

Вінницький національний технічний університет
(повне найменування вищого навчального закладу)
Факультет інформаційних електронних систем
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))
Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
на тему:
**«ПАРАМЕТРИЧНІ СЕНСОРИ ПОТУЖНОСТІ ОПТИЧНОГО
ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ»**

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-24м
спеціальності 172 - Електронні комунікації
та радіотехніка

(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)

Хоровинчук М.В.
(прізвище та ініціали)

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

Осадчук Я.О.
(прізвище та ініціали)

«12» 12 2025 р.

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

Семенова О.О.
(прізвище та ініціали)

«15» 12 2025 р.

Допущено до захисту
Завідувач кафедри ІРТС
д.т.н., проф. Осадчук О.В.
(прізвище та ініціали)

«16» 12 2025 р.

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

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н. проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2025 року

ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Хоровинчуку Максиму Валентиновичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи. «Параметричні сенсори потужності оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж»
керівник роботи д.т.н., доц., доцент кафедри ІРТС Осадчук Я.О.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від 24. 09.2025 р. №313.
2. Строк подання студентом роботи 12.12.2025р.
3. Вихідні дані до роботи: Напруга живлення 5В; кут огляду 120°; визначення оптичної потужності визначалися шляхом вибірки довжин хвиль від 385 нм до 745 нм з кроком 5 нм; бездротова сенсорна мережа від 3 до 12 оптичних сенсорів.
4. Зміст текстової частини: Вступ. Досягнення в пасивних бездротових сенсорах, матеріалах, пристроях та застосуваннях. Параметричні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж. Спектральний аналіз експериментальних даних в MATLAB. Економічна частина. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.
5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Спрощена схема ємнісного датчика температури. Процес виготовлення керамічних дисків SiCNO-BN. Схема бездротового моніторингу деформації. Пасивна мережа RFID-сенсорів для SHM. Схема системи OCC. Спектр потужності сигналу. Графік спектру за допомогою функції `rspectrum` без вихідних аргументів. Каскадна діаграма. Спектр персистенції сигналу.

6. Консультанти розділів роботи

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

7. Дата видачі завдання 16.09.2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

| № з/п | Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи | Строк виконання етапів роботи | Примітка |
|-------|--|-------------------------------|----------|
| 1. | Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі. | 02.09.2025-07.09.2025 | |
| 2. | Огляд та аналіз літературних джерел. | 08.09.2025-16.09.2025 | |
| 3. | Затвердження тем по ВНТУ. Розробка індивідуального завдання на МКР. | 17.09.2025-24.09.2025 | |
| 4. | Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень. | 01.10.2025-20.10.2025 | |
| 5. | Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження. | 21.10.2025-04.11.2025 | |
| 6. | Розробка ілюстративної частини МКР. | 05.11.2025-12.11.2025 | |
| 7. | Економічна частина. | 13.11.2025-23.11.2025 | |
| 8. | Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини. | 24.11.2025-28.11.2025 | |
| 9. | Нормоконтроль. | 29.11.2025-03.12.2025 | |
| 10. | Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР. | 04.12.2025-15.12.2025 | |
| 11. | Захист МКР ЕК. | 17.12.2025-18.12.2025 | |

Студент


(підпис)

Хоровинчук М.В.

Керівник роботи


(підпис)

Осадчук Я.О.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.397

Хоровинчук М.В. Параметричні сенсори потужності оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2025. – 103с. На українській мові. Бібліогр.: 49 назв; Табл.: 22; Рис.41.

У магістерській кваліфікаційній роботі в першому розділі проведено аналіз бездротових сенсорів фізичних величин. Бездротові датчики класифікуються на RFID-датчики, датчики гармонійного розсіювання, пасивні резонансні датчики та датчики з автономним живленням відповідно до різних режимів роботи датчика. Після короткого опису принципів роботи цих датчиків наведено перелік типів чутливих матеріалів, підготовлених для тестування датчиків з різними параметрами.

У другому розділі було розглянуто просторову міжсимвольну інтерференцію від близьких випромінювачів у каналі зв'язку ОСС та експериментально охарактеризовано як функцію переданої довжини хвилі, тоді як нормалізоване відношення потужності сигналу до інтерференції (NPSIR) було введено для вимірювання хроматичної інтерференції незалежно від обраних пристроїв. Були виведені та перевірені рівняння для легкого визначення двовимірного піксельного представлення реальних відстаней рознесення. Змодельований сценарій також показує, що розгортання розробленої системи є доцільним. Використовуючи модуляцію ООК-NRZ, немає значного BER, що створюється близькими випромінювачами, коли датчики розташовані на відстані більше 4,50 см (нуль для моделювання Монте-Карло та менше $2,85 \times 10^{-14}$ для NPSIR), а максимальний BER $1,3 \times 10^{-3}$ з моделювання Монте-Карло ($5,44 \times 10^{-4}$ з моделювання NPSIR), отриманий для відстані 2,00 см, передбачає, що канал зв'язку працюватиме належним чином у реальних умовах.

В третьому розділі представлено методи спектрального аналізу експериментальних даних в середовищі Matlab. Спектральний аналіз - це один із методів обробки сигналів, який дозволяє охарактеризувати частотний склад вимірюваного сигналу. Розглянуті три види завдань спектрального аналізу: спектральне розкладання сигналу - подання сигналу у вигляді суми гармонійних сигналів з різними частотами; аналіз спектральних компонент сигналу з вивчення властивостей сигналу; зворотне перетворення - отримання сигналу по відомому спектральному розкладанню.

Ключові слова: сенсор потужності оптичного випромінювання, Зв'язок оптичної камери (ОСС), нормалізоване співвідношення сигналу до перешкоди (NPSIR), бездротові сенсорні мережі (WSN).

ANNOTATION

Khorovynchuk M.V. Parametric optical radiation power sensors for wireless sensor networks. Master's qualification work. – Vinnytsia: VNTU, 2025. – 103p. In Ukrainian. Bibliography: 49 titles; Table.: 22; Fig.41.

In the master's qualification work, the first section analyzes wireless sensors of physical quantities. Wireless sensors are classified into RFID sensors, harmonic scattering sensors, passive resonant sensors and sensors with autonomous power supply according to different sensor operating modes. After a brief description of the principles of operation of these sensors, a list of types of sensitive materials prepared for testing sensors with different parameters is given.

In the second section, spatial intersymbol interference from nearby emitters in the OCC communication channel was considered and experimentally characterized as a function of transmitted wavelength, while the normalized signal-to-interference power ratio (NPSIR) was introduced to measure chromatic interference regardless of the selected devices. Equations were derived and verified to easily determine a two-dimensional pixel representation of the real separation distances. The simulated scenario also shows that the deployment of the developed system is feasible. Using OOK-NRZ modulation, there is no significant BER created by nearby emitters when the sensors are located at a distance of more than 4.50 cm (zero for Monte Carlo simulation and less than 2.85×10^{-14} for NPSIR), and the maximum BER of 1.3×10^{-3} from Monte Carlo simulation (5.44×10^{-4} from NPSIR simulation), obtained for a distance of 2.00 cm, suggests that the communication channel will work properly in real conditions.

The third section presents methods for spectral analysis of experimental data in the Matlab environment. Spectral analysis is one of the signal processing methods that allows characterizing the frequency composition of the measured signal. Three types of spectral analysis tasks are considered: spectral decomposition of the signal - representation of the signal as a sum of harmonic signals with different frequencies; analysis of the spectral components of the signal to study the properties of the signal; inverse transformation - obtaining a signal from a known spectral decomposition.

Keywords: optical power sensor, Optical Camera Communication (OCC), Normalized Signal-to-Interference Ratio (NPSIR), Wireless Sensor Networks (WSN).

ЗМІСТ

| | | |
|---|--|----|
| ВСТУП | | 8 |
| 1 ДОСЯГНЕННЯ В ПАСИВНИХ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРАХ, МАТЕРІАЛАХ, ПРИСТРОЯХ ТА ЗАСТОСУВАННЯХ | | 11 |
| 1.1 Основні підходи до побудови пасивних бездротових сенсорів | | 11 |
| 1.2 Класифікація та принцип роботи пасивних бездротових датчиків | | 13 |
| 1.3 Матеріали та технології виробництва пасивних бездротових датчиків... | | 18 |
| 1.4 Типи пасивних бездротових датчиків та їх оптимізація | | 28 |
| 1.5 Висновки до розділу | | 36 |
| 2 ПАРАМЕТРИЧНІ СЕНСОРИ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ | | 38 |
| 2.1 Реалізація бездротової сенсорної мережі з використанням оптичної сенсорної камери | | 38 |
| 2.2 Теоретичні основи побудови бездротової сенсорної мережі | | 41 |
| 2.3 Експериментальний дизайн бездротової сенсорної мережі | | 44 |
| 2.4 Перевірка рівняння | | 46 |
| 2.5 Оптична інтерференція | | 46 |
| 2.6 Отримання зображень | | 48 |
| 2.7 Вилучення ROI зображення | | 48 |
| 2.8 Маскування області інтересу зображення | | 49 |
| 2.9 Аналіз NPSIR | | 50 |
| 2.10 Результати експерименту | | 52 |
| 2.11 Моделювання бездротової сенсорної мережі | | 55 |
| 2.12 Висновки до розділу | | 59 |
| 3 СПЕКТРАЛЬНИЙ АНАЛІЗ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДАНИХ В MATLAB | | 61 |
| 3.1 Основи теорії спектрального аналізу..... | | 61 |
| 3.2 Спектри потужності сигналів в Matlab..... | | 63 |
| 3.3 Висновки до розділу..... | | 72 |
| 4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА | | 73 |
| 4.1 Технологічний аудит результатів досліджень параметричних сенсорів потужності оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж | | 73 |
| 4.2 Розрахунок витрат на проведення досліджень параметричних сенсорів потужності оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж..... | | 77 |
| 4.3 Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації | | |

| | |
|--|-----|
| нашої розробки | 81 |
| ВИСНОВКИ | 86 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ | 88 |
| Додаток А (обов`язковий) Ілюстративний матеріал..... | 93 |
| Додаток Б (обов`язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи..... | 102 |

ВСТУП

Актуальність. З розвитком нових наук, технології в промисловості також швидко розвиваються з часом. Важливою частиною цього є підвищення рівня автоматизації на промисловому рівні. Досягнення швидшого та точнішого представлення аналогових величин під час зчитування даних стало викликом. Швидкий розвиток систем виявлення в різних галузях сприяв появі різних технологій сенсорних датчиків, але компонування та розгортання дротових датчиків стали їхніми основними недоліками, такими як джерела живлення та акумулятори, що займають великий об'єм простору, та труднощі управління після технічного обслуговування, що значно обмежує продуктивність сенсорних систем. За нових екологічних вимог використання активних пристроїв може завдати значної шкоди самому замкнутому середовищу, тоді як бездротові датчики дозволяють використовувати лише один вхід та довготривале або навіть постійне використання. Особливо в деяких екстремальних випадках високої температури та тиску інтегральні схеми та більшість активної електроніки не працюють належним чином, тоді як пасивні бездротові датчики все ще можуть виконувати функціональні характеристики без активних пристроїв, а датчики з автономним живленням можуть уникнути заміни батареї та моніторингу цілей у режимі реального часу. Поява бездротових датчиків може реалізувати моніторинг замкнутих середовищ, таких як моніторинг індексу здоров'я внутрішнього середовища людини, моніторинг ліків та продуктів харчування у вакуумній упаковці, а також моніторинг будівельних конструкцій безпеки в небезпечних зонах.

Пасивні бездротові датчики в основному складаються з пасивних сенсорних блоків та зовнішніх систем зчитування, які можуть досягати як пасивного резонансу, так і бездротового зондування. Резонанс означає, що датчик може працювати без джерела живлення, а бездротове зондування означає, що інформацію про виявлення датчика можна отримати за допомогою бездротового зондування. Механізм зондування пасивного бездротового датчика поділяється на оптичний та електричний двома способами.

Метою роботи є покращення характеристик параметричних сенсорів оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж.

Об'єктом дослідження є фізичні та математичні моделі параметричних сенсорів оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж.

Предметом дослідження – характеристики та властивості

параметричних сенсорів оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж.

Для досягнення поставленої мети у магістерській кваліфікаційній роботі розв'язуються наступні задачі:

- провести аналіз бездротових сенсорів фізичних величин.
- розглянути просторову міжсимвольну інтерференцію від близьких випромінювачів у каналі зв'язку ОСС та експериментально охарактеризувати як функцію переданої довжини хвилі;
- отримати вирази для вимірювання хроматичної інтерференції незалежно від обраних пристроїв;
- отримати та експериментально перевірити рівняння для легкого визначення двовимірного піксельного представлення реальних відстаней рознесення;
- розглянути методи спектрального аналізу експериментальних даних в середовищі Matlab.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні: основних положень теорії функції комплексної змінної; рівнянь математичної фізики під час розробки математичних моделей; диференціального та інтегрального числення для створення математичної моделі.

Наукова новизна одержаних результатів:

Розглянуто просторову міжсимвольну інтерференцію від близьких випромінювачів у каналі зв'язку ОСС та експериментально охарактеризовано як функцію переданої довжини хвилі, тоді як нормалізоване відношення потужності сигналу до інтерференції (NPSIR) було введено для вимірювання хроматичної інтерференції незалежно від обраних пристроїв. Були виведені та перевірені рівняння для легкого визначення двовимірного піксельного представлення реальних відстаней рознесення.

NPSIR зніmkів, зроблених на відстані, що забезпечує ідеальне просторове розділення джерел, демонструє мінімальні перешкоди, як і очікувалося, у більшості випадків понад 40 дБ. Однак, коли зображення мають обмежене або критичне просторове розділення, результати значно залежать від вибраної довжини хвилі. У всіх випадках найбільш значні перешкоди виникають від можливих близьких випромінювачів, що передають білим світлом або в тому ж каналі, що й цільовий світлодіод. Подібно до розподілу каналів у радіочастотних системах, важливо мати близькі випромінювачі в ортогональних каналах: червоному, синьому, зеленому.

Моделювання методом Монте-Карло продемонструвало, що просторова міжсимвольна інтерференція від близьких випромінювачів, що працюють на одній довжині хвилі, суттєво впливає на систему. Використання трьох

каналів (червоного, зеленого та синього) зменшує цю інтерференцію, тому майбутні розробки систем повинні використовувати хроматичну природу зображень та призначати різні кольори випромінювачам подібно до того, як Wi-Fi розподіляє частотні смуги.

Практичне значення одержаних результатів:

Змодельований сценарій демонструє застосовність отриманих рівнянь як точного інструменту для легкого проектування відстаней у пікселі за певних обставин та ефективність рівняння (2.4) для визначення інтерференції незалежно від характеристик системи. Рівняння (2.1) та (2.2) були перевірені під час проведення експерименту з оптичною інтерференцією із середньою похибкою менше одного пікселя.

Змодельований сценарій також показує, що розгортання цієї системи є доцільним. Використовуючи модуляцію ООК-NRZ, немає значного BER, що створюється близькими випромінювачами, коли датчики розташовані на відстані більше 4,50 см (нуль для моделювання Монте-Карло та менше $2,85 \times 10^{-14}$ для NPSIR), а максимальний BER $1,3 \times 10^{-3}$ з моделювання Монте-Карло ($5,44 \times 10^{-4}$ з моделювання NPSIR), отриманий для відстані 2,00 см, передбачає, що канал зв'язку працюватиме належним чином у реальних умовах.

Представлено методи спектрального аналізу експериментальних даних в середовищі Matlab. Спектральний аналіз - це один із методів обробки сигналів, який дозволяє охарактеризувати частотний склад вимірюваного сигналу. Розглянуті три види завдань спектрального аналізу: спектральне розкладання сигналу - подання сигналу у вигляді суми гармонійних сигналів з різними частотами; аналіз спектральних компонент сигналу з вивчення властивостей сигналу; зворотне перетворення - отримання сигналу по відомому спектральному розкладанню.

Особистий внесок здобувача. Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором практично самостійно.

Структура і обсяг роботи. Магістерська кваліфікаційна робота складається з 4 розділів, висновків, додатків та списку використаних джерел.

1 ДОСЯГНЕННЯ В ПАСИВНИХ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРАХ, МАТЕРІАЛАХ, ПРИСТРОЯХ ТА ЗАСТОСУВАННЯХ

В останні роки пасивні бездротові датчики вивчалися для різних секторів інфраструктури, що зробило їх центром досліджень та розробок. Хоча вже є суттєві докази, що підтверджують їхню життєздатність, необхідні подальші зусилля для розуміння їхньої надійності та застосовності. Як результат, питання, пов'язані з теорією та впровадженням бездротових датчиків, все ще потребують вирішення. Цей розділ має на меті розглянути та узагальнити прогрес у розробці різних матеріалів, що використовуються в різних пасивних датчиках, поточний стан пристроїв зчитування даних пасивних бездротових датчиків та найновіші периферійні пристрої. Вона також охоплює інші пов'язані аспекти, такі як системне обладнання пасивних бездротових датчиків та наногенератори для збору енергії для датчиків з автономним живленням для застосування в сучасних життєвих сценаріях. Водночас обговорюються проблеми майбутніх розробок та застосувань пасивних бездротових технологій.

1.1 Основні підходи до побудови пасивних бездротових сенсорів

З розвитком нових наук, технології в промисловості також швидко розвиваються з часом. Важливою частиною цього є підвищення рівня автоматизації на промисловому рівні. Досягнення швидшого та точнішого представлення аналогових величин під час зчитування даних стало викликом [1-3]. Швидкий розвиток систем виявлення в різних галузях сприяв появі різних технологій сенсорних датчиків, але компонування та розгортання дротових датчиків стали їхніми основними недоліками, такими як джерела живлення та акумулятори, що займають великий об'єм простору, та труднощі управління після технічного обслуговування, що значно обмежує продуктивність сенсорних систем [4-6]. Часта заміна акумулятора також може призвести до збільшення економічних витрат, які не дозволяють своєчасно переробляти матеріал акумулятора в датчику [7]. Витік матеріалу акумулятора з датчиків, які не утилізуються своєчасно, також може призвести до забруднення землі та води [8]. Деякі датчики важко легко вийняти, коли вони використовуються в навколишньому середовищі [8]. За таких екологічних вимог використання активних пристроїв може завдати значної шкоди самому замкнутому середовищу, тоді як бездротові датчики дозволяють використовувати лише один вхід та довготривале або навіть постійне використання. Особливо в деяких екстремальних випадках високої

температури та тиску інтегральні схеми та більшість активної електроніки не працюють належним чином, тоді як пасивні бездротові датчики все ще можуть виконувати функціональні характеристики без активних пристроїв, а датчики з автономним живленням можуть уникнути заміни батареї та моніторингу цілей у режимі реального часу [9]. Поява бездротових датчиків може реалізувати моніторинг замкнених середовищ, таких як моніторинг індексу здоров'я внутрішнього середовища людини, моніторинг ліків та продуктів харчування у вакуумній упаковці, а також моніторинг будівельних конструкцій безпеки в небезпечних зонах [10-12].

Пасивні бездротові датчики в основному складаються з пасивних сенсорних блоків та зовнішніх систем зчитування, які можуть досягати як пасивного резонансу, так і бездротового зондування. Резонанс означає, що датчик може працювати без джерела живлення, а бездротове зондування означає, що інформацію про виявлення датчика можна отримати за допомогою бездротового зондування. Механізм зондування пасивного бездротового датчика поділяється на оптичний та електричний двома способами [13]. У даному розділі в основному описується бездротове зондування, реалізоване електричними засобами. Різниця в датчиках в основному проявляється у двох формах, головним чином у способі передачі енергії та модуляції сигналу. З точки зору передачі енергії, один тип застосовується до дальньої області електромагнітного поля, який називається датчиком радіаційного поля, а інший тип застосовується в основному до ближнього діапазону електромагнітного поля, який називається датчиком індукційного поля. Щоб задовольнити вимоги до відстані до радіаційного поля, використовується дуже велика антена, тому її важко застосовувати в малих системах. Індуктивні польові датчики спираються на індуктивний зв'язок і можуть використовуватися в невеликих просторах [14]. З точки зору обробки сигналів, вони поділяються на тип RFID, гармонійний тип та пасивний резонансний тип. Крім того, датчик з автономним живленням також можна розуміти як вузький пасивний бездротовий датчик, оскільки він не потребує зовнішнього джерела живлення. Наразі технологія пасивних бездротових датчиків привернула значну увагу. Зі швидким розвитком технології мікроелектромеханічних систем (MEMS) та технології інтегральних схем, пасивні бездротові датчики значно покращилися з точки зору розміру та споживання енергії [15]. Наносенсори вважаються ідеальними для живлення бездротових датчиків, а широкий вибір наногенераторів зробив використання бездротових датчиків ще більш поширеним [16]. Ці робочі характеристики роблять пасивні бездротові датчики, а датчики з автономним живленням мають переваги тривалого

терміну служби та гнучкості для багатьох сценаріїв застосування. Тому дослідження пасивних бездротових датчиків мають великий потенціал для широкого спектру застосувань.

1.2 Класифікація та принцип роботи пасивних бездротових датчиків

Щоб краще та швидше зрозуміти пасивні бездротові датчики, першими темами, які слід ознайомити, є їх класифікація та принцип роботи. Глибше розуміння принципу роботи кожного типу датчиків може забезпечити зручніший вибір для практичного застосування.

1.2.1 RFID-датчик

У відповідь на вимогу, що пасивні бездротові датчики можуть використовуватися лише у вузькій зоні, RFID-датчики – це мініатюрні сенсорні мережі, які поєднують антени міток технології радіочастотної ідентифікації (RFID) з технологією бездротової сенсорної мережі (WSN) [17]. Основна роль WSN полягає в отриманні інформації про навколишнє середовище або надсиланні внутрішньої інформації об'єкта спостереження, а роль RFID полягає в ідентифікації та моніторингу об'єкта спостереження [18]. RFID – це недорога технологія, яка забезпечує пасивний бездротовий зв'язок даних. Щоб зменшити розмір сенсорної мережі, радіочастотна енергія є сталим та надійним джерелом енергії; використання радіочастот для заряджання датчиків може не тільки продовжити термін служби вузлів, але й виконувати обчислення та вимірювання в будь-який час і в будь-якому місці, поєднуючи пасивні маркерні антени з різноманітними датчиками. RFID-датчик також відомий як датчик модуляції зворотного розсіювання, який є поєднанням технології радіочастотної ідентифікації та технології датчиків MEMS. Спочатку сенсорна система надсилає сигнал несучої до сенсорної системи, а потім реалізує бездротовий вихід сигналу шляхом модуляції та демодуляції інформації датчика. Повна система RFID-сенсорів включає систему зчитування з передавальною антеною та кількома сенсорними блоками [19]. Зчитуючи антену, радіочастотний сигнал може бути відправлений на приймальну антену датчика, а енергія сигналу може бути випрямлена та стабілізована, щоб RFID-чип та датчик могли працювати. Після модуляції чутливим блоком він розсіюється назад і вловлюється зчитувальною антеною. Ці енергетичні сигнали містять унікальну відповідну інформацію, яка може сприймати таку інформацію, як тиск і температура [19]. RFID може працювати в різних діапазонах частот. Низькочастотний

(НЧ) (30~300 кГц) та височастотний (ВЧ) (3~30 МГц) діапазони використовують зв'язок магнітного потоку, а надвисочастотний (УВЧ) (300 МГц~3 ГГц) діапазон використовує зв'язок електромагнітних хвиль. Відстань зв'язку в діапазоні частот УВЧ >16 м краща, ніж у діапазонах частот НЧ та ВЧ [20]. Існує два способи модуляції сигналу: частотна модуляція або фазова модуляція. Винахід використовує технологію RFID для поєднання конфіденційної інформації з RFID-сигналами, щоб досягти мети бездротового зчитування. Датчики типу RFID поступово зробили можливим дистанційну ідентифікацію електронних міток, що зчитуються, записуються та є пасивними за допомогою бездротового зв'язку. Датчики типу RFID не використовують батареї, але оскільки для обробки та чутливої модуляції радіочастотних сигналів все ще потрібні складні активні схеми, датчики типу RFID можна класифікувати як пасивні бездротові датчики в широкому сенсі [20].

1.2.2 Датчик гармонійного розсіювання

Цей тип датчика модулює вхідний сигнал антени за допомогою ефекту подвоєння частоти та змішування нелінійних пристроїв, таких як діоди, таким чином перетворюючи інформацію про вимірювання на інформацію про частоту та розсіюючи її на зчитувальну антену [21]. Потім, використовуючи традиційний випробувальний прилад або сучасну технологію цифрової обробки, ці сигнали аналізуються та обчислюються, і отримують частоту, амплітуду та фазу гармонічних складових [21]. Система вимірювання зазвичай включає сенсорну мітку та зчитувач. Бездротовий сигнал надсилається, приймається та оцінюється зчитувачем карт, і водночас мітка створює ефект зворотного розсіювання [22]. Ці мітки є повністю пасивними та майже не мають мікросхем. За нормальних обставин датчики гармонічного розсіювання можна розділити на два типи; вони в основному використовують ефект діодного множника частоти, що генерується гармоніками вищого порядку, для завантаження інформації датчика, оскільки датчик приймає та передає сигнал у двох частотних діапазонах, тому незалежно від того, чи це кінець зчитування, чи кінець датчика, вам потрібні дві антени для надсилання та отримання сигналу відповідно [23]. Другий тип базується на ефекті напівпровідникового «змішування»; дві сусідні частоти надсилаються на детектор через детектор, а потім через модуляцію детектора та напівпровідникове змішування, щоб отримати вихідний сигнал «різниці частот», а потім він подається назад на детектор, так що для роботи детектора потрібна лише одна антена [23]. Через необхідність використання

діодів, і оскільки ці діоди використовуються лише як пасивні нелінійні компоненти, у широкому сенсі такі датчики гармонічного розсіювання також можна називати пасивними бездротовими датчиками.

1.2.3 Датчик з автономним живленням

Датчики збору енергії не містять традиційних батарей, але зазвичай оснащені блоком захоплення енергії, таким як п'єзоелектричні наногенератори (PiENG), термоелектричні наногенератори (PyENG), фрикційні наногенератори (TENG) [24] тощо, які можуть збирати крихітну енергію, повсюдно присутню в робочому середовищі, та перетворювати її на електрику, тим самим забезпечуючи нормальну роботу датчика. Це називається технологією самостійного живлення. Залежно від різних об'єктів збору енергії, її можна розділити на механічну енергію, теплову енергію, хімічну енергію та електромагнітну енергію. Зібрана електрична енергія може подаватися на датчик і процесор після випрямлення, фільтрації, регулювання напруги та іншої обробки. Цей тип датчика за своєю базовою структурою не відрізняється від активного бездротового вузла датчика, але з блоком збору енергії замість батареї його схема є складнішою, і йому також потрібно використовувати активні пристрої, такі як діоди та транзистори, але він не потребує зовнішнього джерела живлення, тому його також можна класифікувати як узагальнений пасивний бездротовий датчик. Отже, це датчик із автономним живленням, який використовує новий тип пристрою для збору енергії.

PiENG – це пристрій, який перетворює зовнішню механічну енергію на електричну, використовуючи нанорозмірне п'єзоелектричне тіло як джерело енергії. Наразі існує кілька технологій отримання вібраційної енергії, заснованих на електромагнітному приводі, електростатичному приводі та магнітострикційному приводі, як у країні, так і за кордоном [25]. Однак існуюча технологія отримання енергії важко задовольняє потреби мікросенсорів, а технологія отримання електромагнітної енергії має деякі проблеми, такі як занадто великий розмір магніту та котушки, занадто низька вихідна напруга та легкість впливу електромагнітних перешкод. Електростатичні вимоги полягають у тому, що має бути зовнішнє джерело живлення або джерело живлення з малим допустимим зазором та високим вихідним імпедансом. Масштабована структура із затримкою має очевидну нелінійність та складну структуру. Тому PiENG, завдяки своїм невеликим розмірам, відсутності електромагнітних перешкод, простій структурі та іншим перевагам, має більше перспектив розвитку. Під час роботи системи

генерації вітроенергетики механічна енергія, така як вітер, звукова хвиля/ультразвукова хвиля, шум та механічна вібрація, викликає деформацію п'єзоелектричних матеріалів. Відповідно до фізичних властивостей п'єзоелектричної кераміки, при стисканні або скручуванні зовнішніми силами розподіл позитивних і негативних зарядів всередині змінюється, утворюючи різницю потенціалів в обох напрямках. Підключивши цю різницю потенціалів до лінії, її можна перетворити на придатну для використання форму електрики. Загалом, п'єзоелектричні наногенератори складаються з п'єзоелектричних матеріалів, провідних підкладок, металевих електродів тощо [25], тим самим перетворюючи механічну енергію на електричну [25]. PiENG можна умовно розділити на два типи: один полягає в застосуванні зовнішньої сили до осі нанодротів, так що нанодроти стискаються та розтягуються з одного боку, а інший - у спричиненні одноосьового стиснення нанодротів, коли зовнішня сила паралельна осьовому напрямку нанодротів, таким чином утворюючи різницю потенціалів.

PuENG в основному використовує різницю температур, що існує в природі, таку як різниця температур між шкірою та зовнішнім світом під час відновлення шкіри. Технологія термоелектричного перетворення, яку ми зазвичай використовуємо, досягається за допомогою ефекту Зеєбека, хоча ефект Зеєбека може забезпечити більше енергії, але існують певні обмеження, а саме необхідність утворення петлі двома різними речовинами та дуже велика різниця температур між двома речовинами, яка знаходиться в широкому діапазоні, для досягнення виходу електричної енергії [26]. Тому PuENG зазвичай використовує піроелектричний ефект нанопіроелектричних матеріалів для перетворення надлишкової теплової енергії в електричну енергію для мікросенсорів. Принцип роботи піроелектричних наногенераторів можна розділити на два види: один - це первинний піроелектричний ефект, який являє собою процес зміни інтенсивності поляризації піроелектричних матеріалів, спричиненої зміною температури, з подальшим генеруванням електричних зарядів. Вторинний піроелектричний ефект стосується деформації матеріалу внаслідок теплового розширення, що змінює інтенсивність поляризації матеріалу через п'єзоелектричний ефект, так що він генерує електричний заряд [26]. Завдяки використанню зелених напівпровідникових матеріалів, що базуються на піроелектричному ефекті як принципі роботи, дослідження та застосування нанорозмірних термоелектричних систем генерації енергії є дуже широкими.

TENG – це новий тип пристрою, заснований на трибоелектричній та електростатичній індукції [27]. Наразі технічне обладнання, що використовує трибоелектрифікацію, є переважно трибоелектрифікацією, хоча вироблена

електроенергія може досягати десятків тисяч вольт, але її струм дуже малий, зазвичай лише кілька мікроампер. Тому її практичне застосування не є високим [27]. Порівняно з генерацією енергії тертям, її вихідний струм набагато більший, тому вона має більше перспектив застосування. Основний принцип полягає в тому, що два різні полімери покриваються або покриваються шаром металу на одному кінці, утворюючи новий тип системи генерації наноенергії. Два полімери повинні мати дуже різну здатність захоплювати електрони, і між двома полімерами має бути зазор. Він утворюється внаслідок тертя між двома полімерними шарами під дією однієї або кількох зовнішніх сил. Розділення зарядів утворює потенціал, тим самим реалізуючи ефект трибомеханічного збору енергії, вихід енергії якої залежить від розширення мікроскопічної площі контакту інтерфейсу та подальшого збільшення кількості електронів інтерфейсу в перекритті хмари, що призводить до більшого переносу заряду [28].

1.2.4 Пасивний резонансний тип

Пасивний резонансний датчик, по суті, є резонансним тілом, і його характерні параметри, такі як резонансна частота та коефіцієнт якості, змінюються зі зміною вимірюваних параметрів [29]. Сигнал електромагнітної хвилі надсилається на датчик зовнішньою приймальною антеною, і його резонансна частота збуджується, так що його резонансна частота може досягти цілі бездротового виявлення. У процесі зазвичай використовується електромагнітний збудник для перетворення електричної енергії в магнітну енергію, а потім резонатор вібрує механічно, після чого електромагнітний датчик починає отримувати резонансні сигнали для перетворення механічної енергії в електричну. У такому циклі параметр може бути виявлений. Залежно від резонансного елемента, поширені резонансні датчики включають вібруючий струнний датчик, вібруючий циліндричний датчик, вібруючий променевий датчик, вібруючий плівковий датчик, кварцовий кристалічний мікробаланс (QCM) [30] та датчик поверхневих акустичних хвиль (SAW). Датчики SAW використовують електричні сигнали поверхневих акустичних хвиль під час їх поширення для виявлення змін навколишнього середовища. Датчики QCM використовують частоту коливань кварцових кристалів для виявлення змін навколишнього середовища. Загалом, датчики QCM мають високу стабільність, а датчики SAW – високу чутливість [31]. Відповідно до їхньої специфічної теорії резонансу, пасивні резонансні датчики можна додатково розділити на LC-резонаторні, радіочастотні резонаторні, з патч-антеною, з поверхневою

акустичною хвилею (SAW), магнітопружні резонаторні тощо. Пасивний бездротовий LC-сенсор зазвичай має структуру плоскої спіральної індуктивності та чутливого конденсатора, реалізуючи їх інтеграцію за допомогою технології мікрообробки та має дуже малий об'єм. SAW та магнітопружний резонанс вимагають спеціальних матеріалів, а резонансна частота радіочастотного резонансу та патч-антени дуже висока, до ГГц, що є більш вимогливим для зчитувального обладнання. Структура цього пасивного датчика дуже проста, без активних компонентів, таких як діоди та транзистори. Тому це пасивний бездротовий датчик у вузькому сенсі.

1.3 Матеріали та технології виробництва пасивних бездротових датчиків

З постійним розвитком прикладної хімії та матеріалознавства, дослідники почали досліджувати різні матеріали як основні чутливі компоненти для пасивних бездротових датчиків у різних робочих середовищах. Метою є покращення якості життя людей та підвищення ефективності повсякденної діяльності. Зростає попит на сенсорні пристрої в багатьох сферах життя, включаючи сільське господарство, управління промисловими процесами та електронну обробку. Однак високе енергоспоживання, низька точність та складна експлуатація багатьох датчиків створюють серйозні проблеми для життя людей за певних умов, що спонукає до підвищеної уваги в останні роки.

У цій частині в основному розглядається вибір матеріалу та процес виробництва датчиків без автономного живлення. Чутливий матеріал є основним компонентом датчика, а чутливість датчика значною мірою залежить від використовуваного чутливого матеріалу. Традиційні чутливі матеріали на основі напівпровідників та полімерних матеріалів мають свої переваги та недоліки. Завдяки своїм високоякісним властивостям ці чутливі матеріали все частіше використовуються в різних типах датчиків, таких як датчики температури, датчики вологості, датчики тиску, датчики небезпечних газів, датчики виявлення хімічних речовин тощо.

1.3.1 Датчики температури

Елегазові розподільні пристрої (КРУ) широко використовуються в енергетичних системах [32]. У 2015 році Ма та ін. запропонували конструкцію точного датчика температури SAW. Для запобігання потенційним неповним розрядам у датчику було використано епоксидну

інкапсуляцію та кільцеву антену. Використання цього матеріалу в датчику дозволило широко використовувати його в системах високовольтних ланцюгів безпеки для виявлення проблем з температурою в режимі реального часу. Були проведені експерименти для перевірки точності та часу відгуку датчика SAW, і доцільність схеми була доведена [32]. У тому ж році Чен Лі та ін. також зробили свій внесок у виявлення температури ланцюгів високовольтних систем безпеки. Фіксований індуктор та схема змінного конденсатора були вбудовані в керамічну підкладку з оксиду алюмінію з використанням високотемпературного матеріалу в поєднанні з вбудованою конструкцією. Експерименти показують, що датчик може виконувати виявлення в режимі реального часу при кімнатній температурі до 1000 °C [33].

