

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:

### «РАДІОТЕХНІЧНІ ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ДЛЯ ІОТ СИСТЕМ»

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-22м  
спеціальності 172 – Телекомунікації  
та радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Христич О.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС

Осадчук В.С.

(прізвище та ініціали)

«14» 12 2023 р.

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

Семенова О.О.

(прізвище та ініціали)

«15» 12 2023 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н. проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

«18» 12 2023 р.

Вінниця ВНТУ - 2023 рік

Вінницький національний технічний університет  
Факультет інформаційних електронних систем  
Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем  
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)  
Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації  
Спеціальність – 172 Телекомунікації та радіотехніка  
Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2023 року

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

Христичу Олексію Олександровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем»

керівник роботи д.т.н., проф., професор кафедри ІРТС Осадчук В.С.

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від «18» 09.2023 р. №247.

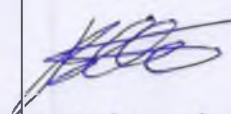
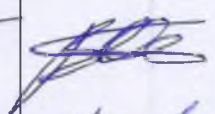
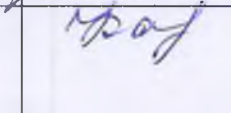
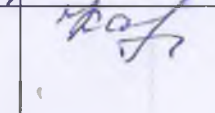
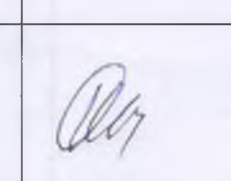
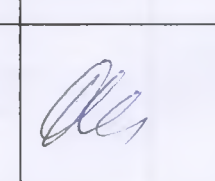
2. Строк подання студентом роботи 15.12.2023р.

3. Вихідні дані до роботи: Робочий діапазон частот від 1 кГц до 5 МГц. Напруга живлення 1,8-5В. Струм споживання 1,5-150мА. Діапазон вимірювання індукції магнітного поля 0-15мТ.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Аналіз радіотехнічних пристроїв вимірювання магнітного поля для IoT систем. Розробка радіотехнічного пристрою вимірювання магнітного поля із підтримкою машинного навчання Edge. Розробка аналогового інтерфейсу з демодулятором DBPSK для бездротових мережевих датчиків магнітного поля. Економічна частина. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Схематичний вигляд принципу роботи та оцінка розмірів датчика резонансного магнітного поля. Тривимірний схематичний вигляд структурної конфігурації та принципу роботи датчика резонансного магнітного поля. Орієнтовний діапазон чутливості різних датчиків магнітного поля. Чотири орієнтації центру NV у кристалічній структурі алмазу. Схема експериментальної установки ODMR. Зразкова візуалізація отриманих даних. Використані архітектури нейронної мережі повнозв'язаної нейронної мережі та згорткової нейронної мережі. Архітектура розроблюваного приймача RX. Структура запропонованого демодулятора DBPSK.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	д.т.н., проф., проф., каф. ІРТС Осадчук В.С.		
Економічна частина	доцент каф. ЕПВМ, доцент, к.е.н., Кавецький В.В.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	професор кафедри БЖДПБ, професор, д.п.н., Дембіцька С.В.		

7. Дата видачі завдання 17.09.2023 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.	02.09.2023-07.09.2023	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2023-17.09.2023	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка завдання на МКР.	18.09.2023-27.09.2023	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	28.09.2023-10.10.2023	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	11.10.2023-04.11.2023	
6.	Розробка графічної частини МКР.	05.11.2022-13.11.2022	
7.	Економічна частина.	14.11.2023-20.11.2023	
8.	Охорона праці (ОП).	21.11.2022-25.11.2022	
9.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	26.11.2023-01.12.2023	
10.	Нормоконтроль.	02.12.2023-09.12.2023	
11.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	10.12.2023-18.12.2023	
12.	Захист МКР ЕК.	19.12.2023-21.12.2023	

Студент

(підпис)

Христич О.О.

Керівник роботи

(підпис)

Осадчук В.С.

## АНОТАЦІЯ

УДК 621.38

Христич О.О. Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2023. – 115с. На українській мові. Бібліогр: 68 назв; Табл.: 14; Рисунок 33.

У магістерській кваліфікаційній роботі подано огляд датчиків магнітного поля з резонансними структурами, виготовлених за технологією MEMS. Ця технологія дозволила розробити датчики магнітного поля на основі сили Лоренца з такими характеристиками, як малий розмір, мала вага, низьке енергоспоживання та висока продуктивність.

У другому розділі представлено дослідження та розробку нової, недорогої та автономної установки радіотехнічного пристрою вимірювання магнітного поля, яка використовує машинне навчання на вбудованому пристрої, так зване периферійне машинне навчання. Ми навчаємо штучну нейронну мережу за допомогою даних, отриманих із безперервної установки ODMR, а потім використовуємо цю попередньо навчену мережу на сенсорному пристрої для визначення величини магнітного поля із записаних спектрів ODMR. У запропонованій нами конфігурації датчика використовується недорога та малопотужна плата розробки мікроконтролера ESP32 для керування записом даних і передачі в безпроводну сенсорну мережу. У дослідженні підтвердження концепції які показують, що установка здатна вимірювати магнітні поля з високою точністю та має потенціал для створення надійних і доступних датчиків із широким діапазоном вимірювань.

У третьому розділі розроблено повністю інтегрований AFE разом із демодулятором DPBSK реалізовано в процесі BCD 130 нм із розміром матриці  $0,7 \text{ мм}^2$ . Споживана потужність запропонованого демодулятора DPBSK становить  $0,75 \text{ мВт}$  для виявлення даних і відновлення тактового сигналу. Експериментальні результати показують, що система пропонує максимальну швидкість передачі даних  $32 \text{ кбіт/с}$ , коли несуча частота становить  $128 \text{ кГц}$ .

Ключові слова: радіотехнічний пристрій вимірювання, індукція магнітного поля, магніточутливість, IoT система, безпроводна сенсорна мережа, мікроконтролер, периферійне машинне навчання.

## ABSTRACT

Hristych O.O. Radio engineering magnetic field measuring devices for IoT systems. Master's qualification thesis. – Vinnytsia: VNTU, 2023. – 115p. In Ukrainian language. Bibliography: 68 titles; Figure 33.

The master's work provides an overview of magnetic field sensors with resonant structures manufactured using MEMS technology. This technology has enabled the development of magnetic field sensors based on the Lorentz force with characteristics such as small size, light weight, low power consumption, and high performance.

The second chapter presents the research and development of a new, low-cost, and self-contained magnetic field measuring radio setup that uses on-board machine learning, the so-called peripheral machine learning. We train an artificial neural network using data obtained from a continuous ODMR setup and then use this pre-trained network on the sensor device to determine the magnitude of the magnetic field from the recorded ODMR spectra. Our proposed sensor configuration uses a low-cost and low-power ESP32 microcontroller development board to control data recording and transmission to the wireless sensor network. In a proof-of-concept study, they show that the setup is capable of measuring magnetic fields with high precision and has the potential to create reliable and affordable sensors with a wide measurement range.

In the third section, a fully integrated AFE is developed together with a DPBSK demodulator implemented in a 130 nm BCD process with a die size of 0.7 mm<sup>2</sup>. The power consumption of the proposed DBPSK demodulator is 0.75 mW for data detection and clock recovery. Experimental results show that the system offers a maximum data rate of 32 kbps when the carrier frequency is 128 kHz.

Keywords: radio engineering measuring device, magnetic field induction, magnetosensitivity, IoT system, wireless sensor network, microcontroller, peripheral machine learning.

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	4
<b>1 АНАЛІЗ РАДІОТЕХНІЧНИХ ПРИСТРОЇВ ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ДЛЯ ІОТ СИСТЕМ</b> .....	7
1.1 Датчики резонансного магнітного поля.....	7
1.2 П'єзорезистивне зондування.....	12
1.3 Оптичне зондування.....	16
1.4 Ємнісне зондування .....	20
1.5 Порівняння датчиків магнітного поля.....	23
1.6 Датчики магнітного поля, виготовлені за технологією MEMS .....	26
1.7 Тенденції та виклики.....	29
1.8 Висновки до розділу.....	31
<b>2 РОЗРОБКА РАДІОТЕХНІЧНОГО ПРИСТРОЮ ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ІЗ ПІДТРИМКОЮ МАШИННОГО НАВЧАННЯ EDGE</b> .....	32
2.1 Первинний чутливий до магнітного поля пристрій.....	32
2.2 Розробка експериментальної установки .....	36
2.3 Магніточутливий елемент на основі алмазної структури .....	37
2.4 Edge Machine Learning для спектрального аналізу ODMR .....	39
2.5 Архітектура нейронної мережі.....	42
2.6 Частота повторення вимірювань магнітного поля .....	47
2.7 Трансїмпедансний підсилювач.....	48
2.8 Інвертуючий буфер.....	50
2.9 Вирахування величини магнітного поля в спектрах ODMR за допомогою автоматичного пошуку піків .....	51
2.10 Перспективи подальшого дослідження.....	51
2.11 Висновки до розділу.....	53
<b>3 РОЗРОБКА АНАЛОГОВОГО ІНТЕРФЕЙСУ З ДЕМОДУЛЯТОРОМ DBPSK ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ МЕРЕЖЕВИХ ДАТЧИКІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ</b> .....	55
3.1 Розробка аналогового інтерфейсу з некогерентним демодулятором цифрової двійкової фазової маніпуляції .....	55
3.2 Загальна архітектура приймача RX .....	57
3.3 Аналіз компаратора гістерезису .....	59
3.4 Демодулятор DBPSK.....	60
3.5 Аналоговий інтерфейс .....	62
3.6 Експериментальні результати досліджень інтегрованого AFE з демодулятором DBPSK для вимірювання магнітного поля .....	64

3.7 Висновки до розділу.....	67
<b>4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА .....</b>	<b>68</b>
4.1 Оцінювання наукового ефекту.....	68
4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	71
4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи .....	83
4.4 Висновок до розділу .....	84
<b>5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ .....</b>	<b>85</b>
5.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	85
5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії .....	88
5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи РЕС радіотехнічних пристроїв вимірювання магнітного поля для IoT систем в умовах дії загрозливих чинників НС .....	94
5.4 Висновок до розділу .....	96
<b>ВИСНОВКИ.....</b>	<b>97</b>
<b>СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....</b>	<b>99</b>
Додаток А (обов'язковий). Ілюстративна частина.....	105
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки магістерської кваліфікаційної роботи .....	115

## ВСТУП

### Актуальність теми

Тенденція в датчиках магнітного поля спрямована на пристрої з вищою чутливістю та роздільною здатністю, меншим розміром, меншим споживанням енергії та мінімальною вартістю, хоча покращення чутливості не залежить від розміру, потужності та вартості, і для кожного застосування це необхідно зробити компроміс між цими факторами [1-6]. Нові датчики магнітного поля мають покращити матеріали, обробку, виробництво та сумісність з електронними системами, а також зменшити вартість електроніки обробки сигналів. Крім того, майбутні ринки вимагатимуть розробки мультисенсорів на одному чіпі для вимірювання різних параметрів, таких як магнітне поле, тиск, прискорення та температура [7-12]. Ці мультисенсори включатимуть кілька мікроструктур, перетворювачів та електронних схем на одній підкладці з використанням монолітного виготовлення, що матиме такі важливі переваги, як компактна структурна конфігурація, малий розмір, низька вартість, мінімальне енергоспоживання та висока функціональність без погіршення чутливості. і роздільна здатність. Ця інтеграція є складним завданням, коли технологія MEMS може скористатися перевагами звичайних технологій.

Нові застосування датчиків магнітного поля включають виявлення біомолекул [13-14], що має низку переваг перед класичним методом виявлення, наприклад швидкі результати, виявлення кількох аналітів і низька ціна [15]. Інші додатки потребують оцінки залишкових і прикладених напруг в інженерних конструкціях для надання ранніх індикацій напруженого стану та можливого руйнування конструкцій [16]. Наприклад, якщо магнітний метал деформується, він перетворюється з немагнітного стану в магнітний стан, який називається магнітною пам'яттю металу (МММ) або залишковим магнітним полем (РМП) [17]. Ще один ринок майбутнього – індустрія мобільних телефонів, якій для GPS-навігації знадобляться електронні компаси на основі датчиків магнітного поля.

Завданням датчиків магнітного поля є придушення будь-якого фонових шуму. Межею продуктивності майбутніх датчиків магнітного поля будуть коливання магнітного поля Землі через геологічні ефекти. Крім того, для майбутніх датчиків магнітного поля рекомендується: спростити основну фізику датчика, правила проектування та функціональність; збільшити їх добротність і динамічний діапазон; для зменшення розміру, низької потужності, зсуву вихідного відгуку та температурної залежності.

У майбутньому датчики резонансного магнітного поля на основі технології MEMS можуть використовуватися переважно на ринках автомобільної



промисловості, засобів зв'язку та споживчої електроніки. Вартість цих датчиків буде залежати головним чином від обсягу виробництва та комплексу їх упаковки та обробки сигналів. Наприклад, в автомобільних додатках акселерометр AIS326DQ від компанії STMicroelectronics зареєстрував у 2008 році ціну близько 3,75 доларів США за масове виробництво від 100 000 штук. Цей акселерометр виготовлено за технологією MEMS і має ємнісний датчик та інтерфейс ІС. Таким чином, датчики магнітного поля наступного покоління, виготовлені за технологією MEMS, можуть мати низьку вартість для великого обсягу виробництва. Хоча спочатку ця технологія повинна усунути негативний вплив на роботу датчика, спричинений змінами температури та тиску. Крім того, буде потрібно скоротити час на етапі проектування датчика та оптимізувати його продуктивність. Крім того, знадобляться дослідження нових матеріалів з кращими механічними та електричними властивостями та розробка більш ефективних тестів на надійність резонансних датчиків.

#### **Мета і задачі дослідження**

*Метою роботи* є підвищення чутливості та точності вимірювання магнітного поля для IoT систем за рахунок методу безконтактного перетворення індукції магнітного поля в частотний сигнал за допомогою радіотехнічних пристроїв вимірювання магнітного поля, у якому магніточутливий елемент виконує роль чутливого і активного елемента.

*Об'єктом дослідження* є процес вимірювання індукції магнітного поля.

*Предметом дослідження* є радіотехнічних пристроїв вимірювання магнітного поля для IoT систем.

Поставлена мета в магістерській кваліфікаційній роботі можлива за рахунок розв'язання наступних *задач*:

1. Провести аналіз методів і пристроїв вимірювання індукції магнітного поля та обґрунтувати переваги пристроїв на основі MEMS магніточутливих елементів.

2. Провести дослідження та розробку автономної установки радіотехнічного пристрою вимірювання магнітного поля, яка використовує машинне навчання на вбудованому пристрої, так зване периферійне машинне навчання.

3. Розглянути нейронну мережу за допомогою даних, отриманих із безперервної установки ODMR, а потім використати цю попередньо навчену мережу на сенсорному пристрої для визначення величини магнітного поля із записаних спектрів ODMR.

4. Розробити структурну схему радіотехнічної вимірювальної системи для конфігурування датчика магнітного поля на основі плати розробки

мікроконтролера ESP32 для керування записом даних і передачі в безпроводну сенсорну мережу.

5. Розробити повністю інтегрований AFE разом із демодулятором DPBSK.

6. Провести експериментальні дослідження.

*Методи дослідження* базуються на використанні рівнянь математичної фізики; основних положень теорії функції комплексної змінної; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл; теорії вимірювань для оцінювання метрологічних характеристик запропонованого пристрою.

### **Наукова новизна одержаних результатів**

1. Проведено дослідження та розробку нової, недорогої та автономної установки радіотехнічного пристрою вимірювання магнітного поля, яка використовує машинне навчання на вбудованому пристрої, так зване периферійне машинне навчання.

2. Проведено дослідження по навчанню штучної нейронної мережі за допомогою даних, отриманих із безперервної установки ODMR, а потім використано цю попередньо навчену мережу на сенсорному пристрої для визначення величини магнітного поля із записаних спектрів ODMR. У запропонованій конфігурації датчика використовується дешева та малопотужна плата розробки мікроконтролера ESP32 для керування записом даних і передачі в безпроводну сенсорну мережу.

3. У дослідженні підтверджено концепції які показують, що установка здатна вимірювати магнітні поля з високою точністю та має потенціал для створення надійних і доступних датчиків із широким діапазоном вимірювань.

### **Практичне значення одержаних результатів**

Розроблено повністю інтегрований AFE разом із демодулятором DPBSK реалізовано в процесі BCD 130 нм із розміром матриці 0,7 мм<sup>2</sup>. Споживана потужність запропонованого демодулятора DPBSK становить 0,75 мВт для виявлення даних і відновлення тактового сигналу. Експериментальні результати показують, що система пропонує максимальну швидкість передачі даних 32 кбіт/с, коли несуча частота становить 128 кГц.

### **Особистий внесок здобувача**

Основні положення і результати магістерської кваліфікаційної роботи отримані автором практично самостійно в науковій школі д.т.н., проф. Осадчука О.В.

**Структура і обсяг роботи.** Магістерська кваліфікаційна робота складається зі вступу, 5 розділів, висновків, додатків та переліку посилань.

# 1 АНАЛІЗ РАДІОТЕХНІЧНИХ ПРИСТРОЇВ ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ДЛЯ ІОТ СИСТЕМ

## 1.1 Датчики резонансного магнітного поля

У цьому розділі представлено принцип дії та методи детектування датчиків магнітного поля MEMS на основі резонансних структур. Більшість датчиків резонансного магнітного поля використовують принцип сили Лоренца, коли сила Лоренца збільшує зміщення резонансної структури, що можна виміряти за допомогою оптичних, п'єзорезистивних і ємнісних методів вимірювання.

Резонансна структура представляє посилений відгук на джерело збудження, що подається з частотою, що дорівнює резонансній частоті структури. Це підсилення зумовлене ефективною передачею енергії від джерела збудження до структури [1]. Структура, як правило, має нескінченну кількість резонансів або режимів вібрації; таким чином, резонансний датчик використовує структуру, яка працює на одній із цих частот (як правило, перший режим або частота вібрації є найбільш використовуваним). Таким чином, датчик на основі резонансної структури може досягати більших вихідних сигналів, підвищуючи свою чутливість.

Датчики резонансного магнітного поля використовують структури, які збуджуються на своїх резонансних частотах електростатичними силами або силами Лоренца. Ці конструкції зазвичай об'єднані балками без затискачів/затискачами з затискачами, пластинами кручення/згинання або їх масивом. Застосування зовнішніх магнітних полів змінює відхилення резонансної структури, які можна виявити за допомогою оптичних, ємнісних і п'єзорезистивних методів вимірювання. Наприклад, резонансна конструкція, заснована на затиснутій балці, має свою першу резонансну частоту, пов'язану з її першою модою вібрації при згині, як показано на рисунку 1.1(a,b).

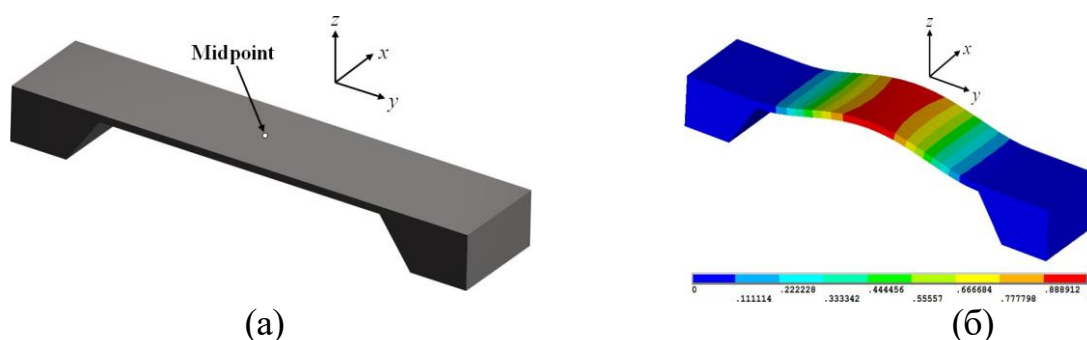


Рисунок 1.1 – (а) Затиснута-затиснута балка та (б) пов'язана з нею перша мода вібрації

Якщо цей промінь піддається впливу джерела збудження з частотою, що дорівнює його першій резонансній частоті, то промінь матиме максимальне відхилення в своїй середній точці. Джерелом збудження може бути сила Лоренца внаслідок взаємодії між зовнішнім магнітним полем і змінним струмом збудження. Для цього на поверхню затиснутої балки поміщають алюмінієву петлю, всередині якої протікає струм збудження ( $I$ ) з частотою, що дорівнює першій резонансній частоті балки (див. рис. 1.2). Коли промінь піддається впливу зовнішнього магнітного поля ( $B_x$ ) у напрямку  $x$ , тоді генерується сила Лоренца ( $F_L$ ). Ця сила може бути визначена:

$$F_L = IB_x L_y,$$

де  $L_y$  – довжина алюмінієвої петлі, перпендикулярної до магнітного поля.

Сила Лоренца діє як джерело збудження на затиснутій-затиснутій балці, викликаючи посилене відхилення в середній точці. Таким чином, величина прогину балки залежить від амплітуди сили Лоренца, яка прямо пропорційна  $I$  і  $B_x$ .

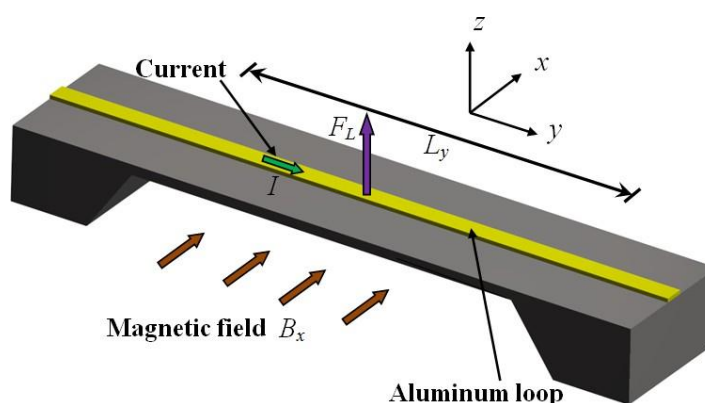


Рисунок 1.2 – Схематичний вигляд принципу сили Лоренца, що діє на затиснуту-затиснуту балку

Метод Релея є ефективною альтернативою для визначення першої резонансної частоти суцільних структур. Цей метод визначає резонансну частоту ( $f_{res}$ ) через відношення максимальної потенційної енергії ( $U_{max}$ ) до максимальної кінетичної енергії ( $T_{max}$ ) структури [2]. Таким чином,  $f_{res}$  отримано:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{U_{max}}{T_{max}} \right)^{1/2}$$

де

$$U_{max} = \int_L EI \left( \frac{\partial^2 z(y)}{\partial y^2} \right)^2 dy$$

$$T_{max} = \int_L \rho A (z(y))^2 dy$$

де  $L$  — довжина резонансної структури,  $E$  — модуль пружності,  $I$  — момент площі поперечного перерізу,  $\rho$  — щільність,  $A$  — площа поперечного перерізу, а  $z(y)$  — функція прогину резонансної конструкції.

Перша резонансна частота конструкції прямо пропорційна її модулю пружності та моменту площі поперечного перерізу та обернено пропорційна її щільності та площі поперечного перерізу. Крім того, залишкові напруги на конструкції можуть впливати на її резонансну частоту [3]. Тому зміна цих параметрів змінить величину резонансної частоти.

Іншим важливим параметром у роботі резонансних структур є ефект демпфування, який обмежує максимальну амплітуду конструкції [4]. Рівень демпфування резонансної конструкції визначається за допомогою її добротності  $Q$ , яка вимірює величину втрат під час роботи резонансної конструкції.  $Q$  визначається як відношення загальної енергії, збереженої в конструкції ( $E_M$ ), до коефіцієнта енергії, втраченої за цикл ( $E_C$ ) через ефект демпфування:

$$Q = 2\pi \frac{E_M}{E_C}$$

Висока добротність передбачає виражений резонанс структури (див. рис. 1.3), що може покращити продуктивність і роздільну здатність резонатора. Якщо структура має високий коефіцієнт добротності, то для підтримки постійної амплітуди резонансу буде потрібно мало енергії, а електронні схеми матимуть мінімальний вплив на резонансну частоту [5]. Крім того, висока добротність вказує на те, що резонансна структура має низьку чутливість до механічних збурень з навколишнього середовища (наприклад, механічних коливань) [6].

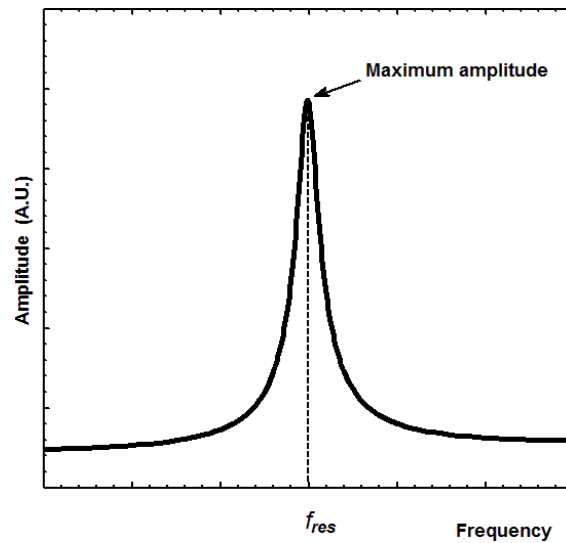


Рисунок 1.3 – Типова амплітудна (умовні одиниці) характеристика резонансної конструкції з високою добротністю.

Як правило, загальний коефіцієнт якості ( $Q_T$ ) резонансної конструкції залежить від наступних трьох джерел демпфування [7]: 1) енергії, що розсіюється в навколишній рідині ( $1/Q_a$ ), 2) енергії, що подається через опору конструкції в навколишнє середовище, тверде тіло ( $1/Q_l$ ) і 3) енергія, втрачена всередині матеріалу конструкції ( $1/Q_i$ ). Тоді  $Q_T$  визначається як:

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_a} + \frac{1}{Q_l} + \frac{1}{Q_i}$$

За атмосферного тиску зазвичай найбільша втрата енергії резонансною структурою пов'язана з розсіюванням енергії в навколишній рідині. Ця втрата енергії зумовлена взаємодією резонансної структури з навколишньою рідиною (наприклад, повітрям), і її значення залежить від тиску навколишньої рідини, природи рідини, розміру та форми резонансної структури, типу вібрації, і його відстань (зазор) відносно суміжних поверхонь [7]. Коефіцієнт якості ( $Q_a$ ), пов'язаний із цією втратою енергії, має важливий приріст, коли тиск рідини зменшується до значень, близьких до вакууму [8]. У цьому випадку резонансна структура буде мати більші амплітуди, що підвищує чутливість і роздільну здатність резонансного датчика. Отже, цей датчик покращить свою продуктивність за допомогою вакуумної упаковки.

Енергія, розсіювана структурним демпфуванням ( $1/Q_l$ ), зумовлена енергією, що передається від резонансної структури за допомогою її опор до

навколишньої конструкції. Цю енергію можна зменшити за допомогою відповідної конструкції конструкції, такої як збалансована резонансна структура, розміщення опору конструкції у вузлах її режиму коливань, а також за допомогою системи розв'язки між конструкцією та її опорою [7].

Нарешті,  $Q_i$  пов'язаний із механізмами втрати енергії всередині матеріалу резонансної структури. Ці внутрішні втрати енергії зумовлені термопружним затуханням, взаємодією фононів, рухом дислокацій і розсіюванням на домішках [7].

Більшість резонансних структур на основі технології MEMS виготовляються на кремнієвих пластинах, модуль пружності яких залежить від температури. Наприклад, кремнієві пружні модулі як функцію температури для  $250 \text{ K} < T < 600 \text{ K}$  розраховуються [8]:

$$E(T) = E_0(1 - 9.4 \times 10^{-5} T)$$

де  $T$  — температура в Кельвінах (K), а  $E_0$  — модуль пружності кремнію при кімнатній температурі.

Крім того, коефіцієнт теплового розширення кремнію ( $\alpha_{Si}$ ) зростає з температурою, і його величина для  $120 \text{ K} < T < 1500 \text{ K}$  визначається [9]:

$$\alpha_{Si}(T) = 3.725 \times 10^{-6} \left( 1 - e^{-5.88 \times 10^{-3}(T-124)} \right) + 5.548 \times 10^{-10} T$$

Теплопровідність кремнію ( $k_{Si}$ ) зростає з температурою, відповідно до наступного виразу для  $300 \text{ K} < T < 400 \text{ K}$  [9]:

$$k_{Si}(T) = 309 - 0.51T$$

Температура впливає на продуктивність резонансного датчика, де підвищення температури впливає на властивості матеріалу (наприклад, модуль пружності, коефіцієнт теплового розширення та теплопровідність) і створює напруги всередині резонансної структури [9]. Зміна модуля пружності змінює резонансну частоту датчика, а генерація надмірних внутрішніх напруг викликає деформації в його структурі, змінюючи мікроструктуру його матеріалу [10]. Ці внутрішні напруги зміщують резонансну частоту структур; наприклад, у випадку затиснутих затиснутих і незакріплених балок внутрішні напруги стиснення зменшують резонансну частоту балок. Однак вони мають приріст своєї резонансної частоти, коли піддаються розтягувальним внутрішнім

напругам [10]. Крім того, високі температури можуть викликати корозію, зношування та погіршення продуктивності резонансного датчика [10]. Враховуючи ці недоліки резонансних датчиків MEMS, стабільність температури є критичною проблемою під час роботи резонансного датчика, і її потрібно контролювати за допомогою електронних схем компенсації.

Тиск навколишньої рідини на резонансну структуру є ще одним параметром, який впливає на її резонансну частоту. Наприклад, надмірний тиск на закріплені та вільні балки може викликати напруги розтягування або стиснення, змінюючи їхні резонансні частоти.

## 1.2 П'єзорезистивне зондування

У цьому підрозділі обговорюються датчики резонансного магнітного поля на основі технології MEMS з п'єзорезистивним датчиком.

На рисунку 1.4 показано принцип роботи датчика магнітного поля MEMS, який використовує резонансну структуру. Структура складається з двох U-подібних мікропроменів без затискачів, які з'єднані з кремнієвою підкладкою. Датчик використовує п'єзорезистивний датчик через міст Вітстона з двома активними (розміщеними на мікропроменях) і двома пасивними п'єзорезисторами (нанесеними на підкладку). Активні п'єзорезистори можуть змінювати величину опору, тоді як пасивні п'єзорезистори мають фіксоване значення опору. За допомогою алюмінієвої петлі подається змінний струм збудження (I) з частотою, що дорівнює резонансній частоті мікропучків. Коли структура піддається впливу зовнішнього магнітного поля (в одиницях тесла)  $V_x$  у напрямку  $x$ , тоді генерується сила Лоренца.

Сила Лоренца створює поздовжню деформацію на двох активних п'єзорезисторах, змінюючи їхні значення опору, задані за формулою:

$$\Delta R = G \varepsilon_x R$$

де  $\Delta R$  – зміна опору кожного змінного п'єзорезистора,  $G$  – калібрувальний коефіцієнт п'єзорезистора, а  $R$  – опір кожного п'єзорезистора.

Зміна опору активних п'єзорезисторів викликає зсув вихідної напруги ( $V_{out}$ ) моста Вітстона. Для цього випадку  $V_{out}$  визначається:

$$V_{out} = \frac{\Delta R}{2R + \Delta R} V_{bias}$$

де  $V_{bias}$  — напруга зміщення моста Вітстона.



Чутливість датчика (S) визначається як відношення зміни вихідної напруги до діапазону зовнішнього магнітного поля ( $\Delta B_x$ ):

$$S = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta B_x}$$

Отже, величина зовнішнього магнітного поля вимірюється через вихідну напругу моста Уїтстона. П'єзорезистивний датчик простий і легкий у використанні в датчиках резонансного магнітного поля на основі технології MEMS. У наступних абзацах представлено три типи цих датчиків із п'єзорезистивним датчиком.

Berouille та ін. [11] розробили датчик магнітного поля з резонансними U-подібними мікропроменями з кремнію шириною 80 мкм і довжиною 520 мкм [див. рис. 1.4(a)]. Мікропромені містять плоску алюмінієву котушку з 80 витків (не зображено) і два п'єзорезистивних тензодатчика з полікремнію, з'єднані з мостом Уїтстона. Сила Лоренца ( $F_L$ ) виходить із взаємодії між магнітним полем ( $B_x$ ) і електричним струмом (I), що протікає через котушку, яка відхиляє мікропромені та напружує п'єзорезистивні датчики. Таким чином, вихідна напруга моста Уїтстона зсувається залежно від прикладеного магнітного поля. Розміри U-подібних мікропроменів показані на рис.1.4 (b).

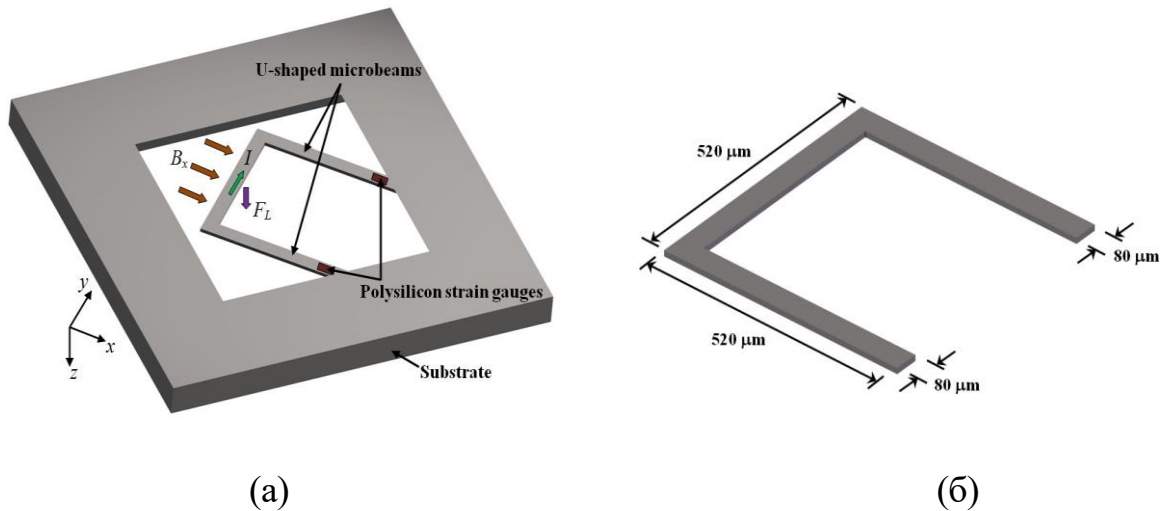


Рисунок 1.4 – (a) Схематичний вигляд принципу роботи та (b) розміри резонансних U-подібних мікропроменів, які використовуються датчиком магнітного поля, розробленим Bernouille et al

Сенсор Berouille виготовляється за допомогою промислового процесу CMOS з наступною обробкою для випуску мікропроменів. Датчик має резонансну частоту 8,97 кГц, добротність 59, масу 750 нг, чутливість 530 мВТ-1, теоретичну роздільну здатність 10 мкТл і тепловий шум.

На рис.1.5(a) (та наведено в додатку А рис.1) показано датчик магнітного

поля, розроблений Sunier et al. [12], який складається з кремнієвого резонатора на основі мікропроменів без затискачів з планарною алюмінієвою котушкою. Ця котушка має вісім витків (по чотири витки з кожним із двох металевих шарів), що забезпечує кращий рівномірний розподіл електричного потенціалу навколо п'єзорезистивних елементів детектування. Цей датчик використовує принцип сили Лоренца та забезпечує частотний вихід. Мікропромені стабільно вібрують на своїй резонансній частоті завдяки тепловому спрацьовуванню двох нагрівальних резисторів. Ця частота є функцією еквівалентної маси мікропроменів і постійної пружини. Взаємодія між магнітним полем ( $B_x$ ) і електричним струмом ( $I$ ) створює силу Лоренца ( $F_L$ ) на кінчику мікропроменів, яка змінює їх еквівалентну пружину ( $F_L$  діє як додаткова сила пружини). Таким чином, зміна резонансної частоти залежить від прикладеного магнітного поля  $B_x$ , як показано:

$$\Delta f_{res} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{k - F_L / x}{m} \right)^{1/2}$$

де  $k$  — еквівалентна постійна пружини мікропучків,  $m$  — ефективна маса мікропучків,  $x$  — положення резонатора (відхилення).

Відхилення мікропроменів вимірюються за допомогою п'єзорезистивного датчика за допомогою Р-канальних транзисторів металооксидного напівпровідника (PMOS), з'єднаних у міст Уітстона, який розташований поблизу кінця кріплення мікропроменів.

