може набувати від’ємних значень. Тому для запобігання відповідних помилок у синтезованому програмному коді передбачено захист від від’ємних значень, якщо через шуми при нульовій концентрації різниця стає меншою за нуль. У такому разі змінній delta примусово присвоюється значення 0.

На наступному етапі отримане значення delta множиться на калібрувальний коефіцієнт:

$$\text{conc} = \text{delta} * \text{CALIBRATION_K}, \tag{4.5}$$

де CALIBRATION_K – калібрувальний коефіцієнт (відповідає 4.3), яка задається у розділі #define програмного коду.

Результат визначення концентрації озону зберігається у змінній conc і передається через послідовний порт до зовнішнього обчислювального середовища.

4.3.2 Загальний алгоритм роботи блоку керування

З метою інтеграції всіх обчислювальних алгоритмів блоку керування (опитування АЦП, фільтрацію, розрахунок та передачу даних) було розроблено загальний алгоритм функціонування блок схема якого наведена на рис 4.4.

Блок-схема загального алгоритму роботи пристрою наведена на рис. 4.4.

На основі розробленого алгоритму на мові С було синтезовано програмний код, наведений у Додатку Г. Згідно цього коду створюється функція main, після чого відбувається ініціалізація підпрограми генератора вимірювальних імпульсів, підпрограми фільтрації напруги опорного каналу, підпрограми фільтрації вимірювального каналу і послідовного порту.

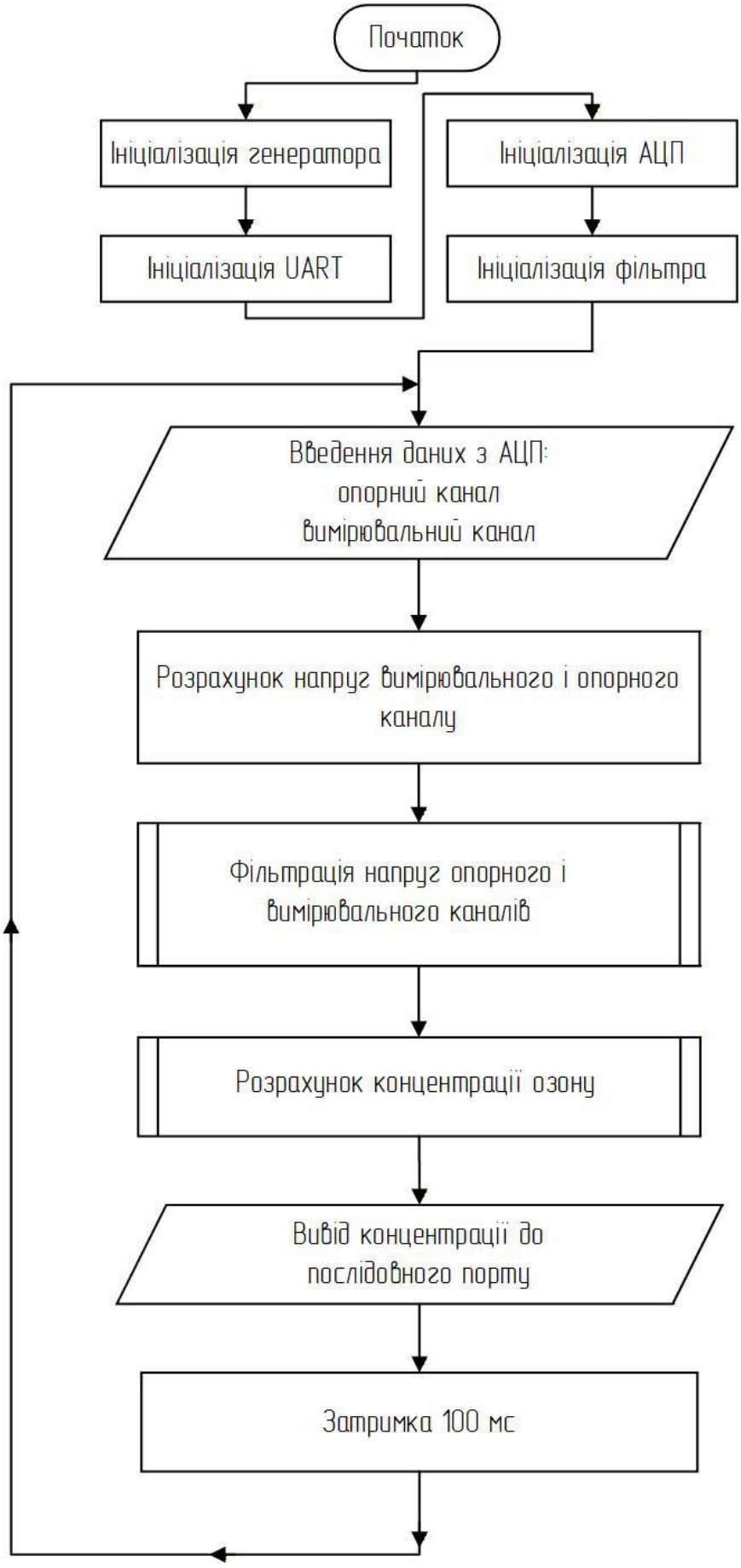


Рисунок 4.4 — Блок-схема головного циклу

Після цього за допомогою оператора while організується нескінчений цикл, де спочатку відбувається зчитування аналого-цифрового перетворення значень опорного каналу системи та вимірювального каналу.

У результаті виконання цих операцій у регістри мікроконтролера записуються цілочисельні коди, які відповідають рівням вхідних сигналів. Оскільки використовується 10-бітний АЦП, отримані значення є безрозмірними величинами в діапазоні від 0 до 1023, які потребують нормалізації для подальшого використання у фізичних розрахунках.

Отримані дані використовуються для розрахунку відповідних напруг наступним чином:

$$\text{volts} = \text{raw} * (V_{ref} / D_{max}), \quad (4.4)$$

де raw – поточне значення коду, отримане з АЦП; Vref – максимальна напруга, яку може виміряти АЦП (Vref = 5); D_{max} – максимальне значення вихідного коду АЦП (D_{max} = 1023).

На наступному етапі відбувається передання розрахованих даних до підпрограми цифрової фільтрації каналів. Результатом виконання цього є отримання більш точних та достовірних значень напруг на виході приймачів випромінювання системи, що є критично важливим для забезпечення високої метрологічної точності всього приладу.

На заключному етапі здійснюється безпосередній розрахунок концентрації озону відповідно до математичної моделі (4.3). Отримане числове значення перетворюється у текстовий рядок за допомогою функції dtostrf та передається через послідовний інтерфейс UART функцією UART_Print для подальшої візуалізації на зовнішньому терміналі або ПК.

Для стабілізації періоду опитування датчиків та формування фіксованої частоти дискретизації в кінці циклу while додано програмну затримку, яка становить 100 мс.

4.4 Дослідження розробленого коду

4.4.1 Відлагодження програмного коду

Для перевірки працездатності розробленого коду було проведено його тестування на платі відладки Arduino UNO, результати якого наведено на рис 4.5.

Результати відлагодження підтверджують відсутність помилок та працездатність розробленого коду. З рис. 4.5 слід що розроблений код займає 8262 Б у пам’яті мікроконтролера (що становить 25% від загального обсягу). При цьому глобальні змінні використовують 474 Б (23% від загального обсягу).

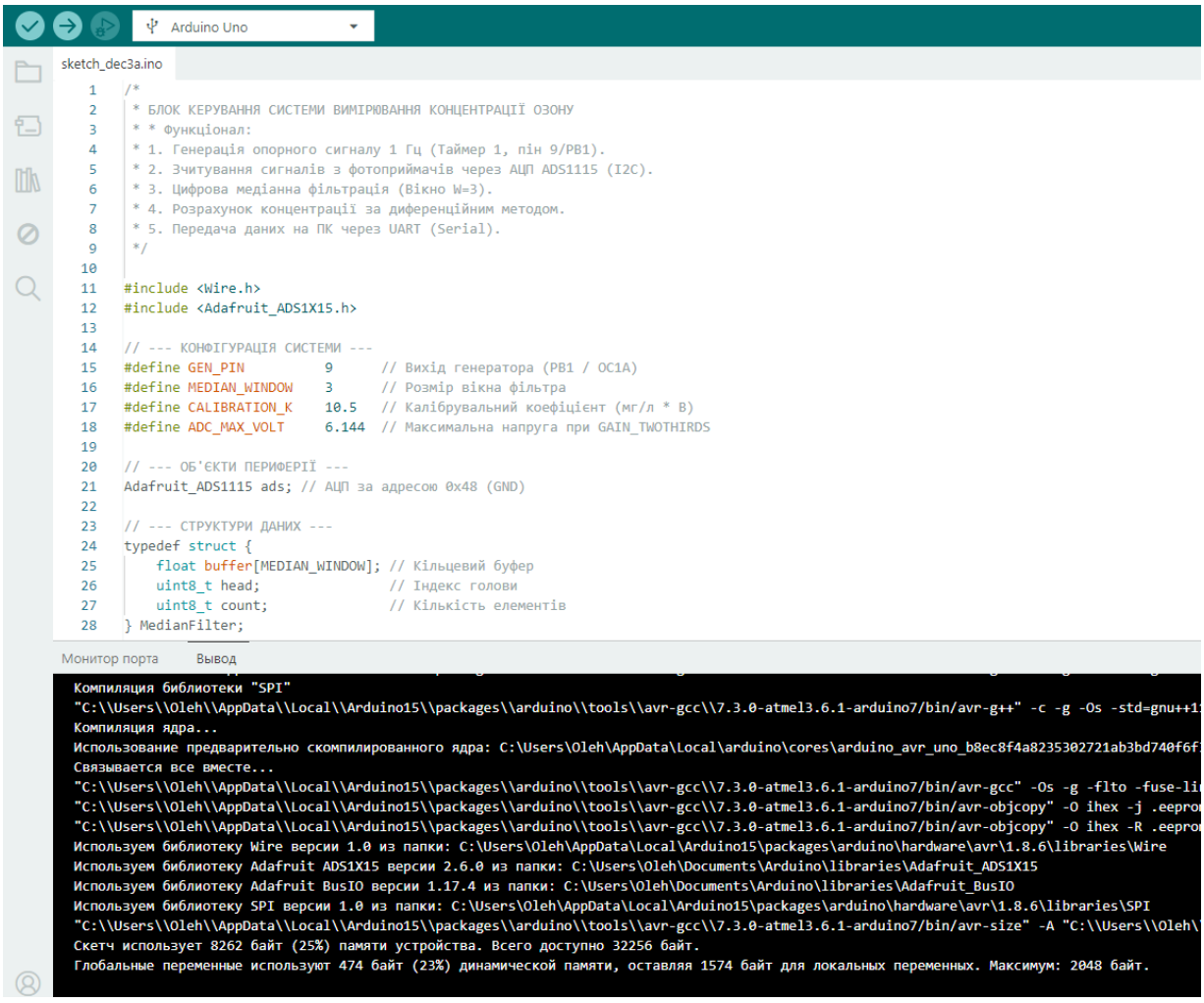


Рисунок 4.5 — Результат відлагодження програмного коду мікроконтролеру

Отримані показники свідчать про високу ефективність програмної реалізації. Запас ресурсів (75% постійної та 77% оперативної пам'яті) гарантує стабільну роботу пристрою та дозволяє в майбутньому розширювати функціонал системи (наприклад, додати рідкокристалічний дисплей або меню налаштувань) без заміни мікроконтролера на більш потужний.

4.4.2 Моделювання роботи генератора імпульсів

Для верифікації часових параметрів роботи синтезованого програмного генератора було створено віртуальну модель у середовищі Proteus Design Suite. Схема моделювання включає мікроконтролер ATmega328P із завантаженим hex-файлом прошивки. Для реєстрації вихідного сигналу до порту мікроконтролера IO9 (вивід PB1) було підключено пробник напруги (Voltage Probe). Візуалізація та вимірювання параметрів сигналу здійснювалися за допомогою інструменту графічного аналізу Analogue Analysis, що дозволяє отримати детальну часову розгортку процесу.

