

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:

«Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж»

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-21м
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

ШМД

Скорлупкін М.А.

(прізвище та ініціали)

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

Осадчук О.В.

Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« 19 » 12 2022 р.

Опонент: к.т.н. ст. викл. каф. ІКСТ

Макогон В.І.

Макогон В.І.

(прізвище та ініціали)

« 20 » 12 2022 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

Осадчук О.В.

Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« 19 » 12 2022 р.

Вінниця ВНТУ - 2022 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 2022 року

ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Скорлупкіну Максиму Андрійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж»

керівник роботи Осадчук О.В. зав. каф. ІРТС. д. т. н. професор
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від «14» 09.2022 року № 203.



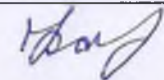
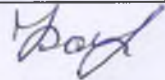
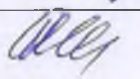
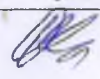
Строк подання студентом роботи 19.12.2022р.

3. Вихідні дані до роботи: проаналізувати існуючі перетворювачі індукції магнітного поля та обґрунтувати переваги перетворювачів магнітного поля з частотним виходом по відношенню до амплітудних перетворювачів магнітного поля; розробити та змоделювати високочутливий перемикаючий магнітний зонд із широкосмуговим та вузькосмуговим діапазонами; провести експериментальні дослідження з оцінки стабільності дрейфу часу на датчиках з використанням різних структур.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): Вступ. Аналіз сучасного стану перетворювачів магнітного поля. Дослідження перемикаючого між вузькою та широкою смугою магнітного зонда для вимірювань ближнього поля для бездротових сенсорних мереж (WLAN). Дослідження стабільності дрейфу в часі диференціальних індуктивних датчиків магнітного поля з частотним виходом для високоточних систем переміщення. Економічна частина. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Структура індуктивного перетворювача та його функція перетворення. Диференціальний індуктивний перетворювач та його функція перетворення. Блок-схема, що представляє випробування електромагнітної сумісності з попереднім випробуванням на відповідність і без нього. Вимірювання параметрів S11 з різними напругами зміщення. Змодельовані та виміряні S-параметри з різними результатами напруги зміщення: (а) параметри S11; (б) Параметри S21. Принцип роботи важільного датчика DIFOD. Структурна схема форми сигналу на основі дискретних пристроїв. Блок-схема експериментальної установки.

6. Консультанти розділів роботи

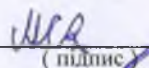
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	зав. каф. ІРТС, д.т.н., професор Осадчук О.В.		
Економічна частина	доцент каф. ЕПВМ к.е.н., Кавецький В.В.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	професор кафедри БЖДПБ, доцент,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

7. Дата видачі завдання 17.09.2022 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

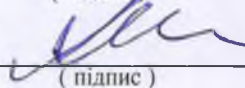
№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі.	02.09.2022-07.09.2022	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2022-13.09.2022	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка завдання на МКР.	14.09.2022-27.09.2022	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	28.09.2022-10.10.2022	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	11.10.2022-04.11.2022	
6.	Розробка графічної частини МКР.	05.11.2022-13.11.2022	
7.	Економічна частина.	14.11.2022-20.11.2022	
8.	Охорона праці (ОП).	21.11.2022-25.11.2022	
9.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	26.11.2022-01.12.2022	
10.	Нормоконтроль.	02.12.2022-09.12.2022	
11.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	10.12.2022-20.12.2022	
12.	Захист МКР ЕК.	21.12.2022-23.12.2022	

Студент


 (підпис)

Скорлупкін М.А.

Керівник роботи


 (підпис)

Осадчук О.В.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396

Скорлупкін М.А. Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – телекомунікації та радіотехніка, освітня програма - радіотехніка. Вінниця: ВНТУ, 2022. 118с.

На укр. мові. Бібліогр.: 79 назв; рис.: 52; табл. 22

Магістерська кваліфікаційна робота присвячена частотним перетворювачам магнітного поля для бездротових сенсорних мереж. Проведено літературний огляд перетворювачів індукції магнітного поля. Розглянуті амплітудні та частотні перетворювачі індукції магнітного поля.

В другому розділі за допомогою CST EM Microwave Studio розроблено та змодельовано високочутливий перемикаючий магнітний зонд із широкосмуговим та вузькосмуговим діапазонами. У цій роботі застосовано новий метод для досягнення переваг пропускну здатності та високої чутливості. Крім того, досягнуті результати необхідні для підвищення продуктивності в тесті на відповідність за допомогою двох режимів; широкосмуговий режим із хорошою чутливістю від 1 ГГц до 3,4 ГГц та інший режим із високою регульованою чутливістю для додатків WiMAX, середнього діапазону 5G, PAN та WLAN.

У третьому розділі розглянуто два типи диференціальних частотних вихідних індуктивних магнітних датчиків переміщення, що використовують різні принципи роботи цифрової обробки та схеми модуляції сигналу. Експерименти з оцінки стабільності дрейфу часу на датчиках здійснювалися різні структури, матеріали, схеми формування сигналу та тестові пристрої для порівняння різних форм формування сигналу через дискретні пристрої та чіпи LDC. Майбутні дослідження включають подальші дослідження методів компенсації дрейфу часу на основі штучного інтелекту (AI) і датчиків переміщення LDC для компенсації дрейфу часу та температури та додатків на основі Інтернету речей.

У четвертому розділі описано рекомендації щодо охорони праці та безпеки при роботі з даним пристроєм.

У п'ятому розділі проведено розрахунок кошторису витрат на виробництво пристрою та ефективність вкладених інвестицій.

Ключові слова: індукція магнітного поля, перетворювач магнітного поля, бездротова сенсорна мережа, частотний перетворювач, математична модель.

ABSTRACT

Skorlupkin M.A. Magnetic field frequency converters for wireless sensor networks. Master's qualification thesis on specialty 172 - telecommunications and radio engineering, educational program - radio engineering.–Vinnytsia: VNTU, 2022. 118p.

In Ukrainian language. Bibliography: 79 titles; Fig.: 52; table 22.

The master's work is devoted to magnetic field frequency converters for wireless sensor networks. A literature review of magnetic field induction converters was conducted. Amplitude and frequency converters of magnetic field induction are considered.

In the second chapter, a high-sensitivity wideband and multi-narrowband switching magnetic probe is designed and simulated using CST EM Microwave Studio. In this work, a new method is applied to achieve the advantages of high throughput and high sensitivity. In addition, the achieved results are necessary to improve performance in the compliance test using two modes; a broadband mode with good sensitivity from 1 GHz to 3.4 GHz and another mode with high adjustable sensitivity for WiMAX, mid-range 5G, PAN and WLAN applications.

In the third section, two types of differential frequency output inductive magnetic displacement sensors are considered, using different principles of operation of digital processing and signal modulation schemes. Experiments to evaluate the stability of time drift on the sensors were carried out with different structures, materials, signal shaping circuits and test devices to compare different forms of signal shaping through discrete devices and LDC chips. Future research includes further research on artificial intelligence (AI)-based time drift compensation techniques and LDC displacement sensors for time and temperature drift compensation and IoT-based applications.

The fourth chapter describes recommendations for occupational health and safety when working with this device.

In the fifth chapter, the calculation of the cost estimate for the production of the device and the effectiveness of the investments made is carried out.

Key words: magnetic field induction, magnetic field converter, wireless sensor network, frequency converter, mathematical model.

ЗМІСТ

ВСТУП	7
1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ	11
1.1 Індуктивні перетворювачі.....	11
1.2 Взаємоіндуктивні перетворювачі	15
1.3 Індукційні перетворювачі	18
1.4 Магнітопружні та магнітоанізотропні перетворювачі	21
1.5 Датчики Холла	25
1.6 Магніторезистивні перетворювачі	30
1.7 Магнітодіоди.....	33
1.8 Магнітотранзистори.....	35
1.9 Висновки до розділу.....	36
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕМИКАЮЧОГО МІЖ ВУЗЬКОЮ ТА ШИРОКОЮ СМУГОЮ МАГНІТНОГО ЗОНДА ДЛЯ ВИМІРЮВАНЬ БЛИЖНЬОГО ПОЛЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ (WLAN)	38
2.1 Методи побудови магнітного зонда для вимірювань ближнього поля для бездротових сенсорних мереж	38
2.2 Конструкція магнітного зонда	42
2.3 Схема зміщення.....	53
2.4 Еквівалентна схема магнітного зонда.....	55
2.5 Моделювання магнітного зонда.....	57
2.6 Висновки до розділу.....	60
3 ДОСЛІДЖЕННЯ СТАБІЛЬНОСТІ ДРЕЙФУ В ЧАСІ ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИХ ІНДУКТИВНИХ ДАТЧИКІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ ДЛЯ ВИСОКОТОЧНИХ СИСТЕМ ПЕРЕМІЩЕННЯ	61
3.1 Теоретичні підходи до побудови частотного перетворювача магнітного поля.....	61
3.2 Принцип вимірювання датчика DIFOD.....	64
3.3 Принципи диференціальної роботи та формування сигналу	67
3.4 Формування сигналу та оцифровка на основі мікросхем LDC.....	68
3.5 Експериментальна установка та випробування.....	70
3.6 Структура та матеріали датчиків.....	72
3.7 Висновки до розділу	75
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	77
4.1 Оцінювання наукового ефекту.....	77
4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	80
4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи.....	91
4.4 Висновки до розділу.....	92
5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	93

5.1	Технічні рішення щодо безпечного виконання робіт	93
5.2	Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	96
5.3	Пожежна безпека	100
ВИСНОВКИ		102
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ		104
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративна частина.....		110
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи.....		117

ВСТУП

Актуальність. Масове зростання радіозв'язку призвело до зайняття спектру радіоелектронними засобами, які поширюються на широку смугу частот. Таким чином, технологія ультраширокого діапазону (UWB) була найкращим вибором, оскільки вона має смугу досить широку, щоб охопити такі важливі програми, як всевітня сумісність для мікрохвильового доступу (WiMAX), бездротова локальна мережа (WLAN), персональна мережа (PAN) і супутниковий зв'язок. Технологія UWB має дві проблеми; перешкоди між UWB та іншими окремими діапазонами, що працюють на тій самій частоті, а також вартість забезпечення спектру UWB для використання лише однієї або двох вузьких смуг одночасно. Когнітивна радіосистема вирішила ці проблеми за допомогою двох антен — UWB антени для визначення неактивних діапазонів і реконфігурованої антени для зв'язку в цих діапазонах.

Електронні схеми вважаються потенційним джерелом шуму для таких відомих програм, як Global System for Mobile (GSM), Wireless fidelity (Wi-Fi), WiMAX, PAN і WLAN, оскільки вони мають високошвидкісні комутаційні схеми, вбудовані в їх друковані пристрої. плата (PCB). Таким чином, перед випуском на ринок нові продукти на попередню відповідність проходять випробування на електромагнітну сумісність (EMC), щоб переконатися, що вони сумісні з іншими частинами в тому самому пристрої та не впливають на інші пристрої. Використання попереднього тесту на відповідність як проміжного етапу з тестом на EMC збільшує ймовірність успішного проходження тесту до 85% замість 15%.

Досягнення високої чутливості та точності вимірювань необхідно здійснити підсилення вихідного інформативного сигналу перетворювача фізичних величин, компенсацію адитивної та мультиплікативної похибок, лінеаризації функції перетворення, а також часової нестабільності параметрів. Виконання таких перетворень можливо тільки з використанням високошвидкісної цифрової обробки сигналу отриманого із перетворювачів фізичних величин, а отже і необхідне створення інтелектуальних перетворювачів на основі сучасних напівпровідникових матеріалів з використанням мікропроцесорних пристроїв.

В літературних джерелах в недостатній мірі розглянуті сучасні дослідження в напрямку створення перетворювачів індукції магнітного поля, особливо, перетворювачів з частотним виходом, тому дослідження представлені в цій магістерській кваліфікаційній роботі має актуальне значення.

Метою магістерської кваліфікаційної роботи є покращення чутливості

та точності, частотного перетворювача магнітного поля, який є технологічно сумісним з новітньою радіоелектронною елементною базою для бездротових сенсорних мереж.

Задачами дослідження є:

1. Проаналізувати існуючі перетворювачі індукції магнітного поля та обґрунтувати переваги перетворювачів магнітного поля з частотним виходом по відношенню до амплітудних перетворювачів магнітного поля.

2. За допомогою CST EM Microwave Studio розробити та змодельовати високочутливий перемикаючий магнітний зонд із широкосмуговим та вузько смуговим діапазонами.

3. Розглянути два типи диференціальних частотних вихідних індуктивних магнітних датчиків переміщення, що використовують різні принципи роботи цифрової обробки та схеми модуляції сигналу.

4. Провести експериментальні дослідження з оцінки стабільності дрейфу часу на датчиках з використанням різних структур, матеріалів, схем формування сигналу та тестових пристроїв для порівняння різних форм формування сигналу через дискретні пристрої та чіпи LDC.

Об'єкт дослідження – процеси перетворення індукції магнітного поля в частоту в перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж.

Предмет дослідження – параметри перетворювача індукції магнітного поля з частотним виходом для бездротових сенсорних мереж.

Методи дослідження: методи лінійної та нелінійної оптимізації використано для визначення параметрів перетворювачів магнітного поля з частотним виходом; основних положень теорії функції комплексної змінної; рівнянь математичної фізики під час розробки математичних моделей; диференціального та інтегрального числення для створення математичної моделі; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл для визначення основних параметрів перетворювачів магнітного поля з частотним виходом.

Наукова новизна роботи:

1. За допомогою CST EM Microwave Studio розроблено та змодельовано високочутливий перемикаючий магнітний зонд із широкосмуговим діапазоном та багатовузькосмуговим. Крім того, досягнуті результати необхідні для підвищення продуктивності в тесті на відповідність за допомогою двох режимів; широкосмуговий режим із хорошою чутливістю від 1 ГГц до 3,4 ГГц та інший режим із високою регульованою чутливістю для додатків WiMAX, середнього діапазону 5G, PAN та WLAN. Процес перемикання з широкосмугового на вузькосмуговий досягається за допомогою PIN-діода. Крім того, еквівалентна схема цього

зонда була змодельована за допомогою програмного забезпечення AWR і показує результати S-параметрів, які узгоджуються з результатами моделювання CST EM.

2. Розглянуто два типи диференціальних частотних вихідних індуктивних магнітних датчиків переміщення, що використовують різні принципи роботи цифрової обробки та схеми модуляції сигналу. Експерименти з оцінки стабільності дрейфу часу на датчиках здійснювалися різні структури, матеріали, схеми формування сигналу та тестові пристрої для порівняння різних форм формування сигналу через дискретні пристрої та чіпи LDC.

Практичне значення отриманих результатів полягає:

1. На підставі проведеного аналізу літературних джерел сучасних перетворювачів магнітного поля виявлено необхідність створення перетворювачів магнітного поля з частотним вихідним сигналом, які б усували недоліки притаманні для амплітудних перетворювачів і характеризувались високою точністю і чутливістю. За допомогою таких перетворювачів типу «індукція магнітного поля – частота» можна вирішити проблеми узгодження перетворювачів магнітного поля з системами цифрової обробки даних для бездротових сенсорних мереж.

2. Розроблено перетворювач магнітного поля з частотним виходом. Магнітне поле двох котушок добре ізольовано за допомогою кільця магнітного екрану та мідної втулки. Вони ефективно зменшують силу тяги між магнітними полями двох котушок і покращують чутливість і якість датчика. Зонд із покращеною структурою та матеріалом зонда, що використовує схему формування сигналу на основі дискретного пристрою, відповідає вимогам середньоквадратичного дрейфу часу.

3. Стабільність дрейфу в часі систем датчиків, що використовують схему формування сигналу на основі дискретного пристрою, краща, ніж у датчика, що використовує мікросхеми LDC, завдяки іншим методам збудження котушки датчика. Датчики, що використовують мікросхеми LDC, можуть забезпечити кращу стабільність узгодженості завдяки інтегрованому резонансному контуру мікросхеми та модулю вимірювання частоти.

4. Експериментальне пристосування впливає на стабільність або часовий дрейф датчика DIFOD. Фактори впливу часових дрейфів та методи їх пом'якшення через структуру та матеріал датчиків, формування сигналу та цифровий інтерфейс забезпечують важливу основу для майбутньої компенсації температурного дрейфу. Майбутні дослідження включають подальші дослідження методів компенсації дрейфу часу на основі штучного інтелекту

(AI) і датчиків переміщення LDC для компенсації дрейфу часу та температури та додатків на основі Інтернету речей.

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 списку використаних джерел.

1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ

У цьому розділі розглянуті перетворювачі фізичних величин, об'єднані загальною назвою електромагнітні, тобто перетворювачі, основою принципу дії яких покладено електромагнітні явища. Це:

1. Індуктивні та взаємоіндуктивні, принцип дії яких заснований на використанні залежності електричних параметрів перетворювача від значень комплексного магнітного опору магнітного ланцюга, що, у свою чергу, є функцією довжини повітряного зазору магнітного ланцюга.

2. Індукційні, засновані на законі електромагнітної індукції.

3. Магнітопружні та магнітоанізотропні, засновані на залежності магнітних властивостей феромагнетика від деформації.

4. Гальваномагнітні, засновані на використанні гальваномагнітних ефектів Холла та Гауса, а також магнітодіди та магнітотранзистори.

1.1 Індуктивні перетворювачі

Індуктивні перетворювачі - це перетворювачі, в основу принципу дії яких закладена залежність індуктивності (а отже і повного електричного опору) намагнічує обмотки від значення комплексного магнітного опору магнітного ланцюга перетворювача, який, у свою чергу, є функцією довжини повітряного проміжку [1-10].

Індуктивні перетворювачі широко застосовуються для перетворення переміщень та інших механічних величин, які попередньо перетворюються на переміщення. За конструктивним виконанням ці перетворювачі дуже різноманітні. Основними їх різновидами є перетворювачі зі змінною довжиною повітряного проміжку, перетворювачі із сердечником (плунжером), перетворювачі із зубчастим повітряним проміжком та перетворювачі із розподіленими параметрами.

Перетворювач із змінною довжиною повітряного проміжку. Найпростішим різновидом індуктивного перетворювача такого типу є перетворювач малих переміщень (рис. 1.1) та наведено в додатку А. Цей перетворювач має високу чутливість до вхідної величини, незначну чутливість до дії зовнішніх магнітних полів, порівняно невелику власну ємність (необхідне значення індуктивності досягається якщо кількість витків порівняно невелика).

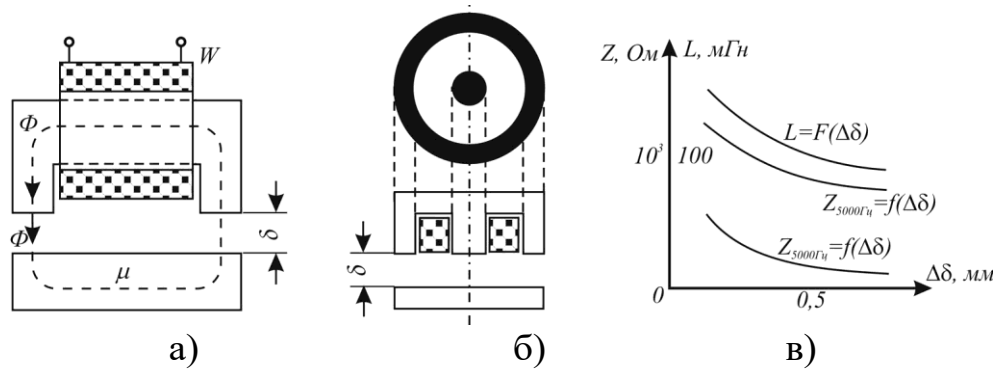


Рисунок 1.1 – Структура індуктивного перетворювача та його функція перетворення

Інформативним вихідним параметром індуктивного перетворювача є повний електричний опір Z ланцюга, що намагнічує, або еквівалентна індуктивність цього ланцюга, значення якої є функцією комплексного магнітного опору Z_M магнітного ланцюга перетворювача. Як матеріали магнітопроводів найчастіше використовуються електротехнічні сталі, пермалой, а частот понад 1000 кГц - феритові сердечники.

При невеликих відносних змінах δ , враховуючи, що магнітний опір магнітопроводу значно менше магнітного опору повітряного проміжку, еквівалентна індуктивність обмотки, що намагнічує

$$L_{\text{екв}} \approx \frac{w^2 \mu_0 S_M}{\delta}, \quad (1.1)$$

а повний електричний опір:

$$Z = R_{\text{екв}} + j\omega L_{\text{екв}}, \quad (1.2)$$

де $R_{\text{екв}}$ - еквівалентний активний опір обмотки, що намагнічує. Отже, функція перетворення індуктивного перетворювача зі змінною довжиною повітряного проміжку $Z = f(\Delta\delta)$ або $L_{\text{екв}} = F(\Delta\delta)$ нелінійна. Характер зміни $Z = f(\Delta\delta)$ залежить від частоти струму, що намагнічує. При низьких частотах, коли індуктивний опір $\omega L_{\text{екв}}$ стає близьким або навіть меншим порівняно з активним опором $R_{\text{екв}}$ обмотки, відносна зміна повного електричного опору за інших рівних умов зменшується (рис. 1.1, в).

Індуктивний перетворювач із змінною довжиною повітряного проміжку можна вважати практично лінійним перетворювачем лише за малих відносних змін довжини цього проміжку $\Delta\delta / \delta$. У реальних конструкціях таких перетворювачів при $\Delta\delta / \delta = 0,1 \dots 0,15$ відносна зміна

індуктивності вбирається у 0,05...0,1 при нелінійності функції перетворення 1...3%. Тому такі перетворювачі застосовують перетворення малих переміщень (0,01...10) мм.