Процес багатокористувацького MEMS-процесу (MUMPs) зазвичай використовується у виробництві мікроелектронних пристроїв завдяки його здатності покращувати продуктивність та сприяти масовому виробництву за допомогою стандартних процесів. Наразі процес MUMPs в основному використовується у виробництві оптичних пристроїв, гіроскопів, датчиків та інших подібних пристроїв [33]. У 2016 році Ван Ліфенг та Хуан Цін'ань провели подальше дослідження пасивних бездротових LC-сенсорів, використовуючи процес металевих MUMPs та процес гальванічної мікрообробки нікелем. Вони розробили та виготовили паралельний конденсатор, який використовує як шар металевого нікелю, так і шар полікремнію як електродну частину температурного конденсатора. Шар нітриду кремнію та повітряний зазор використовувалися як ізоляційний шар (рисунок 1.1). Датчик продемонстрував середню чутливість 32,45 fF/°C у діапазоні температур 0~100 °C та забезпечив 46,61 kHz/°C у всьому діапазоні температур, що робить його високоефективною формою пасивного бездротового LC-сенсора [33].

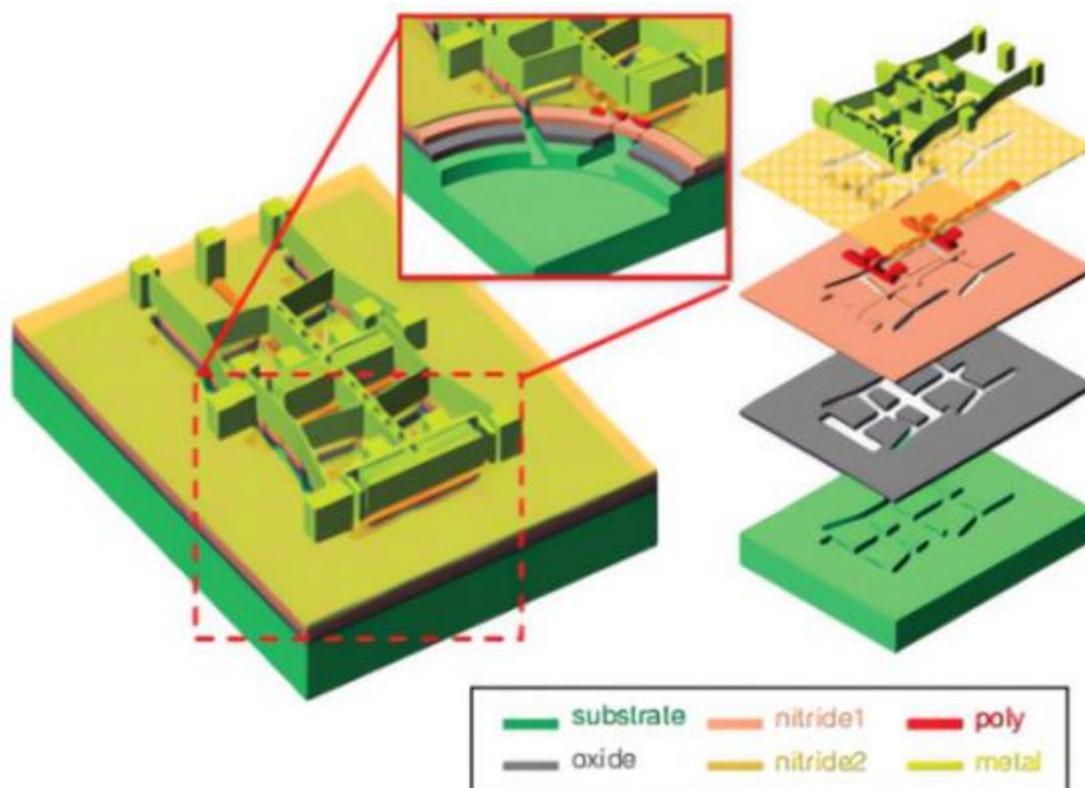


Рисунок 1.1 – Спрощена схема ємнісного датчика температури

Кераміка зі сплаву гексагонального нітриду бору демонструє виняткові властивості, такі як стійкість до високих температур, стійкість до термоударів, стійкість до абляції, діелектричне пропускання, стійкість до ерозії розплавленого металу та технологічність, що робить її придатною для використання в умовах високих температур [34]. У 2021 році Юйсі Ю та ін. синтезували композитну кераміку SiCNO-BN з використанням поліетиленсілоксану та гексагонального нітриду бору, як показано на рисунку 1.2, та використали цей матеріал для розробки пасивного бездротового датчика температури. Експериментальні випробування показали, що датчик температури SiCNO-BN може вимірювати температуру до 1250 °C при легуванні вмістом BN від 10 до 20 мас., що перевищує межу 900 °C для датчика температури SiCNO. Використання цього нового матеріалу є значним проривом у технології вимірювання температури.

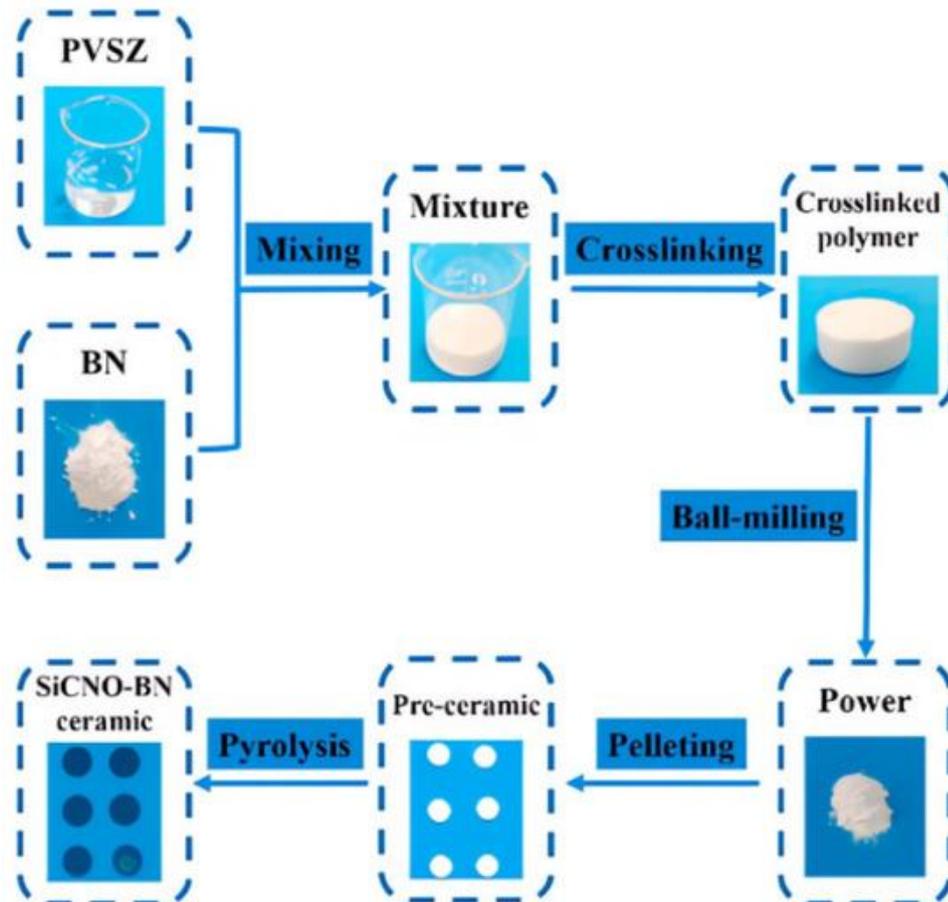


Рисунок 1.2 – Процес виготовлення керамічних дисків SiCNO-BN

У 2022 році кілька досліджень показали, що датчики SAW можуть бути непридатними для практичного вимірювання температури в системах високовольтних захисних кіл, оскільки вони були випробувані лише в лабораторних експериментах. Як альтернативу, Кавін Сіванері та ін. запропонували використовувати термостабільні та високопровідні керамічні оксиди для створення LC-резонаторів, використовуючи провідні керамічні матеріали замість традиційних методів виготовлення, що включають металеві електроди, нанесені на діелектричну керамічну підкладку. Цей процес проілюстровано на рисунку 1.3. Керамічний матеріал може бути виготовлений лише за допомогою високотемпературного процесу, а плоскі конденсатори та індуктори друкуються на підкладці Al₂O₃ за допомогою методу трафаретного друку. Датчики, виготовлені за допомогою цього процесу, були випробувані та виявилися такими, що мають високу чутливість навіть у суворих умовах.

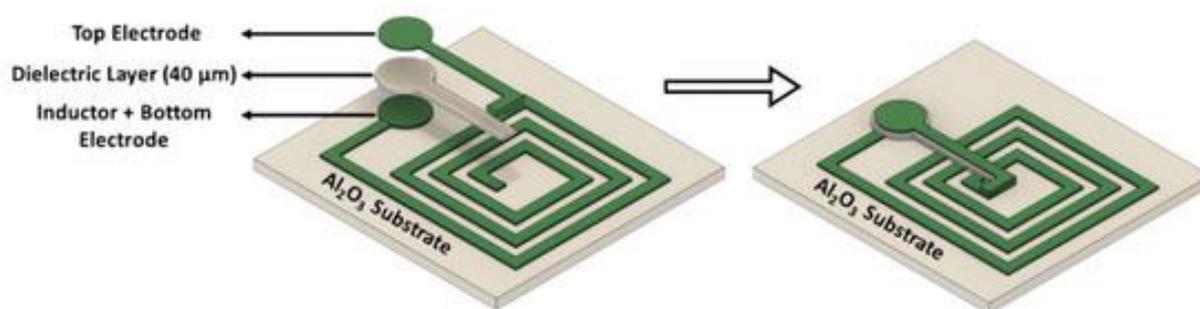


Рисунок 1.3 – Структура LC-резонатора

Температура стала повсюдним фактором у щоденних випробуваннях і навіть впливає на транспортування енергії та рух молекул. Вищезазначені приклади пропонують нові можливості для чутливих матеріалів, які можна використовувати для пасивних бездротових датчиків температури в певних застосуваннях.

1.3.2 Датчики вологості

Графен має унікальну наноструктуру та чудові електричні властивості, тоді як оксид графену (GO) має значну кількість функціональних груп, що містять кисень, на своїй поверхні, що може створювати центри реакції для хімічних реакцій [36]. У 2015 році Чжан Конг та Ван Ліфенг розробили пасивний бездротовий LC-датчик вологості, який працює за рахунок резонансної частоти індуктора, пов'язаної з чутливою ємністю, яка змінюється залежно від вологості. Цей проект мав на меті розробити новий тип комплементарного металоксид-напівпровідникового (CMOS) проміжного ємнісного датчика вологості на підкладці FR-4 (FR-4) та створити на цій основі фіксований планарний спіральний мідний індуктор. Паз індуктор-конденсатор (LC) утворюється шляхом з'єднання регульованого конденсатора з фіксованим індуктивністю за допомогою проводів. Датчик використовує GO замість полііміду як чутливий компонент. Практичні випробування довели, що GO може значно підвищити чутливість датчика, з чутливістю 18,75 кГц/% відносної вологості в діапазоні 15–95% відносної вологості. У 2020 році Лю Бо та ін. використали різноманітні можливості зв'язування різних функціональних груп, що містять кисень, з молекулами цільового газу, а також той факт, що оксид графену (GO) має значну кількість функціональних груп. Регулюючи функціональні групи в структурі GO, можна розробити селективний датчик вологості для досягнення селективної реакції на цільовий газ. Після випробувань при 32,8% відносної вологості чутливість цього GO досягла 40,1%, а криві реакції та відновлення залишалися в основному однаковими.

Діоксид кремнію хімічно стабільний, тому його можна використовувати як датчик для препаратів. Однак розчинність діоксиду кремнію дуже низька, що не сприяє однорідному диспергуванню гідрофільних матеріалів, що створює проблему для створення датчиків вологості з використанням діоксиду кремнію [36]. У 2018 році Х. Чжао та ін. використали реакцію меркапто-алкену клік-замішування тіол-функціоналізованих мікропористих наночастинок кремнію (MSN) для синтезу органічно-неорганічних гібридних матеріалів, які можна екстрагувати в розчинах. Найкращі гібридні матеріали мали малий розмір частинок (105 нм), гідрофільні властивості та стабільність дисперсії у воді при концентрації 50 мг/мл і використовувалися для створення чутливих плівок. Таким чином, можливі датчики вологості, що використовують метод розчину.

Вологість є змінним параметром у нашому оточенні та має значний вплив на численні галузі, такі як сільське господарство, електронна промисловість, складське господарство та медицина. Різні типи оксидів металів, полімерні синтетичні матеріали та електроліти стали чутливими матеріалами для датчиків. Ці детектори широко використовуються та мають хорошу чутливість, і ці матеріали пропонуються як додатковий орієнтир для вибору чутливих матеріалів для датчиків вологості в майбутньому.

1.3.3 Датчики тиску

Пасивні датчики тиску зазвичай використовують герметичну ємність живлення [37]. Гіріш Чітніс та ін. використовували ферофлюїд на масляній основі, планарну котушку з поліімідним ізолятом та поліімідну плівку товщиною 25 мкм, щоб полегшити виробництво датчика тиску. Прикладений тиск можна добре корелювати з нелінійною моделлю зміни резонансної частоти за допомогою експериментального виявлення [37]. Кристали сапфіру мають унікальну кристалічну конфігурацію, хорошу стійкість до напружень та здатність витримувати високі температури, що робить їх важливими у виробництві різних компонентів [37]. У 2017 році Джон Е. Роджерс та Йонг-Кю Юн розробили платиновий ємнісний датчик тиску на основі компонентів для мікроелектромеханічних систем з використанням сапфіру, який має високу теплопровідність, високу температуру плавлення та високі фізичні властивості опору при високих температурах. Датчик може працювати за температур вище 1000 °C та використовує принцип рукоятки borfloat® для статичних та динамічних випробувань тиском, що включає кремнієві мембрани та алюмінієві конденсатори, з чутливістю до 5,1 кГц/Па та

лінійністю тиску до 900 Па. На основі цього було розроблено динамічний датчик тиску з чутливістю 21,7 кГц/Па та лінійністю тиску 800 Па [38].

Процес MEMS спростив виготовлення вразливих мікросхем завдяки процесам дифузії, травлення, окислення та розпилення металу [39]. У 2020 році Чень Цзін та Ву Тянь виготовили плівкові об'ємні акустичні резонатори (FBAR) з інтегрованою антеною, використовуючи процес MEMS. Ці пристрої можуть працювати на резонансі пристрою FBAR, приймати та передавати електромагнітні хвилі за допомогою магнітоелектричних ефектів, а також виявляти зміни тиску в навколишньому середовищі шляхом бездротового вимірювання зміни частоти в датчику. Результати вимірювань показують, що датчик має чутливість до тиску 1,5 ppm/кПа та лінійність 0,997 у діапазоні тиску від 17 кПа до 200 кПа при 25 °С.

Датчики широко використовуються в промисловому виробництві та повсякденному житті, а пасивні бездротові датчики тиску будуть використовуватися в різних промислових середовищах, таких як водогосподарство, гідроенергетика, будівництво та виробництво на складальних лініях. Керамічні датчики тиску, тензометричні датчики, дифузійні кремнієві датчики тиску та сапфірові датчики тиску широко використовуються на ринку сьогодні, а різні типи датчиків тиску використовуються в різних середовищах.

1.3.4 Газові датчики

Полівініліденфторид (PVDF) – це сегнетоелектричний полімерний матеріал, який використовується в різних електронних пристроях, таких як датчики та пам'яті [38]. У 2017 році Zhang, M. та ін. використали полімер (PVDF-HFP) як сенсорний матеріал для ємнісних сенсорів CO₂, що дозволило усунути недоліки використання звичайних металевих сенсорів з високими робочими температурами та високим енергоспоживанням, спостерігаючи за зміною діелектричної постійної полімеру [38].

Моніторинг навколишнього середовища вимагає можливості контролювати низькі концентрації токсичних газів для показників якості повітря. Щодо шкідливих газів NO₂, Міншенг Ма та ін. використовували двовимірні наноструктури дисульфиду олова (SnS₂) як матеріали для виготовлення газочутливих плівок методом лиття. Був створений газовий датчик на основі технології низькотемпературного спільного випалювання кераміки [38]. У 2019 році Н. Ван та ін. синтезували датчик нанофільтрації (NFs) на основі ZnFe₂O₄ (ZFO) за допомогою методу електростатичного спінінгу на кристалі та випробували його в різних діапазонах температур

відпалу. Датчик в основному використовував принцип гетеропереходу між відновленим оксидом графену (RGO) та ZFO, а NF склалися з багатьох наночастинок, утворюючи таким чином пористу структуру з потенційним бар'єром на межах зерен, щоб отримати покращену реакцію датчика. Найкращу реакцію сенсора на газ H_2S було отримано експериментально, і було зроблено висновок, що найкраща реакція на газ H_2S була отримана шляхом прожарювання сенсора з гібридного матеріалу ZFO-NF, завантаженого 1,0 мас.% RGO, при температурі 600 °C. Результати вимірювання газу демонструють вищу реакцію, ніж у чистого сенсора ZFO за тих самих умов для вибраної концентрації газу та діапазону робочих температур. Крім того, В. Галстян та А. Понзоні розробили гібридні структури з використанням GO та нанотрубок діоксиду титану (NT), легованих ніобієм, які можуть виявляти концентрацію водню шляхом правильного контролю селективності реакції сенсора RGO. На основі цього було розроблено газовий сенсор з вищою продуктивністю з використанням графенового матеріалу та відповідної суміші ніобію. Експериментальні дані показують, що сенсор має значно покращену реакцію на водень. На рисунку 1.4 показано процес приготування.

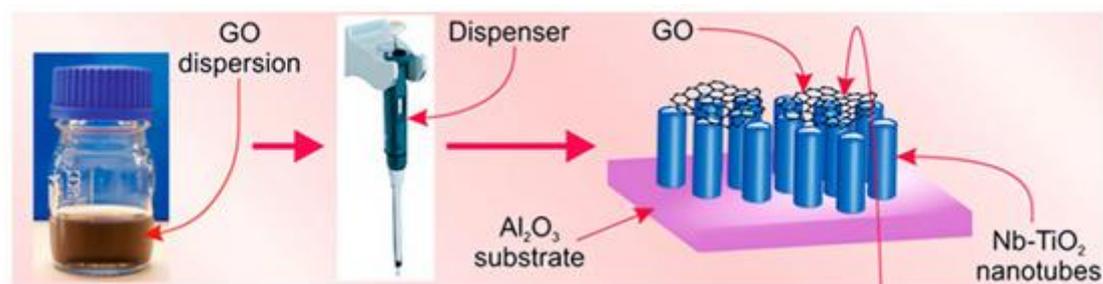


Рисунок 1.4 – Схематична діаграма процесу виготовлення гібридного матеріалу RGO/Nb-TiO₂

Зі зростанням попиту на відновлювану енергію в сучасному житті, забезпечення вимог безпеки в промислових процесах стало надзвичайно важливим. Точне виявлення легкозаймистих і вибухонебезпечних газів і парів залишається суттєвою проблемою. Тому розробка високопродуктивних газових датчиків стала головним пріоритетом. Точне використання пасивних бездротових газових датчиків може допомогти уникнути загрози для людського життя від небезпечних газів. Очікується, що згадані вище матеріали будуть широко використовуватися в розробці нових бездротових пасивних газових датчиків.

1.3.5 Біосенсори

Фенілборонова кислота (ФБА) – це речовина з високою специфічністю до глюкози, що робить її перспективним матеріалом для глюкозних сенсорів. ФБА також легко зберігати та має високу міцність [39]. У 2020 році Манік Даутта та Муханнад Альшетайві розробили гідрогель ФБА, який реагує на зміни концентрації глюкози в навколишньому середовищі, що призводить до значних зрушень у резонансній реакції міжшарового радіочастотного сенсора. Поєднавши міжшаровий радіочастотний резонатор з високою діелектричною проникністю гідрогелю ФБА, вони змогли створити електрично малі біосенсори глюкози, які функціонували в цьому піддіпазоні.

Зшитий сплав желатину та октанової кислоти має чудову стабільність, поверхневу адгезію та питомий опір, а також є недорогим матеріалом. Він також розкладається білками, що робить його ідеальним кандидатом для бездротових сенсорів для виявлення білків. Палрадж Калімуту та ін. розробили високостабільний, але розкладний у водному середовищі, термічний композит желатин-гліцерин-СА для бездротового моніторингу протеолітичної активності, такої як відстеження ран та інфекцій сечовивідних шляхів. Протеолітична деградація композиту може бути використана як механізм передачі протеолітичної активності в цих бездротових респондентах. Композит, що складається зі зшитого желатину та октанової кислоти, має великий потенціал для застосувань, що виграють від бездротового моніторингу активності гідролізу білків, як показано на рисунку 1.5.



Рисунок 1.5 – Прототип запропонованого бездротового датчика протеази

З розвитком технологій та підвищенням рівня здоров'я людей зростає попит на пасивні бездротові біосенсори, які можуть вимірювати різні параметри людського тіла в режимі реального часу. Це є значним проривом у медичній галузі, а також орієнтиром для підтримки здорового способу життя. Ці пасивні бездротові датчики, виготовлені з чутливих матеріалів, мають широке застосування в хімічній, біологічній та медичній галузях (Таблиця 1.1).

Таблиця 1.1. Зведення чутливих матеріалів для різних типів сенсорів

| Sensor Type | Sensitive Materials | Uses | Range of Tests | Sensitivity | Operating Frequency | Others |
|---------------------|---|--|----------------|-----------------|---------------------|--|
| Temperature sensors | Epoxy | Real-time detection of high-voltage safety circuit systems | 200 to 1200 °C | 7.016 kHz/°C | 428–439 MHz | Operating frequency: 1.7 °C/s |
| Temperature sensors | Alumina ceramic | High-voltage safety circuit systems | 25 to 1000 °C | 2 kHz/°C | 27.6 MHz | Sensor quality factor: 78 |
| Temperature sensors | Nickel, Silicon | Food quality testing | 0 to 100 °C | 46.61 kHz/°C | Around 137.00 MHz | - |
| Temperature sensors | SiCNO-BN | High temperature testing | Up to 1250 °C | - | 10.706–10.693 GHz | - |
| Temperature sensors | Ceramic Oxide | Real-time detection of high-voltage safety circuit systems | 200 to 1200 °C | 170 kHz/°C | Around 50 MHz | Sensor quality factor: 34.5–43 |
| Humidity sensors | Polyimide, Ag | - | 15–95% RH | -3.7% | 13.56 MHz | - |
| Humidity sensors | Graphene oxide | - | 15–95% RH | 18.75% | 30–40 MHz | - |
| Humidity sensors | Synthesis of silicon dioxide with hydrophilic alkene-based monomers | - | 11–95% RH | 40.1% | - | Operating frequency: 3.58 RH/s |
| Humidity sensors | Optimisation of graphene oxide | - | Best 32.8% RH | 40.1% | - | 5 RH/s |
| Pressure sensors | Polyimide, acrylic, Cu | - | 0–60 mmHg | 3 kHz/Pa | 109 MHz | - |
| Pressure sensors | Sapphire | - | Up to 800 Pa | 21.7 kHz/Pa | 12.4–18.0 GHz | - |
| Pressure sensors | Optimisation of graphene oxide | - | 17–200 kPa | 1.5 ppm/kPa | 886.7 MHz | Response time: 1 s |
| Gas sensors | P(VDF-HFP) polymer | Carbon dioxide detection | 5–10 ppm | - | 11.976 kHz | - |
| Gas sensors | Sn ₂ , Ceramic | - | 77–1155 ppm | - | 21.42 MHz | Dimensions: 25.22 × 0.98 mm ³ |
| Gas sensors | ZFO-NF | Hydrogen Sulphide Detection | 0–1 ppm | - | - | Response time: 10 s |
| Gas sensors | Graphene oxide and niobium-doped titanium dioxide | Hydrogen detection | - | - | - | - |
| Biosensors | Phenylboronic acid-hydrogel | Glucose | - | 304 KHz/(mg/dL) | Around 1 GHz | Size: 5 mm × 5 mm × 250 μm |
| Biosensors | Hot gelatine—glycerine—ca composite | Protein | - | - | - | - |

Існують такі обмеження щодо вибору матеріалів для бездротових пасивних датчиків у реальних застосуваннях. По-перше, коефіцієнт поглинання енергії та коефіцієнт перетворення матеріалу є ключовими характеристиками, які визначатимуть, чи зможе бездротовий пасивний датчик стабільно працювати. По-друге, оскільки сам бездротовий пасивний датчик має невеликі розміри, вимоги до відстані зв'язку відрізняються в різних середовищах. У цей час, щоб забезпечити надійність бездротової передачі сигналів, для вибору матеріалу необхідно вибрати матеріали з низькими втратами на передачу та випромінювання. Діелектрична проникність, проникність тощо цих матеріалів впливатимуть на бездротовий зв'язок. Нарешті, коли використовується датчик, зовнішні перешкоди є великою проблемою, яку необхідно подолати, тому необхідно постійно шукати матеріали з високою селективністю та екрануванням від зовнішніх шумів. Для досягнення цих вимог до продуктивності необхідно використовувати матеріали з низькими діелектричними втратами та низькою проникністю, такі як полімерні матеріали, згадані в статті, та різні

композитні полімерні матеріали, щоб досягти ефективного перетворення енергії. Розмір датчика також повинен бути розумно розроблений, а різні розміри матеріалів призведуть до різної передачі електромагнітних хвиль. Для досягнення кращих результатів можна використовувати наноструктуровані матеріали та легувати їх різними пропорціями хімічних речовин. Для усунення перешкод до процесу підготовки матеріалу можна додати деякі матеріали екрануючого шару, щоб оптимізувати пасивний бездротовий датчик.

1.4 Типи пасивних бездротових датчиків та їх оптимізація

Протягом останнього десятиліття технологія підготовки матеріалів швидко розвивалася та впровадила в наше повсякденне життя різноманітні нові пасивні бездротові датчики. З цим прогресом, щоб зрештою забезпечити надійну передачу даних, оновлення зчитувача також висунуло вищі вимоги. Наразі бездротові пасивні датчики все ще стикаються з такими проблемами, як дальність виявлення та точність зчитування в технології бездротового зв'язку. Поширені комунікаційні технології, такі як ZigBee, Bluetooth та бездротова локальна мережа, можуть використовуватися для отримання команд та передачі даних, але вони також мають суттєві недоліки, такі як високе енергоспоживання та велике обладнання, складна експлуатація та низька гнучкість. В результаті було проведено кілька досліджень для вирішення цих проблем. Стандартні пасивні бездротові датчики включають резонансні датчики, датчики типу RFID, датчики типу SAW, датчики гармонік та датчики інтермодуляції. Крім того, пасивні бездротові датчики можна класифікувати на пасивні низькочастотні (LF) датчики, високочастотні (HF) датчики та надвисокочастотні (UHF) датчики залежно від їх робочої частоти. Для різних типів датчиків алгоритми оптимізуються відповідно.

Далі в цій частині в основному представлено інновації в методах бездротового зчитування датчиків, а також оновлення зчитувачів та прорив у периферійних пристроях. Головною метою цього змісту є підвищення надійності передачі інформації.

Датчики резонансних ланцюгів зазвичай використовуються для вимірювання електричних полів змінного струму, що випромінюються високовольтним обладнанням. У 2016 році Мана Яздані та Дуглас Дж. Томсон запропонували пасивний бездротовий датчик, який використовує резонансний резонатор коаксіальної лінії передачі, резонансна частота якого порушується ємнісним зв'язаним варистором. Вони використали FPGA для

вибірки для опитування системи та забезпечення швидкої вибірки вимірюваного електричного поля, збільшуючи частоту вибірки поля змінного струму. Вони також розробили структуру датчика за допомогою моделювання кінцевих компонентів та перевірили можливість дистанційного опитування за результатами вимірювань [40]. В іншому дослідженні Акбара Аліпура, Емре Унала та Саїма Гок'яра було запропоновано та розроблено нову схему пасивного радіочастотного резонатора зі спеціальною архітектурою, яка забезпечує сильний індуктивний зв'язок. Це призводить до вищого співвідношення сигнал/шум бездротового зв'язку та кращого придушення перешкод, спричинених шумом. Ультратонка багат шарова структура (метал-діелектрик-метал), що використовується в датчику, отримує лінійну залежність між частотою датчика та імпедансною діаграмою при різних рівнях деформації. Деформація визначається нахилом кривої відгуку, що відображає хороші показники вимірювання деформації з високою лінійністю [41]. Запропонована система проілюстрована на рисунку 1.6.

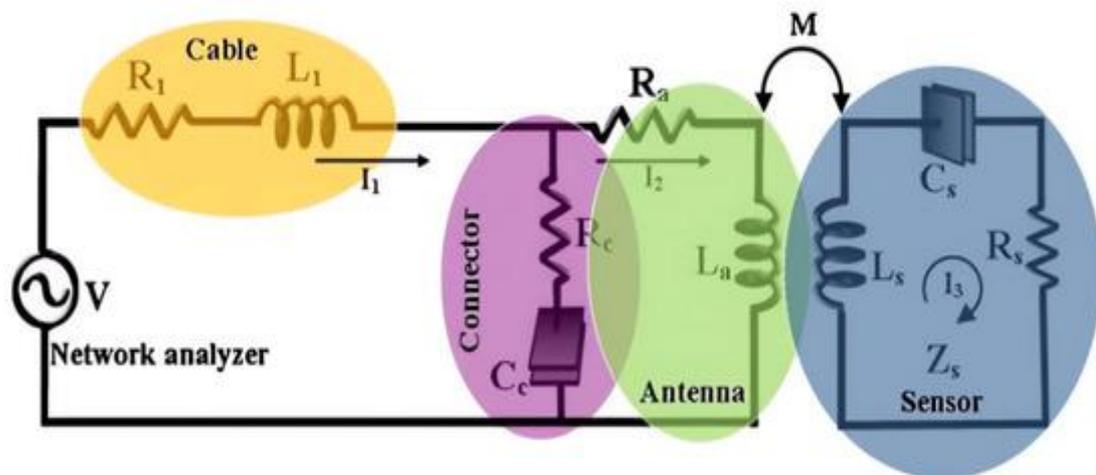


Рисунок 1.6 – Схема бездротового моніторингу деформації

Технологія пасивного RFID-мічення має багато переваг порівняно з традиційною технологією штрих-кодів, включаючи здатність передавати інформацію без необхідності оптичної прямої видимості та можливість одночасного зчитування кількох міток. Однак проектування та розробка пасивних антенних датчиків і систем, які можуть виконувати як комунікаційні, так і сенсорні функції, є складним завданням. Однією з основних проблем є компроміс між роздільною здатністю, чутливістю, розміром, дальністю зчитування та надійністю. Щоб вирішити ці проблеми, Чжан Цзюнь та Тянь Гуйюнь узагальнили рішення для покращення бездротової дальності сприйняття за допомогою пасивних RFID-антен та розробки нових стратегій сприйняття та зв'язку.

Крім того, проводяться дослідження для вирішення питань, пов'язаних з типами дефектів, антенними датчиками, стратегіями вимірювання та виділенням ознак. Наприклад, розробляються мережі моніторингу стану металевих конструкцій (SHM) для виявлення дефектів, а також розробляються нові методи для покращення адаптивності та надійності пасивних бездротових датчиків і систем (рис. 1.7). Загалом, існує потреба в продовженні досліджень та інновацій у цій галузі для підвищення точності, надійності та функціональності пасивних бездротових датчиків і систем [42, 43].

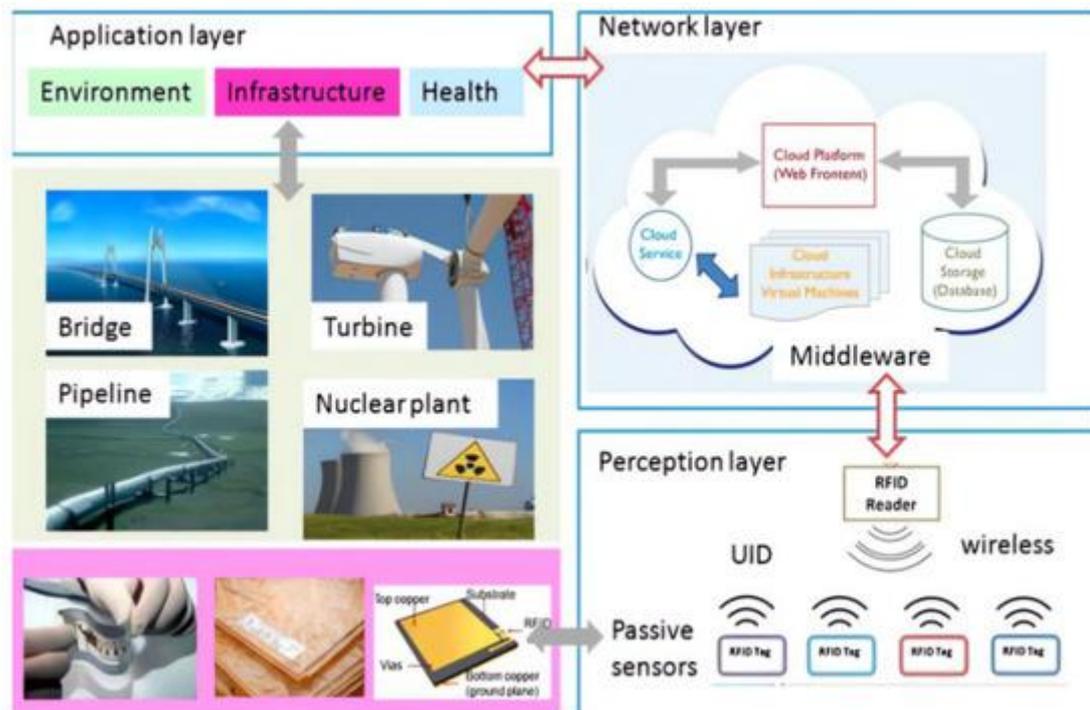


Рисунок 1.7 – Пасивна мережа RFID-сенсорів для SHM

Моніторинг температури в режимі реального часу має вирішальне значення у промисловому виробництві, особливо під час перевірки металевих конструкцій на наявність дефектів. Бездротовий пасивний датчик температури, що підтримується SAW-RFID, добре підходить для цього сценарію через потенційну зміну фізичних та геометричних властивостей матеріалу, що може спричинити значні перешкоди для сигналу. Завдяки великому діапазону зчитування та здатності виявляти температури до 250 °C, він пропонує надійне рішення. Однак, щоб вирішити проблему неоднорідності різних матеріалів, Алі Імам Санні та Джун Чжан пропонують недорогий метод самокомпенсації для самоскакуючих вимірювань. Цей метод включає вибір та об'єднання температурно-залежних ознак поблизу резонансної області мітки на основі пасивних низькочастотних сигналів,

демонструючи можливість подолання розриву між неруйнівним та адаптивним виявленням.