Завдання для моделювання схеми генератора керуючих імпульсів наведено на рис. 4.6.

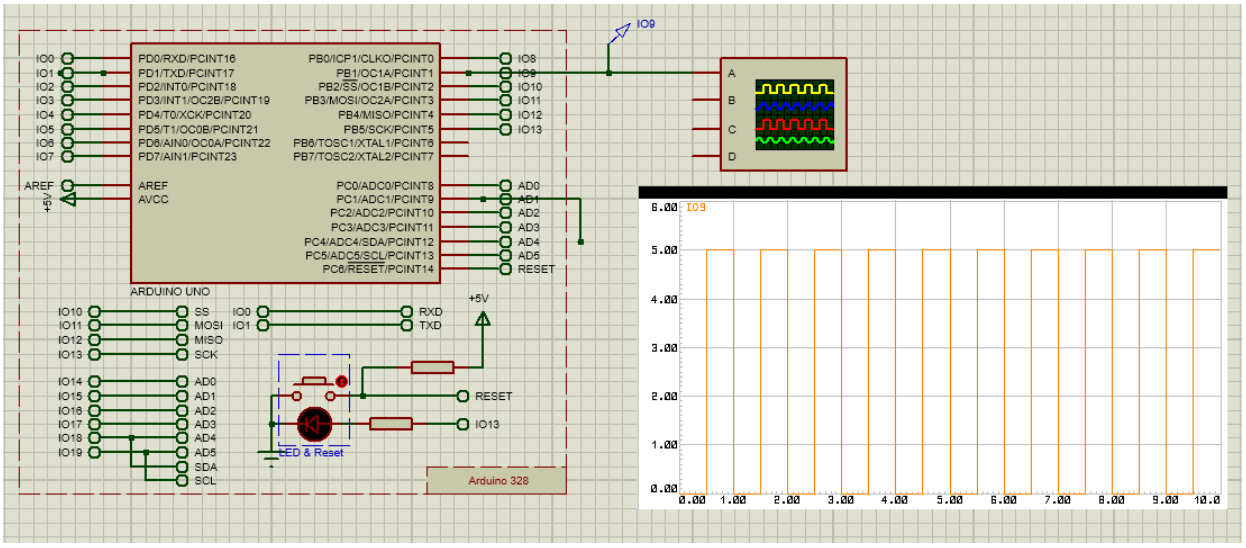


Рисунок 4.6 — Завдання для моделювання генератора імпульсів

Після виконання симуляції протягом розрахункового часу (10 секунд) було побудовано графік зміни напруги на виході генератора. Результати моделювання у вікні Analogue Analysis наведені на рис. 4.7.

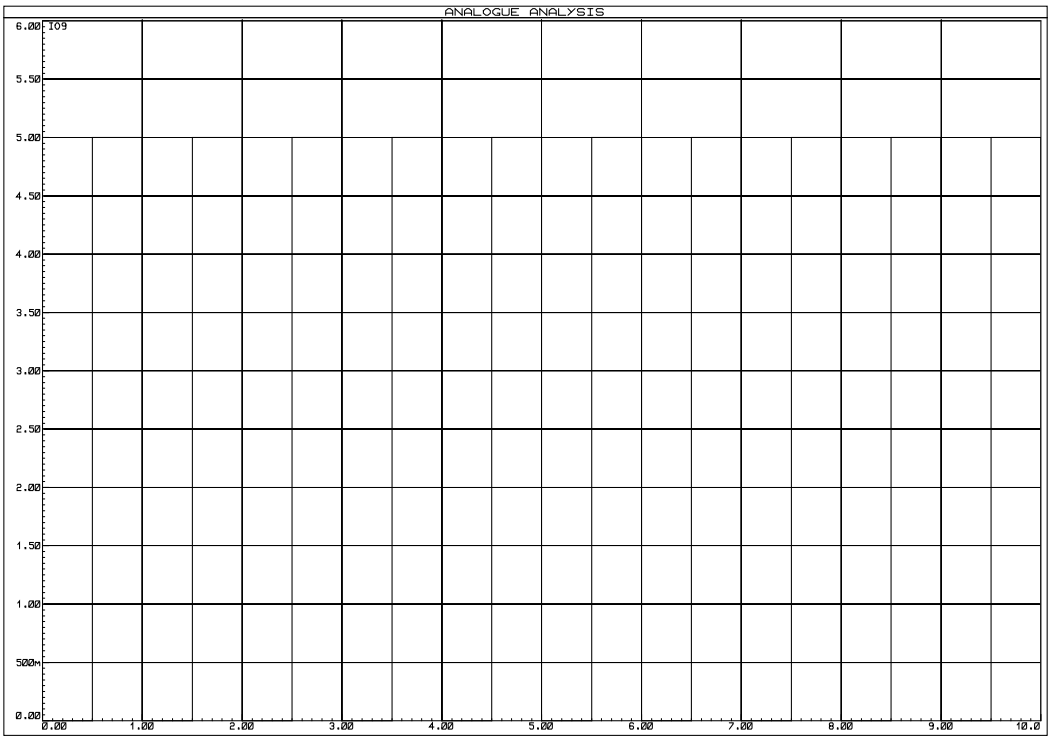


Рисунок 4.7 — Часова діаграма вихідного сигналу генератора

Аналіз отриманого графіка підтверджує, що на виході IO9 формується стабільний прямокутний сигнал типу «меандр» із заповненням 50%. Період слідування імпульсів на графіку становить рівно 1,00 с, що відповідає частоті 1Гц. Це свідчить про коректну роботу апаратного таймера в режимі CTC та правильність розрахунку регістрів порівняння.

4.4.3 Моделювання роботи цифрового фільтра

Наступним етапом дослідження стала перевірка ефективності розробленого алгоритму медіанної фільтрації. Для цього схему моделювання

було доповнено джерелом вхідного аналогового сигналу складної форми, який підключено до входу АЦП мікроконтролера AD1 (PC1). Джерело імітує корисний сигнал із накладеним шумом та імпульсними завадами.

Для аналізу результатів фільтрації використано чотириканальний віртуальний осцилограф. Канал A (жовтий промінь) — до виходу IO9, на якому мікроконтролер формує відфільтрований сигнал, а канал B (блакитний промінь) підключено безпосередньо до входу AD1 для контролю зашумленого сигналу.

Завдання для моделювання роботи цифрового фільтра представлено на рис. 4.8.

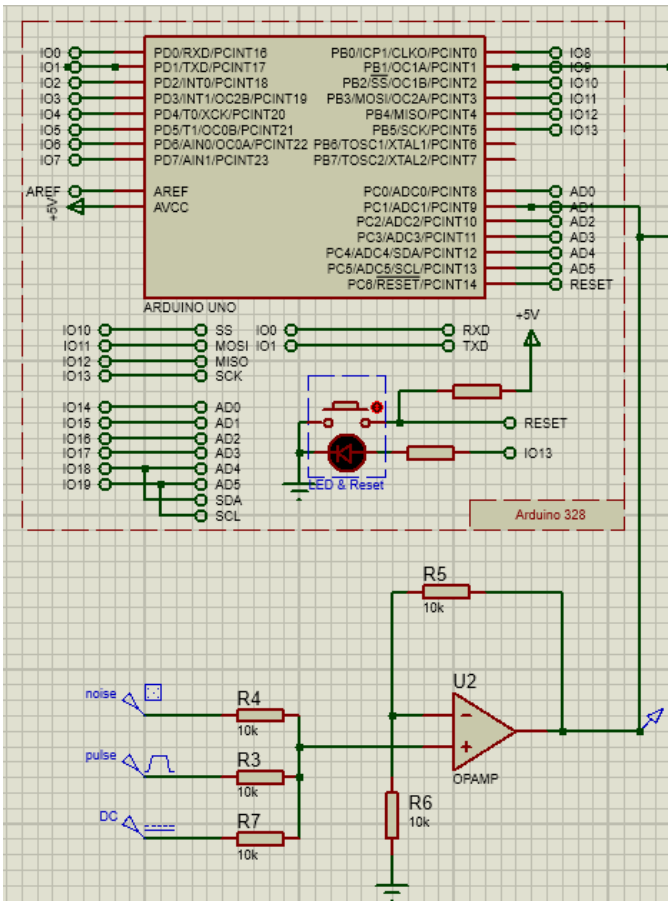


Рисунок 4.8 — Завдання для моделювання роботи цифрового фільтра

У процесі симуляції мікроконтролер зчитував дані з входу AD1, обробляв їх медіанним фільтром з розміром вікном W=3 та видавав результат на вихід IO9. Результати порівняльного моделювання вхідного та вихідного сигналів на екрані осцилографа наведені на рис. 4.9.

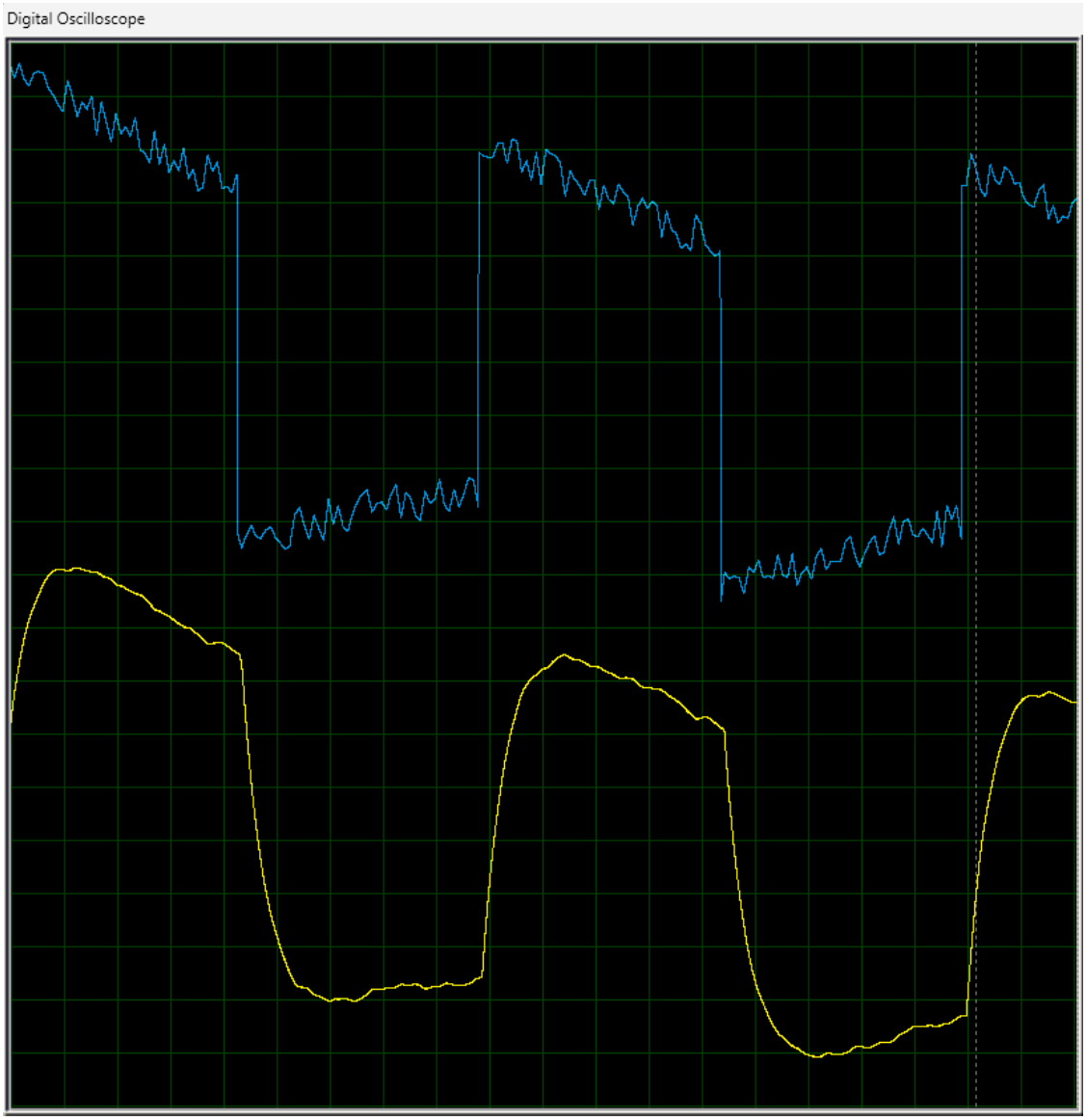


Рисунок 4.9 — Осцилограми сигналів до та після цифрової фільтрації

Як видно з наведених графіків сигнал на виході IO9 (жовтий промінь) демонструє стабільну форму, очищену від випадкових коливань, що підтверджує високу завадостійкість синтезованого програмного забезпечення та його придатність для використання в реальних умовах експлуатації.