Чутливість датчика ( $S$ ) визначається як відношення зміни резонансної частоти до діапазону прикладеного магнітного поля:

$$S = \frac{\Delta f_{res}}{\Delta B_x}$$

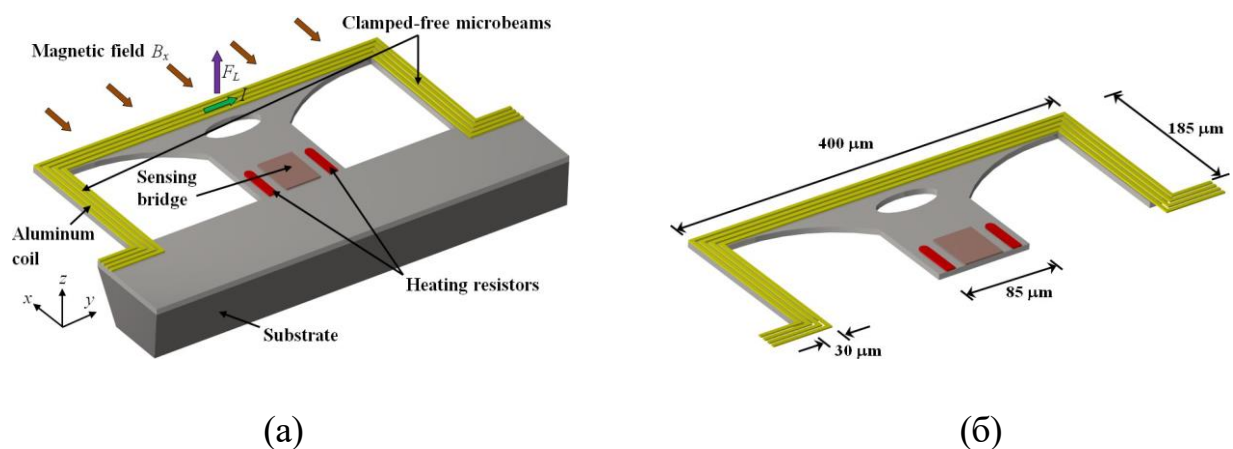


Рисунок 1.5 –(а) Схематичний вигляд принципу роботи та (б) оцінка розмірів датчика резонансного магнітного поля, розробленого Sunier et al

Сенсор Sunier також виготовляється за допомогою промислового процесу CMOS з наступним процесом мікрообробки для вивільнення мікропроменів. Датчик має резонансну частоту 175 кГц, добротність 600, чутливість  $60 \text{ кГцГ}^{-1}$ , роздільну здатність 1 мкТл і споживану потужність близько 5 мВт. Крім того, цей датчик має ефективну безперервну техніку компенсації зсуву, високу надійність, низьку перехресну чутливість і конкурентоспроможну вартість.

Herrera-May та ін. [13] повідомили про датчик магнітного поля на основі кремнієвої резонансної мікропластини ( $400 \times 150 \times 15 \text{ мкм}$ ) і чотирьох згинальних мікропроменів ( $130 \times 12 \times 15 \text{ мкм}$ ). Цей датчик заснований на принципі сили Лоренца та містить алюмінієву прямокутну петлю на кремнієвій пластині, як показано на рис.1.6(a). Змінний струм збудження ( $I$ ) протікає по алюмінієвій петлі під дією зовнішнього магнітного поля ( $B_x$ ), як показано на рис.1.6 (b), (та наведено в додатку А рис.2) Ця взаємодія породжує силу Лоренца ( $F_L$ ), яка спричиняє гойдалку на мікропланшеті та згинання мікропроменів. На них розташовано два активних п'єзореzystори, тоді як на кремнієвій підкладці розташовано два пасивних п'єзореzystори. Ці чотири п'єзореzystори (p-типу) з'єднані в міст Уїтстона. Коливання згинальних балок напружує активні п'єзореzystори, що змінює їхній опір і вихідну напругу моста Уїтстона. Потім величини магнітного поля перетворюються в електричний сигнал через міст Уїтстона.

Цей датчик, що очікує на патент, був розроблений для корпорації Tenaris TAMSA для вимірювання залишкових магнітних полів у зварних сталевих трубах. Цей датчик має резонансну частоту 136,52 кГц, добротність 842, чутливість  $0,403 \text{ мкВ}\mu\text{Тл}^{-1}$ , роздільну здатність 143 нТл із зміною частоти 1 Гц і споживану потужність менше 10 мВт. Крім того, конструкція датчика компактна і має високу добротність при тиску навколишнього середовища. Однак датчик зафіксував зсув і проблеми з лінійністю в діапазоні низьких магнітних полів.

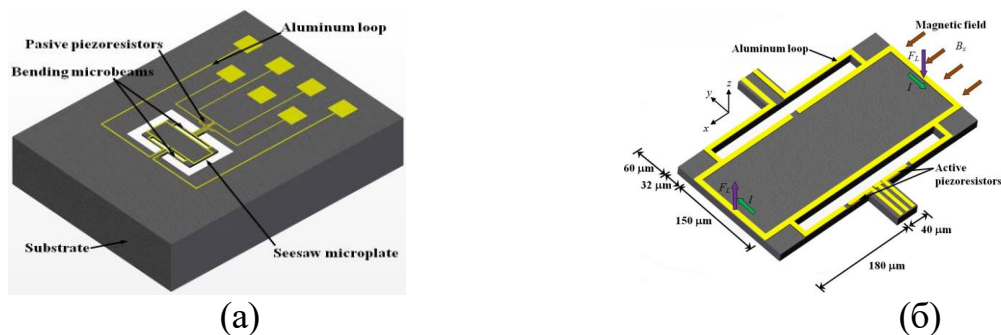


Рисунок 1.6 – Тривимірний схематичний вигляд (а) структурної конфігурації та (б) принципу роботи датчика резонансного магнітного поля, розробленого Herrera-May

Резонансні датчики з п'єзорезистивним датчиком вимагають простих схем зчитування, мають високу чутливість і низьку вартість виробництва. Хоча вони потребують ретельного пакування, обрізки та компенсаційних схем для зменшення впливу температурних коливань на їхню продуктивність.

### 1.3 Оптичне зондування

У цьому розділі представлено оптичне вимірювання, яке використовується в датчиках резонансного магнітного поля на основі технології MEMS.

Про ксилофонний резонатор, який використовується як датчик магнітного поля з оптичним датчиком, повідомили Занетті та ін. [14]. Ксилофон складається з прямокутної мікробруски, що підтримується (у вузлах основної моди вібрації) чотирма мікропроменями, як показано на рис.1.7. Струм приводу змінного струму ( $I$ ) подається на резонансній частоті ксилофону під зовнішнім магнітним полем ( $B_x$ ), створюючи силу Лоренца, яка відхиляє мікробруску. Цей дефект оптично визначається за допомогою мініатюрного лазера, де він освітлює вільний кінець ксилофона, а відхилення відбитого світлового променя синхронно виявляється позиційно чутливим детектором. Таким чином, відхилення ксилофона пропорційні прикладеним магнітним полям. Фонове поле генерується калібрувальною котушкою для підтримки належного динамічного діапазону та введення полів у разі втрати резонансу ксилофона. Крім того, величина струму приводу може регулюватися через контур зворотного зв'язку. Датчик Занетті з розмірами  $5000 \times 500 \times 250$  мкм має добротність близько 7000, роздільну здатність близько 1 нТл і споживану потужність кілька міліват.

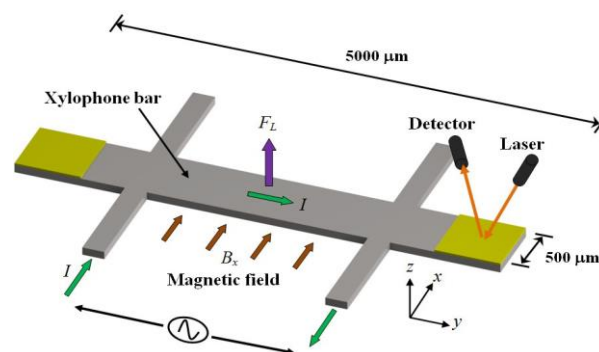


Рисунок 1.7 – Схематичний вигляд принципу роботи датчика магнітного поля на основі резонансного мікропроменя ксилофона

Keplinger та ін. [15,16] представили датчик резонансного магнітного поля, що використовує U-подібні кремнієві мікропромені та оптичну систему зчитування. Мікропромені мають довжину 1100 мкм, ширину 100 мкм, товщину 10 мкм, загальну ширину 1000 мкм і золоту петлю товщиною 0,5 мкм. Магнітне поле ( $B_x$ ) і змінний електричний струм ( $I$ ) створюють силу Лоренца, яка згинає мікропромені. Ці відхилення вимірюються за допомогою оптичного датчика, який використовує розташування двох волокон, щоб уникнути проблеми заважаючого відбитого світла. Використовуються дві різні конструкції для з'єднання обох волокон на одній стороні мікросхеми. Рис.1.8 (та наведений в додатку А рис.3) показує першу конструкцію, в якій випромінюваний світловий промінь відбивається тільки один раз на передній стороні мікропучка; однак ця конструкція потребує великого бічного простору від мікросхеми та датчика. На малюнку 10 показано другу конструкцію з колінчастою мікропроменем ( $1100 \times 1000 \times 10$  мкм), щоб забезпечити паралельне вирівнювання волокон; хоча це вимагає приблизно ідеальної вертикальної передньої сторони мікропроменів.

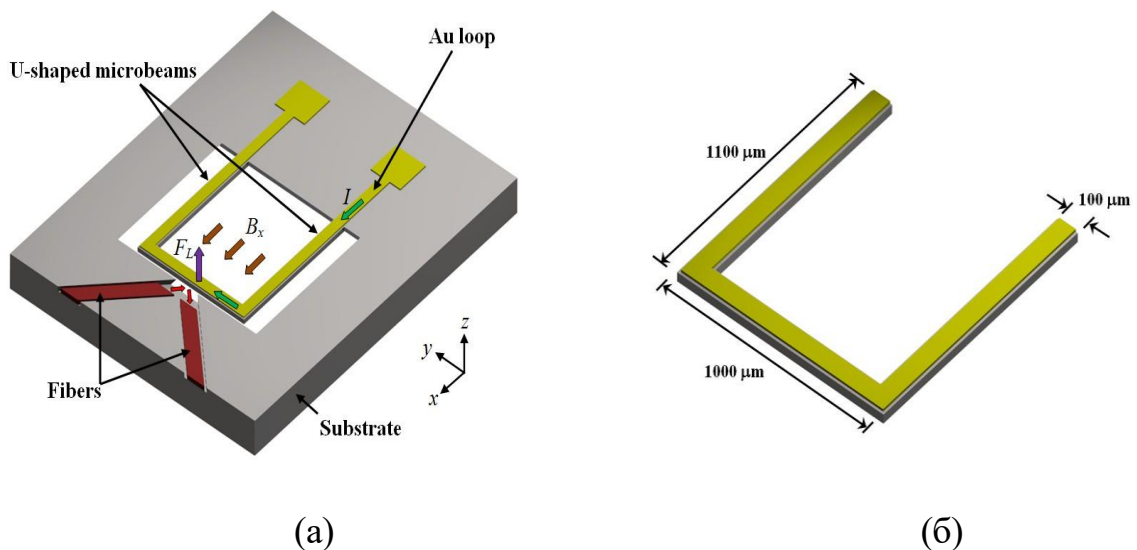


Рисунок 1.8 – (а) Схематичний вигляд принципу роботи та (б) розміри датчика магнітного поля з двома волокнами, розташованими в вигнутих каналах

Датчик Keplinger підходить для вимірювання магнітних полів від 10 мТл до 50 Тл з помірними амплітудами збудження. Датчик має великий динамічний діапазон і в основному використовується для додатків із сильними магнітними полями. Крім того, датчик можна використовувати в суворих умовах при механічних вібраціях і низьких температурах. Однак цьому датчику потрібні високі величини струму (близько 50 мА), щоб виявити невеликі магнітні поля, що підвищує температуру та деформацію кремнієвого мікропучка. Це може

викликати резонансний зсув частоти мікропроменів і, отже, датчик потребуватиме калібрування. Крім того, зміна температури навколишнього середовища впливає на резонансну частоту мікропучка. Датчик має резонансну частоту близько 5 кГц, роздільну здатність 10 мТл і споживану потужність кілька міліват.

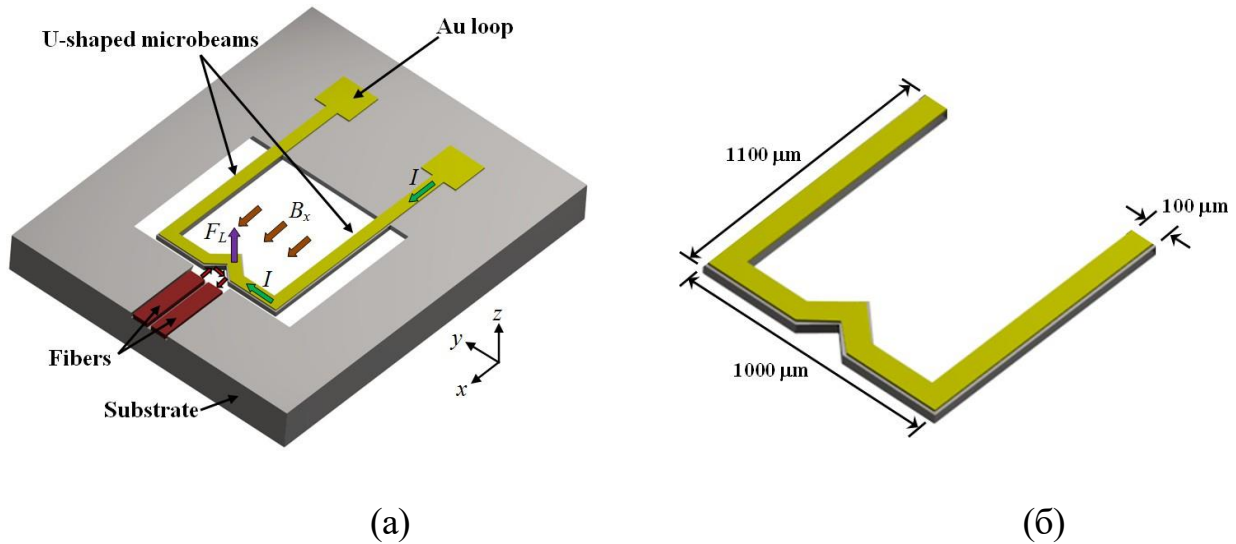


Рисунок 1.9 – Схематичний вигляд датчика магнітного поля з двома паралельними волокнами та колінчастим мікропроменем

Wickenden та ін. [17] розробили резонансний ксилофонний мікробар із полікремнію для вимірювання магнітних полів. Цей датчик має подібну продуктивність до тієї, про яку повідомляли Zanneti et al. [44], але має менший розмір ( $500 \times 50 \times 2$  мкм), ніж розмір Заннетті ( $5000 \times 500 \times 250$  мкм). Датчик Вікендена виявляє магнітні поля через відбиття променя лазерного діода (з кутом падіння приблизно  $5^\circ$  від вертикального падіння) від одного з вільних кінців мікропланки ксилофона. Відбитий лазерний промінь збирається за допомогою позиційно чутливого детектора. Таким чином, амплітуда відхилення мікробара пропорційна прикладеному магнітному полю.

Датчик Вікендена має чотири опорні плечі шириною 4 мкм і працює на резонансній частоті 78,15 кГц, добротність приблизно 7000, тепловий шум 100 пТАГц $^{-1/2}$ , змінний струм 22 мкА та тиск приблизно 4,7 Па. Крім того, датчик може досягати роздільної здатності порядку нанотесла. Зв'язок між вихідним відгуком датчика та діапазоном прикладеного магнітного поля має лінійну поведінку до 150 мкТл. На продуктивність датчика впливають коливання тиску та температури, наприклад, резонансна частота ксилофона змінюється зі зміною інтенсивності широкого джерела освітлення або розташування лазера.

На рис.1.10(a) показаний датчик магнітного поля на основі резонансних

полікремнієвих мікропроменів, про який повідомляють Herrera-May et al. [18]. Цей датчик складається з прямокутної матриці мікропроменів товщиною 1,5 мкм і шириною 20 мкм, як показано на рис.1.10(b). У. тече змінний струм ( $I$ ), мікропромені на їхню резонансну частоту під зовнішнім магнітним полем ( $B$ ), викликаючи гойдальний рух мікропроменів, який можна виміряти за допомогою оптичного датчика. Herrera-May та ін. [18] розробили теоретичну модель для прогнозування вихідного відгуку датчика як функції орієнтацій магнітного поля та величин змінного струму. Крім того, вони включають теоретичну модель для визначення впливу повітряного демпфування на добротність датчика. Цей датчик має теоретичну чутливість (як функцію відхилення резонансної структури)  $530 \text{ нмТл}^{-1}$ , резонансну частоту 19,4 кГц, коефіцієнт демпфування 0,301, змінний струм збудження 574 мкА та споживану потужність приблизно 1,2 мВт. Цей датчик може покращити свій вихідний сигнал незалежно від того, зменшено повітряне демпфування за допомогою зниження тиску (наприклад, за допомогою вакуумної упаковки). Таким чином, датчик повинен працювати при низькому тиску і повинен включати оптичну систему виявлення.

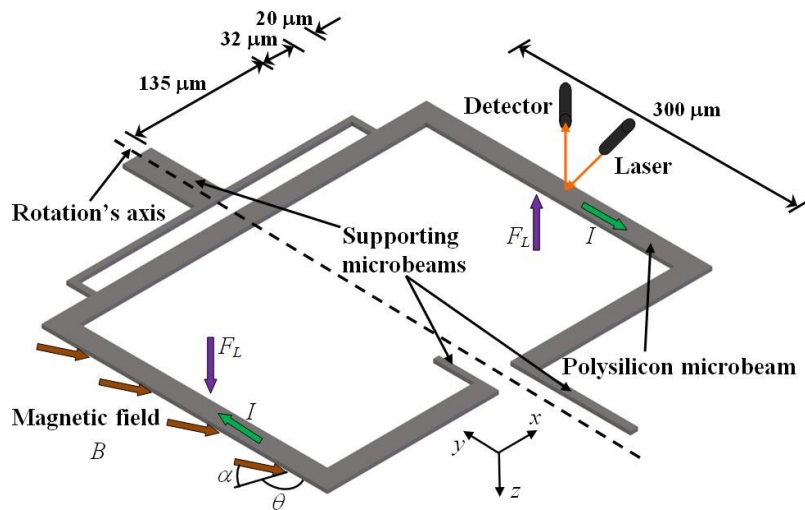


Рисунок 1.10 – Схематичний вигляд датчика магнітного поля на основі резонансних пучків полікремнію

Датчики резонансного магнітного поля з оптичною системою зчитування мають стійкість до електромагнітних перешкод, а також мають зменшену електронну схему та вагу. Однак оптичне зондування створює деякі проблеми через внутрішні втрати структурних недосконалостей датчиків і може вимагати складних процесів виготовлення.

## 1.4 Ємнісне зондування

У цьому розділі показано деякі датчики резонансного магнітного поля на основі технології MEMS з ємнісним датчиком. Kádár та ін. [19, 20] розробили датчик магнітного поля на основі резонансної торсіонної мікропластини ( $2800 \times 1400 \times 12$  мкм) із кремнію, яка використовує ємнісну систему зчитування [див. Рис.1.11(a)]. Датчик містить на своїй поверхні алюмінієву прямокутну петлю, яка активує гойдалку під дією зовнішнього магнітного поля ( $B_x$ ). Величина коливань вимірюється через зміну ємності між полікремнієвими електродами, розташованими на поверхні мікропланшета, та алюмінієвими електродами, розміщеними під скляною упаковкою [див. Рис.1.11(b)]. Таким чином, значення  $B_x$  перетворюються в електричну область за допомогою електродів конденсатора з повітряним зазором 10 мкм. Вигини мікропластини можуть досягти високих рівнів, якщо електричний струм в алюмінієвій петлі має частоту, близьку до резонансної частоти мікропластинки.

Датчик Kadar виготовляється за допомогою комбінації біполярної обробки, мікрообробки, обробки скла та анодного з'єднання скла та кремнію в Делфтському інституті мікроелектроніки та субмікронних технологій (DIMES). Цей датчик з одним контуром має чутливість  $500 \text{ мкВ}\mu\text{Тл}^{-1}$ , резонансну частоту близько 2,4 кГц, добротність 700, тиск близько 5 Па та споживану потужність порядку міліват. Цей датчик потребує складної електронної схеми для обробки сигналів і може досягати межі виявлення 1 нТл, якщо він упакований під вакуум.

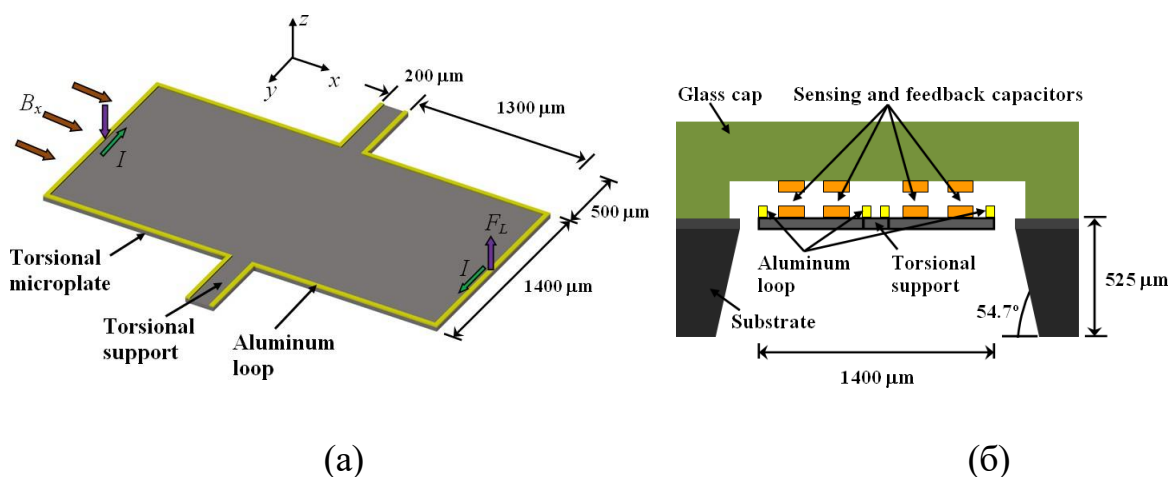


Рисунок 1.11 – (а) Схематичний вигляд принципу роботи та (б) поперечний переріз датчика резонансного магнітного поля



На рис.1.12 показаний датчик резонансного магнітного поля, описаний Еммеріхом і Шефталером [21], який містить набір не тільки рухомих гребінчастих і нерухомих пальцевих електродів, але також великий рухомий провідний мікропучок. Датчик виготовляється за допомогою процесу мікрообробки поверхні, а в його роботі використовується сила Лоренца (FL). Ця сила створюється на провідному пучку, коли через нього протікає змінний струм ( $I$ ) під дією зовнішнього магнітного поля ( $B_x$ ). Отже, рухомі електроди змінюють свою відстань відносно нерухомих електродів і величина ємності змінюється. Отже, магнітне поле виявляється за допомогою зміни ємності. Датчик працює в резонансі та у вакуумі, щоб підвищити свою чутливість.

Цей датчик має наступні результати: чутливість  $820 \text{ мкВ}\mu\text{T}^{-1}$  при струмі збудження  $930 \text{ мкА}$ , добротність близько 30 при  $101 \text{ Па}$ , резонансна частота  $1,3 \text{ кГц}$  і роздільна здатність, близька до  $200 \text{ нТл}$  з урахуванням різниці частот  $10 \text{ Гц}$ . Крім того, він представляє зміщення (приблизно  $60 \text{ мкТл}$ ) через паразитні зв'язки електроніки, незбалансовані паразитні ємності та частку залишкового магнітного поля. Крім того, датчик потребує складного процесу виготовлення та вакуумної упаковки.

Такер, Весолек і Вікенден [22] розробили датчик резонансного магнітного поля на основі ксилофонного мікробару, який використовує принцип сили Лоренца. Мікробар ксилофона має чотири опорні плечі, розташовані у вузлах основного режиму вібрації. Взаємодія між змінним синусоїдальним струмом і резонансною частотою датчика та зовнішнім магнітним полем створює силу Лоренца, перпендикулярну до поверхні мікробару. Ця сила відхиляє мікробар, змінюючи ємність між рухливим та нерухомим електродами. Ця зміна ємності перетворюється на аналогову напругу за допомогою методу модуляції-демодуляції.

Цей датчик виготовляється за допомогою промислового процесу CMOS і має площу матриці близько  $0,5 \text{ мм}^2$ . Датчик має резонансну частоту, близьку до  $100 \text{ кГц}$ , добротність близько 1000, шум  $0,5 \text{ нТГц}^{-1/2}$  і споживана потужність  $7,5 \text{ мВт}$ . Датчик потребує складного процесу виготовлення, вакуумної упаковки та техніки модуляції та демодуляції на диференціальному конденсаторі.

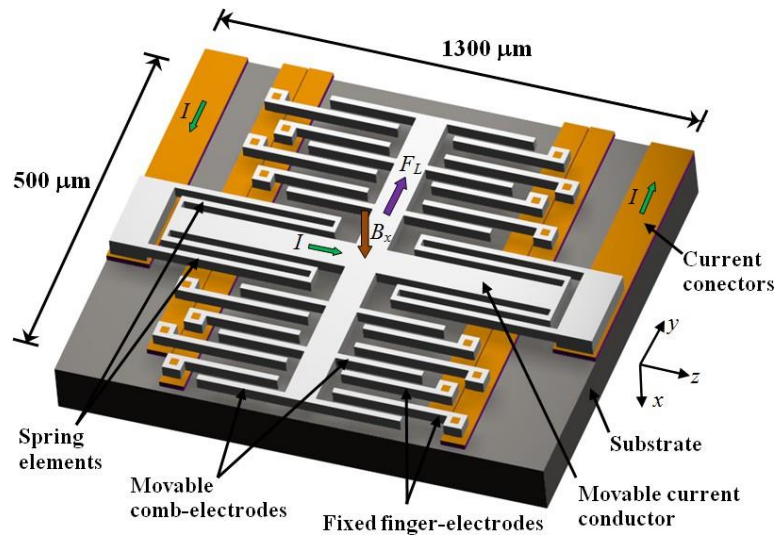


Рисунок 1.12 – Схематичний вигляд (не в масштабі) датчика резонансного магнітного поля на основі рухомого гребінця та нерухомих пальцевих електродів

На рис.1.13 показано датчик резонансного магнітного поля, розроблений Бахрейні та ін. [23], який був виготовлений у стандартному процесі мікрообробки без будь-яких додаткових етапів обробки. Цей датчик містить електростатичний резонатор (човник), з'єднаний з двома перекладинами ( $520 \times 9 \times 10$  мкм) чотирма мікропучковими пружинами ( $200 \times 3 \times 10$  мкм). Резонатор приводиться в дію та підтримується в резонансі за допомогою електростатичного приводу та датчиків. Сила Лоренца (FL), перпендикулярна до поперечин, виходить за допомогою взаємодії між постійним струмом (IXB) у поперечинах під магнітним полем ( $B_x$ ), перпендикулярним до площини датчика. Ця сила створює осьові напруги на мікропроменях, які змінюють резонансну частоту ( $f_{res}$ ) човника. Потім електроніка обробки сигналів виявляє зміну резонансної частоти, яка є функцією як магнітного поля  $B_x$ , так і струму IXB. У цьому випадку чутливість (S) датчика до  $B_x$  визначається:

$$S = \frac{6\pi I_{XB} L_{XB} f_{res}}{5NLk_b}$$

де  $L_{XB}$  – довжина поперечин,  $k_b$  – постійна пружини кожної пружини мікробалки,  $NL$  – кількість і довжина мікробалкових пружин.

Датчик Bahreyni працює з електростатичним приводом, що забезпечує такі переваги: низькі потреби в електроенергії, простота виготовлення та проста

експлуатація. Цей датчик має резонансну частоту близько 27 кГц, добротність 15 000 при 2 Па, масу близько 250 нг, чутливість  $69,6 \text{ ГцТ}^{-1}$  і роздільною здатністю 217 нТ для струму 10 мА в перекладинах із напругою спрацьовування 2 В.

Однак датчику потрібна вакуумна упаковка для покращення його продуктивності, і, крім того, тепло, що виробляється струмом ІХВ, змінює резонансну частоту структури датчика. Крім того, зміни температури навколишнього середовища впливають на продуктивність датчика та його електронні схеми.

Датчики резонансного магнітного поля з ємнісним датчиком незначно залежать від температури, але вони страждають від паразитних ємностей у з'єднувальних проводах, що ускладнює вимірювання сигналу. Паразитні ємності можна зменшити, якщо електронні схеми виготовлені на тій самій підкладці, що й датчик магнітного поля. Крім того, для ємнісного датчика потрібна складна електроніка та вакуумна упаковка.

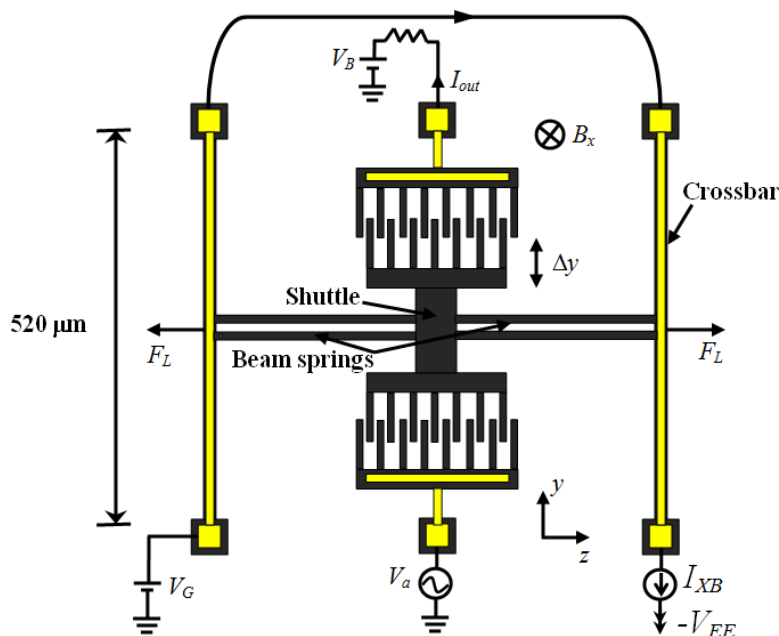


Рисунок 1.13 – Схематичний вигляд електростатичного резонатора, який використовується як датчик магнітного поля

### 1.5 Порівняння датчиків магнітного поля

Датчики резонансного магнітного поля на основі технології MEMS мають прості принципи роботи, які дозволяють створювати компактні та легші структури, об'єднані кількома елементами (наприклад, вільні мікропромені,

алюмінієва петля, п'єзорезистори та електроди). Вони можуть вимірювати низькі магнітні поля навколо нанотесла; хоча зменшення цього рівня (до магнітних полів порядку пікотесла) може бути досягнуто за допомогою майбутніх оптимізованих конструкцій резонансних структур і електронних схем. Як правило, діапазон чутливості цих датчиків регулюється зміною струму збудження алюмінієвої петлі, що допомагає вимірювати нижчі або сильні магнітні поля. Ці датчики можна використовувати ближче до джерел магнітного поля завдяки їх невеликим розмірам і мають споживану потужність в кілька міліват.

На рис.1.14 (та наведений в додатку А рис.5) показано приблизний діапазон чутливості найпоширеніших датчиків магнітного поля, включаючи технологію MEMS. Крім того, характеристики роздільної здатності, шуму, енергоспоживання та мінімальний розмір цих датчиків вказані в таблиці 1.2., (та наведено в додатку А табл.1). На основі цих результатів датчики MEMS може конкурувати зі звичайними датчиками в численних застосуваннях для вимірювання магнітних полів вище 1 нТл. Технологія MEMS створює недорогі датчики за допомогою методів серійного виготовлення та їх потенційної інтеграції з інтегральними схемами (IC) на одній підкладці. Це приваблива характеристика датчиків MEMS для майбутніх ринків.

Таблиця 1.1 - Основні характеристики датчиків резонансного магнітного поля на основі технології MEMS

Sensor proposed by	Sensing technique	Resolution (nT)	Resonant frequency (kHz)	Quality factor	Size of resonant structure ( $\mu\text{m} \times \mu\text{m}$ )
Beroulle <i>et al.</i> [41]	Piezoresistive	$2 \times 10^3$	8.97	59 @ $P_{\text{atm}}$	$520 \times 520$
Sunier <i>et al.</i> [42]	Piezoresistive	$10^3$	175	600 @ $P_{\text{atm}}$	$\sim 400 \times 185$
Herrera-May <i>et al.</i> [43]	Piezoresistive	143	136.52	842 @ $P_{\text{atm}}$	$400 \times 150$
Zanetti <i>et al.</i> [44].	Optical	1	---	$\sim 7000$ @ $P_{\text{atm}}$	$5,000 \times 500$
Keplinger <i>et al.</i> [45,46]	Optical	$10^7$	5	---	$1,100 \times 1,000$
Wickenden <i>et al.</i> [47]	Optical	$<10^3$	78.15	700 @ 4.7 Pa	$500 \times 50$
Herrera-May <i>et al.</i> [48].	Optical	$\sim 10^7$	19.40	1.66 @ $P_{\text{atm}}$	$404 \times 300$
Kádár <i>et al.</i> [49,50]	Capacitive	$\sim 1$ nT	2.40	700 @ 5 Pa	$2,800 \times 1,400$
Emmerich and Schöfthaler [51]	Capacitive	$\sim 200$ nT	1.30	30 @ 101 Pa	$1,300 \times 500$
Tucker, Wesoleck and Wickenden [52]	Capacitive	$<10^3$	100	$\sim 1000$ @ 1 $P_{\text{atm}}$	$<1,000 \times 1,000$
Bahreyni <i>et al.</i> [53]	Capacitive	217 nT	$\sim 27$	15000 @ 2 Pa	$\sim 520 \times 400$

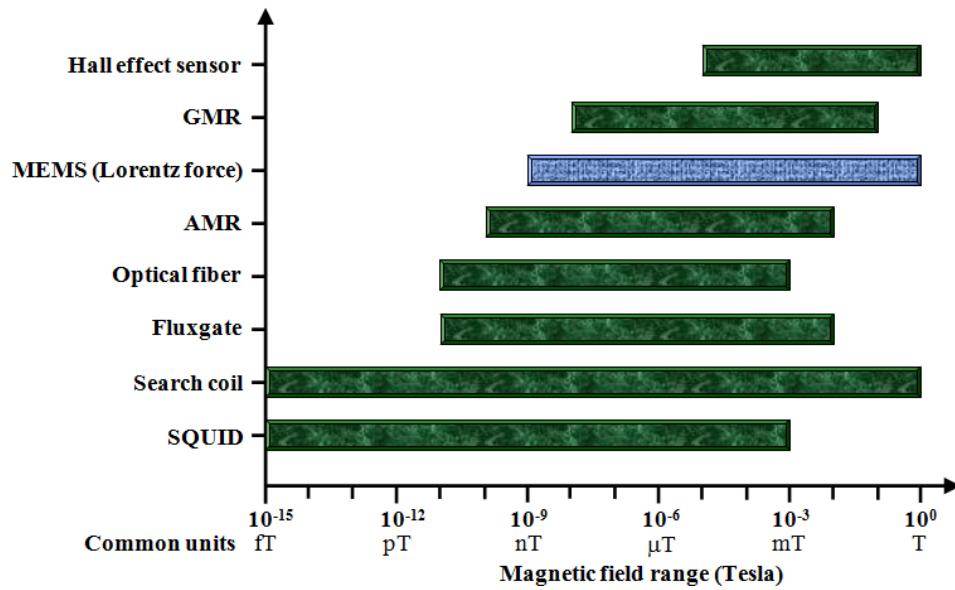


Рисунок 1.14 – Орієнтовний діапазон чутливості різних датчиків магнітного поля

Таблиця 1.2 – Характеристики деяких датчиків магнітного поля

Technology	Resolution (nT)	Noise (nT $\text{Hz}^{-1/2}$ )	Power consumption (mW)	Minimum size (mm $\times$ mm)
Hall effect [6,54]	$\sim 10^5$	$\sim 4,000$	$\sim 150$	$< 1^a$
GMR AAL002-02 [55]	5V 10 @ 1 Hz	10 @ 1Hz	$\sim 5$	$0.44 \times 0.34^a$
MEMS (Lorentz force) [49,50,52]	$\sim 1$ 5 V	$\sim 0.5^b$ 5 V	$< 10$	$< 1^a$
AMR HMC1022 [56]	8.5 @ 10 Hz	48 @ 1 Hz	$\sim 25$	$\sim 1^a$
Optical fiber [6,26,57]	$< 1$	$< 10$	$< 1,000$	$\sim 100 \times 25^c$
Fluxgate [58]	60	$\sim 10^{-1}$	$\sim 100$	$5 \times 2.5$
Search coil [6,13]	$20 \times 10^{-6}$	$30 \times 10^{-3}$	$< 10$	$50 \times 25$
SQUID [59-62]	$\sim 10 \times 10^{-6}$	$\sim 30 \times 10^{-3}$	$\sim 1.8 \text{ W}$	$< 10 \times 10^d$

<sup>a</sup>Розмір матриці датчика.