Однак, загалом SAW-RFID чутливий до впливу навколишнього середовища, що призводить до значних похибок у результатах вимірювань. Танг З. та ін. запропонували багатоітераційний вдосконалений двоточковий метод простого ковзного середнього (MI-2P-SMA) для зменшення похибки сприйняття датчиків температури та тиску води з відбивною лінією затримки WP-SAW. Цей метод ефективно зменшує шумові перешкоди та значно підвищує продуктивність сприйняття. Вдосконалений метод MI-2P-SMA призводить до менших порівняльних похибок зі збільшенням часу ітерації, пропонуючи покращене рішення для перешкод навколишнього середовища.

З огляду на зростання щільності населення, вкрай важливо підкреслити важливість моніторингу процесів та їхньої ефективності. Бернд Кубіна та Крістіан Мандель розробили пасивну бездротову систему гармонік-сенсорів. Ця система використовує безчипову технологію зворотного розсіювання радіочастот для кодування та передачі даних вимірювань, перетворюючи сигнал основної частоти на гармоніки за допомогою пасивного нелінійного коефіцієнта. Цей проект представляє новий тип аморфного чіп-сенсора, який складається з трьох основних компонентів: приймальної патч-антени, генератора гармонік та резонансної антени для передачі. Чіп-антена приймає радіочастотний сигнал від зчитувача з базовою частотою «h» та з'єднує сигнал з гармоніковим сигналом. Це джерело може бути закодовано та передано, використовуючи температурну залежність діелектричної проникності DRA. Використовуючи зворотне розсіювання гармонік радіовипромінювання, датчик ефективно усуває перешкоди від радіолокаційних перешкод.

Загалом, як низькочастотні, так і високочастотні мітки мають дальність зчитування до 1 м, тоді як детектори УВЧ пропонують значно більшу дальність зчитування у вільному повітрі порівняно з низькими та високими частотами. Під час інтеграції датчиків з віддаленими системами живлення ключовим фактором для максимізації бездротового діапазону є проектування з низьким енергоспоживанням. У 2015 році Шуанмін Юй та Пен Фен вирішили цю проблему, оптимізувавши енергоспоживання в пасивних бездротових датчиках за допомогою використання протоколу зв'язку УВЧ Eric Generation-2. Чіп датчика був виготовлений з використанням технології CMOS 0,18 мкм, що дозволяє ефективно використовувати простір. Зокрема, основний чіп датчика містить вбудований датчик температури та інтерфейс датчика, що призводить не тільки до низького енергоспоживання, але й до зменшення втрати простору.

Щоб підвищити ефективність передачі бездротових пасивних датчиків, Ден Тан, Ліфенг Ван та їхні колеги запропонували систему «головний-підлеглий» для пасивних бездротових багатопараметричних датчиків. Ця система дозволяє одночасну передачу інформації та зв'язок живлення, використовуючи зв'язковий трансформатор для передачі живлення та отримання модульованих даних. Зв'язковий трансформатор складається з індуктора «головний-підлеглий». Вторинна вимірювальна система включає ємнісні датчики температури, тиску, відносної вологості, а часте перетворення конденсаторів досягається за допомогою релаксаційного генератора. Система включає мультиплексування з часовим поділом, що дозволяє одночасне вимірювання кількох наборів даних. Вона підходить для замкнутих середовищ та використовує метод обвідної для відновлення сигналу несучої. Чутливість до тиску становить 5,6 фФ/гПа, чутливість до температури – 250 фФ/°C, а чутливість до відносної вологості – 71,4 фФ/гПа.

У бездротових системах передачі енергії коефіцієнт зв'язку відіграє вирішальну роль у визначенні продуктивності системи. У випадку критичного зв'язку коефіцієнт зв'язку забезпечує досягнення максимуму вихідної потужності навантаження. Однак, як тільки ця точка перевищена, вихідна потужність починає зменшуватися. Зміна ємності резонатора в критичному стані зв'язку дозволяє регулювати максимальну вихідну потужність. Як максимізувати енергоефективність системи за умови забезпечення максимального навантаження, є дуже складним питанням. Щоб вирішити цю проблему, Дон Вук Лі, Дже Юн Лім та інші запропонували метод зміни резонансної частоти резонатора. Використовуючи систему з подвійною котушкою з перевантаженням, можна досягти порівнянної продуктивності з системами ключового зв'язку на основі вихідної потужності, коефіцієнта посилення напруги та енергоефективності системи [44].

Хайся Чжан та Цзінпін Цяо представили новий двофазний протокол, метою якого є забезпечення ефективної передачі енергії. Цей протокол максимізує використання існуючого ретрансляційного обладнання, зокрема антенного обладнання, одночасно підвищуючи безпеку системи. Ретрансляційна станція включає механізм самовідновлення енергії (S-ER), який ефективно керує даними про перешкоди зворотного зв'язку, що виникають внаслідок роботи в повному дуплексному режимі (FD). Крім того, вона виконує ретрансляцію інформації та забезпечує одночасну передачу радіопотужності та інформації в режимі FD [45]. Крім того, використання мультиплексування антен для збору інформації значно підвищує продуктивність системи секретності в найгіршому випадку.

У 2017 році Мехді Хаджизадеган та Мар'ям Сахдарі зробили значне відкриття щодо подвійної функціональності хімічного зондування та радіочастотної модуляції на молекулярному рівні. Це відкриття дає численні переваги, включаючи зниження складності та вартості вимірювань з низьким рівнем перешкод, а також покращену лінійність зондування. Отримуючи сигнал основної частоти та повторно передаючи його як високочастотний сигнал, цей підхід ефективно виявляє як середнє значення, так і коливання рівнів хімічного легування. Виняткові властивості графену, такі як висока хімічна чутливість та здатність до частотної модуляції в графенових польових транзисторах, дозволяють розробляти гармонічні транспондерні датчики на основі наноматеріалів. Ці датчики досягають низького рівня шуму та низького рівня перешкод навіть у складних умовах, що характеризуються значним розсіюванням та шумом.

У 2018 році Аніш Бабу та Бобі Джордж розробили схему зчитування для LC-сенсорів на основі принципу імпульсної характеристики. Вони запропонували простий та ефективний метод, за якого котушка зчитування виконує швидке перетворення Фур'є згенерованого коливального струму. Цей підхід дозволяє розрахувати еквівалентний імпеданс системи на різних частотах. Резонансна частота зв'язаної котушки датчика визначається шляхом визначення максимального значення уявної частини цього імпедансу. Коефіцієнт якості Q датчика вимірюється за допомогою цього підходу. Доцільність методу демонструється мінімізацією впливу шуму на вихідні параметри за допомогою апроксимації гаусової кривої. Марко Деморі та ін. запропонували безконтактну технологію електронного запиту, яка дозволяє виконувати роботу в межах кількох сантиметрів від відстані запиту. Система зчитування вимірює резонансну частоту LC-мережі, використовуючи техніку часового стробування, незалежну від відстані, таким чином, що забезпечує частоту зчитування першого порядку.

Переваги дистанційного вимірювання та відсутність вимог до живлення викликали значний інтерес до пасивних бездротових датчиків. Однак, звичайні датчики зазвичай обмежені вимірюванням одного параметра, що обмежує їхні потенційні переваги. Часто існує потреба в одночасному виявленні кількох параметрів даних, що створює проблему для досягнення багатопараметричних вимірювань за допомогою одного датчика. Щоб вирішити цю проблему, Венцзюнь Ден та Ліфенг Ван пропонують симетричну конфігурацію схеми топології LC, що складається з двох LC-резонаторів. Завдяки мультиплексному підходу з часовим поділом досягається моніторинг двох параметрів. Симетрична структура LC дозволяє розділити резонансні частоти різних резонансних порожнин LC, що дозволяє

одночасно контролювати два параметри. Експериментальні результати підтверджують ефективність цієї конфігурації для моніторингу двох параметрів. Конфігурація схеми топології симетричного LC, що використовує кілька LC-резонаторів, стає універсальним підходом до моніторингу кількох параметрів.

Щоб подолати обмеження пасивних бездротових датчиків з одним вихідним параметром, Чжан Юй та Ху Яньцзюнь пропонують систему збору та передачі даних, яка використовує пасивні датчики та технологію багатопараметричної гібридної упаковки. Ця система включає три основні комп'ютери, використовує вибірку з відліком часу на основі STC (система на кристалі) 89c52 та використовує бездротову передачу по мережі ad hoc на основі стеку протоколів ZigBee. Одночасно система висуває суворі вимоги до датчика. Для підвищення точності вимірювання використовується двовимірний підхід для вимірювання того самого параметра. Ісонг Тан, Цзяньхуа Чжу та Лімін Рен представляють новий принцип двовимірного пасивного датчика моніторингу тиску, зображений на рисунку 1.8. Цей принцип вирішує проблему традиційних датчиків, які потребують передачі даних та живлення безпосередньо через електронну схему, що не підходить для моніторингу внутрішніх напружень у конструкціях у режимі реального часу протягом тривалих періодів. Однак цей метод обмежений одновимірним виявленням сили та не може розрізняти двовимірну силу.

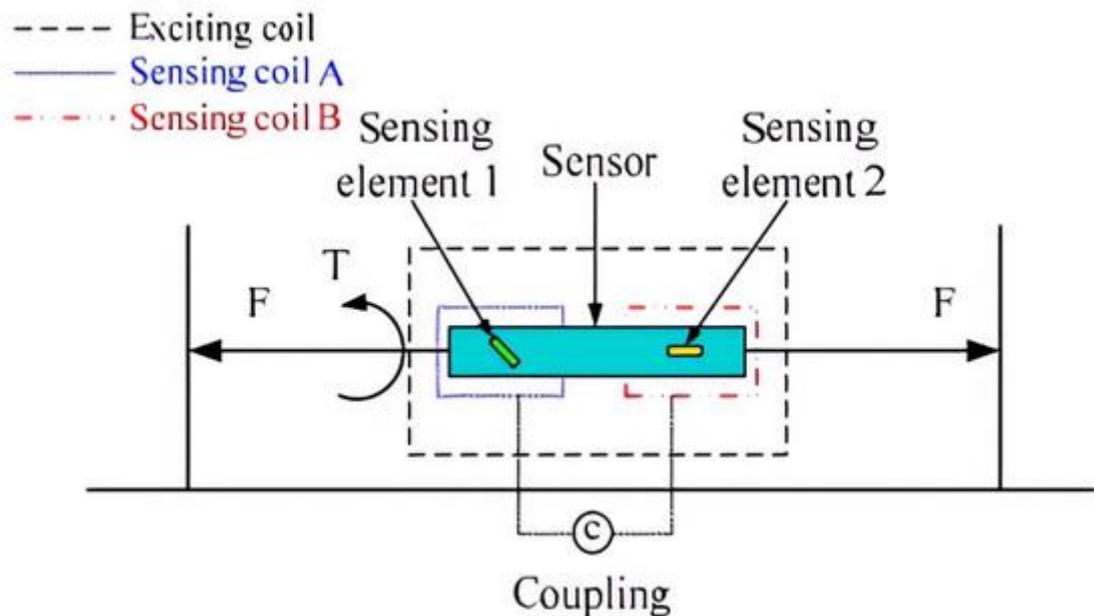


Рисунок 1.8 – Принципова схема роботи

Оптимізація пасивних бездротових датчиків передбачає більше, ніж просто оновлення самих сенсорних вузлів. Досягнення в периферійних пристроях також можуть сприяти значному покращенню продуктивності

датчиків. У 2019 році Ван Ліфенг та Ван Цзіньцюань запропонували пасивну бездротову матрицю комутаторів на основі MEMS-комутаторів. Вони використали індуктивний зв'язок, щоб дозволити використовувати навантаження та частоту сигналу змінного струму як сигнали живлення та керування. За допомогою випробувань вони підтвердили вибіркоче перемикання сигналу керування змінним струмом на комутаційні гілки, що дозволяє розширювати якість гілок за потреби. Крім того, ми можемо проектувати інтегральні схеми, тим самим значно зменшуючи розмір схеми. Ця система комутації знаходить застосування в керуванні багатофункціональними матрицями датчиків або виконавчих механізмів у герметичному просторі.

У 2020 році Колм Маккеффі та Яцек Флак представили індуктивний зчитувач мережевого зондування з нульовим енергоспоживанням. Вони використали спеціальний алгоритм сканування частоти для покращення роздільної здатності зчитувача, що призвело до покращеної роздільної здатності зчитування для ємнісних датчиків у мітці. Такий підхід усунув необхідність передачі даних вузлом датчика до зчитувача, оскільки зчитувач міг безпосередньо отримувати дані з датчика. Було оптимізовано максимальну скінченну відстань для модуляції зчитувача, а також використано методи ізоляції сигналів для підвищення точності зчитування датчика шляхом зменшення впливу розсіювальної ємності.

У 2021 році Наор Зохар перейшов від отримання даних, що передаються бездротовими сенсорними мережами (WSN), до використання зовнішніх пристроїв (зчитувачів) для безпосереднього зчитування даних під час передачі. Частоту опитування пасивних датчиків аналізували шляхом збору початкових даних у певні моменти часу, щоб визначити мінімальну частоту моніторингу, необхідну для точного збору даних. Робота WSN здійснювалася завдяки збору цих початкових даних [45].

У 2022 році Хайронг Коу та його колеги представили бездротовий пасивний датчик температури, який базується на комплементарному резонаторі з розімкнутим контуром (CSRR). Параметри датчика були точно налаштовані за допомогою програмного забезпечення для моделювання HFSS, щоб забезпечити роботу пасивного резонатора з хвилеводом (SIW) та інтегрованою підкладкою CSRR у діапазоні частот 2,5 ГГц. Завдяки оптимізації методів вимірювання та використанню принципу зворотного розсіювання мікрохвиль, цей датчик дозволяє проводити багатоточкові температурні випробування у високотемпературних середовищах, як показано на рисунку 1.9. Крім того, він дозволяє проводити багатопараметричні випробування.

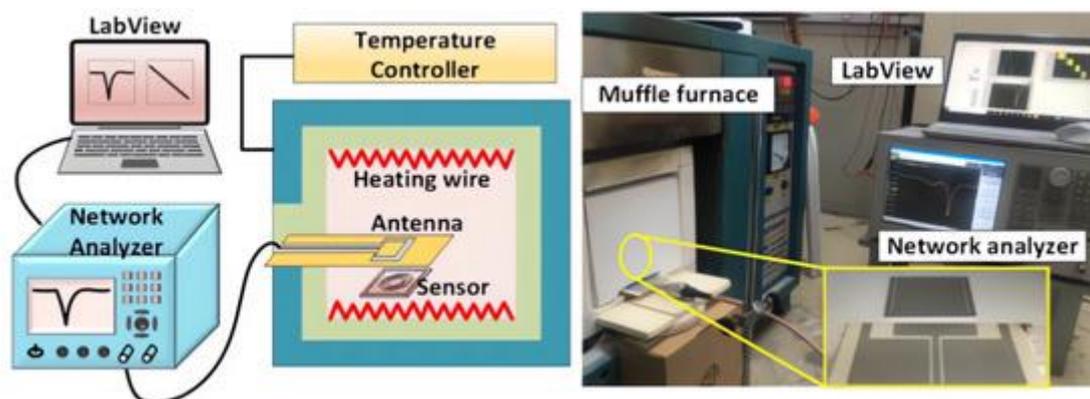


Рисунок 1.9 – Принципова схема високотемпературного випробувального стану

У третій частині спочатку представлено методи підвищення ефективності та надійності передачі інформації від датчиків, таких як датчики з резонансними схемами, RFID-датчики та SAW-датчики, а потім запропоновано оновлення щодо зчитувачів та периферійних пристроїв, які роблять значний внесок у передачу інформації. У таблиці 1.2 підсумовано переваги та недоліки кожного з цих типових типів пасивних бездротових датчиків.

Таблиця 1.2 - Огляд типів пасивних бездротових датчиків

| Type | Advantages | Disadvantages | Applications |
|--|---|---|---|
| RF Identification (RFID) | Low power consumption | distances sensor node circuit is complex | Positioning, tracking |
| Surface Acoustic Wave (SAW) RFID | High sensitivity | High cost and power consumption | Measuring temperature, pressure, velocity of flow |
| Harmonic sensors | High sensitivity, low false alarm rate | Demanding for readout systems | Positioning |
| Capacitive inductance (LC) mode of resonance | Simple structure, low power consumption | Vulnerable to external electromagnetic interference | Measure temperature, pressure, humidity |
| Radio frequency (RF) cavity type | Long transmission distance | High working frequency band, large volume | Measuring liquid and gas concentrations |
| Patch Antenna type | Small size, low cost | The working frequency band is high and will be affected by occlusions | Human posture detection |

1.5 Висновки до розділу

У даному розділі проведено аналіз бездротових сенсорів фізичних величин. Бездротові датчики класифікуються на RFID-датчики, датчики гармонійного розсіювання, пасивні резонансні датчики та датчики з автономним живленням відповідно до різних режимів роботи датчика. Після короткого опису принципів роботи цих датчиків наведено перелік типів чутливих матеріалів, підготовлених для тестування датчиків з різними параметрами. Проілюстровано кілька методів підвищення ефективності

зв'язку між датчиками. Зазначено розробку наноматеріалів для збору енергії в наногенераторах та представлено застосування цих датчиків у повсякденному житті. Пасивні бездротові датчики стали предметом досліджень останніх років, і ці типи датчиків мають свої переваги.

Крім того, з точки зору зчитування параметрів існують обмеження, такі як великі похибки зчитування даних, обмежені відстані зчитування, а також незручності та обмежена доступність мережевих аналізаторів у фактичному використанні пасивних бездротових сенсорних систем. Під час проектування автоматичних та портативних систем узгодження імпедансу необхідно запропонувати ефективні рішення для підвищення зручності використання пасивних бездротових датчиків, такі як збільшення відстані зчитування та підвищення точності зчитування.

2 ПАРАМЕТРИЧНІ СЕНСОРИ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ

Через масове вбудовування вбудованих камер у широкий спектр пристроїв та повсюдне використання світлодіодних ламп, оптичний зв'язок з камерами (ОСС) був запропонований як практичне рішення для майбутніх застосувань Інтернету речей (IoT) та розумних міст. Вплив мобільності, погодних умов, перешкод сонячного випромінювання та зовнішніх джерел світла на схеми зв'язку видимого світла (VLC) розглядався в попередніх роботах. Деякі автори вивчали просторову міжсимвольну інтерференцію від близьких випромінювачів у системі ОСС; однак вона не була охарактеризована або виміряна залежно від різних довжин хвиль, що передаються. У цій роботі ця інтерференція була експериментально охарактеризована, а також запропоновано нормалізоване співвідношення потужності сигналу до інтерференції (NPSIR) для легкого визначення інтерференції в інших реалізаціях, незалежно від вибраних системних пристроїв. Було проведено серію експериментів у темній кімнаті, що працювали з RGB-багатосвітлодіодними передавачами та камерою загального призначення, щоб отримати значення NPSIR та перевірити виведені рівняння для 2D-піксельного представлення реальних відстаней. Ці параметри були використані в моделюванні сценарію бездротової сенсорної мережі в невеликому офісі, де було розраховано коефіцієнт помилок бітів (BER) каналу зв'язку. Експерименти показують, що за допомогою NPSIR можна легко визначити перешкоди від інших близьких випромінювачів з точки зору відстані та використаної довжини хвилі. Нарешті, моделювання підтверджує застосовність виведених рівнянь для масштабування початкових результатів у реальних сценаріях.

2.1 Реалізація бездротової сенсорної мережі з використанням оптичної сенсорної камери

Сьогодні спостерігається тенденція до заміни люмінесцентних та галогенних ламп, як для внутрішніх, так і для зовнішніх робіт, на світлодіодні, які є енергоефективними та пропонують тривалий термін служби й високу швидкість перемикання. Ця зміна також впливає на вуличні, дорожні та автомобільні вогні (аварійні, задні, габаритні вогні тощо), відкриваючи можливості для розгортання нових комунікаційних систем на основі оптичного камерного зв'язку (ОСС) [1] для широкого спектру застосувань, наприклад, у розумних містах або мережах V2X. ОСС – це

специфічний вид технології на основі VLC [2], яка використовує світлодіодні пристрої (такі як лампи або екрани) для передачі даних та датчики зображення для прийому сигналів. Розгортання OCC є недорогим, забезпечує стійкість до радіочастотних (РЧ) перешкод та використовує переваги швидкого впровадження пристроїв із вбудованими камерами у повсякденну діяльність. Технології VLC, включаючи OCC, вирішують критичні проблеми сучасних реалізацій радіочастотного телекомунікаційного зв'язку: насичення спектру та перешкоди від поширених РЧ-систем.

Через використання сигналів видимого світла та фотоприймачів існують інші джерела перешкод, які слід враховувати на етапах характеристики каналу та проектування з'єднання. Погодні умови, можливі спотворення зображення через оптичну турбулентність [13] та аберацію лінзи [14], перешкоди сонячного випромінювання та інші джерела світла є основними проблемами, які необхідно враховувати зовнішнім системам. Було опубліковано деякі дослідницькі роботи, що моделюють вплив кліматичних умов на продуктивність системи. У цьому сенсі вплив снігопаду було змодельовано в [17], показуючи, що ослаблення та зміна прийнятого сигналу в часі не можуть бути ігноровані та залежать від розподілу розмірів сніжинок через дифракцію Френеля. У [5] було проаналізовано вплив опадів у зв'язках VLC. У цій роботі було встановлено, що оптичний переданий сигнал розсіюється, коли потрапляє на краплю дощу, тому прийнята потужність зменшується відповідно до інтенсивності дощу (кількості та розміру крапель дощу). Крім того, у [9] було досліджено затухання, що вноситься туманом у оптичний зв'язок у вільному просторі (FSO), і показано, що його можна передбачити відповідно до сценаріїв видимості без використання складних комп'ютерних кодів. Ці дослідницькі роботи з моделювання каналів базувалися на приймачах на основі фотодіодів.

Тим не менш, у спробі охарактеризувати багатоелементні приймачі, такі як камери, Ашок та ін. [21] досліджували вплив відстані за допомогою фотодіодної матриці та визначили критичну відстань, на якій світлодіод генерує зображення лише одного пікселя. Більше того, залежність кута огляду була охарактеризована в [23] з точки зору співвідношення сигнал/шум (SNR). Дослідження власних перешкод в OCC як фактора погіршення продуктивності було розглянуто в [31]. Однак, хроматичний ефект не обговорювався. У цій темі характеристика зв'язку між транспортним засобом та світлофором, припускаючи, що на зв'язок впливає лише фонове сонячне випромінювання (для жовтого, червоного та зеленого кольорів) та штучні джерела світла (освітлення та реклама), виключаючи близькі випромінювачі з тієї ж системи, була представлена в [18]. Деякі практичні питання, пов'язані

з використанням багатоелементних передавачів з хроматичною модуляцією, були розглянуті в [32] для OCC, але як критичний параметр використовувалося лише спотворення кута огляду. Зрештою, Хонг та Чен [33] представили вплив мобільності на продуктивність цих систем з використанням фотодіодів як приймачів. Було показано, що продуктивність системи залежить від швидкості; якщо користувачі рухаються швидше, втрата пакетів збільшується.

Застосування Інтернету речей (IoT) через гетерогенну мережу стало сучасною тенденцією [27]. Ця нова мережева екосистема використовує широкий спектр швидкостей передачі даних. Для застосувань з низькою швидкістю передачі даних, таких як бездротові сенсорні мережі (WSN), які потребують передачі мінімальних обсягів даних (наприклад, температури, тиску, вологості або прапорців присутності), використання існуючої інфраструктури на основі камер є можливим рішенням. Таке використання камер як пристроїв збору інформації не тільки зменшує інверсію інфраструктури, але й підвищує безпеку системи. Якщо сигнал було перехоплено, знадобиться додаткова обробка сигналу для видалення відповідної інформації. Крім того, для камер безпеки, таких як системи відеоспостереження, зв'язок вже захищений конструкцією. Більше того, використання OCC у WSN дозволяє реалізовувати системи MIMO (множинний вхід/множинний вихід), а також рішення SDMA (просторовий множинний доступ) [17].

У цій роботі експериментально характеризуються перешкоди, які інший випромінювач, розташований поблизу конкретного передавача системи OCC, може вносити в канал зв'язку. Зокрема, використовується багатосвітлодіодний RGB-передавач, такий як світлодіодні матриці та комерційні камери середнього цінового діапазону. Для цього представлено нормалізоване співвідношення потужності сигналу до перешкоди (NPSIR) для вимірювання хроматичної перешкоди незалежно від обраної камери або оптичної потужності, що передається світлодіодами. Виведено та перевірено деякі функції для легкого визначення двовимірного піксельного представлення реальних відстаней. Ці функції також використовуються для проектування пропорційних відстаней у реальній сценарій, як показано на рисунку 2.1, де бездротова сенсорна мережа (WSN) розгорнута в невеликому офісі з трьома датчиками, що передають на різних довжинах хвиль, використовуючи OCC з модуляцією вмикання-вимкнення (OOK). Нарешті, відповідне співвідношення сигналу до перешкоди (SIR) датчиків один відносно одного визначається як функція NPSIR, отриманого в результаті експериментальної характеристики.

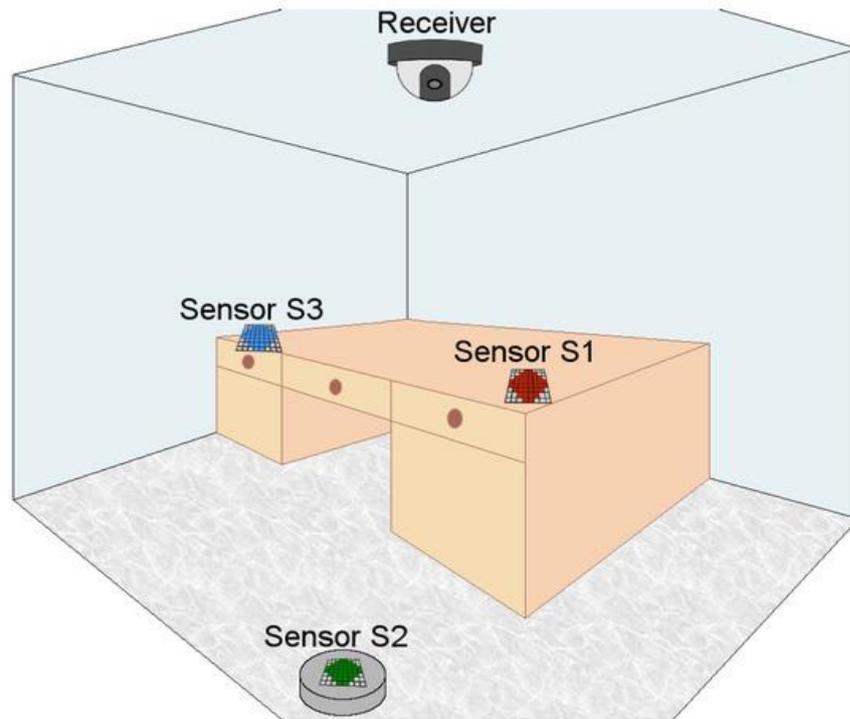


Рисунок 2.1 – Реалізація бездротової сенсорної мережі з використанням оптичного камерного зв'язку (ОЦЗ) в офісі ($3 \times 3 \times 3 \text{ м}^3$). Приймачем є купольна камера, встановлена на стелі (висота 3,00 м) з полем огляду (FOV) 90° . Випромінювачами датчика є світлодіодні матриці ($60 \times 60 \text{ мм}^2$). Два датчики розташовані на столі (висота 0,80 м), а один датчик — над автономним роботизованим пристроєм (висота 0,10 м)

2.2 Теоретичні основи побудови бездротової сенсорної мережі

На основі тригонометричних співвідношень та параметрів камери було отримано рівняння (2.1) та (2.2). Ці рівняння оцінюють двовимірну проекцію пікселів (x, y) на зображенні реальної відстані (dx, dy, D) залежно від відстані між об'єктом та камерою, відносного кута об'єкта (вертикального чи горизонтального) та специфічних характеристик камери.

$$x = \frac{1}{\varphi_x} \cdot \left[\left(\tan^{-1} \frac{d_x \sin \gamma}{2D - d_x \cos \gamma} \right) + \left(\tan^{-1} \frac{d_x \sin \gamma}{2D + d_x \cos \gamma} \right) \right] \quad (2.1)$$

$$y = \begin{cases} \frac{2}{\varphi_y} \cdot \left[\tan^{-1} \frac{d_y}{2D + d_x \cos \gamma} \right] & \text{Найдальші елементи} \\ \frac{2}{\varphi_y} \cdot \left[\tan^{-1} \frac{d_y}{2D - d_x \cos \gamma} \right] & \text{Найближчі елементи} \end{cases} \quad (2.2)$$

Як показано на рисунку 2.2, D – це відстань між передавачем і приймачем, dx і dy – горизонтальна та вертикальна відстані між джерелами відповідно, γ – кут перетину вертикальної площини випромінювач-приймач з нормальною площиною випромінювача, а β – кут перетину горизонтальної площини випромінювача-приймача з нормальною площиною передавача. Нарешті, φ залежить лише від характеристик приймача та пов'язує поле зору (FOV) та роздільну здатність у пікселях (N_x, y) вибраної камери.

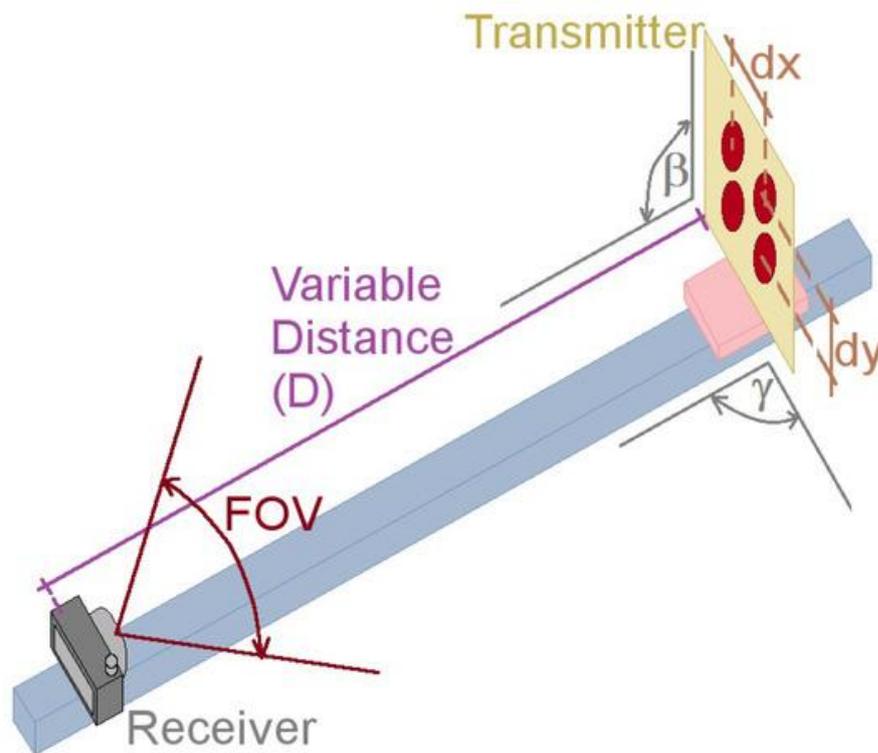


Рисунок 2.2 – Конструкція експериментального випробувального стенду для визначення оптичної інтерференції близьких випромінювачів та для перевірки зв'язку між проєктованими пікселями та реальними відстанями. Для всіх експериментів β було встановлено на 90° , γ і D змінювався залежно від параметрів випробування

Для визначення оптичної інтерференції було виведено співвідношення між пікселями від джерела передачі лінії зв'язку та пікселями від одного близького випромінювача у відповідному каналі (пов'язаному з вибраною довжиною хвилі). Система зв'язку має два основні блоки: канал та процес камери, як видно на рисунку 2.3, де $P(\lambda)$ – спектр оптичної потужності, що проходить; $H(\lambda, 0)$ – коефіцієнт підсилення каналу; α – геометричний поправочний коефіцієнт для кожного світлового променя залежно від того, як він падав на лінзи; $R(\lambda)$ – чутливість кремнієвого фотодіода; $FS(\lambda)$ – відгук брегівського фільтра камери в каналі джерела S; τ – це нелінійне перетворення, зумовлене можливим насиченням від аналого-цифрового

перетворювача; а зображення – це сформований кадр, що включає всі джерела.

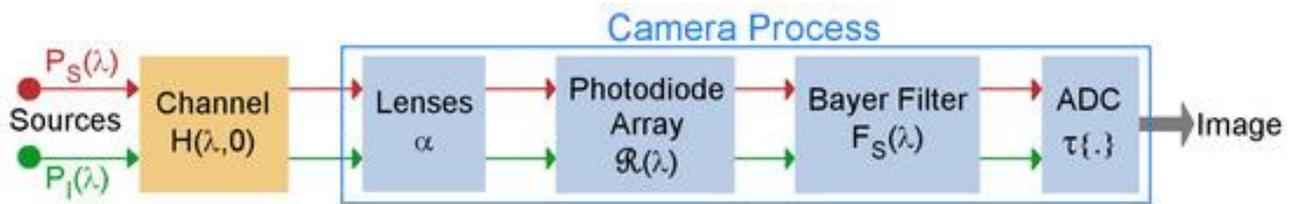


Рисунок 2.3 – Схема системи ОСС

Світло від будь-якого джерела X , яке потрапляє на камеру, можна виразити як $\int P_X(\lambda) H(\lambda, 0) d\lambda$. Спочатку лінзи фокусуватимуть світло на сенсорі зображення, де кожен пристрій має кремнієвий чутливий елемент $R(\lambda)$ залежно від вибраного каналу (червоний, зелений або синій), камера використовуватиме фільтр Байєра з характеристикою $F_S(\lambda)$ над сигналом. Зрештою, аналого-цифровий перетворювач (АЦП) перетворює сигнал за допомогою функції $\tau\{\cdot\}$. Отже, в отриманому зображенні кількість пікселів з джерела X можна виразити як $\alpha \int P_X(\lambda) H(\lambda, 0) R(\lambda) F_S(\lambda) d\lambda$.

Це співвідношення сигнал/шум (SINR) залежить лише від кількості пікселів у кадрі з інформацією з кількох джерел одночасно. Для цієї роботи передбачається найгірший сценарій, коли обидва джерела світла передають світло одночасно весь час. Очевидно, що оскільки витримка камери визначає час інтегрування зображення, а два світлодіоди вмикаються синхронно, SINR не залежить від витримки камери. Виведене співвідношення пікселів можна спостерігати на рисунку 2.3, де $\alpha S/\alpha I$ – геометричне співвідношення, яке являє собою відношення між кількістю пікселів сигналу до кількості пікселів перешкоди в області інтересу кадру (ROI).

$$\frac{Pix_S}{Pix_I} = \frac{\alpha_S}{\alpha_I} \cdot \frac{\tau\left\{\int P_S(\lambda) H(\lambda, 0) R(\lambda) F_S(\lambda) d\lambda\right\}}{\tau\left\{\int P_I(\lambda) H(\lambda, 0) R(\lambda) F_S(\lambda) d\lambda\right\}} \quad (2.3)$$

Оскільки зміна відстані між випромінювачами та приймачем мінімальна, геометрична частина $H(\lambda, 0)$ можна вважати залежним лише від D . Крім того, сценарій є LOS (лінія видимості) з короткими відстанями без аерозолів, тому коефіцієнт згасання є унітарним для всіх λ . Тому термін $H(\lambda, 0)$ можна вважати константою та винести з інтеграла й спростити. Геометричне співвідношення $\alpha S/\alpha I$, виражене як нормалізоване відношення сигналу до перешкоди (NPSIR), можна визначити за допомогою (2.4). Це

відношення перешкоди не залежить від переданої оптичної потужності, чутливості кремнію та байєрівського фільтра камери; і може бути використане як базовий показник для моделювання складніших сценаріїв.

$$NPSIR \cong \frac{Pix_S}{Pix_I} \cdot \frac{\int P_I(\lambda)R(\lambda)F_S(\lambda)d\lambda}{\int P_S(\lambda)R(\lambda)F_S(\lambda)d\lambda} \quad (2.4)$$

Зрештою, для моделювання бездротової сенсорної мережі (WSN) на рисунку 2.1, тепловим шумом можна знехтувати через його мінімальний вплив на камери в середовищах з контрольованими температурними умовами. Припускається, що навколишнє освітлення встановлюється як сигнал низької інтенсивності, постійний протягом часу передачі. Тому перешкоди від сусідніх передавачів можна вважати єдиним джерелом, яке суттєво впливатиме на канал зв'язку. Крім того, оскільки обрана купольна камера для сценарію WSN має ПЗЗ-сенсор зображення, тип затвора вважається глобальним.