5 ЕКОНОМІКА ТА ОРГАНІЗАЦІЯ РОБОТИ НАУКОВО-ДОСЛІДНОЇ ЛАБОРАТОРІЇ

5.1 Формуляр проекту

Для організації робіт зі створення блоку обробки сигналів системи вимірювання концентрації озону складено формуляр проекту, який наведено в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Формуляр проекту

Завдання	№ проекту	1
	Дата замовлення	02.02.2025
	Назва проекту	Дослідження процесів перетворення даних у абсорбційному вимірювачі концентрації озону
	Замовник	Кафедра електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення
	Адреса	м. Запоріжжя, пр. Соборний, 226
	Контактна особа	Завідувач кафедри
Договірна ціна	Усього	1
	План оплати	попередня оплата – 50%
	Додаткові умови	-
Строки	Початок	08.04.2025
	Проміжні строки	-
	Кінець	01.12.2025
Партнери	Кооперація	-
	Субпідрядники	-
Персонал	Керівник	-
	Співробітники	-

продовження табл. 5.1

Проект	Скорочена назва	-
	Цілі	Підвищення точності вимірювання концентрації озону шляхом дослідження та оптимізації процесів перетворення даних та цифрової фільтрації
	Критичні строки	01.09.2025 – Синтез алгоритмів обробки даних 13.10.2025 – Отримання результатів моделювання в Proteus 15.11.2025 – Аналіз ефективності та оформлення записки
	Особливості та проблеми	Обмежені обчислювальні ресурси мікроконтролера ATmega328P для реалізації складних алгоритмів фільтрації. Необхідність узгодження програмної та апаратної частин у стислі терміни

5.2 Характеристика робіт за проектом

Таблиця 5.2 - Характеристика робіт за проектом

Код роботи	Назва (зміст) роботи	Безпосередньо попередня робота	Тривалість, діб
1.1	Аналіз структури системи вимірювання концентрації озону	-	3
1.2	Огляд методів аналогової фільтрації сигналів	1.1	2
1.3	Огляд методів цифрової фільтрації сигналів	1.1	3
1.4	Обґрунтування вибору програмного забезпечення для моделювання	1.2, 1.3	1
2.1	Синтез моделі системи обробки сигналів вимірювача озону	1.4	4
2.2	Дослідження впливу параметрів смугових фільтрів на якість обробки	2.1	3
2.3	Дослідження впливу параметрів ФНЧ на якість обробки	2.1	3

продовження табл. 5.2

Код роботи	Назва (зміст) роботи	Безпосередньо попередня робота	Тривалість, діб
2.4	Дослідження моделі оптимізованої системи обробки сигналів	2.2, 2.3	2
3.1	Синтез та дослідження алгоритму медіанного фільтру	1.3, 2.4	5
3.2	Синтез та дослідження алгоритму експоненційного фільтру	1.3, 2.4	4
3.3	Синтез та дослідження фільтру ковзаючого середнього	1.3, 2.4	4
3.4	Порівняльний аналіз ефективності алгоритмів фільтрації	3.1, 3.2, 3.3	3
4.1	Синтез алгоритму та коду генератора імпульсів керування	2.4	3
4.2	Синтез алгоритму та коду цифрового фільтру (реалізація)	3.4	4
4.3	Синтез програмного коду мікроконтролера (загальний алгоритм)	4.1, 4.2	6
4.4	Відлагодження коду та моделювання роботи пристрою	4.3	5
Всього	Виконання магістерської роботи		52

5.3 Робоча структура проекту – WBS

WBS (Work Breakdown Structure) будується в результаті декомпозиції робіт. Вона визначає об'єм робіт, виконання яких призводить до досягнення мети проекту [24]. Структура наведена на рис. 5.1.

5.4 Організаційна структура проекту – OBS

OBS (Organization Breakdown Structure) визначає виконавців проекту та встановлює систему підпорядкованості. OBS має вигляд ієрархічної системи. Структура OBS визначається структурою проектної організації [24]. Структура наведена на рис. 5.2.

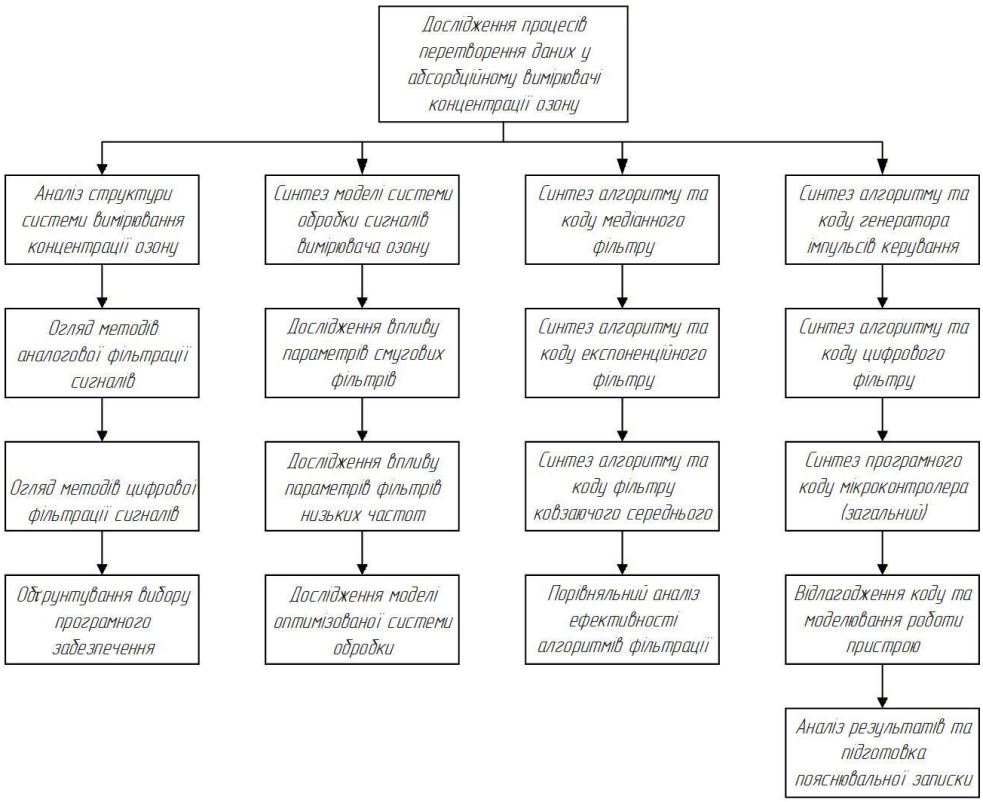


Рисунок 5.1 – Робоча структура проекту – WBS

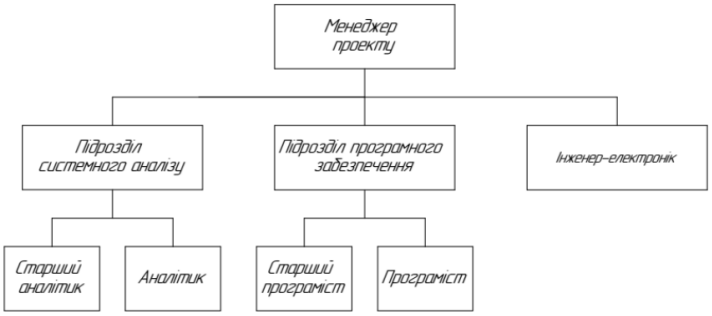


Рисунок 5.2 – Організаційна структура проекту – OBS

5.5 Структура затрат проекту – CBS

CBS (Cost Breakdown Structure) будується в результаті декомпозиції загальних витрат на проект. Структура CBS наведена на рис. 5.3.



Рисунок 5.3 – Структура затрат проекту – CBS

5.6 Матриця відповідальності

Матриця відповідальності закріплює роботи за виконавцями та встановлює їх міру відповідальності. Вона пов'язує WBS та OBS. Вона наведена у табл. 5.3.

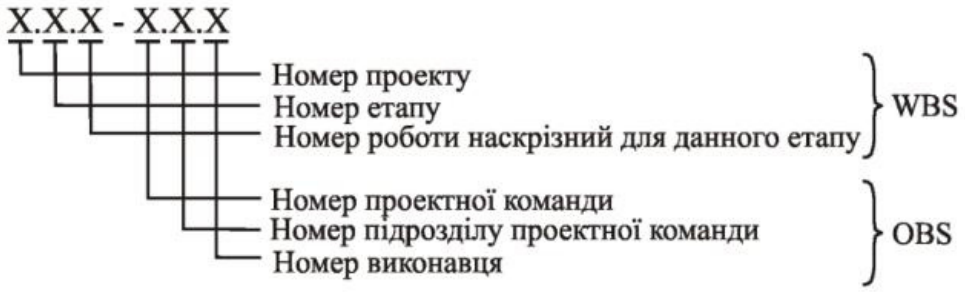
5.7. Система кодування проекту

Система кодування дозволяє структурувати проект, встановити взаємовідносини WBS та OBS. У кодуванні використовуються багатозначні коди. Структуру коду введено за допомогою наступної форми:

Таблиця 5.3 - Матриця відповідальності

Виконавці	1.1 Структура системи вимірювання	1.2 Методи аналогової фільтрації	1.3 Методи цифрової фільтрації	1.4 Обґрунтування вибору ПЗ	2.1 Синтез моделі системи	2.2 Дослідження смугових фільтрів	2.3 Дослідження ФНЧ	2.4 Дослідження оптимізованої	3.1 Синтез коду медіанного фільтру	3.2 Синтез коду експоненційного	3.3 Синтез коду ковзаючого	3.4 Порівняльний аналіз алгоритмів	4.1 Алгоритм генератора імпульсів	4.2 Алгоритм цифрового фільтру	4.3 Код мікроконтролера	4.4 Відлагодження та моделювання	Аналіз результатів	Підготовка технічного звіту
Менеджер проекту				p												p	p	p
Старший аналітик	p	p	s	s	s			p	s	s	s	p				s		s
Аналітик	s	s	p		p	p	p	+				+					s	
Старший програміст			s	s	+				s	p	+	s	s	p	s	s	+	
Програміст	+			+		s	s		p	+	p	+	+	+	p	+		
Інженер-електронік	+	+											p		+	+		+