<sup>b</sup>Шум датчика, розробленого Tucker, Wesoleck і Wickenden [22].

<sup>c</sup>Типовий розмір датчика.

<sup>d</sup>Наближення розміру мікросхеми SQUID без урахування системи охолодження.

## 1.6 Датчики магнітного поля, виготовлені за технологією MEMS

Датчики магнітного поля, виготовлені за технологією MEMS, пропонують нові можливості, які можна використовувати в таких галузях промисловості, як автомобільна, військова, медична, океанографічна, просторова та екологія. Типовий діапазон магнітного сигналу від кількох джерел і застосувань показаний на рис.1.15 [8,13,16].

В автомобільному секторі датчики магнітного поля можна використовувати для класифікації дорожніх транспортних засобів шляхом виявлення магнітних збурень [24]. На рис.1.16 показана матриця датчиків магнітного поля на невеликій відстані, яка вимірює швидкість і розмір транспортних засобів для класифікації руху. Контроль швидкості, кут повороту керма, ABS, електронна програма стабілізації (ESP) і нещодавно система Drive-by-Wire (DbW) [25,26] є застосуванням цих датчиків. Система ESP підтримує динамічну стабільність автомобіля в критичних ситуаціях, таких як слизькі поверхні та різке гальмування. Йому потрібна інформація про кут повороту керма, бічні прискорення, швидкість повороту та швидкість колеса, які отримують за допомогою акселерометрів, гіроскопів, пристроїв тиску та датчиків магнітного поля. На рис.1.17 показано приклад впливу системи ESP на стійкість автомобіля. Системи DbW замінюють звичайні механічні та гідравлічні системи керування електронними системами керування через електромеханічне керування (що може включати датчики магнітного поля) та інтерфейси людина-машина для покращення загальної безпеки та продуктивності автомобіля [27,28]. На рисунку 19 показана футуристична система DbW компанії Mercedes-Benz, яка об'єднує бокову ручку для керування транспортним засобом, усуваючи педаль гальма [29].

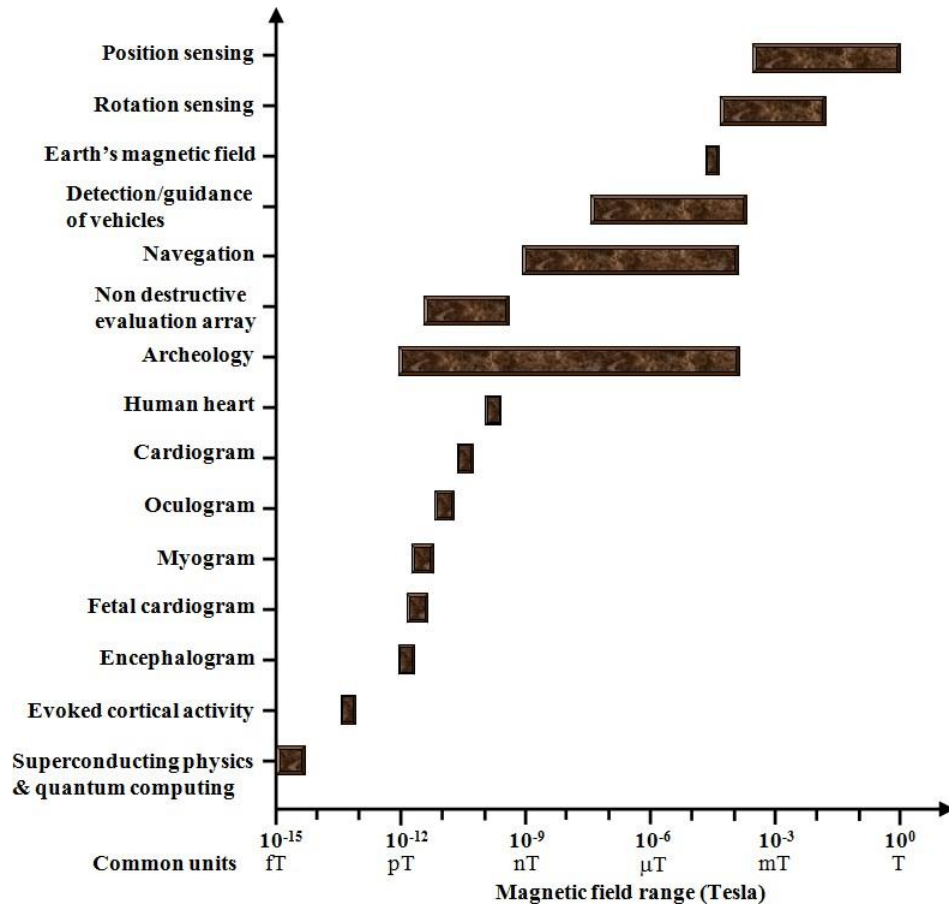


Рисунок 1.15 – Типовий діапазон магнітних сигналів кількох джерел і застосувань

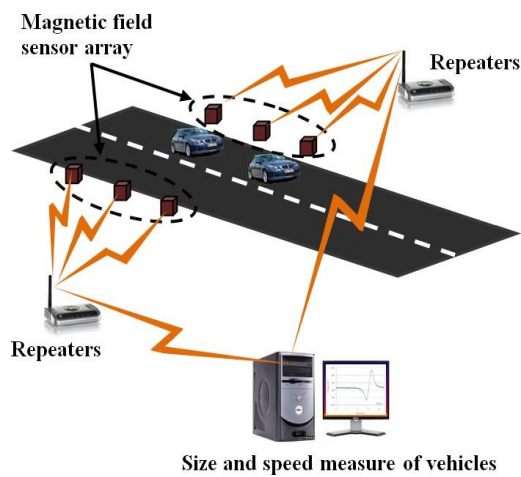


Рисунок 1.16 – Принципова схема вимірювання розмірів і швидкості транспортних засобів.

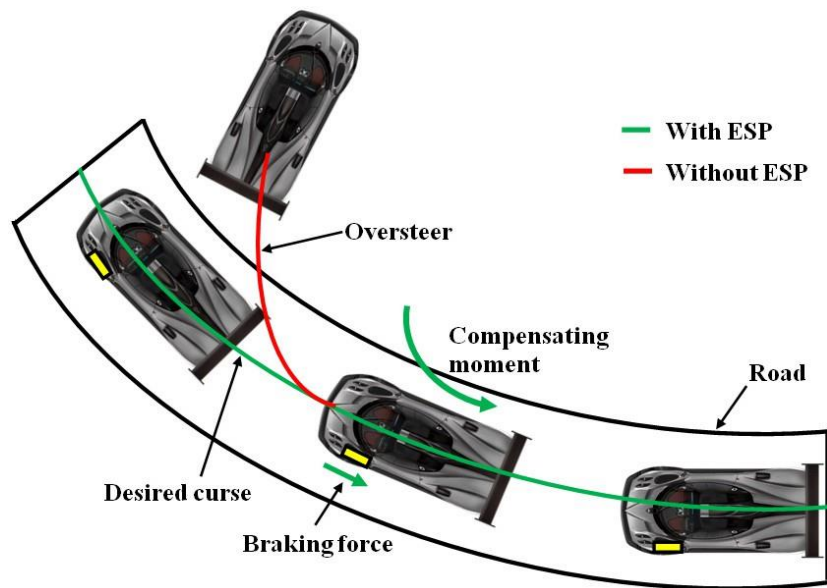


Рисунок 1.17 – Вплив на стійкість автомобіля за допомогою системи ESP.

У військовому секторі датчики магнітного поля використовуються для локалізації боєприпасів, що не вибухнули, які містять небезпечні вибухові речовини, паливо або хімічні речовини [13]. Залишкова намагніченість боєприпасів пропорційна його зовнішньому об'єму, товщині оболонки, відношенню довжини до діаметра, відносній проникності та орієнтації в геомагнітному полі [30]. Крім того, датчик магнітного поля можна використовувати для відстеження автономних ракет або інтелектуальних боєприпасів під час польоту та для виявлення підводних човнів [13].



Рисунок 1.18 – Футуристична система Drive-by-Wire компанії Mercedes-Benz



У медичному секторі потрібні датчики магнітного поля високої роздільної здатності та високої чутливості. Наприклад, перевантаження заліза у пацієнтів можна контролювати за допомогою масиву датчиків магнітного поля. Крім того, дослідження захворювань мозку та серця у пацієнтів вимагають датчиків магнітного поля з кращою точністю та високою роздільною здатністю. Також необхідне відстеження розташування та орієнтації інструментів у мікрохірургії. На рис.1.19 показана майбутня програма для візуалізації магнітного ринку діагностична капсула в реальному часі всередині тіла людини за допомогою масиву датчиків магнітного поля (докладніше в [31]).



Рисунок 1.19 – Майбутнє медичне застосування датчиків магнітного поля для візуалізації магнітних ринкових діагностичних капсул

В океанографії датчики магнітного поля можна використовувати для океанографічного картографування [32] і виявлення кораблів, підводних човнів, родовищ корисних копалин та інших магнітних об'єктів [33]. Застосування космічної науки включають вимірювання абсолютних рівнів поля та кута міжпланетного простору, а також полів, створених супутниками [32].

У науці про навколишнє середовище існує потреба в портативних датчиках для геологічної та археологічної розвідки, вимірювання магнітних властивостей гірських порід і виявлення магнітних полів на поверхні Землі чи в атмосфері (наприклад, виявлення корозії трубопроводу).

### 1.7 Тенденції та виклики

Тенденція в датчиках магнітного поля спрямована на пристрої з вищою чутливістю та роздільною здатністю, меншим розміром, меншим споживанням

енергії та мінімальною вартістю, хоча покращення чутливості не залежить від розміру, потужності та вартості, і для кожного застосування це необхідно зробити компроміс між цими факторами [6]. Нові датчики магнітного поля мають покращити матеріали, обробку, виробництво та сумісність з електронними системами, а також зменшити вартість електроніки обробки сигналів. Крім того, майбутні ринки вимагатимуть розробки мультисенсорів на одному чіпі для вимірювання різних параметрів, таких як магнітне поле, тиск, прискорення та температура. Ці мультисенсори включатимуть кілька мікроструктур, перетворювачів та електронних схем на одній підкладці з використанням монолітного виготовлення, що матиме такі важливі переваги, як компактна структурна конфігурація, малий розмір, низька вартість, мінімальне енергоспоживання та висока функціональність без погіршення чутливості. і роздільна здатність. Ця інтеграція є складним завданням, коли технологія MEMS може скористатися перевагами звичайних технологій.

Нові застосування датчиків магнітного поля включають виявлення біомолекул [74], що має низку переваг перед класичним методом виявлення, наприклад швидкі результати, виявлення кількох аналітів і низька ціна [34]. Інші додатки потребують оцінки залишкових і прикладених напруг в інженерних конструкціях для надання ранніх індикацій напруженого стану та можливого руйнування конструкцій [35]. Наприклад, якщо магнітний метал деформується, він перетворюється з немагнітного стану в магнітний стан, який називається магнітною пам'яттю металу (МММ) або залишковим магнітним полем (РМП) [35]. Ще один ринок майбутнього – індустрія мобільних телефонів, якій для GPS-навігації знадобляться електронні компаси на основі датчиків магнітного поля.

Завданням датчиків магнітного поля є придушення будь-якого фонових шуму. Межею продуктивності майбутніх датчиків магнітного поля будуть коливання магнітного поля Землі через геологічні ефекти. Крім того, для майбутніх датчиків магнітного поля рекомендується: спростити основну фізику датчика, правила проектування та функціональність; збільшити їх добротність і динамічний діапазон; для зменшення розміру, низької потужності, зсуву вихідного відгуку та температурної залежності.

У майбутньому датчики резонансного магнітного поля на основі технології MEMS можуть використовуватися переважно на ринках автомобільної промисловості, засобів зв'язку та споживчої електроніки. Вартість цих датчиків буде залежати головним чином від обсягу виробництва та комплексу їх упаковки та обробки сигналів. Наприклад, в автомобільних додатках акселерометр AIS326DQ від компанії STMicroelectronics зареєстрував

у 2008 році ціну близько 3,75 доларів США за масове виробництво від 100 000 штук [76]. Цей акселерометр виготовлено за технологією MEMS і має ємнісний датчик та інтерфейс ІС. Таким чином, датчики магнітного поля наступного покоління, виготовлені за технологією MEMS, можуть мати низьку вартість для великого обсягу виробництва. Хоча спочатку ця технологія повинна усунути негативний вплив на роботу датчика, спричинений змінами температури та тиску. Крім того, буде потрібно скоротити час на етапі проектування датчика та оптимізувати його продуктивність. Крім того, знадобляться дослідження нових матеріалів з кращими механічними та електричними властивостями та розробка більш ефективних тестів на надійність резонансних датчиків.

### 1.8 Висновки до розділу

Подано огляд датчиків магнітного поля з резонансними структурами, виготовлених за технологією MEMS. Ця технологія дозволила розробити датчики магнітного поля на основі сили Лоренца з такими характеристиками, як малий розмір, мала вага, низьке енергоспоживання та висока продуктивність. Ці датчики використовують переваги оптичних, ємнісних або п'єзорезистивних датчиків для виявлення коливань магнітних полів. Датчики з оптичним датчиком зменшують свою електронну схему та вагу; однак для них може знадобитися складний процес виготовлення. Крім того, датчики з ємнісним датчиком мало залежать від температури, але потребують вакуумної упаковки та складної електронної схеми. Можливість п'єзорезистивного датчика дозволяє створити прості схеми зчитування та прості кроки процесу виготовлення.

Майбутні застосування магнітного зондування включатимуть датчики з кращою роздільною здатністю, меншими розмірами та нижчою ціною. Таким чином, нові датчики магнітного поля в цілому повинні вдосконалити процес виготовлення, щоб підвищити їх продуктивність, а також фактор якості, і, отже, зменшення зміщення та термічної залежності. Крім того, на нових ринках знадобиться розробка мультисенсора на одному чіпі для вимірювання різних параметрів, включаючи магнітне поле, тиск, температуру та прискорення. Подолання цих складних проблем може бути досягнуто за допомогою технології MEMS завдяки її важливим характеристикам, розглянутим у цій роботі. Однак ця технологія потребує проведення досліджень нових матеріалів і оптимізації роботи датчиків для збільшення їх роздільної здатності та терміну служби.

## 2 РОЗРОБКА РАДІОТЕХНІЧНОГО ПРИСТРОЮ ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ІЗ ПІДТРИМКОЮ МАШИННОГО НАВЧАННЯ EDGE

В даному розділі представлено дослідження та розробку нової, недорогої та автономної установки радіотехнічного пристрою вимірювання магнітного поля, яка використовує машинне навчання на вбудованому пристрої, так зване периферійне машинне навчання. Ми навчаємо штучну нейронну мережу за допомогою даних, отриманих із безперервної установки ODMR, а потім використовуємо цю попередньо навчену мережу на сенсорному пристрої для визначення величини магнітного поля із записаних спектрів ODMR. У запропонованій нами конфігурації датчика використовується дешева та малопотужна плата розробки мікроконтролера ESP32 для керування записом даних і передачі в безпроводну сенсорну мережу. У дослідженні підтвердження концепції ми показуємо, що установка здатна вимірювати магнітні поля з високою точністю та має потенціал для створення надійних і доступних датчиків із широким діапазоном вимірювань.

### 2.1 Первинний чутливий до магнітного поля пристрій

За останні кілька років негативно заряджені центри азотних вакансій (NV) в алмазі з'явилися в області квантового високочутливого магнітного зондування. Матеріал датчика забезпечує високу чутливість, що досягає нижче  $\text{pT/Hz}^{-1/2}$  [31], видатна просторова роздільна здатність аж до розміру атома [32] і високий динамічний діапазон [33], працюючи за кімнатної температури та навколишніх умов у твердотільному корпусі. Крім того, характеристика спрямованого сприйняття окремих спінів електронів NV дозволяє ансамблям центрів NV у монокристалічних алмазах за своєю суттю передавати тривісну інформацію, яка використовується для векторної магнітометрії [31]. Ці властивості привертають все більший інтерес вчених і компаній, причому фокус досліджень все більше зміщується з фундаментальної фізики на прикладні науки і технічне впровадження [33]. У порівнянні з широко використовуваними насипними алмазними плитами [34], мікроалмази пропонують низькі витрати на виробництво, високу доступність і масштабованість, що ще більше підвищує привабливість цього сенсорного матеріалу в контексті промислового застосування. NV-центр — це точковий дефект у вуглецевій решітці алмазу, в якому атом азоту заміщення (N) супроводжується сусідньою вакансією (V). Рисунок 2.1a показує чотири

орієнтації, в яких центри NV можуть бути присутніми в кристалічній структурі алмазу, позначені тут як  $NV_i$ , де  $i=1, 2, 3, 4$ . The NV центр вносить додаткову енергію рівні в забороненій зоні алмазу (рис.2.1б). У триплетному основному стані  $3A_2$ , в  $PC=\pm 1$  підрівні зсунуті від  $PC=0$  підрівень по  $D=2,87$  ГГц. Завдяки ефекту Зеемана  $PC=\pm 1$  рівні додатково зсуваються за наявності магнітного поля на  $\Delta f = 2\gamma B_i$ , де  $\gamma = 28$  МГц/мТл – гіромагнітне відношення,  $B_i$  – компоненти проєктованого магнітного поля, паралельні осям симетрії центрів NV. Ми спостерігаємо зееманівські зсуви, виявляючи провали в інтенсивності флуоресценції, які спричинені більшою ймовірністю розпаду через синглетні стани  $1A_1$  та  $1E$  (рис.2.1b) якщо NV-центр спін-поляризований через резонансне мікрохвильове збудження. Флуоресценцію вимірюють в експериментальній установці магнітного резонансу з оптичним детектуванням (ОДМР). Зверніть увагу, що в ансамблях NV присутні центри NV у всіх чотирьох показаних напрямках. Проекції магнітного поля на чотири можливі орієнтації центрів NV призводять до різних ефективних магнітних полів, паралельних їхнім осям симетрії. На рисунку 2.1 (та наведено в додатку А рис.6) вони позначаються як  $B_i$ , відповідно до орієнтації  $NV_i$ . Вони призводять до різних зееманівських зсувів і, отже, до восьми чітких провалів флуоресценції під час розгортки частоти мікрохвильового (МВ) збудження [8]. Оскільки положення цих резонансів у спектрі визначаються відповідними полями  $B_i$ , то спектр залежить від орієнтації кристала відносно вектора магнітного поля [35].

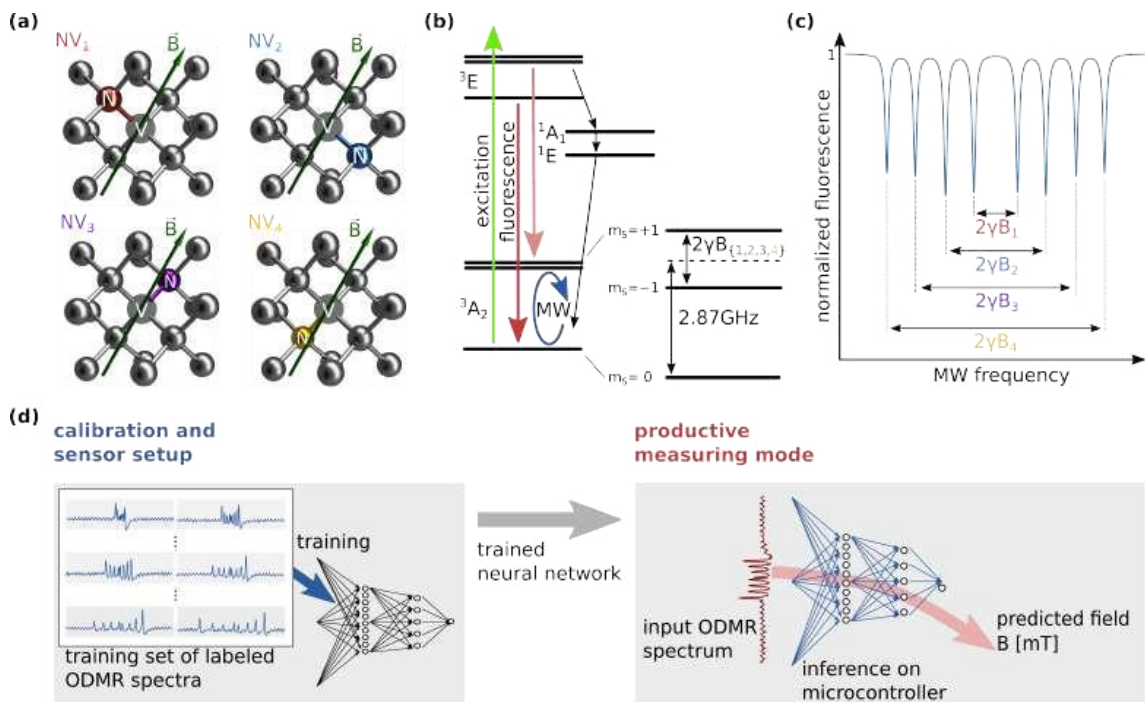


Рисунок 2.1 – (а) Чотири орієнтації центру NV у кристалічній структурі алмазу. (б) Спрощене система енергетичних рівнів NV центру спін електрона

Розпад із триплетного збудженого стану  ${}^3E_V$  основний стан  ${}^3A_2$  призводить до флуоресценції у видимому спектрі з безфонною лінією при 637 нм [36]. Розпад від  $m_C = \pm 1$  збуджений стан збільшує ймовірність переходу через синглетний стан із флуоресценцією в невидимому спектрі; (в) схематичний спектр ODMR, що показує інтенсивність флуоресценції як функцію частоти СВ, як зазначено в (b); різні проєктовані магнітні поля  $B_i$  призводять до різних зеєманівських зсувів  $i$ , отже, до восьми різних провалів флуоресценції; (d) схема підходу машинного навчання. Набір даних мічених спектрів ODMR використовується для навчання нейронну мережу на робочій станції. Потім навчена нейронна мережа з фіксованими вагами передається на вбудований пристрій, де магнітне поле прогнозується на основі одного записаного спектру ODMR за допомогою мережевого висновку в продуктивному режимі вимірювання.

Фізичні моделі та теорії, які описують взаємодію обертання НВ електрона з магнітними, електричними та деформаційними полями, добре відомі [36]. Однак для застосування цих моделей необхідна точна інформація про орієнтацію кристала [37]. При використанні довільно орієнтованих мікроалмазів у контексті магнітометрії точна характеристика орієнтації кристала може бути складною [38], що ускладнює застосування цих фізичних моделей. Крім того, взаємодія полів кристалічних деформацій [39] та позаосьові магнітні поля в режимі вищого поля [40] вносять додаткові параметри у фізичну модель разом зі зростанням складності. Ці проблеми обмежують точність і застосовність підходів, які використовують фізичні моделі для визначення магнітних полів із виміряного ODMR спектри. Щоб подолати цю проблему, нещодавно були запропоновані методи машинного навчання без застосування фізичної моделі як альтернативний підхід у квантовій магнітометрії ODMR. в [40], Цукамото та ін. застосував регресію процесу Гауса для випадково орієнтованих NV ансамблів у наноалмазах, досягнувши високої точності 1,8 мкТл для полів 1000–1500 мкТл. У контексті односпінового зчитування при кімнатній температурі, де сигнал зазвичай шумний і, отже, його важко обробити, нещодавно було запропоновано використовувати нейронні мережі для визначення положення резонансних піків у спектрах ODMR [41]. Було показано, що машинне навчання значно прискорює процес вимірювання в магнітометрії ODMR завдяки використанню байєсівської схеми експерименту замість традиційного вимірювання з частотною розгорткою [42]. Крім того, він використовувався для систематичної оптимізації параметрів вимірювання, таких як лазерна та мікрохвильова потужність в експериментах ODMR [43].

Тут ми пропонуємо використовувати штучні нейронні мережі для реалізації датчика скалярного магнітного поля на основі випадково орієнтованих ансамблів NV в алмазі без необхідності визначення орієнтації кристала та використання фізичних моделей. Підхід машинного навчання схематично зображено на рисунку 2.1d. Нейронна мережа спочатку навчається на робочій станції з даними, отриманими з установки безперервної хвилі (CW) ODMR. Навчальний набір даних складається з вимірних спектрів ODMR, а також відповідного магнітного поля. Потім навчена модель перетворюється у формат, оптимізований для використання на мікроконтролерах розгорнутий на вбудований пристрій. Виведення мережі здійснюється локально під час вимірювань у продуктивному режимі сенсорного пристрою. Таким чином, магнітне поле прогнозується нейронною мережею на основі нещодавно записаних спектрів ODMR. Зауважте, що під час навчання нейронна мережа адаптується до конкретної форми записаних спектрів за допомогою конкретного сенсорного пристрою. Зокрема, це також стосується систематичних помилок вимірювання та відхилень від теоретично очікуваного сигналу. Таким чином, представлений метод знижує вимоги до якості вимірювання порівняно з підходами, які визначають магнітне поле шляхом підгонки фізичної моделі до даних.

Концепція використання методів машинного навчання безпосередньо на вбудованих кінцевих пристроях для виконання аналізу даних датчиків на пристрої, так зване периферійне машинне навчання, нещодавно привернула велику увагу (див. [26] для оглядів). Це дозволяє розробляти інтелектуальні сенсорні системи з надзвичайно низьким енергоспоживанням, яким не потрібно обмінюватися даними з хмарним сервером (де традиційно виконуються алгоритми машинного навчання). Таким чином, периферійне машинне навчання не тільки дозволяє працювати з датчиком у суворих умовах без підключення до мережі, але й зменшує затримку в додатку з датчиком. Звичайно, реалізація методів машинного навчання на вбудованих пристроях з обмеженими ресурсами та продуктивністю є складною, але це значно полегшилося за останні пару років завдяки розробці фреймворків периферійних обчислень, таких як TinyML [27]. У цій роботі ми показуємо, що в контексті квантової магнітометрії периферійне машинне навчання має великий потенціал для розробки надійних, доступних недорогих сенсорних пристроїв із широким динамічним діапазоном, які не покладаються на підгонку експериментальних даних із фізичними моделями. Роздільна здатність датчика в основному визначається розміром кроку мікрохвильової розгортки ODMR і складністю нейронної мережі. Таким чином, його можна вибрати відповідно до вимог

сенсорної програми шляхом компромісу з необхідною кількістю навчальних даних і тимчасовою роздільною здатністю в режимі вимірювання.

Нижче ми спочатку представляємо експериментальну установку, необхідну для запису спектрів ODMR як навчальних даних, а також у продуктивному режимі. Далі ми описуємо наш граничний підхід до машинного навчання, включаючи вибір архітектури мережі, процес навчання та розгортання на вбудованому пристрої. Потім оцінюється продуктивність сенсорної системи та обговорюються її переваги, а також обмеження. Нарешті, ми надаємо перспективу застосування периферійного машинного навчання для ODMR.

## 2.2 Розробка експериментальної установки

Експериментальна установка, використана в цій роботі, є базовою установкою CW ODMR, як показано на рисунку 2.2а., (та наведено в додатку А рис.7) Основною особливістю цієї установки є одночасне збудження центрів NV з лазерним світлом на 532 нм, а також мікрохвильовим випромінюванням на частоті близько 2,87 ГГц. Якщо мікрохвильова частота налаштована на резонанс з одним із  $m_s = \pm 1$  підрівнів, можна спостерігати зниження інтенсивності флуоресценції через посилення релаксації через (темні) синглетні стани, показані на рисунку 2.2б. Повний спектр ODMR можна отримати, змінюючи частоту СВ.

Далі ми коротко описуємо зразок мікроалмазу, який використовується як сенсорний матеріал, оптичну установку, що використовується для збудження лазерним світлом і виявлення флуоресцентного світла, а також електронну установку, що використовується для контролю мікрохвильового випромінювання, вимірювання сигнал флуоресценції та контроль величини магнітного поля.

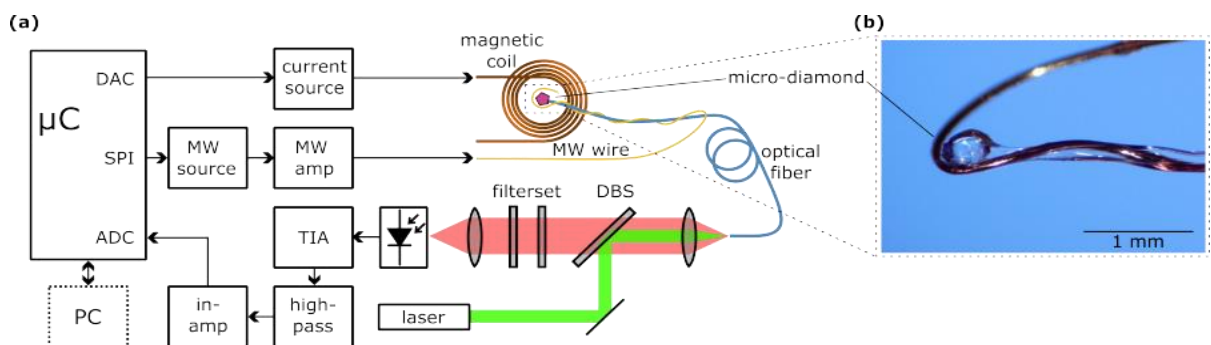


Рисунок 2.2 – (а) Схема експериментальної установки ODMR, б) Мікроалмаз NV



Застосовуючи розгортку мікрохвильової частоти до мікроалмазу з центрами NV, спектри ODMR отримані за допомогою вбудованого АЦП мікроконтролера. (b) Мікроалмаз NV, з'єднаний з волокном, фіксується на кінчику оптичного багатомодового волокна за допомогою клею, що затвердів УФ-променями. Дріт 100 мкм обертається навколо волокна та наближається до мікроалмазу для збудження СВЧ.

### 2.3 Магніточутливий елемент на основі алмазної структури

Зразок алмазної структури, використаний у цій роботі, є мікроалмазом розміром приблизно 150 мкм, що розповсюджується Adámas Nanotechnologies, Raleigh, NC, США (MDNV150um Hi50mg). Ці алмази мають концентрацію NV 2,5–3 ppm [40], що призводить до дуже яскравої флуоресценції, яку можна легко виявити за допомогою загальнодоступних фотодіодів. Під час наших вимірювань ми спостерігали значну деформацію кристала, яка викликала зсув резонансів ODMR навіть за нульового магнітного поля. Як показано на рисунку 2.2b, мікроалмаз розміщується на торцевій поверхні оптичного багатомодового волокна з числовою апертурою  $NA = 0,22$  і діаметром серцевини 50 мкм (Thorlabs FG050UGA), де він утримується на місці за допомогою оптичного адгезиву (Norland 63) яка була опромінена УФ-випромінюванням від світлодіодного джерела протягом десяти хвилин. Алмаз частково затримується всередині клею, щоб підвищити ефективність збору флуоресценції.

Для збудження ансамблю NV, оптично пов'язаного з оптичне волокно. Як показано на рисунку 2.2a, лазерний промінь відбивається від дихроїчного світлорозподільвача (DBS) з довгопрохідною характеристикою 550 нм (Thorlabs DMLP550) і фокусується в серцевині волокна за допомогою об'єктива мікроскопа з числовою апертурою  $NA = 0,25$ . Флуоресценція NV колімується тим самим об'єктивом мікроскопа, проходить через DBS і набір смугових фільтрів із довжиною хвилі відсікання 550 нм (Thorlabs FEL0550) і довжиною хвилі відсікання 750 нм (Thorlabs FES0750). Ця смуга пропускання адаптована до очікуваного спектру флуоресценції центрів NV в алмазі при кімнатній температурі [41], щоб придушити витік лазерного випромінювання та небажану флуоресценцію волокон і, таким чином, збільшити відношення сигнал/шум установки.

Налаштування електронних вимірювань.

Для генерації та збору даних використовувалася малопотужна та недорога мікроконтролерна плата ESP32 DevKit V2 (ESP32). Цю широко використовувану плату було обрано в основному на її основі. Підтримка

TinyML і додаткові переваги для цього завдання, такі як два вбудованих ЦАП, АЦП із досить високою роздільною здатністю з 12 бітами та послідовним периферійним інтерфейсом (SPI). Електронна установка поєднує в собі кілька завдань. Щоб виміряти один спектр ODMR для певної величини магнітного поля, потрібно контролювати частоту мікрохвильового випромінювання. Паралельно необхідно реєструвати інтенсивність сигналу флуоресценції. Для створення зразкових спектрів ODMR для різних магнітних полів як навчальних наборів, а також для перевірки датчика необхідно контролювати величину магнітного поля.

Для генерації мікрохвильового випромінювання радіочастотний сигнал синтезується за допомогою друкованої плати, яка базується на широкосмуговому синтезаторі Analog Devices ADF4351 з інтегрованим генератором, керованим напругою (VCO) і дільником частоти. Основними перевагами цієї плати є послідовний периферійний інтерфейс для конфігурації вбудований пристрій, вбудована схема фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) для блокування вихідної частоти та результуючого високочастотного діапазону від 35 МГц до 4,4 ГГц, яким може керувати ESP32. У цій роботі розгортка частоти з центральною частотою 2,87 ГГц і діапазоном 800 МГц була виконана в 400 дискретних кроків. Цей частотний діапазон був обраний на основі максимального магнітного поля 11,5 мТл; однак вищого динамічного діапазону можна легко досягти шляхом збільшення частотного діапазону розгортки. Синтезатор встановлюється на мінімальну вихідну потужність і використовується один із диференціальних виходів, що призводить до вихідної потужності 7 дБм. Потім сигнал посилюється щонайменше на 18 дБ за допомогою мікрохвильового підсилювача (Mini-Circuits ZRL-3500+). Для випромінювання мікрохвильового випромінювання в якості мікрохвильової антени використовується мідний дріт діаметром 100 мкм. Як показано на рисунку 2.2b, СВЧ дріт намотується навколо останніх десяти сантиметрів оптичного волокна у вигляді спіралі, а потім згинається в одну петлю навколо ромба. Він просто підключений до внутрішнього провідника коаксіального кабелю без закінчення.

Інтенсивність флуоресценції вимірюється фотодіодом (BPW34) і посилюється за допомогою трансімпедансного підсилювача (ТІА). Щоб оцифрувати сигнал за допомогою вбудованого 12-розрядного аналого-цифрового перетворювача (АЦП) ESP32, його спочатку інвертують і посилюють за допомогою підсилювача. Щоб контролювати величину магнітного поля, вбудований ЦАП ESP генерує 250 різних аналогових значень,

які, у свою чергу, встановлюють різні значення струму в діапазоні від 0 до 1,2 А через схему потужного операційного підсилювача на основі Texas Instruments ОРА541. Струм подається на котушку та створює регульоване постійне магнітне поле від 0 до 11,5 мТл.

## 2.4 Edge Machine Learning для спектрального аналізу ODMR

Ми пропонуємо використовувати штучні нейронні мережі в системі периферійних обчислень для визначення величини магнітного поля із записаних спектрів ODMR. Оскільки для кожного окремого датчика магнітного поля спектри ODMR, отримані для даного магнітного поля, відрізнятимуться через просторову орієнтацію наноалмазу щодо поля, а також інші експериментальні умови, необхідна послідовність кроків, щоб відкалібрувати та налаштувати кожен окремий датчик. Цю послідовність показано на рисунку 2.3а. По-перше, необхідно придбати навчальний набір, що складається з репрезентативних спектрів ODMR, отриманих за допомогою датчика навчальні дані, а також відповідне поле В як навчальну мітку. Потім ці дані використовуються для навчання нейронної мережі на робочій станції (або, у пізніших програмах, можливо, також на хмарному сервері, якщо потрібно). Зверніть увагу, що в цій роботі дві різні нейронні мережі були навчені досліджувати вплив архітектури мережі на продуктивність системи. У реальному промисловому застосуванні лише одна нейронна мережа буде реалізована та навчена. Потім навчена нейронна мережа розгортається на вбудованому пристрої у формі файлу С як частина коду для продуктивного режиму. У цьому режимі датчик готовий виконувати нові вимірювання, записуючи спектри ODMR і виконуючи висновок нейронної мережі на пристрої для прогнозування величини магнітного поля.