Значного покращення лінійності з одночасним збільшенням чутливості можна досягти, створюючи диференціальні перетворювачі. Диференціальний індуктивний перетворювач (рис. 1.2 а) має два ідентичні перетворювальні елементи, конструктивно об'єднаних таким чином, що при переміщенні рухомого сердечника повітряний проміжок між сердечником і полюсами одного з перетворювальних елементів збільшується, а між сердечником і полюсами іншого перетворювального елемента на стільки ж зменшується. Диференціальне включення елементів такого перетворювача дає можливість значно розширити лінійну ділянку функції перетворення та збільшити чутливість (рис. 1.2 б) та наведено в додатку А. Відносна зміна δ диференціальних перетворювачів, у межах якої нелінійність функції перетворення не перевищує 1%, досягає 0,3...0,4. Тому практично зазвичай застосовуються диференціальні перетворювачі.

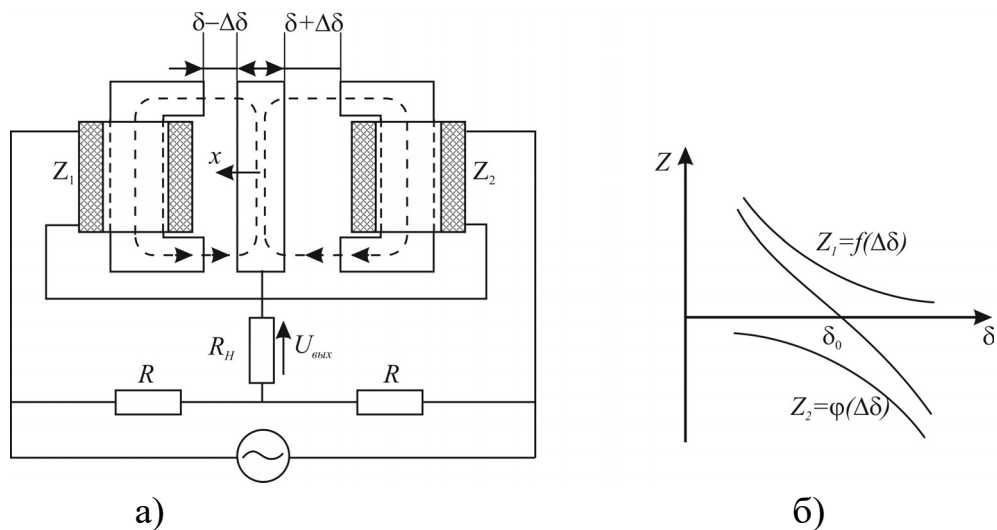


Рисунок 1.2 – Диференціальний індуктивний перетворювач та його функція перетворення

Перетворювачі плунжерного типу. Індуктивні перетворювачі цього типу з розімкненим магнітним ланцюгом (рис. 1.3 а) застосовують для перетворення переміщень від 10 до 100 мм. В основу принципу дії таких перетворювачів покладено зміну магнітного опору ланцюга магнітного потоку, що створюється обмотками, що намагнічують, під час переміщення плунжера (сердечника). Індуктивний перетворювач цього типу складається з нерухомої котушки 1 і феромагнітного стрижня (плунжера) 2. Індуктивність котушки є функцією переміщення глибини плунжера всередину котушки. Точне

вираження функції перетворення такого перетворювача одержати важко. Однак, нехтуючи нерівномірністю розподілу поля всередині котушки обмеженої довжини, можна отримати наближену залежність зміни індуктивності функції переміщення на основі таких міркувань: зростає в результаті збільшення загального магнітного потоку і дорівнюватиме його ланцюгу.

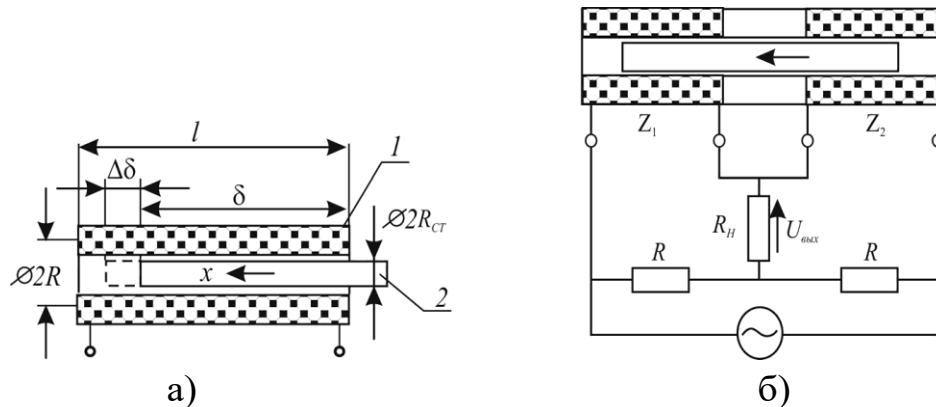


Рисунок 1.3 – Індуктивні перетворювачі плунжерного типу

Перетворювачі цього у зв'язку з тим, що магнітний потік замикається в основному через повітря, мають значно меншу чутливість, ніж перетворювачі зі змінним повітряним проміжком. Крім того, вони чутливі до впливу зовнішнього магнітного поля і потребують екранування. Ці недоліки можна усунути, якщо котушки розмістити на феромагнітному осерді.

Вимірювальні ланцюги. Найпоширенішими вимірювальними ланцюгами індуктивних перетворювачів є мостові ланцюги, де два плечі мосту складають повні опори секцій диференціального перетворювача $Z_1 = R_{екв} + j\omega L_1$ і $Z_2 = R_{екв} + j\omega L_2$, а два інші плечі моста - активні опори $Z_3 = Z_4 = R$, (рис.1.3 б).

Такі мости зазвичай спроектовані так, що за відсутності вхідного впливу (значення вимірюваного переміщення дорівнює нулю) якір диференціального перетворювача знаходиться в середньому положенні, а вихідна напруга мосту $U_{вих} = 0$. При цьому $Z_1 = Z_2 = Z_0$. При переміщенні якоря в результаті появи вхідної дії опорів секцій дорівнюватимуть відповідно $Z_1 = Z_0 + \Delta Z_1$ і $Z_2 = Z_0 - \Delta Z_2$. Зміни опорів $\Delta Z_1 = j\omega \Delta L_1$ і $\Delta Z_2 = j\omega \Delta L_2$ функції перетворення. Однак, якщо переміщення якоря щодо середнього становища малі, з достатньою для практики точністю ці зміни можна вважати однаковими, тобто $\Delta Z_1 = \Delta Z_2 = \Delta Z$.

Ці зміни опорів секцій диференціального перетворювача зазвичай

невеликі, і можна вважати, що напруга у вимірювальній діагоналі моста змінюється пропорційно $\Delta Z/Z$ і становить а в режимі холостого ходу, коли

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{2URZ_0R_H}{(R+Z_0)[2Z_0R+R_H(R+Z_0)]} \Delta Z / Z, \quad (1.1)$$

а в режимі холостого ходу

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{2URZ_0}{(R+Z_0)^2} \Delta Z / Z. \quad (10.2)$$

1.2 Взаємоіндуктивні перетворювачі

Взаємоіндуктивними (трансформаторними) називають електромагнітні перетворювачі, які мають первинну обмотку, що намагнічує, і вторинну вимірювальну обмотку, взаємна індуктивність між якими може змінюватися під дією вхідної (вимірюваної) величини. Відомі два види взаємоіндуктивних перетворювачів: зі змінним магнітним опором та нерухомою обмоткою та з незмінним магнітним опором та рухомою обмоткою.

У звичайних (одинарних) взаємоіндуктивних перетворювачах зі змінним повітряним проміжком (рис. 1.4 а) ЕРС, яка наводиться у вторинній обмотці

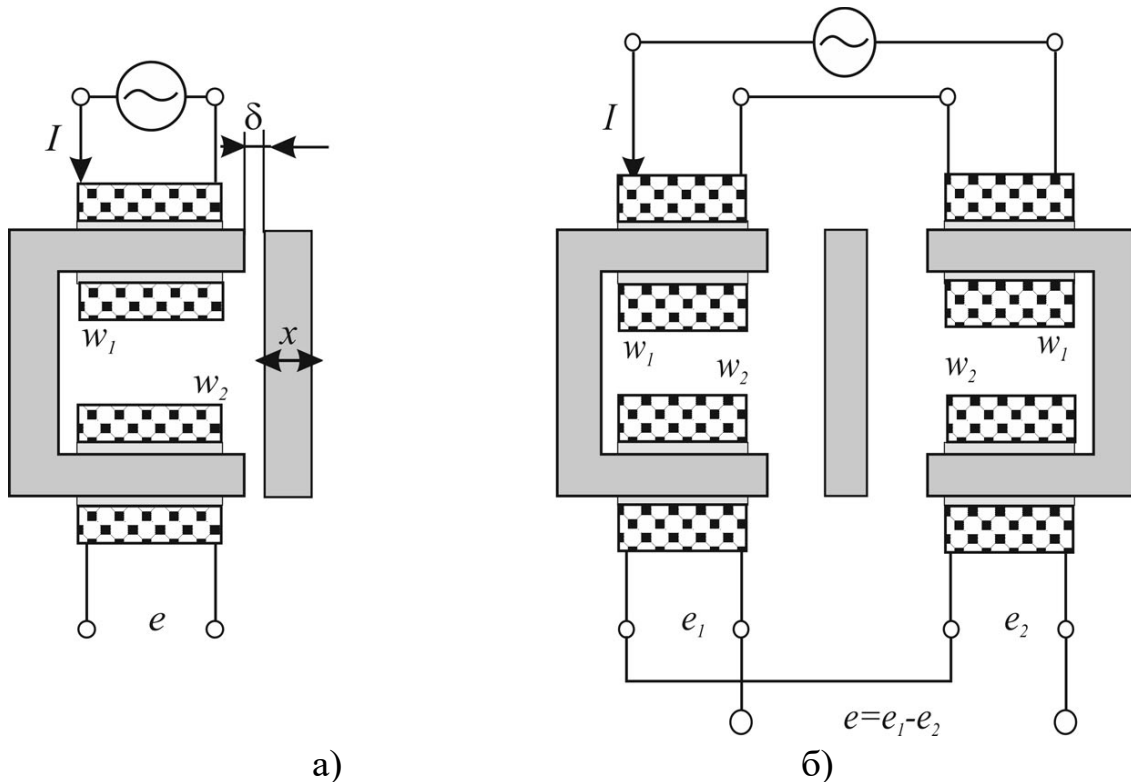


Рисунок 1.4 – Взаємоіндуктивні перетворювачі зі змінним повітряним зазором

$$|e| = \frac{d\psi}{dt} = w_2 \frac{d\Phi}{dt} = w_2 \frac{d F_M}{dt Z_M} \approx \frac{\omega w_1 I w_2}{R_M + \frac{\delta}{\mu_0 S}}, \quad (1.3)$$

де w_1 і w_2 - кількість витків намагнічування та вимірювальної обмоток; I - струм, що намагнічує; δ і S - довжина та площа повітряного проміжку. Залежність $e=f(d)$ таких взаємоіндуктивних перетворювачів є нелінійною. Крім того, на виході вимірювальної обмотки діє ЕРС за відсутності вхідної дії, значення відповідає початковому зазору. Тому взаємоіндуктивні перетворювачі зі змінним повітряним зазором виконуються в більшості випадків диференціальними, що дає можливість за відсутності вхідної дії мати вихідний нульовий сигнал, збільшити чутливість і лінійність функції перетворення. Дійсно, при зустрічному включенні вторинних обмоток диференційного перетворювача (рис. 1.5 б) результуюча ЕРС.

$$\begin{aligned} e &= e_1 - e_2 = \omega w_1 w_2 I \left(\frac{1}{Z_{M1}} - \frac{1}{Z_{M2}} \right) = \\ &= \omega w_1 w_2 I \left(\frac{1}{R_M + \frac{\delta_0 - \Delta\delta}{\mu_0 S}} - \frac{1}{R_M + \frac{\delta_0 + \Delta\delta}{\mu_0 S}} \right) \approx \frac{2\omega w_1 w_2 I \Delta\delta}{\mu_0 S (R_M + R_\delta)^2}. \end{aligned} \quad (1.4)$$

Для забезпечення незмінності сумарного опору ланцюга обмоток, що намагнічують, диференціального перетворювача обмотки w_1 обох перетворювальних елементів включені послідовно. Зменшення опору однієї з обмоток, викликане переміщенням рухомого осердя, яке компенсується збільшенням опору другої обмотки.

Для перетворення великих лінійних переміщень (до 1 м і більше) застосовують перетворювачі з розподіленими магнітними параметрами та рухомою рамкою (рис. 1.5). Перетворювач складається з магнітопроводу з робочою частиною у вигляді двох паралельних смуг, що намагнічує обмотки w_1 і вимірювальної обмотки w_2 . При переміщенні обмотки w_2 із крайнього лівого становища в крайнє праве ЕДС, що індукується в ній, зменшується практично за лінійним законом, якщо магнітний опір магнітопроводу мале порівняно з магнітним опором повітряного проміжку. Перетворювачі такого типу порівняно легко виконати із заданою функціональною залежністю між індукуємою ЕРС і перетвореним переміщенням, застосувавши для цього профільований магнітопровід.

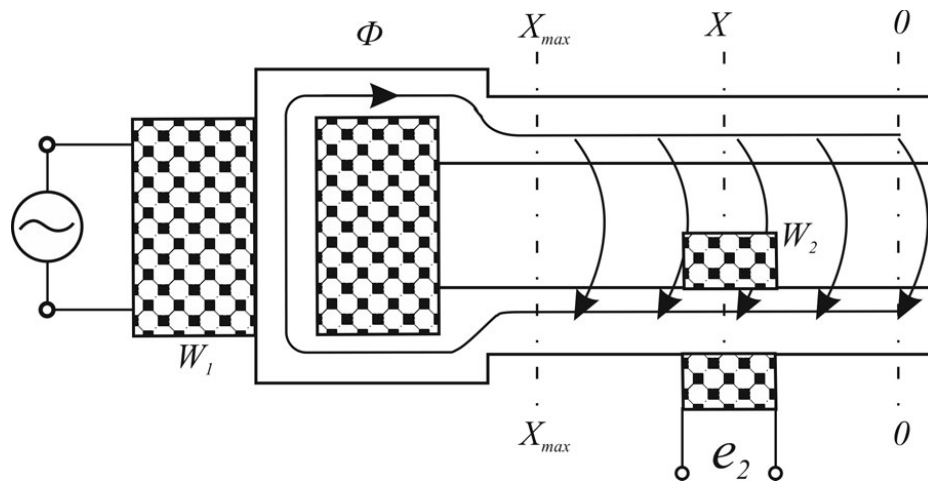


Рисунок 1.5 – Взаємоіндуктивний перетворювач з розподіленою магнітною провідністю

Для перетворювача схема якого зображена на рис. 1.5 наближене значення магнітного потоку Φ , який створюється магніторушійною силою F (якщо знехтувати магнітним опором магнітопроводу)

$$\Phi = FG = I_1 w_1 q x_{max}, \quad (1.5)$$

де $w_1 I_1$ - кількість витків намагнічує обмотки; I_1 - струм, що намагнічує; $q = G/x_{max}$ - питома магнітна провідність, G - повна магнітна провідність повітряного проміжку між стрижнями.

Магнітний потік, що замикається через переріз $x - x$,

$$\Phi_x = Fqx = I_1 w_1 qx, \quad (1.6)$$

а ЕРС, яка наводиться у вторинній обмотці з кількістю витків w_2 ,

$$e_2 = \omega w_1 w_2 I_1 qx. \quad (1.7)$$

У взаємоіндуктивних перетворювачах кутових переміщень вимірювальна обмотка виконується як рамки, яка може обертатися в повітряному проміжку магнітного поля. За наявності струму в обмотці, що намагнічує, ЕРС вимірювальної обмотки залежатиме від кута повороту рамки [3, 7, 9, 10].

1.3 Індукційні перетворювачі

Принцип дії індукційних перетворювачів ґрунтується на використанні явища електромагнітної індукції. Відомі дві основні групи індукційних перетворювачів [9, 10]. До першої належать перетворювачі, в яких зміна магнітного потоку, що зчіплюється з витками котушки, здійснюється переміщенням останньої магнітному полі постійного магніту або переміщенням постійного магніту відносно нерухомої котушки. Це, по суті, генератори ЕРС, значення якої пропорційно швидкості лінійних або кутових переміщень відповідно до котушки в постійному магнітному полі або швидкості переміщення магнітного поля щодо витків нерухомої котушки.

До другої групи входять перетворювачі, в яких магнітний потік, який зчепляється з витками котушки, змінюється за допомогою зміни магнітного опору магнітного ланцюга, наприклад, в результаті зміни розташування рухомого феромагнітного елемента.

У перетворювачах першої групи ЕРС, яка наводиться у вимірювальній обмотці, дорівнює

$$e = -Bl \frac{dx}{dt} \text{ или } e = -BS \frac{d\alpha}{dt}, \quad (1.8)$$

де B – індукція у робочому проміжку, D - середній діаметр обмотки; x і α - відповідно лінійне та кутове переміщення, w - кількість витків.

У перетворювачах із змінним магнітним опором

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt} = -w \frac{d}{dt} \left(\frac{F_M}{R_M} \right) = -\frac{wF_M}{R_M^2} \frac{dR_M}{dt}, \quad (1.9)$$

де F_M – магніторушійна сила, R_M – магнітний опір.

Якщо для перетворювача лінійних переміщень

$$R_M = R_{MO} + kR_{MO}x \quad (1.10)$$

k - постійний коефіцієнт, який визначається конструктивними параметрами перетворювача), то при

$$\Delta R_M = kR_{MO}x \leq R_{MO}$$

рівняння перетворення такого перетворення

$$e = \frac{k\omega F_M}{R_{MO}} \frac{dx}{dt}. \quad (1.11)$$

Якщо рухомому сердечнику перетворювача кутової швидкості надати таку форму, щоб під час його обертання сумарний повітряний проміжок між полюсами магнітопроводу змінювався за синусоїдним законом (двічі за один оборот), то в першому наближенні магнітний опір магнітного ланцюга і магнітний потік будуть також змінюватися, де Φ_{max} і Φ_{min} - максимальне та мінімальне значення магнітного потоку.

Основними різновидами індукційних перетворювачів є перетворювачі (датчики) швидкості лінійних переміщень, вібрацій, перетворювачі частоти обертання та перетворювачі витрат рідин.

Перетворювачі частоти обертання можуть бути засновані на принципі зміни потокозчеплення, що здійснюється обертанням рамки в магнітному полі постійного магніту із заданою індукцією.

Пристрій датчика віброметра показано на рис. 1.6.

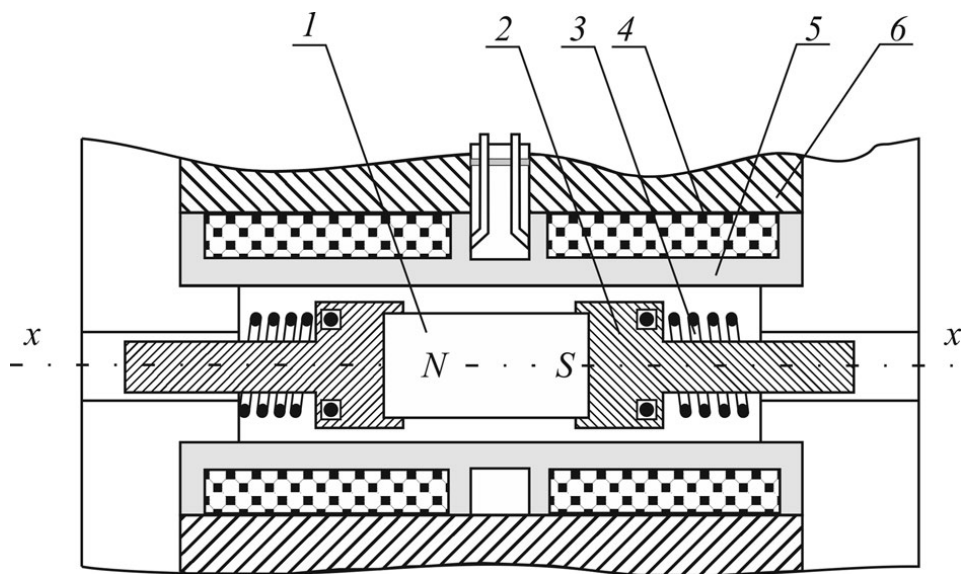


Рисунок 1.6 – Індукційний віброперетворювач

Рухливою частиною такого датчика є інерційна маса у вигляді постійного магніту 1 і наконечників полюсних 2, яка може здійснювати під дією сили інерції поступальний рух в напрямку осі x-x. Пружне протидію цьому руху створюється циліндричними пружинами 3, а заспокоєння - за допомогою мідного каркаса 5 в результаті наведення в ньому струмів при переміщенні постійного магніту. Вимірювальна обмотка 4 складається з двох половинок, намотана на мідний каркас і закріплена сталевим кожухом 6 яка служить одночасно корпусом. Якщо досліджуваний об'єкт здійснює

коливальний рух згідно із законом

$$x = X_{max} \sin \omega t, \quad (1.12)$$

то ЕРС, яка наводиться у вимірювальній обмотці,

$$e = BwL_{cp} \frac{dx}{dt} = \omega X_{max} BwL_{cp} \cos \omega t, \quad (1.13)$$

де B - індукція в повітряному проміжку, w і L_{cp} - кількість витків та середня довжина витка.