p - первинна відповідальність, s - вторинна відповідальність, + - виконавець



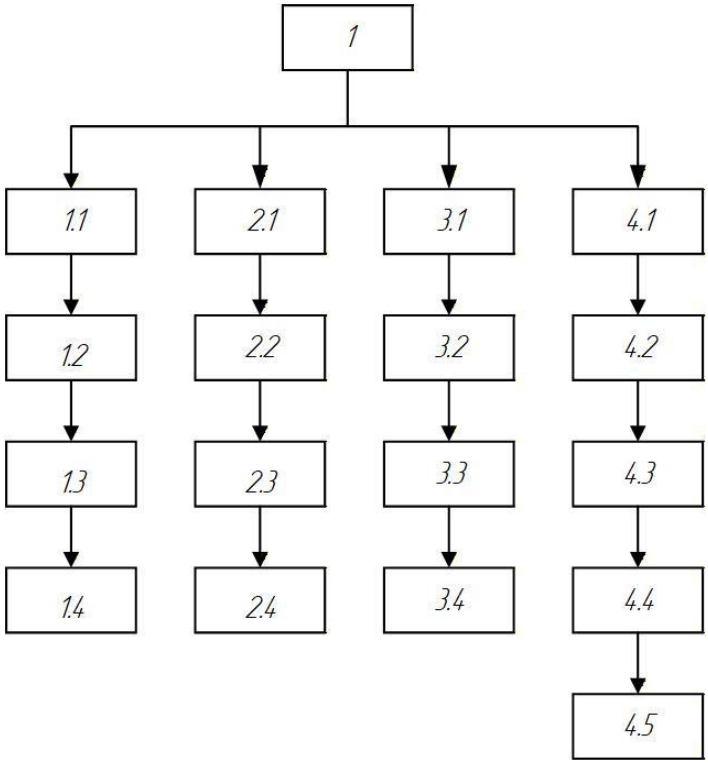


Рисунок 5.4 - Система кодування WBS

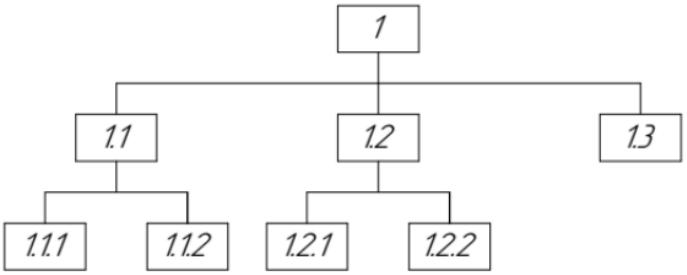


Рисунок 5.5 - Система кодування OBS

5.8 CTR – каталог

Після створення системи кодування було зроблено словник (табл. 5.4), який визначає елементи й облік затрат та гарантує розуміння усім залученим до проекту зміст і значення елементів WBS та OBS [24].

Таблиця 5.4 - CTR – каталог

№	Код роботи	Назва чи зміст роботи	Затрати, грн	Тривалість, дні	Необхідні ресурси
1	1.1	Аналіз структури системи вимірювання концентрації озону	7 200	3	Ст. аналітик 1 особа Аналітик 1 особа
2	1.2	Огляд методів аналогової фільтрації сигналів	4 800	2	Ст. аналітик 1 особа Електронік 1 особа
3	1.3	Огляд методів цифрової фільтрації сигналів	7 200	3	Ст. аналітик 1 особа Ст. програміст 1 особа
4	1.4	Обґрунтування вибору програмного забезпечення	3 200	1	Менеджер 1 особа Ст. аналітик 1 особа Ст. програміст 1 особа
5	2.1	Синтез моделі системи обробки сигналів вимірювача озону	9 600	4	Ст. аналітик 1 особа Аналітик 1 особа
6	2.2	Дослідження впливу параметрів смугових фільтрів	7 200	3	Аналітик 1 особа Програміст 1 особа
7	2.3	Дослідження впливу параметрів фільтрів низьких частот	7 200	3	Аналітик 1 особа Програміст 1 особа
8	2.4	Дослідження моделі оптимізованої системи обробки	4 800	2	Ст. аналітик 1 особа Аналітик 1 особа

продовження табл. 5.4

№	Код роботи	Назва чи зміст роботи	Затрати, грн	Тривалість, дні	Необхідні ресурси
9	3.1	Синтез алгоритму та коду медіанного фільтру	12 000	5	Ст. програміст 1 особа Програміст 1 особа
10	3.2	Синтез алгоритму та коду експоненційного фільтру	9 600	4	Ст. програміст 1 особа Програміст 1 особа
11	3.3	Синтез алгоритму та коду фільтру ковзаючого середнього	9 600	4	Ст. програміст 1 особа Програміст 1 особа
12	3.4	Порівняльний аналіз ефективності алгоритмів фільтрації	10 800	3	Ст. аналітик 1 особа Ст. програміст 1 особа Електронік 1 особа
13	4.1	Синтез алгоритму та коду генератора імпульсів керування	7 200	3	Програміст 1 особа Електронік 1 особа
14	4.2	Синтез алгоритму та коду цифрового фільтру	9 600	4	Ст. програміст 1 особа Програміст 1 особа
15	4.3	Синтез програмного коду мікроконтролера (загальний)	21 600	6	Ст. програміст 1 особа Програміст 1 особа Електронік 1 особа

продовження табл. 5.4

№	Код роботи	Назва чи зміст роботи	Затрати, грн	Тривалість, дні	Необхідні ресурси
16	4.4	Відлагодження коду та моделювання роботи пристрою	24 000	5	Менеджер 1 особа Ст. програміст 1 особа Електронік 1 особа Програміст 1 особа
17	4.5	Аналіз результатів та підготовка пояснювальної записки	12 800	4	Менеджер 1 особа Ст. аналітик 1 особа Електронік 1 особа

5.9 Стрілчастий графік

Стрілчастий графік являє собою граф, вузлам якого відповідають події, а стрілкам – роботи [24]. При побудові стрілчастого графіку використовуються позначення приведені на рис. 5.6. Стрілчастий графік представлено на рис. 5.7.

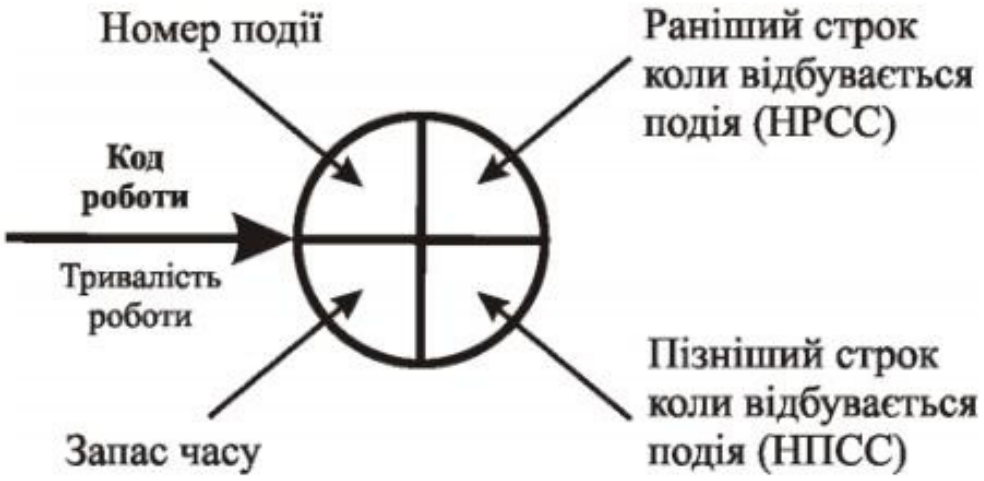


Рисунок 5.6 - Позначення для стрілчастого графіку

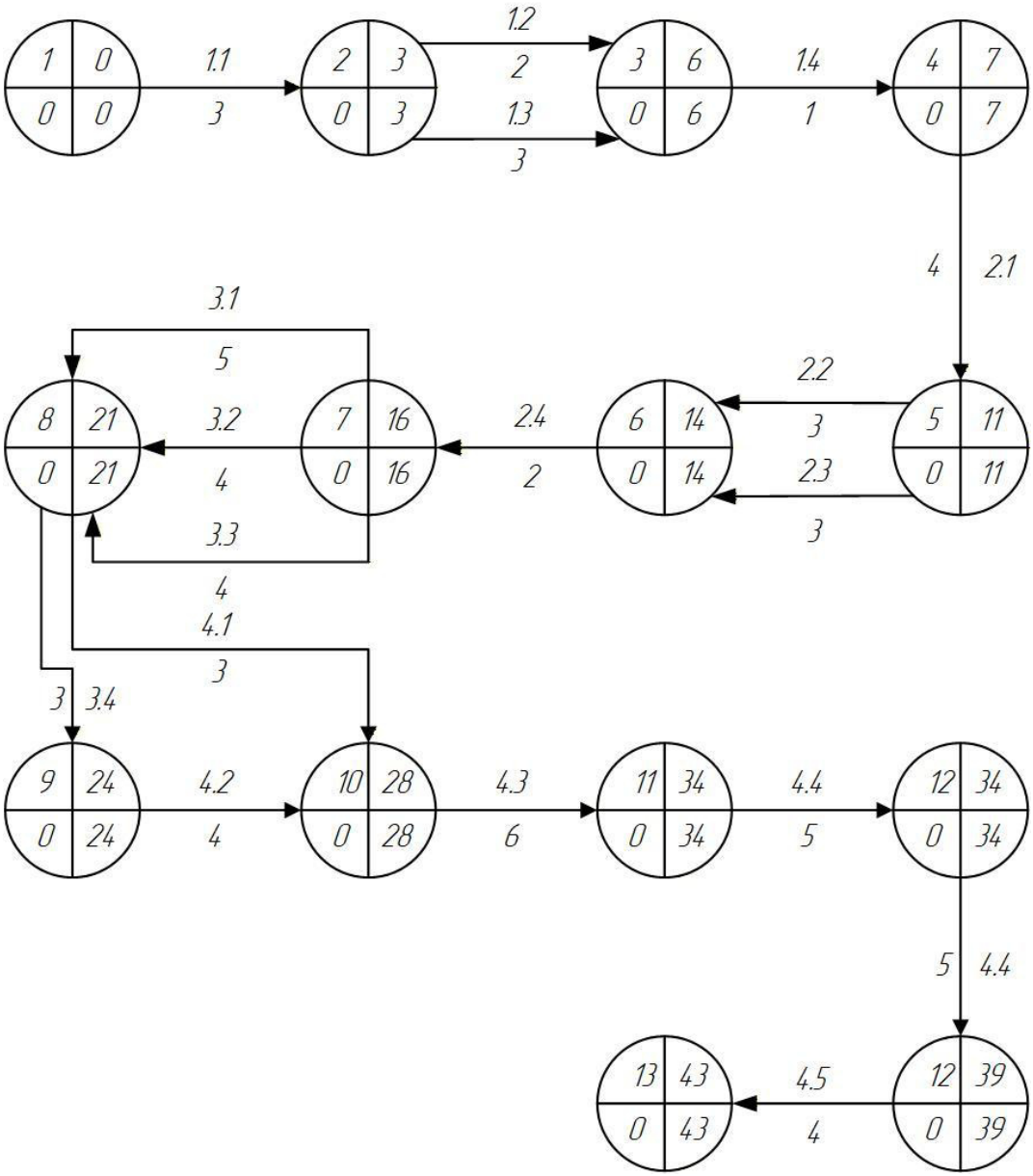


Рисунок 5.7 - Стрілчастий графік

5.10 Розрахунок тривалості проекту з урахуванням запасів часу

Для оптимізації процесу виконання роботи та визначення ймовірності її завершення у встановлений термін використано метод мережевого планування

(PERT). Цей метод дозволяє врахувати невизначеність тривалості окремих етапів, використовуючи три оцінки часу:

- a_i – оптимістична оцінка (мінімальний час);
- m_i – найбільш ймовірна оцінка;
- b_i – песимістична оцінка (максимальний час).

Далі було проведено розрахунок дисперсної тривалості і-ї роботи за допомогою формули [25]:

$$\sigma_i^2 = \left(\frac{b_i - a_i}{6}\right)^2. \quad (5.1)$$

Після цього було розраховано математичне очікування тривалості і-ї роботи за допомогою формули [25]:

$$t_i = \frac{a_i + 4m_i + b_i}{6}. \quad (5.2)$$

Математичне очікування проекту визначається за допомогою формули:

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

де n - кількість робіт, що належать до критичного шляху.