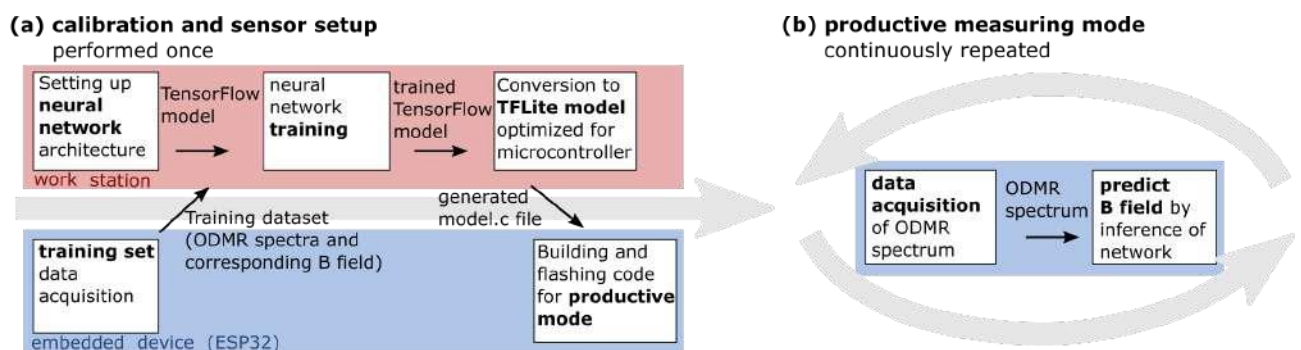


Рисунок 2.3 – (а) Послідовність кроків, необхідних для калібрування та налаштування датчика ODMR шляхом розгортання навченої моделі ML у вбудованому пристрої. (б) Режим продуктивного вимірювання на вбудованому пристрої

Один спектр ODMR отримується та використовується як вхідні дані для висновку нейронної мережі для прогнозування поля В. Цей двоетапний процес безперервно повторюється в режимі вимірювання.

Далі ми надаємо додаткові відомості про окремі необхідні кроки в нашому методі.

Навчальний набір.

Щоб отримати достатню кількість маркованих навчальних даних, збір даних здійснюється в автоматизованому режимі. У цьому випадку всі керуючі послідовності виводяться ESP32. Щоб записати репрезентативні спектри для різних величин магнітного поля, струм котушки контролюється внутрішнім ЦАП, а величина магнітного поля сканується з

Від 0,2 мТл до 11,5 мТл за 250 кроків. Для кожного значення величини магнітного поля записується один спектр ODMR шляхом поступового збільшення мікрохвильової частоти через SPI інтерфейсу та отримання 4 вимірювань інтенсивності флуоресценції для кожного кроку частоти за допомогою внутрішнього АЦП. Ці чотири вимірювання усереднюються для придушення фонового шуму. Завдяки 400 крокам в одній розгортці мікрохвильової частоти оцифрований спектр ODMR представлений у вигляді масиву з 400 елементів. Цей спектр передається на ПК робочої станції через послідовний зв'язок разом із відповідною міткою, а саме величиною магнітного поля, при якій був записаний спектр. Для збору набору даних цю керуючу послідовність можна запускати в нескінченному циклі, доки не буде отримано достатньо навчальних даних.

На етапі постобробки, який виконується на ПК робочої станції перед навчанням, зсув видаляється зі спектрів ODMR. З цією метою спектри спочатку зсуваються індивідуально на постійне значення зсуву, визначене усередненням 10 значень країв на кожній стороні спектра. Згодом вони нормуються на максимальне значення.

Приклади наборів даних зображені на рисунку 2.4., (та наведено в додатку А рис.8). Зверніть увагу, що спади флуоресценції інвертуються інвертуючим буфером. Додатково фільтр високих частот в ланцюзі сигналу вводить невеликий підліт праворуч від перевернутих спадів.

Зеєманівське розщеплення можна спостерігати за зміщенням провалів флуоресценції, відповідно, частот резонансних переходів. Загалом можна спостерігати 8 провалів, що представляють  $mS=+1$  і  $mS=1$  обертовий перехід для всіх 4 осей NV, присутніх у ансамблях NV. Тут зсув провалів залежить від кута вектора магнітного поля та осі симетрії NV. Зокрема, крайні спади флуоресценції віднесені до осі NV з в найменший кут до в магнітний поле

вектор  $\rightarrow B$  і таким чином в найвищій осьовий магнітний компонент поля  $B_z$ . І навпаки, найглибші спади флуоресценції вказують на найменшу осьову компоненту магнітного поля  $B_z$  для відповідної осі NV. Крім того, для осей NV з невеликим аксіальним компонентом магнітного поля  $B_z$  і, отже, великим неаксіальним компонентом магнітного поля  $B$ , резонансні частоти змінюються нелінійним чином, як можна побачити для двох внутрішніх провалів флуоресценції близько 10 мТл. на рисунку 2.4b. З теорії основного стану NV [45], очікується, що ця нелінійність посилюватиметься зі збільшенням неаксіального компонента магнітного поля  $B_{\perp}$ .

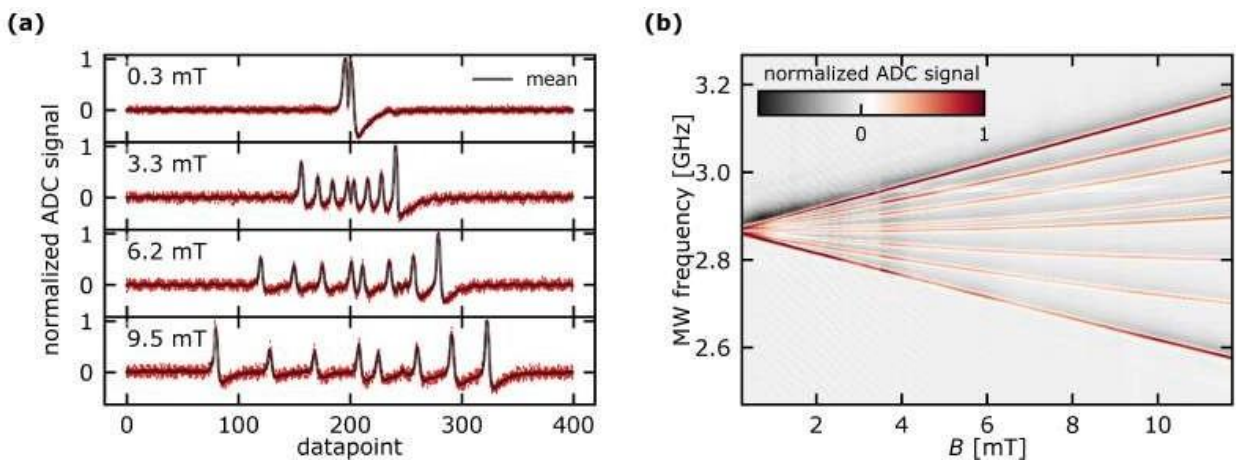


Рисунок 2.4 – Зразкова візуалізація отриманих даних

На рис.2.4 (a) це десять зразкових тренувальних спектрів при різних величинах магнітного поля. В одному спектрі ODMR одна точка даних є середнім нормалізованим значенням чотирьох вимірних значень ADC. Зауважте, що провали флуоресценції інвертуються приладовим підсилювачем. Недостаток на правій стороні інвертованих провалів можна віднести до фільтра високих частот у ланцюзі сигналу. На рис.2.4 (b) це набір даних для повної розгортки магнітної величини

Для малих величин магнітного поля ( $B = 0,3$  мТл на рис.2.4a), 8 очікуваних провалів флуоресценції перекриваються та накладаються, що призводить до більш виражених провалів флуоресценції. Однак суперпозиція не помітна на контрасті із зображеними даними через нормалізацію спектрів. У наших експериментах спинові рівні  $mS=1$  були розщеплені навіть при нульовому полі через внутрішню деформацію кристала.

## 2.5 Архітектура нейронної мережі

Було порівняно дві широко використовувані архітектури нейронних мереж, щоб дослідити їх продуктивність для аналізу спектру ODMR: повнозв'язані нейронні мережі (FCNN), які мають концептуально найпростішу мережеву архітектуру, і згорткові нейронні мережі (CNN). Останні є особливо перспективними для застосування в ОДМР, оскільки величина магнітного поля закодована в чітких структурних особливостях спектра, а саме в положенні резонансних провалів. CNN здатні витягувати та обробляти структурні характеристики вхідних даних і тому зазвичай використовуються для виявлення шаблонів та об'єктів у задачах класифікації зображень. У магнітометрії характеристики, виявлені CNN, є характеристиками зміни сигналу флуоресценції з мікрохвильовою частотою. Дві різні зразкові мережі з однаковою кількістю параметрів, які можна навчати, були реалізовані за допомогою фреймворку TensorFlow і порівняли. Обидві мережі мають вхідний рівень розміром  $N = 400$ , який представляє один спектр ODMR з  $N$  точками вибірки, і скалярний вихідний рівень, який представляє скалярне магнітне поле в мТл. Архітектури двох представлених мереж були обрані з невеликого гіперпараметричного дослідження, в якому змінювалися такі характеристики, як глибина мережі та кількість нейронів і фільтрів.

Застосовувана повністю підключена мережа, показана на рисунку 2.5 (та наведено в додатку А рис.9), яка складається з повністю з'єднаних шарів із зменшенням кількості нейронів, що використовують функцію активації ReLU, за якою слідує вихідний шар із лінійною функцією активації.

Всього в мережі 6236 параметрів, які можна навчити. Використана згортка, показана на рисунку 2.5b складається з послідовністю шарів згортки, що чергуються, і шарів максимального об'єднання, за якими слідує шар вирівнювання, повністю зв'язаний шар і вихідний шар. Має 5928 параметрів, які можна навчити. Крім того, у CNN шари мають функцію активації ReLU на всіх лінійних шарах, крім останнього. Деталі технічної реалізації, такі як розміри ядра та кількість фільтрів у шарах згортки, узагальнено на рисунку 2.5b. Розмір фільтра шарів згортки спочатку невеликий, щоб вловлювати локальні особливості, тобто зміни сигналу флуоресценції порівняно з невеликими коливаннями мікрохвильової частоти, і збільшується з глибиною мережі, щоб вловлювати ширші структурні особливості спектру ODMR.

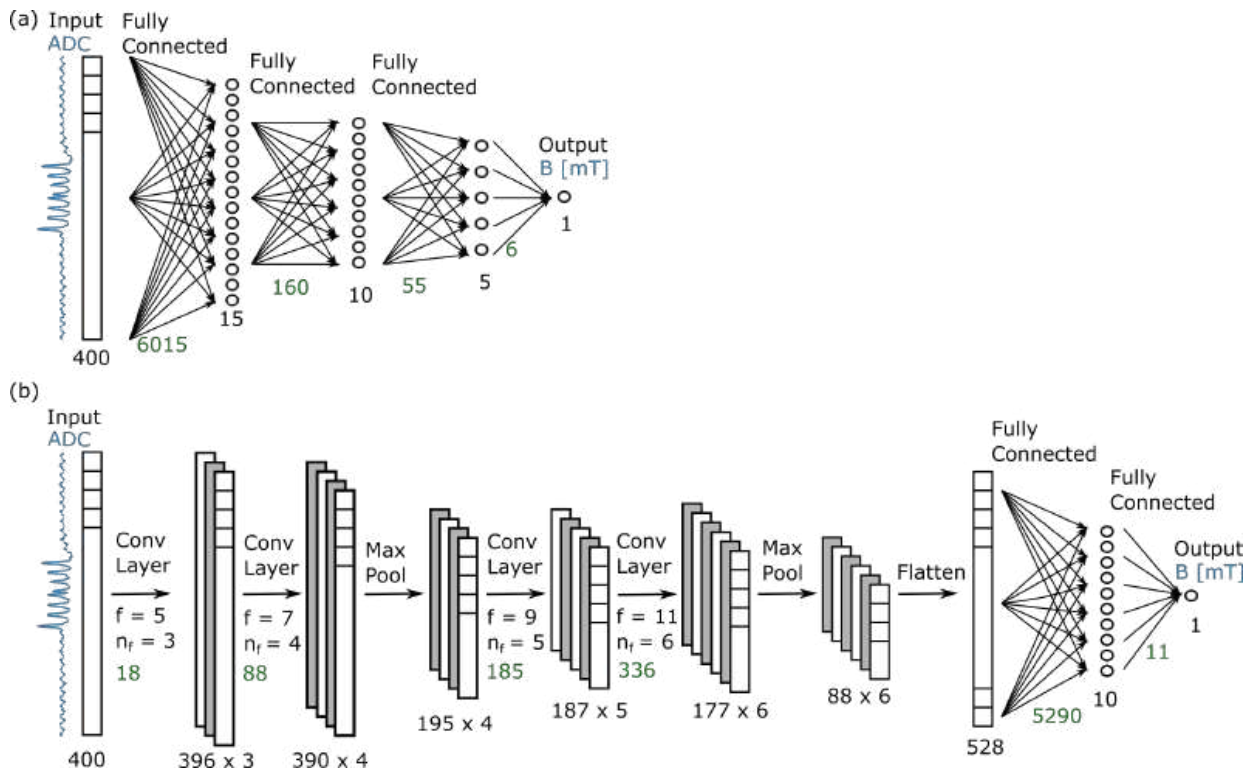


Рисунок 2.5 – Використані архітектури нейронної мережі повнозв'язаної нейронної мережі (а) та згорткової нейронної мережі (б)

Повністю підключена мережа має три прихованих шари, розмір яких зменшується разом із глибиною мережі. Згорточна нейронна мережа складається з послідовності згорткових шарів і шарів максимального об'єднання, за якими йдуть два повністю з'єднані шари. Розміри кожного шару вказані чорним кольором; наведено кількість параметрів, які можна навчити, на шарв зеленому кольорі. Для CNN  $f$  позначає кількість фільтрів, а  $n_f$  позначає розмір ядра, застосований у відповідному шарі згортки. Розмір пулу максимальних шарів пулу становить 2.

Навчання нейронної мережі.

Обидві нейронні мережі були навчені за допомогою фреймворку TensorFlow на наборі даних, що складається з постоброблених спектрів ODMR, записаних сенсорним пристроєм безпосередньо перед навчанням. Набір даних був випадковим чином перетасований, а потім розділений на 9960 навчальних спектрів і 2000 тестових спектрів.

Нейронні мережі навчалися на навчальному наборі протягом 250 епох із розміром партії 128. Середньоквадратична помилка (RMS) на навчальному наборі та тестовому наборі під час навчання показана на рисунку 2.6а. Середньоквадратична помилка FCNN на тестовому наборі (середній синій колір) спочатку швидко спадає і досягає плато приблизно

через 150 епох навчання. FCNN демонструє ознаки перепідгонки, оскільки похибка на навчальному наборі продовжує зменшуватися з тренуванням. Навпаки, CNN не показує надмірної підгонки та досягає набагато менша середньоквадратична помилка. Після 250 епох навчання середньоквадратична помилка на тестовому наборі, усереднена за останні 10 ітерацій навчання, становить 139,2 мкТ для FCNN і 63,6 мкТ для CNN. Для ілюстрації рис 6b показує передбачення нейронних мереж для 2500 випадково вибраних спектрів ODMR із записаного набору даних проте відоме прикладне значення поля  $B$ . Прогнози обох мереж розподілені навколо лінії ідентичності (чорна). Як і очікувалося з результатів навчання, описаних вище, CNN демонструє менше розсіювання, ніж FCNN. Для обох мереж можна спостерігати деякі викиди. Це викликано помилковими спектрами ODMR, які, наприклад, містять високий рівень шуму, нахилену базову лінію або додаткові піки через нерегулярність лазера.

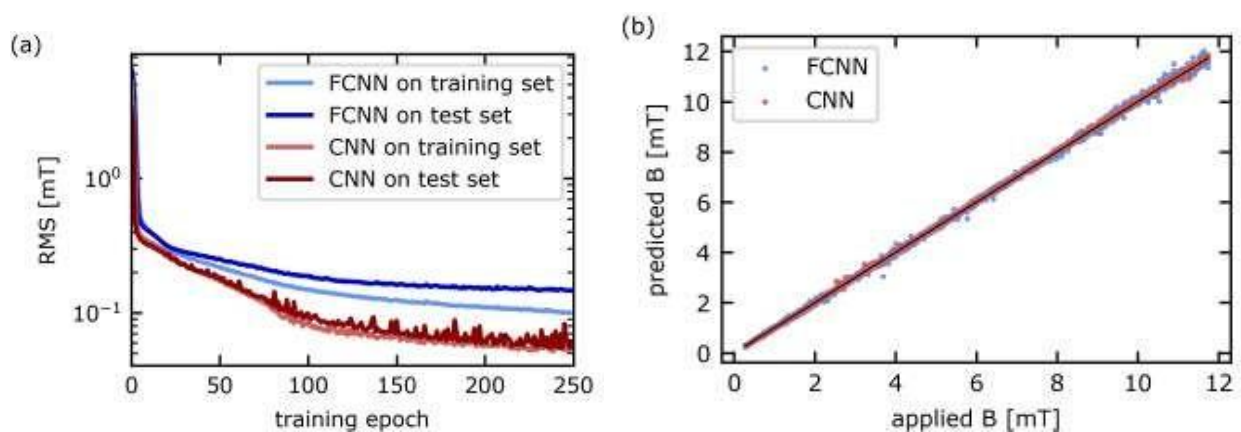


Рисунок 2.6 – Порівняння повнозв’язаної (FCNN) і згорткової (CNN) мережевої архітектури для аналізу спектрів ODMR. (a) показує середньоквадратичну похибку (RMS) для навчального та тестового набору під час процесу навчання. (b) показує прогнозоване значення поля  $B$  залежно від «справжнього» поля  $B$  для 2500 випадково вибраних спектрів із тестового та навчального набору

Оскільки продуктивність CNN набагато краща, ніж продуктивність FCNN для порівнянної кількості параметрів, які можна навчити, як підсумовано в табл. 1, ми вибрали CNN для розгортання на вбудованому пристрої. Використовуючи вбудований конвертер TensorFlow, модель TFlite була згенерована з навченої нейронної мережі без квантування. Модель була перетворена в масив C байтів за допомогою стандартних інструментів. Розмір згенерованої моделі залежить від її складності. Для CNN модель становить



167Кб. Потім масив байтів зберігається в пам'яті програм, призначених лише для читання, на пристрої ESP32.

Таблиця 2.1 – Порівняння між повністю зв'язаною та згортковою нейронними мережами з точки зору кількості параметрів, які можна навчити, середньоквадратичної помилки на тестовому наборі після навчання та розміру згенерованої моделі

Model	Number of Trainable Parameters	Root-Mean-Square Error on Test Set	Size of Generated Model
FCNN	6236	0.1392 mT	164 KB
CNN	5928	0.0636 mT	167 KB

Код для продуктивного режиму було реалізовано за допомогою TFLite C++. У продуктивному режимі єдиний ОДМР спектр спочатку повністю записується за допомогою процедури, яка раніше використовувалася для запису навчальних спектрів. Далі дані спектру обробляються так само, як дані навчання на робочій станції, тобто зсув зміщується, а дані нормалізуються за максимумом спектра. Згодом дані спектру копіюються у вхідний тензор моделі TFLite і виконується висновок.

Чутливість і точність системи.

Щоб продемонструвати точність датчика, ми виконали багаторазові сканування величини В-поля, одночасно реєструючи прогноз нейронної мережі із записаного спектру ODMR. Дані, наведені нижче, впливають із 25 із цих розгортки В-поля. За деякими винятками, набори даних записувалися послідовно. На рисунку 2.7, показані результати. Прогнози, дані CNN, показують середньоквадратичну помилку 69,0 мкТл від справжньої величини магнітного поля. Результат добре узгоджується з RMS на тестовому наборі на етапі навчання CNN.

Похибка  $\Delta$  у вимірюванні, а саме різниця в прогнозованій величині магнітного поля та справжній величині магнітного поля, показана на рисунку 2.7b, вказує на більше відхилення для більших величин магнітного поля. Ця тенденція також очевидна в ході стандартного відхилення похибки  $\sigma$  для зростаючих величин магнітного поля (чорна лінія на рисунку 2.7б), (та наведено в додатку А рис.10). Зауважте, що два піки на кривій близько 1 мТл і 8 мТл походять відокремлі віддалені точки даних у сукупності вимірювань. Стандартне відхилення показує різке зростання поведінки для вимірювань, близьких до верхньої межі навчання величини магнітного поля, у цьому

випадку вище 11,3 мТл. Таким чином, у гіпотетичному застосуванні пристрою було б рекомендовано трохи розширити діапазон бажаної максимальної величини магнітного поля в продуктивному режимі для навчання мережі. Помилка  $\Delta$  має а означає значення  $\Delta = 23.8 \mu\text{T}$  з а стандарт відхилення з  $\sigma = 47.7 \mu\text{T}$ .

Ми пояснюємо цю тенденцію CNN прогнозувати дещо вищі значення, ніж очікувалося, а дрейф в експериментальній установці за час, що минув між збором навчальних даних і тестуванням продуктивності датчика. Можливі джерела цього дрейфу можуть бути термічної або механічної природи, а також коливання потужності лазера. Поодинокі викиди у вимірюванні можна віднести до несинхронізованого збору даних через випадкові помилки синхронізації в контрольній послідовності, виданій ESP32, що іноді призводить до спотворення спектрів ODMR.

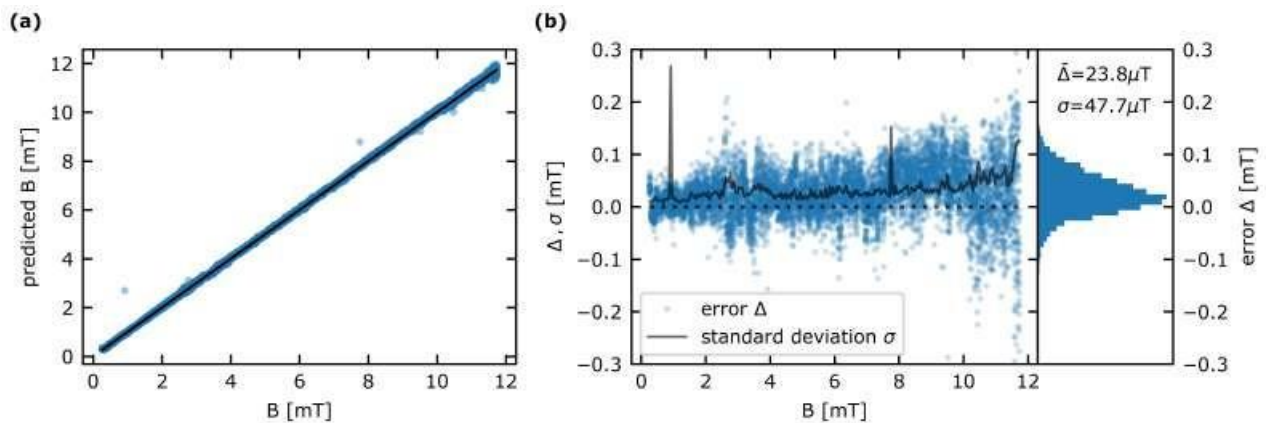


Рисунок 2.7 – (а) Продуктивність сенсорного пристрою. У загальній складності 6250 вимірювань отримане RMS становить 69,0 мкТл. Поодинокі викиди можна віднести до випадкових помилок синхронізації в контрольній послідовності. (б) похибка вимірювань  $\Delta = B_{\text{передбачив}} - B_{\text{правда}}$  має тенденцію до більшого поширення для збільшення величини магнітного поля

Відповідно стандартне відхилення похибки  $\sigma$  показує зсув у бік вищих значень. Справа: розподіл похибки  $\Delta$  для всіх 6250 вимірювань показує середнє значення значення з  $\Delta = 23.8 \mu\text{T}$  і а стандарт відхилення з  $\sigma = 47.7 \mu\text{T}$ .

Для порівняння продуктивності нашого методу зі стандартним підходом, заснованим на підгонці фізичної моделі до даних, був використаний альтернативний метод вилучення величини  $B$ -поля з представлених спектрів ODMR на основі теорії основного стану NV [45]. Впри цьому резонансні частоти були визначені за допомогою алгоритму пошуку піків [32] на нефільтрованих нормалізованих даних. За цими резонансними частотами

можна оцінити загальну величину магнітного поля. При застосуванні цього методу до 30 отриманих наборів даних отримане середньоквадратичне значення становить 10,4 мкТл порівняно з значення 69,0 мкТл, досягнуте CNN. Однак слід зазначити, що цей метод має недоліки порівняно з підходом CNN, представленим у цій роботі. Найважливішим є те, що, показуючи кращу чутливість, метод можна застосовувати лише для спектрів, де всі 8 резонансів чітко розділені. Ця вимога остаточно обмежує мінімальну виявлену магнітну величину до 1,5 мТл у випадку даних, представлених у цій роботі. Ще одна важлива вимога - гарне співвідношення сигнал/шум в системі збору даних. Фон із високим рівнем шуму може призвести до схильного до помилок виявлення піку, що знижує надійність датчика. Крім того, цей метод не можна застосовувати в середовищі, де присутні невідомі зовнішні поля, оскільки він визначає лише загальну величину магнітного поля.

## 2.6 Частота повторення вимірювань магнітного поля

У нашій установці загальна тривалість вимірювання сенсорного пристрою в продуктивному режимі становить приблизно 650 мс, що відповідає частоті вимірювання 1,54 Гц. На один цикл вимірювання виконання висновку займає лише 608 мкс, що є незначним внеском у загальний час вимірювання. Крім того, послідовний зв'язок для передачі прогнозованого магнітного поля величина поля лише незначно впливає на час вимірювання в продуктивному режимі. Виконання частотної розгортки та отримання спектру ODMR становить 600 мс і представляє найбільше обмеження для часової роздільної здатності. Загалом під час розгортки частоти виконується 400 кроків. Час, необхідний для отримання одного кроку частоти MW (1,5 мс), складається з наступних основних внесків. Для кожного кроку програмна затримка 0,73 мс використовується для обліку зв'язку SPI та 0,3 мс для встановлення фазового автопідстроювання частоти в джерелі СВЧ. ESP займає приблизно 0,5 мс на крок частоти, щоб отримати значення АЦП і усереднити вимірювання інтенсивності флуоресценції без будь-яких додаткових затримок.

Основним обмеженням для тимчасової роздільної здатності нашого датчика в продуктивному режимі є чітко розгортка частоти СВЧ, необхідна для отримання спектрів ODMR. Таким чином, швидкість пристрою в основному може бути покращена за допомогою використання швидшого мікрохвильового джерела або швидшого АЦП.

## 2.7 Трансїмпедансний підсилювач

Для перетворення флуоресценції в сигнал напруги був побудований трансїмпедансний підсилювач (ТІА), використовуючи фотодіод ВРW34 і операційний підсилювач АDА4627 (ОРА). Фотодіод має відносно велику активну площу (33 мм<sup>2</sup>), що полегшує вимоги до точності позиціонування в оптичній установці. При зворотній напрузі зміщення 2,5 В його ємність зменшується до 30 пФ. У поєднанні з опором зворотного зв'язку  $R_f = 4,7$  МОм досягається смуга пропускання 170 кГц. Щоб запобігти коливанням, можна вставити конденсатор зворотного зв'язку  $C_f$ . Моделювання припускає значення  $C_f$  приблизно 0,3 пФ для фазового запасу без контуру 45°, що було реалізовано паразитними ємностями лише в цій реалізації. Порівняння моделювання та вимірювання показано на рисунку 2.8а, а описана схема, зображена на рисунку 2.8b, (та наведено в додатку А рис.11). Виміряне відхилення для частот вище 200 кГц можна віднести до паразитної ємності тестового адаптера паралельно опору, який використовувався для подачі тестового струму в вузол підсумовування. У представленій вимірювальній установці надається вихідна напруга постійного струму приблизно 7 В при нульовому магнітному полі. Співвідношення теплового шуму резистора зворотного зв'язку та дробового шуму за струмом сигналу  $i_{sig}$  визначається за формулою

$$\frac{i_{n,th}}{i_{n,shot}} = \frac{\sqrt{4kT/R_f}}{\sqrt{2qi_{sig}}} \approx 0.086$$

де  $k$  – постійна Больцмана,  $q$  – елементарний заряд електрона при кімнатній температурі  $T = 300$  К. Таким чином, домінує дробовий шум струму сигналу. Щоб залишитися без пострілового шуму, струмовий шум ОРА повинен залишатися значно нижче  $i_{n,shot} \approx 0,69$  пА/Гц, що призводить до вибору польових операційних підсилювачів. Подібним чином, шум вхідної напруги ОРА  $e_{n,amp}$  повинен залишатися нижче теплового шуму резистора зворотного зв'язку.

$$e_{n,th} = \sqrt{4kTR_f} \approx 279 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}},$$

Крім того, шум можна спостерігати піки через  $e_{n,amp}$  паралельно вхідній ємності  $C_i$ . Ця вимога також задовольняється приблизно до 40 кГц для

вибраного ОРА. Рисунок 2.9а (який наведений в додатку А рис.12) показує виміряну та змодельовану спектральну щільність вихідного шуму ТІА при струмі сигналу та темновому струмі.  $1/f$ -компонент аналізаторів сигналів, що використовуються, дозволяє проводити значущі вимірювання вище 1 кГц. Для вищих струмів сигналу можна досягти хорошої збіжності. Лише при темновому струмі відхилення виміряного шуму можна віднести до шумного середовища. Джерела шуму можна змодельовати, як показано на рисунку 2.8а, що призводить до загального струму шуму

$$i_n = \sqrt{i_{n,amp}^2 + i_{n,shot}^2 + i_{n,th}^2 + (s e_{n,amp} C_i)^2}.$$

Потім щільність шуму вихідної напруги моделі визначається як трансїмпеданс, помножений на струм шуму.  $1/f$ -компоненти шуму вхідного струму та напруги ОРА не виявляють значного впливу при моделюванні до 1 Гц. При вихідному сигналі 7 В наведено середньоквадратичний вихідний шум 2,78 мВ. Відношення сигнал/шум становить 68 дБ.

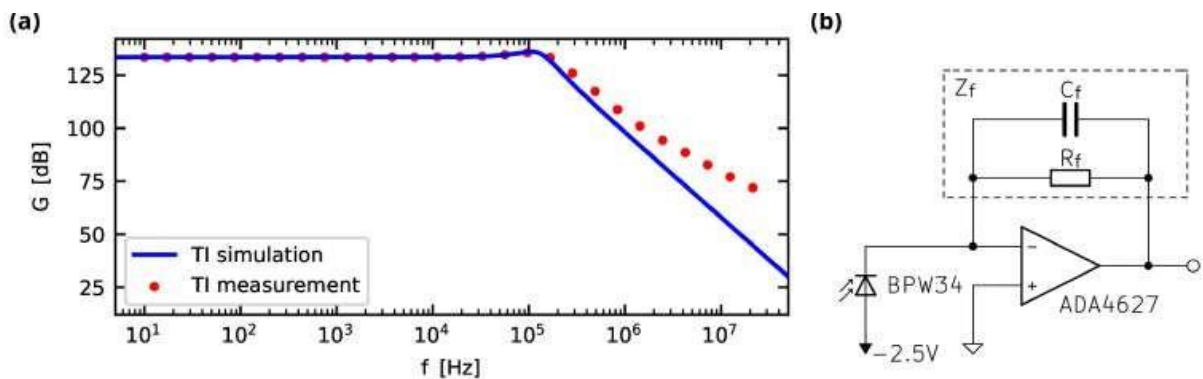


Рисунок 2.8 – (а) Частотна характеристика ТІА для посилення 4,7 МОм. (б) Схема ТІ. Фотодіод мав зворотне зміщення при  $-2,5$  В

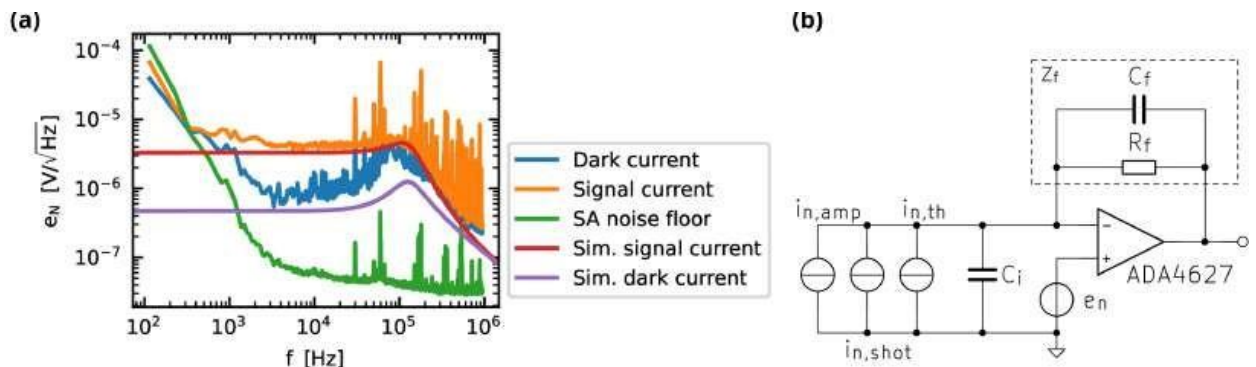


Рисунок 2.9 – (а) Спектральна щільність вихідного шуму ТІА при сигнальному струмі та темновому струмі. Рівень шуму аналізатора сигналів

домінує нижче 1 кГц. (b) Еквівалентна схема, що показує окремі джерела шумового струму для вхідного струмового шуму підсилювача  $i_n$ ,  $amp$ , дробовий шум через сигнал і темновий струм  $i_n$ , пострілі тепловий шум

## 2.8 Інвертуючий буфер

На рисунку 2.10а показана передатна функція інвертуючої буферної схеми, зображеної на рисунку 2.10b. Він використовується для попередньої обробки сигналу ТІА для АЦП ESP32. Зменшення інтенсивності флуоресценції залежить від великого зсуву постійного струму, який фільтрується високочастотним фільтром на кутовій частоті 8 Гц. Потім сигнал інвертується та посилюється AD620 від Analog Devices приладовий підсилювач. Коефіцієнт підсилення регулюється для використання повної опорної напруги АЦП. Через високочастотну характеристику фільтра піки у вихідному сигналі супроводжуються невеликим недобором. Додатне зміщення вводиться, щоб уникнути відсікання в цих випадках. Нижча кутова частота фільтра верхніх частот зменшить цей ефект, але має бути збалансована зі швидкістю зміни зміщення постійного струму, спричиненого зменшенням інтенсивності флуоресценції через зростання магнітних полів. Єдине посилення на основі LM358 буфер проходить в сигнал-сигнал до АЦП. Щільність шуму в смузі пропускання  $15 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  є незначною у порівнянні з щільністю вихідного шуму ТІА  $4,3 \text{ мкВ}/\text{Гц}$  при  $7 \text{ В}$  постійного струму, вихідна напруга в нульовому магнітному полі.

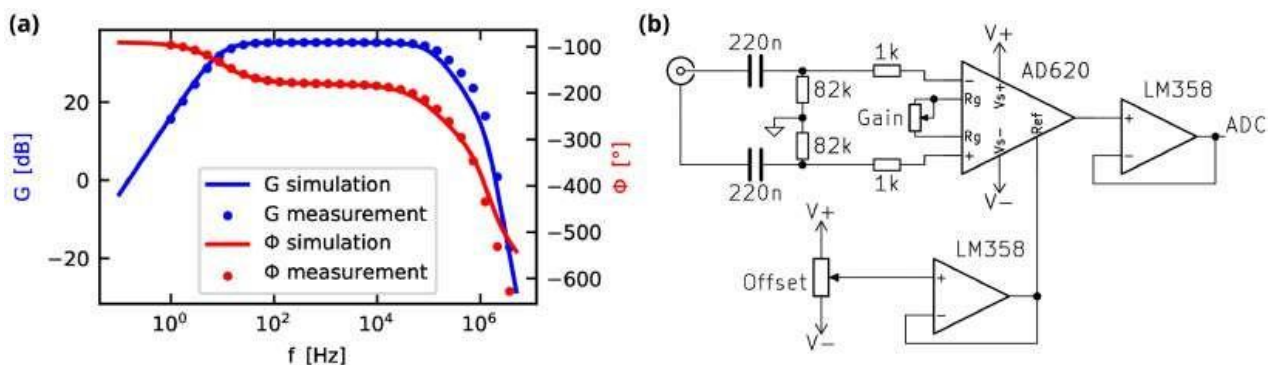


Рисунок 2.10 – (a) Підсилення  $G$  і фаза  $\Phi$  схеми аналогової обробки. Понад смугу пропускання від 8 Гц до 120 кГц, сигнал інвертується і посилюється на 35 дБ. (b) Функція передачі реалізована фільтром високих частот першого порядку, за яким слідує інструментальний підсилювач Analog Devices AD620

Коефіцієнт посилення та зміщення змінюються за допомогою

підстроювальних потенціометрів. Буферизований вихід подається в АЦП ESP32. Живлення здійснюється від двох батарей 9V.

2.9 Вирахування величини магнітного поля в спектрах ODMR за допомогою автоматичного пошуку піків

Для даного спектру ODMR резонансні частоти визначаються за допомогою алгоритму пошуку піків [50] на нефільтрованих і нормалізованих даних.