Оскільки ЕРС пропорційна швидкості переміщення, тобто dx/dt , для отримання сигналів, пропорційних вібропереміщенням або віброприскоренням, вихідний сигнал індукційного датчика подається на вторинний перетворювач, яким є відповідно інтегруючий або диференціюючий перетворювач.

Зазвичай індукційні датчики використовують перетворення параметрів вібрацій частотою від 1 до 50 Гц при амплітуді вібрацій 1...5 мм. Їхня чутливість досягає 150 В/(м/с).

Рис. 1.7 ілюструє принцип дії так званого імпульсного датчика індукційного тахометра, заснованого на зміні магнітного опору ланцюга. Датчик має вимірювальну обмотку 1, розміщену на сталевому стрижні 2, через який замикається магнітний потік постійного магніту 3. Рухомою частиною є зубчастий феромагнітний диск 5, який кріпиться до валу, обороти якого вимірюють.

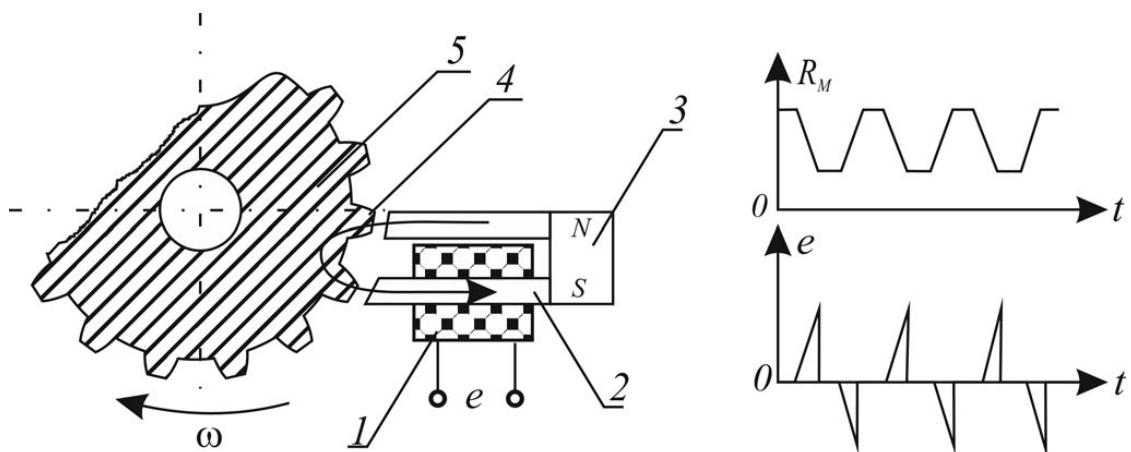


Рисунок 1.7 – До принципу дії індукційного таходатчика

При обертанні валу зубчасті виступи диска 4 (індуктора) зменшують повітряний проміжок між рухомим феромагнітним диском і нерухомими частинами магнітопроводу. Це призводить до зміни магнітного потоку та

наведення у вимірювальній обмотці ЕРС, пропорційної швидкості зміни магнітного опору. ЕРС має вигляд двополярних імпульсів, частота яких:

$$f = \frac{pn}{60},$$

де p – кількість виступів індуктора; n - частота його обертання, об/хв.

1.4 Магнітопружні та магнітоанізотропні перетворювачі

Принцип дії магнітопружного перетворювача виходить з використання магнітопружного ефекту, суть якого полягає у зміні магнітної проникності та інших магнітних властивостей феромагнітного тіла під впливом механічних пружних деформацій [10]. Як приклад на рис. 1.8 наведені гістерезисні петлі нікелю та пермалою для різних механічних напруг у матеріалі. У нікелю зі збільшенням механічної напруги σ нахил петлі гістерезису, а отже, і магнітна проникність зменшуються. Відзначається значне зменшення залишкової індукції. У пермалої зі збільшенням механічної напруги петля гістерезиса наближається до прямокутної, залишкова індукція та магнітна проникність сильно зростають.

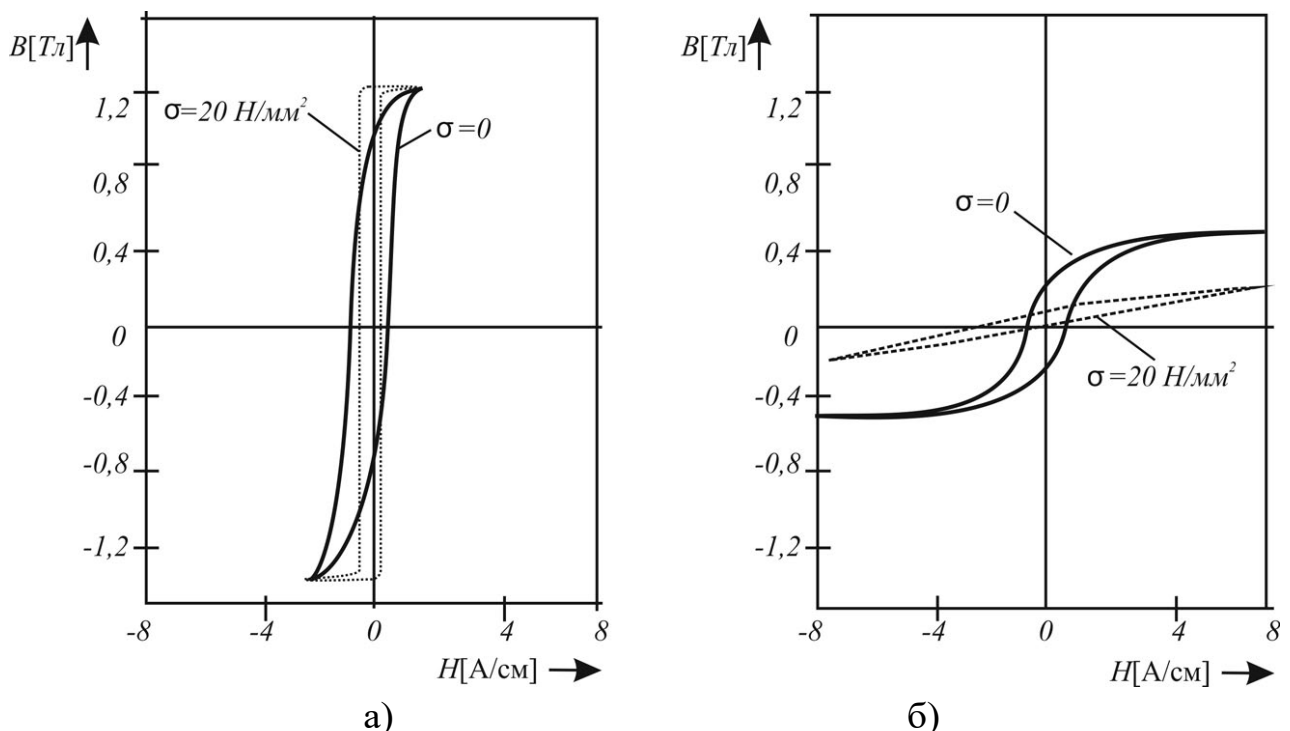


Рисунок 1.8 – Гістерезисні петлі: а - пермалою; б - нікелю

Явище магнітної пружності називають також зворотним **магнітострикційним ефектом**. Існує і прямий магнітострикційний ефект, коли зовнішнє магнітне поле спричиняє механічну деформацію

ферромагнітного тіла.

Основною характеристикою магнітного матеріалу в даному випадку є коефіцієнт магнітопружної чутливості, який (за аналогією з коефіцієнтом тензочутливості) визначається як відношення відносної зміни магнітної проникності $\Delta\mu/\mu$ до відносної деформації $\Delta l/l$ ферромагнітного тіла або до напруги розтягування σ [9, 1]:

$$k_{\mu\epsilon} = \frac{(\mu_H - \mu_\sigma) / \mu_H}{\Delta l / l} \text{ или } k_{\mu\sigma} = \frac{(\mu_H - \mu_\sigma) / \mu_H}{E\Delta l / l} = \frac{\Delta\mu / \mu_H}{\sigma}, \quad (1.14)$$

де μ_H та μ_σ - магнітна проникність ферромагнетика в ненавантаженому стані та при навантаженні до напруженості σ ; E - модуль пружності матеріалу. Оскільки при перетворенні механічних напруг початкові параметри магнітоупругих перетворювачів зазвичай компенсуються, то доцільніше користуватися поняттям магнітопружної чутливості, під якою розуміють відношення абсолютного приросту магнітної проникності до відносної деформації або до напруги σ :

$$S_{\mu\epsilon} = \frac{(\mu_H - \mu_\sigma)}{\Delta l / l}, \quad S_{\mu\sigma} = \frac{\mu_H - \mu_\sigma}{\sigma}. \quad (1.15)$$

Названі вище характеристики магнітопружної чутливості є вичерпними. Найбільш повною характеристикою вважають магнітопружну чутливість матеріалу з магнітної енергії як відношення зміни питомої магнітної енергії до деформації:

$$S_E = \frac{\Delta E_{МАГН}}{\sigma}. \quad (1.16)$$

$$\Delta E_{МАГН} = \int_{B_H}^{B_\sigma} \frac{H}{2} dB, \quad (1.17)$$

Оскільки зміна питомої магнітної енергії де B_H і B_σ - магнітні індукції ферромагнетика в ненавантаженому стані та при навантаженні матимемо

$$S_E = \frac{\mu_H - \mu_\sigma}{\sigma} \frac{\mu_0 H^2}{2}. \quad (1.18)$$

Остання залежність враховує як абсолютні зміни магнітної проникності під впливом механічних напруг, а й значення напруженості магнітного поля, коли він це зміна відбувається. Для досягнення високої відносної потужності вихідного сигналу необхідно застосовувати магнітні

матеріали, магнітне насичення яких досягається за можливо більш високої напруженості магнітного поля. Це залізокремнієві сплави, нікель, деякі ферити.

Магнітопружні перетворювачі за принципом використання магнітопружного ефекту можуть бути індуктивними або взаємоіндуктивними. У перших зміна магнітної проникності викликає в остаточному результаті зміна індуктивності ланцюга, що намагнічує, яка складається з однієї або декількох з'єднаних послідовно обмоток, намотаних на робочий стрижень (стрижень, який піддається деформації) магнітопроводу. Без урахування втрат на вихрові струми та на гістерезис індуктивність ланцюга, що намагнічує

Приріст (зміна) індуктивності, викликаний дією на магнітний ланцюг розтягуючої або стискаючої сили, дорівнюватиме

$$dL = \frac{\partial L}{\partial \mu} d\mu + \frac{\partial L}{\partial S_M} dS_M + \frac{\partial L}{\partial l_M} dl_M. \quad (1.19)$$

Переходячи до кінцевих приростів у межах пружної деформації ($\Delta l / l \ll 1$) і враховуючи, що зміна індуктивності визначається, головним чином, зміною магнітної проникності, отримаємо вираз для абсолютного приросту індуктивності (рівняння перетворення) та відносної чутливості відповідно до деформації та механічною напругою:

$$\Delta L = L \frac{\Delta \mu}{\mu} = L k_{\mu\sigma} \sigma = \frac{w^2}{l_M} \mu S_M k_{\mu\sigma} \sigma; \quad (1.20)$$

$$S_{\mu\epsilon} = \frac{\Delta L / L}{\Delta l_M / l_M} = \frac{\Delta \mu / \mu}{\Delta l_M / l_M} = k_{\mu\epsilon}; \quad S_{\mu\sigma} = \frac{\Delta L / L}{\sigma} = \frac{k_{\mu\epsilon}}{E} = k_{\mu\sigma}. \quad (1.21)$$

Особливою умовою нормальної роботи магнітопружного перетворювача є відсутність у матеріалі магнітопроводу повітряних проміжків, магнітний опір яких настільки великий, що навіть незначна зміна повітряного проміжку може призвести до значно більшої зміни магнітного опору ланцюга, ніж зміна, спричинена магнітопружним ефектом.

Магнітопружні перетворювачі виготовляють зазвичай диференціальними. У таких перетворювачах один з магнітопружних елементів є робочим перетворювачем вимірювальної сили F , а ідентичний

йому другий елемент, який не піддається дії на нього механічних зусиль, служить для компенсації початкової індуктивності робочого перетворювача, а також компенсації впливу зовнішніх факторів, зокрема температури і частот джерела живлення. При диференціальному включенні, наприклад, у бруківку вимірювальний ланцюг, показання вимірювального приладу будуть практично лінійною функцією вимірюваної сили.

Однією з основних складових похибок магнітоупругих перетворювачів є похибка, що визначається магнітопружним гістерезисом. Значення цієї похибки особливо велике (2...3) % при низьких початкових напругах магнітного поля і зменшується до (0,8...1) % при напругах, близьких до $H_{m\max}$. Крім цього, значний вплив на значення цієї похибки має так зване "механічне тренування" чутливого елемента. Неоднозначність функції перетворення під час першого циклу механічного навантаження та розвантаження може досягати 10%. Після «механічного тренування» вона зменшується рівня 1% й надалі зберігається незмінною. Механічна напруга в матеріалі чутливого елемента не повинна перевищувати 0,15...0,20 межі пружної деформації.

Незважаючи на порівняно низьку точність (сумарна похибка магнітоупругого перетворювача досягає (3...4 %), завдяки простоті конструкції магнітопружні перетворювачі широко застосовуються для перетворення великих механічних зусиль ($10^5...10^6$ Н) у складних умовах експлуатації (польові умови, бурові колонки).) [14, 15].

Взаємоіндуктивні магнітоупругі перетворювачі можуть бути двох різновидів: перетворювачі, в яких використовується зміна магнітної проникності чутливого елемента тільки в одному напрямку та перетворювачі, в яких використовується зміна магнітної проникності чутливого елемента у двох взаємоперпендикулярних напрямках. Останні називають магнітоанізотропними. Магнітоанізотропний перетворювач - це пакет пластин із трансформаторної сталі, по діагоналях якого симетрично розміщені чотири отвори (рис. 1.9 а). Через відповідні пари отворів під кутом 90° одна до одної прокладені намагнічуюча та вимірювальна обмотки, які утворюють кути 45° до напрямку зусилля, що перетворюється F.

За відсутності деформації силові лінії магнітного потоку обмотки, що намагнічує, будуть симетричними і не зчеплюватимуться з вимірювальною обмоткою (рис. 1.9, б). Після застосування сили F в результаті різної зміни магнітної проникності в напрямку дії сили і в перпендикулярному до неї напрямку силові лінії магнітного поля витягуються в напрямку більшої проникності і стискаються в меншій напрямку, зчіплюються з

вимірювальною обмоткою (рис. 1.9, в) і індуктують ЕРС $e_2 = f(F)$.

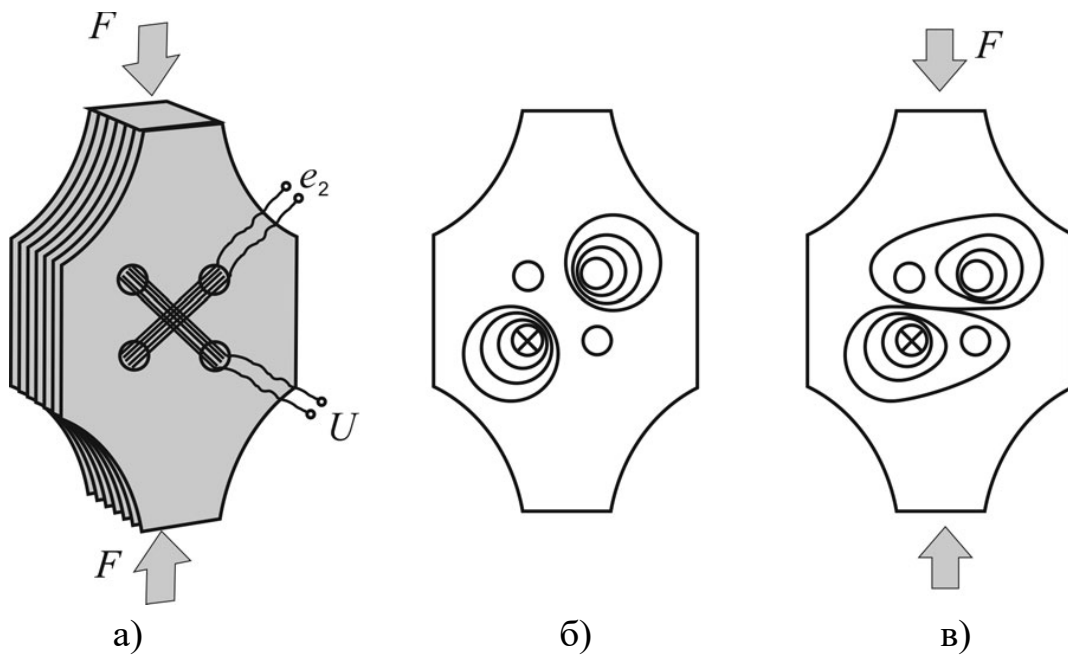


Рисунок 1.9 – Принцип дії магнітоанізотропних перетворювачів

Необхідно відзначити, що через деяку магнітну анізотропію за відсутності деформації (сили) може індуктуватися початкова ЕРС. Для її зменшення в магнітопроводах з листового матеріалу чергують листи з взаємно перпендикулярними напрямками прокату, використовують додаткові обмотки, що компенсують, спеціальні магнітні шунти і т.п.

1.5 Датчики Холла

Ефект Холла було відкрито 1879 р. Суть гальваноманітного ефекту Холла можна пояснити так. Якщо через відносно довгу пластину ($l > b$), виконану з напівпровідника, наприклад, з n-провідністю, поміщену в магнітне поле (рис. 1.10) та наведено в додатку А, пропустити в напрямку осі Х електричний струм I , то на кожен електрон, який рухається всередині пластини діє сила Лоренца. Якщо вектор індукції B нормальний до площини пластини, тобто спрямований уздовж осі Z, сила Лоренца дорівнює

$$F_l = e_0 v B, \quad (1.22)$$

де e_0 - заряд електрона, v - середня швидкість руху носіїв заряду у бік лінії струму.

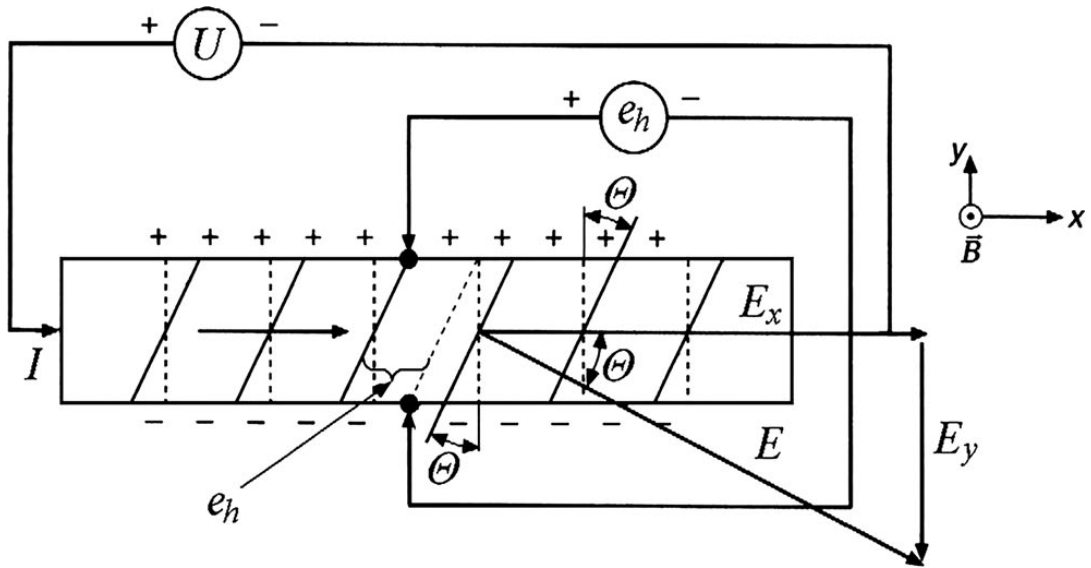


Рисунок 1.10 – Принцип дії гальваномагнітного перетворювача Холла

Гальваномагнітні ефекти найсильніше виражені в напівпровідниках тільки з електронною або тільки дірковою провідністю (германій, кремній, вісмут, арсенід індію, арсенід-галію, селенід ртуті, арсенід кадмію та інші), з яких і виготовляються гальваномагнітні.

Під дією цієї сили електрони відхилятимуться до однієї з поздовжніх граней пластини, у результаті їх концентрація збільшиться, але в протилежній грані - зменшиться. Це призведе до просторового розподілу зарядів і появи певної різниці потенціалів між гранями і, відповідно, до виникнення поперечної складової напруженості E_y електричного поля, яке називається напруженістю Холла. В результаті на електрон починає діяти, крім сили Лоренца F_1 , сила електричної взаємодії

$$F_2 = e_0 E_y. \quad (1.23)$$

Накопичення зарядів на поздовжніх гранях пластини продовжуватиметься доти, доки дія електричного поля Холла на заряди не врівноважить дію сили Лоренца. Умова рівноваги матиме вигляд

$$E_y = vB. \quad (1.24)$$

Оскільки струм I , який протікає через прямокутну пластину перетином bxd , пов'язаний із середньою швидкістю носіїв заряду співвідношенням

$$v = \frac{I}{e_0 n b d}, \quad (1.25)$$

той вираз для E_v можна записати у вигляді:

$$E_y = \frac{I}{e_0 n b d} B, \quad (1.26)$$

звідки ЕРС Холла

$$e_h = E_v b = \frac{IB}{e_0 n d} = \frac{R_h}{d} IB, \quad (1.27)$$

де $R_h = 1/(e_0 n)$ - коефіцієнт Холла, який залежить від природи матеріалу чутливого елемента (пластини); n – концентрація електронів, тобто їх кількість в одиниці об'єму.