2.3 Експериментальний дизайн бездротової сенсорної мережі

Для перевірки запропонованих рівнянь (2.1) та (2.2), а також для визначення оптичної інтерференції близьких випромінювачів у системі ОСС, залежно від розташування передавачів, вибраної довжини хвилі передачі даних та відстані між елементами системи, було проведено серію випробувань з використанням випробувального стенда, зображеного на рисунку 2.4, який був розроблений та реалізований спеціально для цих експериментів.

Як випромінювач використовувалася плата, зображена на рисунку 2.5; чотири RGB-світлодіоди були круглими (радіусом 5 мм) з кутом огляду 120°, розташованими на відстані 16 мм по горизонталі та 19 мм по вертикалі. Ці світлодіоди вмикалися/вимикалися за допомогою біполярних транзисторів та невеликого одноплатного комп'ютера, запрограмованого на Python. Щоб мати всі можливі комбінації, кожен світлодіод керувався незалежно, змінюючи свої кольори з чотирма можливими результатами: червоний, зелений, синій та білий.

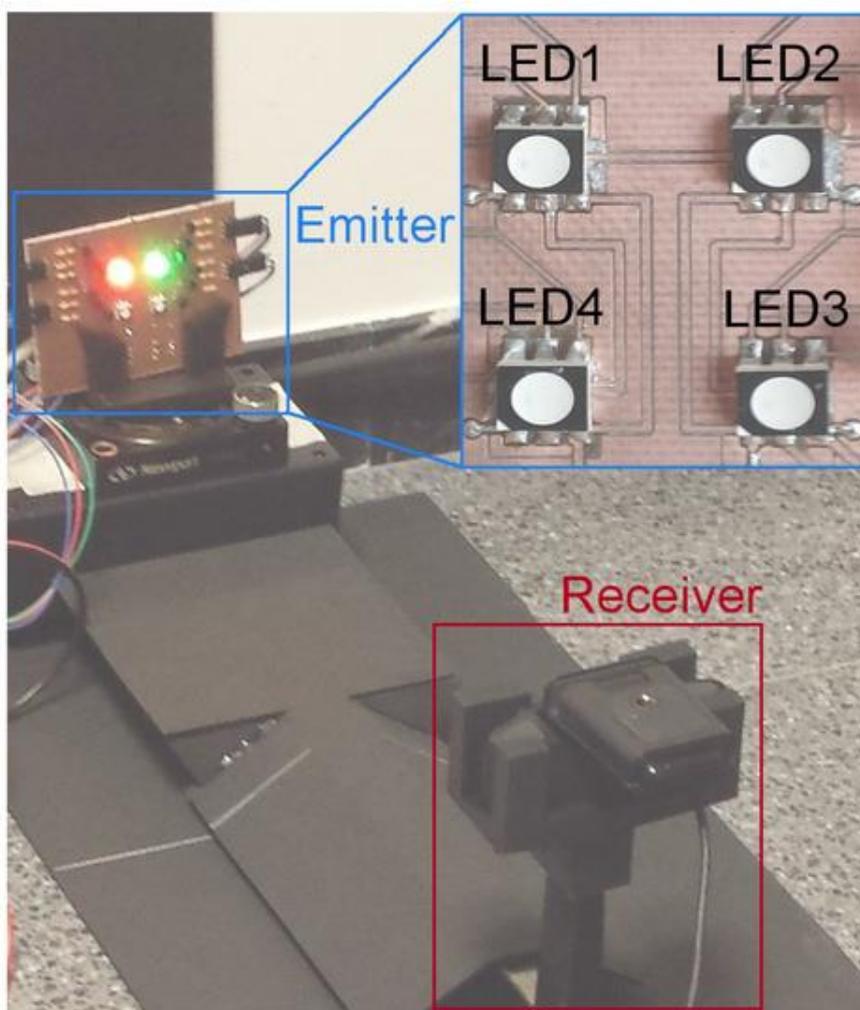


Рисунок 2.4 – Реалізований експериментальний тестовий стенд.

Випромінювачем є розроблена плата, керована ззовні. У цьому випадку верхні світлодіоди світилися червоним (LED1) та зеленим (LED2) кольорами. Приймач, веб-камера USB, керувався ПК та був розташований над рейкою на відстані 40 см від передавача

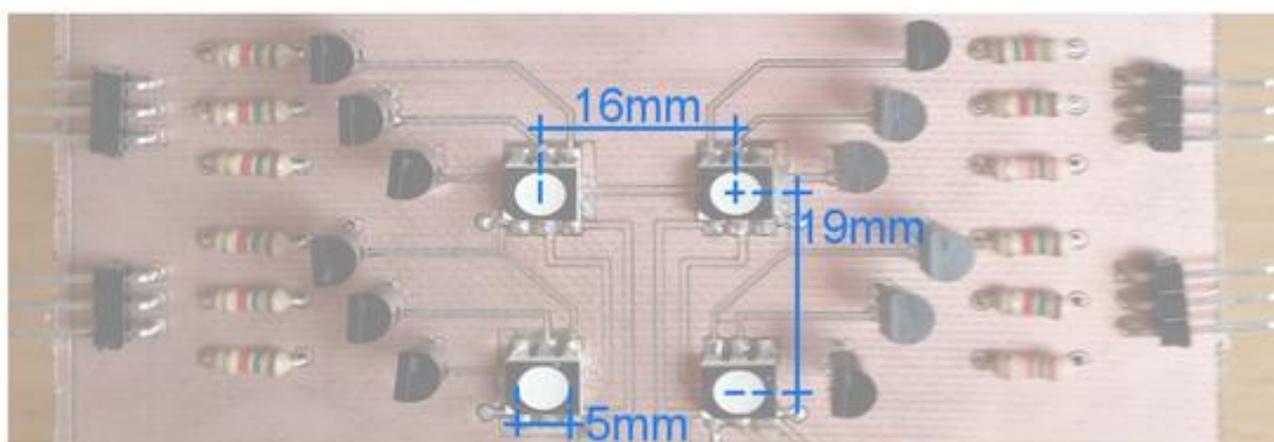


Рисунок 2.5 – Розроблена плата світлодіодів з відстанями між її елементами

Приймачем була комерційна USB-веб-камера з роздільною здатністю 640×480 пікселів та діагональним полем зору 78° , яка керувалася скриптом для захоплення кадрів з усіма можливими комбінаціями перешкод, таким чином забезпечуючись однакові параметри захоплення зображення. Камера була розташована на рейці, щоб гарантувати вирівнювання з передавачем при зміні відстані між елементами.

2.4 Перевірка рівняння

Для перевірки рівнянь двовимірного піксельного представлення було проведено наступний експеримент. Кут β був встановлений на 90° , тоді яку було встановлено чотири значення: 45° , 60° , 75° та 90° . Відстань D змінювалася від 20 см до 200 см з кроком 20 см. У кожному положенні (різна відстань та кут) було зроблено 40 знімків з різними комбінаціями кольорів для увімкнених світлодіодів. Отримані фотографії були оброблені для визначення розташування джерел світла, їхньої геометричної форми (у нашому конкретному випадку форма повинна відповідати диску) та координат їх центрів. За допомогою цієї інформації було розраховано експериментальну відстань між світлодіодами (горизонтальну та вертикальну) та порівняно з теоретичними, отриманими з рівнянь (2.1) та (2.2). Середня горизонтальна похибка становила 0,91777 пікселя, а середня вертикальна похибка 0,86238 пікселя (0,91070 пікселя для набору далеких світлодіодів та 0,81119 пікселя для набору близьких світлодіодів). Оскільки в обох випадках середня похибка була менше одного пікселя, ми припустили, що рівняння валідовані.

2.5 Оптична інтерференція

Для визначення оптичної інтерференції близьких випромінювачів у системі ОСС було розроблено експеримент. Кути β і γ були встановлені на 90° , тоді як відстань D (між світлодіодною платою та камерою) змінювалася. Регулюючи відстань D , тест міг мати три сценарії: ідеальне просторове розділення між світлодіодами на зображеннях (відстань між пікселями більше 10); обмежене просторове розділення (відстань між пікселями від 6 до 9); та критичне просторове розділення (відстань між пікселями менше 5). Ці діапазони зв'язків були виведені за допомогою рівнянь (2.1) та (2.2), попередньо перевірених з урахуванням конкретних параметрів цього експерименту, як показано на рисунку 2.6.

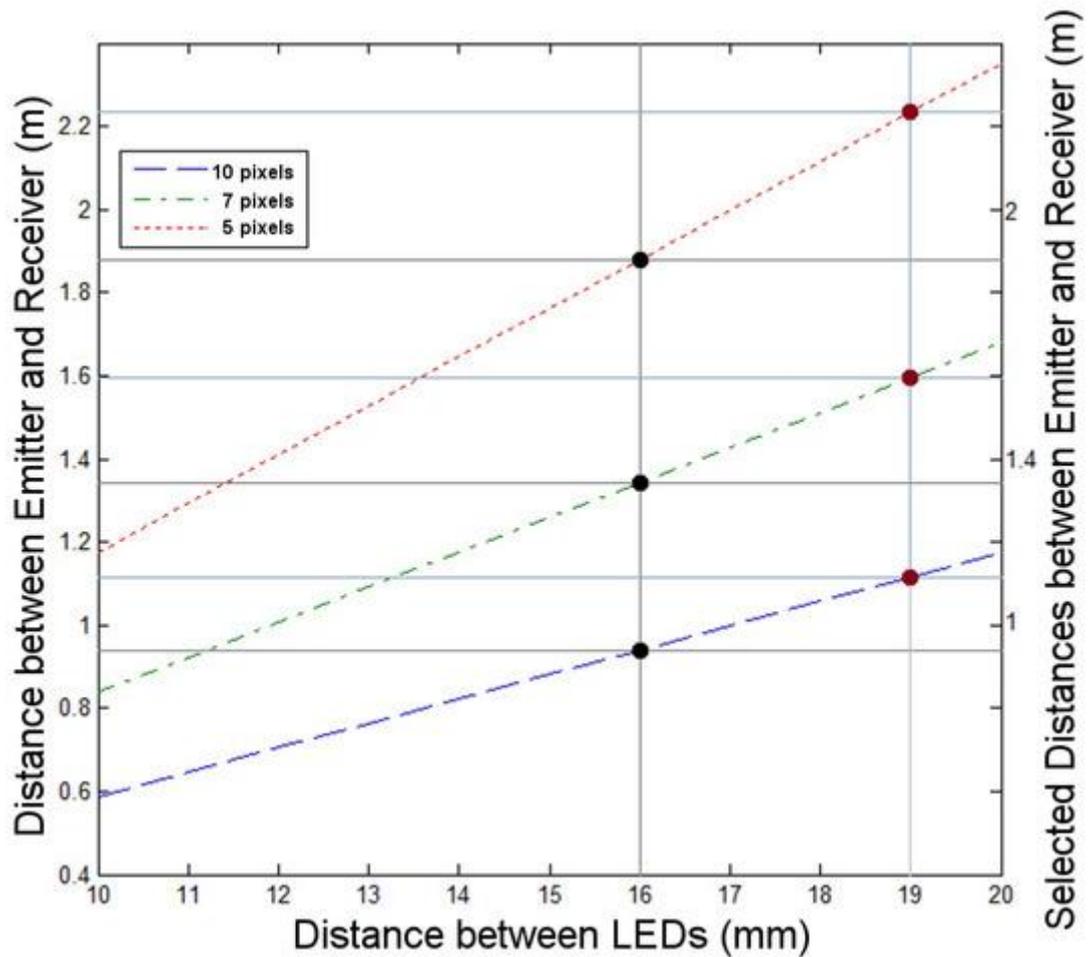


Рисунок 2.6 – Відстань між випромінювачем і приймачем для досягнення певної кількості пікселів (10, 7 і 5 пікселів) залежно від відстані між світлодіодами. Відстані 0,016 м (чорні точки) і 0,019 м (червоні точки) представляють горизонтальне та вертикальне розташування RGB-світлодіодів на тестовій платі відповідно. Значення праворуч були вибрані для кожної конкретної кількості пікселів

- Відстань для ідеального просторового розділення: 100 см.
- Відстань для обмеженого просторового розділення: 140 см.
- Відстань для критичного просторового розділення: 200 см.

Як показано на рисунку 2.7, експеримент складався з чотирьох фаз: отримання зображення; виділення області інтересу (ROI) зображення; маскування ROI зображення; та аналіз NPSIR. Для цього плату було запрограмовано на ввімкнення світлодіодів для кожного кольору: синього, зеленого, червоного та білого (три ортогональні кольори одночасно) у такій послідовності:

- Тільки один світлодіод одночасно (чотири комбінації).
- Два горизонтальних світлодіоди одночасно (дві комбінації).
- Два вертикальних світлодіоди одночасно (дві комбінації).

- Два діагональні світлодіоди одночасно (дві комбінації).
- Чотири світлодіоди одночасно (одна комбінація).

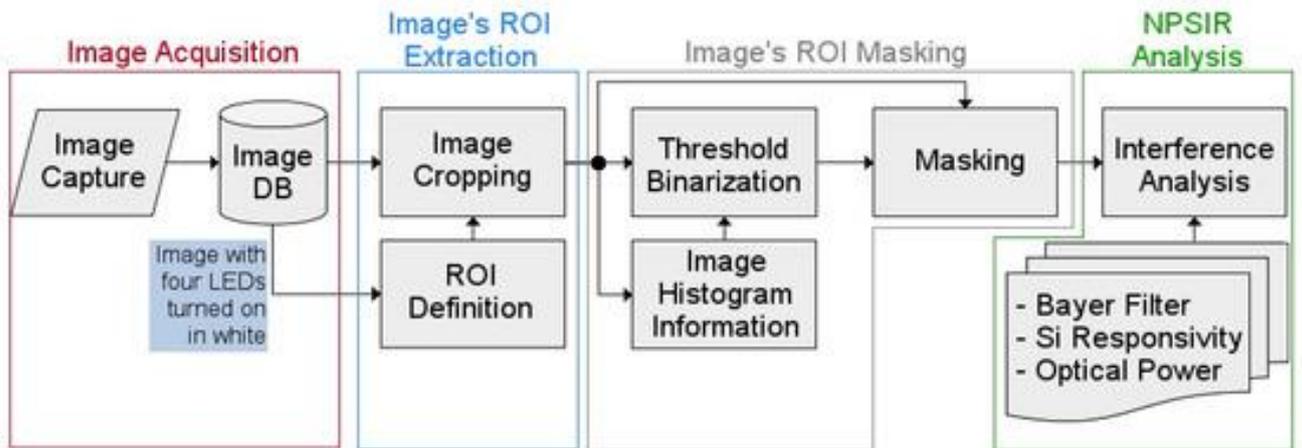


Рисунок 2.7 – Схема методології експерименту з оптичною інтерференцією

2.6 Отримання зображень

На першому етапі зображення запрограмованої послідовності були зняті в темній кімнаті, щоб усунути перешкоди від інших джерел світла. Камера була налаштована на максимальну контрастність (255), відсутність яскравості (нуль), ручне середнє налаштування балансу білого (4000) та фокусування на нескінченність (нуль). Для автоматичного отримання та зберігання 44 зображень у кожній позиції використовувався скрипт.

2.7 Вилучення ROI зображення

Для кожної вибраної відстані було перевірено зображення з повністю білими світлодіодами, з метою пошуку конкретних рядків і стовпців, що обмежують область з 95% значення пікселя для кожного виміру. Цю інформацію було використано для автоматичного вилучення конкретної частини, яка розподіляла світлодіоди, для всіх зображень. Наприклад, на рисунку 2.8а показано обрізану область інтересу з зображення, де світлодіод 1 був увімкнений червоним кольором, а відстань D була встановлена на 100 см.

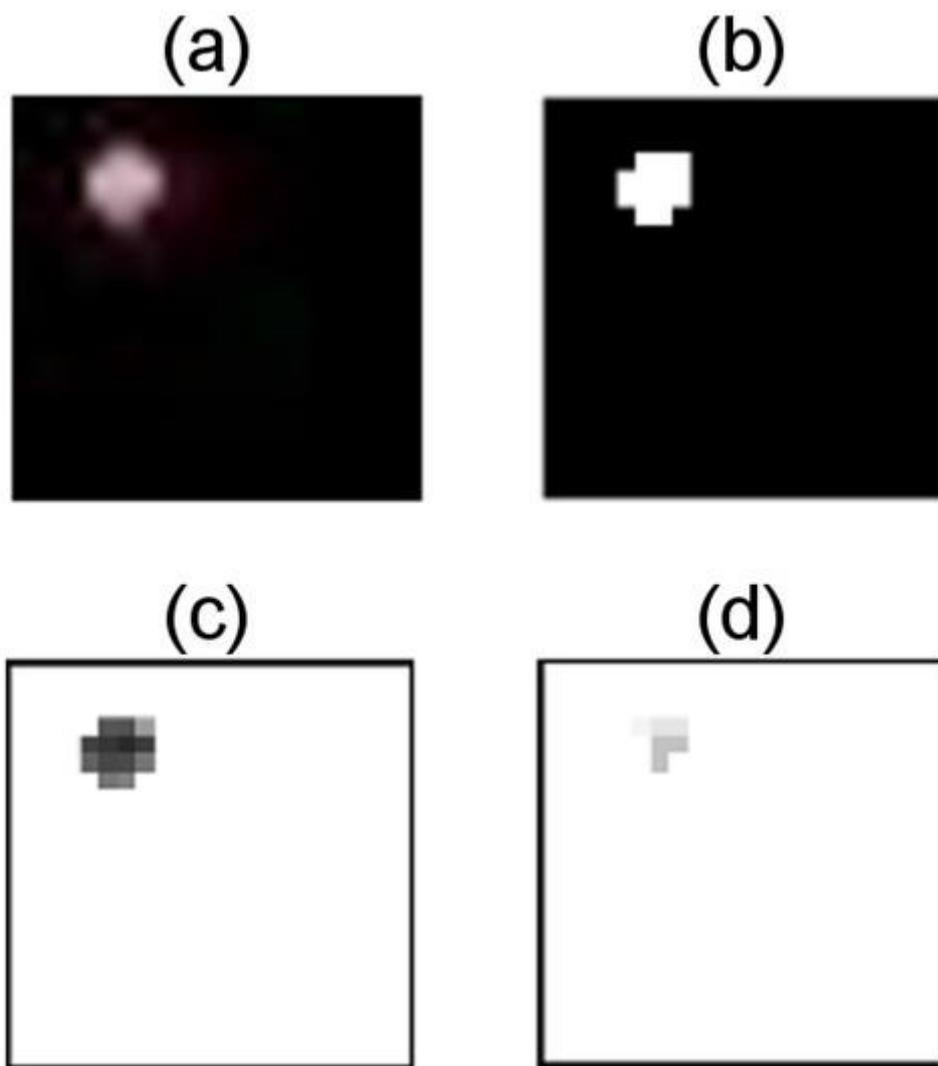


Рисунок 2.8 – Процес обрізаного зображення. (а) ROI зображення з увімкненим червоним світлодіодом LED1; відстань між випромінювачем і приймачем була встановлена на 100 см; (б) Бінарна маска, отримана з порогом 0,3431; (с) Ненульові пікселі зображення випромінюючого світлодіода, отримані в результаті застосування маски до каналу R зображення; (d) Ненульові пікселі інтерференційного сигналу від увімкненого білого світлодіода LED2, отримані в результаті застосування маски до каналу R інтерференційного зображення.

2.8 Маскування області інтересу зображення

Потім цей фрагмент оригінального зображення було оброблено для отримання бінарної маски, подібної до зображення на рисунку 2.8b . Для цього на основі гістограми відповідного зображення у певному каналі (R, G або B) випромінювача було розраховано динамічний поріг, який забезпечував збереження 95% енергії. На рисунку 2.9 показано гістограму попереднього прикладу зображення по каналу R, де поріг було виміряно як

0,3431. Нарешті, пікселі від передавального світлодіода ($PixS$) визначалися шляхом застосування отриманої маски до відповідного каналу обрізаного зображення, що містить світлодіод-емітер (див. Рисунок 2.8c). Аналогічно, пікселі від близького інтерференційного світлодіода ($PixI$) були розраховані шляхом маскуванню зображення, яке містить наступний горизонтальний або вертикальний світлодіод (рис. 2.8d).

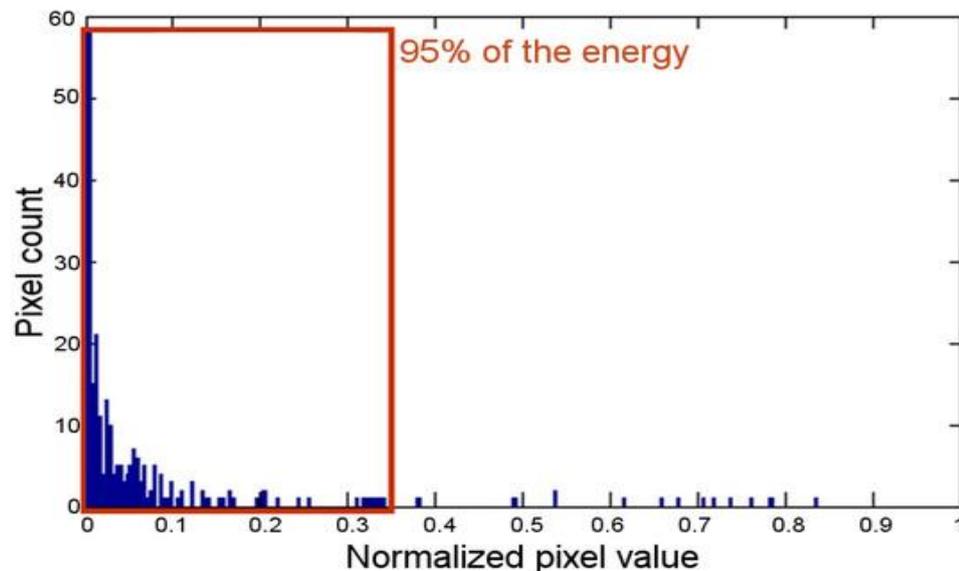


Рисунок 2.9 – Гістограма каналу R обрізаного зображення з увімкненим червоним світлодіодом LED1; відстань між випромінювачем і приймачем була встановлена на рівні 100 см

2.9 Аналіз NPSIR

Для розрахунку NPSIR, як показано в рівнянні (2.4), підрахунок пікселів було виконано разом з оптичною потужністю, чутливістю кремнію та відгуком байєрівського фільтра. За допомогою оптичного спектрального аналізатора було отримано оптичну потужність, що випромінюється кожним світлодіодом плати кожного кольору; на рисунку 2.10 показано окремий випадок, коли світлодіод 1 (угорі ліворуч на рисунку 2.4) увімкнений різними кольорами. Теоретична відгук байєрівського фільтра (рисунку 2.11) та чутливість кремнію (рисунку 2.12) вибраної камери були отримані з технічного опису датчика. Оскільки дані оптичної потужності визначалися шляхом вибірки довжин хвиль від 385 нм до 745 нм з кроком 5 нм, NPSIR було розраховано за допомогою числового інтегрування рівняння (2.4), що дало результат, показаний у рівнянні (2.5).

$$NPSIR_{dB} = 20 \cdot \log \left[\frac{Pix_S}{Pix_I} \cdot \frac{\sum_{\lambda=385}^{745} (P_I(\lambda)R(\lambda)F_S(\lambda))}{\sum_{\lambda=385}^{745} (P_S(\lambda)R(\lambda)F_S(\lambda))} \right] \quad (2.5)$$

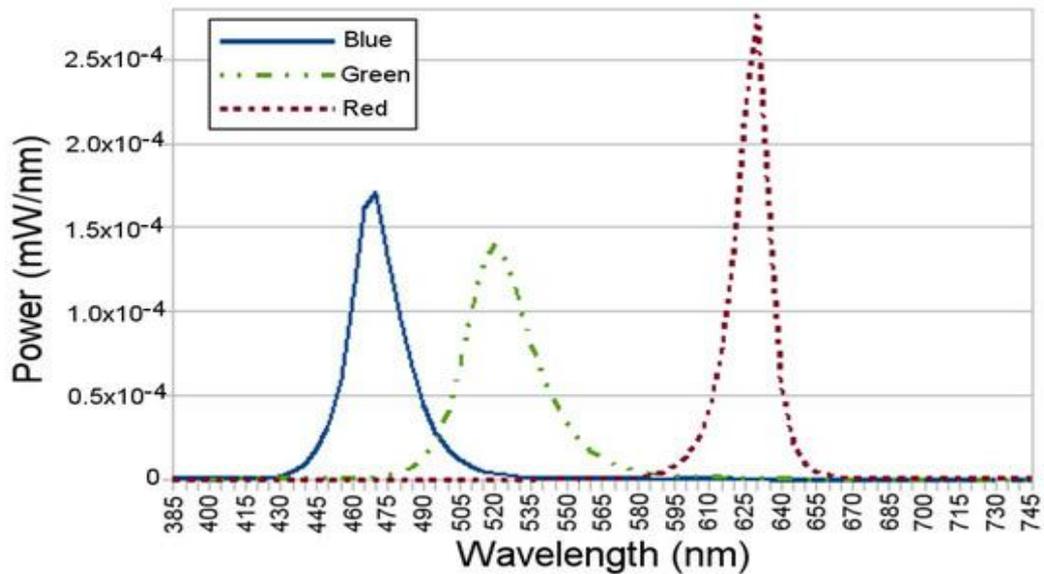


Рисунок 2.10 – Оптична потужність, що випромінюється верхнім лівим світлодіодом розробленої плати, увімкненим відповідно синім, зеленим та червоним кольорами, дані отримані за допомогою оптичного аналізатора спектру

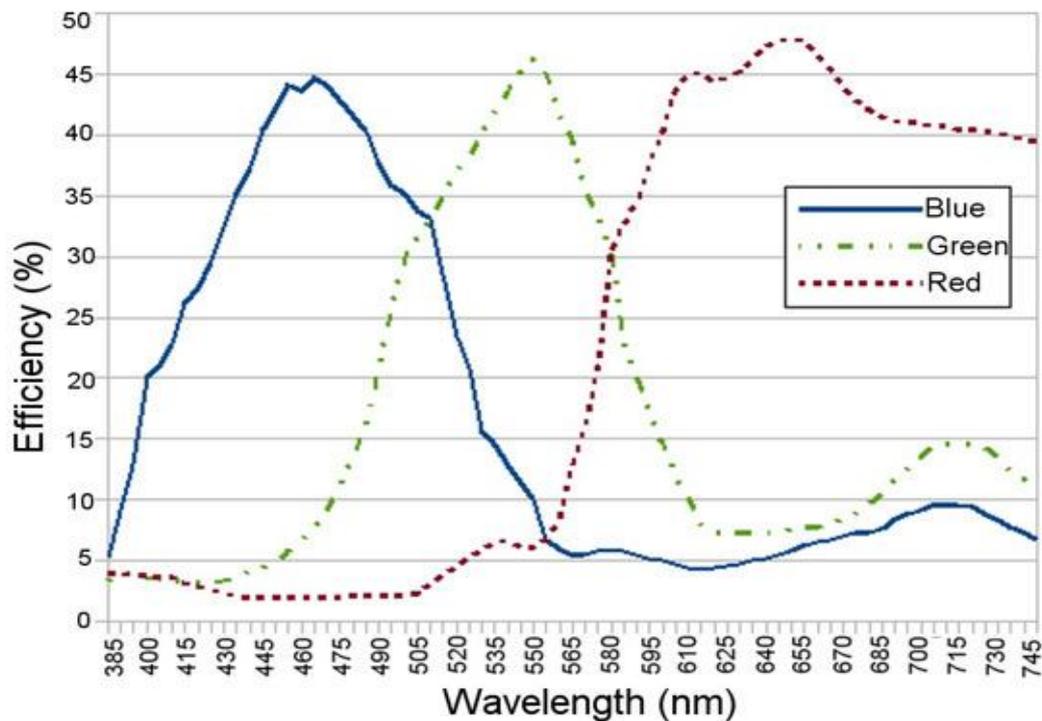


Рисунок 2.11 – Відповідь фільтра Баєра веб-камери для синього, зеленого та червоного кольорів відповідно

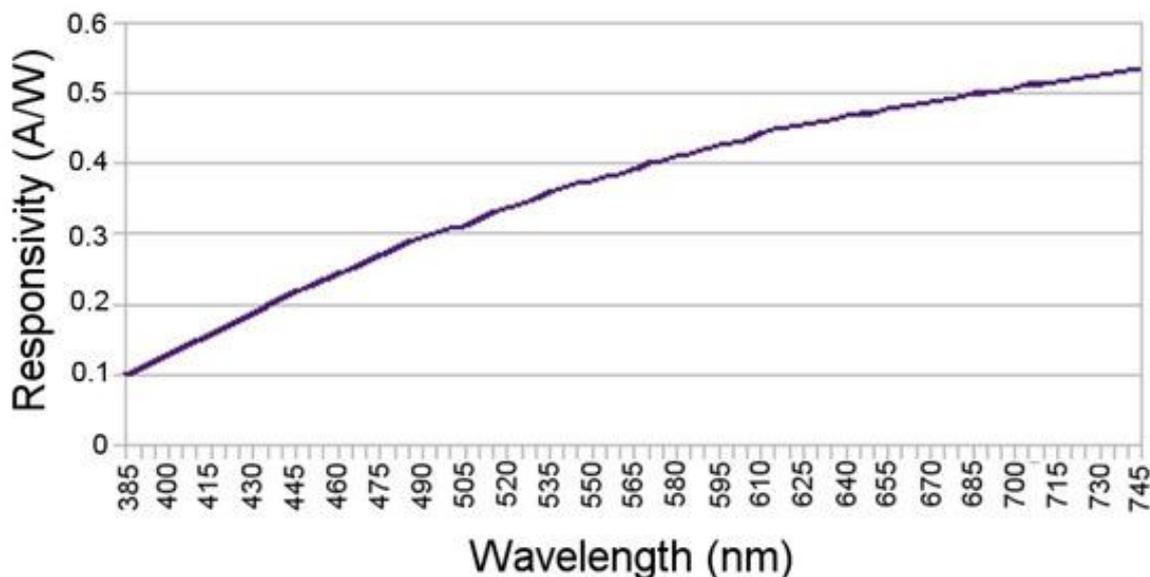


Рисунок 2.12 – Дані чутливості кремнію

2.10 Результати експерименту

Після завершення експерименту з оптичною інтерференцією було розраховано NPSIR для кожної вибраної відстані, комбінації кольорів та положення світлодіода. На рисунках 2.13, 2.14, 2.15 та 2.16 показано отримані результати передачі в синьому, зеленому, червоному та білому кольорах відповідно, залежно від відстані між передавачем і приймачем. На всіх рисунках лівий графік відповідає інтерференції від світлодіода на тій самій горизонтальній лінії передавача, тоді як правий графік показує інтерференцію від джерела на тій самій вертикальній лінії. Наприклад, якщо випромінювачем є світлодіод LED1, горизонтальна інтерференція виходила від світлодіода LED2, а світлодіод LED4 вносив свій внесок у вертикальну (див. рисунок 2.4). Колір лінії відображає довжину хвилі інтерференції, за винятком чорної лінії, яка показує інтерференцію від світлодіода, увімкненого білим кольором.