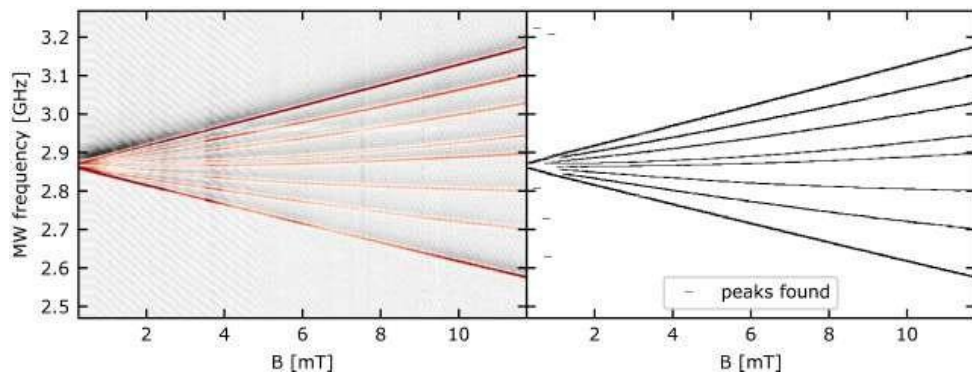


Рисунок 2.11 – Пошук піків у спектрах ODMR для визначення значень частоти провалів інтенсивності

Для спектрів, нижчих за 1,5 мТл, виявлення піку не є надійним через накладання кількох провалів інтенсивності. Потім розраховується загальна величина магнітного поля за допомогою

$$B_{tot} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{\sum_{i=1}^4 \left( \frac{\Delta f_i}{2\gamma} \right)^2},$$

де  $\gamma = 28$  МГц/мТл гіромагнітне відношення. Дане рівняння базується на геометричних властивостях осей NV в алмазній ґратці. Це впливає з перестановки виразів для осьового магнітного поля для всіх 4 NV орієнтацій з нормованим вектором представлення.

## 2.10 Перспективи подальшого дослідження

На завершення ми представили недорогого автономну концепцію датчика магнітометра на основі периферійного машинного навчання та ODMR у центрах NV у алмазі. У цьому дослідженні підтвердження концепції спектри

ODMR були отримані в автоматизований спосіб шляхом розгортки мікрохвильової частоти під час вимірювання інтенсивності флуоресценції. Отримані спектри були використані для навчання згорткової нейронної мережі. Потім навчений CNN передавався на вбудований пристрій, де він виконував висновок на основі спектрів ODMR, отриманих внутрішнім АЦП пристроєм, прогножуючи величину прикладеного зовнішнього магнітного поля. У наших експериментах це передбачення було точним із середньоквадратичною похибкою 69,0 мкТл, що є порівнянним, але ще не настільки точним, ніж використання традиційного методу на отриманих даних ODMR, і в цілому є менш точним, ніж чутливість. Точність можна буде ще більше підвищити, використовуючи спектри з більшою кількістю точок даних, тобто більш тонку роздільну позицію піків, використовуючи менші кроки у встановленні поля В під час тренувального збору даних або використовуючи більш складні та адаптовані мережеві архітектури з більшою кількістю та/або більшими прихованими рівнями. Систематична оптимізація архітектури мережі шляхом великого дослідження гіперпараметрів і оптимізація процесу навчання за допомогою таких методів, як ансамблеве навчання, не входить до сфери нинішнього дослідження підтвердження концепції та буде виконано в майбутній роботі. Зауважте, що використання складнішої мережевої архітектури загалом потребуватиме більшого набору для навчання та потенційно довшого часу висновку. Це можна компенсувати за допомогою квантування мережі TFLite, що зменшує розмір моделі та прискорює обчислення. Однак у наших експериментах було показано, що збір даних має значно більший вплив на продуктивність синхронізації датчика порівняно з часом висновку, що становить прибл. 93% від загального часу вимірювання. Час збору в кінцевому підсумку обмежений швидкістю джерела СВЧ та АЦП. У цій роботі як мікрохвильове джерело використовувався контур фазової автопідстройки частоти, якому потрібен встановлений час для блокування частоти НВЧ. Таким чином, час отримання може бути потенційно значно покращений, опустивши петлю фазової автопідстроювання частоти, і замість цього використавши VCO з розімкненим контуром. Незважаючи на те, що це матиме негативний вплив на звичайну схему магнітометра ODMR, де для виділення точних резонансних частот потрібна замкнута робота джерела СВЧ, це має бути цілком здійсненним із представленим підходом машинного навчання.

Незважаючи на можливості для вдосконалення щодо точності, запропонована міраментальний підхід концептуально долає деякі виклики, які зазвичай виникають у ODMR магнітометрії. Однією з переваг



представленого методу є його надійність у режимі низького В-поля. Завдяки суперпозиції резонансних переходів у режимі слабкого магнітного поля, може бути складно розпізнати одиничні провали флуоресценції в цьому режимі та, таким чином, вивести величину магнітного поля з вимірюного спектру ODMR за допомогою звичайних методів, заснованих на відповідності фізичної моделі. Загальним підходом є зміщення величини магнітного поля за допомогою магнітного поля зсуву. Проте представлений підхід машинного навчання, наші експерименти не показують погіршення точності у цьому режимі низького поля, опускаючи потребу в полі зсуву. Це може принести переваги в застосуванні магнітного зондування з ансамблями NV, наприклад, інтегрованими сенсорними головками, де бажані малий форм-фактор і спрощене налаштування. Ще одна концептуальна перевага запропонованого підходу полягає в тому, що він висуває лише низькі вимоги до якості сигналу. Експерименти показали, що запропонована концепція датчика дає подібні результати для даних із гіршим співвідношенням сигнал/шум, ніж дані, представлені в цій роботі, упускаючи потребу в збалансованому виявленні або отриманні даних з високою роздільною здатністю. Таким чином, ми бачимо потенціал для застосування сенсорного пристрою в нелaborаторному середовищі з хорошою надійністю. Технічні вимоги до реалізації запропонованої установки є низькими порівняно з іншими роботами в цій галузі, оскільки використання синхронізованих підсилювачів, модульовані лазерні драйвери та імпульсні або модульоване мікрохвильове збудження не є необхідним.

При представленому підході вирівнювання NV з мікроалмазу, що виявляється складним, можна знехтувати, доки орієнтація магнітного поля не змінюється відносно алмазу з часом. Це стосується не тільки скалярної магнітометрії, а й векторної магнітометрії. Позначаючи отримані дані тривимірною інформацією (наприклад,  $V_x$ ,  $V_y$ ,  $V_z$ ), векторна магнітометрія за допомогою машинного навчання з довільно орієнтованими мікроромбиками стає доступною і буде розглянута в майбутніх роботах.

## 2.11 Висновки до розділу

Представлено дослідження та розробку нової, недорогої та автономної установки радіотехнічного пристрою вимірювання магнітного поля, яка використовує машинне навчання на вбудованому пристрої, так зване периферійне машинне навчання. Ми навчаємо штучну нейронну мережу за допомогою даних, отриманих із безперервної установки ODMR, а потім

використовуємо цю попередньо навчену мережу на сенсорному пристрої для визначення величини магнітного поля із записаних спектрів ODMR. У запропонованій нами конфігурації датчика використовується недорога та малопотужна плата розробки мікроконтролера ESP32 для керування записом даних і передачі в безпроводну сенсорну мережу. У дослідженні підтвердження концепції які показують, що установка здатна вимірювати магнітні поля з високою точністю та має потенціал для створення надійних і доступних датчиків із широким діапазоном вимірювань.

## **3 РОЗРОБКА АНАЛОГОВОГО ІНТЕРФЕЙСУ З ДЕМОДУЛЯТОРОМ DBPSK ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ МЕРЕЖЕВИХ ДАТЧИКІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ**

У цьому розділі представлено повністю інтегрований на чіпі аналоговий інтерфейс (AFE) з некогерентним демодулятором цифрової двійкової фазової маніпуляції (DBPSK), придатний для додатків бездротового зв'язку з магнітним полем короткого радіусу дії. Пропонований некогерентний демодулятор DBPSK розроблений на основі використання компараторів для оцифровки прийнятого диференціального аналогового сигналу BPSK. Демодулятор DBPSK не потребує петлі фазової синхронізації (PLL) для виявлення даних і відновлення тактового сигналу. Крім того, пропонований демодулятор надає виявлені дані та відновлений тактовий сигнал одночасно. Незважаючи на те, що попередні дослідження запропонували базову структуру AFE, ця робота намагається посилити та згенерувати необхідний диференціальний сигнал BPSK без пропуску даних і таймера в AFE, тоді як на вході AFE надходить сигнал низького рівня напруги.

### **3.1 Розробка аналогового інтерфейсу з некогерентним демодулятором цифрової двійкової фазової маніпуляції**

Для побудови реалізованого AFE використовуються компенсація зсуву постійного струму (DCOC), каскадний підсилювач зі змінним коефіцієнтом посилення (VGA) і одноразовий перетворювач (STOD). Результати моделювання показують, що AFE забезпечує динамічний діапазон посилення потужності від 0 дБ до 40 дБ із роздільною здатністю 2 дБ. Результати вимірювань показують, що мінімальна виявлена напруга на вході AFE досягається при 20 мВ від піку до піку. AFE та запропонований демодулятор DBSPK аналізуються та виготовляються за технологією 130 нм Bipolar-CMOS-DMOS (BCD) для відновлення максимальної швидкості передачі даних 32 кбіт/с, коли несуча частота становить 128 кГц. Реалізований DCOC, каскадний VGA, STOD і демодулятор займають 0,15 мм. Результати моделювання показують, що AFE забезпечує динамічний діапазон посилення потужності від 0 дБ до 40 дБ із роздільною здатністю 2 дБ. Результати вимірювань показують, що мінімальна виявлена напруга на вході AFE досягається при 20 мВ від піку до піку. AFE та запропонований демодулятор DBSPK аналізуються та виготовляються за технологією 130 нм Bipolar-CMOS-DMOS (BCD) для відновлення максимальної швидкості передачі даних 32 кбіт/с, коли несуча

частота становить 128 кГц. Реалізований DCOC, каскадний VGA, STOD і демодулятор займають 0,15 мм. Результати моделювання показують, що AFE забезпечує динамічний діапазон посилення потужності від 0 дБ до 40 дБ із роздільною здатністю 2 дБ. Результати вимірювань показують, що мінімальна виявлена напруга на вході AFE досягається при 20 мВ від піку до піку. AFE та запропонований демодулятор DBSPK аналізуються та виготовляються за технологією 130 нм Bipolar-CMOS-DMOS (BCD) для відновлення максимальної швидкості передачі даних 32 кбіт/с, коли несуча частота становить 128 кГц. Реалізований DCOC, каскадний VGA, STOD і демодулятор займають 0,15 мм. AFE та запропонований демодулятор DBSPK аналізуються та виготовляються за технологією 130 нм Bipolar-CMOS-DMOS (BCD) для відновлення максимальної швидкості передачі даних 32 кбіт/с, коли несуча частота становить 128 кГц. Реалізований DCOC, каскадний VGA, STOD і демодулятор займають 0,15 мм. AFE та запропонований демодулятор DBSPK аналізуються та виготовляються за технологією 130 нм Bipolar-CMOS-DMOS (BCD) для відновлення максимальної швидкості передачі даних 32 кбіт/с, коли несуча частота становить 128 кГц. Реалізований DCOC, каскадний VGA, STOD і демодулятор займають 0,15 мм.<sup>2</sup>, 0,063 мм<sup>2</sup>, 0,045 мм<sup>2</sup> і 0,03 мм<sup>2</sup> площі відповідно. AFE і демодулятор споживають 2,9 мА і 0,15 мА струму від зовнішнього джерела живлення 5 В відповідно.

Зросла розробка пристроїв бездротового зв'язку для моніторингу важкодоступних ділянок (наприклад, коли бездротовий датчик використовується під землею або під водою для моніторингу текучості нафти, газу тощо). Проблеми споживання електроенергії, шуму, посилення, лінійності і висока вартість виготовлення в радіочастотній інтегральній схемі (RF IC) призвели до розробки бездротових сенсорних мереж магнітного поля (WSN) як одного з альтернативних застосувань у бездротовому зв'язку малої дальності [51].

Амплітудна маніпуляція (ASK) [52], маніпуляція ввімкнення-вимкнення (OOK) [53] та фазову маніпуляцію (PSK) [54] є деякими з традиційних методів модуляції даних для бездротової передачі даних. У техніці модуляції ASK дані передаються за амплітудою. Таким чином, чутливість амплітуди несучої до шуму спричиняє відсутність даних у додатках малої дії, коли вхідна амплітуда дуже низька. Іншими словами, хоча відстань між передавачем (TX) і приймачем (RX) не дуже мала, дані будуть втрачені через ослаблення сигналу та чутливість амплітуди несучої до шуму. Отже, техніка модуляції ASK не рекомендована в цій програмі.

Для виявлення даних у звичайній когерентній двійковій фазовій

маніпуляції (BPSK) демодулятора, спочатку потрібно відновити тактовий сигнал, щоб повторно дискретизувати сигнал BPSK [54]. Загалом, Петлі Костаса, петлі зведення в квадрат і демодулятори використовуються для адаптації петель фазової синхронізації (PLL) для відновлення необхідного тактового генератора [55]. Отже, значні кремнієві матриці та споживана потужність повинні бути спрямовані на PLL. Крім того, ФАПЧ потребує значного часу встановлення, щоб створити робочий таймер. Запропонований некогерентний демодулятор DBPSK розроблений на основі використання компараторів і комірок затримки для оцифровки вхідних сигналів. У запропонованій структурі немає реалізованого PLL для виявлення даних і відновлення тактової частоти. Крім того, виявлені дані та відновлений таймер генеруються одночасно.

Оскільки отриманий аналоговий сигнал BPSK на вході демодулятора може бути недостатньо великим, щоб гарантувати роботу компараторів (наприклад, у разі використання датчиків під землею або під водою), отриманий аналоговий сигнал BPSK необхідно посилювати без жодних змін форми сигналу. Крім того, у запропонованому демодуляторі DBPSK для виявлення даних і відновлення синхронізації потрібен інвертований аналоговий сигнал BPSK. Отже, використання аналогового переднього кінця (AFE) для посилення та надання диференціального аналогового сигналу є неминучим. На інтерфейсі архітектури до аналогового сигналу BPSK напруга постійного струму вхідного сигналу регулюється до половини напруги живлення ( $VDD/2$ ) за допомогою компенсації зміщення постійного струму (DCOC), яка розташована на першому етапі AFE. Каскадний підсилювач зі змінним посиленням (VGA) забезпечує посилення потужності від 0 дБ до 40 дБ для посилення вхідного аналогового сигналу. Така зміна посилення потужності гарантує охоплення широкого динамічного діапазону рівнів вхідної напруги. Одноразовий перетворювач (STOD) розміщується на останньому етапі AFE для генерації необхідного диференціального аналогового сигналу BPSK.

### 3.2 Загальна архітектура приймача RX

Рисунок 3.1 ілюструє загальну архітектуру запропонованого RX, який складається з DCOC, каскадного VGA, STOD, звичайного синфазного генератора напруги (VCM Gen.) і послідовного периферійного інтерфейсу (SPI).

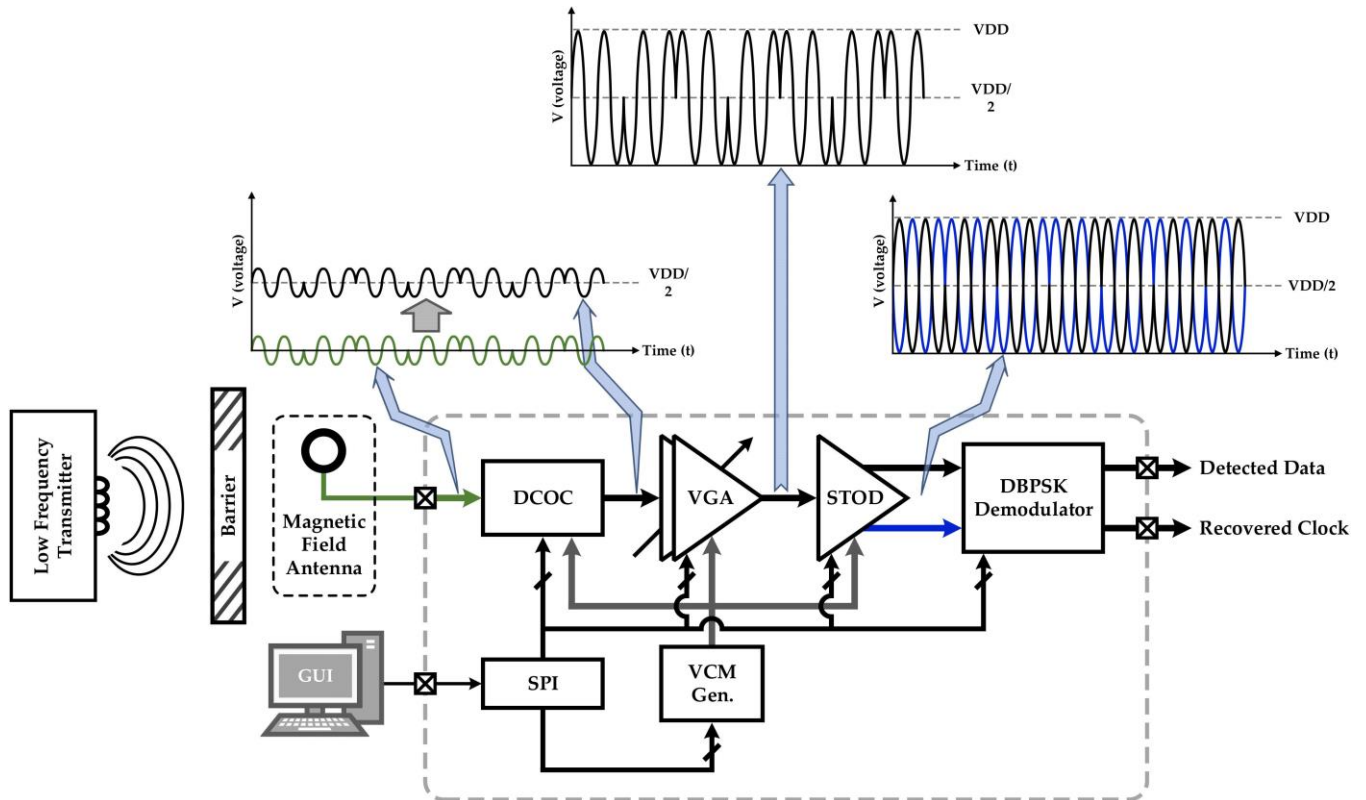


Рисунок 3.1 – Архітектура розроблюваного приймача RX

У запропонованій архітектурі зовнішня антена магнітного поля приймає переданий аналоговий сигнал BPSK від низькочастотного (LF) TX, як показано на рис.3.1, (та наведено в додатку А рис.13). Залежно від відстані та бар'єрів між LF TX та антеною, ослаблення переданий аналоговий сигнал BPSK не може бути постійним. Іншими словами, амплітуда сигналу, що приймається на антену, є змінною. Тому для забезпечення динамічного діапазону посилення вхідного сигналу від низьких до високих рівнів напруги необхідний реконфігурований підсилювач посилення.

Як показано на рис.3.1 DCOC використовується на першому етапі для налаштування рівня напруги постійного струму вхідного сигналу до потрібного VCM ( $V_{DD}/2$ ) для каскаду підпоследовності (VGA), де операційні підсилювачі (ОУ) повинні запропонувати найкращу продуктивність. Необхідний VCM 2,5 В ( $V_{DD}/2$ ) забезпечує VCM Gen. Щоб оцифрувати вхідний аналоговий сигнал BPSK через запропонований демодулятор DBPSK, потрібні посилений вхідний аналоговий сигнал і його інверт. Схема STOD перетворює єдиний вхідний аналоговий сигнал у необхідний диференціальний сигнал [56]. Через SPI програміст графічного інтерфейсу користувача (GUI) на комп'ютері керує цифровим контролером RX.

### 3.3 Аналіз компаратора гістерезису

Компаратори — це основні схеми для перетворення аналогового сигналу в цифровий формат. Щоб перемикає вихід компаратора з 0 на VDD і навпаки, гістерезисний компаратор пропонує можливість мати різні порогові напруги вниз ( $V_{HYS-}$ ) і вгору ( $V_{HYS+}$ ). Характеристики контуру інвертуючого компаратора показано на рисунку 3.2.

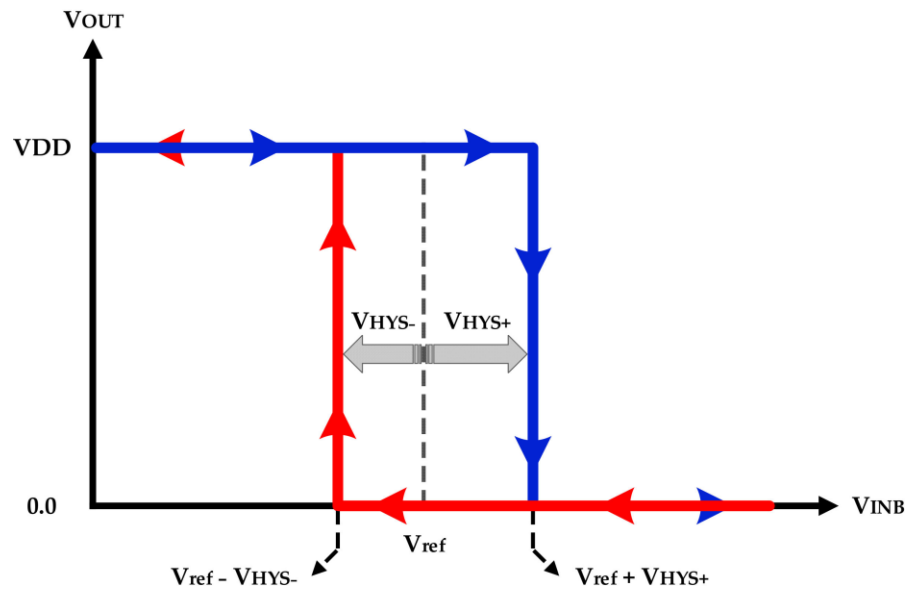


Рисунок 3.2 – Контурні характеристики інвертуючого компаратора

Робота інвертуючого компаратора описується двома сценаріями: (1) аналоговий сигнал подається на негативний вхід компаратора, тоді як позитивний вхід підключається до опорної напруги ( $V_{ref}$ ). У цьому випадку вхідний сигнал порівнюється з  $V_{ref}$ , а вихід показує інвертований оцифрований сигнал. (2) Диференціальний аналоговий синусоїдальний сигнал із рівнем постійного струму: у цьому сценарії негативний вхідний сигнал порівнюється з рівнем постійного струму, який можна прийняти як  $V_{ref}$ . Вихідну напругу інвертувального компаратора можна описати наступним виразом:

$$\begin{cases} V_{INB} > V_{ref} - V_{HYS-}; V_{OUT} = 0 \\ V_{INB} < V_{ref} + V_{HYS+}; V_{OUT} = VDD \end{cases}$$

Структура гістерезисного компаратора зазначено на рисунку 3.3. У цій структурі  $V_{HYS-}$  і  $V_{HYS+}$  можуть бути визначені MN3 і MN4.  $V_{HYS-}$  і  $V_{HYS+}$  можна обчислити за такими виразами:

$$V_{HYS-} = \sqrt{\frac{2I_{bias}}{\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{4,5}}} \times \frac{\sqrt{b} - 1}{\sqrt{b + 1}}$$

$$V_{HYS+} = \sqrt{\frac{2I_{bias}}{\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_{4,5}}} \times \frac{\sqrt{a} - 1}{\sqrt{a + 1}}$$

де  $a$  і  $b$  більші за 1 і описуються співвідношенням  $W$  MN3 з MN2 і MN4 з MN5 відповідно.

Варто зазначити, що вихідна напруга гістерезисного компаратора залежить від значень вхідної напруги в той же час і часу, що минув.

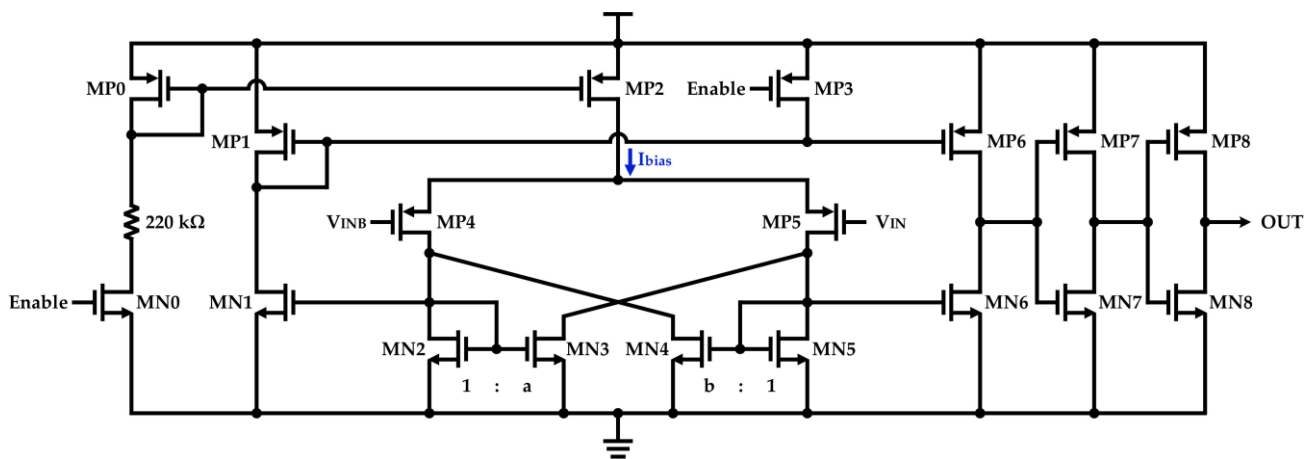


Рисунок 3.3 – Структура реалізованого гістерезисного компаратора

### 3.4 Демодулятор DBPSK

Структура запропонованого демодулятора DBPSK проілюстрована на рисунку 3.4, (та наведено в додатку А рис.14). Два гістерезисних компаратора, три динамічних фліп-фліпи (DFF), два вентиля XOR і вентиль інвертора сформовані як будівельні блоки запропонованого демодулятора DBPSK для виявлення даних і відновлення тактового сигналу. Рисунок 3.5. зображено результати моделювання запропонованого DBPSK демодулятор, (та наведено в додатку А рис.15). Щоб виявити дані та відновити тактовий сигнал, подвоєна тактова частота з диференціального сигналу BPSK відновлюється за допомогою повнохвильового випрямляча та компаратора (Comp. 2).



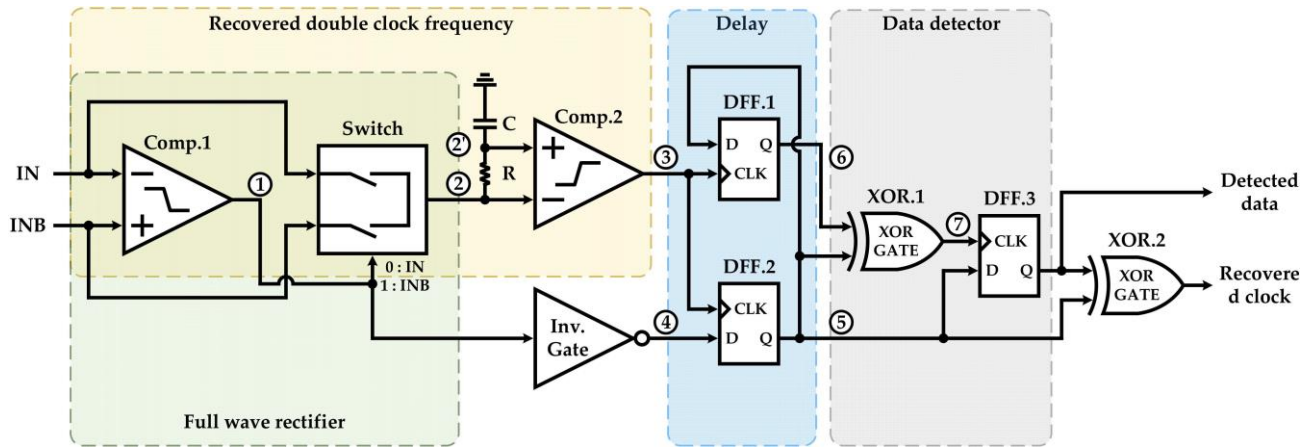


Рисунок 3.4 – Структура запропонованого демодулятора DBPSK

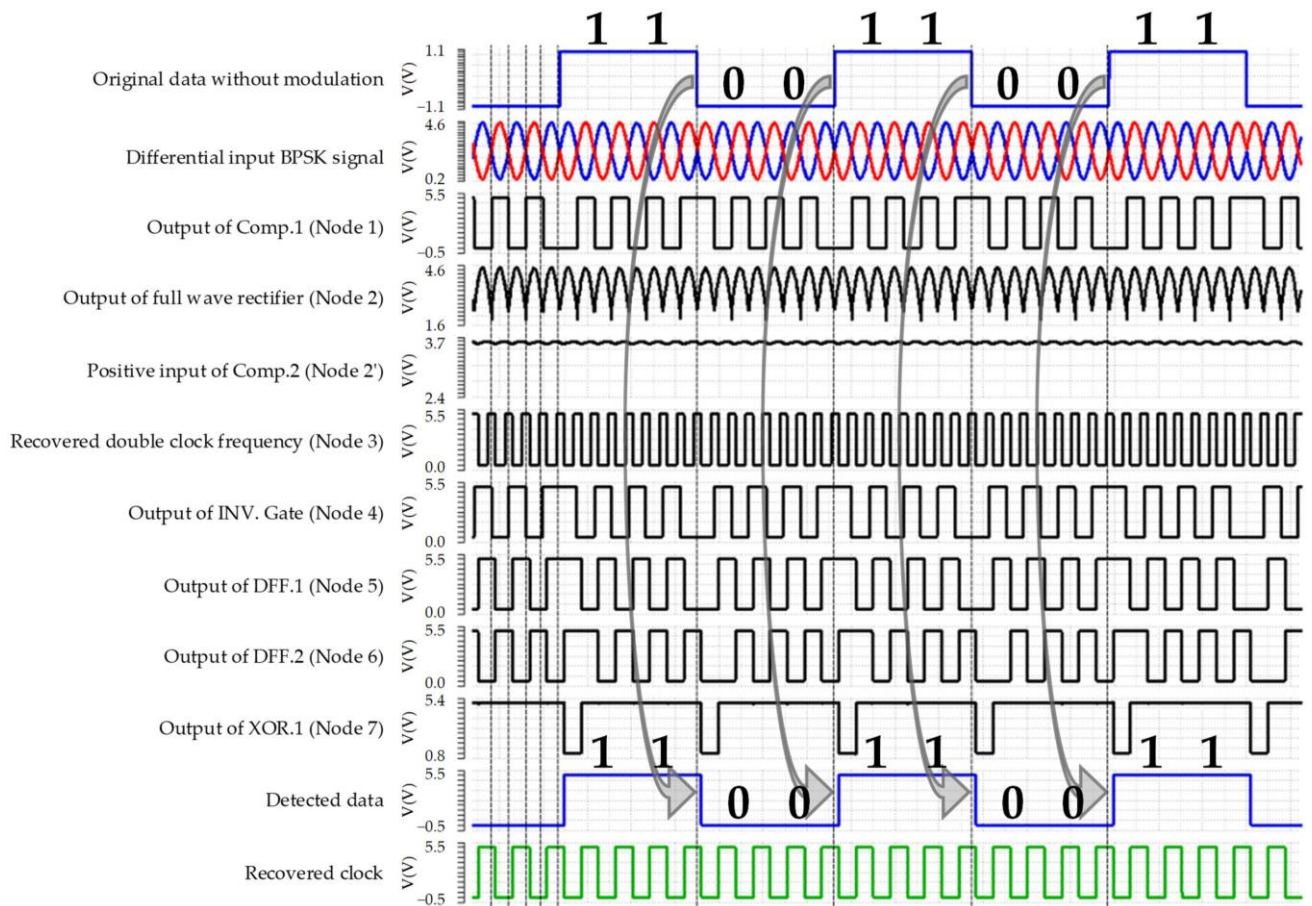


Рисунок 3.5 – Змодельована часова діаграма запропонованого некогерентного демодулятора DBPSK

Зазначений двополуперіодний випрямляч на рис.3.4 складається з

компаратора (Comp.1) і перемикача, який керується виходом Comp.1.

Принципи роботи запропонованого повноперіодного випрямляча такі: коли рівень вхідної напруги негативного входу (IN) перевищує  $(VDD/2) + VHYS+$ , вихід Comp.1 (вузол 1) дорівнює 0. У цьому випадку перемикач підключає IN до негативного входу Comp.2, тоді як, якщо рівень напруги негативного входу Comp.1 нижчий, ніж вниз  $(VDD/2) - VHYS$ , вихідна напруга компаратора буде VDD; отже, INB з'являється на вході Comp.2 через перемикач. Отже, вихід комутатора (вузол 2) представляє повнохвильовий випрямлений сигнал з рівнем постійного струму  $VDD/2$ , як показано на рисунку 3.3. Наданий фільтр нижніх частот (LPF) на  $(R = 1 \text{ МОм})$  і  $(C = 20 \text{ пФ})$  на входах Comp.2 забезпечує різницю напруг  $\Delta V$  між входами Comp.2. Коли негативний вхід коливається, Comp.2 відновлює тактовий сигнал подвійної частоти щодо точок перетину (вузол 3).

Реалізований демодулятор DBPSK з використанням затримки та детектора даних контролює розташування передніх і спадних фронтів немодульованих даних, де ширина імпульсу виходу Comp.1 триває довше, а деякі немодульовані краї пропускаються. Оскільки двочастотний тактовий сигнал використовується для вибірки сигналу BPSK для виявлення даних, відновлений тактовий сигнал і виявлені дані генеруються синхронно. Для імітації роботи запропонованого демодулятора DBSPK сигнал даних множиться на синусоїдний сигнал (сигнал несучої) для забезпечення необхідного модульованого сигналу, де амплітуда модульованого сигналу BPSK визначається амплітудою несучого сигналу. Рисунок 3.5 показує вихідні дані сигнал без модуляції, диференціально-модульований сигнал BPSK, внутрішні цифрові сигнали демодуляції, виявлені дані та відновлений тактовий сигнал.

### 3.5 Аналоговий інтерфейс

Схема DCOC розташована на інтерфейсі AFE для регулювання напруги постійного струму рівень отриманого аналогового сигналу BPSK до бажаного VCM 2,5 В, який генерується звичайним генератором VCM. Як показано на рисунку 3.6, ємність (10–90 пФ) блокує рівень напруги постійного струму вхідного сигналу та регулює рівень напруги постійного струму до 2,5 В через DCOC Res. (1–3,3 МОм).

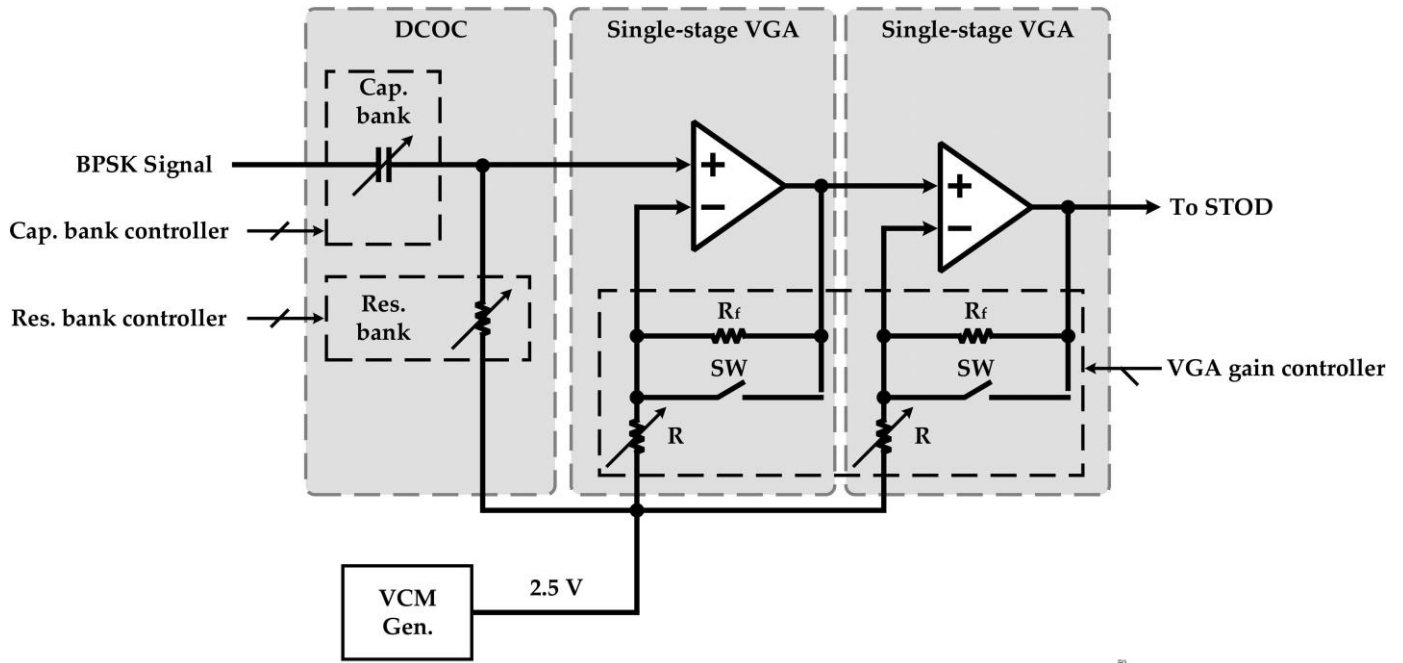


Рисунок 3.6 – Блок-схема DCOC і каскадного VGA

Для створення каскадного блоку VGA реалізовано два одноступінчастих VGA, як показано на рисунку 3.6. Надане посилення потужності однокаскадного VGA за допомогою  $R_f$  і  $R$  у зворотному зв'язку визначається таким виразом:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R}$$

Таким чином, використовуючи реконфігурований резистор ( $R$ ) на шляху зворотного зв'язку, як показано на рисунку 3.6, отримано динамічний діапазон посилення потужності від 0 дБ до 20 дБ з роздільною здатністю 2 дБ. Слід зазначити, що посилення 0 дБ досягається, коли перемикач (SW) з'єднує вихід операційного підсилювача (Op-Amp) з його негативним входом; у цьому стані VGA працює як аналоговий буфер. Таким чином, сумарний динамічний діапазон посилення від підсилення потужності від 0 дБ до 40 дБ забезпечує каскадний VGA для посилення отриманого сигналу BPSK. Слід зазначити, що частота зрізу DCOC і посилення каскадного VGA контролюються через частину SPI.