Стандартне відхилення терміну виконання проекту визначено через формулу [25]:

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \sigma_i^2}. \quad (5.4)$$

Результати занесено в табл. 5.5

Ймовірність виконання проекту було прийнято в 0,9. Тоді величина φ визначається як:

$$\varphi = F - 0{,}5 = 0{,}9 - 0{,}5 = 0{,}4. \quad (5.5)$$

Таблиця 5.5 - Тривалість проекту з урахуванням запасів часу

Код роботи	a_i	m_i	b_i	σ_i^2	t_i
1.1	2	3	5	0,25	3,17
1.2	1	2	4	0,25	2,17
1.3	2	3	5	0,25	3,17
1.4	1	1	2	0,03	1,17
2.1	3	4	6	0,25	4,17
2.2	2	3	5	0,25	3,17
2.3	2	3	5	0,25	3,17
2.4	1	2	4	0,25	2,17
3.1	4	5	7	0,25	5,17
3.2	3	4	6	0,25	4,17
3.3	3	4	6	0,25	4,17
3.4	2	3	5	0,25	3,17
4.1	2	3	5	0,25	3,17
4.2	3	4	6	0,25	4,17
4.3	5	6	8	0,25	6,17
4.4	4	5	7	0,25	5,17
4.5	3	4	6	0,25	4,17
				σ	t
				2,01	62,5

По таблиці нормального розподілу φ(z) [25] було визначено z = 1,29. Далі було проведено розрахунок необхідного терміну виконання проекту, який необхідно прийняти для того, щоб не зірвати строки виконання з ймовірністю 90%:

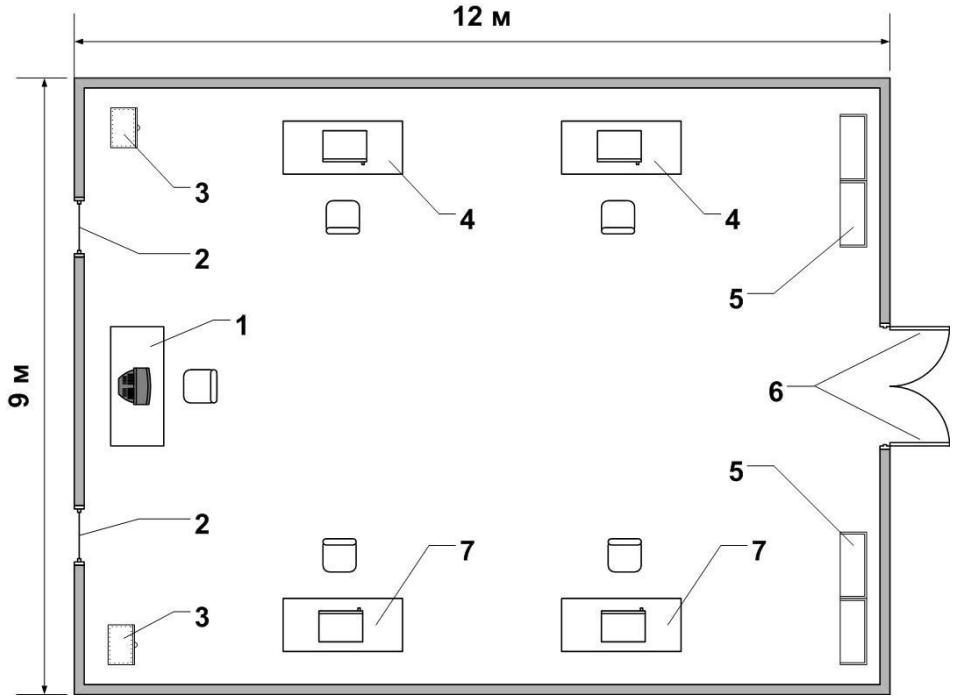
$$Q = z \cdot \sigma + t = 1{,}29 \cdot 2{,}01 + 62{,}5 = 65{,}09 \approx 65. \quad (5.6)$$

Отже, термін виконання проекту, який необхідно прийняти для того, щоб не зірвати строки виконання з ймовірністю 90%, становить 65 робочих дні.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА ТЕХНОГЕННА БЕЗПЕКА

6.1 Характеристика потенційно небезпечних та шкідливих виробничих факторів

При виконанні кваліфікаційної роботи дослідження процесів перетворення даних у адсорбційному вимірювачі концентрації озону проводилося у приміщенні кафедри ЕІСПЗ, план якого наведено на рисунку 6.1. При цьому основна частина робіт проводилася на персональному комп'ютері (ПК).



1 – робоче місце оператора персонального комп’ютера; 2 – вікно; 3 – тумба; 4 – робоче місце програміста; 5 – шафа; 6 – двері; 7 – робоче місце з налагодження програмного коду

Рисунок 6.1 – План приміщення з дослідження процесів перетворення даних у адсорбційному вимірювачі концентрації озону

Приміщення характеризується висотою 3 м. Т. ч., частка обсягу, що припадає на одного виконавця, при тому що в лабораторії перебувають і працюють п’ять дослідників, становить 64,8 м^3. Таке значення знаходиться у відповідності до вимог, де зазначається, що мінімальний обсяг приміщення при здійсненні праці на ПК повинен бути не менш 20 м^3.

Аналіз шкідливих і небезпечних факторів та карта умов праці для робочого місця працівника представлені в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Оцінка факторів виробничого та трудового процесу працівника

№ п/п	Фактори виробничого середовища та трудового процесу	Нормативне значення	Фактичне значення	III клас: шкідливі та небезпечні умови, характер праці			Час дії фактору
				I ступінь	II ступінь	III ступінь	
1	Шкідливі хімічні речовини, мг/м^3: I клас небезпеки _____ II клас небезпеки _____ III-IV клас небезпеки _____						
2	Пил переважно фіброгенної дії, мг/м3						
3	Вібрація (загальна і локальна), дБ						
4	Шум, дБА						
5	Інфразвук, дБ						
6	Ультразвук, дБ						
7	Неіонізуючі випромінювання: - радіочастотний діапазон, В/м - діапазон промислової частоти, кВ/м - оптичний діапазон (лазерне випромінювання), Вт/м^2						
8	Мікроклімат в приміщенні: - температура повітря, ºС (тепл. п) - швидкість руху повітря, м/с - відносна вологість повітря, % - інфрачервоне випромінювання, Вт/м^2	 23 – 25 ≤ 0 ,2 40 – 60 100	 23 0,1 60				 100 100 100
9	Важкість і напруженість праці	категорія важкості праці - легка, категорія напруженості праці - мало напружена					

Норми подання свіжого повітря у приміщенні, де розташовані комп'ютери, наведені в табл. 6.2.

Таблиця 6.2 – Норми подання свіжого повітря у приміщенні, де розташовані комп’ютери

Характеристика приміщення	Об'ємна витрата свіжого повітря, що надходить до приміщення, $м^3$ /на одну людину за одну годину
обсяг до 20 $м^3$ на людину	не менш 30
обсяг до 40 $м^3$ на людину	не менш 20
обсяг більш 40 $м^3$ на людину	природна вентиляція

Наразі стандартною є класифікація небезпечних і шкідливих чинників [26], які за характерними видами дій, що впливають на організм людини, підрозділяються на фізичні, хімічні, біологічні і психофізіологічні.

При проведенні робіт з дослідження процесів перетворення даних у адсорбційному вимірювачі концентрації озону встановлено можливість таких небезпечних та шкідливих факторів на оператора ПК як: вплив електромагнітного випромінювання моніторів; можливість ураження електричним струмом при експлуатації електричних пристроїв до 1000 В; підвищений рівень статичної електрики; утворення зорової втоми при недостатній освітленості робочого місця; несприятливі умови мікроклімату; небезпека виникнення пожеж; статичні фізичні перевантаження; розумова перенапруга; перенапруга аналізаторів.

Обчислювальна техніка є джерелом м'якого рентгенівського випромінювання; ультрафіолетового (УФ) випромінювання 200 – 400 нм; видимого випромінювання 400 – 00 нм; ближнього інфрачервоного

випромінювання 700 – 050 нм; радіочастотного випромінювання 3 кГц – 30 МГц; електростатичних полів.

При функціонуванні монітор ПК випромінює м'яке рентгенівське випромінювання, небезпека якого пов'язано із здатністю вражати поверхневий покрив шкіри. Максимальний рівень рентгенівського випромінювання на робочому місці біля ПК зазвичай не перевищує 10 мкбер / год., а інтенсивність ультрафіолетового і інфрачервоного випромінювання від екрану монітора знаходиться в межах 10 - 100 мВт/м^2.

УФ - випромінювання у великих дозах може призводити до дерматиту шкіри, головного болю, різі у очах.

Інфрачервоне випромінювання веде до перегріву тканин людини (особливо кришталика ока), підвищення температури тіла.

Рівні напруженості електростатичних полів повинні складати не більше 20кВ/м. Поверхневий електростатичний потенціал при цьому не повинен перевищувати 500В.

У виробничих приміщеннях, в яких робота на ПК є допоміжною, температура, відносна вологість і швидкість руху повітря на робочих місцях повинні відповідати діючим санітарним нормам мікроклімату виробничих приміщень [27].

Недостатня освітленість робочої зони природним світлом виникає внаслідок недостатньої площі вікон, їхнього забруднення, а також нераціонального розташування робочого місця щодо джерел природного освітлювання.

Робочі цикли при роботі на клавіатурі, як правило, багаторазово повторюються. Великі їхня кількість за робочу зміну призводить до нервово-м'язового стомлення, що може бути основним фактором м'язової перенапруги й виникнення професійних захворювань рук.

Нервова перенапруга в основному обумовлена напругою уваги. Часта й тривала перенапруга може служити джерелом ряду захворювань серцево-судинної, нервової, зорової й іншої систем організму.

Зорова робота вимагає частого перемикання з однієї поверхні на іншу, що відбувається на тлі нерівномірного розподілу яскравості. Особливо несприятливі такі перепади яскравості, які викликають сліпучий ефект. Від сліпучої дії світла спочатку найбільше всього погіршується контрастна чутливість ока, а потім гострота зору. При незадовільному розподілі яскравості в освітленому просторі виникає відчуття зорового дискомфорту. Дискомфортні умови для роботи ока можуть виникнути не тільки в результаті більшої яскравості у полі зору, але й внаслідок недостатньої освітленості поля зору.

ПК, друкуючі пристрої, обладнання для кондиціонування повітря, вентилятори систем охолодження і трансформатори в самих ПК є також джерелами шумів та вібрацій.

У приміщеннях освітніх установ, де розташовані ПК, рівні шуму та вібрації не повинні перевищувати припустимих значень, що встановлюються діючими санітарно - епідеміологічними нормативами для житлових і громадських будівель. Тривала дія шуму високої інтенсивності (вище 80 дБ) приводить до патологій слухового органу та негативно впливає на нервову систему. Шум приводить до швидкої стомлюваності людини, що в свою чергу веде до виробничих помилок. Рівень шуму на робочому місці, при роботі за комп’ютером, не повинен бути більш ніж 50 дБ, а при наявності друкуючого пристрою не більш 75 дБ.

Вібрація може викликати деякі професійні захворювання, при яких змінюються фізіологічні та психічні функції організму.

Т. ч., у приміщенні для дослідження процесів перетворення даних у адсорбційному вимірювачі концентрації озону на людину діють різні виробничі фактори, які в основному негативно впливають на її здоров'я і можуть викликати професійні захворювання [28].

6.2 Заходи з поліпшення умов праці

Основним способом захисту від статичної електрики є заземлення периферійного обладнання, а також зволоження навколишнього повітря у приміщенні.

При відсутності природного освітлення слід використовувати штучне. Для загального освітлення застосовуються світлодіодні лампи, зі спектром випромінювання, який наближається до природного.

З метою усунення виникнення шкідливих наслідків від статичних фізичних перевантажень, необхідно обладнати робочі місця так, щоб унеможливити незручні пози та тривалі перенапруги. Монітор повинен бути встановлено на такій висоті й під таким кутом, щоб шия оператора не була зігнута й утримувалася в такому стані напруженими м'язами. Клавіатура повинна розташовуватися так, щоб не тягнутися до неї, а руки не повинні бути у підвісному положенні або перенапружені. Не можливо тривалий час перебувати в одній позі. Щогодини, протягом 15 хвилин, слід займатися якою-небудь іншою справою, зробити гімнастику.