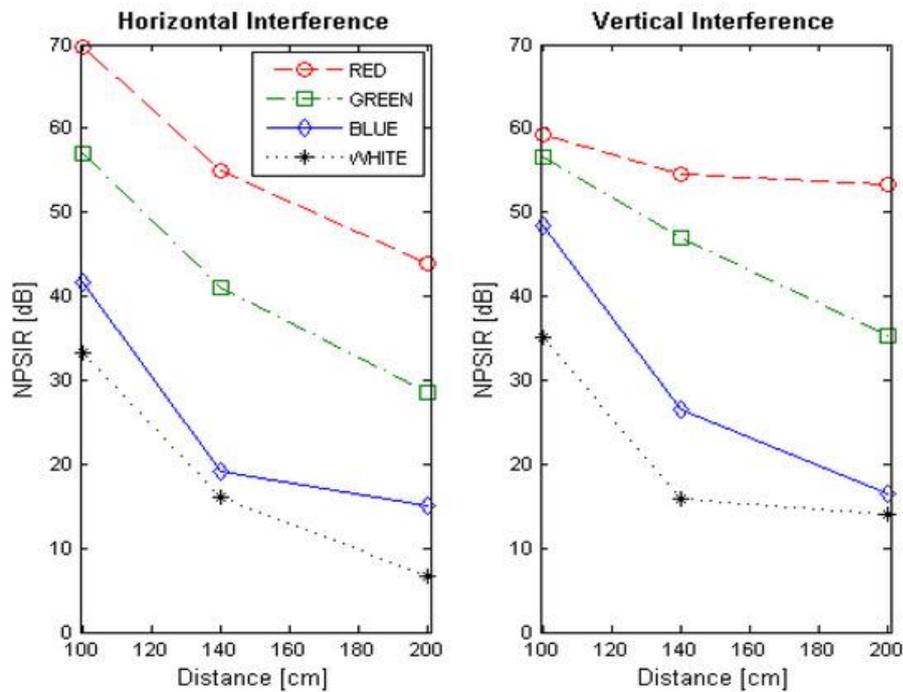


Рисунок 2.13 – Нормалізоване співвідношення потужності сигналу до перешкоди для передачі, позначене синім кольором. Ліва діаграма показує перешкоди від близьких випромінювачів, розташованих на одній горизонтальній лінії. Права діаграма показує перешкоди передавачів у межах однієї вертикальної лінії

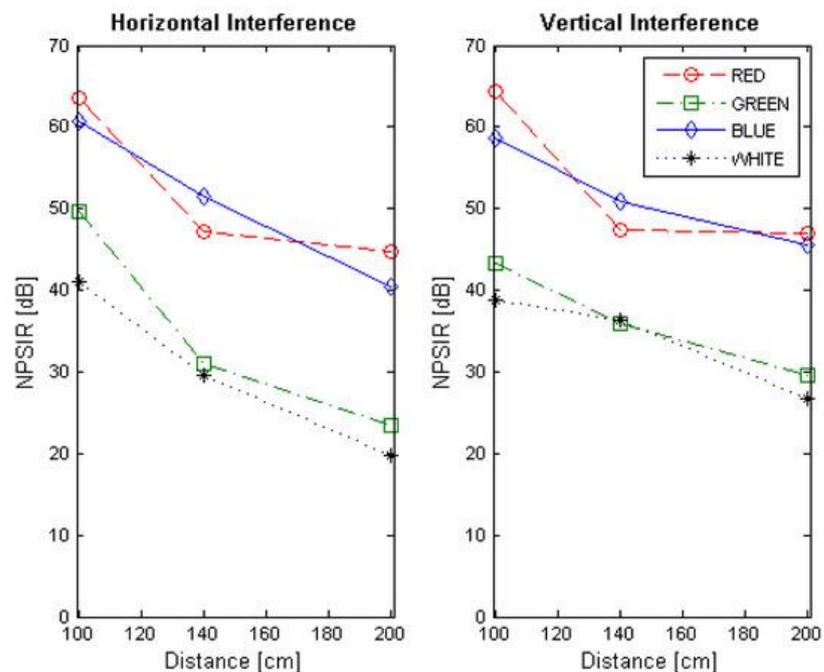


Рисунок 2.14 – Нормалізоване співвідношення потужності сигналу до перешкоди для передачі, позначене зеленим кольором. Ліва діаграма показує перешкоди від близьких випромінювачів, розташованих на одній горизонтальній лінії. Права діаграма показує перешкоди передавачів у межах однієї вертикальної лінії

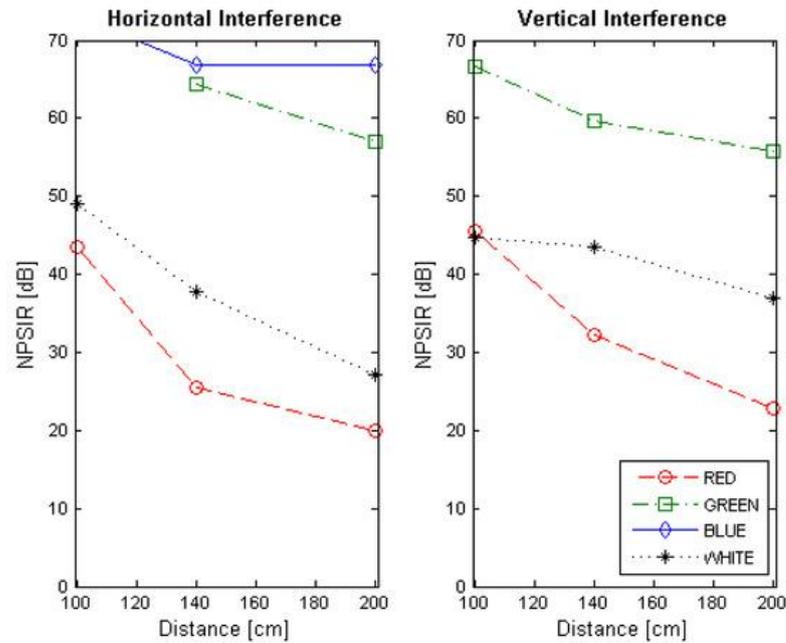


Рисунок 2.15 – Нормалізоване співвідношення потужності сигналу до перешкоди для передачі, виділене червоним кольором. Ліва діаграма показує перешкоди від близьких випромінювачів, розташованих на одній горизонтальній лінії. Права діаграма показує перешкоди передавачів у межах однієї вертикальної лінії

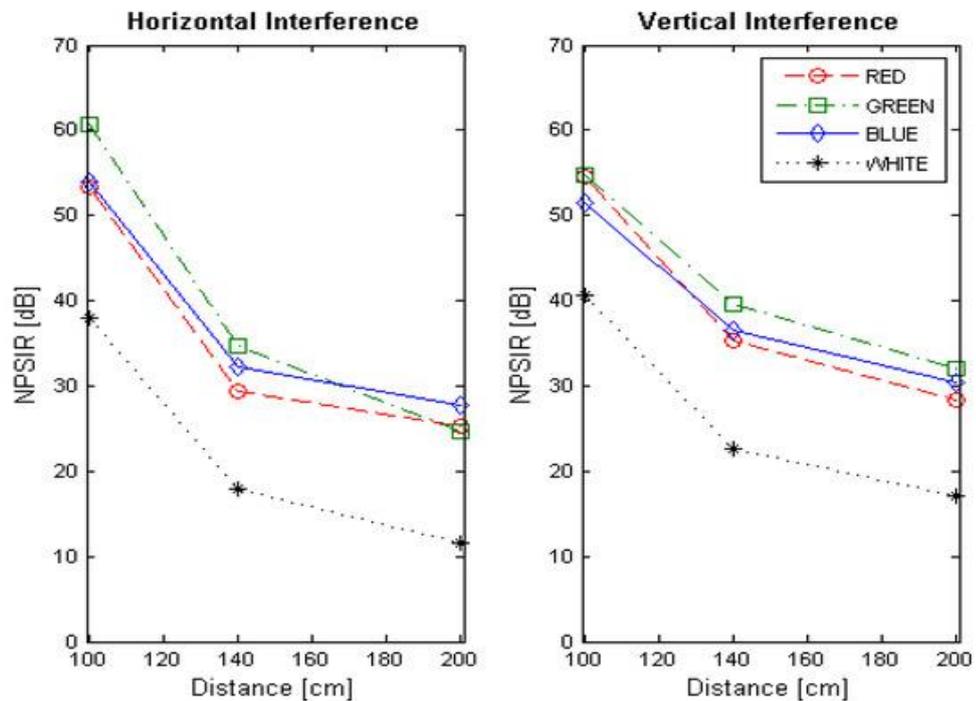


Рисунок 2.16 – Нормалізоване співвідношення потужності сигналу до перешкоди для передачі, виділене білим кольором. Ліва діаграма показує перешкоди від близьких випромінювачів, розташованих на одній горизонтальній лінії. Права діаграма показує перешкоди від передавачів у межах однієї вертикальної лінії

2.11 Моделювання бездротової сенсорної мережі

Використовуючи сценарій, зображений на рисунку 2.1, було створено симуляцію. Невеликий офіс був спроектований як кімната без вікон розміром 3,00 м завдовжки \times 3,00 м завширшки \times 3,00 м завширшки, щоб уникнути зовнішніх світлових перешкод. Як приймач була обрана купольна камера з глобальним затвором, діагональним полем огляду 90° та роздільною здатністю 640×480 пікселів, встановлена на стелі; ця камера була налаштована з тими ж параметрами, що й веб-камера, що використовувалася в попередньому експерименті (30 кадрів/с, фокус = 0, контрастність = 255, яскравість = 0 та баланс білого = 4000), з налаштуванням часу експозиції на 10 мс. В офісі було розташовано три датчики, кожен з яких мав оптичний випромінювач, представлений світлодіодною матрицею RGB розміром 8×8 (довжина 6,00 см \times ширина 6,00 см \times висота 0,40 см) з кутом огляду 30° . Один датчик (S3) знаходився над автономним роботом-пилососом (висота 9,10 см) та передавав світло в зеленому діапазоні (528 нм). Два інші датчики знаходилися над столом (висота 0,80 м), S1 випромінював червоне світло (623 нм), а S2 – синє (467 нм). Кожна матриця вмикала 40 світлодіодів, що утворювали коло, яке вважалося окремим світлодіодом з оптичною потужністю, еквівалентною сумі внеску всіх елементів. Обрана модуляція для цього сценарію була ООК-NRZ зі швидкістю 15 біт/с (кожен біт дискретизувався у двох послідовних кадрах) без недостатньої дискретизації. Для цього конкретного моделювання матриці не використовуються для освітлення, і ефект мерехтіння не викликав занепокоєння. Однак для інших сценаріїв, де мерехтіння вважається заважаючим, слід використовувати метод недостатньої дискретизації, щоб уникнути цього ефекту. Для синхронізації прийнятого сигналу для перших трьох кадрів передачі було застосовано адаптований метод вибору кадру, запропонований у [20]. Початковий заголовок повідомлення має відому послідовність (101010), тому вибрані кадри мають принаймні один «біт 1», який має максимальне середнє значення інтенсивності пікселя (k_{max}). Для кожного кадру визначається бітове значення, якщо середнє значення інтенсивності пікселя (k) більше $k_{max}/2$, біт позначено як «1»; інакше біт позначено як «0». Сигнал вважається синхронізованим, коли два перші біти рівні, а третій – різні (рисунки 2.17 а, б); інакше сигнал несинхронізований, і можливі два випадки. Перший біт різний, але два останні біти рівні (рисунки 2.17 в, г), у цьому випадку перший кадр відкидається, а решта вважаються синхронізованими. Перший та останній біти рівні, а середній – різний

(рисунок 2.17 d), у цьому випадку сигнал не може бути використаний, і передавач повинен перезапустити передачу.

Спочатку рівняння (2.1) та (2.2) були використані для визначення пропорційних відстаней між випромінювачами залежно від відстані до камери, розміру передавача та кута огляду, бажаної кількості пікселів та характеристик купольної камери. Різниця у висоті датчиків була врахована як елемент для розрахунку кута. Для кожної прогнозованої відстані (від 2,03 см до 4,82 см) було проведено моделювання методом Монте-Карло для 10^6 випадків, а найгірший сценарій (перекриття датчиків) враховував затримку нерозбірливо переданого сигналу як рівномірно розподіленої змінної. Сигнал перешкоди від матриці світлодіодів, що знаходяться поруч, був увімкнений для всіх випадків. Користувацький сигнал був створений, охоплюючи чотири можливі комбінації двох послідовних бітів, як показано на рисунку 2.18. У всіх випадках прийнятий біт визначався із суми сигналу та перешкоди протягом часу експозиції (*tex p*) для уражених пікселів у кожному каналі (червоному, зеленому та синьому). Амплітуду сигналу та інтерференцію розраховували з використанням оптичної потужності світлодіодної матриці; а також кремнієвої чутливості та відгуку байєрівського фільтра купольної камери. Уражені пікселі отримували з NPSIR, розрахованого в попередньому експерименті.

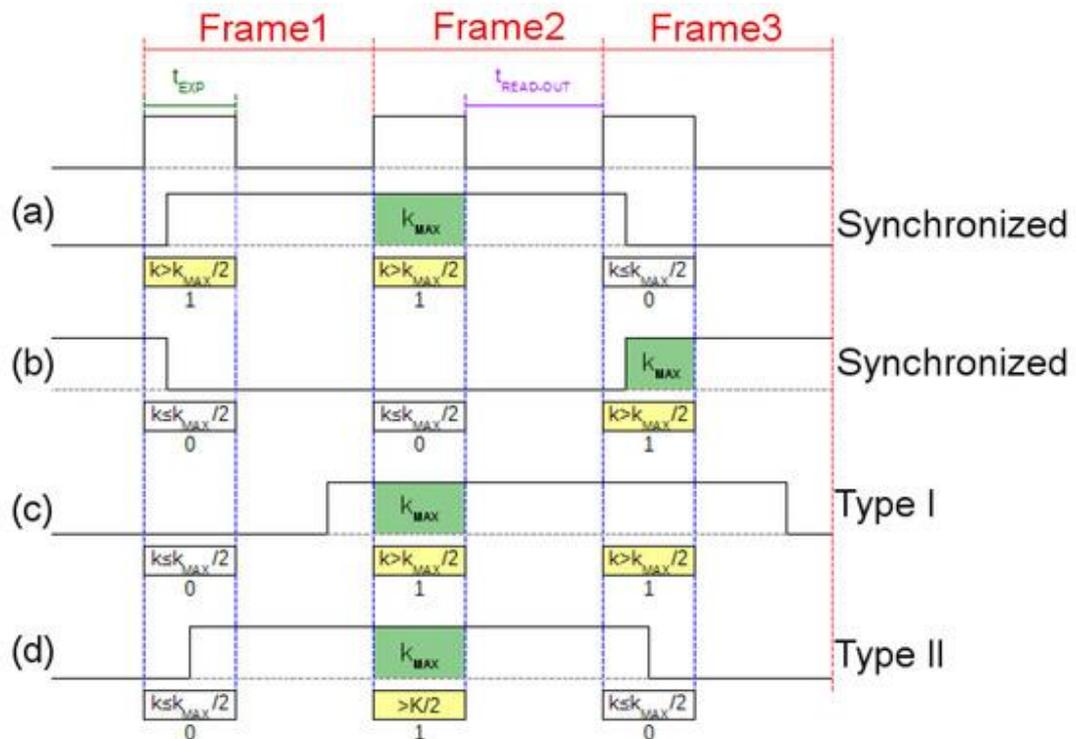


Рисунок 2.17 – Процедура синхронізації

Процедура синхронізації: (а) Середнє значення пікселя другого кадру $kmax$, тому перші два кадри декодуються як «1» ($k > kmax/2$), а третій декодується як «0» ($k < kmax/2$), тому сигнал синхронізовано з камерою і жодної обробки не потрібно. (б) Середнє значення пікселя третього кадру становить $kmax$, тому перші два кадри декодуються як «0» ($k < kmax/2$), а третій декодується як «1» ($k > kmax/2$), тому сигнал синхронізовано з камерою, як у випадку (а). (с) Середнє значення пікселя другого кадру становить $kmax$, тому перший кадр декодується як «0» ($k < kmax/2$), а інші декодуються як «1» ($k > kmax/2$), тому сигнал не синхронізований з камерою, і потрібен процес I типу; перший кадр відкидається для синхронізації сигналу. (d) Середнє значення пікселя другого кадру становить $kmax$, тому перший і третій кадри декодуються як «0» ($k < kmax/2$), а другий декодується як «1» ($k > kmax/2$), тому сигнал не синхронізований з камерою, і потрібен процес II типу; випромінювач перезапускає передачу

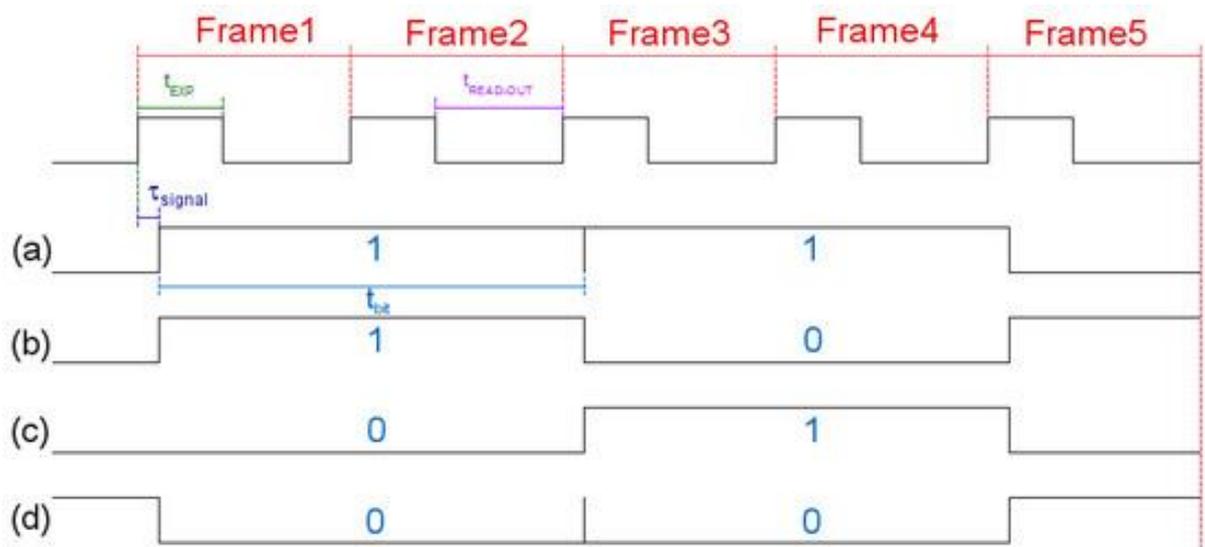


Рисунок 2.18 – Можливі передані сигнали. (а) Біт передачі «1» після біта «1», (б) Біт передачі «0» після біта «1», (с) Біт передачі «1» після біта «0», (d) Біт передачі «0» після біта «0»

Також було проведено інше моделювання. У цьому випадку для кожної проєктованої відстані відповідні пікселі SIR ($P ixS/ P ixI$) було розраховано за рівнянням (4) зі значеннями NPSIR, отриманими в попередньому експерименті, та параметрами змодельованої камери та випромінювачів. Нарешті, BER було розраховано як функцію SIR. Як показано на рисунку 2.19, датчики на столі (S1 та S3) мали ширше дискове представлення, ніж датчик над автономним роботом (S2) через різницю у висоті.

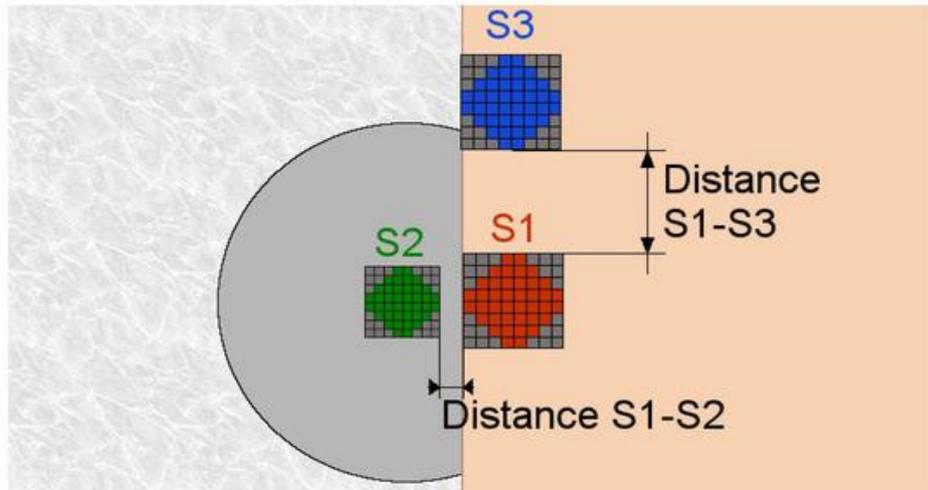


Рисунок 2.19 – Вид датчиків з купольної камери

Результати моделювання

Результати моделювання методом Монте-Карло, показані на рисунку 2.20, були розділені на три категорії:

- Немає відстані між світлодіодними матрицями, тому ROI однаково залежить від двох джерел, що перекриваються,
- Відстань між світлодіодними матрицями перевищує 2,00 см, і два джерела випромінюють світло на одній довжині хвилі, та
- Відстань між світлодіодними матрицями перевищує 2,00 см, а два джерела випромінюють випромінювання з різною довжиною хвилі.

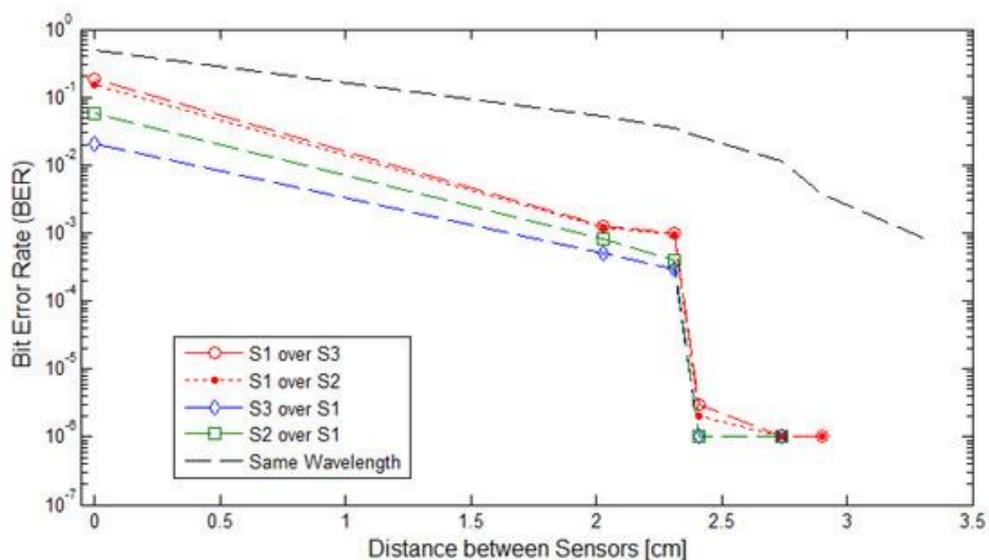


Рисунок 2.20 – Моделювання методом Монте-Карло. Коефіцієнт помилок укусу в залежності від відстані між датчиками. Датчики передавалися сигнали On-Off Keying (OOK)-NRZ у червоному (S1), зеленому (S2) та синьому (S3) кольорах

Результати другого моделювання бездротової сенсорної мережі показано на рисунку 2.21.

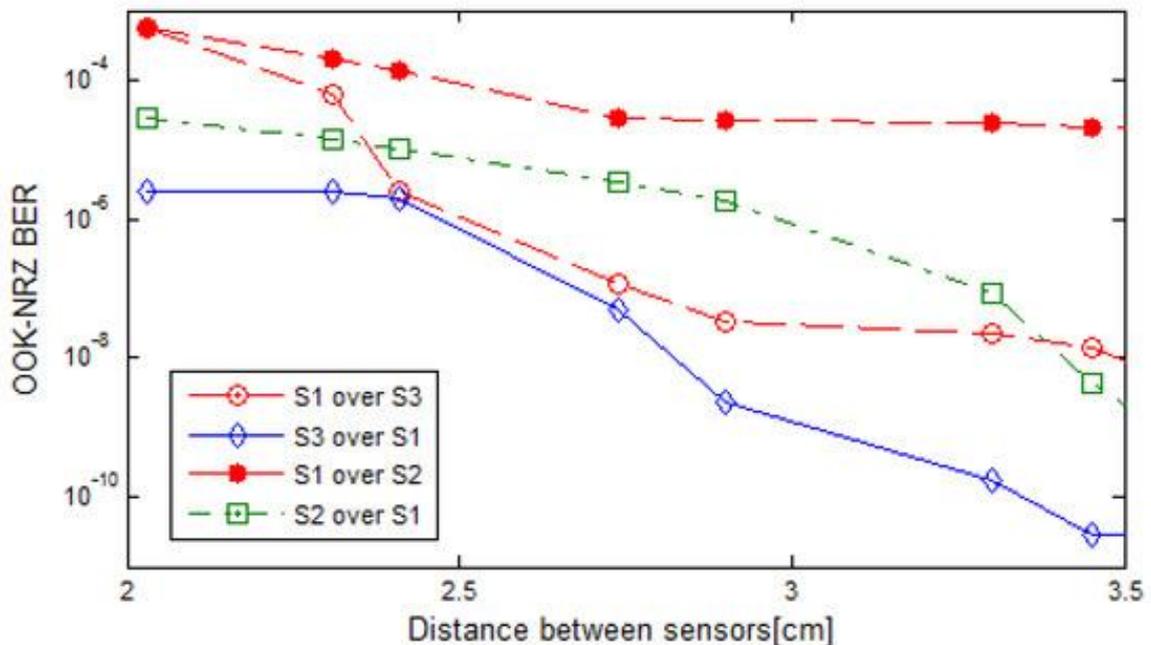


Рисунок 2.21 – Моделювання проекції нормалізованого співвідношення сигналу потужності до перешкоди (NPSIR). Коефіцієнт помилок клювання залежно від відстані між датчиками. Датчики передають сигнали OOK-NRZ червоним (S1), зеленим (S2) та синім (S3) кольорами

2.12 Висновки до розділу

У цьому розділі було розглянуто просторову міжсимвольну інтерференцію від близьких випромінювачів у каналі зв'язку OCC та експериментально охарактеризовано як функцію переданої довжини хвилі, тоді як нормалізоване відношення потужності сигналу до інтерференції (NPSIR) було введено для вимірювання хроматичної інтерференції незалежно від обраних пристроїв. Були виведені та перевірені рівняння для легкого визначення двовимірного піксельного представлення реальних відстаней рознесення.

NPSIR знімків, зроблених на відстані, що забезпечує ідеальне просторове розділення джерел, демонструє мінімальні перешкоди, як і очікувалося, у більшості випадків понад 40 дБ. Однак, коли зображення мають обмежене або критичне просторове розділення, результати значно залежать від вибраної довжини хвилі.

У всіх випадках найбільш значні перешкоди виникають від можливих близьких випромінювачів, що передають білим світлом або в тому ж каналі, що й цільовий світлодіод. Подібно до розподілу каналів у радіочастотних

системах, важливо мати близькі випромінювачі в ортогональних каналах: червоному, синьому, зеленому.

Змодельований сценарій демонструє застосовність рівнянь (2.1) та (2.2) як точного інструменту для легкого проектування відстаней у пікселі за певних обставин та ефективність рівняння (2.4) для визначення інтерференції незалежно від характеристик системи. Рівняння (2.1) та (2.2) були перевірені під час проведення експерименту з оптичною інтерференцією із середньою похибкою менше одного пікселя.

Змодельований сценарій також показує, що розгортання цієї системи є доцільним. Використовуючи модуляцію OOK-NRZ, немає значного BER, що створюється близькими випромінювачами, коли датчики розташовані на відстані більше 4,50 см (нуль для моделювання Монте-Карло та менше $2,85 \times 10^{-14}$ для NPSIR), а максимальний BER $1,3 \times 10^{-3}$ з моделювання Монте-Карло ($5,44 \times 10^{-4}$ з моделювання NPSIR), отриманий для відстані 2,00 см, передбачає, що канал зв'язку працюватиме належним чином у реальних умовах.

Моделювання методом Монте-Карло також продемонструвало, що просторова міжсимвольна інтерференція від близьких випромінювачів, що працюють на одній довжині хвилі, суттєво впливає на систему. Використання трьох каналів (червоного, зеленого та синього) зменшує цю інтерференцію, тому майбутні розробки систем повинні використовувати хроматичну природу зображень та призначати різні кольори випромінювачам подібно до того, як Wi-Fi розподіляє частотні смуги.

Потрібні подальші дослідження в цій галузі. Проблема мерехтіння буде розглянута в майбутніх роботах, де слід враховувати вплив зовнішніх джерел, таких як сонячне випромінювання або світлодіоди освітлення. Також слід охарактеризувати наявність турбулентності, частинок та коливань температури для зовнішнього середовища.

3 СПЕКТРАЛЬНИЙ АНАЛІЗ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДАНИХ В MATLAB

3.1 Основи теорії спектрального аналізу

Спектральний аналіз - це один із методів обробки сигналів, який дозволяє охарактеризувати частотний склад вимірюваного сигналу. До завдань спектрального аналізу належать:

- Спектральне розкладання сигналу - подання сигналу у вигляді суми гармонійних сигналів з різними частотами;
- аналіз спектральних компонент сигналу з вивчення властивостей сигналу;
- Зворотне перетворення - отримання сигналу по відомому спектральному розкладанню.

Ряд Фур'є є інструментом спектрального аналізу періодичних сигналів. Найбільш уживаною формою запису ряду Фур'є є комплексна форма, що задається формулою

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{jk\omega_1 t}$$

де $s(t)$ - аналоговий сигнал (безперервна функція часу);

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$$

- кругова частота, що відповідає періоду T повторення сигналу;

$$\omega_k = k\omega_1$$

- гармоніка сигналу з номером k ; C_k - коефіцієнт ряду з номером k , що обчислюється за формулою:

$$C_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jk\omega_1 t} dt$$

Перетворення Фур'є (Fourier Transform) є інструментом спектрального аналізу неперіодичних сигналів. Формули перетворення Фур'є можна

отримати з формул для ряду Фур'є, спрямувавши період повторення сигналу до нескінченності $T \rightarrow \infty$.

Якщо аналоговий сигнал представлений безперервною функцією часу виду $s(t)$, його спектральна функція задається формулою прямого перетворення Фур'є:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt ,$$

де ω – поточна кругова частота.

Формула зворотного перетворення Фур'є дозволяє отримати сигнал щодо його спектральної функції:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

Таким чином, сигнал $s(t)$ та його спектральна функція $S(\omega)$ взаємно-однозначно пов'язані прямим та зворотним перетвореннями Фур'є.

Модуль спектральної функції $|S(\omega)|$ називають амплітудним спектром, а її аргумент

$$\varphi_s = \arg(S(\omega))$$

фазовим спектром.

Якщо аналізований сигнал $s(t)$ - речова функція, то відповідна спектральна функція $S(\omega)$ є «сполучено-симетричною» щодо нульової частоти. Це означає, що значення спектральної функції на частотах ω і $-\omega$ є комплексно-пов'язаними один до одного:

$$S(-\omega) = S^*(\omega)$$

Якщо $S(t)$ - парна функція, то спектр буде чисто речовим (і, отже, буде парною функцією). Якщо, навпаки, $s(t)$ – функція непарна, то спектральна функція буде чисто уявною (і непарною).

Для речового сигналу $s(t)$ - амплітудний спектр є парною, а фазовий – непарною функцією частоти:

$$\begin{aligned} |S(-\omega)| &= |S(\omega)| \\ \varphi_s(-\omega) &= -\varphi_s(\omega) \end{aligned}$$

3.2 Спектри потужності сигналів в Matlab

Згенеруємо 128 відліків двоканальної комплексної синусоїди. Перший канал має одиничну амплітуду та нормалізовану частоту синусоїди $\pi/4$ рад/відлік. Другий канал має амплітуду $1/2$ та нормалізовану частоту $\pi/2$ рад/відлік.

Обчислюємо та побудуємо графік спектру потужності кожного каналу (рис.3.1). Збільште діапазон частот від $0,15\pi$ рад/відлік до $0,6\pi$ рад/відлік. `pspectrum` масштабує спектр таким чином, що якщо частотний склад сигналу точно потрапляє в інтервал, його амплітуда в цьому інтервалі є справжньою середньою потужністю сигналу. Для комплексної експоненти середня потужність дорівнює квадрату амплітуди. Перевіряємо, обчисливши дискретне перетворення Фур'є сигналу.

```

N = 128;
x = [1 1/sqrt(2)].*exp(1j*pi./[4;2]*(0:N-1)).';

[p,f] = pspectrum(x);

plot(f/pi,p)
hold on
stem(0:2/N:2-1/N,abs(fft(x)/N).^2)
hold off
axis([0.15 0.6 0 1.1])
legend("Channel "+[1;2]+", "+["pspectrum" "fft"])
grid
  
```

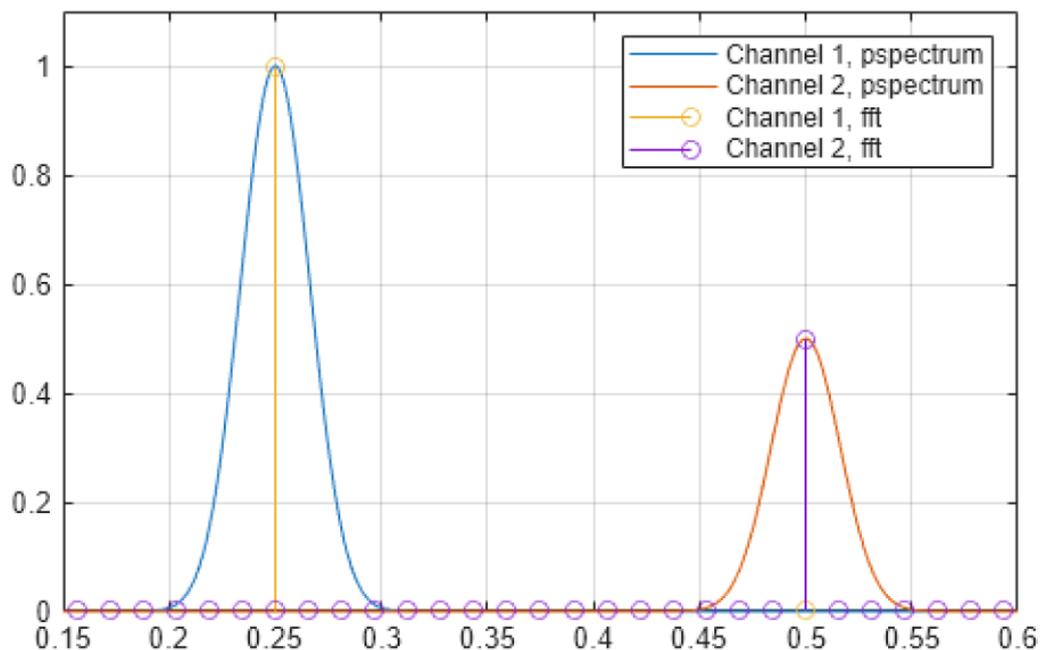


Рисунок 3.1 – Спектр сигналу кожного каналу

Згенеруємо синусоїдальний сигнал, дискретизований з частотою 1 кГц протягом 296 мілісекунд та вбудований у білий гаусівський шум.