Як обговорювалося в розділі про демодулятор DBPSK, для виявлення даних і відновлення таймера, потрібен диференціальний сигнал аналогового сигналу BPSK. STOD складається з двох аналогових буферів і аналогового інвертора для перетворення одного сигналу BPSK у його диференціальну

форму, як показано на рисунку 3.7. Коефіцієнт посилення аналогового інвертора можна записати наступним рівнянням:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_1}{R_2}$$

Оскільки коефіцієнт посилення аналогового інвертора має бути 1,  $R_1$  і  $R_2$  рівні. Слід зазначити, що необхідний VCM для роботи схеми аналогового інвертора забезпечує VCM Gen.

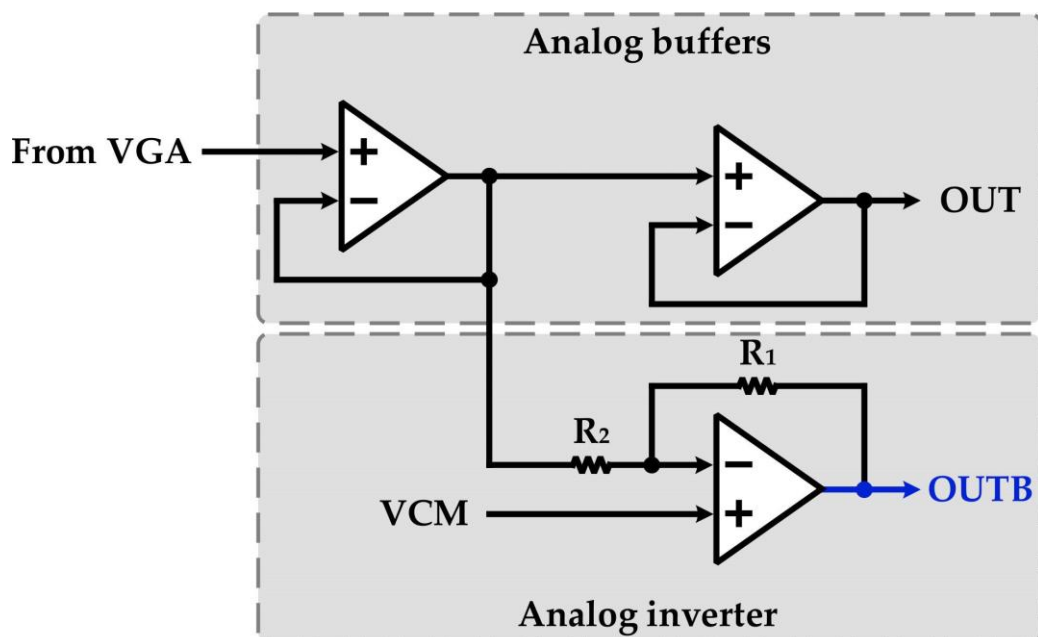
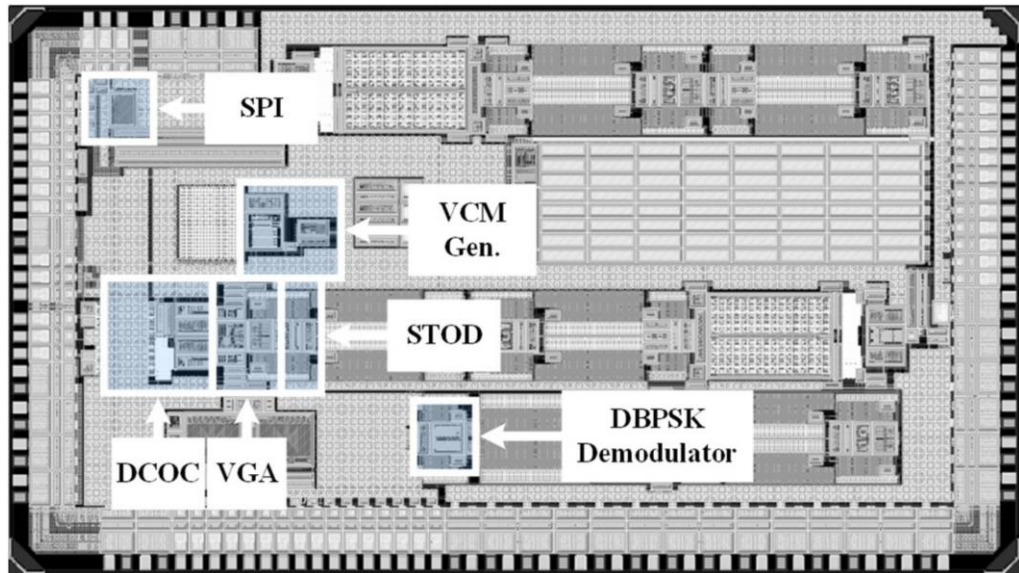


Рисунок 3.7 – Структурна схема СТОД

### 3.6 Експериментальні результати досліджень інтегрованого AFE з демодулятором DBPSK для вимірювання магнітного поля

Пропонований повністю інтегрований AFE з демодулятором DBPSK для магнітного поля короткого радіусу дії WSN виготовлено за технологією 130 нм Bipolar-CMOS-DMOS (BCD) з активною площею 0,67 мм<sup>2</sup> і 0,03 мм<sup>2</sup> відповідно. Запропонований демодулятор DBPSK пропонує 25% швидкості передачі даних до несучої частоти (DRCF). Рисунок 3.8 вказує розташування AFE, демодулятора DBPSK, SPI та VCM Gen. у верхній частині компонування. Друкована плата (PCB) і тестовий пристрій (DUT) для вимірювання показані на

рисунку 3.9, (та наведено в додатку А рис.16). Необхідна напруга живлення забезпечується зовнішнім джерелом живлення 5 В для вимірювання продуктивності AFE і демодулятора DBPSK. Модульований сигнал BPSK забезпечується множенням синусоїди (несучого сигналу) та імпульсу (сигналу



даних).

Рисунок 3.8 – Верхнє розташування чіпа та розташування AFE, демодулятора DBPSK, SPI та VCM Gen

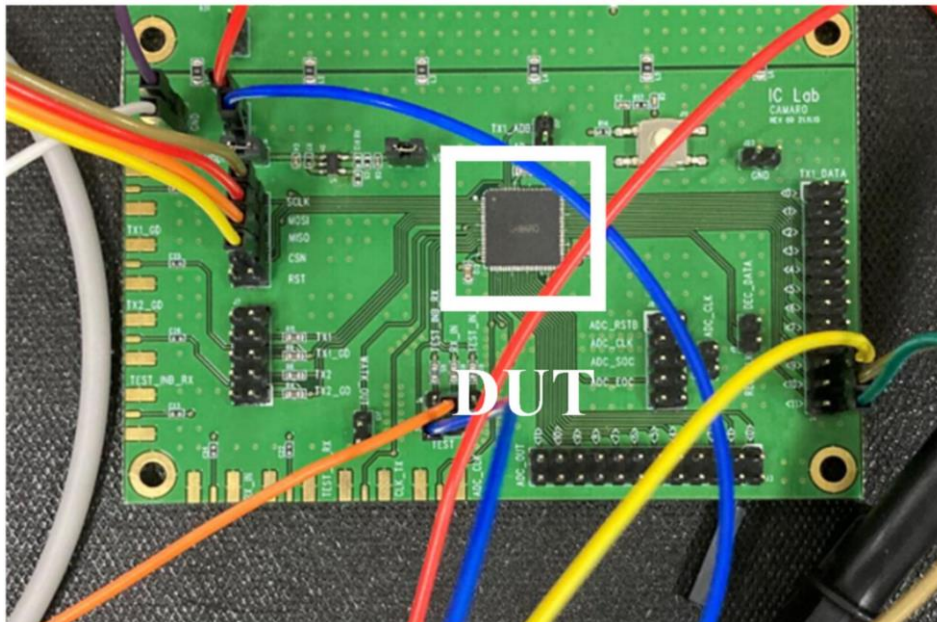


Рисунок 3.9 – Плата і тестовий пристрій запропонованої архітектури

Рисунок 3.10 вказує на результати симуляції після компонування

продуктивності підсилення через AFE, що забезпечується каскадним VGA. AFE може запропонувати широкий діапазон посилення потужності від 0 дБ до 40 дБ з роздільною здатністю 2 дБ.

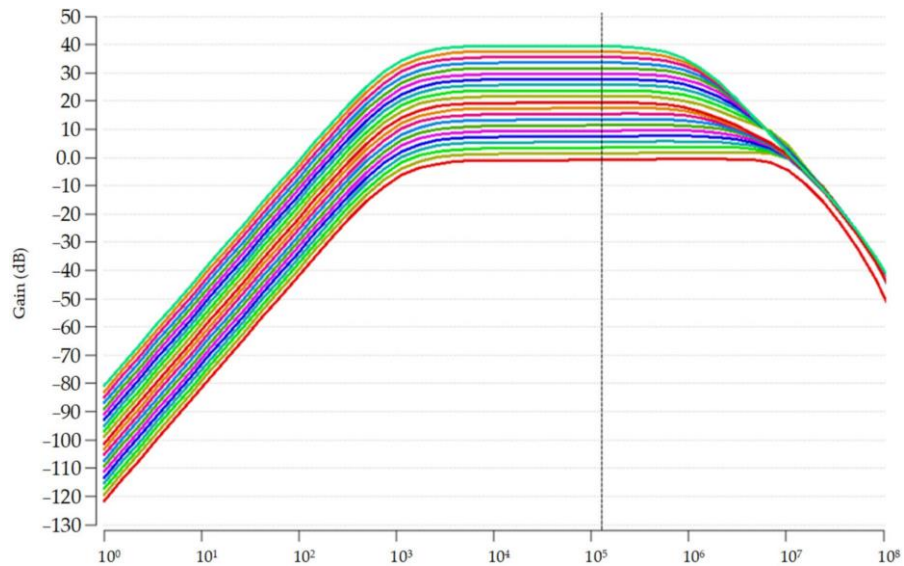


Рисунок 3.10 – Результати посткомпонентного моделювання посилення потужності за допомогою AFE

Рисунок 3.11 (та наведено в додатку А рис.17) ілюструє результати вимірювання виявлених даних і відновленого таймера з робочим циклом 50%. Результати вимірювань показують, що отриманий сигнал BPSK успішно посилюється за допомогою AFE та демодулюється через запропонований демодулятор DBPSK.

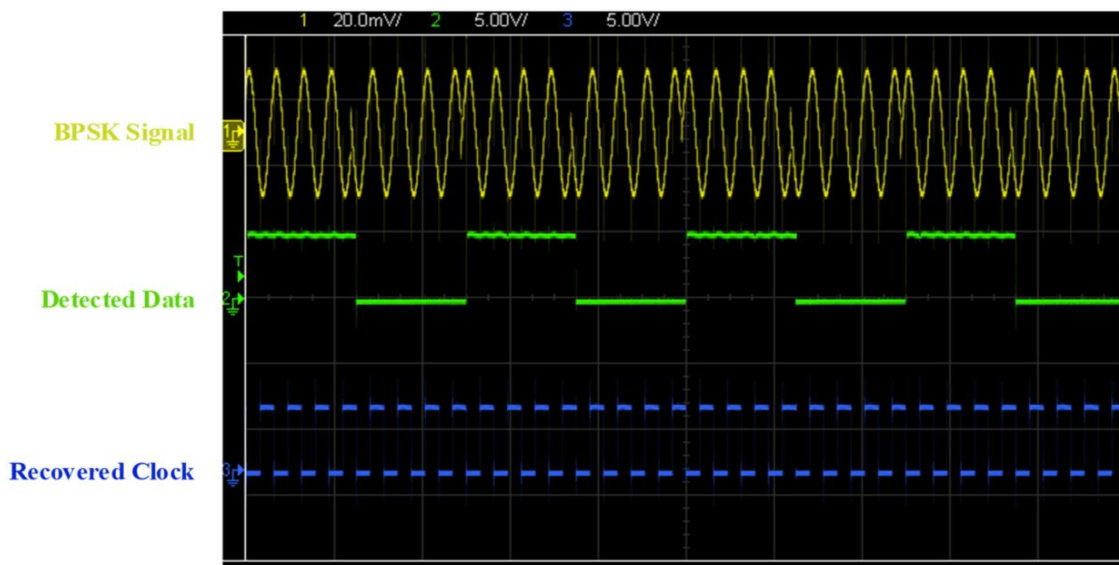


Рисунок 3.11 – Результати вимірювань приладу, що перевіряється

Порівняти продуктивність запропонованого демодулятора DBPSK з попереднім структур, пропонуються дві оцінки якості (FoMs) [55]. Максимальний DRCF, споживана потужність і займана площа є найважливішими факторами для підсумовування продуктивності демодулятора. Тому запропоновані FoM1 і FoM2 можна записати наступними виразами [56]:

$$FoM_1 = \frac{DRCF}{Power(mW)}$$

$$FoM_2 = \frac{FoM_1}{A(mm^2)}$$

Узагальнені характеристики запропонованого демодулятора DBPSK та порівняння з іншими дослідженнями представлені у таблиці.3.1. У порівнянні з останніми роботами запропонований демодулятор забезпечує чудову продуктивність DRCF, споживаючи лише 0,75 мВт потужності. Крім того, табл. 3.1 зображено FoMs запропонованого демодулятора DBPSK та інших робіт для справедливого порівняння.

Таблиця 3.1 – Продуктивність запропонованого демодулятора DBPSK та порівняння з іншими дослідженнями

Parameter	This Work	[13]	[14]	[15]	[16]	[17]	[18]
Year	2022	2013	2015	2016	2018	2019	2021
Modulation scheme	DBPSK	OOK-PM	BPSK	OOK/ASK	BPSK	FSK	OOK/BFSK/DBPSK
Tech. (nm)	130 BCD	350	130 CMOS	180	180	130	180
Active area (mm <sup>2</sup> )	0.03	0.36 *	0.084	N.A	0.137	0.222	N.A
Power (mW)	0.75	<0.4	1.4	0.184	0.217	0.184	0.054/0.01
Carrier freq. (MHz)	0.128	1	21	1	13.56	405	433
Data rate (kbps)	32.0	25	1312.5	50.0	211	2500	200
DRCF (%)	25	2.5	6.25	5	1.55	0.617	0.046
FoM <sub>1</sub>	33.33	6.25	4.46	27.17	7.17	3.35	0.85/4.6
FoM <sub>2</sub>	1111	17.36	53.09	N.A	52.53	15.09	N.A

$$FoM_1 = \frac{DRCF}{Power(mW)}; FoM_2 = \frac{FoM_1}{A(mm^2)}; * Estimated area occupation from die photo.$$

### 3.7 Висновки до розділу

У даному розділі розроблено повністю інтегрований AFE разом із демодулятором DPBSK реалізовано в процесі BCD 130 нм із розміром матриці 0,7 мм<sup>2</sup>. Споживана потужність запропонованого демодулятора DBPSK становить 0,75 мВт для виявлення даних і відновлення тактового сигналу. Експериментальні результати показують, що система пропонує максимальну швидкість передачі даних 32 кбіт/с, коли несуча частота становить 128 кГц.

## 4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

### 4.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 4.1 та 4.2.



Таблиця 4.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПІБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	0	0	0
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	0	50	55
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	40	0	0
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	0	0	0
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
<b>Середнє значення балів експертів</b>		48,3		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як нова, тобто отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних знань (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту) та проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих

результатів.

Таблиця 4.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	0	62	62
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	55	0	0
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
<b>Середнє значення балів експертів</b>	59,7		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [57]

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (4.1)$$

де  $k_{\text{нов}}, k_{\text{теор}}$  - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи,  $k_{\text{нов}} = 48,3, k_{\text{теор}} = 59,7$  балів;

0,6 та 0,4 – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 48,3 + 0,4 \cdot 59,67 = 52,87 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника  $E_{нау}$  проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем», даний рівень становить 52,87 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

#### 4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

##### 4.2.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

##### Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників ( $Z_o$ ) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [57]

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (4.2)$$

де  $k$  – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

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

$t_i$  – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

$T_p$  – середнє число робочих днів в місяці,  $T_p=21$  дні.

$$Z_o = 15350,00 \cdot 26 / 21 = 19004,76 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник науково-дослідної роботи	15350,00	730,95	26	19004,76
Науковий співробітник	15100,00	719,05	21	15100,00
Інженер-дослідник (інженер-розробник РЕА 1-ї категорії)	14800,00	704,76	21	14800,00
Лаборант	6900,00	328,57	12	3942,86
Всього				52847,62

#### Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників ( $Z_p$ ) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем» розраховуємо за формулою

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (4.3)$$

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

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

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду  $C_i$  можна

визначити за формулою

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (4.4)$$

де  $M_M$  – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo  $M_M=6700,00$  (грн.);

$K_i$  – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [57];

$K_c$  – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

$T_p$  – середнє число робочих днів в місяці, приблизно  $T_p = 21$  дн;

$t_{зм}$  – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 6700,00 \cdot 1,10 \cdot 1,35 / (21 \cdot 8) = 59,22 \text{ (грн.)}$$

$$З_{р1} = 59,22 \cdot 4,25 = 251,70 \text{ (грн.)}$$

Таблиця 4.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Підготовка робочого місця дослідника радіотехнічних пристроїв вимірювання магнітного поля для IoT систем	4,25	2	1,10	59,22	251,70
Монтаж дослідного обладнання	6,50	5	1,70	91,53	594,92
Встановлення обчислювальних систем	3,50	4	1,50	80,76	282,66
Монтаж дослідних радіотехнічних схем	11,30	5	1,70	91,53	1034,25

Продовження таблиці 4.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Обслуговування експерименту	16,00	3	1,35	72,68	1162,93
Формування бази даних результатів дослідження	14,00	2	1,10	59,22	829,13
Демонтаж обладнання	6,00	3	1,35	72,68	436,10
Всього					4591,68

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

$$Z_{\text{доп}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доп}}}{100\%}, \quad (4.5)$$

де  $H_{\text{доп}}$  – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 10%.

$$Z_{\text{доп}} = (52847,62 + 4591,68) \cdot 10 / 100\% = 5743,93 \text{ (грн.)}$$

#### 4.2.2 Відрахування на соціальні заходи

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

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{доп}}) \cdot \frac{H_{\text{зн}}}{100\%} \quad (4.6)$$

де  $H_{\text{зн}}$  – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (52847,62 + 4591,68 + 5743,93) \cdot 22 / 100\% = 13900,31 \text{ (грн.)}$$

#### 4.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та

витрачені на проведення досліджень за темою «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

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

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (4.7)$$

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

$n$  – кількість видів матеріалів;

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

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

$B_j$  – маса відходів  $j$ -го найменування, кг;

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

$$M_1 = 2,0 \cdot 145,00 \cdot 1,1 - 0 \cdot 0 = 319,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.6.

Таблиця 4.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
USB-пам'ять Kingsman (32 ГБ) Class 10	145,00	2,0	0	0	319,00
USB-пам'ять Kingsman (64 ГБ) Class 10 A	239,00	1,0	0	0	262,90
Диск оптичний ВЕКО-10 (CD-R)	23,00	3,0	0	0	75,90
Диск оптичний ВЕКО-W (CD-RW)	32,00	3,0	0	0	105,60

## Продовження таблиці 4.6 – Витрати на матеріали

Картридж для принтера HP-265AF-tR	980,00	1,0	0	0	1078,00
Начиння канцелярське DATUM FX	162,00	4,0	0	0	712,80
Органайзер офісний DATUM Office	200,00	4,0	0	0	880,00
Папір для заміток ECONOMIC (A5)-60	126,00	4,0	0	0	554,40
Папір канцелярський офісний ECONOMIC (A4-500)	193,00	3,0	0	0	636,90
Склотекстоліт СТФ 2-1.5	126,00	0,1000	0,000	0,00	13,86
Дріт монтажний	90,00	0,0100	0,000	0,00	0,99
Лак УР-231	345,00	0,0300	0,000	0,00	11,39
Припій ПОС-61	528,00	0,2500	0,000	0,00	145,20
Спирт етиловий	170,00	0,0500	0,000	0,00	9,35
Флюс БС-2	165,00	0,1000	0,000	0,00	18,15
Хлорне залізо	190,00	0,1000	0,000	0,00	20,90
Всього					4845,34

## 4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі ( $K_e$ ), які використовують при проведенні НДР на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_e = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (4.8)$$

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

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

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

$$K_e = 1 \cdot 482,00 \cdot 1,1 = 530,20 \text{ (грн.)}$$



Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.7.

Таблиця 4.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Мікроконтролер ESP 32 DIVKIT3	1	482,00	530,20
Сенсор магнітного поля	1	862,00	948,20
Транзистори			
BF928	1	22,8	25,08
BFP450	1	36,99	40,69
BFT93	1	55,5	61,05
Всього			1605,22

#### 4.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (4.9)$$

де  $C_i$  – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.і}}$  – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

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

$k$  – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 13645,00 \cdot 1 \cdot 1,05 = 14327,25 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці 4.8.

Таблиця 4.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Осцилограф Singlent	1	13645,00	14327,25
Паяльна станція ПС-280-А/8	1	1380,00	1449,00
Вольтметр цифровий	1	3450,00	3622,50
Магнітометр MR-265g21	1	6200,00	6510,00
Всього			25908,75

#### 4.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою

$$B_{\text{прог}} = \sum_{i=1}^k C_{\text{инрг}} \cdot C_{\text{прог.і}} \cdot K_i, \quad (4.10)$$

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

$C_{\text{прог.і}}$  – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

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

$k$  – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{\text{прог}} = 6599,00 \cdot 1 \cdot 1,05 = 6928,95 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці 4.9.

Таблиця 4.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Пакет Visual System Simulator	1	6599,00	6928,95
Пакет Microwave Office	1	5430,00	5701,50
Пакет MATLAB SIMULINK	1	8650,00	9082,50
Всього			21712,95

#### 4.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

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

$$A_{обл} = \frac{Ц_{б}}{T_{г}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.11)$$

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

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

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

$$A_{обл} = (22800,00 \cdot 2) / (3 \cdot 12) = 1266,67 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.10.

Таблиця 4.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Персональний комп'ютер інженера-дослідника	22800,00	3	2	1266,67
Робоче місце інженера-дослідника радіотехнічних пристроїв вимірювання магнітного поля для IoT систем	8450,00	5	2	281,67
Електронно-обчислювальна система на основі ПК	42899,00	3	2	2383,28

Продовження таблиці 4.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Метрологічний комплекс	12699,00	5	2	423,30
Програмне забезпечення Microsoft Co	10800,00	3	2	600,00
Лабораторія досліджень	421000,00	25	2	2806,67
Всього				7761,58

#### 4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію ( $B_e$ ) розраховуємо за формулою

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (4.12)$$

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

$t_i$  – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

$C_e$  – вартість 1 кВт-години електроенергії, (грн.); (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo  $C_e = 7,50$  (грн.);

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

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

$$B_e = 0,08 \cdot 200,0 \cdot 7,50 \cdot 0,95 / 0,97 = 120,00 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.11.

Таблиця 4.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Персональний комп'ютер інженера-дослідника	0,08	200,0	120,00
Робоче місце інженера-дослідника радіотехнічних пристроїв вимірювання магнітного поля для IoT систем	0,05	200,0	75,00

## Продовження таблиці 4.11 – Витрати на електроенергію

Електронно-обчислювальна система на основі ПК	0,25	200,0	375,00
Метрологічний комплекс	0,12	100,0	90,00
Осцилограф Singlent	0,13	100,0	97,50
Паяльна станція ПС-280-А/8	0,10	15,0	11,25
Вольтметр цифровий	0,05	50,0	18,75
Магнітометр MR-265g21	0,15	65,0	73,13
Всього			860,63

## 4.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (4.13)$$

де  $H_{cv}$  – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», приймемо  $H_{cv} = 21\%$ .

$$B_{cv} = (52847,62 + 4591,68) \cdot 21 / 100\% = 12062,25 \text{ (грн.)}$$

## 4.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (4.14)$$

де  $H_{cn}$  – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo  $H_{cn} = 30\%$ .

$$B_{cn} = (52847,62 + 4591,68) \cdot 30 / 100\% = 17231,79 \text{ (грн.)}$$

#### 4.2.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

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

$$I_{\epsilon} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{is}}{100\%}, \quad (4.15)$$

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

$$I_{\epsilon} = (52847,62 + 4591,68) \cdot 55 / 100\% = 31591,62 \text{ (грн.)}$$

#### 4.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

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

$$B_{нзв} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (4.16)$$

де  $H_{нзв}$  – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo  $H_{нзв} = 105\%$ .

$$B_{нзв} = (52847,62 + 4591,68) \cdot 105 / 100\% = 60311,27 \text{ (грн.)}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{ood} + Z_n + M + K_v + B_{спец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сн} + I_v + B_{нзв}. \quad (4.17)$$

$$B_{заг} = 52847,62 + 4591,68 + 5743,93 + 13900,31 + 4845,34 + 1605,22 + 25908,75 + 21712,95 + 7761,58 + 860,63 + 12062,25 + 17231,79 + 31591,62 + 60311,27 = 260974,93 \text{ (грн.)}$$

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

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (4.18)$$

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

$$ZB = 260974,93 / 0,95 = 274710,45 \text{ (грн.)}$$

#### 4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Оцінювання та доведення ефективності виконання науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру є достатньо складним процесом і часто базується на експертних оцінках, тому має вірогідний характер.

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник  $K_p$  рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t}, \quad (4.19)$$

де  $I$  – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo  $I = 4$ ;

$n$  – коефіцієнт використання результатів роботи;  $n = 0$ , коли результати роботи не будуть використовуватись;  $n = 1$ , коли результати роботи будуть використовуватись частково;  $n = 2$ , коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках;  $n = 3$ , коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo  $n = 3$ ;

$T_C$  – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo  $T_C = 3$ ;

$R$  – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то  $R = 4$ ; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то  $R = 3$ ; якщо нижче відомих результатів, то  $R = 1$ . Прийmemo  $R = 4$ ;

$B$  – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo  $B = 274710,45$  (грн.);

$t$  – час проведення дослідження. Прийmemo  $t = 0,17$  років, (2 міс.).

Визначення показників  $I, n, T_C, R, B, t$  здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [57].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = \frac{4^3 \cdot 3 \cdot 4}{274,7 \cdot 0,17} = 16,77.$$

Якщо  $K_p > 1$ , то науково-дослідну роботу на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

#### 4.4 Висновок до розділу

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем» складають 274710,45 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи  $K_p > 1$ , що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.



## 5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

У сучасному світі вкрай важливими та актуальними на підприємствах усіх форм власності є питання створення безпечних умов праці через впровадження безпечних для життя та здоров'я персоналу технологічних процесів. Інновації у сфері охорони праці охоплюють як організаційні рішення, спрямовані на вдосконалення системи підготовки персоналу на знання норм і правил охорони праці із застосуванням тренінгових та комп'ютерних технологій, так і впровадження віддаленого моніторингу за технологічними процесами, а також забезпечення персоналу засобами індивідуального захисту. Все це є надзвичайно важливими компонентами роботи підприємства, оскільки основні завдання охорони праці – це звести до мінімуму ймовірність нещасних випадків або захворювання працівників з одночасним забезпеченням умов для максимальної продуктивності праці.

На працівника під час виконання дослідження на тему «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем» впливають такі небезпечні та шкідливі фактори, у відповідності з згідно Державних санітарних норм та правил «Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу»:

1) фізичні: підвищена та понижена температура повітря робочої зони; підвищена та понижена рухливість повітря робочої зони; підвищена запиленість повітря робочої зони; недостатня освітленість робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищена та понижена вологість повітря; пряма або відображена блискість; розташування робочого місця на значній висоті від поверхні землі; гострі краї, шорсткість на поверхнях заготовок, інструментів та обладнання;

2) психофізіологічні: фізичні перевантаження (динамічні); нервово – психічні перевантаження (монотонність праці, емоційні перевантаження, перенапруга аналізаторів).

### 5.1 Технічні рішення з безпечного виконання роботи

#### 5.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця

Ергономічне проектування робочих місць, забезпечених екранними пристроями, є важливим фактором підвищення ефективності праці та безпеки працівників. Робоче місце дослідника, який працює з екранними пристроями,

повинно відповідати наступним вимогам:

- антропометричні вимоги – робоче місце повинно бути зручним і комфортним для працівника з урахуванням його антропометричних даних, таких як зріст, довжина рук, ширина плечей тощо;

- фізичні вимоги – робоче місце повинно забезпечувати оптимальні умови для роботи з екранними пристроями, такі як правильне освітлення, достатня відстань від екрану до очей, зручне положення рук і ніг тощо.

- психологічні вимоги – робоче місце повинно сприяти зниженню стомлюваності і стресу працівника, такі як наявність достатньої кількості вільного простору, можливість відпочинку тощо.

Також важливо враховувати характер роботи дослідника. Наприклад, якщо дослідник проводить тривалі дослідження, які вимагають концентрації уваги, то робоче місце повинно бути максимально комфортним і зручним. Якщо дослідник проводить дослідження, які вимагають рухливості, то робоче місце повинно забезпечувати достатньо вільного простору.

Робочі столи в приміщенні необхідно розташовувати таким чином, щоб монітори були орієнтовані боковою стороною до світлових отворів, причому природне світло має бути переважно зліва. Відстань між робочими столами з моніторами має бути не менше 2,0 м, а відстань між боковими поверхнями моніторів комп'ютерів – не менше 1,2 м. Екран монітора має знаходитися на відстані 400-800 мм від очей користувача, з урахуванням розмірів алфавітно-цифрових знаків і символів.

Робоче крісло повинно бути підйомно-поворотним, регульованим щодо висоти і кутів нахилу сидіння і спинки, а також відстані спинки від переднього краю сидіння, при цьому регулювання кожного параметра крісла повинно бути незалежним, легко здійсненим і надійно фіксуватися. Висота поверхні сидіння повинна регулюватися в межах 260-460 мм.

Приміщення для роботи обладнане одномісними столами, які призначені для роботи з персональним комп'ютером. Конструкція стола повинна передбачати:

- дві окремі горизонтальні поверхні: одна для розміщення монітору з плавним регулюванням щодо висоти в межах 460-760 мм і друга – для клавіатури з плавним регулюванням щодо висоти і кута нахилу від 5° до 15° з надійною фіксацією в оптимальному робочому положенні (12-15°);

- ширину поверхонь для монітора і клавіатури не менше 700 мм (ширина обох поверхонь повинна бути однаковою) і глибину не менше 600-800 мм.

Під час аналізу умов праці на робочому місці необхідно оцінити відповідність параметрів приміщення НПАОП 0.00-7.15-18 [58] та відповідність

параметрів мікроклімату ДСН 3.3.6.042-99 [59]. В приміщенні знаходиться 4 робочих місця обладнаних ПК. Визначаємо параметри приміщення:

1) площа приміщення становить  $27,8 \text{ м}^2$ , що в розрахунку на одного працівника становить  $9,95 \text{ м}^2$ . Даний показник відповідає нормі щодо площі приміщення на одного працівника відповідно до НПАОП 0.00-7.15-18 [58];

2) об'єм приміщення становить  $91,7 \text{ м}^3$ , що в розрахунку на одного працівника (без врахування обладнання) становить  $20,1 \text{ м}^3$ . Даний показник відповідає нормі щодо площі приміщення на одного працівника відповідно до НПАОП 0.00-7.15-18 [58].

Робоче місце дослідника має бути зручним і комфортним, щоб він міг виконувати свої обов'язки без перевтоми і ризику для здоров'я. Екран повинен бути розташований на рівні очей або трохи нижче, щоб працівник не змушений був нахилити голову вниз. Клавіатура повинна бути розташована на рівні ліктів або трохи нижче, щоб працівник не змушений був нахилити руки вгору. Миша повинна знаходитися в межах досяжності руки, щоб працівник не змушений був тягнутися за нею. Робочий стіл повинен бути достатньо широким, щоб працівник міг комфортно розмістити на ньому всі необхідні документи та обладнання.

### 5.1.2 Електробезпека приміщення

Сучасний рівень технічного прогресу неможливий без широкого впровадження електроустаткування, що у свою чергу викликає необхідність постійного вдосконалювання вимог до його безпечного обслуговування й засобів захисту. Керівник підприємства зобов'язаний забезпечити утримання, експлуатацію і обслуговування електроустановок відповідно до вимог чинних нормативних документів. Електробезпека — це низка заходів, спрямованих на запобігання небезпечному впливу електричного струму на персонал. Щоб забезпечити електробезпеку у виробничих приміщеннях, потрібно дотримуватись низки вимог, викладених у законодавчих актах, таких як НПАОП 40.1-1.21-98 [60] «Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів».

Усю будівлю, в тому числі і досліджуване приміщення, електрифіковано згідно з усіма відповідними нормами. Згідно з ПУЕ, приміщення, де експлуатуються екранні пристрої, належать до приміщень без підвищеної небезпеки ураження людини електричним струмом. Вимоги електробезпеки і пожежної безпеки у приміщеннях, де встановлені екранні пристрої, відображені у НПАОП 0.00-7.15-18 [58]: ПК і все устаткування для

обслуговування, ремонту та налагодження роботи їх, електропроводи і кабелі мають відповідати електробезпеці зони за ПВЕ та мати апаратуру захисту від струму короткого замикання.

Безпека при експлуатації електроприладів в досліджуваному приміщенні залежить від таких факторів: поточний стан електропроводки, дотримання правил електробезпеки із боку співробітників, наявність статичної електрики та певні форс-мажорні ситуації (удар блискавки, стрибки напруги тощо).

В приміщенні наявна система автоматичної пожежної сигналізації та пожежогасіння у відповідності до вимог ДБН В.2.5-56:2014 [61], що передбачає використання вогнестійких кабелів в системах живлення та забезпечення автоматичного запуску системи оповіщення та управління евакуацією людей у випадку пожежі. Працівники повинні дотримуватися правил пожежної безпеки, таких як заборона паління в робочих приміщеннях, зберігання пожежогасних засобів та систематично проходити інструктажі з пожежної безпеки.

## 5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

### 5.2.1 Мікроклімат

Мікроклімат робочої зони – це клімат внутрішнього середовища виробничих помешкань, що визначається поєднанням температури повітря, відносної вологості повітря, швидкості руху повітря та інтенсивності теплового випромінювання. Задовільні для здоров'я працівників (оптимальні або допустимі) параметри мікроклімату робочої зони залежать від інтенсивності фізичного навантаження (виконуваної роботи) і коректуються в залежності від часу року й інтенсивності теплового випромінювання, що генерується навколишнім устаткуванням.

Роботи по виконанню поставленого завдання відносяться до категорії Іб по важкості праці. Енерговитрати за цією категорією становлять – до 140-174Вт. Допустимі параметри мікроклімату наведені в табл.5.1 [62].

Таблиця 5.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Категорія робіт	Температура, °С Допустима		Відносна вологість	Швидкість руху, X
		Верхня межа	Нижня межа	Допустима	Допустима
Холодний	Іб	20-24	17-25	75	не більше 0,2
Теплий		21-28	19-30	55 при 27 °С	0,1-0,3

Для забезпечення необхідних за нормативами параметрів мікроклімату в приміщенні передбачено система опалення, система кондиціонування та систематичне вологе прибирання.