Теоретично функція перетворення, тобто залежність ЕРС Холла від індукції при заданому $I = const$, є лінійною лише ідеального напівпровідника, безмежно довгого у бік осі X і за обмежених значеннях індукції. Практично лінійною можна вважати функцію перетворення такого датчика, в якому відношення довжини до ширини більше 2...3 і верхня межа діапазону перетворення за індукцією не перевищує 1...5 Тл.

ЕРС Холла може бути постійною або змінною залежно від того, яке поле містить датчик і яким струмом він живиться. Якщо індукція досліджуваного поля та струм живлення постійні, тоді e_h – постійна. Якщо індукція поля стала, а струм живлення змінений (або навпаки), тоді e_h буде змінною і тієї ж частоти, що і частота змінної вхідної величини.

У напівпровідниках з p -провідністю при тому напрямку струму і магнітного поля полярність ЕРС Холла буде протилежною полярності ЕРС напівпровідника з n -провідністю, коефіцієнт Холла $R_h = 1/(e_0 p)$, де p - концентрація дірок.

У технічних розрахунках дуже часто користуються виразом для коефіцієнта Холла, записаного через рухливість носіїв заряду, яка дорівнює відношенню швидкості v спрямованого руху носіїв до напруженості E_x зовнішнього електричного поля, яке викликає цей рух:

$$\mu = v / E_x. \quad (1.28)$$

Враховуючи, що напруженість E_x пов'язана із струмом I , який протікає через пластину, її геометричними розмірами та питомим електричним опором ρ залежністю вираз для ЕРС Холла набуває вигляду

$$I = \frac{E_x bd}{\rho} \quad (1.29)$$

$$e_h = \frac{\mu\rho}{d} BI, \quad (1.30)$$

$$R_h = \mu\rho. \quad (1.31)$$

Якщо гальваномагнітний перетворювач підключений до джерела напруження ($U=const$), а не до джерела струму, то, виражаючи струм через напругу, що додається, питомий електричний опір і площа перетину пластини, отримаємо

$$e_h = \frac{b}{l} \mu BU. \quad (1.32)$$

Як відомо з останнього висловлювання, ЕРС Холла пропорційна за інших однакових умов рухливості носіїв заряду та твору BU .

Конструктивне виконання та геометричні розміри датчиків Холла можуть бути найрізноманітнішими. Найчастіше вони виготовляються у формі плоскої чотирикутної пластини, до поперечних граней якої приєднуються суцільні електроди, які служать для підведення електричного струму. До центрів поздовжніх граней прикріплені звані холловські електроди, виготовлені як точкових контактів.

На рис. 1.11 наведено символи перетворювача Холла (рис. 1.11, а) та деякі їх конструктивні форми (рис. 1.11, б, в, г).

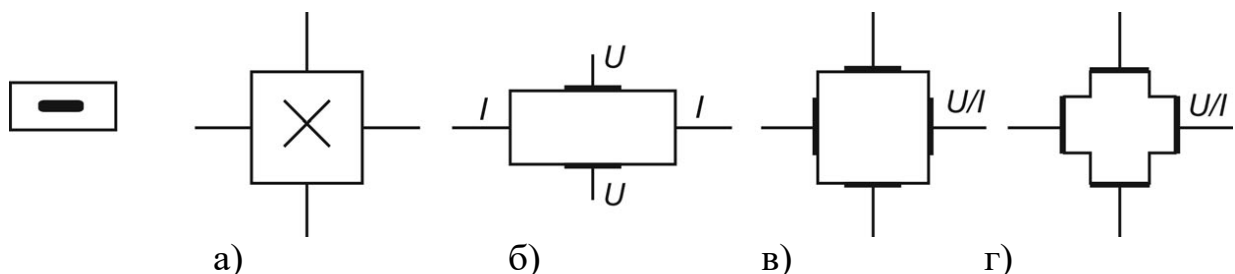


Рисунок 1.11 – Символи та деякі різновиди конструктивних форм перетворювачів Холла

На рис. 1.12 показано кілька способів використання елементів Холла у безконтактних перетворювачах положення (позиції). Перетворювачі за схемою рис. 1.12, а мають два можливі напрями зміни положення. В обох випадках функції перетворення, тобто $e_h = f(d)$ при $x = \text{const}$ та $e_h = \varphi(x)$ при $d = \text{const}$, є нелінійними. Тому такі датчики переважно застосовуються в сигналізаторах граничного положення.

Перетворювачі малих переміщень (рис. 1.12 б) можуть бути виконані з використанням одного датчика Холла або диференціально включених двох датчиків Холла. У таких перетворювачах як робоча використовується лінійна ділянка функції перетворення.

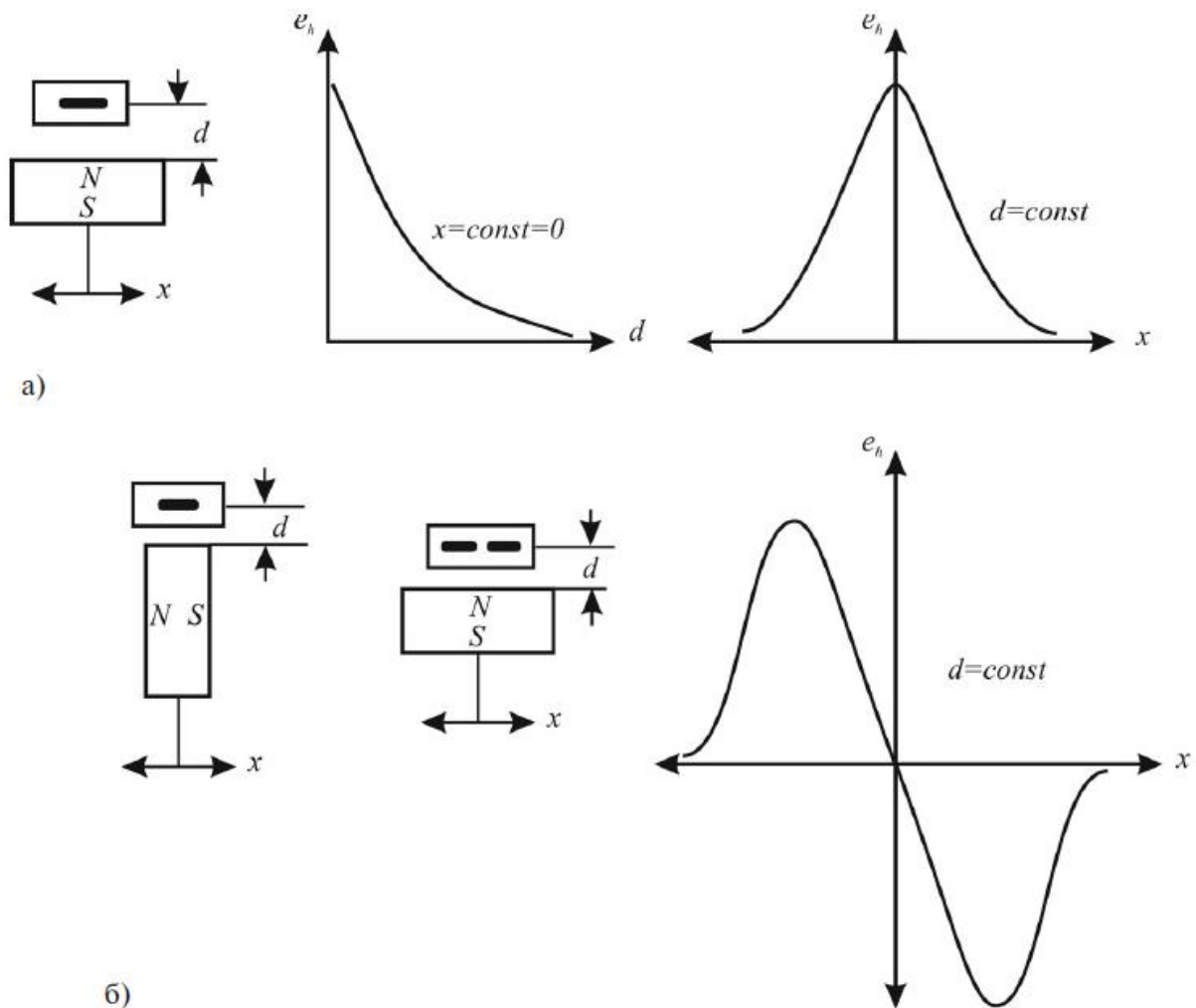


Рисунок 1.12 – Структурні схеми та функції перетворення датчиків лінійних та кутових переміщень

На рис. 1.13 а і б наведені структурні схеми та функції перетворення відповідно безконтактних сигналізатора положення (перетворювача малих переміщень), а також лічильника оборотів (кута відхилення), з використанням додаткового феромагнітного тіла.

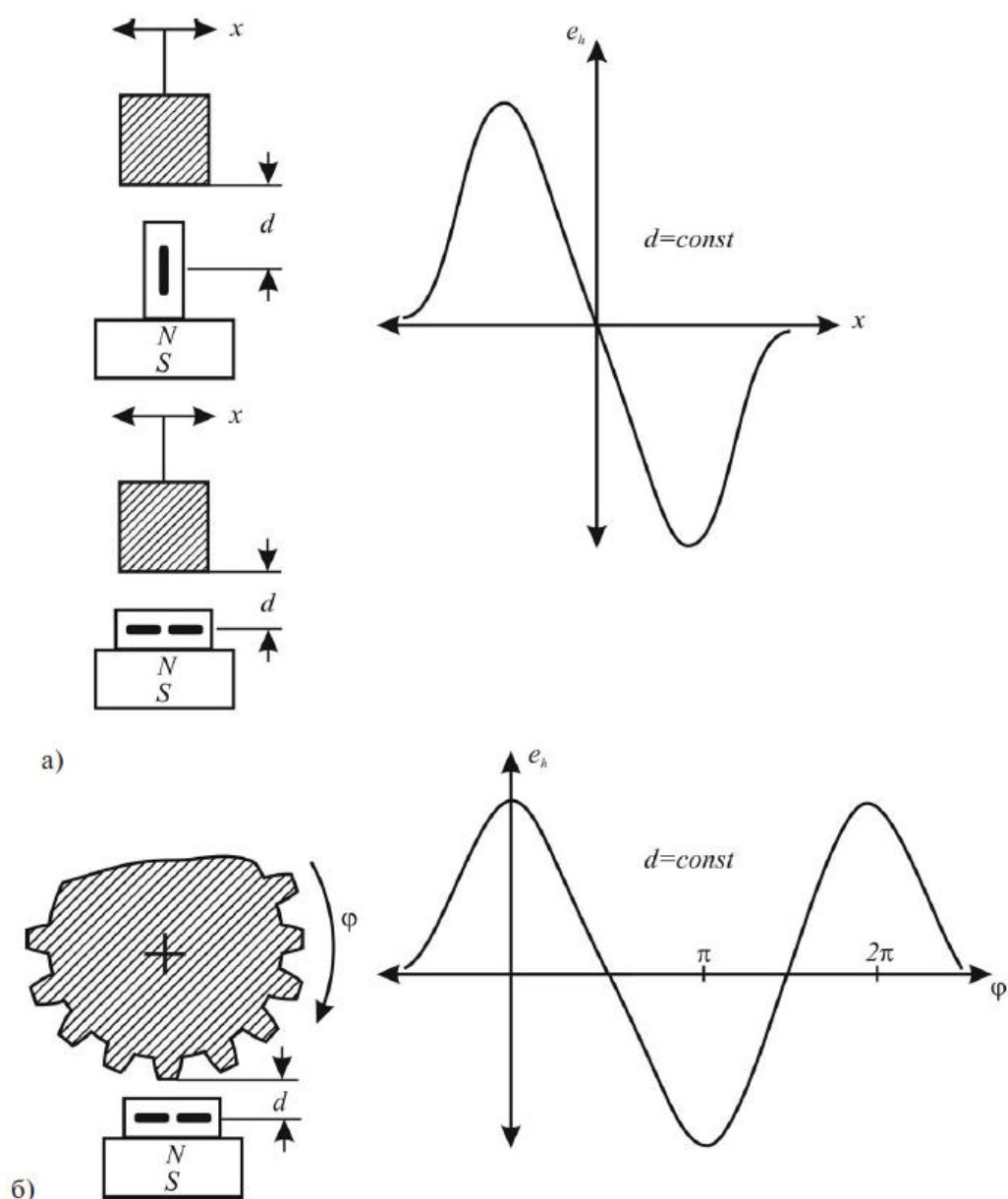


Рисунок 1.13 – Структурні схеми та функції перетворення датчиків лінійних та кутових переміщень з додатковим феромагнітним тілом

1.6 Магніторезистивні перетворювачі

Магніторезистивний ефект тобто ефект збільшення електричного опору гальванічного елемента, є результатом викривлення траєкторії руху носіїв заряду під дією магнітного поля. На рис. 1.14 показані лінії струму та еквіпотенційні лінії в n-напівпровіднику за умови відсутності зовнішнього магнітного поля (рис. 1.14 а) та в результаті дії на гальваномагнітний елемент зовнішнього магнітного поля (рис. 1.14 б).

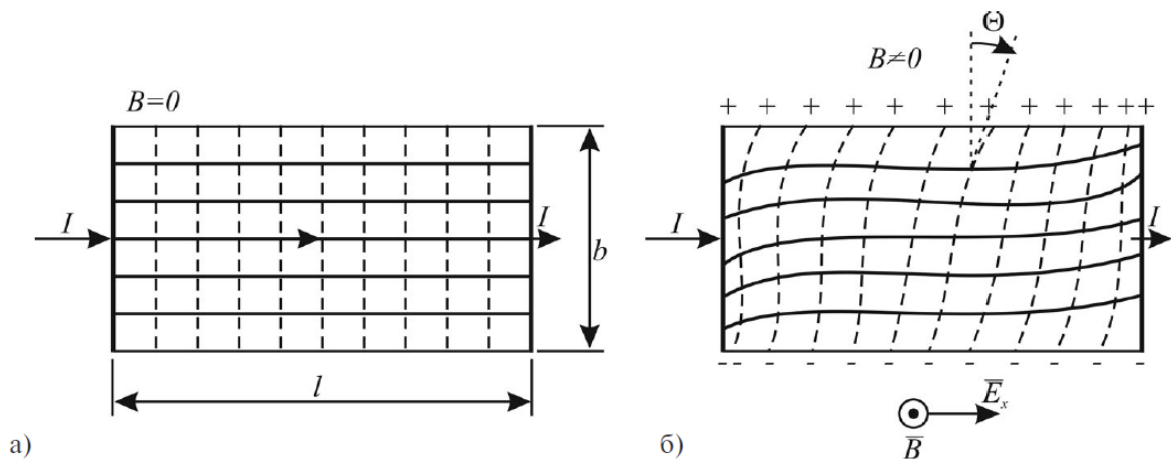


Рисунок 1.14 – Лінії струму та екіпотенційні лінії в n-напівпровіднику

Кількісно магніторезистивний ефект проявляється по-різному і залежить від матеріалу гальванорезистивного елемента та його форми. У провідникових матеріалах гальванорезистивний ефект проявляється слабо. Значно сильніше він проявляється у деяких напівпровідниках.

З достатньою для практики точністю залежність опору магніторезистора R_B від індукції може бути записана у вигляді

$$R_B = R_0(1 + A\mu^2 B^2),$$

де R_0 – опір магніторезистора за відсутності магнітного поля, A – коефіцієнт, який залежить від форми магніторезистора, μ – рухливість носіїв заряду, значення яких обернено пропорційно питомому електричному опору та концентрації n електронів (носіїв).

Характер залежності відносної зміни опору від індукції до різних форм магніторезистора демонструє рис. 1.15 [12]. Найбільшу відносну зміну опору магнітному полі мають магніторезистори, виконані у формі так званого диска Корбіно.

Для збільшення електричного опору шляхом збільшення робочої довжини магніторезистора останній виконують як меандру (рис. 1.16, а) [12]. Для збільшення опору при одночасному збереженні високої чутливості магніторезистор виконують у вигляді ряду послідовно з'єднаних напівпровідникових пластин, розділених струмопровідними шарами. І тут перетворювачу надають зазвичай також форму меандра (рис. 1.16, б).

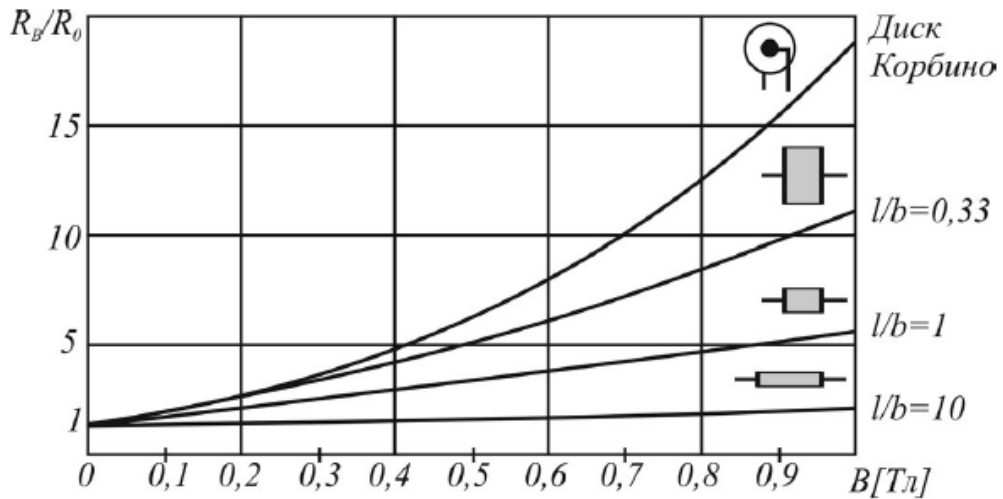


Рисунок 1.15 – Залежність відносної зміни опору магнітрезистора від індукції до різних його форм

Струмopровідний шар

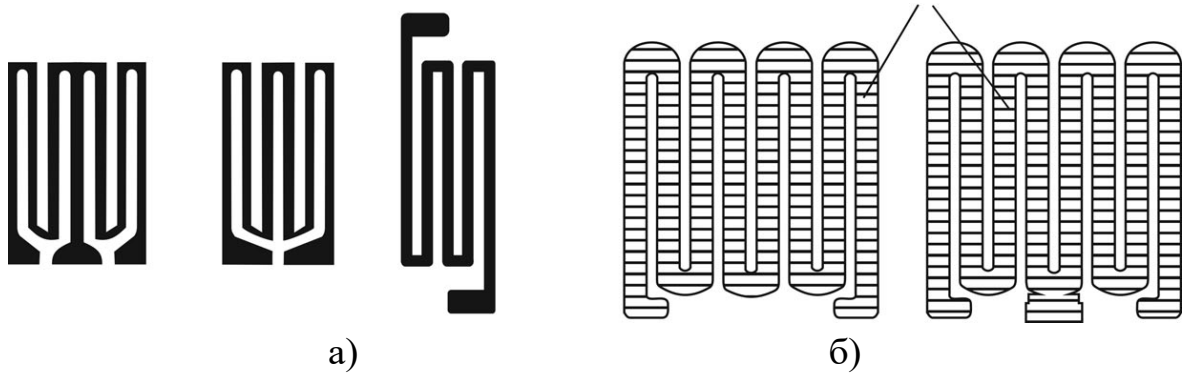


Рисунок 1.16 – Магнітрезистор у формі меандру

Ще один тип магнітрезисторного датчика фірми Honeywell (рис. 1.17) описаний [19].



Рисунок 1.17 – Магнітрезисторний датчик на основі пермаллою

Принцип роботи цього датчика ґрунтується на зміні напрямку намагніченості внутрішніх доменів шару пермаллою (NiFe) під впливом зовнішнього магнітного поля. Залежно від кута між напрямком струму та

вектором намагніченості змінюється опір пермалоевої плівки. Під кутом 90° воно мінімальне, кут 0° відповідає максимальному значенню опору.

Конструкція магніторезистивних датчиків Honeywell складається з чотирьох пермалоевих шарів, які організовані в бруківку. Крім того, на плату датчика додано дві котушки: SET/RESET та OFFSET. Котушка SET/RESET створює легку вісь, яка необхідна для підтримки високої чутливості датчика, котушка OFFSET призначена для компенсації впливу паразитних магнітних полів (створених, наприклад, будь-яким феромагнітним об'єктом або металевими предметами).

Датчики дозволяють вимірювати слабкі магнітні поля (від 30 мкГаусс) з подальшим їх перетворенням у вихідну напругу. У конструкції датчика можуть бути об'єднані декілька мостових схем, утворюючи, таким чином, двох та трьохосьових сенсори.

Магніторезистивні датчики застосовуються для:

- контролю переміщень об'єктів у робототехніці;
- вимірювання слабких полів (системи навігації, компенсація поля Землі, електронні та цифрові компаси тощо);
- вимірювання частоти обертання (КПП, АБС, системи керування двигуном);
- вимірювання кутової координати (наприклад, для регулювання сидіння, в посудомийних машинах, системах рульового управління, для регулювання фаз і т.д.);
- побудови безконтактних датчиків струму з гальванічною розв'язкою.