Вказуємо частоту синусоїди 200 Гц та дисперсію шуму 0,1². Збережемо сигнал та його часову інформацію у розкладі MATLAB.

```
Fs = 1000;
t = (0:1/Fs:0.296)';
x = cos(2*pi*t*200)+0.1*randn(size(t));
xTable = timetable(seconds(t),x);
```

Обчислюємо спектр потужності сигналу, спектр відображається у децибелах (рис.3.2).

```
[pxx,f] = pspectrum(xTable);

plot(f,pow2db(pxx))
grid on
xlabel('Frequency (Hz)')
ylabel('Power Spectrum (dB)')
title('Default Frequency Resolution')
```

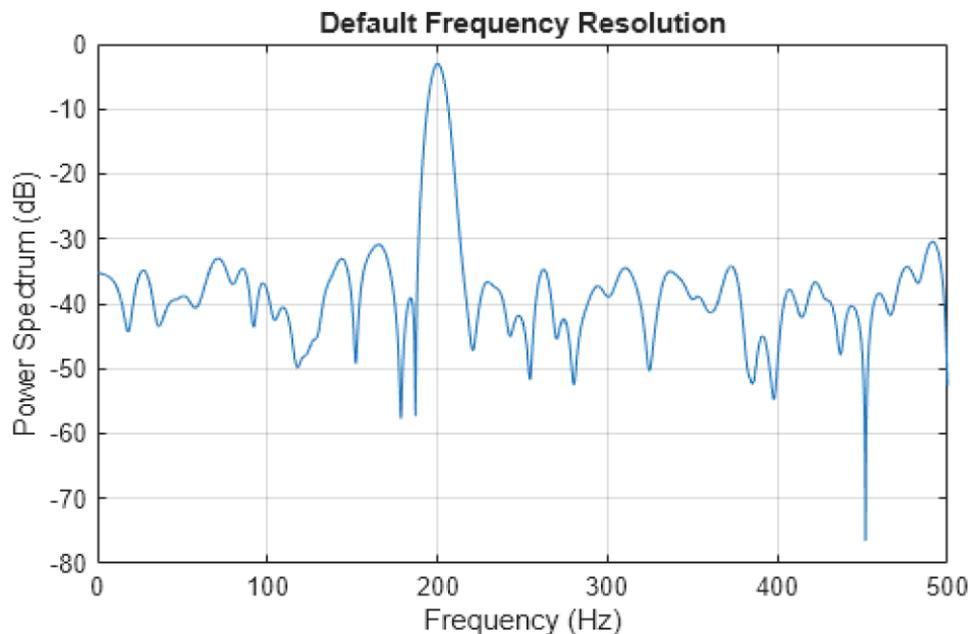


Рисунок 3.2 – Спектр потужності сигналу

Перерахуємо спектр потужності синусоїди, але тепер використовуємо грубішу роздільну здатність по частоті 25 Гц. Побудуємо графік спектру за допомогою функції `pspectrum` без вихідних аргументів (рис.3.3).

```
pspectrum(xTable, 'FrequencyResolution', 25)
```

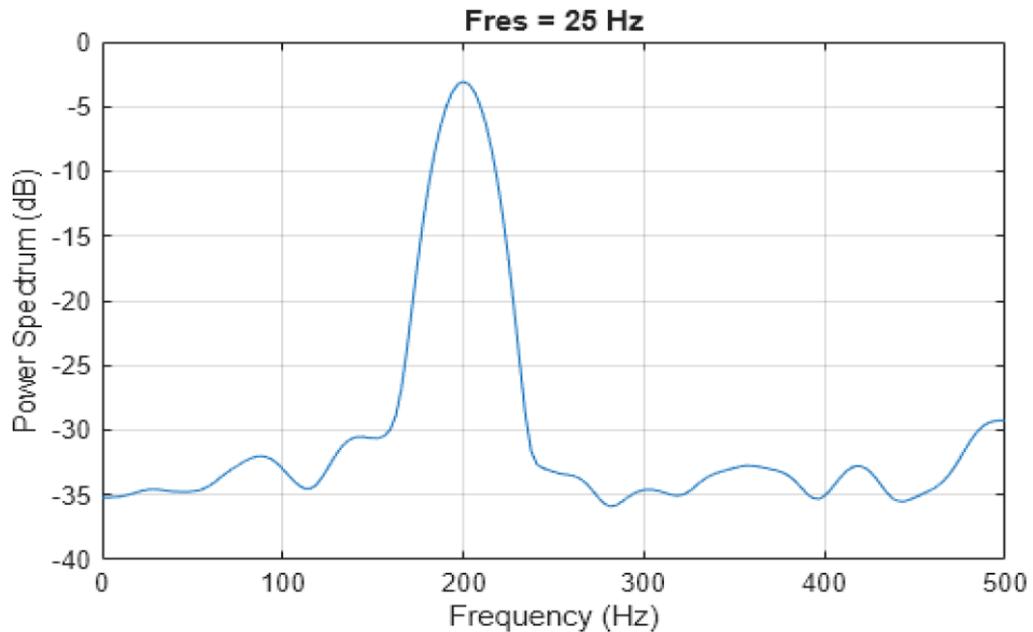


Рисунок 3.3 – Графік спектру за допомогою функції `pspectrum` без вихідних аргументів

Згенеруємо сигнал, дискретизований з частотою 3 кГц протягом 1 секунди. Сигнал являє собою опуклий квадратичний чирп, частота якого зростає від 300 Гц до 1300 Гц під час вимірювання. Чирп вбудовується в білий гаусівський шум.

```
fs = 3000;
t = 0:1/fs:1-1/fs;

x1 = chirp(t,300,t(end),1300,'quadratic',0,'convex') + ...
    randn(size(t))/100;
```

Обчислюємо та будуємо двосторонній спектр потужності сигналу, використовуючи прямокутне вікно (рис.3.4). Для реальних сигналів `pspectrum` за замовчуванням будує односторонній спектр. Щоб побудувати двосторонній спектр, встановіть `TwoSided` на `true`.

```
pspectrum(x1, fs, 'Leakage', 1, 'TwoSided', true)
```

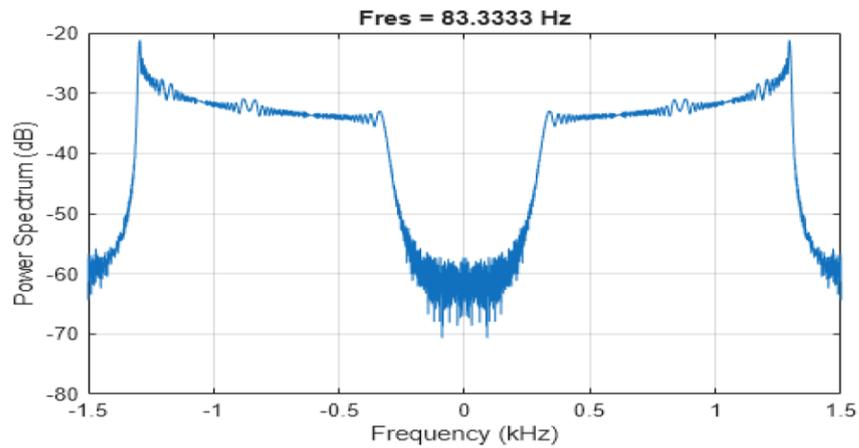


Рисунок 3.4 – Двосторонній спектр потужності сигналу

Згенеруємо комплекснозначний сигнал з однаковою тривалістю та частотою дискретизації. Сигнал являє собою чирп із синусоїдально змінним частотним складом, вбудований у білий шум. Обчислюємо спектрограму сигналу та відображаємо її у вигляді каскадної діаграми. Для комплекснозначних сигналів спектрограма за замовчуванням є двосторонньою.

```
x2 = exp(2j*pi*100*cos(2*pi*2*t)) + randn(size(t))/100;

[p,f,t] = pspectrum(x2,fs,'spectrogram');

waterfall(f,t,p')
xlabel('Frequency (Hz)')
ylabel('Time (seconds)')
wtf = gca;
wtf.XDir = 'reverse';
view([30 45])
```

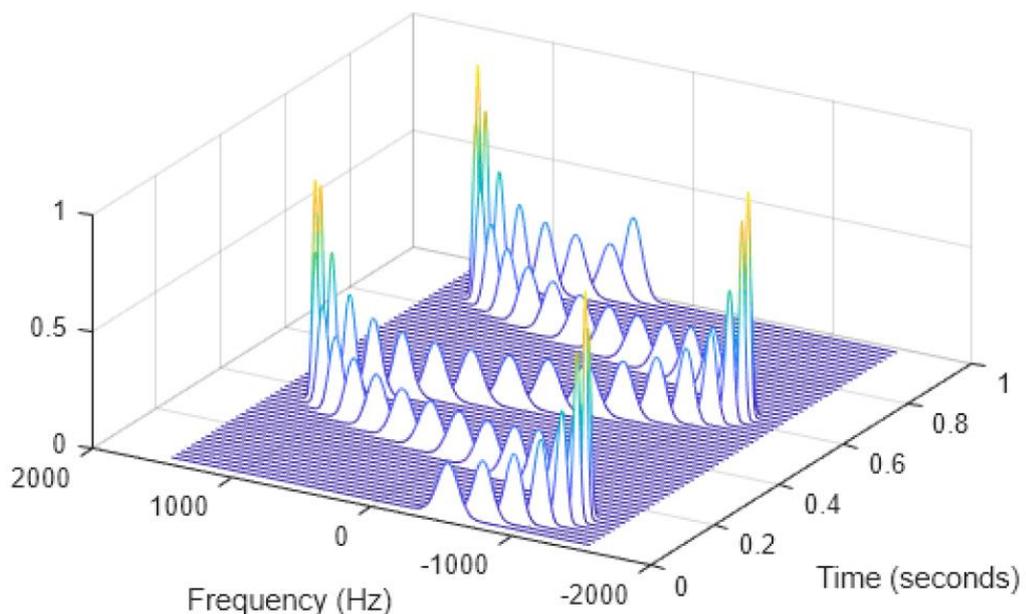


Рисунок 3.5 – Каскадна діаграма

Витік вікна та роздільна здатність тону

Згенеруємо двоканальний сигнал, дискретизований з частотою 100 Гц протягом 2 секунд.

1. Перший канал складається з тону 20 Гц та тону 21 Гц. Обидва тони мають одиничну амплітуду.
2. Другий канал також має два тони. Один тон має одиничну амплітуду та частоту 20 Гц. Інший тон має амплітуду 1/100 та частоту 30 Гц.

```
fs = 100;
t = (0:1/fs:2-1/fs)';

x = sin(2*pi*[20 20].*t) + [1 1/100].*sin(2*pi*[21 30].*t);
```

Вбудуйте сигнал у білий шум. Вкажемо співвідношення сигнал/шум 40 дБ. Побудуємо графік сигналів.

```
x = x + randn(size(x)).*std(x)/db2mag(40);

plot(t,x)
```

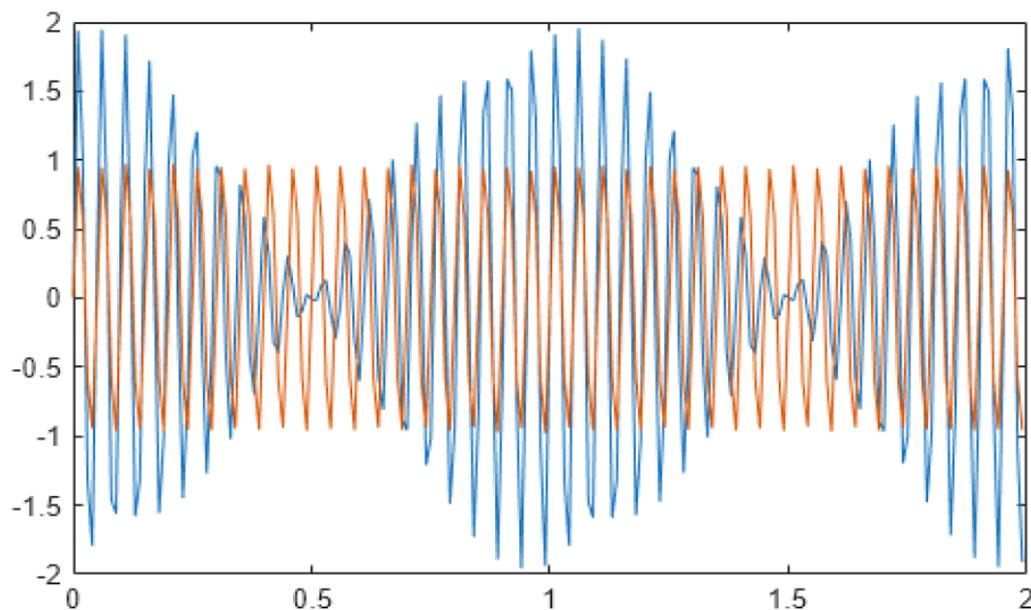


Рисунок 3.6 – Сигнал з вбудованим шумом

```
pspectrum(x,t)
```

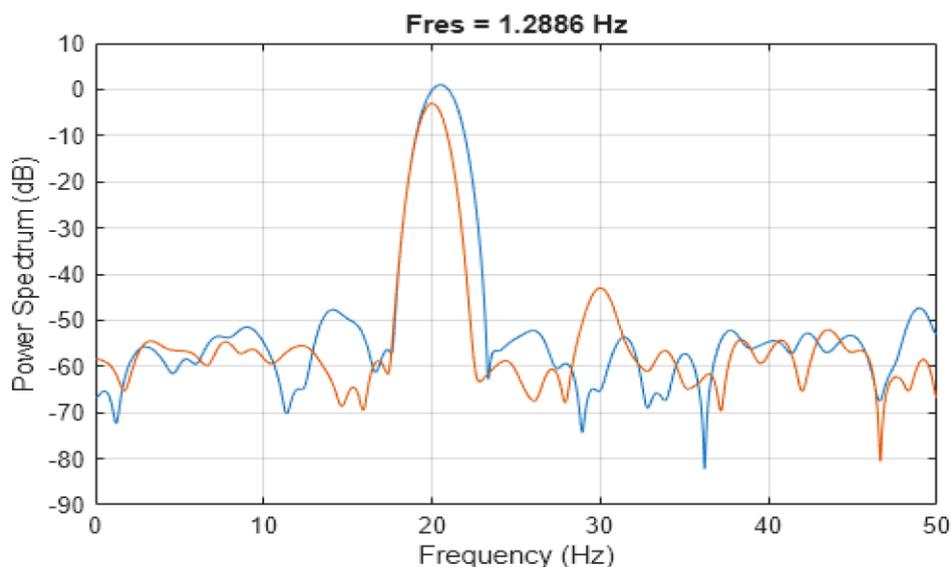


Рисунок 3.7 – Спектр сигналу з шумом

Значення спектрального витоку за замовчуванням, 0,5, відповідає смузі роздільної здатності приблизно 1,29 Гц. Двотони в першому каналі не розділені. Тон 30 Гц у другому каналі видно, незважаючи на те, що він набагато слабший за інший. Збільшуємо витік до 0,85, що еквівалентно роздільній здатності приблизно 0,74 Гц. Слабкий тон у другому каналі чітко видно.

```
pspectrum(x,t,'Leakage',0.85)
```

Get ▾

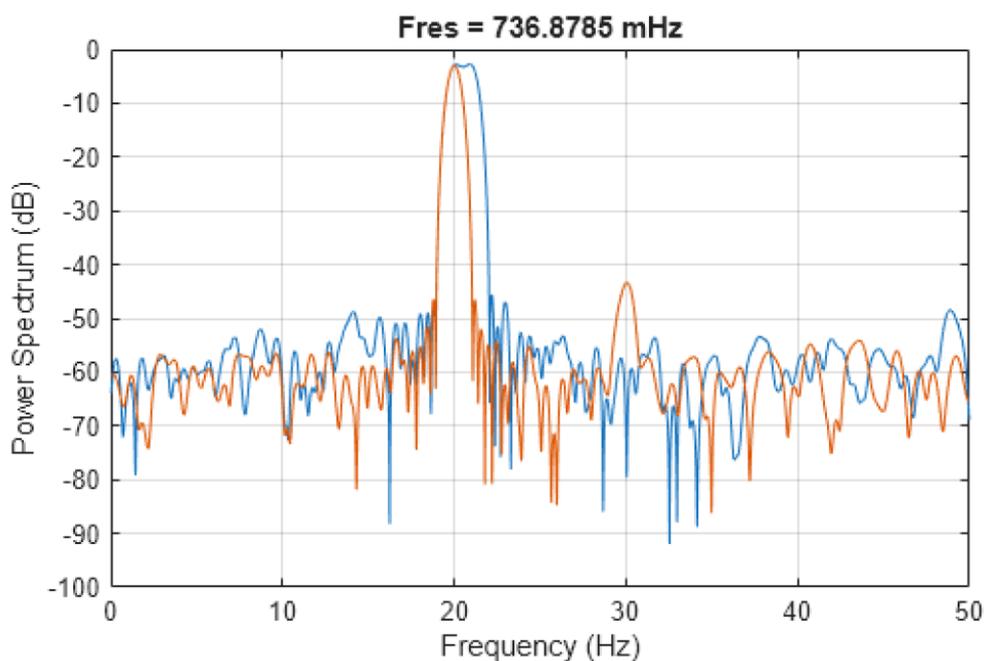


Рисунок 3.8 – Спектр сигналу з подвійним тоном

Збільште витік до максимального значення. Ширина смуги пропускання становить приблизно 0,5 Гц. Два тони в першому каналі розділені. Слабкий тон у другому каналі маскується великими бічними пелюстками вікна (рис.3.9).

```
pspectrum(x,t, 'Leakage',1) Get ▾
```

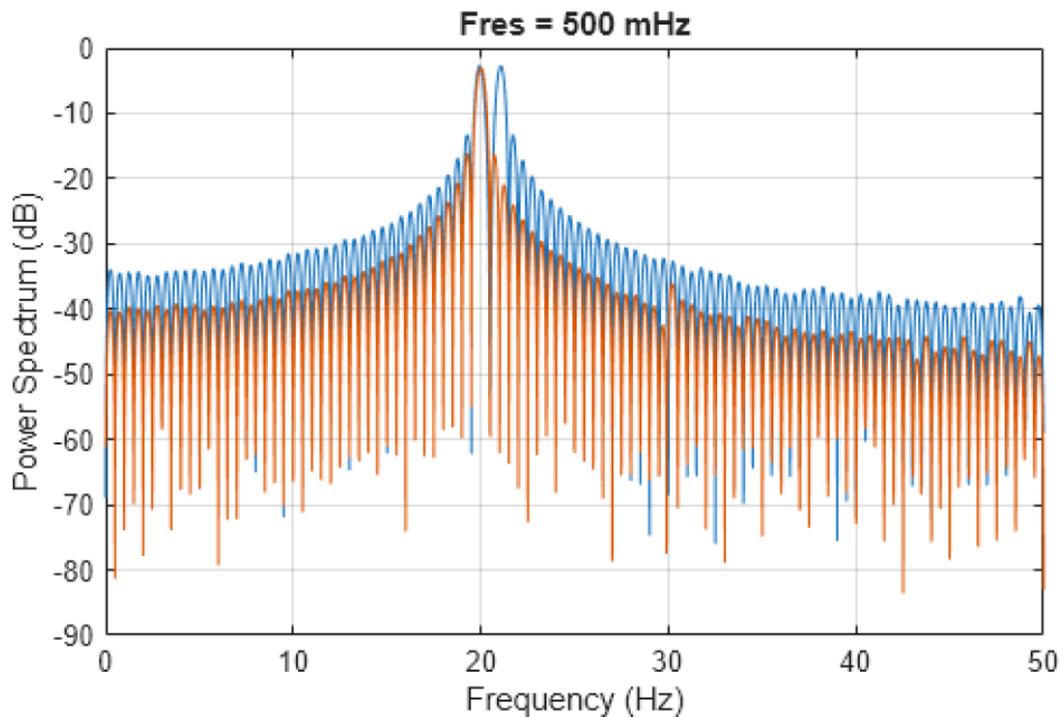


Рисунок 3.9 – Два тони в першому каналі розділені

Спектри потужності та їх графіки

Функція спектрограми має четвертий аргумент, який відповідає спектру потужності сегмент за сегментом або спектральній щільності потужності. Подібно до виводу `pspectrum`, аргумент `ps` вже зведений у квадрат і включає коефіцієнт нормалізації. Для односторонніх спектрограм реальних сигналів все ще потрібно включати додатковий коефіцієнт 2. Встановлюємо аргумент масштабування функції на "power".

```
[~,~,~,ps] = spectrogram(x*sqrt(2),g,L,F,fs,"power"); Get ▾  
max(abs(S(:)-ps(:)))
```

Якщо викликати їх без вихідних аргументів, як `pspectrum`, так і `spectrogram` будують спектрограму децибелів сигналу. Включаємо коефіцієнт 2 для односторонніх спектрограм. Встановіть карти кольорів однаковими для

обох графіків. Встановіть однакові значення x-граничних значень, щоб зробити видимим додатковий сегмент в кінці графіка `pspectrum`. На графіку спектрограми відображаємо частоту на осі Y.

```
subplot(2,1,1)
pspectrum(x,fs,"spectrogram", ...
    TimeResolution=M/fs,OverlapPercent=L/M*100, ...
    Leakage=lk)
title("pspectrum")
cc = clim;
xl = xlim;

subplot(2,1,2)
spectrogram(x*sqrt(2),g,L,F,fs,"power","yaxis")
title("spectrogram")

clim(cc)
xlim(xl)
```

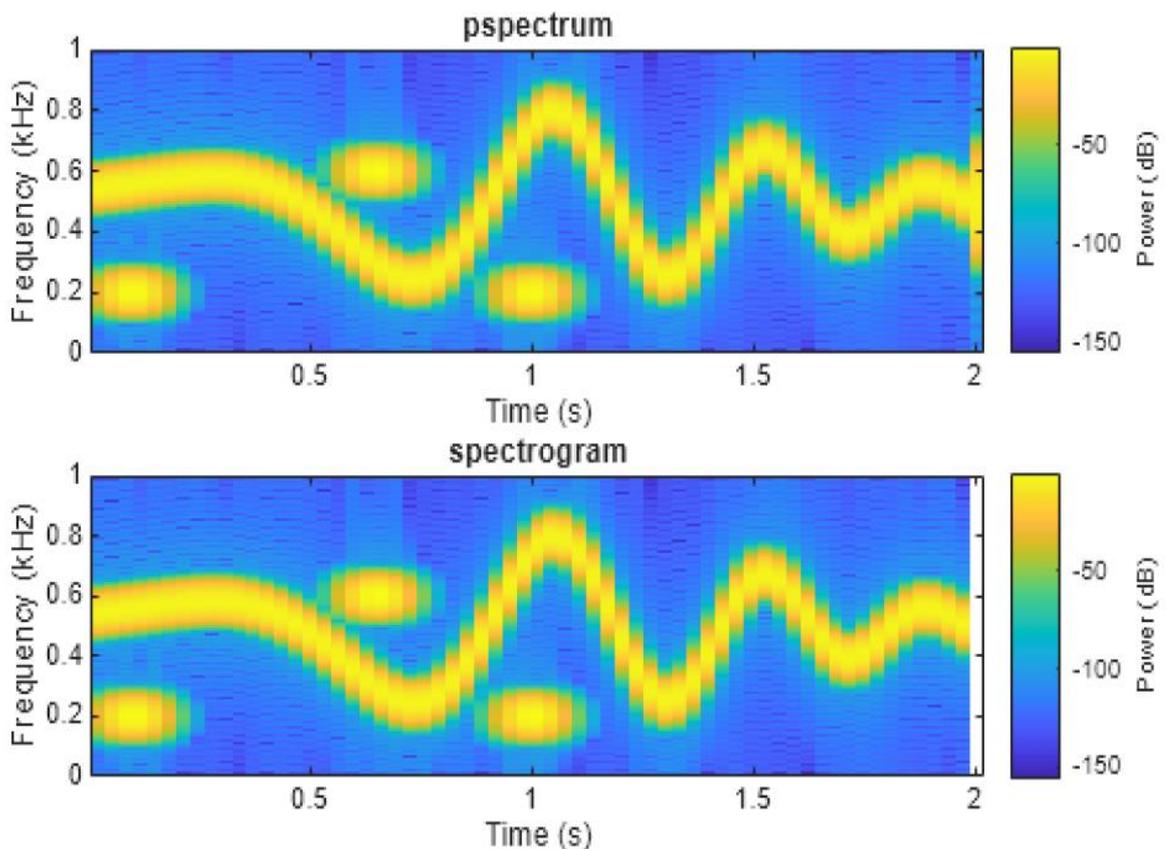


Рисунок 3.10 – Спектрограми потужності

Обчисліть спектр персистенції сигналу. Тепер обидві компоненти сигналу чітко видно.

```
pspectrum(x,fs,'persistence', ...
'FrequencyLimits',[100 290],'TimeResolution',1)
```

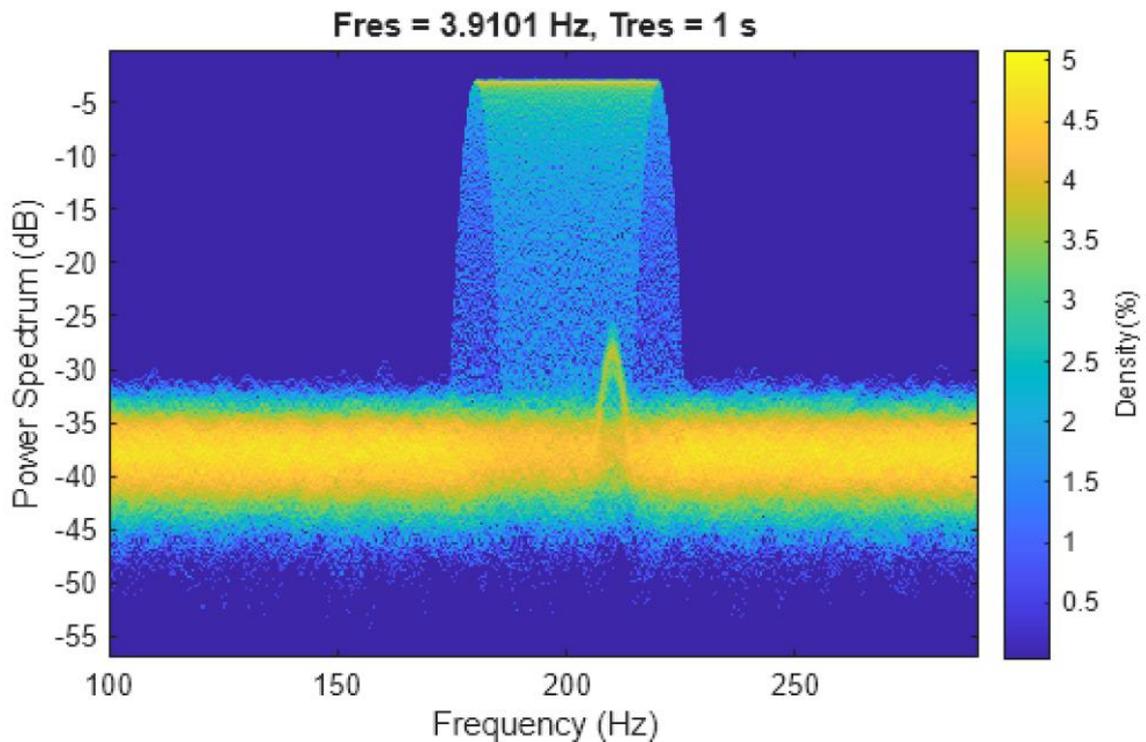
 Get ▾


Рисунок 3.11 – Спектр персистенції сигналу

Спектрограма та перепризначена спектрограма чирпу. Згенеруємо квадратичний чирп, дискретизований з частотою 1 кГц протягом 2 секунд. Чирп має початкову частоту 100 Гц, яка збільшується до 200 Гц при $t = 1$ секунда. Обчисліть спектрограму, використовуючи налаштування функції `pspectrum` за замовчуванням. Використайте функцію `waterfall` для побудови спектрограми.

```
fs = 1e3;
t = 0:1/fs:2;
y = chirp(t,100,1,200,"quadratic");

[sp,fp,tp] = pspectrum(y,fs,"spectrogram");

waterfall(fp,tp,sp')
set(gca,XDir="reverse",View=[60 60])
ylabel("Time (s)")
xlabel("Frequency (Hz)")
```

 Get ▾

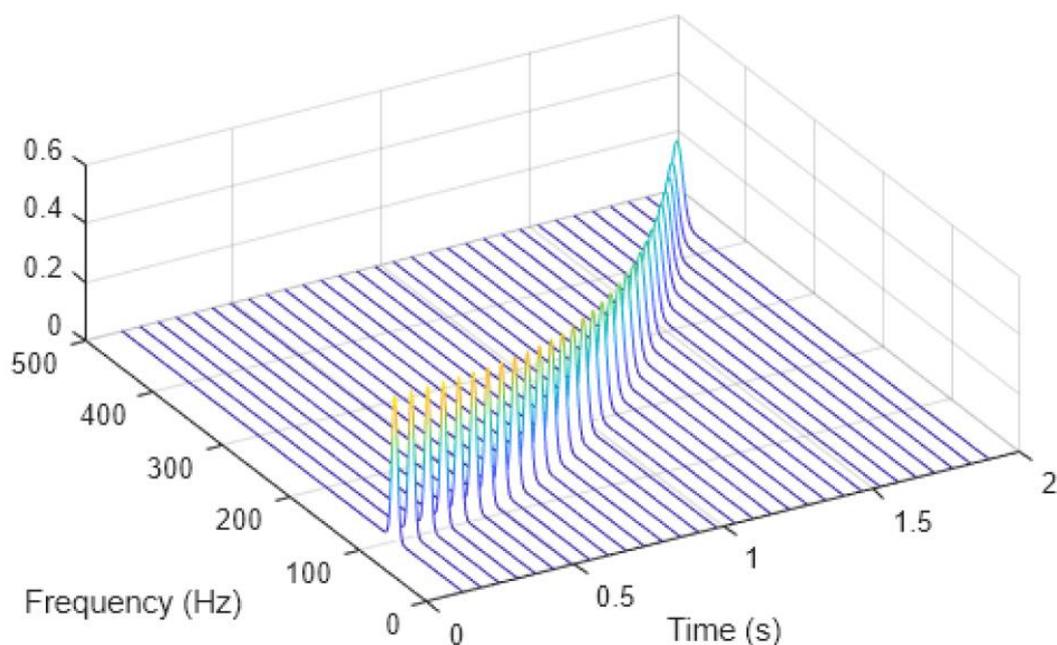


Рисунок 3.12 – Функція waterfall для побудови спектрограми

3.3 Висновки до розділу

В даному розділі представлено методи спектрального аналізу експериментальних даних в середовищі Matlab. Спектральний аналіз - це один із методів обробки сигналів, який дозволяє охарактеризувати частотний склад вимірюваного сигналу. Розглянуті три види завдань спектрального аналізу: спектральне розкладання сигналу - подання сигналу у вигляді суми гармонійних сигналів з різними частотами; аналіз спектральних компонент сигналу з вивчення властивостей сигналу; зворотне перетворення - отримання сигналу по відомому спектральному розкладанню.

4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

4.1 Технологічний аудит результатів досліджень параметричних сенсорів потужності оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж

Як було зазначено раніше, швидкий розвиток різних систем виявлення сприяв появі різних дротових сенсорних датчиків, що з часом спричинило низку недоліків, пов'язаних з тим, що для їх живлення потрібні акумулятори, що займають великий об'єм простору, є складними в управлінні тощо, що значно обмежує продуктивність сенсорних систем. Поява пасивних бездротових датчиків, які складаються з пасивних сенсорних блоків та зовнішніх систем зчитування, може розв'язати цю проблему.

Тому метою магістерської кваліфікаційної роботи є проведення досліджень та покращення характеристик параметричних сенсорів оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж.

Для досягнення поставленої мети було розв'язано такі задачі: проведено аналіз бездротових сенсорів фізичних величин; розглянуто просторову міжсимвольну інтерференцію від близьких випромінювачів у каналі зв'язку ОСС; отримано вирази для вимірювання хроматичної інтерференції незалежно від обраних пристроїв; отримано та експериментально перевірено рівняння для легкого визначення двовимірного піксельного представлення реальних відстаней рознесення; розглянуто методи спектрального аналізу експериментальних даних тощо.

В результаті отримано науково-практичні результати, які можуть бути використані в системах бездротових сенсорних мереж та електронно-комунікаційних системах та комплексах (в подальшому – в розробках).

Для проведення технологічного аудиту отриманих науково-практичних результатів та їх подальшого комерційного використання було запрошено 3-х: експертів: д.т.н., професора Семенова А.О., д.т.н. професора Воловика А.Ю. та к.т.н., доцента Притулу М.О. Технологічний аудит та можливості комерційного використання отриманих науково-практичних результатів було проведено за критеріями, які наведено в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Рекомендовані критерії проведення технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх бальна оцінка

| Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою: 0-1-2-3-4) | | | | | |
|---|--|---|---|---|--|
| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| Технічна здійсненність концепції: | | | | | |
| 1 | Достовірність концепції не підтверджена | Концепція підтверджена експертними висновками | Концепція підтверджена розрахунками | Концепція перевірена на практиці | Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах |
| Ринкові переваги (недоліки): | | | | | |
| 2 | Багато аналогів на малому ринку | Мало аналогів на малому ринку | Кілька аналогів на великому ринку | Один аналог на великому ринку | Продукт не має аналогів на великому ринку |
| 3 | Ціна продукту значно вища за ціни аналогів | Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів | Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів | Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів | Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів |
| 4 | Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів | Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів | Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів | Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів | Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів |
| Ринкові перспективи | | | | | |
| 5 | Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів | Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів | Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів | Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів | Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів |
| 6 | Ринок малий і не має позитивної динаміки | Ринок малий, але має позитивну динаміку | Середній ринок з позитивною динамікою | Великий стабільний ринок | Великий ринок з позитивною динамікою |
| 7 | Активна конкуренція великих компаній на ринку | Активна конкуренція | Помірна конкуренція | Незначна конкуренція | Конкуренція немає |

Продовження таблиці 4.1 - Рекомендовані критерії проведення технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх бальна оцінка

| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
|--|---|---|---|---|---|
| Практична здійсненність | | | | | |
| 8 | Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї | Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців | Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату | Необхідне незначне навчання фахівців | Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї |
| 9 | Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні | Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні | Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є | Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є | Не потребує додаткового фінансування |
| Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою: 0-1-2-3-4) | | | | | |
| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| 10 | Необхідна розробка нових матеріалів | Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі | Потрібні дорогі матеріали | Потрібні досяжні та дешеві матеріали | Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві |
| 11 | Термін реалізації ідеї більший за 10 років | Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років | Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років | Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років | Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років |

Продовження таблиці 4.1 - Рекомендовані критерії проведення технологічного аудиту і оцінювання комерційного потенціалу будь-якої розробки та їх бальна оцінка

| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
|----|---|--|---|--|---|
| 12 | Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту | Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу | Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу | Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту | Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту |

При проведенні технологічного аудиту запрошені експерти виставили бальні оцінки за 12-ю критеріями, які зведені в таблицю 4.2.

Таблиця 4.2 – Результати технологічного аудиту нашої розробки

| Критерії | Прізвище, ініціали експерта | | |
|------------|------------------------------|----------------------|----------------------|
| | Семенов А.О. | Воловик А.Ю. | Притула М.О. |
| | Бали, виставлені експертами: | | |
| 1 | 4 | 4 | 4 |
| 2 | 4 | 3 | 4 |
| 3 | 4 | 4 | 4 |
| 4 | 4 | 4 | 4 |
| 5 | 4 | 4 | 3 |
| 6 | 4 | 4 | 3 |
| 7 | 3 | 4 | 3 |
| 8 | 3 | 4 | 4 |
| 9 | 4 | 4 | 3 |
| 10 | 4 | 4 | 4 |
| 11 | 4 | 4 | 4 |
| 12 | 4 | 4 | 4 |
| Сума балів | СБ ₁ = 46 | СБ ₂ = 47 | СБ ₃ = 44 |

Середньоарифметична сума балів, що їх виставили експерти, становить:

| | |
|---|--|
| Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$ | $\overline{СБ} = \frac{\sum_{i=1}^3 СБ_i}{3} = \frac{46+47+44}{3} = \frac{137}{3} = 45,67$ |
|---|--|

Керуючись інформацією, наведеною в таблиці 4.3, визначимо технічний рівень та комерційний потенціал нашої розробки.

Таблиця 4.3 – Потенційні технічні рівні та комерційний потенціал розробки

| Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$, розрахована на основі висновків експертів | Технічний рівень та комерційний потенціал розробки |
|--|--|
| 0 – 10 | Низький |
| 11 – 20 | Нижче середнього |
| 21 – 30 | Середній |
| 31 – 40 | Вище середнього |
| 41 – 48 | Високий |

Оскільки середньоарифметична сума балів, що їх виставили запрошені експерти, дорівнює 45,67 балів, то можна зробити висновок, що отримані нами науково-практичні результати мають високий технічний рівень та високу ймовірність їх комерційного використання.

4.2 Розрахунок витрат на проведення досліджень параметричних сенсорів потужності оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж

Основними витратами є: [1]:

4.2.1. Основна заробітна плата Z_o розробників (дослідників), яку можна розрахувати за формулою (4.1):

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t \text{ (грн.)}, \quad (4.1)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника, грн. У 2025 році величини окладів розробників коливалися в межах (8000...40000) грн/місяць;

T_p – число робочих днів в місяці; прийmemo $T_p = 22$ дні;

t – число робочих днів роботи фахівців.

Зроблені розрахунки основної заробітної плати розробників зведемо до таблиці 4.4

Таблиця 4.4 – Основна заробітна плата розробників (округлено)

| Найменування посади виконавця | Місячний посадовий оклад, (грн.) | Оплата за робочий день, (грн.) | Число днів роботи | Витрати на оплату праці, (грн.) | Примітка |
|---|----------------------------------|--------------------------------|-------------------|---------------------------------|----------------------------------|
| 1. Науковий керівник магістерської кваліфікаційної роботи | 30000 | ≈1364 | 20 годин | ≈ 4545 | При 6-ти годинном у робочому дні |
| 2. Фахівець-здобувач-магістрант | 8000 | ≈ 364 | 68 | 24752 | |
| 3. Військовий експерт | 40000 | ≈1818 | 2 | 3636 | |
| 3. Консультант з економічної частини | 19000 | ≈864 | 1,5 години | 216 | |
| Всього | | | | $Z_o = 33149$ (грн.) | |

Примітка. За заробітну плату магістранта приймемо мінімальну заробітну плату в країні

4.2.2 Додаткова заробітна плата Z_d розробників розраховується за формулою:

$$Z_d = (0,1 \dots 0,12) \cdot Z_o. \quad (4.2)$$

Для нашого випадку отримаємо:

$$Z_d = 0,107 \times 33149 = 3546,94 \approx 3547 \text{ (грн.)}$$

4.2.3 Нарахування на заробітну плату $НАР_{зп}$ розробників розраховуються за формулою:

$$НАР_{зп} = (Z_o + Z_d) \cdot \frac{\beta}{100}, \quad (4.3)$$

де $\beta = 22\%$ – ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування.