### 5.2.2 Склад повітря робочої зони

Причини підвищеного рівня ГДК шкідливих речовин в повітрі робочої зони на підприємстві можуть бути різними. Багато залежить від специфіки виробництва або ж роботи різної техніки. Наприклад, при роботі копіювальних апаратів виділяються такі речовини як оксид азоту, аміак, ацетон, різні кислоти тощо. Шкідливі речовини виділяються в повітря і внаслідок різних технологічних процесів на підприємстві, а також містяться в сировині або відходах виробництва. Всі ці речовини потрапляють в повітря у вигляді пилу, газу і пари.

При роботі системи вентиляції, провітрюванні у приміщенні, де виконувалася робота, може попадати пил та інші шкідливі речовини, які виділяються при технологічних процесах на підприємстві і знаходяться повітрі навколишнього середовища. Їх ГДК наведено в таблиці 5.2 [63].

Таблиця 5.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин для повітря атмосфери в робочій зоні

Назва речовини	ГДК, мг/м <sup>3</sup>		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Пил нетоксичний	10	4	4
Оксиди азоту	0,4	0,06	3
Оксид вуглецю	5	3	4

Для забезпечення оптимального складу повітря робочої зони передбачені наступні рішення:

- 1) регулярне провітрювання через вікна, щоб видалити забруднене повітря та подарувати свіже повітря;
- 2) систематичне вологе прибирання для видалення пилу;
- 3) використання вентиляційних систем.

### 5.2.3 Виробниче освітлення

Норми освітлення залежать від параметрів, які передбачено роботою. Відстань від очей до предмета праці повинна бути визначена в кожному окремому випадку. При цьому необхідно урахувати й здатність поверхні відбивати світло. Спектр джерел світла повинен максимально наближатися до спектра сонячного випромінювання. Важливо також захистити очі робітники від сліпучого світла. Усі системи освітлення повинні забезпечувати правильне сприйняття відтінків світла, аби в робочих приміщеннях було рівномірне освітлення. Освітлювальні пристрої мають забезпечувати гігієнічні вимоги: освітлення, якого було б достатньо для виконання певної роботи без напруження зору; рівномірність освітлення, без тіней, у межах робочої поверхні, рівень освітлення проходів; захист очей від блиску; виконання вимог безпеки (шляхом обладнання в окремих випадках аварійного освітлення).

Відповідно до ДБН В.2.5-28:2018 [64] Система природного освітлення відноситься до бокової. Характеристика зорових робіт – середньої точності. Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні зазначені у таблиці 5.4:

Таблиця 5.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО,			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Середньої точності	Від 0,5 до 1,0	IV	б	середній	середній	200	500	4	1,5	2,4	0,9

Для забезпечення достатнього рівня освітлення в приміщенні передбачено здійснення таких заходів: максимальне використання природного світла; встановлення ефективного штучного освітлення (LED-лампи), проведення регулярного технічного огляду системи освітлення та ретельне планування

простору приміщення так, щоб максимально використовувати світло і запобігти перегорудженню його потоку.

#### 5.2.4 Виробничий шум

Шум впливає на систему травлення і кровообігу, серцево-судинну систему. У разі постійного шумового фону до 70 дБ виникає порушення ендокринної та нервової систем, до 90 дБ – порушує слух, до 120 дБ – призводить до фізичного болю, який може бути нестерпним. Шум не лише погіршує самопочуття людини, а й знижує продуктивність праці на 10-15 %. У зв'язку з цим боротьба з ним має не лише санітарно-гігієнічне, а й велике техніко-економічне значення.

Нормативним документом, який регламентує рівні шуму для різних категорій робочих місць службових приміщень, є ДСН 3.3.6.037-99 [65]. Допустимі нормативні значення рівнів шуму в процесі проведення дослідження наведено в таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 - Рівень звукового тиску

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах зі середньгеометричними частинами (Гц)									Допустимий рівень звуку, дБА
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Виробничі приміщення	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

В приміщенні рівень шуму відповідає нормативним вимогам, однак додатково можна передбачити такі заходи: раціональне розміщення виробничого обладнання та меблів та встановлення загальноприйнятих правил щодо дотримання шумового режиму.

#### 5.2.5 Виробничі випромінювання

Дія та вплив електромагнітного випромінювання на працівника базується на концепції взаємодії зовнішніх полів з внутрішніми полями організму людини, на центральну нервову систему, очі, кровотворну систему, серцево-судинну систему, ендокринну та імунну системи і обмінні процеси. Регулярна робота з комп'ютером без застосування відповідних захисних засобів приводить до зниження імунітету, захворювання органів зору, до хвороб серцево-судинної

системи та шлунково-кишкового тракту. Робота за комп'ютером супроводжується нервовим напруженням, оскільки вимагає швидкої реакції. Короткочасна концентрація нервових процесів викликає у працівника втому, тому важливо дотримуватися встановлених допустимих рівнів випромінювання. Гранично допустимі рівні електромагнітного поля для працівника становлять наведені в таблиці 5.6 [66].

Таблиця 6.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Види поля	Допустимі параметри поля		Допустима поверхнева щільність потоку енергії (інтенсивність потоку енергії), Вт/м <sup>2</sup>
	за електричною складовою (E), В/м	за магнітною складовою (H), А/М	
Напруженість електромагнітного поля, 6 кГц...3 МГц	50	5	
3 МГц...30МГц	2	-	
30 МГц...5 ГГц	-	-	10
Електромагнітне поле оптичного діапазону в ультрафіолетовій частині спектру: УФ-С (220...280 мм)			0,001
УФ-В (280...320 мм)			0,01
УФ-А (320. ..400 мм)			10,0
в інфрачервоній частині спектру: 0,76... 10,0 мкм			35,0.. .70,0
Напруженість електричного поля ВДТ			20 вВ/м

Для обмеження впливу ЕМП на працівника слід використовувати лише якісну техніку із сертифікатом якості і дотримуватися встановленого часу роботи за ПК.

### 5.2.6 Психофізіологічні фактори

Кожна конкретна робота вимагає від працівника певних фізичних зусиль, нервово-психічних витрат і емоційного напруження. Вона також відбувається в



різних санітарно-гігієнічних та мікрокліматичних умовах. Ці фактори, які називають психофізіологічними, становлять у сукупності умови праці. Психофізіологічну основу праці складає працездатність. Працездатність – це здатність людини підтримувати під час трудового процесу відповідні фізичні і нервово-психологічні навантаження та забезпечувати нормальний біг трудової діяльності у визначений час. Динамічне зниження працездатності людини під час праці називається виробничим навантаженням. Цей процес викликає зміну психофізіологічних функцій організму, зокрема, зниження працездатності, втоми. Втома – це складний фізіологічний і психологічний стан, який виникає в результаті роботи і характеризується зниженням працездатності, порушенням координації рухів, уваги, пам'яті, а також зміною настрою і поведінки [67].

Оцінка психофізіологічних факторів під час виконання поставленого завдання здійснюється згідно з Гігієнічною класифікацією праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу.

Робоча поза: періодичне перебування в незручній позі (робота з поворотом тулуба, незручним розташуванням кінцівок) та/або фіксованій позі (неможливість зміни взаєморозташування різних частин тіла відносно одна одної) до 25% часу зміни;

Класи умов праці за показниками напруженості праці:

Інтелектуальні навантаження:

Зміст роботи – творча діяльність, що вимагає вирішення складних завдань за відсутності алгоритму.

Сприймання інформації та їх оцінка – сприймання інформації з наступною корекцією дій та операцій;

Розподіл функцій за ступенем складності завдання – обробка, виконання завдання та його перевірка.

Сенсорні навантаження:

Зосередження (%за зміну) – до 50%;

Щільність сигналів (звукові за 1 год) – до 150;

Навантаження на слуховий аналізатор (%) – розбірливість слів та сигналів від 50 до 80 %;

Навантаження на голосовий апарат ( протягом тижня) – від 16 до 20.

Емоційне навантаження:

Ступінь відповідальності за результат своєї діяльності – є відповідальним за функціональну якість основної роботи; Ступінь ризику для власного життя – вірогідний;

Ступінь відповідальності за безпеку інших осіб – є відповідальним за

безпеку інших.

Режим праці:

Тривалість робочого дня – більше 8 год;

Змінність роботи – однозмінна (без нічної зміни).

За зазначеними показниками важкості та напруженості праці, робота, яка виконується належить до допустимого класу умов праці (напруженість праці середнього ступеня).

5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи РЕС радіотехнічних пристроїв вимірювання магнітного поля для IoT систем в умовах дії загрозливих чинників НС

### 5.3.1 Дія електромагнітних випромінювань на радіоелектронні системи

У елементній базі радіоелектронної системи (РЕС) під дією іонізуючих випромінювань ймовірна зміна ледве не всіх електричних і експлуатаційних характеристик, що залежить від протікання процесів іонізації та порушення структури матеріалів.

Під час електромагнітного імпульсу можуть спостерігатись високі імпульси струмів і напруг в провідниках та кабелях зв'язку, електропередач, систем обчислювальних машин та автоматичних систем управління, антенах радіостанцій тощо [68].

5.3.2 Визначення товщини екрану для забезпечення стійкості приладу в умовах дії електромагнітних випромінювань

Вихідні дані:  $E_B = 35$  кВ/м;  $U_{Ж} = 5 \pm 5\%$  В;  $l_{Г} = 0,05$  м.

Для підвищення стійкості роботи РЕС потрібно екранувати елементи схеми. Визначимо товщина стінки екрану з формули

$$A = kt\sqrt{f} \text{ [дБ]}, \quad (5.1)$$

звідки

$$t = \frac{A}{\kappa\sqrt{f}} \text{ [см]}, \quad (5.2)$$

де  $A$  – перехідне гасіння енергії електричного поля для сталюого екрану, дБ;

$\kappa$  – коефіцієнт, який для сталюого екрану дорівнює 5,2;

$f$  – частота ( $f = 54000000$  Гц).

Перехідне гасіння енергії електричного поля для сталюого екрану визначимо за формулою

$$A = 20 \lg \frac{E_B}{E_{Bi}} \text{ [дБ]}, \quad (5.3)$$

де  $E_B, E_{Bi}$  – вертикальні напруженості ЕМВ без та з екраном, відповідно, В/м.

В якості критерію стійкості РЕС в умовах дії електромагнітного імпульсу приймається коефіцієнт безпеки, який визначається за формулою [68]

$$K_B = 20 \lg \frac{U_D}{U_G} \geq 40 \text{ [дБ]}. \quad (5.4)$$

Визначаємо допустиме коливання напруги живлення

$$U_D = U_{ж} + \frac{U_{ж}}{100} N \text{ [В]}; \quad (5.5)$$

$$U_D = 5 + \frac{5}{100} 5 = 5,25 \text{ (В)},$$

де  $U_{ж}$  – робоча напруга живлення, В;

$N$  – допустимі коливання напруги, %.

З формули (5.5) виразимо горизонтальну складову напруги наведення на струмопровідних частинах РЕС

$$U_G = \frac{U_D}{100} \text{ [В]}; \quad (5.6)$$

$$U_{\Gamma} = \frac{5,25}{100} = 0,05 \text{ (В)}.$$

Знаходимо допустиму вертикальну складову напруженості електромагнітного поля, при якому коефіцієнт безпеки знаходиться в межах допустимого

$$U_{\Gamma} = E_{Bi} l_{\Gamma} \text{ [В]}, \quad (5.7)$$

звідки

$$E_{Bi} = \frac{U_{\Gamma}}{l_{\Gamma}} \text{ [В/м]}; \quad (5.8)$$

$$E_{Bi} = \frac{0,05}{0,05} = 1 \text{ (В/м)} = 0,001 \text{ (кВ/м)}.$$

Підставляючи відомі значення у формули (5.3, 5.2), одержимо:

$$A = 20 \lg \frac{35}{0,001} = 9452,43 \text{ (дБ)};$$

$$t = \frac{9452,43}{5,2 \sqrt{54000000}} = 0,2474 \text{ (см)}.$$

Таким чином, сталений екран товщиною 0,2474 см забезпечує стійкість РЕС приладу в умовах дії електромагнітних випромінювань.

#### 5.4 Висновки

Визначено, що сталений екран товщиною 0,2474 см забезпечує стійкість РЕС радіотехнічних пристроїв вимірювання магнітного поля для IoT систем в умовах дії електромагнітних випромінювань.

## ВИСНОВКИ

1. Подано огляд датчиків магнітного поля з резонансними структурами, виготовлених за технологією MEMS. Ця технологія дозволила розробити датчики магнітного поля на основі сили Лоренца з такими характеристиками, як малий розмір, мала вага, низьке енергоспоживання та висока продуктивність. Ці датчики використовують переваги оптичних, ємнісних або п'єзореzystивних датчиків для виявлення коливань магнітних полів. Датчики з оптичним датчиком зменшують свою електронну схему та вагу; однак для них може знадобитися складний процес виготовлення. Крім того, датчики з ємнісним датчиком мало залежать від температури, але потребують вакуумної упаковки та складної електронної схеми. Можливість п'єзореzystивного датчика дозволяє створити прості схеми зчитування та прості кроки процесу виготовлення.

2. Майбутні застосування магнітного зондування включатимуть датчики з кращою роздільною здатністю, меншими розмірами та нижчою ціною. Таким чином, нові датчики магнітного поля в цілому повинні вдосконалити процес виготовлення, щоб підвищити їх продуктивність, а також фактор якості, і, отже, зменшення зміщення та термічної залежності. Крім того, на нових ринках знадобиться розробка мультисенсора на одному чіпі для вимірювання різних параметрів, включаючи магнітне поле, тиск, температуру та прискорення. Подолання цих складних проблем може бути досягнуто за допомогою технології MEMS завдяки її важливим характеристикам, розглянутим у цій роботі. Однак ця технологія потребує проведення досліджень нових матеріалів і оптимізації роботи датчиків для збільшення їх роздільної здатності та терміну служби.

3. У другому розділі представлено дослідження та розробку нової, недорогої та автономної установки радіотехнічного пристрою вимірювання магнітного поля, яка використовує машинне навчання на вбудованому пристрої, так зване периферійне машинне навчання. Ми навчаємо штучну нейронну мережу за допомогою даних, отриманих із безперервної установки ODMR, а потім використовуємо цю попередньо навчену мережу на сенсорному пристрої для визначення величини магнітного поля із записаних спектрів ODMR. У запропонованій нами конфігурації датчика використовується недорога та малопотужна плата розробки мікроконтролера ESP32 для керування записом даних і передачі в безпроводну сенсорну мережу. У дослідженні підтвердження концепції які показують, що установка здатна вимірювати магнітні поля з високою точністю та має потенціал для створення

надійних і доступних датчиків із широким діапазоном вимірювань.

4. У третьому розділі розроблено повністю інтегрований AFE разом із демодулятором DPBSK реалізовано в процесі BCD 130 нм із розміром матриці 0,7 мм<sup>2</sup>. Споживана потужність запропонованого демодулятора DPBSK становить 0,75 мВт для виявлення даних і відновлення тактового сигналу. Експериментальні результати показують, що система пропонує максимальну швидкість передачі даних 32 кбіт/с, коли несуча частота становить 128 кГц.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Chang, H.; Xue, L.; Qin, W.; Yuan, G.; Yuan, W. An integrated MEMS gyroscope array higher accuracy output. *Sensors* 2008, 8, 2886-2899.
2. Herrera-May, A.L.; Cortés-Pérez, A.R.; Aguilera-Cortés, L.A. Microaccelerometers: Present (Translation of spanish paper). *Acta Universitaria* 2008, 18, 24-32.
3. Singh, J.; Teo, J.H.S.; Xu, Y.; Premachandran, C.S.; Chen, N.; Kotlanka, R.; Olivo, M.; Sheppard,
4. C.J.R. A two axes scanning SOI MEMS micromirror for endoscopic bioimaging. *J. Micromech. Microeng.* 2008, 18, 025001.
5. Herrera-May, A.L.; Soto-Cruz, B.S.; López-Huerta, F.; Aguilera-Cortés, L.A. Electromechanical analysis of a piezoresistive pressure microsensor for low-pressure biomedical applications. *Rev. Mex. Fis.* 2009, 55, 14-24.
6. Research and Markets. <http://www.researchandmarkets.com/index.asp> (accessed 20 August 2009)
7. Lenz, J.; Edelstein, A.S. Magnetic sensors and their applications. *IEEE Sensors J.* 2006, 6, 631-649.
8. Ripka, P. Improving the accuracy of magnetic sensors. In *Sensors: Advancements in Modeling, Design Issues, Fabrication and Practical Applications*; Mukhopadhyay, S.C., Huang, R.Y.M., Eds.; Springer-Verlag: Berlin, Heidelberg, Germany, 2008; pp.45-60.
9. Nagasaka, K. CPP-GMR technology for magnetic heads of future high-density recording systems.
10. J. Magn. *Magn. Mat.* 2009, 321, 508-511.
11. Pelegri, J.; Alberola, J.; Lajara, R. Signal conditioning for GMR magnetic sensors: applied to traffic speed monitoring GMR sensors. *Sens. Actuators A* 2007, 137, 230-235.
12. Bao, M.; Yang, H.; Yin, H.; Sun, Y. Energy transfer model for squeeze-film air damping in low vacuum. *J. Micromech. Microeng.* 2002, 12, 341-346.
13. Li, P.; Fang, Y. A new free molecular model for squeeze-film damping of flexible microbeam in low vacuum. *Micro Nanosyst.* 2009, 1, 68-71.
14. Prabhakar, S.; Vengallatore, S. Thermoelastic damping in bilayered micromechanical beam resonators. *J. Micromech. Microeng.* 2007, 17, 532-538.
15. Yang, J.; Ono, T.; Esashi, M. Energy dissipation in submicrometer thick single-crystal silicon cantilevers. *J. Microelectromech. Syst.* 2002, 11, 775-783.
16. Emmerich, H.; Schöfthaler, M. Magnetic field measurements with a novel surface micromachined magnetic-field sensor. *IEEE Tans. Electron Dev.* 2000, 47,

972-977.

17. Tucker, J.; Wesoleck, D.; Wickenden, D. An integrated CMOS MEMS xylophone magnetometer with capacitive sense electronics. In 2000 NanoTech, Houston, Texas, USA, 9-12 September 2000, AIAA 2002-5723.
18. Bahreyni, B.; Shafai, C. A resonant micromachined magnetic field sensor. *IEEE Sensor J.* 2007, 7, 1326-1334.
19. Randjelovic, Z.B.; Kayal, M.; Popovic, R.; Blanchard, H. Highly sensitive Hall magnetic sensor microsystem in CMOS technology. *IEEE J. Solid-State Circ.* 2002, 37, 151-159
20. Sunier, R.; Vancura, T.; Li, Y.; Kay-Uwe, K.; Baltes, H.; Brand, O. Resonant magnetic field sensor with frequency output. *J. Microelectromech. Syst.* 2006, 15, 1098-1107.
21. Herrera-May, A.L.; García-Ramírez, P.J.; Aguilera-Cortés, L.A.; Martínez-Castillo, J.; Saucedo- Carvajal, A.; García-González, L.; Figueras-Costa, E. A resonant magnetic field microsensors with high quality factor at atmospheric pressure. *J. Micromech. Microeng.* 2009, 19, 015016.
22. Stürner, F.M.; Brenneis, A.; Buck, T.; Kassel, J.; Rölver, R.; Fuchs, T.; Savitsky, A.; Suter, D.; Grimmel, J.; Hengesbach, S.; et al. Integrated and Portable Magnetometer Based on Nitrogen-Vacancy Ensembles in Diamond. *Adv. Quantum Technol.* 2021,4, 2000111.]
23. Clevenson, H.; Pham, L.M.; Teale, C.; Johnson, K.; Englund, D.; Braje, D. Robust high-dynamic-range vector magnetometry with nitrogen-vacancy centers in diamond. *Appl. Phys. Lett.* 2018, 112, 252406.
24. Xie, Y.; Yu, H.; Zhu, Y.; Qin, X.; Rong, X.; Duan, C.K.; Du, J. A hybrid magnetometer towards femtotesla sensitivity under ambient conditions. *Sci. Bull.* 2021, 66, 127–132.
25. Zhou, T.X.; Stöhr, R.J.; Yacoby, A. Scanning diamond NV center probes compatible with conventional AFM technology. *Appl. Phys. Lett.* 2017, 111, 163106.
26. Rondin, L.; Tetienne, J.P.; Spinicelli, P.; Dal Savio, C.; Karrai, K.; Dantelle, G.; Thiaville, A.; Rohart, S.; Roch, J.F.; Jacques, V. Nanoscale magnetic field mapping with a single spin scanning probe magnetometer. *Appl. Phys. Lett.* 2012, 100, 153118.
27. Hong, S.; Grinolds, M.S.; Pham, L.M.; Le Sage, D.; Luan, L.; Walsworth, R.L.; Yacoby, A. Nanoscale magnetometry with NV centers in diamond. *MRS Bull.* 2013, 38, 155–161.
28. Zhao, B.; Guo, H.; Zhao, R.; Du, F.; Li, Z.; Wang, L.; Wu, D.; Chen, Y.; Tang, J.; Liu, J. High-sensitivity three-axis vector magnetometry using electron



- spin ensembles in single-crystal diamond. *IEEE Magn. Lett.* 2019, 10, 8101104.
29. Schloss, J.M.; Barry, J.F.; Turner, M.J.; Walsworth, R.L. Simultaneous broadband vector magnetometry using solid-state spins. *Phys. Rev. Appl.* 2018, 10, 034044.
30. Chen, B.; Hou, X.; Ge, F.; Zhang, X.; Ji, Y.; Li, H.; Qian, P.; Wang, Y.; Xu, N.; Du, J. Calibration-free vector magnetometry using nitrogen-vacancy center in diamond integrated with optical vortex beam. *Nano Lett.* 2020, 20, 8267–8272
31. Tsukamoto, M.; Ogawa, K.; Ozawa, H.; Iwasaki, T.; Hatano, M.; Sasaki, K.; Kobayashi, K. Vector magnetometry using perfectly aligned nitrogen-vacancy center ensemble in diamond. *Appl. Phys. Lett.* 2021, 118, 264002.
32. C. Sánchez, E.; Pessoa, A.; Amaral, A.; de S. Menezes, L. Microcontroller-based magnetometer using a single nitrogen-vacancy defect in a nanodiamond. *AIP Adv.* 2020, 10, 025323.
33. Mariani, G.; Umemoto, A.; Nomura, S. A home-made portable device based on Arduino Uno for pulsed magnetic resonance of NV centers in diamond. *AIP Adv.* 2022, 12, 065321.
34. Dolde, F.; Fedder, H.; Doherty, M.W.; Nöbauer, T.; Rempp, F.; Balasubramanian, G.; Wolf, T.; Reinhard, F.; Hollenberg, L.C.; Jelezko, F.; et al. Electric-field sensing using single diamond spins. *Nat. Phys.* 2011, 7, 459–463.
35. Wang, P.; Yuan, Z.; Huang, P.; Rong, X.; Wang, M.; Xu, X.; Duan, C.; Ju, C.; Shi, F.; Du, J. High-resolution vector microwave magnetometry based on solid-state spins in diamond. *Nat. Commun.* 2015, 6, 6631.
36. Ozawa, H.; Tahara, K.; Ishiwata, H.; Hatano, M.; Iwasaki, T. Formation of perfectly aligned nitrogen-vacancy-center ensembles in chemical-vapor-deposition-grown diamond (111). *Appl. Phys. Express* 2017, 10, 045501
37. Tetienne, J.P.; Hingant, T.; Martínez, L.; Rohart, S.; Thiaville, A.; Diez, L.H.; Garcia, K.; Adam, J.P.; Kim, J.V.; Roch, J.F.; et al. The nature of domain walls in ultrathin ferromagnets revealed by scanning nanomagnetometry. *Nat. Commun.* 2015, 6, 6733
38. Tsukamoto, M.; Ito, S.; Ogawa, K.; Ashida, Y.; Sasaki, K.; Kobayashi, K. Accurate magnetic field imaging using nanodiamond quantum sensors enhanced by machine learning. *Sci. Rep.* 2022, 12, 13942.
39. Liao, Y.W.; Li, Q.; Yang, M.; Liu, Z.H.; Yan, F.F.; Wang, J.F.; Zhou, J.Y.; Lin, W.X.; Tang, Y.D.; Xu, J.S.; et al. Deep-Learning-Enhanced Single-Spin Readout in Silicon Carbide at Room Temperature. *Phys. Rev. Appl.* 2022, 17, 034046.

40. Dushenko, S.; Ambal, K.; McMichael, R.D. Sequential Bayesian experiment design for optically detected magnetic resonance of nitrogen-vacancy centers. *Phys. Rev. Appl.* 2020, 14, 054036
41. Fujisaku, T.; So, F.T.K.; Igarashi, R.; Shirakawa, M. Machine-Learning Optimization of Multiple Measurement Parameters Nonlinearly Affecting the Signal Quality. *ACS Meas. Sci. Au* 2021, 1, 20–26
42. Verhelst, M.; Murmann, B. Machine learning at the edge. *NANO-CHIPS* 2030 2020, 293–322
43. Plastiras, G.; Terzi, M.; Kyrkou, C.; Theocharides, T. Edge Intelligence: Challenges and Opportunities of Near-Sensor Machine Learning Applications. In Proceedings of the 2018 IEEE 29th International Conference on Application-Specific Systems, Architectures and Processors (ASAP), Milano, Italy, 10–12 July 2018; pp. 1–7
44. Merenda, M.; Porcaro, C.; Iero, D. Edge machine learning for AI-enabled IoT devices: A review. *Sensors* 2020, 20, 2533.
45. David, R.; Duke, J.; Jain, A.; Janapa Reddi, V.; Jeffries, N.; Li, J.; Kreeger, N.; Nappier, I.; Natraj, M.; Wang, T.; et al. TensorFlow lite micro: Embedded machine learning for TinyML systems. *Proc. Mach. Learn. Syst.* 2021, 3, 800–811.
46. Asl, S.A.H.; Rad, R.E.; Rikan, B.S.; Pu, Y.; Hwang, K.C.; Yang, Y.; Lee, K.-Y. A 1.8–2.7 GHz Triple-Band Low Noise Amplifier with 31.5 dB Dynamic Range of Power Gain and Adaptive Power Consumption for LTE Application. *Sensors* 2022, 22, 4039.
47. Ryu, S.; Kim, K.; Kim, J.; Cho, I.; Kim, H.; Ahn, J.; Choi, J.; Ahn, S. Design and Analysis of a Magnetic Field Communication System Using a Giant Magneto-Impedance Sensor. *IEEE Access* 2022, 10, 56961–56973.
48. Feng, T.; Lajnef, N.; Chakrabartty, S. Design of a CMOS System-on-Chip for Passive, Near-Field Ultrasonic Energy Harvesting and Back-Telemetry. *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst.* 2016, 24, 544–554.
49. Sonmezoglu, S.; Fineman, J.R.; Maltepe, E.; Maharbiz, M.M. Monitoring deep-tissue oxygenation with a millimeter-scale ultrasonic implant. *Nat. Biotechnol.* 2021, 39, 855–864
50. Ghazi, M.; Maghami, M.H.; Amiri, P.; Hamedi-Hagh, S. An Ultra-Low-Power Area-Efficient Non-Coherent Binary Phase-Shift Keying Demodulator for Implantable Biomedical Microsystems. *Electronics* 2020, 9, 1123.
51. Cheng, C.-H.; Tsai, P.-Y.; Yang, T.-Y.; Cheng, W.-H.; Yen, T.-Y.; Luo, Z.; Qian, X.-H.; Chen, Z.-X.; Lin, T.-H.; Chen, W.-H.; et al. A Fully Integrated 16-Channel Closed-Loop Neural-Prosthetic CMOS SoC With Wireless Power and

- Bidirectional Data Telemetry for Real-Time Efficient Human Epileptic Seizure Control. *IEEE J. Solid State Circuits* 2018, 53, 3314–3326.
52. Shang, Z.; Zhao, Y.; Lian, Y. A Low Power Frequency Tunable FSK Receiver Based on the N-Path Filter. *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs* 2019, 66, 1708–1712.
53. Cheng, K.-W.; Chen, S.-E. An Ultralow-Power OOK/BFSK/DBPSK Wake-Up Receiver Based on Injection-Locked Oscillator. *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst.* 2021, 29, 1379–1391.
54. Mazzilli, F.; Dehollain, C. 184  $\mu$ W ultrasonic on–off keying/amplitude-shift keying demodulator for downlink communication in deep implanted medical devices. *IET Electron. Lett.* 2016, 52, 502–504.
55. Cheng, C.-H.; Tsai, P.-Y.; Yang, T.-Y.; Cheng, W.-H.; Yen, T.-Y.; Luo, Z.; Qian, X.-H.; Chen, Z.-X.; Lin, T.-H.; Chen, W.-H.; et al. A Fully Integrated 16-Channel Closed-Loop Neural-Prosthetic CMOS SoC With Wireless Power and Bidirectional Data Telemetry for Real-Time Efficient Human Epileptic Seizure Control. *IEEE J. Solid State Circuits* 2018, 53, 3314–3326.
56. Shang, Z.; Zhao, Y.; Lian, Y. A Low Power Frequency Tunable FSK Receiver Based on the N-Path Filter. *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs* 2019, 66, 1708–1712.
57. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.
58. Наказ від 08.04.2014 № 248 Про затвердження Державних санітарних норм та правил Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу - [Електронний ресурс] - Режим доступу: [http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14\\_nakazy\\_ta\\_rozpor\\_183575/248+58074-detail.html](http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14_nakazy_ta_rozpor_183575/248+58074-detail.html)
59. ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
60. ДБН В.2.5-28:2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: [http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id\\_doc=79885](http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=79885)
61. ДБН В.2.5-56:2014 Системи протипожежного захисту. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://kbu.org.ua/assets/app/documents/dbn2/98.156~2014.pdf>
62. ДСанПіН 3.3.6.096-2002 Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів. // Офіційний вісник України від

07.09.2009 - 2009 р., № 66.

63. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу:

<http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

64. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: [http://sop.zp.ua/norm\\_npaop\\_0\\_00-7\\_15-18\\_01\\_ua.php](http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php)

65. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>

66. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги - [Електронний ресурс] - [http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id\\_doc=71028](http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028)

67. НПАОП 40.1-1.21-98 «Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів» - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <https://antifire.ua/dbn/10.pdf>

68. Сакевич В. Ф. Основи розробки питань цивільної оборони в дипломних проектах / В. Ф. Сакевич. – Вінниця : ВДТУ, 2001. – 109 с.

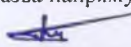
Додаток А  
(обов'язковий)

## ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

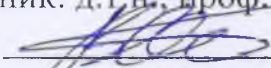
### РАДІОТЕХНІЧНІ ПРИСТРОЇ ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ДЛЯ ІОТ СИСТЕМ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-22м  
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіо-  
техніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

  
Христич О.О.  
(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., проф., проф. каф. ІРТС

  
Осадчук В.С.  
(прізвище та ініціали)

«14» 12 2023 р.

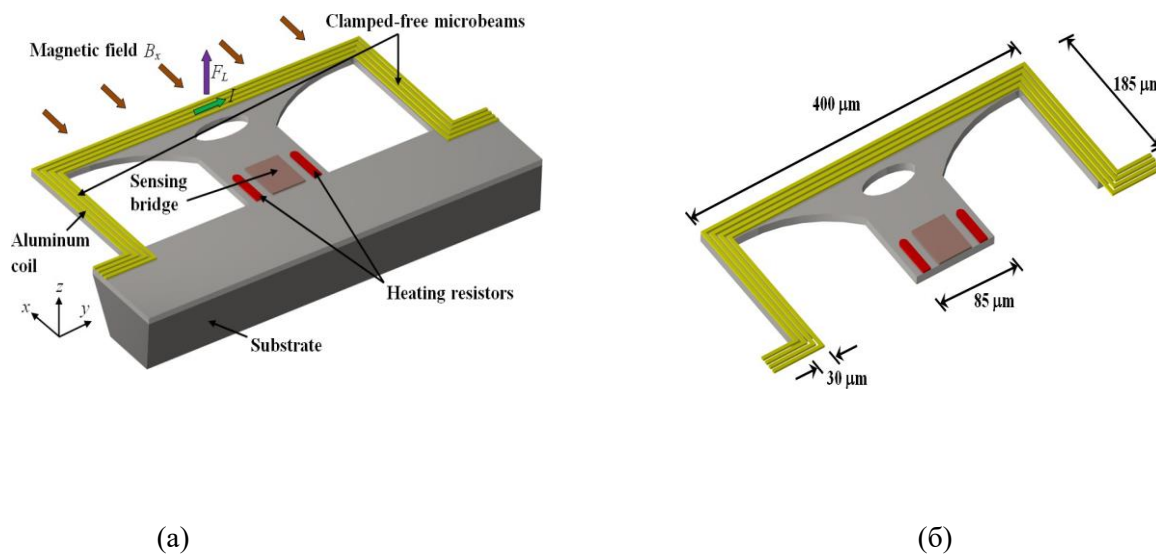


Рисунок 1 –(а) Схематичний вигляд принципу роботи та (б) оцінка розмірів датчика резонансного магнітного поля, розробленого Sunier et al

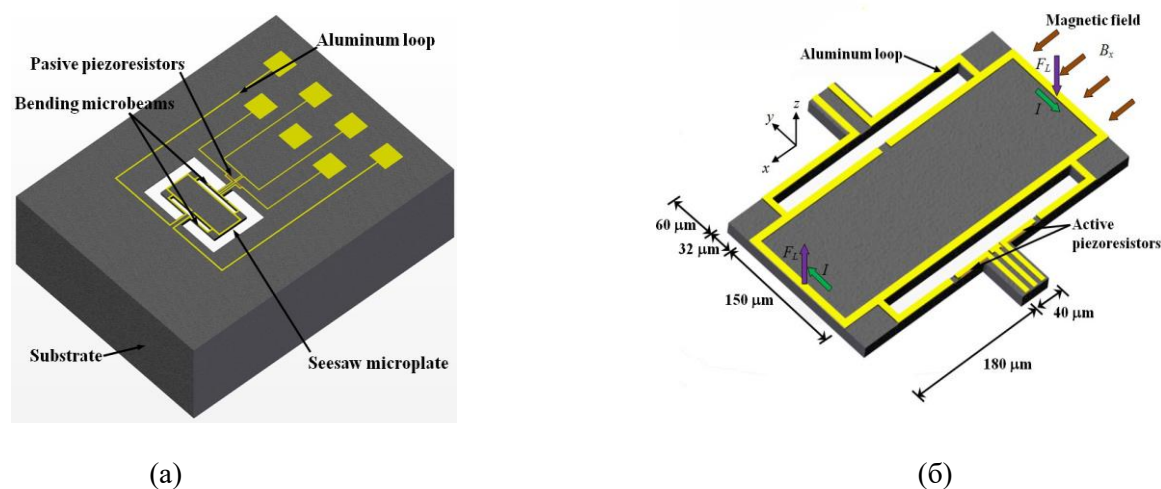


Рисунок 2 – Тривимірний схематичний вигляд (а) структурної конфігурації та (б) принципу роботи датчика резонансного магнітного поля, розробленого Herrera-May

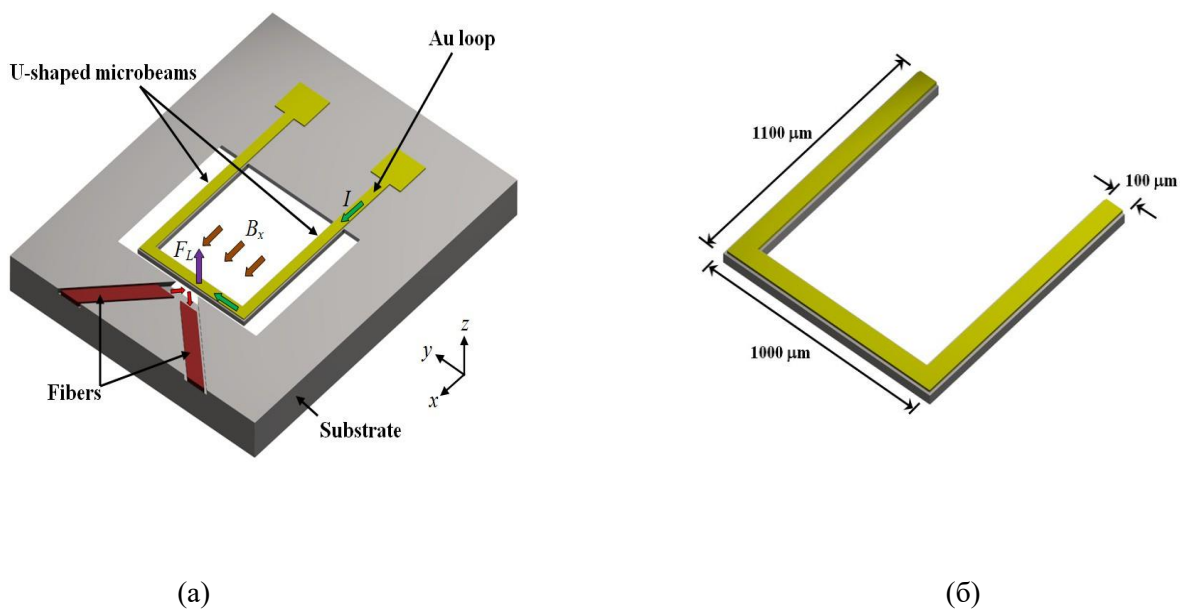


Рисунок 3 – (а) Схематичний вигляд принципу роботи та (б) розміри датчика магнітного поля з двома волокнами, розташованими в вигнутих каналах