1.7 Магніодіоди

Магніодіод (МД) називається перетворювач магнітного поля, принцип дії якого заснований на магніодіодному ефекті.

Магніодіод являє собою напівпровідниковий прилад з р-п переходом і контактами, що не випрямляють, між якими знаходиться область високоомного напівпровідника (рис. 1.18, а). Відмінність від звичайних напівпровідникових діодів полягає в тому, що магніодіод виготовляється з високоомного напівпровідникового матеріалу, провідність якого близька до власної, а ширина бази d у кілька разів більша за дифузійну довжину пробігу носіїв L , у той час як у звичайних діодах $d < L$. довгих» діодах при проходженні електричного струму визначальними стають процеси, що залежать від рекомбінації та руху нерівноважних носіїв заряду в основі та на поверхні.

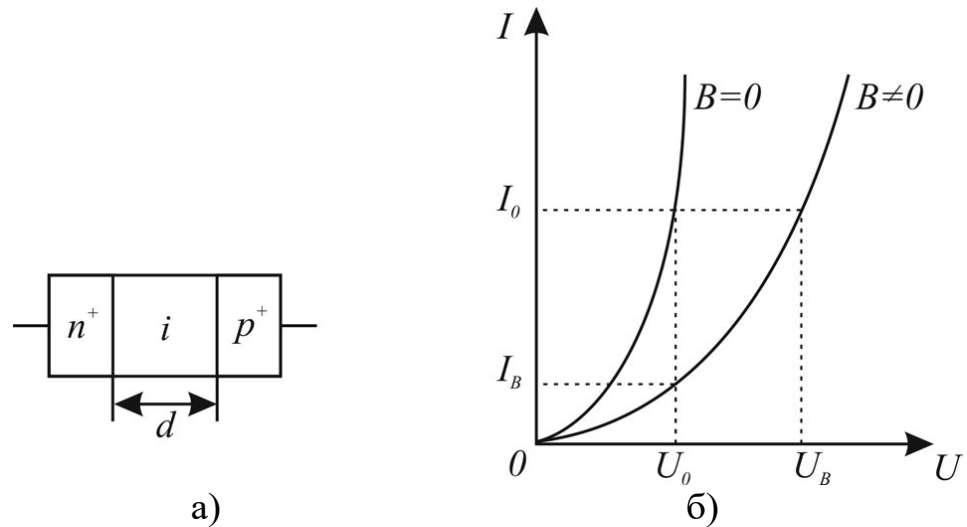


Рисунок 1.18 – Конструкція (а) та вольт-амперна характеристика (б) «торцевого» магніодіоду

Довжину L можна змінювати, впливаючи на діод магнітним полем. Воно призводить до закручування носіїв, що рухаються, і їх рухливість зменшується, отже, зменшується і L . Одночасно подовжуються лінії струму, тобто ефективна товщина бази зростає. Це і є магніодіодний ефект.

Якщо магніодіод, через який протікає струм, помістити в поперечне магнітне поле, відбудеться збільшення опору бази. Опір бази збільшується і за рахунок підвищення ролі поверхневої рекомбінації носіїв заряду, що відхиляються до поверхні напівпровідника. Типова вольт-амперна характеристика "торцевого" магніодіода наведена на рис. 1.18 б.

На рис. 1.19 дано без пояснень дві найпростіші схеми включення магніодіодів в електричну схему.

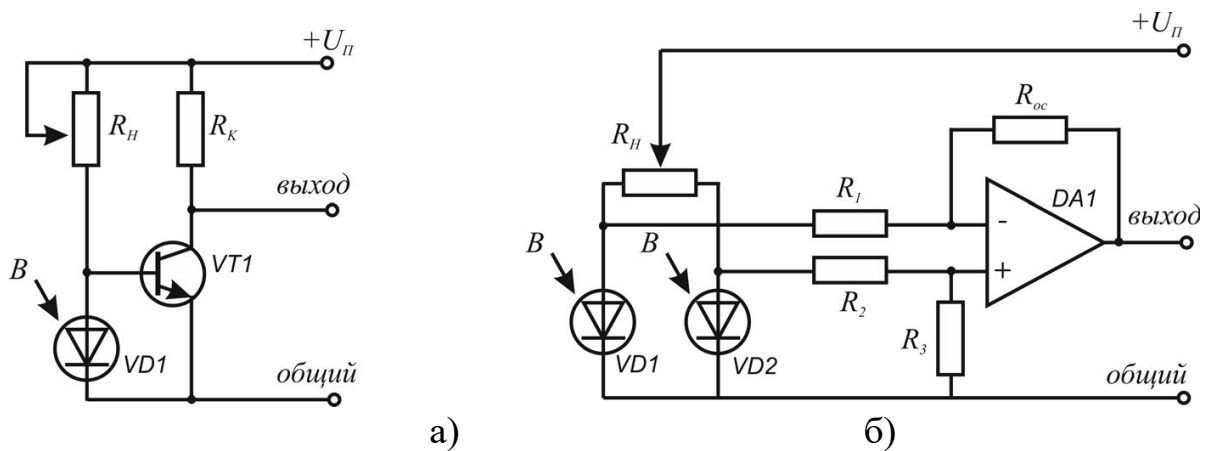


Рисунок 1.19 – Схеми включення магніодіодів: а - до транзисторного каскаду, б - до операційного підсилювача

Застосування магніодіодів. Магніодіоди застосовуються як чутливі

елементи у функціонально-орієнтованих магнітних датчиках: швидкості та напрямки обертання, кута повороту та перетворювачах типу «кут-код», рівня тощо. Їх використовують у безконтактній клавіатурі ПЕОМ, вентильних електродвигунах, безконтактних реле граничного струму, регуляторах електричної потужності, в побутовій електронній апаратурі, системах автоматичного керування, пристроях зчитування інформації ЕОМ, в електронних та електрифікованих іграшках і т.д.

Фізика процесів у магніодіодах, їх характеристики описані у роботах [1, 2, 4-6, 11, 13].

1.8 Магнітотранзистори

Найбільшого практичного поширення набули горизонтальні (планарні) магнітотранзистори, тобто. транзистори, колектори яких розташовані на одній поверхні пластини (рис. 1.20). Їх магніточутливі властивості обумовлені двома основними ефектами - зміною ефективної довжини бази та відхиленням інжектованих носіїв від колектора (або до нього) [1, 11, 13].

У відсутність магнітного поля інжектовані з емітера Е носії рухаються під дією електричного поля Е до колектора К і потрапляють до його об'ємного заряду. Одночасно вони дифундують у глиб бази Б.

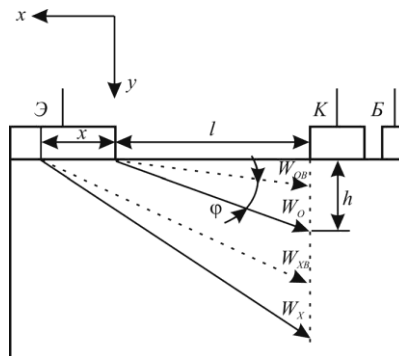


Рисунок 1.20 – Горизонтальний планарний магнітотранзистор

Найбільша магніточутливість спостерігається при включенні магнітотранзистора як двополюсника (ланцюг емітер-колектор) з відключеною базою. У звичайних умовах зворотний струм колекторного переходу малий, $h_{21Б}$ при мікрорежимах також мало, і магніточутливість незначна. Тому в колектор вводяться канали, що шунтують, що дозволяють збільшити ІКБО, загальний струм через транзистор і магніточутливість [11].

У деяких конструкціях магнітотранзисторів використовується ефект Холла. Наприклад, якщо у транзисторі висновки бази розділити і

пропускати них струм від окремого джерела, то основі виникає ЕРС Холла. При відповідному виборі напрямки струму холловське електричне поле може бути від колектора до емітера, тобто. назустріч потоку інжектованих з емітера дірок, це призводить до додаткового зменшення h_{21B} у поперечному магнітному полі та збільшення магніточутливості.

Двоколекторні магніотранзистори

Перші типи двоколекторних магніотранзисторів (ДМТ) являли собою звичайний транзистор, колектор в якому розділений на дві частини. Без магнітного поля половина інжектованих носіїв потрапляє в один колектор, а половина - в інший. до другого. Відповідно струм першого колектора зменшується, а другого збільшується. Існує значна кількість конструктивних різновидів магніотранзисторів, характеристики яких описані в [1, 11, 13].

Польові магніотранзистори

При приміщенні будь-якого польового транзистора в поперечне магнітне поле його каналі виникає холловське електричне поле, як й у напівпровіднику з двома омическими контактами кінцях. Польовий магніотранзистор відрізняється від звичайного лише тим, що в каналі є додаткові бічні омичні контакти для виведення ЕРС Холла.

Характеристики магнітних датчиків, що серійно випускаються, можна знайти в [1, 2, 4, 6, 11, 12, 13, 16-27].

1.9 Висновки до розділу

На підставі проведеного аналізу літературних джерел сучасного стану розвитку перетворювачів магнітного поля були розглянуті датчики для вимірювання індукції магнітного поля, вимірювальні параметричні сенсори напруженості індукції магнітного поля, індукційні датчики, сенсори Холла, цифрові сенсори магнітної індукції, сенсор для вимірювання напрямку магнітних полів. Усі ці датчики можна поділити на чотири класи: 1) датчики, в яких використовується ефект Холла; 2) параметричні датчики, які мають напівпровідникову структуру; 3) датчики та перетворювачі, які мають транзисторну структуру; 4) цифрові перетворювачі магнітного поля.

На підставі проведеного аналізу літературних джерел сучасних перетворювачів магнітного поля виявлено необхідність створення перетворювачів магнітного поля з частотним вихідним сигналом, які б усували недоліки притаманні для амплітудних перетворювачів і характеризувались

високою точністю і чутливістю. За допомогою таких перетворювачів типу «індукція магнітного поля – частота» можна вирішити проблеми узгодження перетворювачів магнітного поля з системами цифрової обробки даних для бездротових сенсорних мереж.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ПЕРЕМІКАЮЧОГО МІЖ ВУЗЬКОЮ ТА ШИРОКОЮ СМУГОЮ МАГНІТНОГО ЗОНДА ДЛЯ ВИМІРЮВАНЬ БЛИЖНЬОГО ПОЛЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ (WLAN)

2.1 Методи побудови магнітного зонда для вимірювань ближнього поля для бездротових сенсорних мереж

Масове зростання радіозв'язку призвело до зайняття спектру радіоелектронними засобами, які поширюються на широку смугу частот. Таким чином, технологія ультраширокого діапазону (UWB) була найкращим вибором, оскільки вона має смугу досить широку, щоб охопити такі важливі програми, як всесвітня сумісність для мікрохвильового доступу (WiMAX), бездротова локальна мережа (WLAN), персональна мережа (PAN) і супутниковий зв'язок. [28]. Технологія UWB має дві проблеми; перешкоди між UWB та іншими окремими діапазонами, що працюють на тій самій частоті, а також вартість забезпечення спектру UWB для використання лише однієї або двох вузьких смуг одночасно. Когнітивна радіосистема вирішила ці проблеми за допомогою двох антен — UWB антени для визначення неактивних діапазонів і реконфігурованої антени для зв'язку в цих діапазонах [29-31].

Електронні схеми вважаються потенційним джерелом шуму для таких відомих програм, як Global System for Mobile (GSM), Wireless fidelity (Wi-Fi), WiMAX, PAN і WLAN, оскільки вони мають високошвидкісні комутаційні схеми, вбудовані в їх друковані пристрої. плата (PCB). Таким чином, перед випуском на ринок нові продукти на попередню відповідність проходять випробування на електромагнітну сумісність (EMC), щоб переконатися, що вони сумісні з іншими частинами в тому самому пристрої та не впливають на інші пристрої. Використання попереднього тесту на відповідність як проміжного етапу з тестом на EMC збільшує ймовірність успішного проходження тесту до 85% замість 15%, як показано на рисунку 2.1 та наведено в додатку А [32].

У 1992 році уряд Сполученого Королівства (Великого Королівства) прийняв закони, які зобов'язують виробників усіх електронних пристроїв або приладів піддавати свою продукцію тесту на електромагнітну сумісність перед випуском на ринок. Однією з обов'язкових частин тесту на EMC електромагнітні датчики (еталонна антена та електричний/магнітний зонд) [33-35]. Вимірювання EMC складається з двох методів; метод далекого поля використовує еталонну антену для оцінки/випромінювання напруженості електричного поля (E_{max}) і рекомендується, коли рівень перешкод джерела

значно високий [34]. Навпаки, коли джерело перешкод є відносно невеликим, найкращим вибором є використання магнітних або електричних зондів у зоні близькості над випробовуваним обладнанням (EUT) [36]. Електричні зонди страждають від збурення випромінювання ВО, що випромінюється самим датчиком, коли його відгук наближається до резонансної частоти і стає частотно-залежним [37].

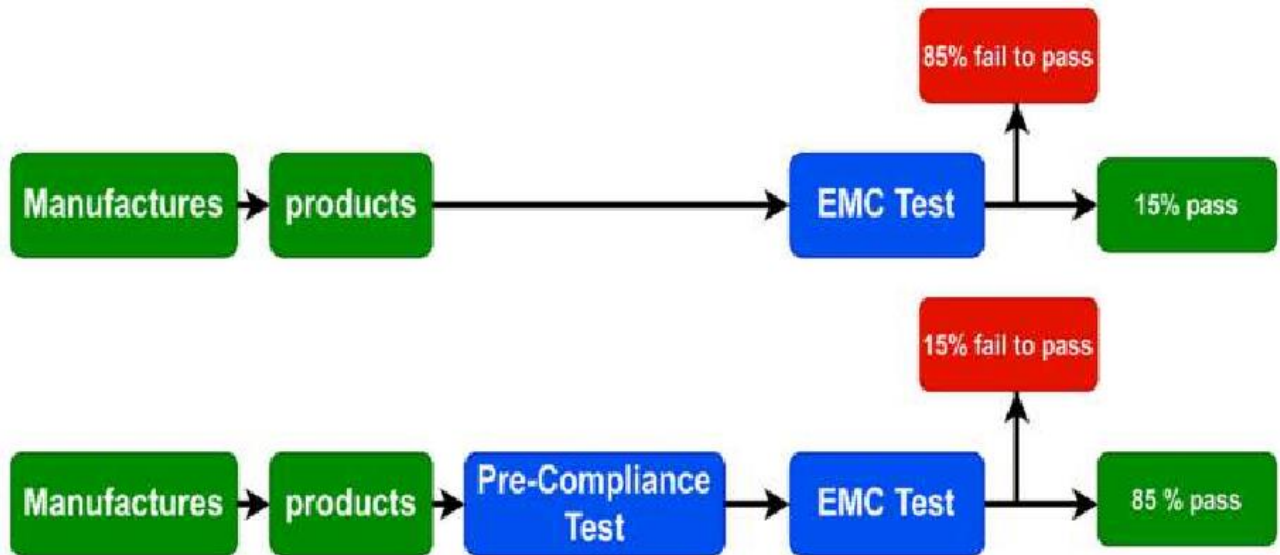


Рисунок 2.1 – Блок-схема, що представляє випробування електромагнітної сумісності з попереднім випробуванням на відповідність і без нього

Класичний магнітний зонд можна легко сформувати вручну в різні форми, наприклад кругових і квадратних петель, але він страждає від низької точності через його відносно великий розмір [38]. З іншого боку, протягом останніх двох десятиліть друковані магнітні зонди були вирощені за допомогою технології друкованих плат (PCB) з багатьма перевагами, такими як компактний розмір, висока точність, багатошаровість і легкість виготовлення [37]. Чотири критичні параметри для розробки будь-якого магнітного зонда - це смуга пропускання, просторова роздільна здатність, чутливість та ізоляція [38]. За останні два десятиліття було запропоновано кілька друкованих структур магнітних зондів, щоб відповідати цим параметрам конструкції.

Чутливість вимірює силу індукованого магнітного поля розробленого зонда над базовою площиною. Як правило, контрольна висота між елементами становить 2 мм, призначений щуп і еталонна плата при вимірюванні чутливості. Цей фактор можна оцінити двома методами; по-перше, він представляє взаємний зв'язок між розробленим магнітним зондом і опорною платою (параметр S21). По-друге, його можна оцінити, вимірявши дві мінімальні точки розподілу магнітного поля, які вказують на точність

виявлення.

Широкопasmовий магнітний зонд охоплює широку смугу пропускання, що робить його чудовим вибором для оцінки магнітного поля, що оточує електронні схеми. На жаль, він страждає від низької чутливості порівняно з вузькопasmовими магнітними зондами [39]. Підключення малошумного підсилювача (LNA) до виходу пасивного магнітного зонда для підвищення чутливості є одним із рішень для подолання проблеми широкопasmового зонда [40]. Новий прямокутний широкопasmовий (до 7 ГГц) магнітний зонд був представлений у роботі [41]. Електромагнітне випромінювання від заземленої площини було ефективно пригнічено завдяки застосуванню кінцевого переходу між прямокутною петлею та компланарною-хвильоводною лінією передачі 50 Ом. Отже, цей перехід усунув ємнісний ефект і розширив робочу смугу в порівнянні зі звичайним зондом з такою ж смугою покриття.

Надрукований новий круглий широкопasmовий (до 9 ГГц) магнітний зонд був запропонований як датчик для вимірювання ближнього поля. Цей зонд базувався на мікрохвильовій підкладці зі скловолокна FR-4 з відносною діелектричною проникністю $\epsilon_r=4,4$ і товщиною $h=0,8$ мм. Група квазіперіодичних вирізів була вигравірована на лінії подачі, щоб працювати як обмежувач стрічки фільтр для усунення власного резонансу зонда. Крім того, запропонована структура точно виявляє магнітне поле з високою ізоляцією шляхом придушення небажаного електричного поля.

Магнітний зонд із чотирма ультра-діапазонними шарами до 20 ГГц запропоновано в роботі [41]. Для придушення резонансу на робочій частоті застосовувалася техніка наскрізного забору, що робило криву параметра S_{21} більш гладкою. Незважаючи на використання методу наскрізної огорожі, отриманий зонд не має рівного переходу для всієї смуги частот. Наприклад, чутливість за параметрами S_{21} становила близько -40 дБ на 2 ГГц, потім досяг -30 дБ на 12 ГГц і знову знизився до -40 дБ на 20 ГГц. посилення представили ультра-широкопasmовий мініатюрний магнітний зонд з високою просторовою роздільною здатністю. Робочу частоту розширили до 30 ГГц з високою чутливістю -30 дБ шляхом зменшення паразитна індуктивність і паразитна ємність з використанням малих петель і кінцевого переходу техніки. Висока просторова роздільна здатність цього зонда досягається за допомогою достатньої площі чутливого елемента (250 мкм x 250 мкм).

Проте цей зонд страждав від великих коливань чутливості в усьому робочому діапазоні до 30 ГГц. Невеликий широкопasmовий екранований магнітний датчик для вимірювання ближнього поля був представлений у [42]. Конструкція була заснована на підкладці FR-4 і складалася з чотирьох шарів,

що прилипають. Крім того, відносна чутливість була збільшена приблизно на 5 дБ для смуги покриття від 100 МГц до 6 ГГц за допомогою перевернутої G-подібної індуктивної лінії. Для придушення небажаних електричних полів і досягнення високої ізоляції одночасно використовувалися технології через паркан і металеві консерви.

Вузькосмугові зонди зазвичай мають високу чутливість на певній робочій частоті. Високочутливий резонансний магнітний зонд для вимірювання радіочастотних перешкод був продемонстрований у [43]. Включення LC резонансного контуру в диференціальному режимі з балуном Marchand продемонструвало покращення чутливості приблизно на 8,63 дБ на 1,57 ГГц. Крім того, цей зонд показав свою ефективність, коли його використовували для виявлення випромінювання, що випромінюється від слідів друкованих плат і мобільних телефонів у реальному світі. Автори у роботі [44] запропоновані процедури проектування електричного зонда, що працює на частоті 1,57 ГГц. Ця структура складалася з LC-резонаторів, за якими слідували четвертьхвильові трансформатори для досягнення оптимального перетворення потужності на резонансній частоті. Цей зонд був призначений для визначення джерела змінної напруги тестованого пристрою. Підвищення чутливості було 6,6 дБ порівняно з результатом зонда широкопasmового еквівалентного розміру. посилання [45] представив моделювання та дослідження конструкції високочутливого вузькосмугового магнітного зонда. Використання LC-резонатора забезпечило чутливість близько 20 дБ порівняно зі звичайним еквівалентним магнітним датчиком.

Шум джерела може поширюватися між кількома частотними діапазонами всередині пристрою тест (DUT). Електромагнітні перешкоди в кількох діапазонах частот можна оцінити за допомогою низькочутливих широкопasmових зондів або багато вузькосмугових високочутливих магнітних зондів. Перестроюваний резонансний магнітний зонд був розроблений, виготовлений і досліджений у [44]. Цей зонд використовував варакторний діод для перемикання діапазонів частот між додатками GSM900, UMTS і GPS для підвищення чутливості на 7–9 дБ порівняно з результатами чутливості широкопasmового магнітного зонда еквівалентного розміру. Автори використовували програмне забезпечення Advance Design System (ADS) для моделювання еквівалентної схеми цього зонда. Крім того, результати вимірювань показали хорошу узгодженість із результатами моделювання за допомогою програмного забезпечення ADS.