Для нашого випадку отримаємо:

$$НАР_{зп} = (33149 + 3547) \times 0,22 = 8073,12 \approx 8074 \text{ (грн.)}$$

4.2.4 Амортизація A основних засобів, обладнання, комп'ютерів тощо, які були використані під час виконання роботи, розраховується за формулою:

$$A = \frac{Ц \cdot H_a}{100} \cdot \frac{T}{12} \text{ (грн.)}, \quad (5.4)$$

де $Ц$ – загальна балансова вартість основних засобів, обладнання, комп'ютерів тощо, які використовувалися під час виконання роботи, (грн.);

H_a – річна норма амортизаційних відрахувань. Спрощено можна прийняти, що $H_a = (5...25)\%$;

T – термін, використання кожного виду основних засобів, місяці.

Зроблені нами розрахунки зведемо у таблицю 4.5.

Таблиця 4.5 – Розрахунок амортизаційних відрахувань (округлено)

| Найменування основних засобів | Балансова вартість, грн. | Норма амортизації, % | Термін використання, міс. | Величина амортизаційних відрахувань, грн |
|--|--------------------------|----------------------|---------------------------|--|
| 1. Основні засоби, обладнання, комп'ютери тощо | 122500 | 22,5 | 3,2 (25%) | ≈1838 |
| 2. Приміщення кафедри та факультету | 100800 | 5,0 | 3,2 (25%) | 336 |
| Всього | | | | $A = 2174$ |

4.2.5 Витрати на матеріали M розраховуються за формулою:

$$M = \sum_1^n H_i \cdot Ц_i \cdot K_i - \sum_1^n B_i \cdot Ц_b \text{ грн}, \quad (4.5)$$

де H_i – витрати матеріалу i -го найменування, кг; $Ц_i$ – вартість матеріалу i -го найменування, грн/кг.; K_i – коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = (1,1...1,15)$; B_i – маса відходів матеріалу i -го найменування, кг; $Ц_b$ – ціна відходів матеріалу i -го найменування, грн/кг; n – кількість видів матеріалів.

4.2.6 Витрати на комплектуючі K розраховуються за формулою:

$$K = \sum_1^n N_i \cdot C_i \cdot K_i \text{ грн.}, \quad (4.6)$$

де N_i – кількість комплектуючих i -го виду, шт.; C_i – ціна комплектуючих i -го виду, грн; K_i – коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = (1,1 \dots 1,15)$; n – кількість видів комплектуючих.

Загальна вартість основних матеріалів та комплектуючих, які були використані під час виконання цієї роботи, становить приблизно 10000 (грн.).

4.2.7 Витрати на силову електроенергію V_e , що була використана при виконанні цієї роботи, розраховуються за формулою:

$$V_e = \frac{V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d}, \quad (4.7)$$

де V – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2025 р. $V \approx 6,0$ грн/кВт;

P – установлена потужність обладнання, кВт; $P = 1,9$ кВт;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин.

Прийmemo, що $\Phi = 170$ години;

K_{Π} – коефіцієнт використання потужності; $K_{\Pi} < 1 = 0,84$.

K_d – коефіцієнт корисної дії, $K_d = 0,71$.

Тоді витрати на силову електроенергію складуть:

$$V_e = \frac{V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}}{K_d} = \frac{6,0 \cdot 1,9 \cdot 170 \cdot 0,84}{0,71} \approx 2292,84 \approx 2293 \text{ (грн.)}.$$

4.2.8 Інші витрати $V_{\text{ін}}$ (опалення, освітлення, утримання приміщень тощо) розраховуються як (100...300)% від основної заробітної плати розробників, тобто:

$$V_{\text{ін}} = (1..3) \times 3_0. \quad (4.8)$$

Для нашого випадку отримаємо:

$$V_{\text{ін}} = 1,5 \times 33149 = 49723,5 \approx 49724 \text{ (грн.)}.$$

4.2.9 Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати, що їх зробив безпосередньо магістрант – В.

$$B = 33149 + 3547 + 8074 + 2174 + 10000 + 2293 + 49724 = 108961 \text{ (грн.)}$$

4.2.10 Загальні витрати на остаточне завершення нашої розробки та оформлення її результатів розраховуються за формулою:

$$ЗВ = \frac{B}{\beta}, \quad (4.9)$$

де β – коефіцієнт, який характеризує етап виконання цієї роботи на шляху до її можливого впровадження.

Оскільки наша робота вимагає ще деякого доопрацювання, то для нашого випадку доцільно прийняти, що $\beta \approx 0,9$ [49].

$$\text{Тоді: } ЗВ = \frac{108961}{0,9} = 121067,77 \text{ грн або приблизно 122 тисячі (грн.)}$$

Тобто загальні витрати на остаточне завершення нашої розробки та оформлення її результатів становлять приблизно 122 тисячі (грн.).

4.3 Розрахунок економічного ефекту від можливої комерціалізації нашої розробки

Аналіз місткості ринку, в якому можуть бути використані результати нашої розробки (тобто системи бездротових сенсорних мереж та електронно-комунікаційні системи і комплекси (в подальшому – розробки), в 2025 році становить приблизно 20 тисяч замовників. Оскільки науково-практичні результати нашої розробки є перспективними, то вони мають користуватися підвищеним попитом на ринку принаймні протягом 3-х років після впровадження. Тобто наша розробка може бути впроваджена з 1 січня 2026 року, а її результати будуть виявлятися протягом 2026-го, 2027-го та 2028-го років.

Прогноз зростання попиту на нашу розробку складає по роках:

1-й рік після впровадження (2026 р.) – приблизно на $+\Delta 1000$ шт.;

2-й рік після впровадження (2027 р.) – приблизно на $+\Delta 2000$ шт.;

3-й рік після впровадження (2028 р.) – приблизно на $+\Delta 3000$ шт.

Окрім того, якщо існуючі на ринку подібні розробки коштують 150 (грн.), то ми можемо реалізувати нашу розробку, яка має значно кращі експлуатаційні характеристики, за 175 (грн.), тобто на 25 (грн.) дорожче.

Тоді можливе збільшення чистого прибутку $\Delta\Pi_i$, що його може отримати потенційний інвестор від комерціалізації нашої розробки становитиме [1]:

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta\Pi_o \cdot N + \Pi_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{v}{100}\right), \quad (4.10)$$

де $\Delta\Pi_o$ – збільшення ціни нової розробки, тобто $\Delta\Pi_o = 175 - 150 = 25$ (грн.);
 N – обсяг діяльності у році до впровадження результатів розробки; $N = 20$ тисяч шт.;

ΔN – покращення основного кількісного показника від впровадження результатів розробки. Таке покращення по роках становитиме, відповідно: +1000, +2000 та +3000 шт.;

Π_o – вартісний показник, який визначає ціну розробки після впровадження отриманих результатів; для нашого випадку $\Pi_o = 175$ (грн.);

n – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки; $n = 3$ роки;

λ – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість; $\lambda = 0,8333$;

ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується приймати $\rho = (0,2 \dots 0,5)$; візьмемо $\rho = 0,5$;

v – ставка податку на прибуток. У 2025 році $v = 18\%$.

Величина зростання чистого прибутку $\Delta\Pi_1$ для потенційного інвестора протягом першого року від можливого впровадження нашої розробки (2026р.) складе:

$$\Delta\Pi_1 = [25 \cdot 20 + 175 \cdot 1] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 230,61 \approx 231 \text{ тисяча (грн.)}$$

Величина зростання чистого прибутку $\Delta\Pi_2$ для потенційного інвестора від можливого впровадження нашої розробки протягом другого (2027 р.) року складе [49]:

$$\Delta\Pi_2 = [25 \cdot 20 + 175 \cdot 2] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 290,41 \approx 291 \text{ тисяча (грн.)}$$

Величина зростання чистого прибутку $\Delta\Pi_3$ для потенційного інвестора від можливого впровадження нашої розробки протягом третього (2028 р.) року складе:

$$\Delta\Pi_3 = [25 \cdot 20 + 175 \cdot 3] \cdot 0,8333 \cdot 0,5 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) \approx 350,19 \approx 351 \text{ тисяча (грн.)}$$

Приведена вартість зростання всіх чистих прибутків ПП, що їх може отримати потенційний інвестор, розраховується за формулою:

$$\text{ПП} = \sum_1^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^t}, \quad (4.11)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої роботи, (грн.);

t – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої роботи, роки. Для нашого випадку $t = 3$ роки;

τ – ставка дисконтування (або рівень інфляції). Керуючись даними статистики за 2025 рік, прийmemo ставку дисконтування $\tau = 0,13$ (13%);

t – період часу (в роках) від моменту початку розробки до моменту отримання можливих чистих прибутків (в кожному із років).

Тоді прогнозована приведена вартість зростання всіх чистих прибутків ПП, що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження нашої розробки, складе:

$$\text{ПП} = \frac{231}{(1+0,13)^2} + \frac{291}{(1+0,13)^3} + \frac{351}{(1+0,13)^4} \approx 181 + 202 + 216 = 599 \text{ тисяч (грн.)}$$

Теперішня вартість інвестицій PV (або можлива вартість придбання нашої розробки інвестором для її комерціалізації): $PV = K \times B_{\text{заг}} = (1,0 \dots 5,0) \times B_{\text{заг}}$,

де $B_{\text{заг}} = 122$ тисячі грн (див. підрозділ 4.1).

Для нашого випадку прийmemo, що:

$$PV = (1,0 \dots 5,0) \times 122 = 1,0 \times 122 = 122 \text{ тисячі грн.}$$

Абсолютний економічний ефект для інвестора від можливої комерціалізації нашої розробки за три роки (2026, 2027, 2028) складе:

$$E_{\text{абс}} = \text{ПП} - PV = 599 - 122 = 477 \text{ тисяч (грн.)}$$

Далі розрахуємо внутрішню дохідність E_v вкладених інвестицій (коштів):

$$E_v = \sqrt[T]{1 + \frac{E_{\text{абс}}}{PV}} - 1, \quad (4.12)$$

де E_{abc} – абсолютний ефект вкладених інвестицій; $E_{abc} = 477$ тисяч (грн.);

PV –теперішня вартість початкових інвестицій $PV = 122$ тисячі (грн.);

$T_{ж}$ – життєвий цикл розробки, роки.

$T_{ж} = 4$ роки (2025-й, 2026-й, 2027-й, 2028-й роки).

Для нашого випадку отримаємо:

$$E_B = \sqrt[4]{1 + \frac{477}{122}} - 1 = \sqrt[4]{1 + 3,9098} - 1 = \sqrt[4]{4,9098} - 1 = 1,488 - 1 = 0,488 \approx 48,8\%.$$

Мінімальна дохідність вкладних інвестицій $\tau_{\text{мін}}$, яка є дорустимою, визначається за формулою:

$$\tau_{\text{мін}} = d + f, \quad (4.13)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2025 році в Україні $d = (0,10...0,18)$. Прийmemo, що $\tau = 14\%$.

f – показник, що характеризує ризикованість вкладень; $f = (0,05...0,30)$.

Прийmemo, що $f = 30\%$, тобто $f = 0,3$.

Тоді для нашого випадку отримаємо:

$$\tau_{\text{мін}} = 0,14 + 0,30 = 0,44 \text{ або } \tau_{\text{мін}} = 44\%.$$

Оскільки величина $E_B = 48,8\% > \tau_{\text{мін}} = 44\%$, то потенційний інвестор у принципі може бути зацікавлений комерціалізації нашої розробки.

Термін окупності коштів, вкладених потенційним інвестором у можливу комерціалізацію нашої розробки, становитиме:

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{E_B} = \frac{1}{0,488} \approx 2,05 \text{ років} < 3 \text{ років}, \quad (4.14)$$

що також свідчить про потенційну економічну доцільність комерціалізації нашої розробки.

Таблиця 4.6 - Результати виконаної економічної частини магістерської кваліфікаційної роботи зведено у таблицю

| Показники | Задані у ІЗ | Досягнуті у магістерській кваліфікаційній роботі | Висновок |
|------------------------|----------------------------|--|-----------|
| 1. Витрати на розробку | Не більше 130 тисяч (грн.) | ≈ 122 тисяч (грн.) | Досягнуто |

Продовження таблиці 4.6 - Результати виконаної економічної частини магістерської кваліфікаційної роботи зведено у таблицю

| | | | |
|---|--|--|----------|
| 2. Абсолютний ефект від впровадження розробки, тисяч (грн.) | В межах 500 тисяч (грн.) (за три роки) | 477 тисячі (грн.) (при 13,0% інфляції) | Виконано |
| 3. Внутрішня дохідність вкладених інвестицій (коштів), % | не менше 45,0% | 48,8% | Виконано |
| 4. Термін окупності інвестицій (коштів), роки | до 3-ти років | 2,05 роки | Виконано |

Таким чином, основні техніко-економічні результати, отримані нами при проведенні науково-практичних досліджень, визначені у індивідуальному завданні, повністю виконані.

ВИСНОВКИ

У першому розділі проведено аналіз бездротових сенсорів фізичних величин. Бездротові датчики класифікуються на RFID-датчики, датчики гармонійного розсіювання, пасивні резонансні датчики та датчики з автономним живленням відповідно до різних режимів роботи датчика. Після короткого опису принципів роботи цих датчиків наведено перелік типів чутливих матеріалів, підготовлених для тестування датчиків з різними параметрами. Проілюстровано кілька методів підвищення ефективності зв'язку між датчиками. Зазначено розробку наноматеріалів для збору енергії в наногенераторах та представлено застосування цих датчиків у повсякденному житті. Пасивні бездротові датчики стали предметом досліджень останніх років, і ці типи датчиків мають свої переваги.

Крім того, з точки зору зчитування параметрів існують обмеження, такі як великі похибки зчитування даних, обмежені відстані зчитування, а також незручності та обмежена доступність мережевих аналізаторів у фактичному використанні пасивних бездротових сенсорних систем. Під час проектування автоматичних та портативних систем узгодження імпедансу необхідно запропонувати ефективні рішення для підвищення зручності використання пасивних бездротових датчиків, такі як збільшення відстані зчитування та підвищення точності зчитування.

У другому розділі було розглянуто просторову міжсимвольну інтерференцію від близьких випромінювачів у каналі зв'язку ОСС та експериментально охарактеризовано як функцію переданої довжини хвилі, тоді як нормалізоване відношення потужності сигналу до інтерференції (NPSIR) було введено для вимірювання хроматичної інтерференції незалежно від обраних пристроїв. Були виведені та перевірені рівняння для легкого визначення двовимірного піксельного представлення реальних відстаней рознесення.

NPSIR знімків, зроблених на відстані, що забезпечує ідеальне просторове розділення джерел, демонструє мінімальні перешкоди, як і очікувалося, у більшості випадків понад 40 дБ. Однак, коли зображення мають обмежене або критичне просторове розділення, результати значно залежать від вибраної довжини хвилі.

У всіх випадках найбільш значні перешкоди виникають від можливих близьких випромінювачів, що передають білим світлом або в тому ж каналі, що й цільовий світлодіод. Подібно до розподілу каналів у радіочастотних

системах, важливо мати близькі випромінювачі в ортогональних каналах: червоному, синьому, зеленому.

Змодельований сценарій демонструє застосовність рівнянь (2.1) та (2.2) як точного інструменту для легкого проектування відстаней у пікселі за певних обставин та ефективність рівняння (2.4) для визначення інтерференції незалежно від характеристик системи. Рівняння (2.1) та (2.2) були перевірені під час проведення експерименту з оптичною інтерференцією із середньою похибкою менше одного пікселя.

Змодельований сценарій також показує, що розгортання цієї системи є доцільним. Використовуючи модуляцію OOK-NRZ, немає значного BER, що створюється близькими випромінювачами, коли датчики розташовані на відстані більше 4,50 см (нуль для моделювання Монте-Карло та менше $2,85 \times 10^{-14}$ для NPSIR), а максимальний BER $1,3 \times 10^{-3}$ з моделювання Монте-Карло ($5,44 \times 10^{-4}$ з моделювання NPSIR), отриманий для відстані 2,00 см, передбачає, що канал зв'язку працюватиме належним чином у реальних умовах.

Моделювання методом Монте-Карло також продемонструвало, що просторова міжсимвольна інтерференція від близьких випромінювачів, що працюють на одній довжині хвилі, суттєво впливає на систему. Використання трьох каналів (червоного, зеленого та синього) зменшує цю інтерференцію, тому майбутні розробки систем повинні використовувати хроматичну природу зображень та призначати різні кольори випромінювачам подібно до того, як Wi-Fi розподіляє частотні смуги.

Потрібні подальші дослідження в цій галузі. Проблема мерехтіння буде розглянута в майбутніх роботах, де слід враховувати вплив зовнішніх джерел, таких як сонячне випромінювання або світлодіоди освітлення. Також слід охарактеризувати наявність турбулентності, частинок та коливань температури для зовнішнього середовища.

В третьому розділі представлено методи спектрального аналізу експериментальних даних в середовищі Matlab. Спектральний аналіз - це один із методів обробки сигналів, який дозволяє охарактеризувати частотний склад вимірюваного сигналу. Розглянуті три види завдань спектрального аналізу: спектральне розкладання сигналу - подання сигналу у вигляді суми гармонійних сигналів з різними частотами; аналіз спектральних компонент сигналу з вивчення властивостей сигналу; зворотне перетворення - отримання сигналу по відомому спектральному розкладанню.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі виконані розрахунки економічної частини результати яких свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Hu, C.; Pu, Y.; Yang, F.; Zhao, R.; Alrawais, A.; Xiang, T. Secure and Efficient Data Collection and Storage of IoT in Smart Ocean. *IEEE Internet Things J.* 2020, 7, 9980–9994.
2. Shao, Y.; Wei, L.; Wu, X.; Jiang, C.; Yao, Y.; Peng, B.; Chen, H.; Huangfu, J.; Ying, Y.; Zhang, C.J.; et al. Room-temperature high-precision printing of flexible wireless electronics based on MXene inks. *Nat. Commun.* 2022, 13, 3223.
3. Chang, Q.; Fu, Z.; Zhang, S.; Wang, M.; Pan, X. Experimental Investigation of Reynolds Number and Spring Stiffness Effects on Vortex-Induced Vibration Driven Wind Energy Harvesting Triboelectric Nanogenerator. *Nanomaterials* 2022, 12, 3595.
4. Booth, B.M.; Mundnich, K.; Feng, T.; Nadarajan, A.; Falk, T.H.; Villatte, J.L.; Ferrara, E.; Narayanan, S. Multimodal Human and Environmental Sensing for Longitudinal Behavioral Studies in Naturalistic Settings: Framework for Sensor Selection, Deployment, and Management. *J. Med. Internet Res.* 2019, 21, e12832.
5. Kondo, M.; Melzer, M.; Karnaushenko, D.; Uemura, T.; Yoshimoto, S.; Akiyama, M.; Noda, Y.; Araki, T.; Schmidt, O.G.; Sekitani, T. Imperceptible magnetic sensor matrix system integrated with organic driver and amplifier circuits. *Sci. Adv.* 2020, 6, eaay6094.
6. Zhang, Y.; Li, Y.; Cheng, R.; Shen, S.; Yi, J.; Peng, X.; Ning, C.; Dong, K.; Wang, Z.L. Underwater Monitoring Networks Based on Cable-Structured Triboelectric Nanogenerators. *Research* 2022, 2022, 9809406.
7. Brocato, R.W. *Passive Wireless Sensor Tags*; Sandia National Laboratories: Albuquerque, NM, USA, 2022.
8. Majed, N.; Islam, M.A.S. Contaminant Discharge from Outfalls and Subsequent Aquatic Ecological Risks in the River Systems in Dhaka City: Extent of Waste Load Contribution in Pollution. *Front. Public Health* 2022, 10, 880399.
9. Sacks, T. *Multi-Function Passive Wireless Sensor Is ‘The World’s Smallest’; Drives & Controls*; Tonbridge, UK, 2022; Volume 38.
10. Darwish, A.; Hassanien, A.E. Wearable and implantable wireless sensor network solutions for healthcare monitoring. *Sensors* 2011, 11, 5561–5595.
11. Schwiebert, L.; Gupta, S.K.; Weinmann, J. Research challenges in wireless networks of biomedical sensors. In *Proceedings of the 7th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, Rome, Italy, 16 July 2001; pp. 151–165.
12. Tan, E.L.; Ng, W.N.; Shao, R.; Pereles, B.D.; Ong, K.G. A wireless, passive sensor for quantifying packaged food quality. *Sensors* 2007, 7, 1747–1756.

13. Arpin, K.A.; Losego, M.D.; Cloud, A.N.; Ning, H.; Mallek, J.; Sergeant, N.P.; Zhu, L.; Yu, Z.; Kalanyan, B.; Parsons, G.N.; et al. Three-dimensional self-assembled photonic crystals with high temperature stability for thermal emission modification. *Nat. Commun.* 2013, 4, 2630.
14. Byrne, R.; Diamond, D. Chemo/bio-sensor networks. *Nat. Mater.* 2006, 5, 421–424.
15. Preechaburana, P.; Gonzalez, M.C.; Suska, A.; Filippini, D. Surface plasmon resonance chemical sensing on cell phones. *Angew. Chem. Int. Ed. Engl.* 2012, 51, 11585–11588.
16. Jin, L.; Xiao, X.; Deng, W.; Nashalian, A.; He, D.; Raveendran, V.; Yan, C.; Su, H.; Chu, X.; Yang, T.; et al. Manipulating Relative Permittivity for High-Performance Wearable Triboelectric Nanogenerators. *Nano Lett.* 2020, 20, 6404–6411.
17. AlTakroori, H.H.D.; Ali, A.; Greish, Y.E.; Qamhieh, N.; Mahmoud, S.T. Organic/Inorganic-Based Flexible Membrane for a Room-Temperature Electronic Gas Sensor. *Nanomaterials* 2022, 12, 2037.
18. Wu, K.; Duan, G.; Zhao, X.; Chen, C.; Anderson, S.W.; Zhang, X. Metamaterial-enhanced near-field readout platform for passive microsensor tags. *Microsyst. Nanoeng.* 2022, 8, 28.
19. Breton, M.L.; Liébault, F.; Baillet, L.; Charléty, A.; Larose, R.; Tedjini, S. Dense and long-term monitoring of Earth surface processes with passive RFID—A review. *Earth-Sci. Rev.* 2022, 234, 104225.
20. Newman-Casey, P.A.; Musser, J.; Niziol, L.M.; Shedden, K.; Burke, D.; Cohn, A. Designing and validating a low-cost real time locating system to continuously assess patient wait times. *J. Biomed. Inform.* 2020, 106, 103428.
21. Teng, L.; Pan, K.; Nemitz, M.P.; Song, R.; Hu, Z.; Stokes, A.A. Soft Radio-Frequency Identification Sensors: Wireless Long-Range Strain Sensors Using Radio-Frequency Identification. *Soft Robot.* 2019, 6, 82–94.
22. Lee, S.Y.; Tsou, C.; Huang, P.W. Ultra-high-frequency radio-frequency-identification baseband processor design for bio-signal acquisition and wireless transmission in healthcare system. *IEEE Trans. Consum. Electron.* 2020, 66, 77–86.
23. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2000. –303с. ISBN 966-7199-99-1.
24. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 1999. – 275с. ISBN 966-7199-67-3.
25. Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О.

- Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від'ємним опором. –Вінниця: ВНТУ, 2011. – 336с. ISBN 978-966-641-405-5.
- 26.Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором. Монографія. – Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2009. – 182 с. ISBN 978-966-641-315-7
- 27.Osadchuk A.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.O. The Pontial of Modern Sciense. Chapters. Microelectronic frequency transducers of the magnetic field based on semiconductor structures with negative differential resistance. Volume 3. Publishshed by Sciemcee Pablishing.LP22772, 20-22 Wenlock Road, London, United Kingdom, 2019. –P.212-237. ISBN 978-1-9993071-3-4
- 28.Osadchuk A.V., Osadchuk V.S. Functional Nanostructures and Sensors for CBRN Defence and Environmental Safety and Security. Chapter 12. Frequency Transducers of Gas Concentration Based on Transistor Structures with Negative Differential Resistance. Springer Netherlands, Dordrecht . Editor: Sidorenko, Anatolie and Hahn, Horst. 2020. –3210 p. –P.161-184. ISBN 978-94-024-1909-2
- 29.Andriy Semenov, Olena Semenova, Oleksandr Osadchuk, Iaroslav Osadchuk, Kostyantyn Koval, Serhii Baraban, Mariia Baraban. Pulse and Multifrequency Van der Pol Generators Based on Transistor Structures with Negative Differential Resistance for Infocommunication System Facilities. Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies. Ageyev D., Radivilova T., Kryvinska N. (eds) Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies, vol 69. Springer, Cham. 2021. -P.127-158. https://doi.org/10.1007/978-3-030-71892-3_6
- 30.Andriy Semenov, Olena Semenova, Oleksandr Osadchuk, Iaroslav Osadchuk, Serhii Baraban, Andrii Rudyk, Andrii Safonyk, Oleksandr Voznyak Van der Pol Oscillators Based on Transistor Structures with Negative Differential Resistance for Infocommunication System Facilities. Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies. Ageyev D., Radivilova T., Kryvinska N. (eds) Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies, vol 69. Springer, Cham. 2021. –P.43-78. https://doi.org/10.1007/978-3-030-71892-3_3
- 31.Osadchuk A.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.A., Pritula M.A. Devices for measuring the parameters of the magnetic field. Chapter 1. In Lvovich I.Y., Osadchuk A.V., Preobrazhenskiy A.P. et al. Erbe der europäischen wissenschaft: Ingenieurwissenschaften, Informatik, Physik und Mathematik, Medizin. Monografische Reihe «Europäische Wissenschaft». Buch 9. Teil 1. 2022. P.4-37.

ISBN 978-3-949059-50-6

32. Osadchuk A.V., Osadchuk N.I., Osadchuk I.A. Technical research and development: collective monograph. CHAPTER 4. ELECTRONICS. Frequency transducers of gas concentration for the diagnosis of strains of bacteria *Helicobacter pylori*. Technical research and development: collective monograph / Kalafat K., Vakhitova L., Drizhd V., – etc. – International Science Group. – Boston : Primedia eLaunch, 2021. 616 p. Available at : DOI-10.46299/ISG.2021.MONO.TECH.I URL: <https://isg-konf.com>. –P.178-194
33. Osadchuk O.V. , Osadchuk V.S., Prytula M.O., Osadchuk I.O. Mathematical modeling of frequency transducers of the radio measuring device of magnetic field induction. Chapter 1. Gogo V.B., Lukin V.V., Osadchuk O.V., Petrenko A., Vorobiov L.Y. et al. Intellectual capital is the foundation of innovative development: Engineering, Computer Science, Agriculture. Monographic series «European Science». –Karlsruhe, Germany. Book 18. Part 3. 2023. –P.8-38. ISBN 978-3-949059-81-0 DOI: 10.30890/2709-2313.2023-1 8-0
34. Osadchuk O.V., Osadchuk I.O., Pritula M.O. Highly sensitive radiomeasurement transducer of magnetic field induction. Chapter 2. Osadchuk O.V., Denysiuk S., Romanyuk O.N., Seliutina H.A., Shved O.V. et al. Wissenschaft und Bildung als Basis für die Modernisierung der Weltordnung: Innovative Technologien, Informatik, Sicherheitssysteme, Physik und Mathematik. Monografische Reihe «Europäische Wissenschaft». Buch 35. Teil 1. 2024. Karlsruhe, Germany. –195 p. PP.46-71. ISBN 978-3-98924-070-4 DOI: 10.30890/2709-2313.2024-35-01
35. Osadchuk O.V., Osadchuk I.O., Current state of devices for measuring physical quantities. Chapter 1. Kuklin V.M., Osadchuk O.V., Novoselchuk N., Simakhina G.O., Kosolapov A. et al. Entwicklung des wissenschaftlichen Denkens: Innovative Technologie, Informatik, Architektur und Bauwesen. Monografische Reihe «Europäische Wissenschaft». Buch 41. Teil 7. 2025. ScientificWorld-NetAkhatAV Karlsruhe, Germany 2025. –282 p. PP. 10-58. ISBN 978-3-98924-103-9
36. Осадчук О.В., Осадчук Я.О., Ліхашорський С.В. Дослідження температурної нестабільності в активних НВЧ фільтрах та методи її зменшення // Вісник Вінницького політехнічного інституту. 2021. № 3, –С.127-133. DOI:<https://doi.org/10.31649/1997-9266-2021-156-3-127-133>
37. Осадчук О.В., Осадчук Я.О., Думенко Д.О. Аналіз доцільності використання негативного зворотнього зв'язку на змінному струмі для стабілізації параметрів транзисторних аналогів індуктивності// Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології, №2 (04) 2022. –С.83-91. DOI: 10 36994/2788-5518-2022-02-09
38. Осадчук О.В., Осадчук Я.О., Скощук В.К. Використання ядра NIOSIIУ багатоканальному частотомірі на FPGA для радіотехнічної системи з

- частотними сенсорами фізичних величин // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.2023, №1. –С.137-148.
<https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-73-1-19>
- 39.Осадчук О.В., Осадчук Я.О., Скощук В.К. Удосконалення багатоканальної радіотехнічної системи на FPGA для частотних перетворювачів фізичних величин підтримкою цифрових сенсорів // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.2023, №2. –С.72-82.
<https://vottp.khmn.edu.ua/index.php/vottp/article/view/117>
- 40.Heile, R. Short-range wireless optical communication. In Revision to IEEE Standard 802.15.7-2011; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2014.
- 41.IEEE. Part 15.7: ‘Short-range wireless optical communication using visible light’. In IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2011.
- 42.Akiba, M.; Ogawa, K.; Wakamori, K.; Kodate, K.; Ito S. Measurement and simulation of the effect of snowfall on free-space optical propagation. Appl. Opt. 2008, 47, 5736–5743.
- 43.Araki, N.; Yashima, H. A channel model of optical wireless communications during rainfall. In Proceedings of the Second International Symposium on Wireless Communication Systems, Siena, Italy, 5–7 September 2005;pp. 205–209.
- 44.Ashok, A.; Gruteser, M.; Mandayam, N.; Silva, J.; Varga, M.; Dana, K. Challenge: Mobile optical networks through visual MIMO. In Proceedings of the sixteenth annual international conference on Mobile computing and networking (MobiCom '10), New York, NY, USA, 20–24 September 2010; pp. 105–112.
- 45.Ashok, A.; Gruteser, M.; Mandayam, N.; Dana, K. Characterizing multiplexing and diversity in visual MIMO. In Proceedings of 45th Annual Conference on Information Sciences and Systems, Baltimore, MD, USA, 23–35 March 2011; pp. 1–6.
- 46.Pergoloni, S.; Biagi, M.; Colonnese, S.; Cusani, R.; Scarano, G. A Space-Time RLS Algorithm for Adaptive Equalization: The Camera Communication Case. J. Lightwave Technol. 2017, 35 , 1811–1820.
- 47.Nguyen, T.; Tuan Le, N.; Min Jang, Y. Practical design of Screen-to-Camera based Optical Camera Communication. In Proceedings of 2015 International Conference on Information Networking (ICOIN), Siem Reap, Cambodia, 12–14 January 2015; pp. 369–374.
- 48.Hong, Y.; Chen, L. On the Performance of Mobile Visible Light Communications. arXiv 2016, arXiv:1605.01848.
- 49.Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт. / Укладачі В.О. Козловський, О.Й. Лесько, В.В.Кавецький. Вінниця : ВНТУ, 2021. 42 с.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

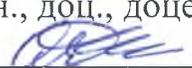
ПАРАМЕТРИЧНІ СЕНСОРИ ПОТУЖНОСТІ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-24м
спеціальності 172 Електронні комунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)


Хоровинчук М.В.
(прізвище та ініціали)

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


Осадчук Я.О.
(прізвище та ініціали)

« 12 » 12 2025 р.