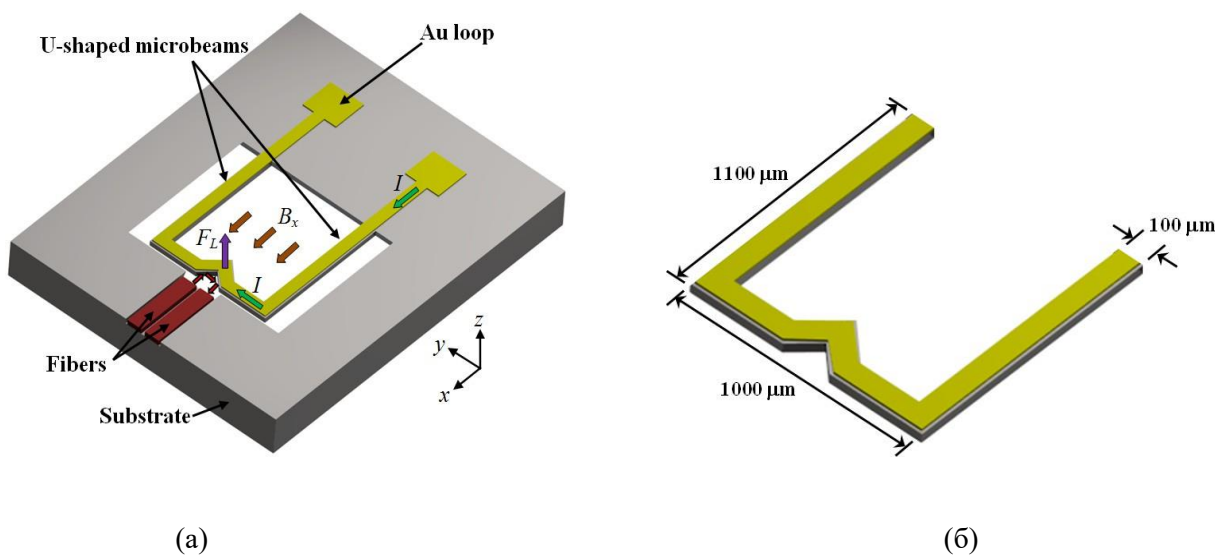


Рисунок 4 – Схематичний вигляд датчика магнітного поля з двома паралельними волокнами та колінчастим мікропроменем

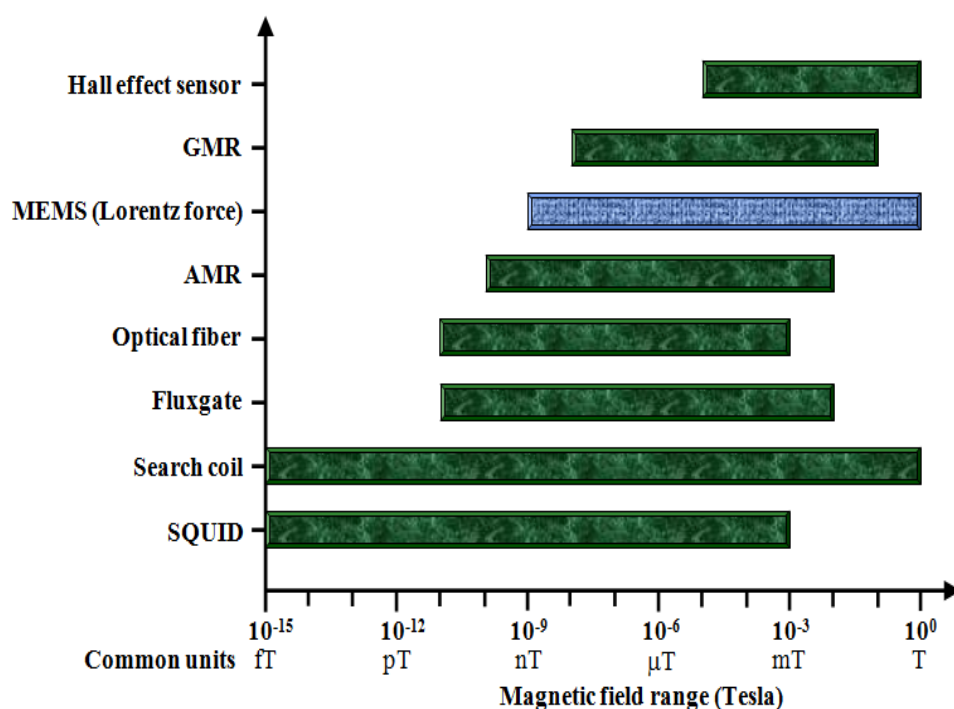


Рисунок 5 – Орієнтовний діапазон чутливості різних датчиків магнітного поля

Таблиця 1 – Характеристики деяких датчиків магнітного поля

Technology	Resolution (nT)	Noise (nT $\text{Hz}^{-1/2}$ )	Power consumption (mW)	Minimum size (mm $\times$ mm)
Hall effect [6,54]	$\sim 10^5$	$\sim 4,000$	$\sim 150$	$< 1^a$
GMR AAL002-02 [55]	5V 10 @ 1 Hz	10 @ 1Hz	$\sim 5$	$0.44 \times 0.34^a$
MEMS (Lorentz force) [49,50,52]	$\sim 1$ 5 V	$\sim 0.5^b$ 5 V	$< 10$	$< 1^a$
AMR HMC1022 [56]	8.5 @ 10 Hz	48 @ 1 Hz	$\sim 25$	$\sim 1^a$
Optical fiber [6,26,57]	$< 1$	$< 10$	$< 1,000$	$\sim 100 \times 25^c$
Fluxgate [58]	60	$\sim 10^{-1}$	$\sim 100$	$5 \times 2.5$
Search coil [6,13]	$20 \times 10^{-6}$	$30 \times 10^{-3}$	$< 10$	$50 \times 25$
SQUID [59-62]	$\sim 10 \times 10^{-6}$	$\sim 30 \times 10^{-3}$	$\sim 1.8 \text{ W}$	$< 10 \times 10^d$



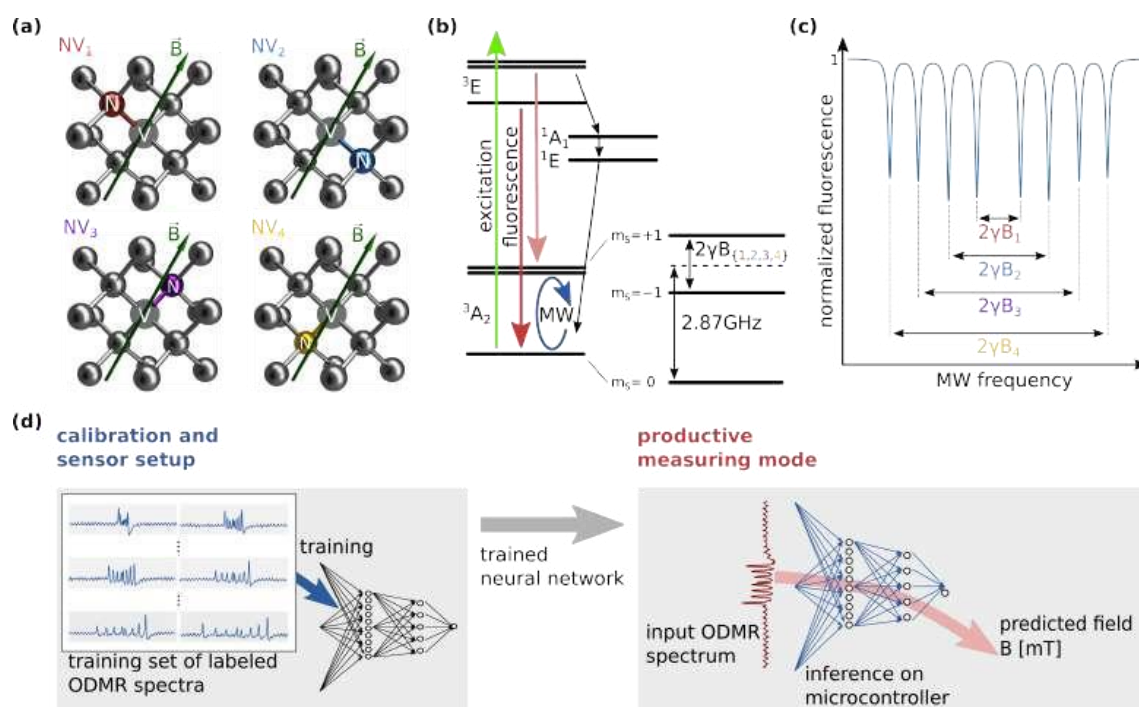


Рисунок 6 – (а) Чотири орієнтації центру NV у кристалічній структурі алмазу. (б) Спрощене система енергетичних рівнів NV центру спіні електрона

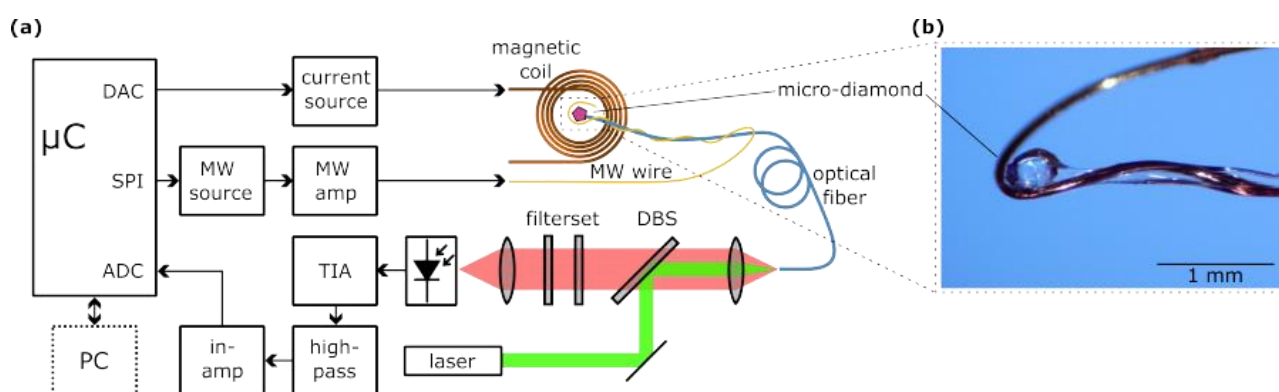


Рисунок 7 – (а) Схема експериментальної установки ODMR, (б) Мікроалмаз NV

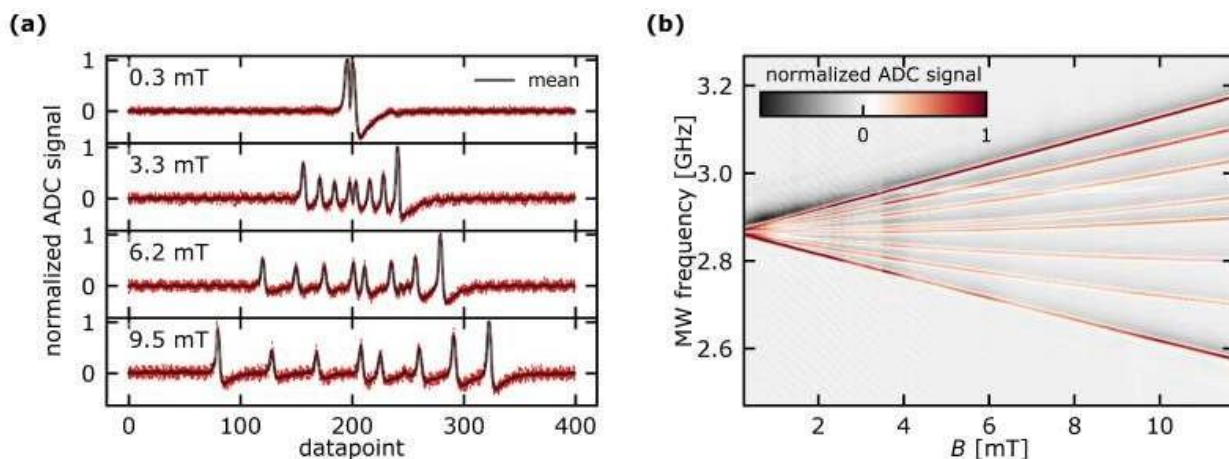


Рисунок 8 – Зразкова візуалізація отриманих даних

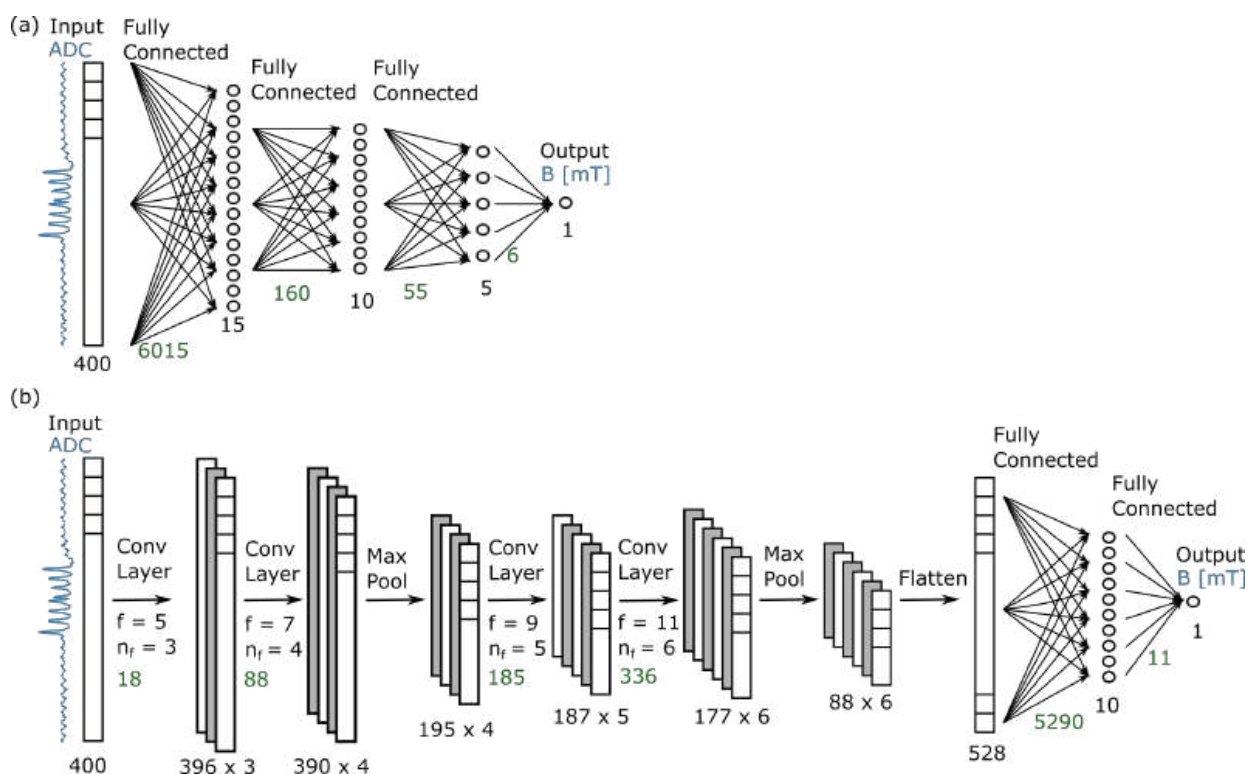


Рисунок 9 – Використані архітектури нейронної мережі повнозв'язаної нейронної мережі (а) та згорткової нейронної мережі (б)

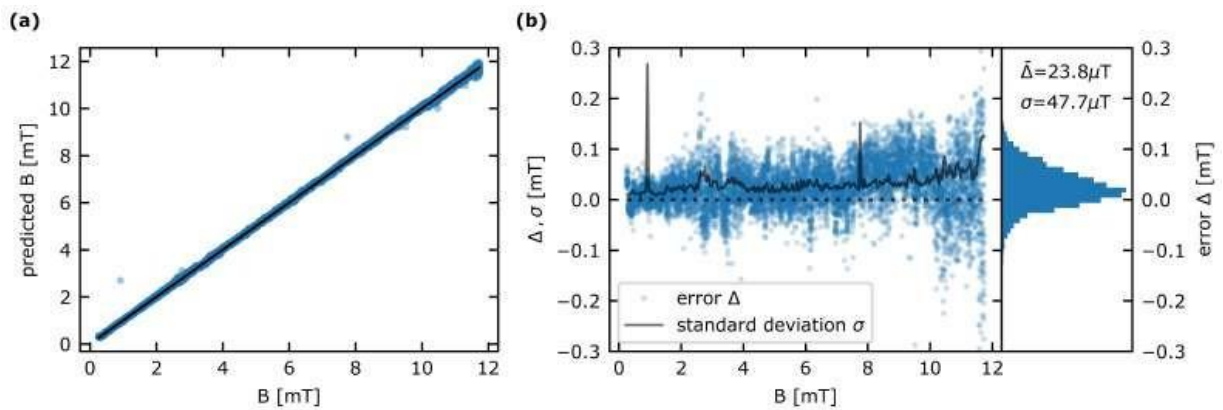


Рисунок 10 – (а) Продуктивність сенсорного пристрою. У загальній складності 6250 вимірювань отримане RMS становить 69,0 мкТл. Поодинокі викиди можна віднести до випадкових помилок синхронізації в контрольній послідовності. (б) похибка вимірювань  $\Delta = B_{\text{передбачив}} - B_{\text{правда}}$  має тенденцію до більшого поширення для збільшення величини магнітного поля

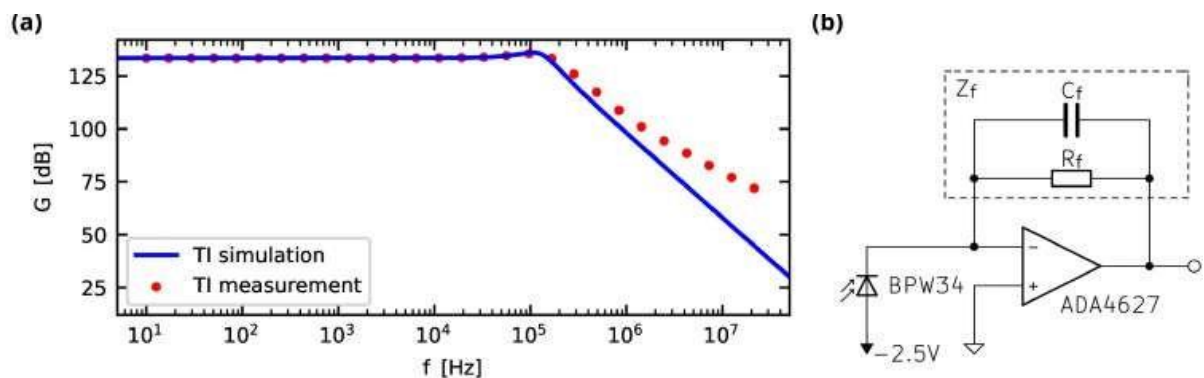


Рисунок 11 – (а) Частотна характеристика ТІА для посилення 4,7 МОм. (б) Схема ТІ. Фотодіод мав зворотне зміщення при  $-2,5$  В

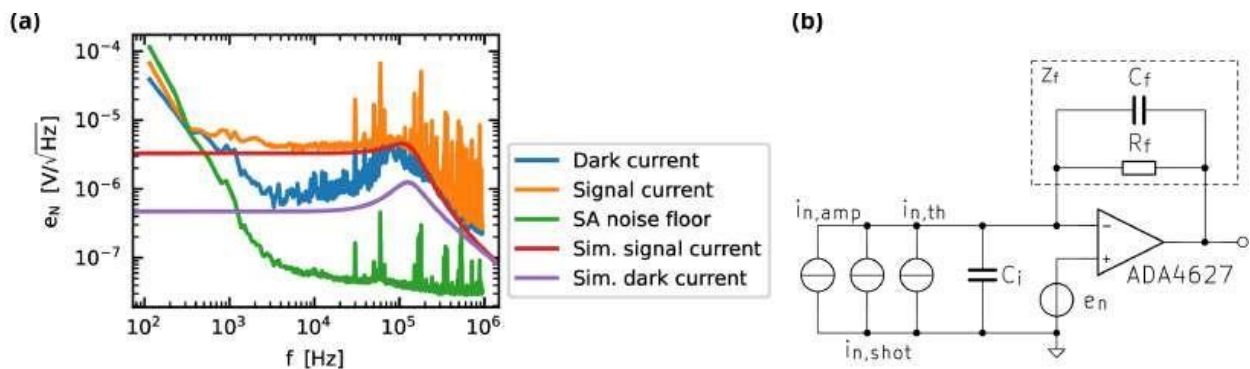


Рисунок 12 – (а) Спектральна щільність вихідного шуму ТІА при сигнальному струмі та темновому струмі. Рівень шуму аналізатора сигналу домінує нижче 1 кГц. (б) Еквівалентна схема, що показує окремі джерела

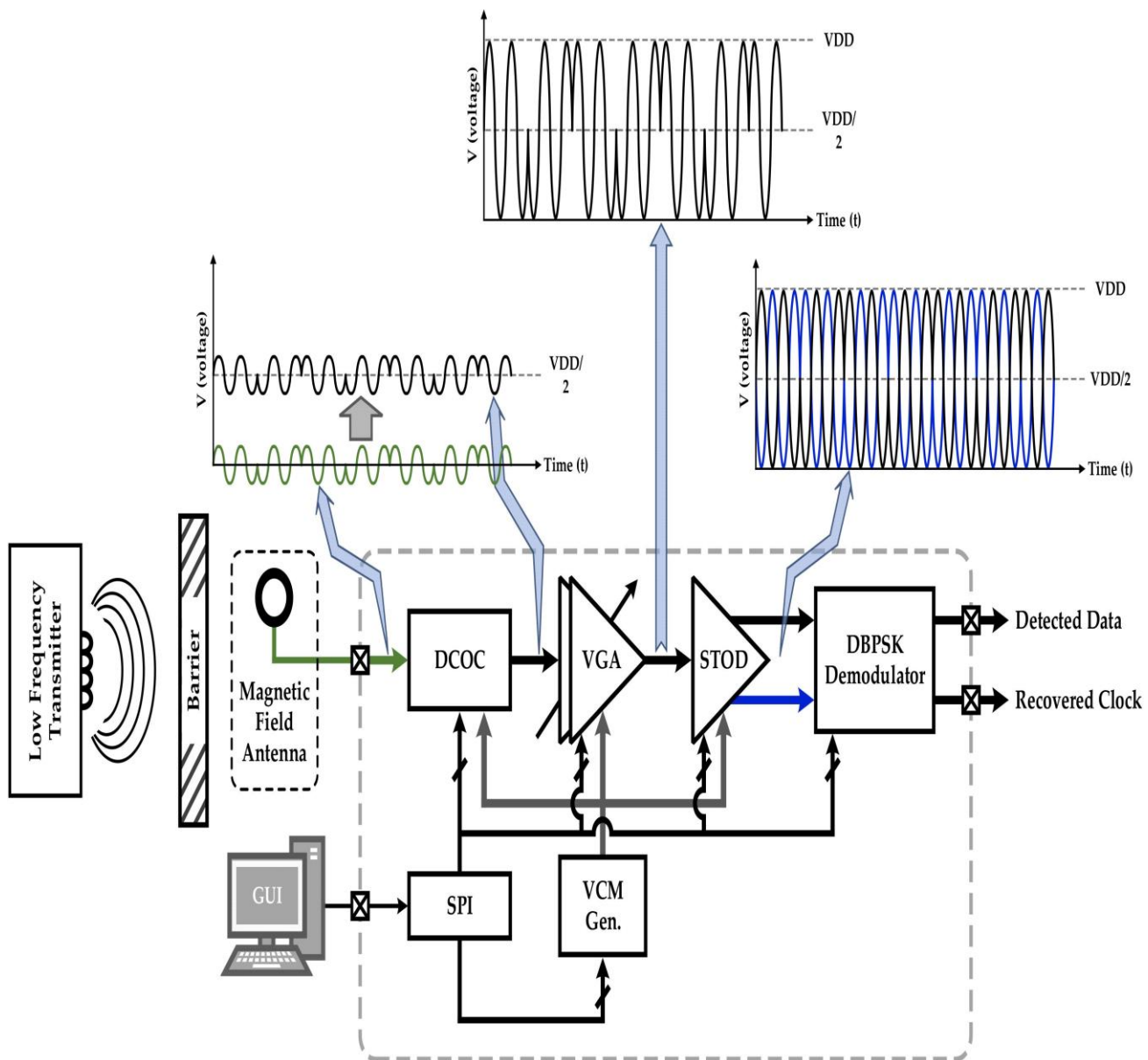


Рисунок 13 – Архітектура розроблюваного приймача RX

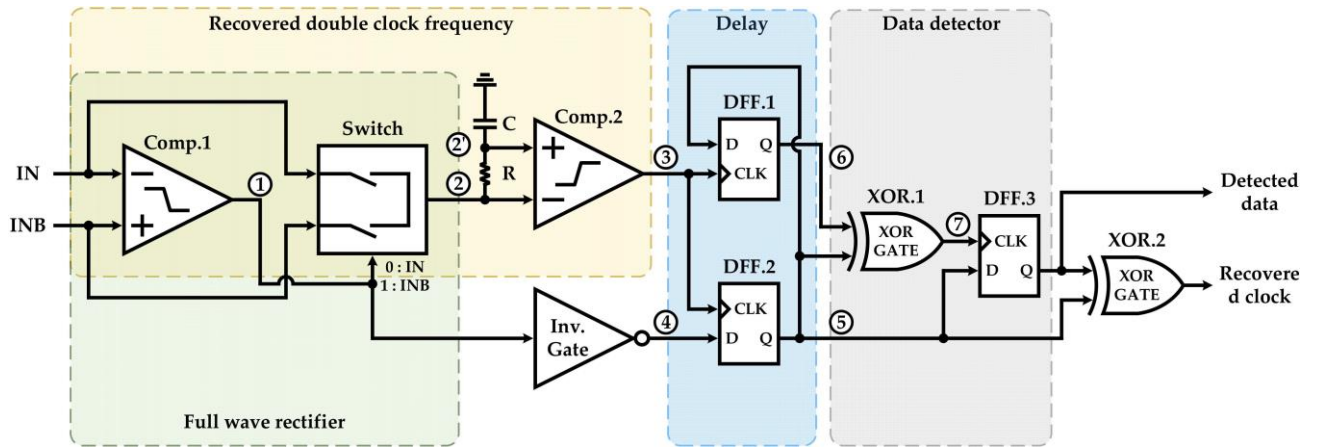


Рисунок 14 – Структура запропонованого демодулятора DBPSK

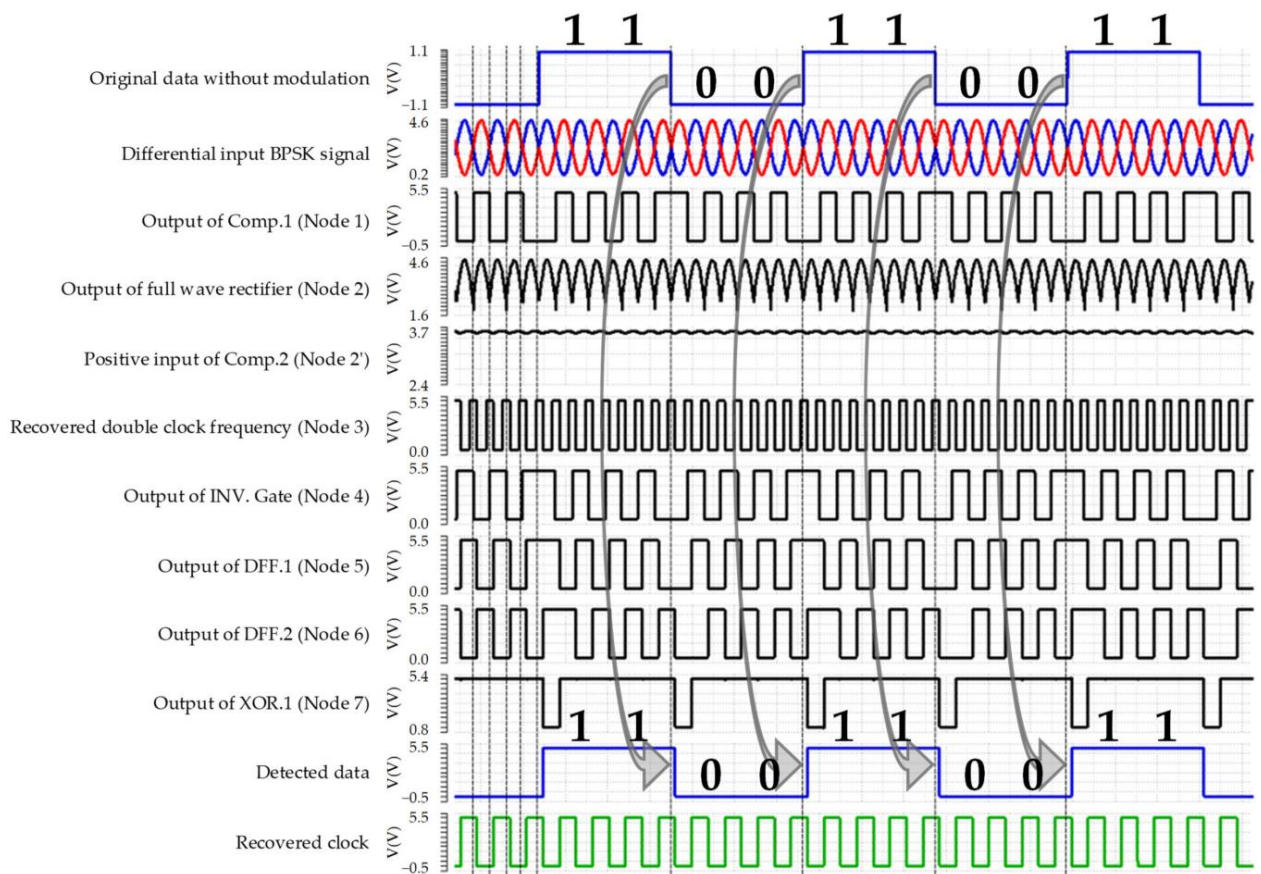


Рисунок 15 – Змодельована часова діаграма запропонованого некогерентного демодулятора DBPSK

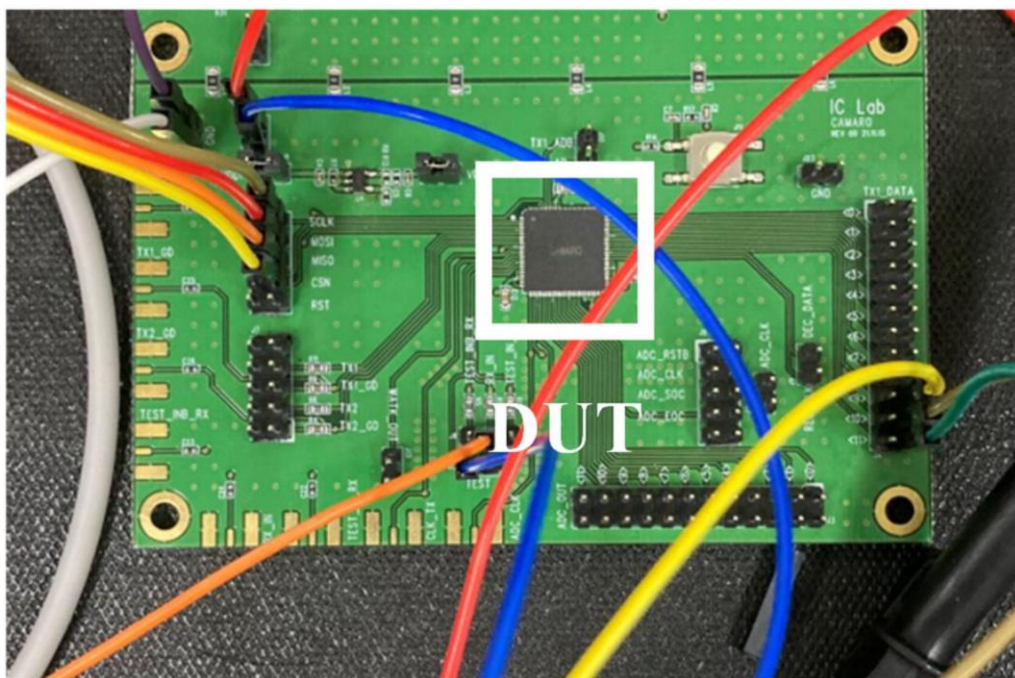


Рисунок 16 – Плата і тестовий пристрій запропонованої архітектури

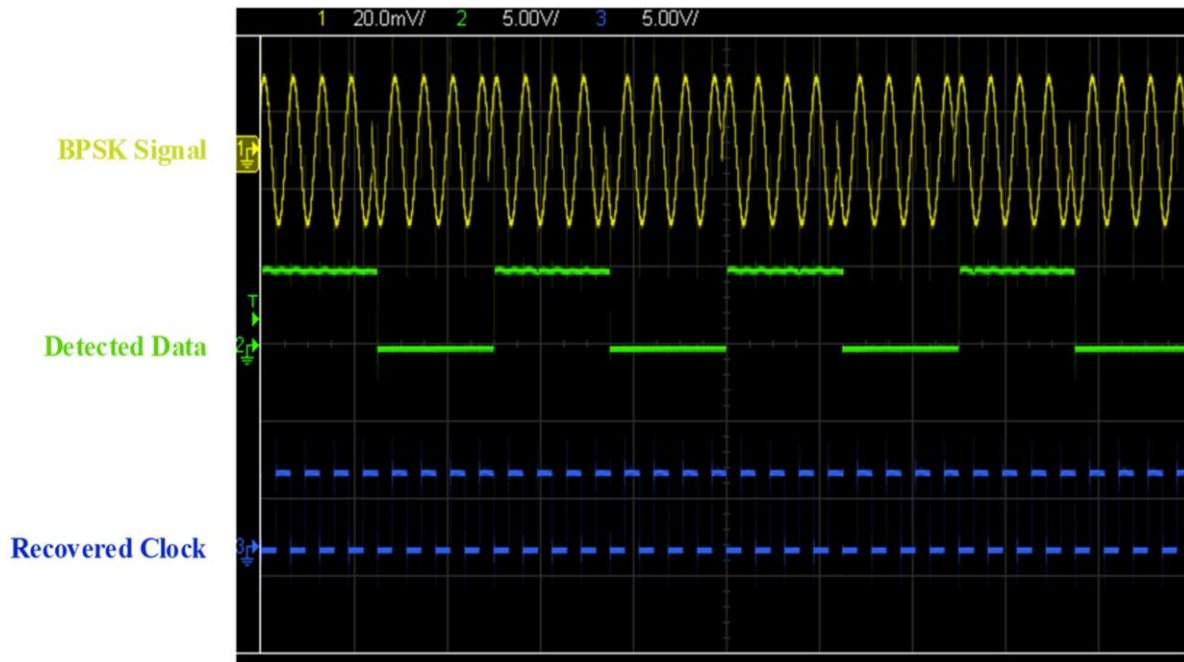


Рисунок 17 – Результати вимірювань приладу, що перевіряється

Додаток Б  
(обов'язковий)

**ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ  
РАДІОТЕХНІЧНІ ПРИБОРИ ВИМІРЮВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ  
ДЛЯ ІОТ СИСТЕМ**

**ПРОТОКОЛ  
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ  
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ**

Назва роботи: «Радіотехнічні пристрої вимірювання магнітного поля для IoT систем»

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота  
(БДР, МКР)

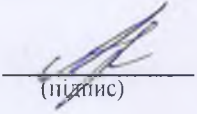
Підрозділ кафедра ІРТС  
(кафедра, факультет)

**Показники звіту подібності Unicheck**

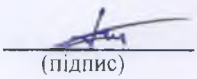
Оригінальність 91,29% Схожість 8,71%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

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

Особа, відповідальна за перевірку  Звягін О.С.  
(підпис) (прізвище, ініціали)

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

Автор роботи  Христич О.О.  
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи  Осадчук В.С.  
(підпис) (прізвище, ініціали)