Ця робота дає додаткові переваги, ніж те, про що повідомлялося в попередній літературі, розглянутій шляхом проектування, моделювання та виготовлення широкопasmового магнітного зонда, що перемикається на багато

вузькосмуговий. Перемикання здійснюється за допомогою PIN-діода для переходу від широкосмугового до односмугового. Одночасно варакторний діод використовується для налаштування отриманої єдиної смуги на найвпливовіші смуги, такі як WiMAX (3,5 ГГц), середня смуга пропускання (3,6–3,8) ГГц для додатків 5G, PAN (4,8 ГГц) і WLAN (5,2). ГГц).

2.2 Конструкція магнітного зонда

Пропонований магнітний зонд складається з чотирьох липких шарів; перший і четвертий шари використовуються як екрановані заземлюючі шари для цілей ізоляції, другий шар означає стрічкову петлю та лінію передачі, а третій шар призначений для підтримки симетрії структури. Цей зонд базується на підкладці FR-4 з відносною діелектричною проникністю $\epsilon_r = 4,3$ і тангенсом утрат $\tan \delta = 0,025$. Рисунок 2.2 показує геометричну форму шарів зонда, а розміри показано на рисунку 2.3.

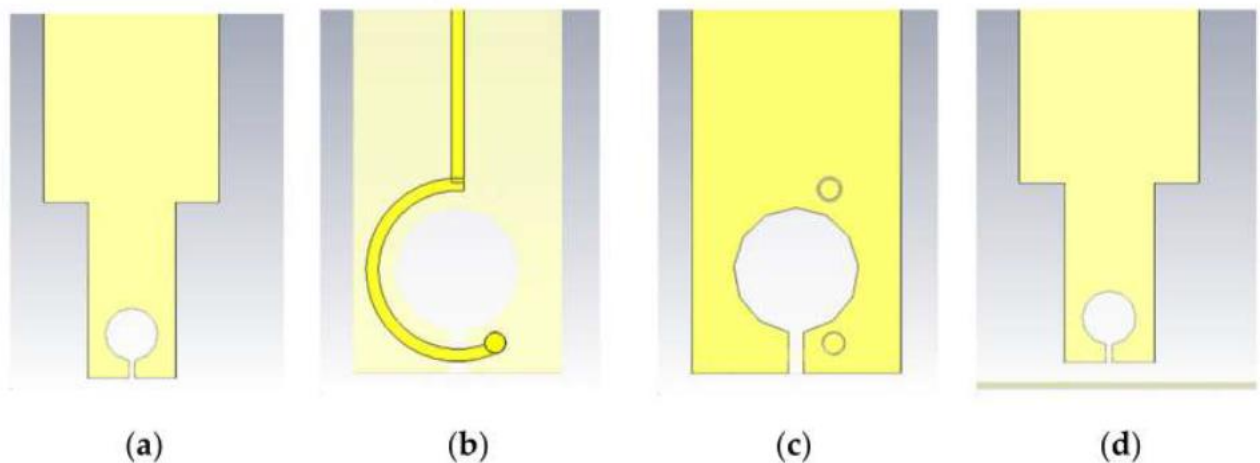


Рисунок 2.2 – Шари магнітного зонда: (а) верхній шар (грунт); (б) детальний вид смужкового шару; (с) детальний вигляд шару, що підтримує симетрію; (д) нижній шар

Структура розглянутого зонда в типовому випадку (широкосмуговий відгук) може бути представлена петлевим резонатором (LGR), як показано на рисунку 2.4. Резонансна частота LGR базується на конденсаторі проміжку та індуктивності петлі, яку можна обчислити математично за допомогою рівняння (1) [44]

$$C = \epsilon_0 \frac{w l}{n t'}, \quad (2.1)$$

$$L = \mu_0 \frac{\pi r^2}{l}. \quad (2.2)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

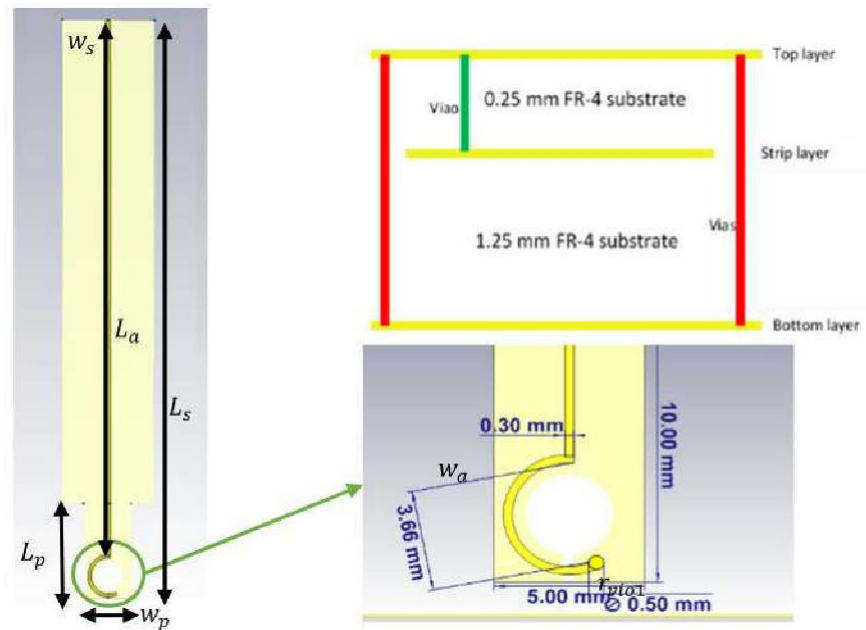


Рисунок 2.3 – Вид спереду магнітного зонда з усіма розмірами

Підставляючи (2.1) і (2.2) у (2.3), виходить:

$$f_0 = \frac{v_0}{2\pi r} \sqrt{\frac{n t}{\pi w'}} \quad (2.4)$$

де n – кількість зазорів у петлі, w – ширина смуги в мм, r – радіус зонда в мм, а t – ширина зазору в мм і дорівнює $(2r_{via2})$.

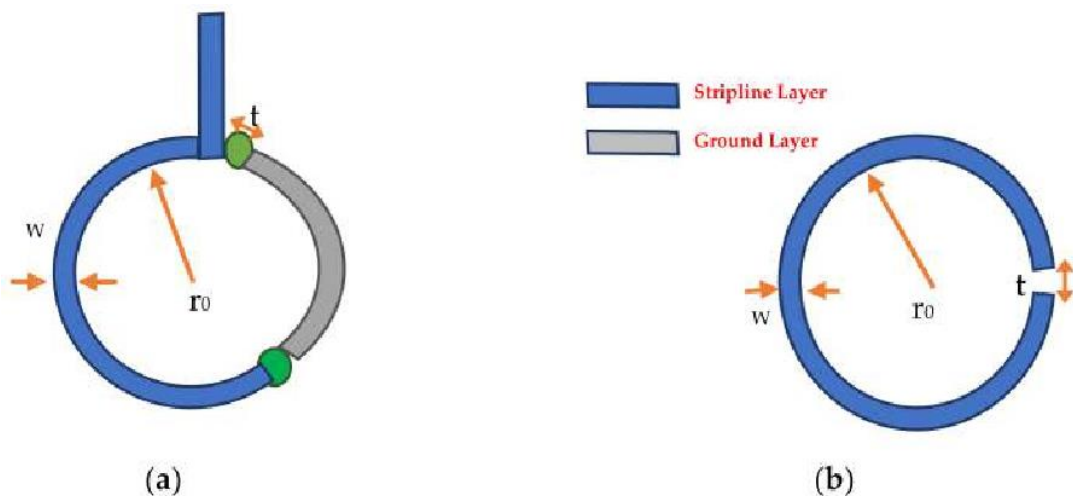


Рисунок 2.4 – Шари магнітного зонду: (а) запропонований зонд; (б) резонатор петлевого зазору

Теоретична резонансна частота LGR обчислюється шляхом підстановки значень параметрів зонда в рівняння (4), де $w = 0,56$ мм, $r = 1,7$ мм і $t = 0,5$ мм. Отже, теоретичний результат резонансної частоти збігався із змодельованим параметром S11, отриманим від CST EM Microwave Studio, де

$$f_0 = \frac{3 \times 10^8}{2\pi \times 1.7 \times 10^{-3}} \sqrt{\frac{0.5 \times 10^{-3}}{\pi \times 0.56 \times 10^{-3}}} = 14.9 \text{ GHz.}$$

Змодельований коефіцієнт відбиття показано на рис.2.5.

габаритні розміри запропонованого зонда наведені в табл1.

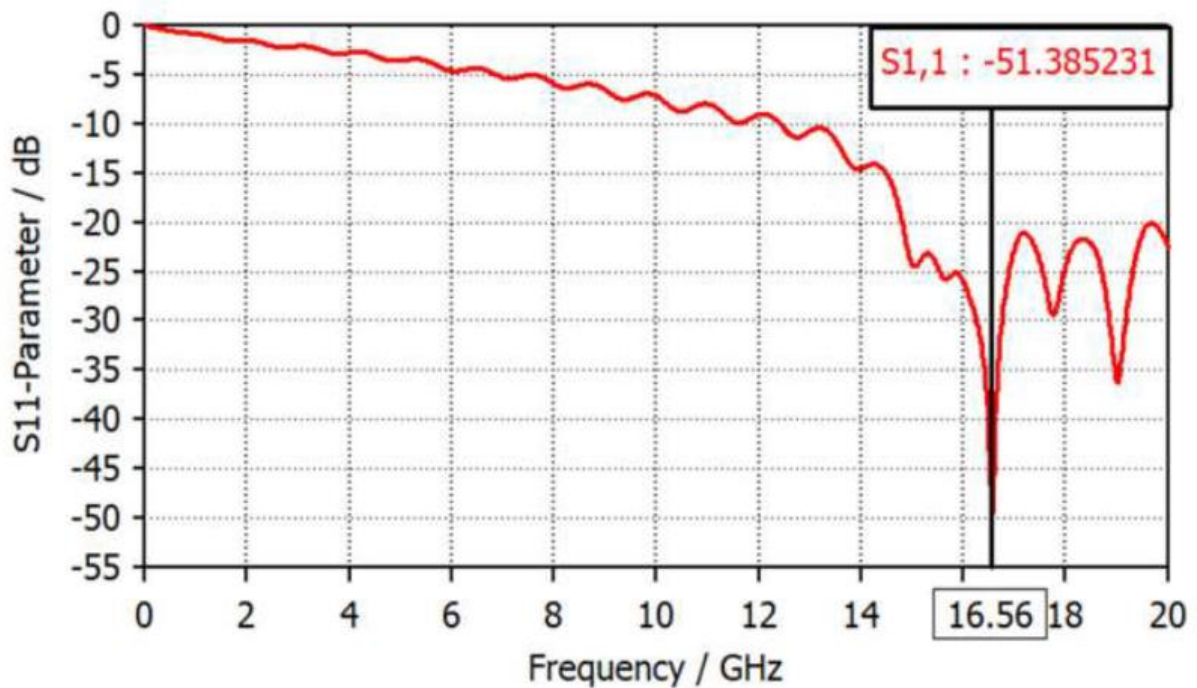


Рисунок 2.5 – Залежність коефіцієнта відбиття від частоти LGR

Таблиця 2.1 – Габаритні розміри конструкції

NO.	1	2	3	4	5	6
PARAMETER	L_s	L_p	L_a	r	r_{via1}	r_{via2}
VALUE/MM	50	10	48.32	1.5	0.5	0.4
PARAMETER	W_s	W_p	W_a	t	S	d_{via1}
VALUE/MM	10	5	0.3	0.8	1.5	2

На рисунку 2.6 представлено розподіл поверхневого струму розробленого зонда LGR у 2D та 3D зображеннях, що є важливим критерієм для глибокого розуміння резонансної поведінки широкосмугового зонда. Можна побачити, що потужність тече від порту до петлі через лінію електропередачі, потім переміщується в іншу сторону через via-1 і назад, щоб завершити незамкнене коло, про що свідчать чорні стрілки.

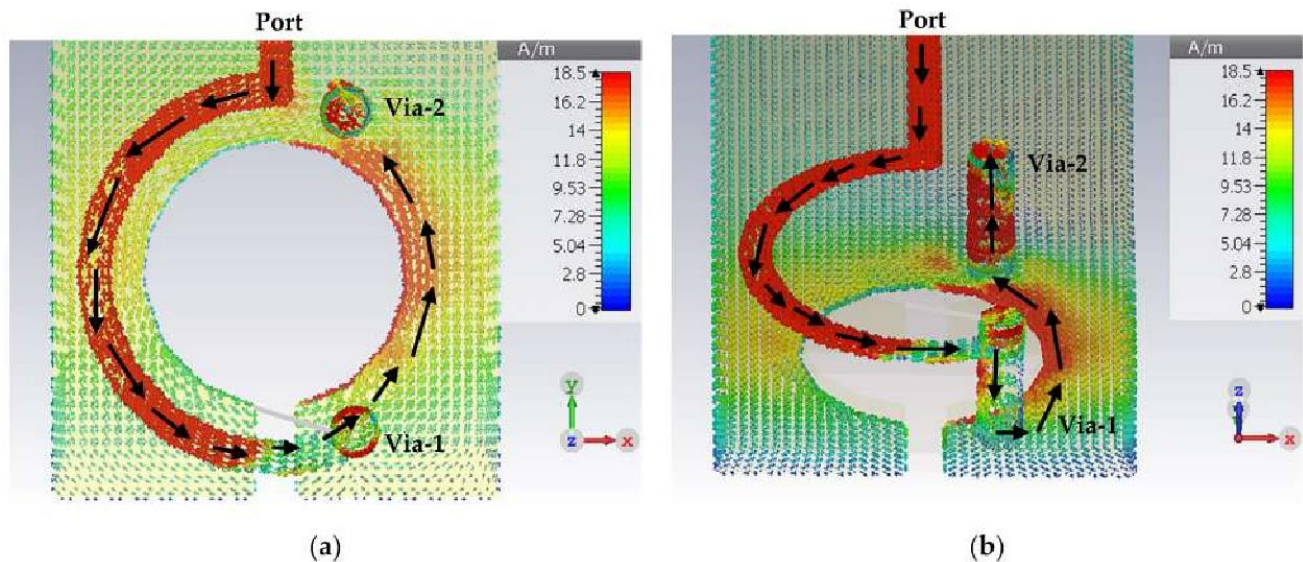


Рисунок 2.6 – Розподіл поверхневого струму широкосмугового магнітного зонда: (а) вид зверху; (б) вигляд у перспективі

Параметр S_{11} описує електричну характеристику антени та визначає її імпедансну смугу пропускання. Крім того, як параметр S_{11} , так і параметр S_{21} є критичними факторами в оцінці характеристик магнітного зонда; параметр S_{21} вимірює напруженість магнітного поля та електричного поля у вертикальному та горизонтальному напрямках відповідно. У той же час параметр S_{11} описує резонансні характеристики магнітного зонда. На відміну від антени, робоча смуга магнітного зонда обчислюється за значенням 3 дБ кривої коефіцієнта відбиття.

Рисунок 2.7 показує змодельовані S-параметри запропонованого магнітного зонда з 2 мм на висоті над доріжкою мікросмужкової плати. Видно, що цей зонд має високу чутливість (як $S_{21} > 27$ дБ) у діапазоні від 1 ГГц до 3,4 ГГц і починає втрачати свою чутливість (як $S_{11} < 3$ дБ), починаючи з 3,5 ГГц і вище.

Розглянутий широкосмуговий магнітний зонд був виготовлений і протестований за допомогою мережевого аналізатора, а Напрявлений зв'язувач і опорна плата, як показано на рисунку 2.8b. Крім того, отримані результати підтверджено шляхом їх порівняння з результатами, отриманими за допомогою комерційного широкосмугового магнітного зонда XF-R 3-1, який

пропонується для продажу, як показано на рисунку 2.9.

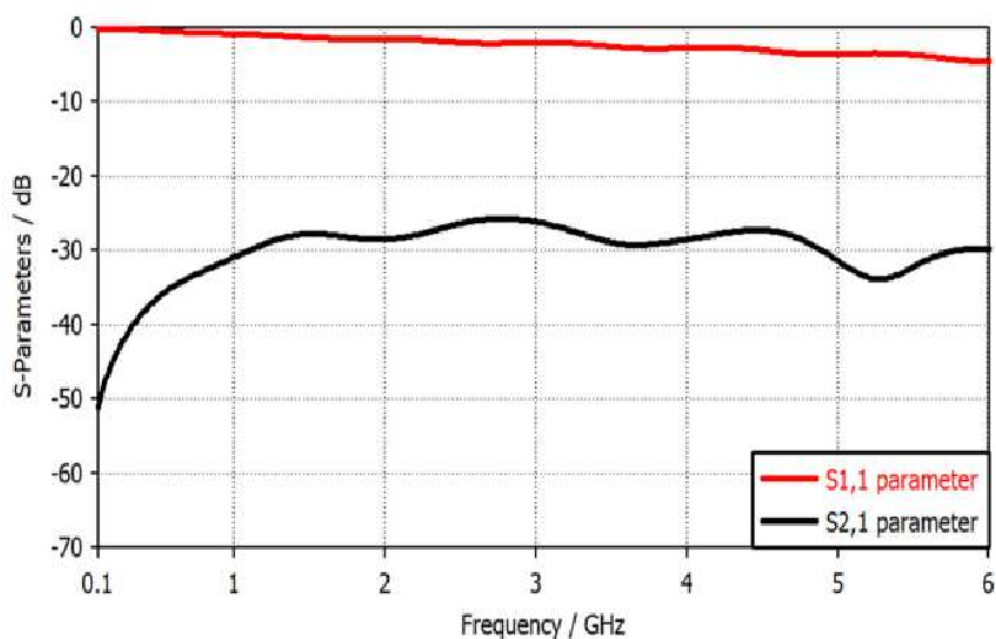


Рисунок 2.7 – Залежність S-параметрів широкосмугового магнітного зонда від частоти

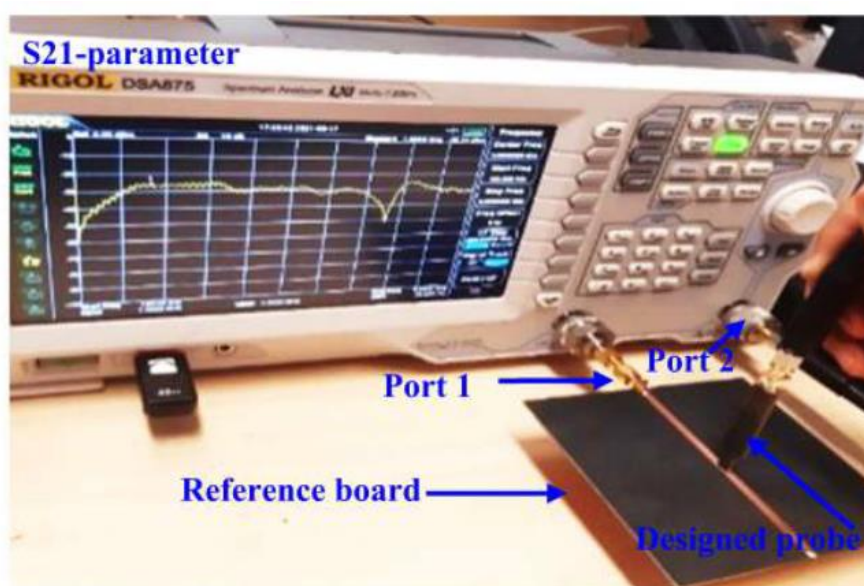
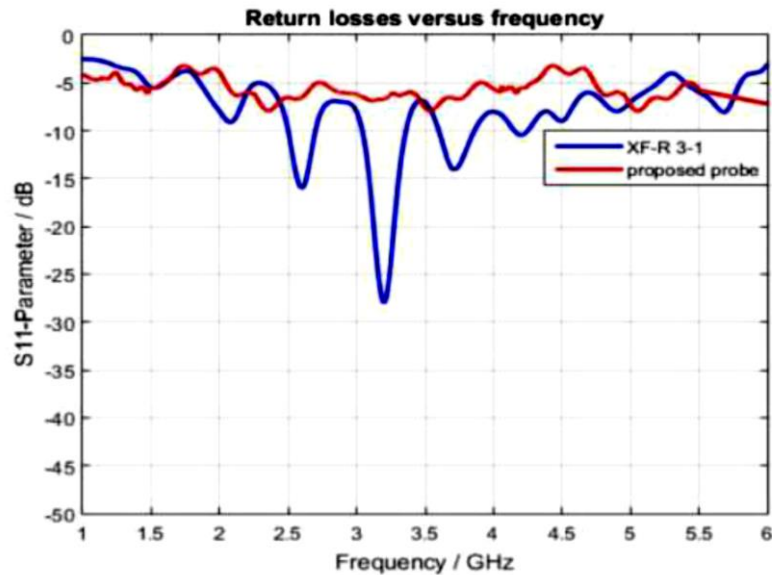
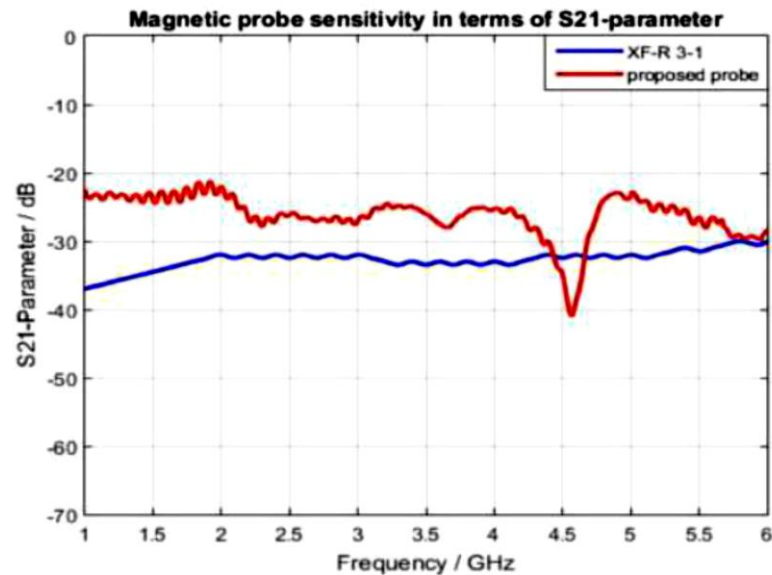


Рисунок 2.8 – Налаштування вимірювання параметра S21



(a)



(b)

Рисунок 2.9 – S-параметри запропонованого магнітного зонда в порівнянні з комерційним XF-R 3-1: (a) параметр S11; (b) параметр S21

Розглянутий магнітний зонд працює краще, ніж магнітний зонд XF-R 3-1 з точки зору чутливості з використанням параметрів S11 і S21. Наприклад, чутливість запропонований магнітний датчик кращий, ніж комерційний зонд, що має сенс, оскільки просторова роздільна здатність запропонованого магнітного датчика становить 1,6 мм порівняно з 1 мм для зонда XF-R 3-1.