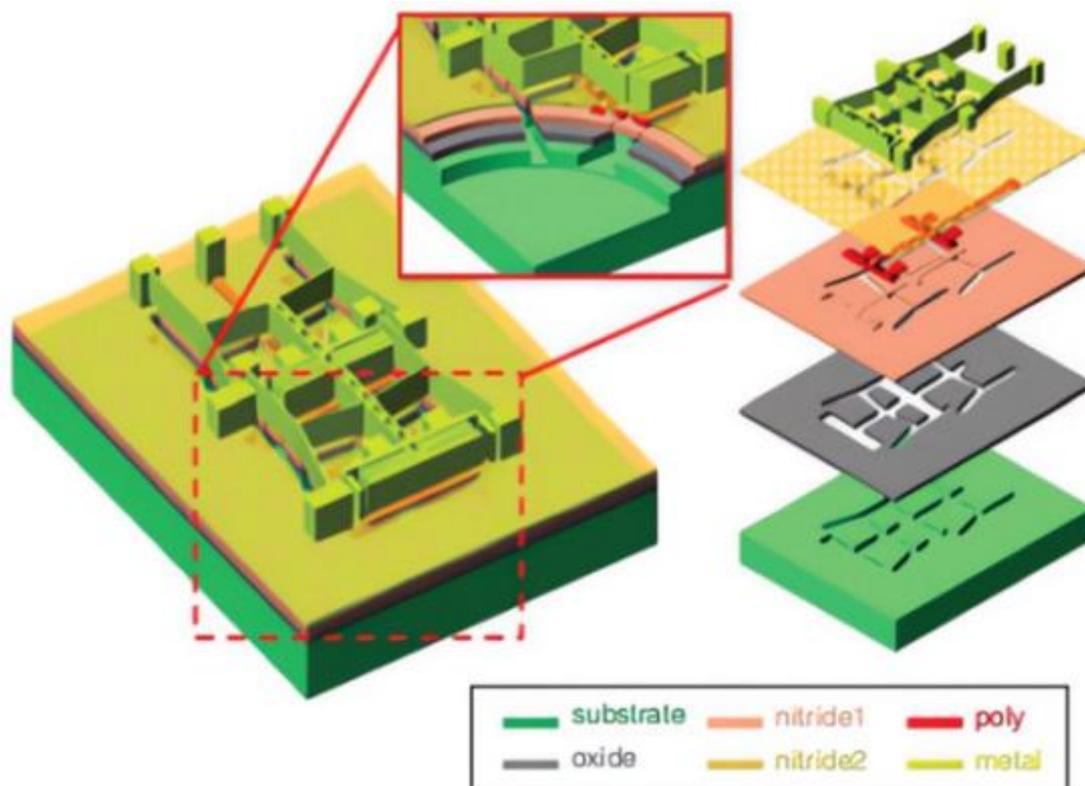


Рисунок 1 – Спрощена схема емнісного датчика температури

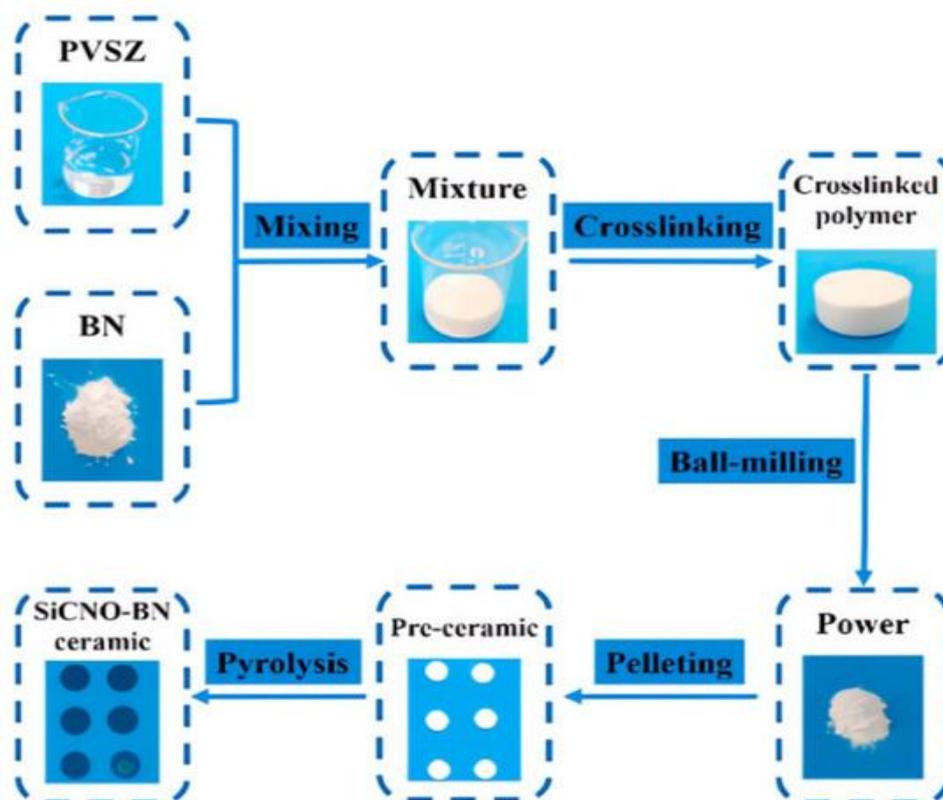


Рисунок 2 – Процес виготовлення керамічних дисків SiCNO-BN



Рисунок 3 – Схематична діаграма процесу виготовлення гібридного матеріалу RGO/Nb-TiO₂

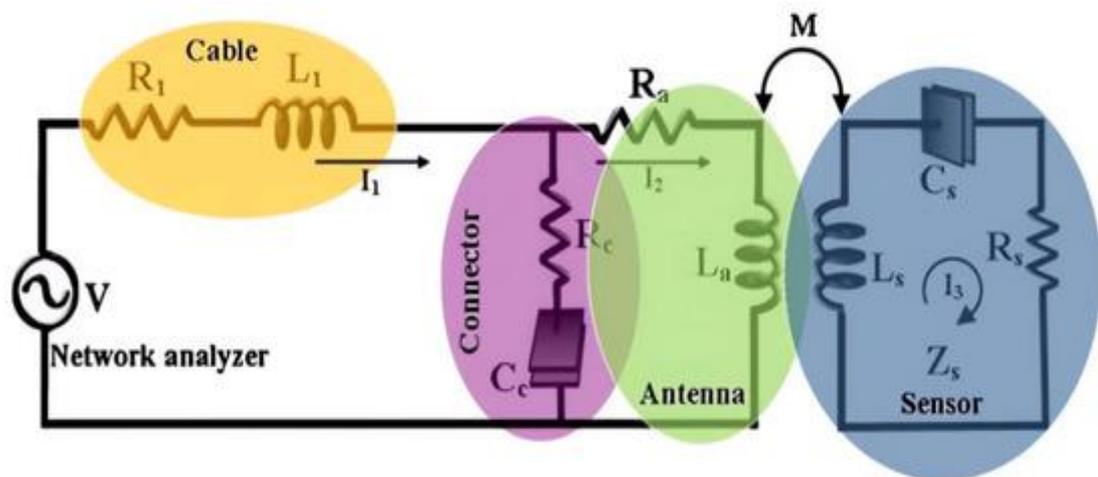


Рисунок 4 – Схема бездротового моніторингу деформації

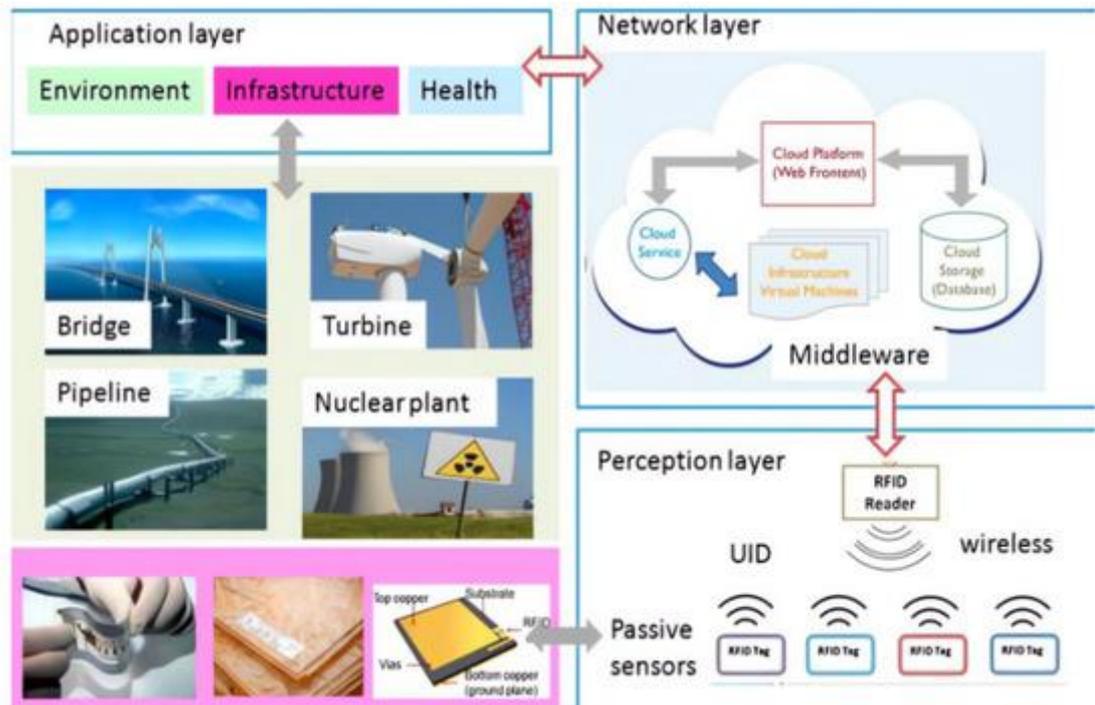


Рисунок 5 – Пасивна мережа RFID-сенсорів для SHM

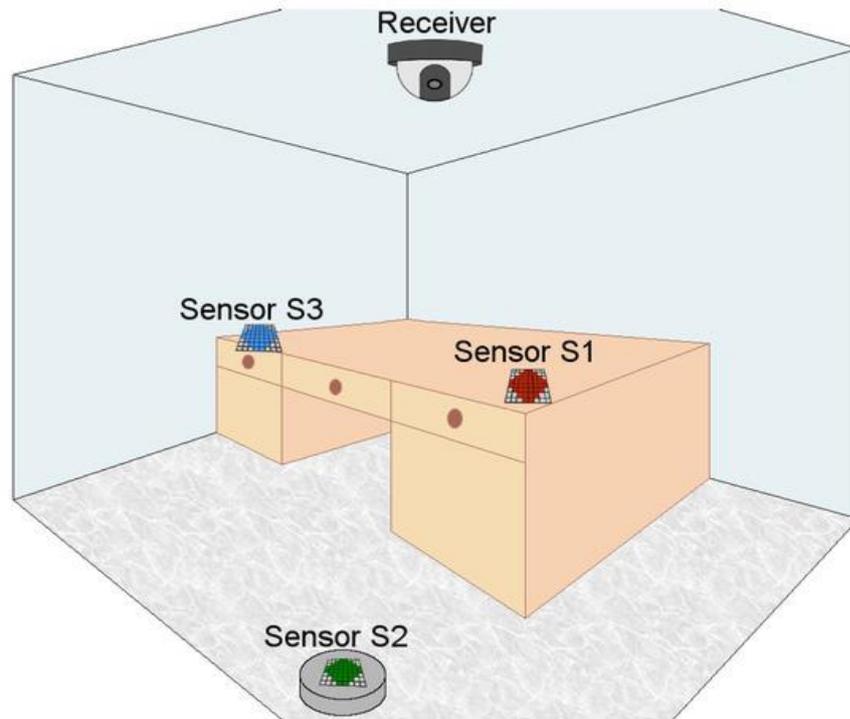


Рисунок 6 – Реалізація бездротової сенсорної мережі з використанням оптичного камерного зв'язку (ОСС) в офісі ($3 \times 3 \times 3 \text{ м}^3$). Приймачем є купольна камера, встановлена на стелі (висота 3,00 м) з полем огляду (FOV) 90° . Випромінювачами датчика є світлодіодні матриці ($60 \times 60 \text{ мм}^2$). Два датчики розташовані на столі (висота 0,80 м), а один датчик — над автономним роботизованим пристроєм (висота 0,10 м)

$$x = \frac{1}{\varphi_x} \cdot \left[\left(\tan^{-1} \frac{d_x \sin \gamma}{2D - d_x \cos \gamma} \right) + \left(\tan^{-1} \frac{d_x \sin \gamma}{2D + d_x \cos \gamma} \right) \right] \quad (2.1)$$

$$y = \begin{cases} \frac{2}{\varphi_y} \cdot \left[\tan^{-1} \frac{d_y}{2D + d_x \cos \gamma} \right] & \text{Найдальші елементи} \\ \frac{2}{\varphi_y} \cdot \left[\tan^{-1} \frac{d_y}{2D - d_x \cos \gamma} \right] & \text{Найближчі елементи} \end{cases}$$

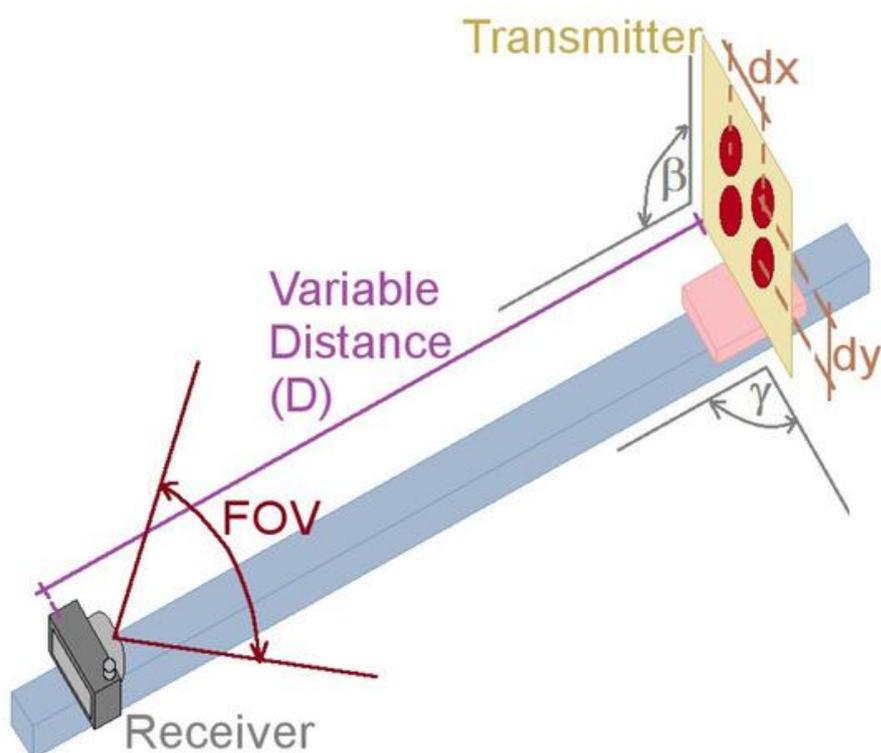


Рисунок 7 – Конструкція експериментального випробувального стенду для визначення оптичної інтерференції близьких випромінювачів та для перевірки зв'язку між проєктованими пікселями та реальними відстанями. Для всіх експериментів β було встановлено на 90° , γ і D змінювався залежно від параметрів випробування

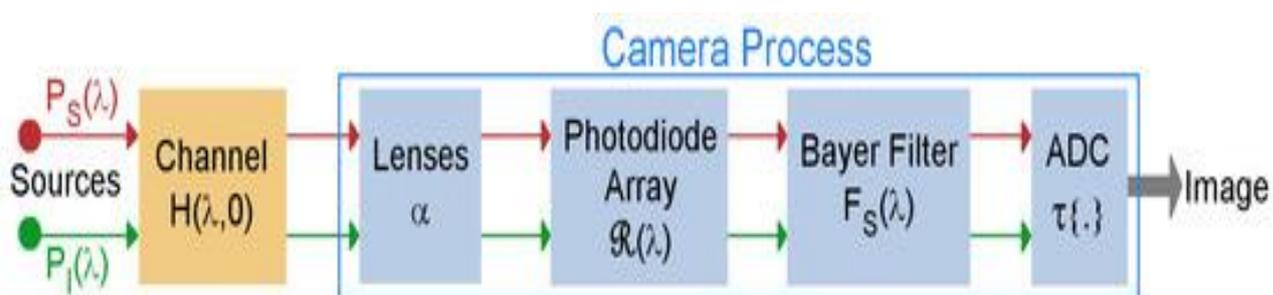


Рисунок 8 – Схема системи ОСС

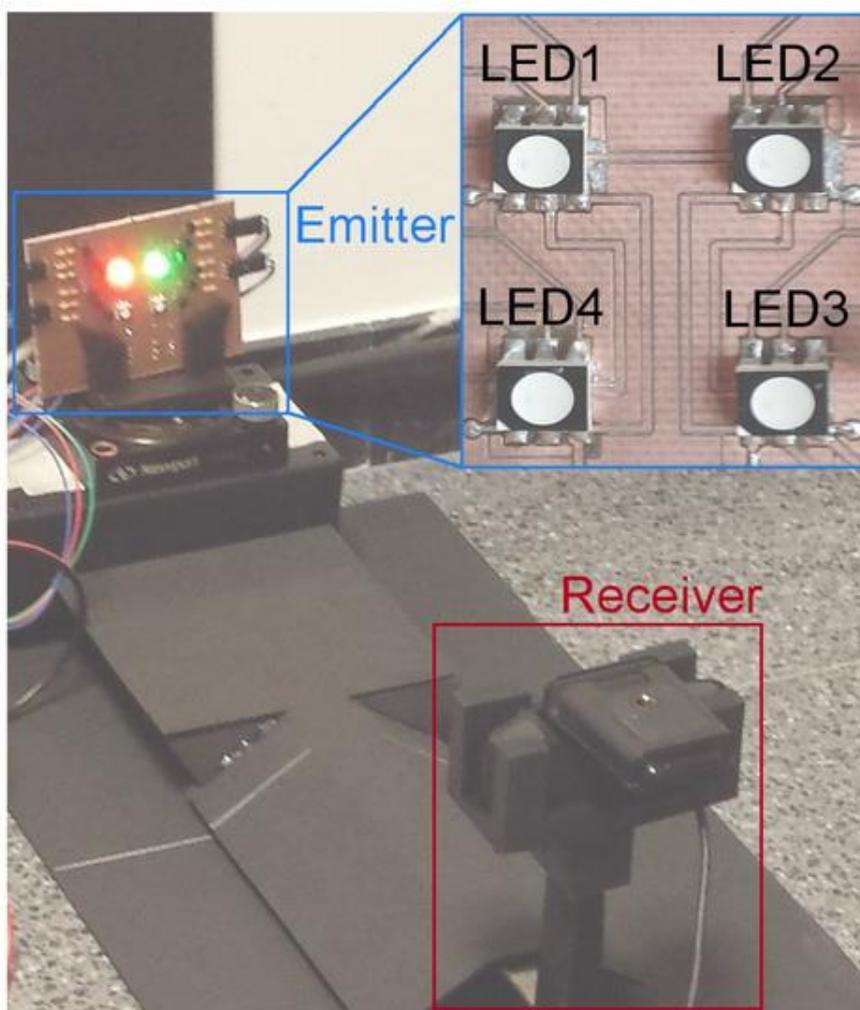


Рисунок 9 – Реалізований експериментальний тестовий стенд.

Випромінювачем є розроблена плата, керована ззовні. У цьому випадку верхні світлодіоди світилися червоним (LED1) та зеленим (LED2) кольорами. Приймач, веб-камера USB, керувався ПК та був розташований над рейкою на відстані 40 см від передавача

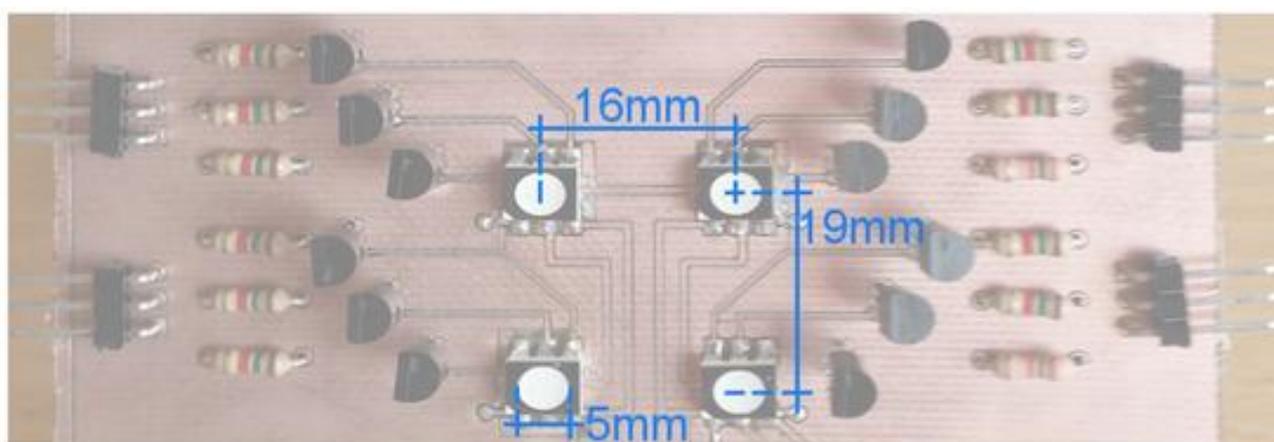


Рисунок 10 – Розроблена плата світлодіодів з відстанями між її елементами

$$NPSIR_{dB} = 20 \cdot \log \left[\frac{Pix_S}{Pix_I} \cdot \frac{\sum_{\lambda=385}^{745} (P_I(\lambda)R(\lambda)F_S(\lambda))}{\sum_{\lambda=385}^{745} (P_S(\lambda)R(\lambda)F_S(\lambda))} \right]$$

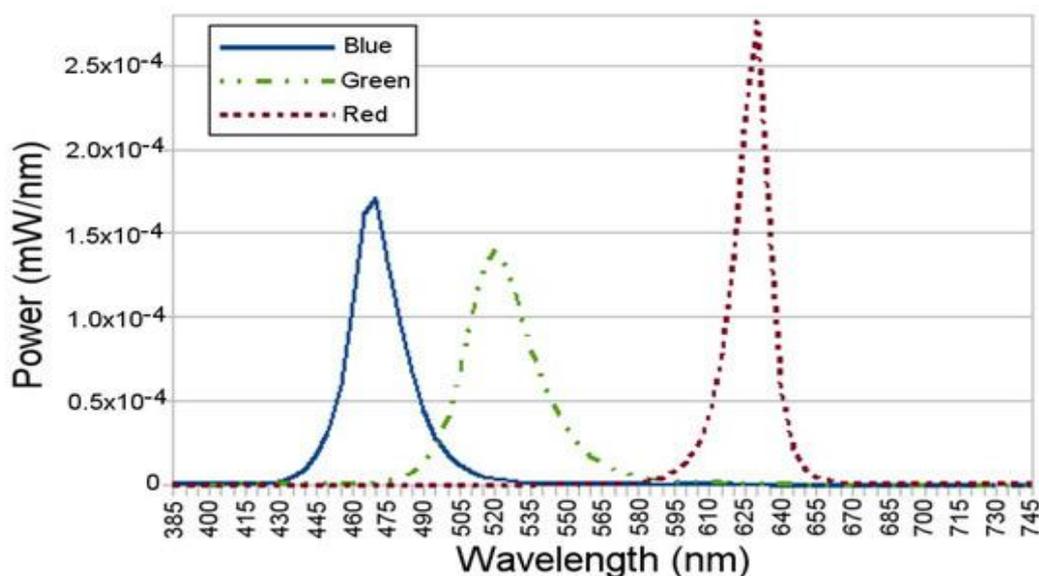


Рисунок 11 – Оптична потужність, що випромінюється верхнім лівим світлодіодом розробленої плати, увімкненим відповідно синім, зеленим та червоним кольорами, дані отримані за допомогою оптичного аналізатора спектру

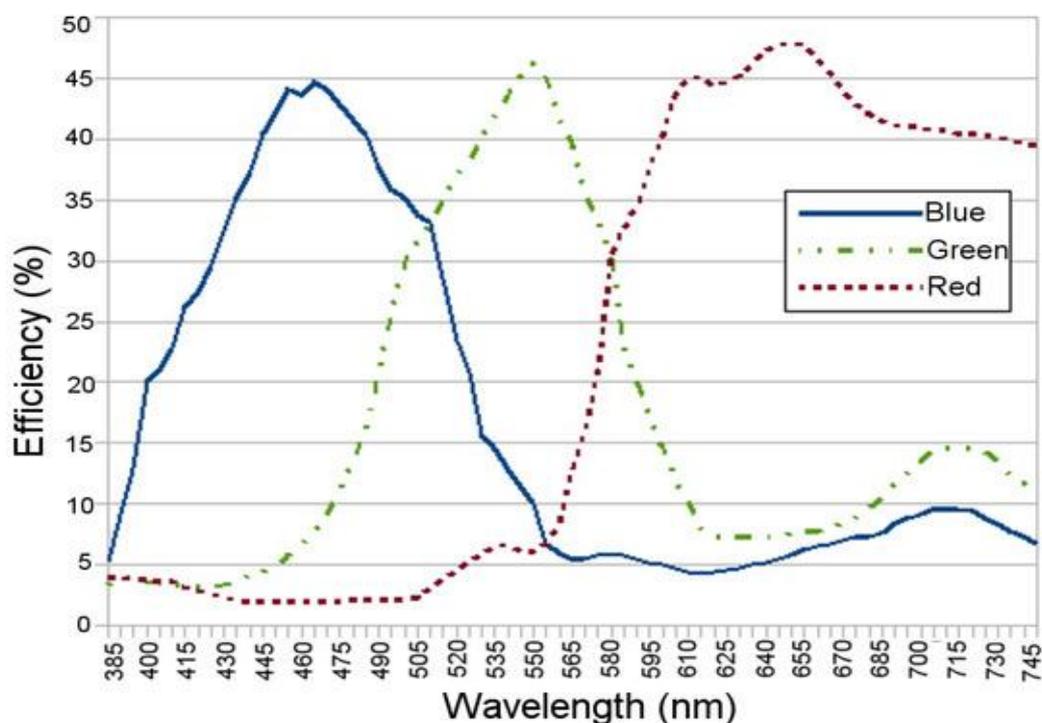


Рисунок 12 – Відповідь фільтра Баєра веб-камери для синього, зеленого та червоного кольорів відповідно

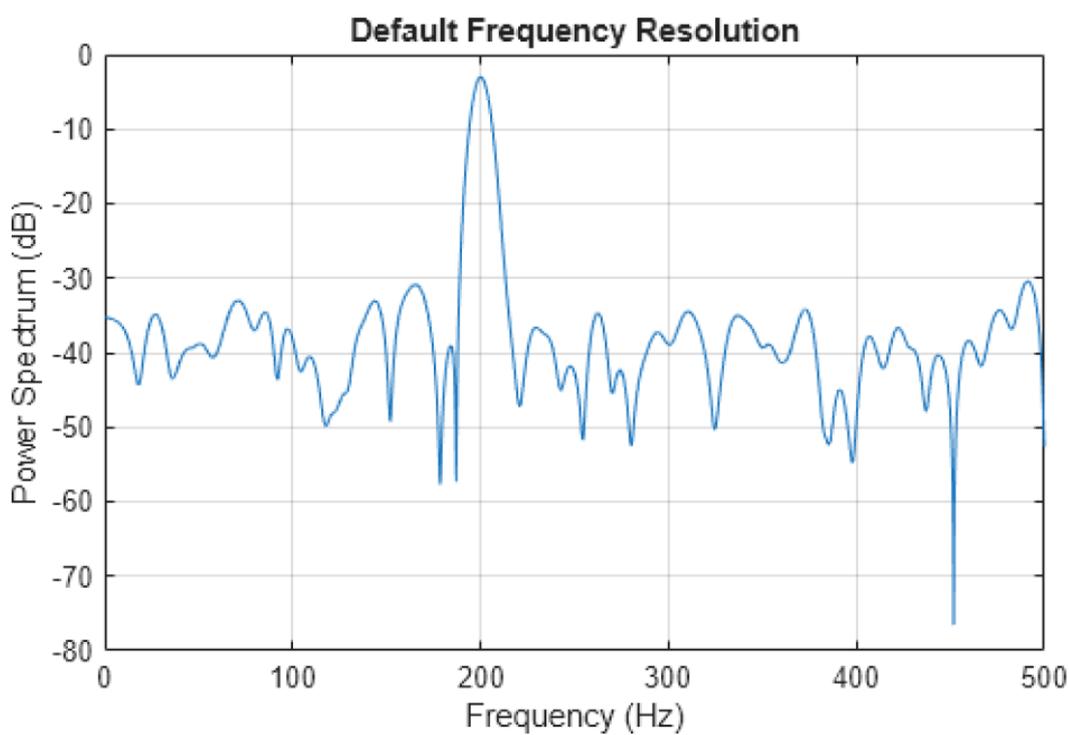


Рисунок 13 – Спектр потужності сигналу

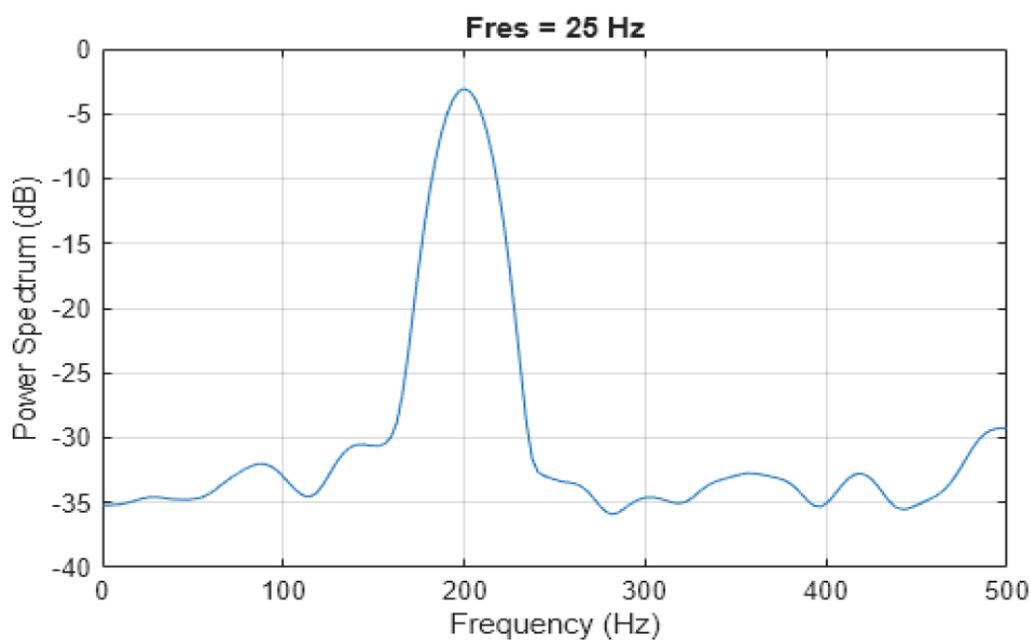


Рисунок 14 – Графік спектру за допомогою функції `pspectrum` без вихідних аргументів

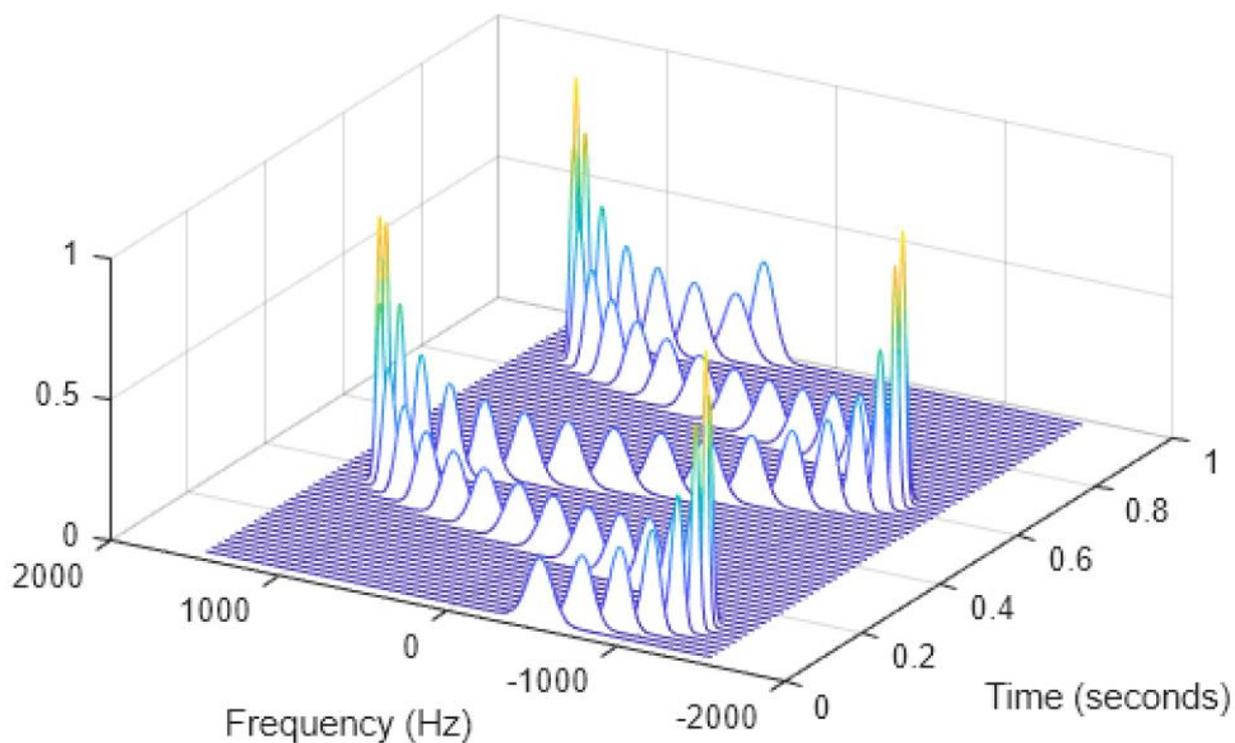


Рисунок 15 – Каскадна діаграма

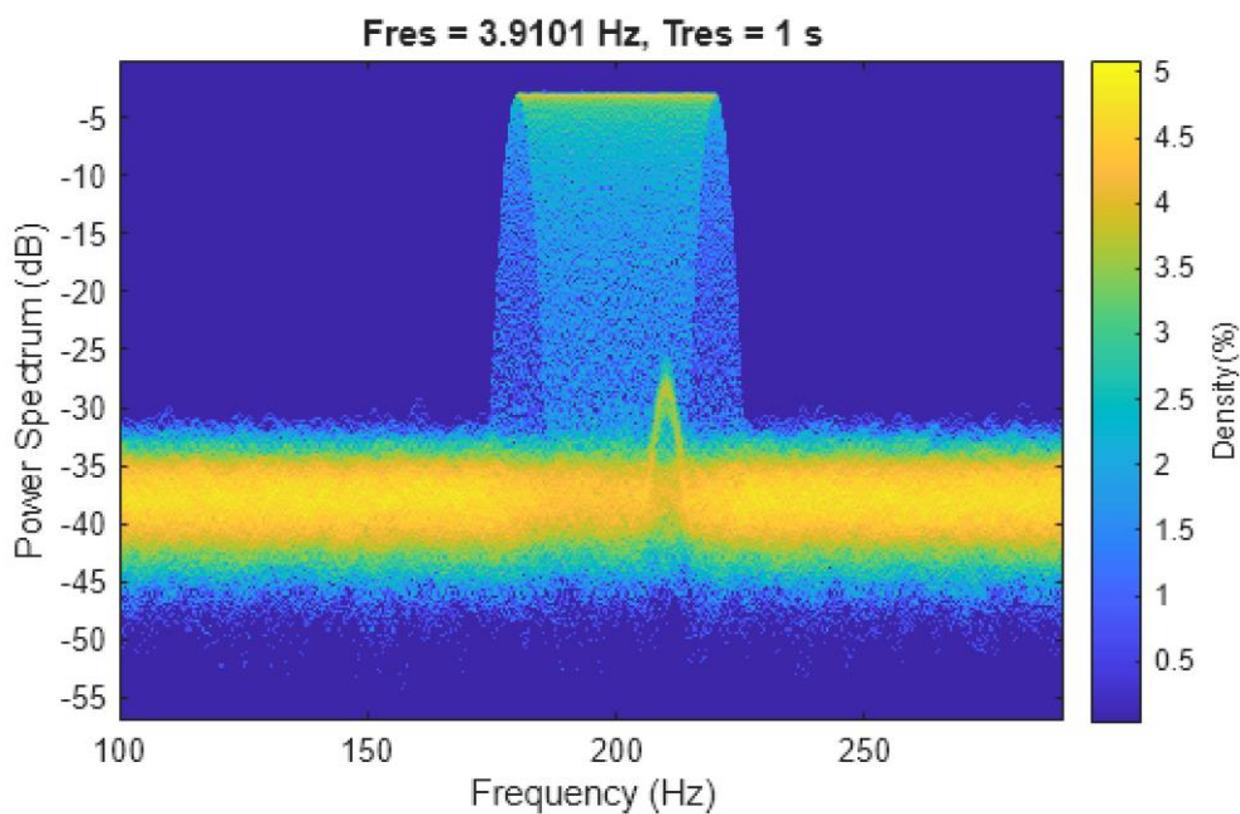


Рисунок 16 – Спектр персистенції сигналу

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ

**ПАРАМЕТРИЧНІ СЕНСОРИ ПОТУЖНОСТІ ОПТИЧНОГО
ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ**

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: «Параметричні сенсори потужності оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж»

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)

Підрозділ Кафедра ІРТС
(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 0,95%

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

- Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.
- У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

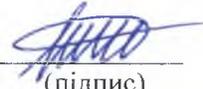
Експертна комісія:

Семенов А.О. – д.т.н., професор каф. ІРТС
(прізвище, ініціали, посада)

Осадчук О.В. – д.т.н., професор, зав. каф. ІРТС
(прізвище, ініціали, посада)


(підпис)


(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку  Семенов А.О.
(підпис) (прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

Керівник  Осадчук Я.О. – д.т.н., доцент каф. ІРТС
(підпис) (прізвище, ініціали, посада)

Здобувач  Хоровинчук М.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)