Для запобігання перенапруги аналізаторів необхідно визначити режим яскравості. Для цього потрібно встановити рівень яскравості, співвідношення рівнів яскравості в полі зору, рівень контрасту. Оптимальною вважається така яскравість, при якій проявляється контрастна чутливість ока, гострота зору й швидкість розрізнення сигналів. Нижньою комфортною межею рівня яскравості світних сигналів можна вважати 30 кд/м^2, верхня комфортна границя визначається значенням сліпучої яскравості. Яскравість об'єктів на екрані повинна бути погоджена з яскравістю фону екрана й навколишнім освітленням. При зворотному контрасті контраст яскравості повинен перебувати в межах 85 – 90 % з можливістю регулювання яскравості об'єктів, а при прямому контрасті 75 – 80 % з можливістю регулювання яскравості фону. Прямий контраст є більш переважним ніж зворотній. Оптимальне співвідношення яскравості між екраном,

його найближчим оточенням і далеким оточенням становить 5:2:1. Відстань зчитування інформації з екрана може бути від 400 мм.

Оскільки монітор ПК є джерелом електромагнітного випромінювання та електростатичних полів, то при підвищеному рівні напруженості цих полів слід скоротити час роботи за комп'ютером, робити п'ятнадцятихвилинні перерви протягом півтора годин роботи, не розміщувати їх концентровано в робочій зоні і вимикати їх, якщо на них не працюють.

Для зниження рівня шуму стіни і стеля приміщень, де встановлені комп'ютери, можуть бути фанеровані звукопоглинальними матеріалами, а також використовуються різні звукопоглинаючи пристрої. Зниження шуму в джерелі випромінювання можливо забезпечити застосуванням м'яких килимків з синтетичних матеріалів, а під ніжками столів, на яких вони встановлені, застосовувати прокладки з м'якої гуми завтовшки 6 - 8 мм.

Т. ч., для безпечної роботи людини, приміщення, де розташовані ПК, повинно відповідати діючим санітарно - епідеміологічним нормам [29].

6.3 Виробнича санітарія

У виробничих приміщеннях, в яких робота на моніторах і ПК є основною (диспетчерські, операторські, розрахункові, кабінети і пости управління, зали обчислювальної техніки та інше) повинні створюватись сприятливі параметри мікроклімату, як вказано у табл. 6.3.

Аналіз табл. 6.2 показує, що до категорії 1а відносяться роботи, які виконуються сидячи і які не потребують фізичної напруги (витрата енергії складає до 120ккал/год).

Таблиця 6.3 - Оптимальні норми мікроклімату для приміщень з моніторами і персональними комп'ютерами

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С (не більш)	Відносна вологість повітря %	Швидкість руху повітря, м/с
Холодний	Легка – 1а	22 - 24	40 - 60	0,1
Теплий	Легка – 1а	23 - 25	40 - 60	0,1

До категорії 1б відносяться роботи, що здійснюються сидячи, стоячи або пов'язані з ходьбою, а також такі, що супроводжуються деякою фізичною напругою, при яких витрата енергії складає від 120 до 150 ккал/год. Т. ч., приміщення з дослідження процесів перетворення даних у адсорбційному вимірювачі концентрації озону відноситься до категорії 1а. При цьому рівні позитивних і негативних аероіонів в повітрі приміщення повинні відповідати нормам, приведеними в табл. 6.4.

При проведенні робіт з дослідження процесів перетворення даних у адсорбційному вимірювачі концентрації озону необхідне достатнє забезпечення чистоти повітря і заданих метеорологічних умов у виробничих приміщеннях, що є завданням вентиляції. За допомогою вентиляції віддаляється забруднене або нагріте повітря з приміщення і подається свіжий.

Таблиця 6.4 - Рівні іонізації повітря приміщень при роботі з моніторами і персональними комп'ютерами

Рівні	Кількість іонів в 1 $см^3$ повітря	
	n^+	n^-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500 - 3000	3000 - 5000
Максимально допустимі	50000	50000

У приміщенні застосовується механічна припливно - витяжна загальнообмінна вентиляція. При цьому надходження повітря повинно скласти 95 % обсягу витяжки. Решта 5 % припливного повітря йде з суміжних, чистіших приміщень [30].

При виконанні основної роботи з дослідження процесів перетворення даних у адсорбційному вимірювачі концентрації озону рівень шуму на робочому місці не повинен перевищувати 50 дБ.

Освітленість на поверхні столу в зоні розміщення робочої документації повинна бути 400 лк. Також слід обмежувати пряму відбиття від джерел освітлення, при цьому яскравість поверхонь (вікна, освітлювачі та інше), що знаходяться в полі зору, повинна бути не більше 200 кд/м ^{2}.

Крім того, слід обмежувати відбиту блесткість на робочих поверхнях (екран, стіл, клавіатура та інше) за рахунок вірного обрання освітлювачів і розташування робочих місць по відношенню до джерел природного і штучного освітлення. При цьому яскравість відблисків на екрані моніторів не повинна перевищувати 40 кд/м^2 і яскравість стелі, при застосуванні системи відбитого освітлення, не повинна перевищувати 200 кд/м ^{2}. Показник засліплення для джерел загального штучного освітлення у приміщенні не повинен перевищувати 40.

Яскравість освітлювачів загального освітлення в зоні кутів випромінювання від 50 ^{0} до 90 ^{0} з вертикаллю в подовжній і поперечній площині повинна бути не більше 200 кд/м^2, захисний кут світильників повинен складати не менше 40 градусів. Світильники місцевого освітлення повинні мати відбивач, що не просвічує, із захисним кутом не менше 40 ^{0}.

Коефіцієнт пульсації не повинен перевищувати 5 %, що повинне забезпечуватися застосуванням світлодіодних ламп в світильниках загального і місцевого освітлення.

В приміщенні джерелами шуму є елементи комп’ютерної техніки. Нормований рівень шуму для операторів ПК складає 50 дБ. Т. ч., рівень шуму не перевищує норму.

6.4 Електробезпека

Для забезпечення захисту від враження електричним струмом у повинні застосовуватися технічні способи і засоби захисту.

Приміщення за ступенем небезпеки враження людей електричним струмом є приміщенням без підвищеної небезпеки. Приміщення сухе, добре опалюване зі струмонепровідною підлогою, з температурою 18 - 24 °С, з вологістю 40 - 50%. З електроустаткування в ньому знаходяться монітори, ПК та учбові стенди, які знаходяться під напругою U = 220 В, частотою f = 50 Гц.

Вибір того або іншого способу або засобу захисту (або їх поєднань) в конкретному електроприладі, і ефективність його використання залежать від цілого ряду чинників, у тому числі від: номінальної напруги; роду, форми і частоти струму живлення приладу; способу електропостачання (від стаціонарної мережі, від автономного джерела живлення); вигляду виконання (стаціонарні, пересувні, переносні); умов зовнішнього середовища; схеми можливого включення людини в ланцюг протікання струму (прямий однофазний, прямий двофазний дотик; включення під напругу кроку); вигляду робіт (монтаж, наладка, випробування) та іншого.

Основними технічними засобами захисту є: захисне заземлення; автоматичне відключення живлення (занулення); пристрої захисного відключення; ізоляція струмопровідних частин.

Заземленню підлягають установки, напруга живлення яких становить 220 В. У якості заземлювачів обирано сталеві вертикальні штирі довжиною l = 2м, діаметром d = 0,03 м, діаметром сполучної смуги b = 0,03м. Грунт – суглинок.

Згідно [26] припустимий опір заземлюючого пристрою ($R_н$) дорівнює 4Ом. Визначимо питомий електричний опір ґрунту ρ , що дорівнює 100 Ом · м. Розрахуємо опір розтікання струму одного вертикального штиря:

$$R_в = \frac{\rho}{2\pi l} \cdot \ln \frac{4 \cdot l}{d} = \frac{100}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 2} \ln \frac{4 \cdot 2}{0{,}03} = 44{,}46 \text{Ом}.$$

Орієнтовно приймемо кількість заземлювачів:

$$n = \frac{R_l}{R_n} = \frac{44,46}{4} = 11,1 \approx 11 .$$

Визначимо довжину горизонтальної смуги (по контуру):

$$l_2 = a \cdot n ,$$

де а – відстань між вертикальними електродами (а=3м),

$$l_2 = 3 \cdot 11 = 33 \text{ м}$$

Опір горизонтальної смуги:

$$R_{2c} = \frac{\rho}{\pi \cdot l_2} \cdot \frac{4 \cdot l_2}{b} = \frac{100}{3,14 \cdot 33} \cdot \ln \frac{4 \cdot 33}{0,03} = 8,09 \text{ Ом.}$$

Згідно [26] коефіцієнт екранування для вертикального заземлювача:

$$\eta_в = \frac{0,68 + 0,56}{2} = 0,62$$

і для горизонтальної смуги

$$\eta_2 = \frac{0,34 + 0,4}{2} = 0,37 .$$

Опір групи вертикальних заземлювачів:

$$R_{гр} = \frac{R_{вз}}{n \cdot \eta_{в}} = \frac{44,46}{11 \cdot 0,62} = 6,579 \text{ Ом.}$$

Опір горизонтальної смуги з урахуванням екранування:

$$R_{г} = \frac{R_{го}}{\eta_{г}} = \frac{8,09}{0,37} = 21,864 \text{ Ом.}$$

Опір заземлювача в цілому:

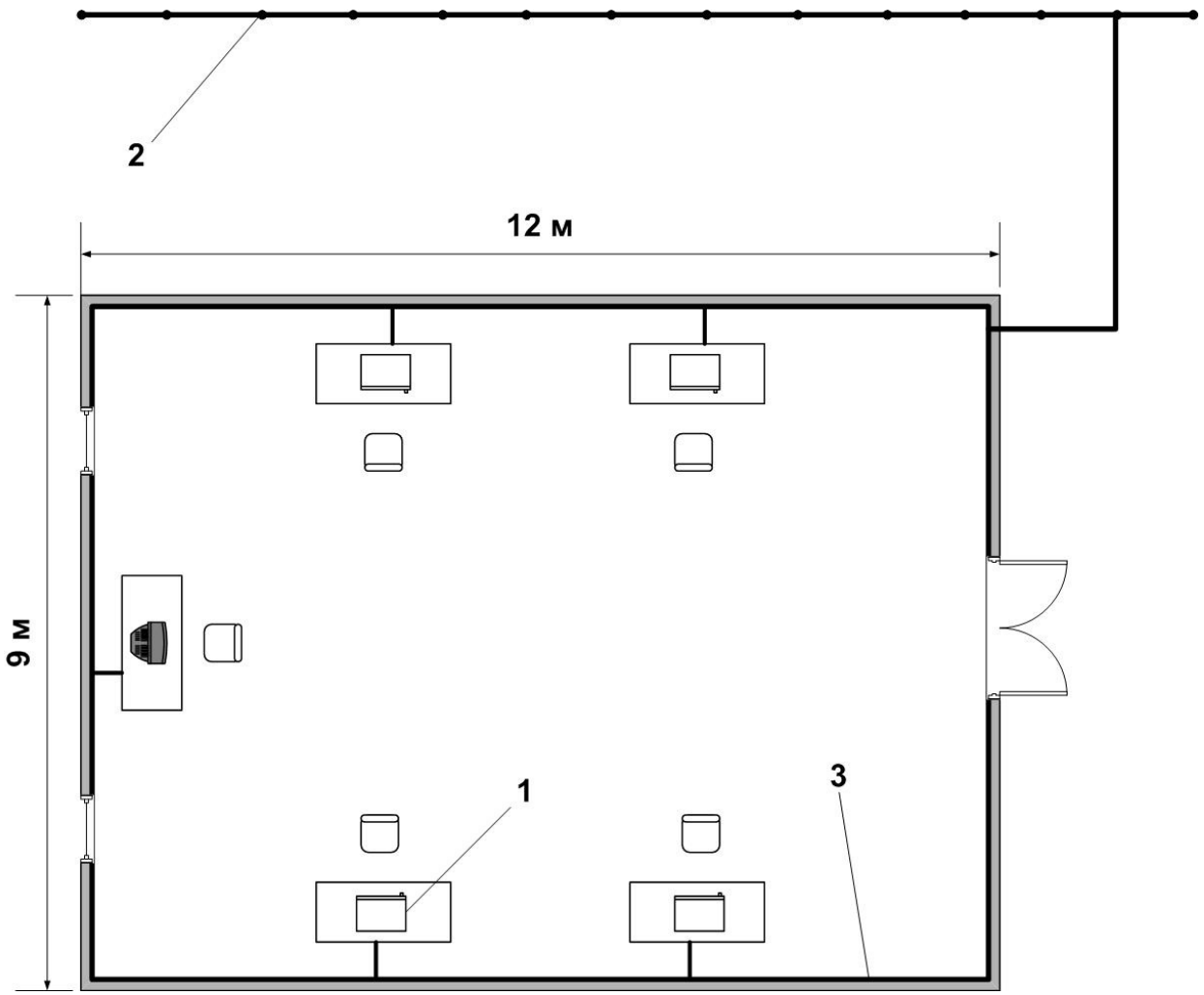
$$R_{з} = \frac{R_{гр} \cdot R_{г}}{R_{гр} + R_{г}} = \frac{6,579 \cdot 21,864}{6,579 + 21,864} = 5,021 \text{ Ом.}$$