Діапазон 3,5–6 ГГц охоплює багато радіочастотних програм, таких як WiMAX 3,5 ГГц, середня смуга пропускання 3,6–3,8 ГГц для програм 5G, PAN на 4,8 ГГц і WLAN на 5,2 ГГц. Таким чином, одна з переваг

збільшення широкосмугового магнітного зонда це чутливість, яка точно оцінює вплив магнітного поля. Магнітний зонд, який перемикається між широкою та вузькою смугою, може вирішити цю проблему за допомогою різних методів перемикання, представлених у роботах [44-50].

PIN-діод типу SMP1320-079LF був використаний для перемикання резонансної поведінки з широкосмугового на високочутливий вузькосмуговий. Одночасно варакторний діод використовується для налаштування досягнутої вузькосмугової резонансної частоти шляхом зміни значення паразитної ємності. PIN-діод вставляється між початковою точкою петлі та переходом 2. Таким чином, він з'єднує іншу сторону дуги кола з шарами землі, як показано на рисунку 2.10.

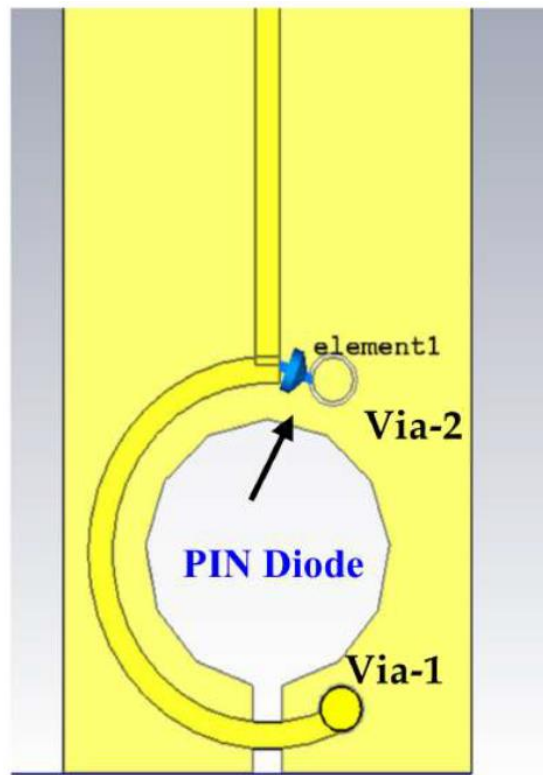


Рисунок 2.10 – Знайомство з PIN-кодом діод у широкосмуговому магнітному зонді

Використання PIN-діода створить інший напрям поверхневого струму; перший був від порту до петлі та через via-1 у бік via-2, як показано жовтими стрілками на рисунку 2.11. У той же час другий напрям почнеться від мікросмужкової лінії через перехідний отвір-2 до отвору-1 на іншій стороні петлі, як позначено чорними стрілками, таким чином утворюючи коло поверхневих струмів, як показано на рисунку 2.11. Отвори з'єднують верхній і нижній шари, буде два резонатори з щілинним проміжком, один у верхній, а інший у нижній. Після додавання PIN-діода LGR було замінено на два резонатори з щілинами (один на верхньому, а інший на

нижньому шарі). Рисунок 2.11b зображено лише нижній шар для забезпечення чіткого перегляду.

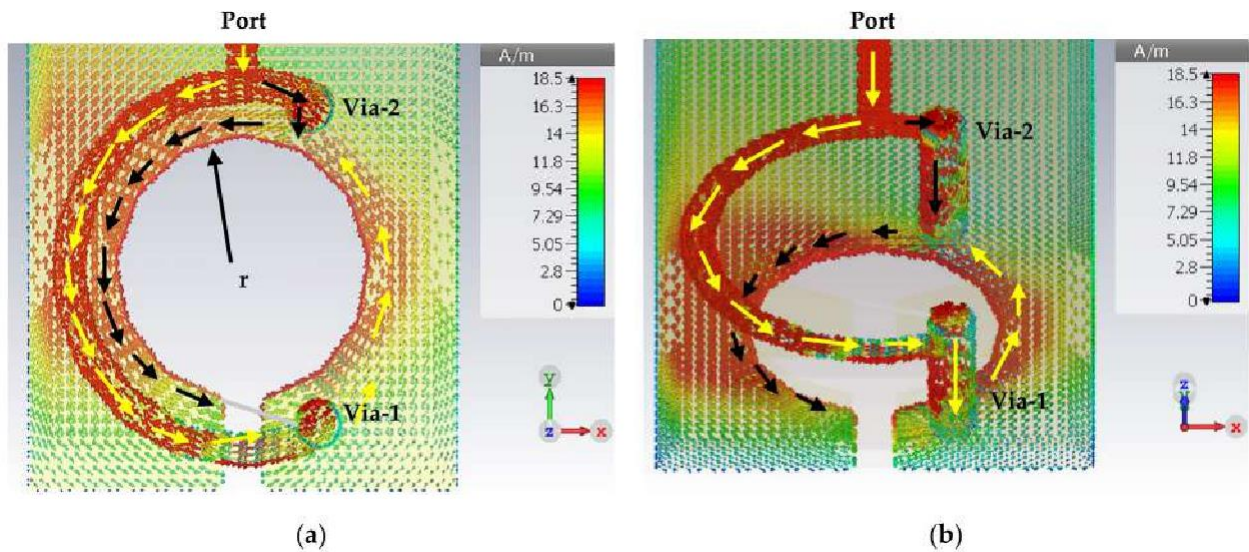


Рисунок 2.11 – Розподіл поверхневого струму вузькосмугового магнітного зонда: (а) вид зверху; (b) перспектива огляду зондом

Крім того, резонансну частоту для цієї нової структури можна розрахувати за допомогою попередніх рівнянь (2.1–2.4). Розрахована резонансна частота становить 13 ГГц, і оскільки є два резонатори щілинного зазору, зонд показує іншу смугу частот на 5,8 ГГц, як показано червоною пунктирною кривою на рисунку 2.12. Цей вузькосмуговий магнітний зонд має високу чутливість (параметр S_{21}) приблизно на 6 дБ порівняно з широкосмуговим магнітним зондом.

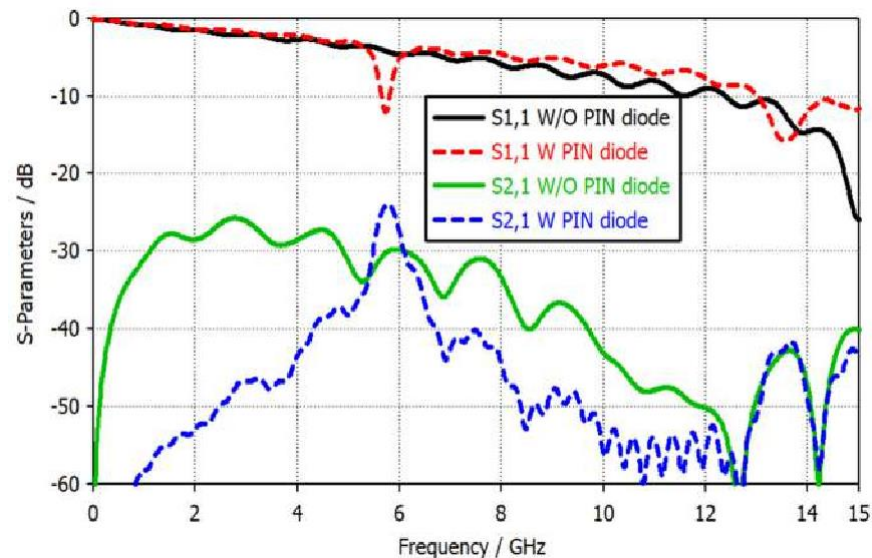


Рисунок 2.12 – S-параметри запропонованого магнітного зонда з використанням PIN-діода та без нього

Радіус r круглого зазору з щілинами контролює розташування резонансної частоти. Наприклад, збільшення радіуса r призведе до зміщення резонансної частоти в бік нижніх діапазонів, як показано на рисунку 2.13. Крім того, ширина щілинного зазору зонда t значно впливала на резонансну частоту. рисунок 14 показано залежність коефіцієнта відбиття від частоти для різних значень ширини щілинного зазору. Збільшення ширини зазору t призведе до збільшення частоти, оскільки і ширина зазору t , і частота f прямо пропорційні одна одній відповідно до рівняння (2.4).

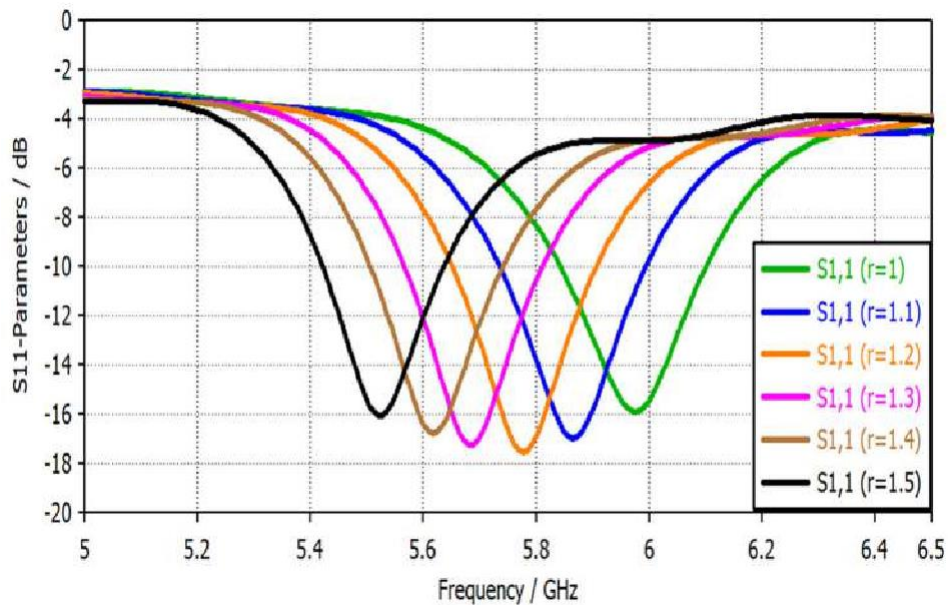


Рисунок 2.13 – S_{11} параметри вузькосмугового магнітного зонда для різних значень радіуса щілинного кола r

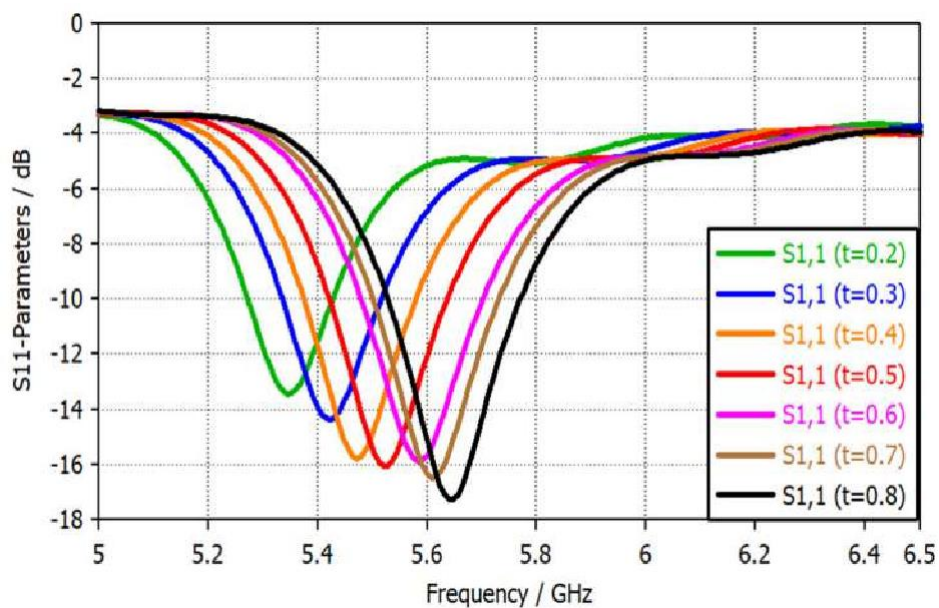


Рисунок 2.14 – Параметри S_{11} вузькосмугового магнітного зонда для різних значень щілинного зазору t в мм

Зміщення частоти, досягнуте за допомогою різних значень ширини проміжку t , надихнуло авторів і спонукало їх до наступного кроку шляхом зміни положення високочутливої вузької смуги в кількох діапазонах частот, таких як WiMAX, PAN, WLAN тощо.

Другим кроком є використання варакторного діода (напряга зворотного зсуву) між переходом 1 і дальньою стороною щілинного зазору (через отвір). Варакторний діод змінить значення паразитної ємності, отже змінюючи розміри слота. На рисунку 2.15 зображено геометричну форму після вставлення варакторного діода в структуру. Рисунок 2.16а показує спеціальну модель варакторного діода типу SMV2201—040LF, $L_s = 0,45$ нГн, $C_p = 0,075$ пФ і $R_s = 5,41$ Ом, тоді як його еквівалентна схема показана на рисунку 2.16б.

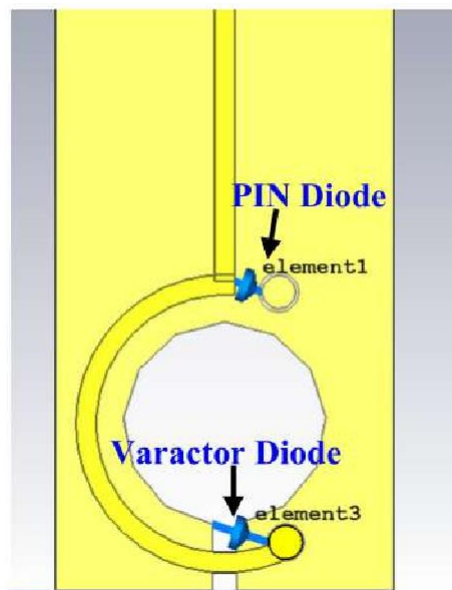


Рисунок 2.15 – Використання PIN-діода та варакторного діода в магнітному зонді

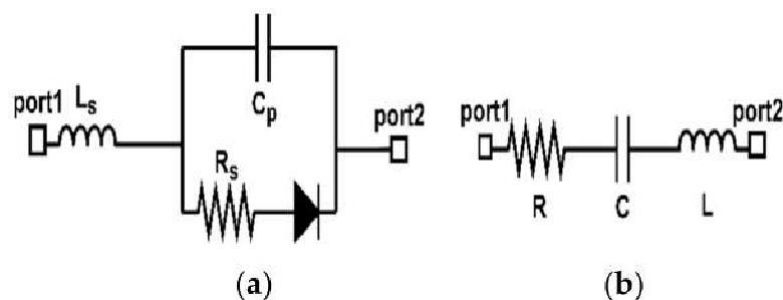


Рисунок 2.16 – Модель варакторного діода: (а) модель пристрою; (б) еквівалентна схема

На рисунку 2.17 представлені результати моделювання S-параметрів як для широкосмугового режиму, так і для налаштованого вузькосмугового

режиму. Підвищення чутливості налаштованого вузькосмугового режиму становить приблизно 10 дБ порівняно з широкосмуговим режимом у всіх діапазонах частот.

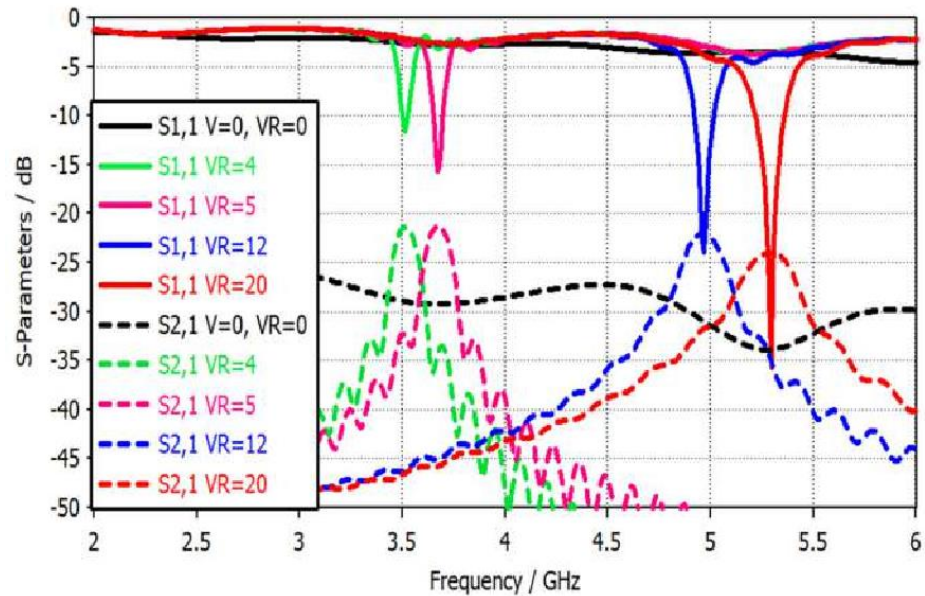


Рисунок 2.17 – S-параметри з різними режимами перемикання діода PIN і варактора

Виходячи з таблиці даних SMV2201-040LF з веб-сайту Skyworks, значення паразитної ємності зменшуватиметься зі збільшенням напруги зворотного зміщення. Цей зонд був виготовлений компанією Pragoboard. Рисунок 2.18 демонструє виготовлену форму фірми Pragoboard.

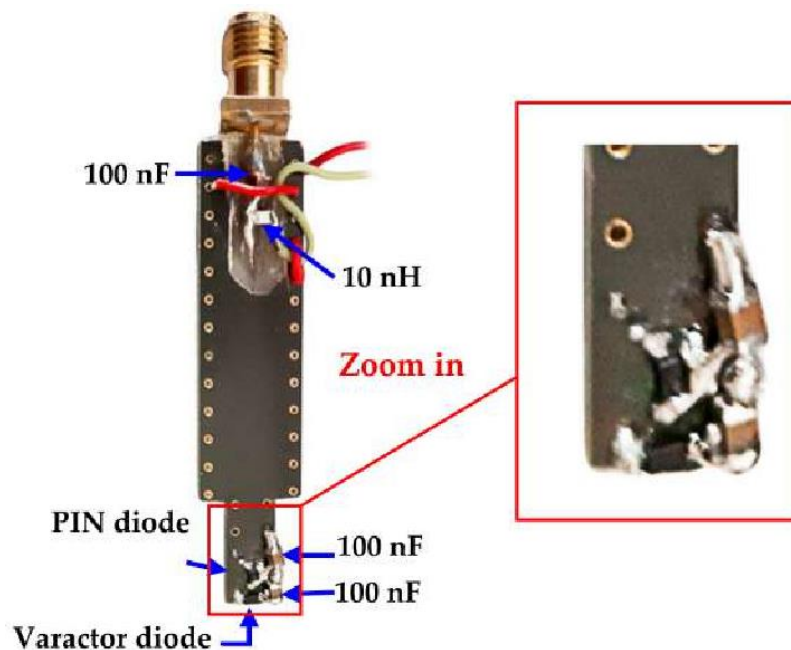


Рисунок 2.18 – Фабрична форма магнітного зонда від компанії Pragoboard

2.3 Схема зміщення

Розглянутий магнітний зонд має два активних елементи, які потребують попереднього вибору та узгодження: PIN-діод і варакторний діод. Вибраний PIN-діод SMP1320-079LF має невеликий прямий опір $R_f=0,9$ Ом при 10 мА та ємність зворотного зміщення $C_r=0,3$ пФ. З іншого боку, варакторний діод типу SMV2201-040LF, який ми використовували, має діапазон ємності $C=(0,23-2,22$ пФ). На рисунку 2.19 представлено схему зміщення як для PIN, так і для варакторних діодів. Як постійний, так і радіочастотний струми будуть використовувати одну лінію живлення. Таким чином, для забезпечення сумісності цих двох джерел задіяні три основні пасивні елементи. Дросельний індуктор $L_c=10$ нГн запобігає витоку випромінювання через ланцюг зміщення, оскільки він працює як фільтр низьких частот. Блокуючий конденсатор C_1 ємністю 100 нФ необхідний для захисту аналізатора мережі від струму зміщення. Нарешті, інші блокувальні конденсатори C_2 і C_3 на 100 нФ є обов'язковими для запобігання зворотному зміщенню діодів і захисту їх від короткого замикання, оскільки вони працюють як фільтр високих частот.