Як видно, опір заземлювача перевищує нормативне (4 Ом), тому збільшимо кількість заземлювачів:

$$n = 12,$$

тоді опір заземлювача в цілому складе $R_{З} = 4,6$ Ом, що теж більше ніж $R_{н}$. Якщо $n = 13$, то $R_{З} = 4,2 > R_{н}$. Якщо $n = 14$, то $R_{З} = 3,97 < R_{н}$.

Кількість заземлювачів дорівнює 14, які розміщені по контуру лабораторії (9 х 12м), як наведено на рис. 6.2.



1 – електроустаткування, що заземляється;

2 – заземлювачі;

3 – сполучна смуга

Рисунок 6.2 – Розташування заземлювачів в лабораторії

Т. ч., для виконання захисного заземлення використовується 14 вертикальних стержнів діаметром 0,03м, завдовжки 2м, кожен з яких має опір 44,46Ом. Опір сполучної смуги 8,09Ом. Опір заземлювачів в цілому складе 3,97Ом, що забезпечує безпечну роботу в приміщенні.

6.5 Пожежна безпека і техногенна безпека

Характерними причинами виникнення пожеж в приміщенні де здійснюється дослідження процесів перетворення даних у адсорбційному вимірювачі концентрації озону є необережне поводження з вогнем, неправильні застосування електропроводки і обладнання, неправильне користування електричними приладами та інше. Для приміщення встановлена категорія пожежної небезпеки В.

Основні будівельні конструкції споруди, в якій знаходиться приміщення, виконані з матеріалів, що не згорають і важко згорають. Отже, вогнестійкість будівлі має другий рівень. Для евакуації людей на випадок пожежі, згідно ДБН В.1.1–7–2002, в приміщенні є два евакуаційні виходи, розташованих в протилежних кінцях приміщення ділянки. Ширина дверей і сходів рівна 1,6 м, що відповідає нормі. Відстань від найбільш видаленого робочого місця до найближчого виходу – 15м. Швидкість пересування людей при евакуації – 16 м/мін [30].

Згідно правилами влаштування електроустановок ПВЕ, будівля, в якій знаходиться приміщення за заходами захисту від блискавок, відноситься до категорії 3 і захищається від прямих ударів блискавок, і від надходження високих потенціалів через землю, тобто підземні металеві комунікації приєднуються при введенні до об'єкту, що захищається, і до заземлювачів електроустаткування. Отже, грозозахист засновано на стержневих громовідводах.

Для попередження пожеж на ділянці необхідно створити строгий протипожежний режим. Створюється загально об'єктова і лабораторна інструкція з пожежної безпеки, проводиться первинний протипожежний інструктаж на робочому місці; створюється план протипожежних заходів і евакуації людей на випадок пожежі.

У якості вогнегасних речовин можливо застосовувати воду, вуглекислоту, хімічну і повітряно-механічну піну. Для гасіння вогнищ усередині будівлі на майданчиках сходових кліток, в коридорах і отворі встановлюють пожежні

крани, які розміщені в шафах, де знаходиться і рукав з протипожежним стволом. Для гасіння пожеж електроустановок використовується вуглекислий вогнегасник, в кількості двох вогнегасників на приміщення. Також наявна є пожежна електрична сигналізація, що забезпечує прямий зв'язок пожежної охорони з охоронним об'єктом. У будівлі застосовують звукову систему сигналізації. При появі сигналу сповіщення про пожежу співробітники приміщення організовано без паніки покидають її і, залежно від місця спалаху, слідують або вліво або управо для виходу на вулицю.

ВИСНОВКИ

1. Показано, що традиційні аналогові методи фільтрації, мають низку суттєвих недоліків, що ускладнює побудову системи вимірювання концентрації озону.

2. Розроблено імітаційну модель блоку обробки сигналів, дослідження якої дозволило оптимізувати побудову абсорбційного оптичного вимірювача концентрації озону.

3. Встановлено, що оптимальними для покращення якості вимірювальної інформації є цифровий медіанний фільтр з розміром вікна, що дорівнює трьом відлікам.

4. Розроблено програмний код мікроконтролера блоку керування, що займає 8262 Б у пам’яті мікроконтролера (що становить 25% від загального обсягу). При цьому глобальні змінні використовують 474 Б (23% від загального обсягу).

5. Проведені дослідження показали працездатність розробленого програмного забезпечення.

6. Результати роботи пройшли апробацію на чотирьох науково практичних конференціях [31,32,33,34].

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Кісельов Є. М., Алексієвський Д. Г., Туришев К. О. Датчик озону для дезінфектора рідини та повітря. III Міжнародна науково-практична конференція «Інформаційні системи та технології в медицині» (ISM–2020): збірник наукових праць Харків: Національний аерокосмічний університет, 2020. С. 186 – 187.

2. Ozone absorption cross-sections in the ultraviolet and visible regions. URL: https://doi.org/10.1016/0030-4018(68)90238-9 (дата звернення: 22.11.2025).

3. Measurements of ozone by absorption of scattered ultraviolet radiation. URL: https://doi.org/10.1016/S0016-7037(54)00262-4 (дата звернення: 22.11.2025).

4. Постернак О. С., Кісельов Є. М. Побудова блоку обробки сигналів системи вимірювання концентрації озону. Інженерні інновації та розбудова національної економіки : матеріали I Міжнародної науково-практичної конференції Інженерного навчально-наукового інституту ім. Ю. М. Потебні Одеса: Видавничий дім «Гельветика», 2024. С. 448-449.

5. Op Amps For Everyone. URL: https://pearlhifi.com/06_Lit_Archive/15_Mfrs_Publications/Texas_Instruments/Op_Amps_for_Everyone_TI.pdf (дата звернення: 22.11.2025).

6. Smith S. W. Moving Average Filters. The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/dsp-book/dsp_book_ch15.pdf (дата звернення: 22.11.2025).

7. Lyons R. G. Understanding Digital Signal Processing. 3rd ed. Upper Saddle River : Prentice Hall, 2010. P. 992.

8. Методи та засоби цифрової обробки сигналів. Науковий вісник ХНУРЕ. URL: http://dspace.nure.ua/bitstream/document/6141/1/avc_2017_2_15.pdf (дата звернення: 22.11.2025).

9. Санітарно-гігієнічні вимоги до параметрів мікроклімату. Методичні вказівки. URL: https://ksua-news.ztu.edu.ua/wp-content/uploads/2014/11/lrppsy10.pdf (дата звернення: 22.11.2025).

10. Proakis J. G., Manolakis D. K. Digital Signal Processing: Principles, Algorithms, and Applications. 4th ed. Upper Saddle River : Pearson Prentice Hall, 2006. P. 1004.

11. Економічне обґрунтування інноваційних проектів. Вісник СумДУ. URL: https://visnyk.fem.sumdu.edu.ua/issues/4_2022/20.pdf (дата звернення: 22.11.2025).

12. Видмиш А. А. та ін. Дослідження медіанної фільтрації одновимірних сигналів. Вібрації в техніці та технологіях. URL: http://vibrojournal.vsau.org/storage/articles/September2020/2Yq4cArWpcl8Oaxn0lNc.pdf (дата звернення: 22.11.2025).

13. Micro-Cap: SPICE-подібна програма для аналогового і цифрового моделювання електричних та електронних схем. URL: https://gotroot.ca/spectrum/www.spectrum-soft.com/index-2.html (дата звернення: 28.11.2025).

14. Multisim: програма для запису та моделювання електронних схем. URL: https://www.ni.com/en/shop/electronic-test-instrumentation/application-software-for-electronic-test-and-instrumentation-category/what-is-multisim.html (дата звернення: 28.11.2025).

15. Proteus Design Suite: пакет програм для автоматизованого проєктування електронних схем. URL: https://www.labcenter.com/simulation/ (дата звернення: 28.11.2025).

16. Simulink: інтерактивний інструмент для моделювання, імітації та аналізу динамічних систем. URL: https://www.mathworks.com/products/simulink.html (дата звернення: 28.11.2025).

17. Кісельов Є. М., Постернак О. С. Розробка оптичного абсорбційного вимірювача концентрації озону. Сучасні перспективи розвитку обліку, фінансів, економіки, управління, права та інженерії : матеріали Міжнародної науково-

практичної конференції (5-6 грудня 2024 р., м. Запоріжжя) Запоріжжя: ЗНУ, 2024. С. 344-346.

18. Керніган Б. В., Річі Д. М. Мова програмування С. 2-ге вид. URL: https://titkov.ho.ua/KPI/1K/BOOKS/kernigan_richi_C_UKR.pdf (дата звернення: 28.11.2025).

19. Видмиш А. А., Возняк О. М., Купчук І. М., Бойко Д. Л. Дослідження медіанної фільтрації одновимірних сигналів. Вібрації в техніці та технологіях. 2020. № 3(98). С. 88–94. URL: http://vibrojournal.vsau.org/storage/articles/September2020/2Yq4cArWpcl8Oaxn0lNc.pdf (дата звернення: 28.11.2025).

20. Root Mean Square Error (RMSE). Kalman Filter explanation. URL: https://kalman-filter.com/root-mean-square-error (дата звернення: 28.11.2025).

21. J3. Arduino & Atmel Studio 7 — CTC Mode. Medium. URL: https://medium.com/jungletronics/arduino-atmel-studio-7-ctc-mode-782e8fdc8c80 (дата звернення: 28.11.2025).

22. Ekstrom P. Better Noise Removal with Median Filtering. Embedded Systems Programming. 2000. Vol. 13, No. 2. P. 28–33.

23. Knuth D. E. The Art of Computer Programming. Vol. 3 : Sorting and Searching. 2nd ed. Reading, MA : Addison-Wesley Professional, 1998. P. 780.

24. Алєксєєв О. Г., Алексієвський Д. Г., Шмалій С. Л., Таранець А. В. Підсумкова атестація здобувачів вищої освіти другого рівня «магістр»: методичні рекомендації до виконання дипломних робіт з напрямку підготовки 171 «Електроніка». Запоріжжя : 2018. 30 с.

25. Батенко Л. П., Загородних О. А., Ліщинська В. В. Управління проектами : навчальний посібник. Київ : КНЕУ. 2003. 231 с.

26. Малишева І. В. Охорона праці та техногенна безпека : методичні вказівки до виконання розділу «Охорона праці та техногенна безпека» дипломного проекту (роботи). Запоріжжя : ЗДІА. 2011. 24с

27. Голінько В.І. Основи охорони праці: підручник / В.І. Голінько; М-во освіти і науки України; Нац. гірн. ун-т. – 2-ге вид. – Д.: НГУ, 2014. – 271 с.

28. Гандзюк М.П., Желібо Є. П., Халімовський М.О. Основи охорони праці: Підруч. для студ. вищих навч. закладів. 2004 – 408 с.

29. Винокурова Л.Е., Васильчук М.В., Гаман М.В. Основи охорони праці: Підручн. для проф.- техн. навч. закладів. -2-ге вид., допов., перероб. – К. : Вікторія, 2001. – 192 с.

30. Шудренко І. В. Основи охорони праці : навч. посіб. / І. В. Шудренко. – Житомир : Видавець, О. О. Євенок, 2016. –214 с.

31. Кісельов Є. М., Постернак О. С. Розробка оптичного абсорбційного вимірювача концентрації озону. Сучасні перспективи розвитку обліку, фінансів, економіки, управління, права та інженерії : матеріали Міжнародної науково-практичної конференції (5-6 грудня 2024 р., м. Запоріжжя) Запоріжжя: ЗНУ, 2024. С. 344-346.

32. Постернак О. С., Кісельов Є. М. Синтез вихідного сигналу оптичного абсорбційного датчика озону. Збірник наукових праць студентів, аспірантів, докторантів і молодих вчених «Молода наука-2025»: у 5 т. Запоріжжя: ЗНУ, 2025. Т. 5 С. 367-368. URL: https://sites.znu.edu.ua/stud-sci-soc//--storichnij-fakultet-2023/tom_5_ostatochna_vers__ya.pdf.

33. Постернак О. С., Кісельов Є. М. Дослідження смугового фільтру блока обробки сигналів оптичного абсорбційного датчика концентрації озону. Збірник наукових праць студентів, аспірантів, докторантів і молодих вчених «Молода наука-2025» : у 5 т. Запоріжжя: ЗНУ, 2025. Т. 5 С. 368-370. URL: https://sites.znu.edu.ua/stud-sci-soc//--storichnij-fakultet-2023/tom_5_ostatochna_vers__ya.pdf.

34. Постернак О. С., Кісельов Є. М. Дослідження підсилюючого перетворювача блока обробки сигналів оптичного абсорбційного датчика концентрації озону. Збірник наукових праць студентів, аспірантів, докторантів і молодих вчених «Молода наука-2025» : у 5 т. Запоріжжя: ЗНУ, 2025. Т. 5 С. 370-372. URL: https://sites.znu.edu.ua/stud-sci-soc//--storichnij-fakultet-2023/tom_5_ostatochna_vers__ya.pdf.

ДОДАТОК А

Лістинг програмного коду генератора імпульсів керування джерелами випромінювання

```
#include <Arduino.h>

#define GEN_PIN 9

/*
 * Функція ініціалізації генератора
 * Налаштовує 16-бітний Таймер 1 для генерації меандру частотою 1 Гц
 */
void Generator_Init() {
    // Налаштування піна 9 як цифрового виходу
    pinMode(GEN_PIN, OUTPUT);

    // Скидання регістрів керування Таймером 1
    TCCR1A = 0; // Очищення регістру керування A
    TCCR1B = 0; // Очищення регістру керування B
    TCNT1  = 0; // Обнулення лічильного регістру
```

Продовження ДОДАТКУ А

```
    // Налаштування режиму роботи виходу OC1A
    // COM1A0 = 1: Перемикання рівня (Toggle) на виході при збігу (Compare Match)
    TCCR1A |= (1 << COM1A0);

    // Налаштування режиму роботи таймера (Waveform Generation Mode)
    // WGM12 = 1: Режим CTC (Clear Timer on Compare Match) - очищення при збігу
    TCCR1B |= (1 << WGM12);

    // Встановлення значення регістру порівняння для отримання частоти 1 Гц
    // Формула: OCR1A = (F_CPU / (2 * N * F_target)) - 1
    // Де F_CPU = 16 МГц, N = 1024 (переддільник), F_target = 1 Гц
    // OCR1A = (16000000 / (2 * 1024 * 1)) - 1 = 7811.5 -> 7811
    OCR1A = 7811;

    // Встановлення переддільника (Prescaler) та запуск таймера
    // CS12 = 1, CS10 = 1: Переддільник = 1024
    TCCR1B |= (1 << CS12) | (1 << CS10);
}
```

ДОДАТОК Б

Лістинг програмного коду цифрового фільтру

```
#include <stdint.h>

#define MEDIAN_WINDOW 3

typedef struct {
    float buffer[MEDIAN_WINDOW];
    uint8_t head;
    uint8_t count;
} MedianFilter;

void Filter_Init(MedianFilter* f) {
    f->head = 0;
    f->count = 0;
    for (uint8_t i = 0; i < MEDIAN_WINDOW; i++) {
        f->buffer[i] = 0.0;
    }
}

void Sort_Array(float* arr, uint8_t n) {
    for (uint8_t i = 0; i < n - 1; i++) {
        for (uint8_t j = 0; j < n - i - 1; j++) {
            if (arr[j] > arr[j + 1]) {
```

Продовження ДОДАТКУ Б

```
            float temp = arr[j];
            arr[j] = arr[j + 1];
            arr[j + 1] = temp;

        }
    }
  }
}

float Filter_Update(MedianFilter* f, float input) {
  f->buffer[f->head] = input;
  f->head++;

  if (f->head >= MEDIAN_WINDOW) {
    f->head = 0;
  }

  if (f->count < MEDIAN_WINDOW) {
    f->count++;
  }

  float temp[MEDIAN_WINDOW];
  for (uint8_t i = 0; i < f->count; i++) {
    temp[i] = f->buffer[i];
  }
```

Продовження ДОДАТКУ Б

```
    Sort_Array(temp, f->count);

    return temp[f->count / 2];
}
```

ДОДАТОК В

Лістинг програмного коду розрахунку концентрації озону

```
#include <stdio.h>
#include <stdint.h>

#define CALIBRATION_K 10.5f

float intensity_ref;
float intensity_meas;
float delta;
float concentration;

void Input_Intensities(float *ref, float *meas);
void Output_Result(float value);

int main(void) {
   while (1) {
      Input_Intensities(&intensity_ref, &intensity_meas);

      delta = intensity_ref - intensity_meas;

      if (delta < 0.0f) {
         delta = 0.0f;
      }
```

Продовження ДОДАТКУ В

```
        concentration = delta * CALIBRATION_K;


        Output_Result(concentration);
    }

    return 0;
}

void Input_Intensities(float *ref, float *meas) {

}

void Output_Result(float value) {

}
```

ДОДАТОК Г

Лістинг програмного коду блоку керування

```
#include <Wire.h>
#include <Adafruit_ADS1X15.h>
#include <stdint.h>

#define GEN_PIN 9
#define MEDIAN_WINDOW 3
#define CALIBRATION_K 10.5f
#define ADC_MAX_VOLT 6.144f

Adafruit_ADS1X15 ads;

typedef struct {
   float buffer[MEDIAN_WINDOW];
   uint8_t head;
   uint8_t count;
} MedianFilter;

MedianFilter filter_ref;
MedianFilter filter_meas;

void Generator_Init();
void Filter_Init(MedianFilter* f);
```

Продовження ДОДАТКУ Г

```
void Sort_Array(float* arr, uint8_t n);
float Filter_Update(MedianFilter* f, float input);
float Calculate_Concentration(float ref_val, float meas_val);

void setup() {

   Serial.begin(9600);
   while (!Serial);

   ads.setGain(GAIN_TWOTHIRDS);
   if (!ads.begin()) {
      while (1);
   }

   Filter_Init(&filter_ref);
   Filter_Init(&filter_meas);

   Generator_Init();
}

void loop() {
   int16_t raw_ref = ads.readADC_SingleEnded(0);
   int16_t raw_meas = ads.readADC_SingleEnded(1);

   float v_ref = ads.computeVolts(raw_ref);
   float v_meas = ads.computeVolts(raw_meas);
```

Продовження ДОДАТКУ Г

```
    float clean_ref = Filter_Update(&filter_ref, v_ref);
    float clean_meas = Filter_Update(&filter_meas, v_meas);



    float concentration = Calculate_Concentration(clean_ref, clean_meas);

    Serial.print(clean_ref, 3);
    Serial.print("\t");

    Serial.print(clean_meas, 3);
    Serial.print("\t");
    Serial.println(concentration, 3);

    delay(100);
}

void Generator_Init() {
    pinMode(GEN_PIN, OUTPUT);

    TCCR1A = 0;
    TCCR1B = 0;
    TCNT1  = 0;

    TCCR1B |= (1 << WGM12);
    TCCR1A |= (1 << COM1A0);
```

Продовження ДОДАТКУ Г

```
    OCR1A = 7811;

    TCCR1B |= (1 << CS12) | (1 << CS10);
}

void Filter_Init(MedianFilter* f) {
    f->head = 0;
    f->count = 0;
    for (uint8_t i = 0; i < MEDIAN_WINDOW; i++) {
        f->buffer[i] = 0.0f;
    }

}

void Sort_Array(float* arr, uint8_t n) {
    for (uint8_t i = 0; i < n - 1; i++) {
        for (uint8_t j = 0; j < n - i - 1; j++) {
            if (arr[j] > arr[j + 1]) {
                float temp = arr[j];
                arr[j] = arr[j + 1];
                arr[j + 1] = temp;
            }
        }
    }
}
```

Формат	Зона	Поз	Позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
				Документація		
А1			ЕІСПЗ МР.202502.00.00.00.00.Д1	Структура системи вимірювання концентрації озону		
А1			ЕІСПЗ МР.202502.00.00.00.00.Д2	Блок-схеми програмного забезпечення блоку керування		
А1			ЕІСПЗ МР.202502.00.00.00.00.Д3	Дослідження моделі оптимізованої системи обробки сигналів вимірювача озону		
А1			ЕІСПЗ МР.202502.00.00.00.00.Д4	Моделювання системи обробки сигналів		
А1			ЕІСПЗ МР.202502.00.00.00.00.Д5	Результати дослідження генератора імпульсів		
А1			ЕІСПЗ МР.202502.00.00.00.00.Д6	Результати дослідження цифрових фільтрів		
А1			ЕІСПЗ МР.202502.00.00.00.00.Д7	Результати дослідження цифрового фільтру		
А1			ЕІСПЗ МР.202502.00.00.00.00.Д8	Стрічковий графік проекту		

Перв. застосув.

Довід. №

Підп. і дата

Інв. № дубл.

Взам. інв. №

Підп. і дата

Інв. № подл.

Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата
Розроб.		Постернак		05.12.25
Перевір.		Кісельов		05.12.25
Н.контр.		Туришев		05.12.25
Затверд.		Критська		

ЕІСПЗ МР.202502.00.00.00.00

Дослідження процесів перетворення даних у абсорбційному вимірювачі концентрації озону

Літ.	Аркуш	Аркушів
		1

ІНН ім Ю.М. Потебні ЗНУ

8.1714

Копіював

Формат А4

Продовження ДОДАТКУ Г

```
float Filter_Update(MedianFilter* f, float input) {
    f->buffer[f->head] = input;
    f->head++;
    if (f->head >= MEDIAN_WINDOW) {
        f->head = 0;
    }
    if (f->count < MEDIAN_WINDOW) {
        f->count++;
    }

    float temp[MEDIAN_WINDOW];
    for (uint8_t i = 0; i < f->count; i++) {
        temp[i] = f->buffer[i];
    }

    Sort_Array(temp, f->count);
    return temp[f->count / 2];
}
float Calculate_Concentration(float ref_val, float meas_val) {
    float delta = ref_val - meas_val;
    if (delta < 0.0f) {
        delta = 0.0f;
    }

    return delta * CALIBRATION_K;
}
```