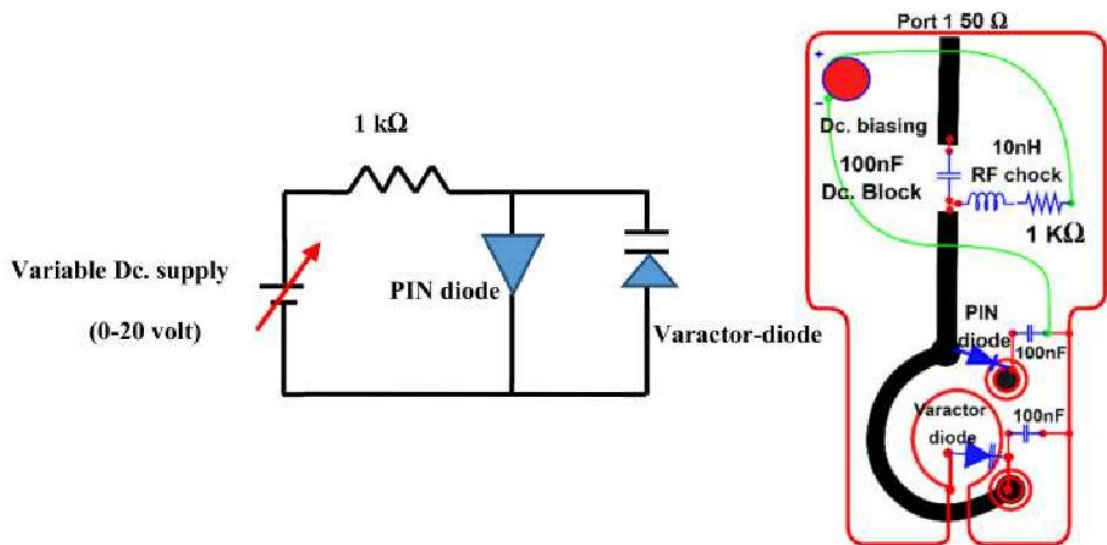


Рисунок 2.19 – Схема зміщення PIN і варакторних діодів

Шлях, що з'єднує перехідний отвір Via-1 і Via-2, є частиною шарів заземлення і переносить постійний струм. Однак ця деталь бере участь у процесі магнітного резонансу (частина резонаторів із щільним проміжком), тому вона підключена до отворів. Тому використовуються два конденсатори по 100 пФ, щоб запобігти проходженню зворотного постійного струму для кожного діода через цей випромінюваний шлях і

захистити діод від короткого замикання постійним струмом.

PIN-діод має два стани, увімкнено та вимкнено, для перемикання між вузькосмуговим і широкосмуговим станами. У той же час варакторний діод має регульований режим зсуву резонансної частоти, коли PIN-діод знаходиться у стані ON. Таблиця 2.2 наведено режими діода від зміни живлення по постійному струму.

Таблиця 2.2 – Режими роботи діода від зміни живлення по постійному струму

NO.	1	2	3	4	5
VR/V	0	4	5	12	20
CAPACITOR/pF	–	0.8	0.7	0.3	0.23
PIN MODE	OFF	ON	ON	ON	ON
VARACTOR MODE	OFF	M1	M2	M3	M4
STATE/GHZ	1–6	3.5	3.75	4.8	5.2

Одна з головних переваг вимірювань ближнього поля полягає в тому, що їх можна виконувати в звичайній лабораторії з необхідними інструментами, на відміну від тестів далекого поля, які впливають на навколишнє середовище, тому для останніх потрібні камери. RIGOL DSA875 Spectrum Analyzer із спрямованим зв'язувачем RIGOL VB 1032 використовується для вимірювання параметра S11 за допомогою джерела постійної напруги для зміщення, як показано на рисунку 2.20 та наведено в додатку А. Крім того, чутливість досягається за допомогою спектрального аналізатора за допомогою друкованої еталонної плати.

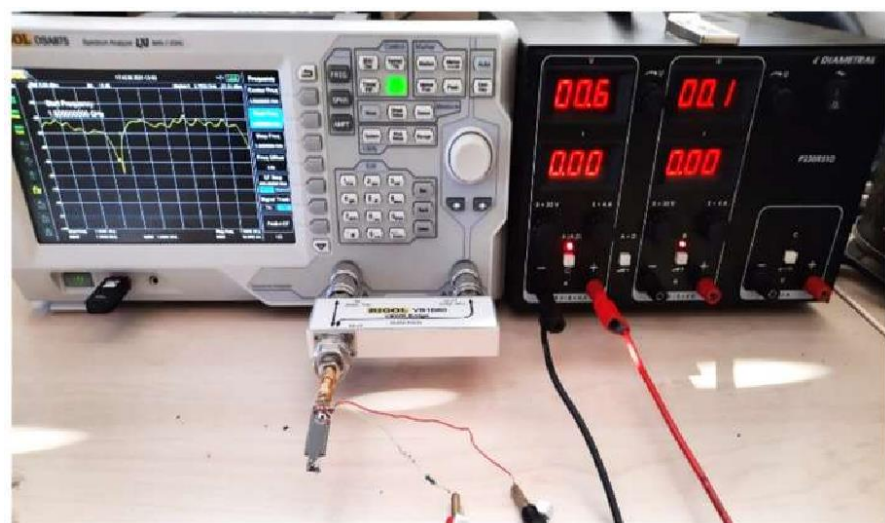


Рисунок 2.20 – Вимірювання параметрів S11 з різними напругами зміщення

На рисунку 2.21 представлені виміряні S-параметри для різних режимів перемикання та наведено в додатку А. Отримані смуги резонансних частот складаються з трьох смуг замість чотирьох (відсутня смуга на 3,75 ГГц), що пов'язано зі значенням напруги зміщення (5 В) діапазону 3,75 ГГц, близьким до значення напруги зміщення (5 В) діапазону 3,5 ГГц (4 В). Однак досягнута виміряна смуга частот 3,5 ГГц має ширшу смугу, ніж симуляційна, через злиття цих двох суміжних смуг, як показано на рисунку 2.21а.

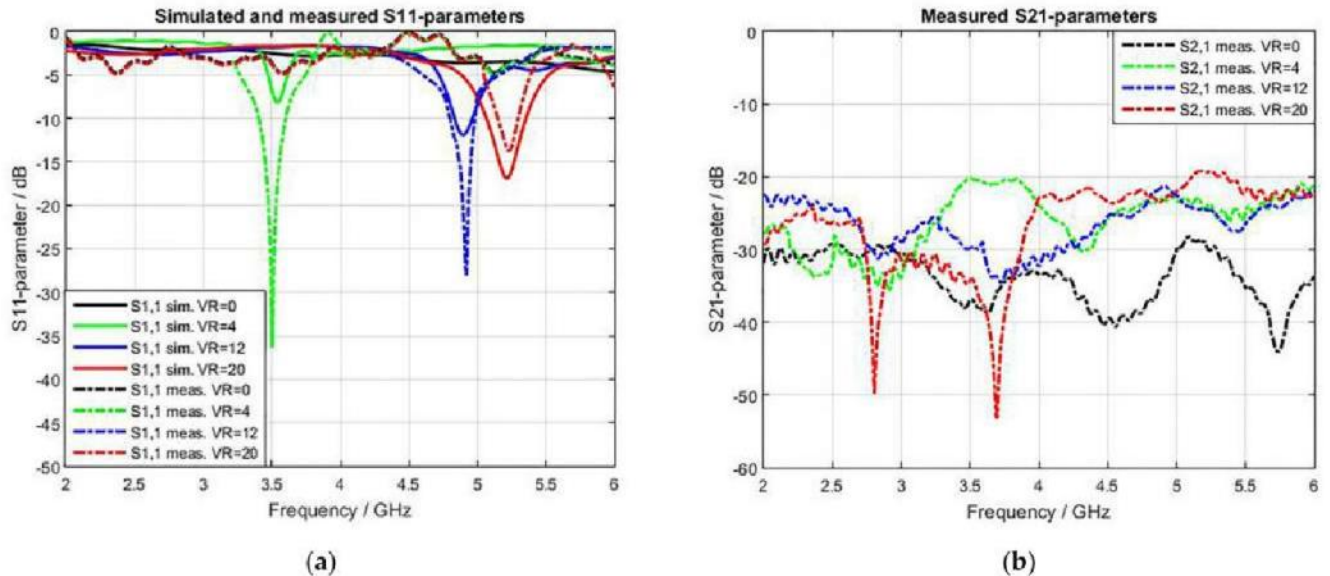


Рисунок 2.21 – Змодельовані та виміряні S-параметри з різними результатами напруги зміщення: (а) параметри S11; (б) Параметри S21

Крім того, чутливість широкосмугового стану при $VR = 0$ В нижча, ніж чутливість широкосмугового зонда на рис.2.9б. Причина полягає в тому, що додавання діодів PIN і варактора призведе до деяких втрат.

2.4 Еквівалентна схема магнітного зонда

Еквівалентна схема запропонованого магнітного зонда була змодельована та перевірена за допомогою програмного забезпечення AWR. Моделювання починається з мікросмужкової опорної плати з вхідним портом 50 Ом, підключеним до паралельних індукторів. З іншого боку, паразитні елементи (послідовний індуктор, радіаційний опір і паралельний конденсатор) являють собою екранований контур.

Значення першого індуктора вибрано на рівні $L1=0,5$ нГн, і цей індуктор відповідає за керування рівнем взаємного зв'язку на певній

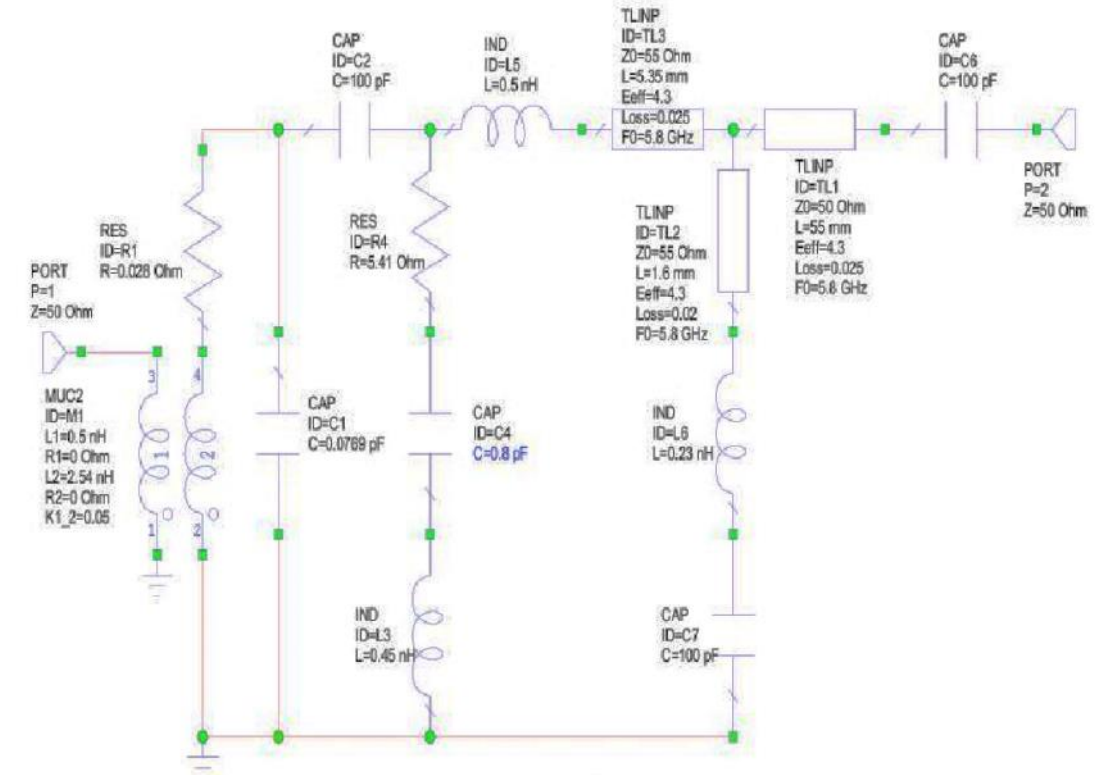
частоті. Навпаки, значення другого індуктора (самоіндуктора) і власного конденсатора розраховуються за допомогою рівнянь (2.5) і (2.6) відповідно. Варто зазначити, що на значення власної ємності впливатиме вага варакторного діода ємності $C=(0,23-2,22)$ пФ при регулюванні резонансної частоти.

$$L = \mu_r \mu_0 r \left(\ln \left(\frac{8 \times r}{w} \right) - 2 \right), \quad (2.5)$$

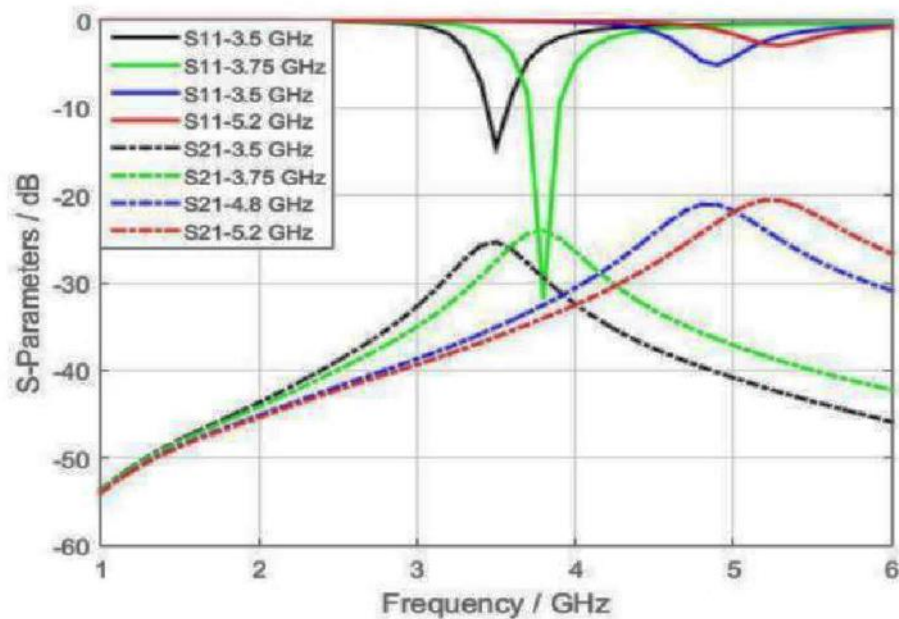
$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 r \left(\ln \left(\frac{8 \times r}{w} \right) - 2 \right), \quad (2.6)$$

де μ_r та μ_0 – відносна та абсолютна проникності, ε_r та ε_0 – відносна та абсолютна проникності, r та w – радіус та ширина петлі зі значеннями $r=1,7 \cdot 10^{-3}$ мм та $w=0,56 \cdot 10^{-3}$ мм.

Самоіндуктивність і власна ємність петлі дорівнюють $L = 2,45$ нГн і $C=0,07$ пФ шляхом підставлення розмірів петлі в рівняння (2.5) і (2.6). Блокуючий конденсатор $AC=100$ пФ вставляється для ізоляції високочастотних струмів від постійного струму варакторного діода, який одним кінцем підключений до блокуючого конденсатора. На відміну від цього, друга клема підключена до землі. Котушка індуктивності з $L=0,5$ нГн і $R=55$ Ом являє собою частину переходу 1, що з'єднує варакторний діод зі смужковою лінійкою та лінією передачі 5,35 мм. Подібним чином котушка індуктивності з $L=0,23$ нГн і $R=55$ Ом представляє перехідний отвір Via-2 і невеликий шматок лінії передачі, що з'єднує PIN-діод із Via-2. Тут використовується блокуючий конденсатор $C=100$ пФ для захисту зонда від постійного струму. Інший шлях з'єднує дугу з вхідним портом через лінію передачі 50 Ом. Еквівалентна схема, отримана за допомогою програмного забезпечення AWR, показана на рисунку 2.22а, а рисунку 2.22б представлено частотну характеристику цієї еквівалентної схеми з різними значеннями зміщення.



(a)



(b)

Рисунок 2.22 – Моделювання магнітного зонда в AWR: (a) Еквівалентна схема зонда; (b) S-параметри з різними режимами перемикання

2.5 Моделювання магнітного зонда

Одним із найважливіших кроків у розробці магнітного зонда є вимірювання здатності зонда пригнічувати небажане електричне поле.

Параметр коефіцієнта пропускання S_{21} використовується для представлення електричного або магнітного поля на основі напрямку датчика, пов'язаного з еталонною мікросмужковою трасою. Таким чином, магнітне поле можна оцінити, коли датчик і еталонний слід знаходяться в паралельній орієнтації. З іншого боку, випадок ортогональності пропонує електричне поле.

У даному пристрої перший і четвертий шари зроблені з міді та з'єднані через отвори для захисту магнітного зонда від електричного поля. Площини заземлення, з'єднані з отворами, впливають на ізоляцію та розподіл поля та роблять смужкову лінію еквіпотенціальною, де будь-яка точка має однаковий потенціал. Крім того, верхній і нижній шари мають проміжок посередині петлі на верхній стороні, який симетрично розділяє екран і створює розімкнуте коло для усунення електричного струму, що проходить по поверхні завдяки симетричному розподілу. Несиметричний зазор зробить зонд чутливим дотангенціальне електричне поле, оскільки воно не гасить електричні струми, що протікають по зовнішній поверхні. Рисунок 2.23а представляє остаточну геометричну форму перемикається магнітного зонда, тоді як рис.2.23б показує результати ізоляції для різних станів перемикавання. Технологія проходу та огорожі забезпечує значення ізоляції приблизно 13 дБ.

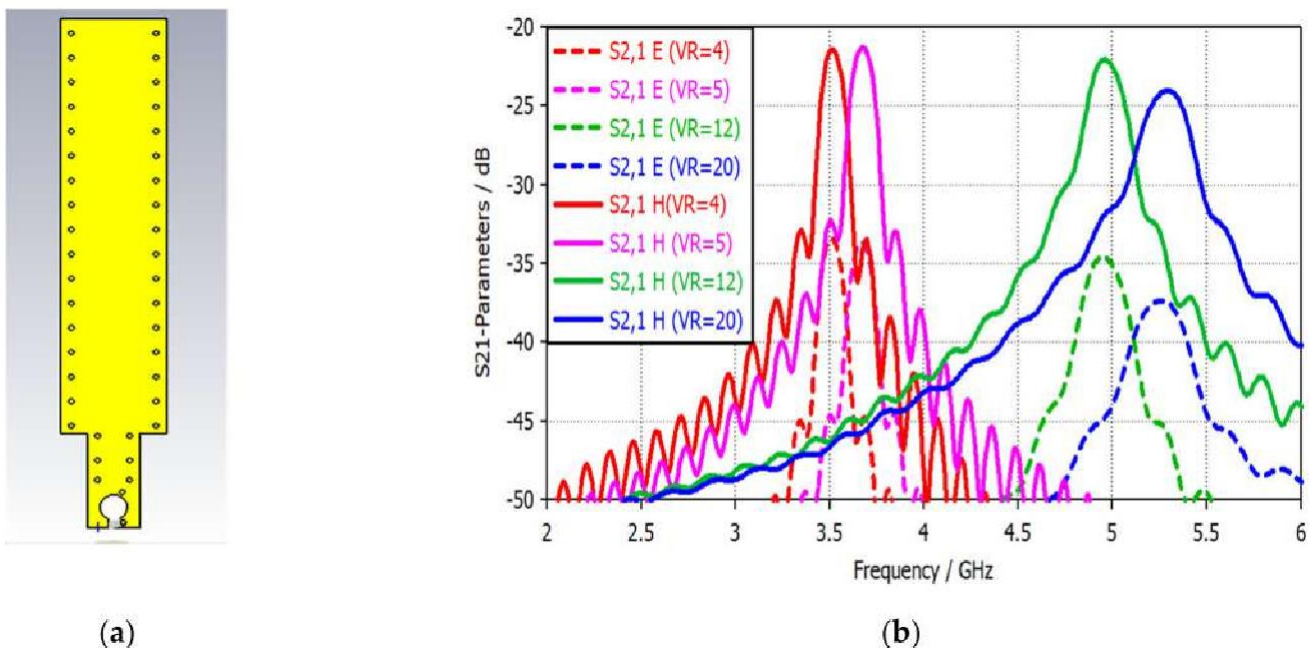


Рисунок 2.23 – Результати моделювання методу ізоляції через огорожу: (а) остаточна геометрична форма магнітного зонда; (б) ізоляція для багатовузьких смуг

Щоб перевірити підвищення чутливості та ізоляції за допомогою методу через бар'єр, рис.2.24а,б представляють чутливість та ізоляцію з

икористанням і без використання цієї техніки для різних значень напруги зміщення. Очевидно, що техніка через паркан значно впливає на ізоляцію та чутливість. Наприклад, підвищення ізоляції на 5 дБ було досягнуто за допомогою методу через паркан. З іншого боку, завдяки критичним застосуванням досягається підвищення чутливості приблизно на 5 дБ.

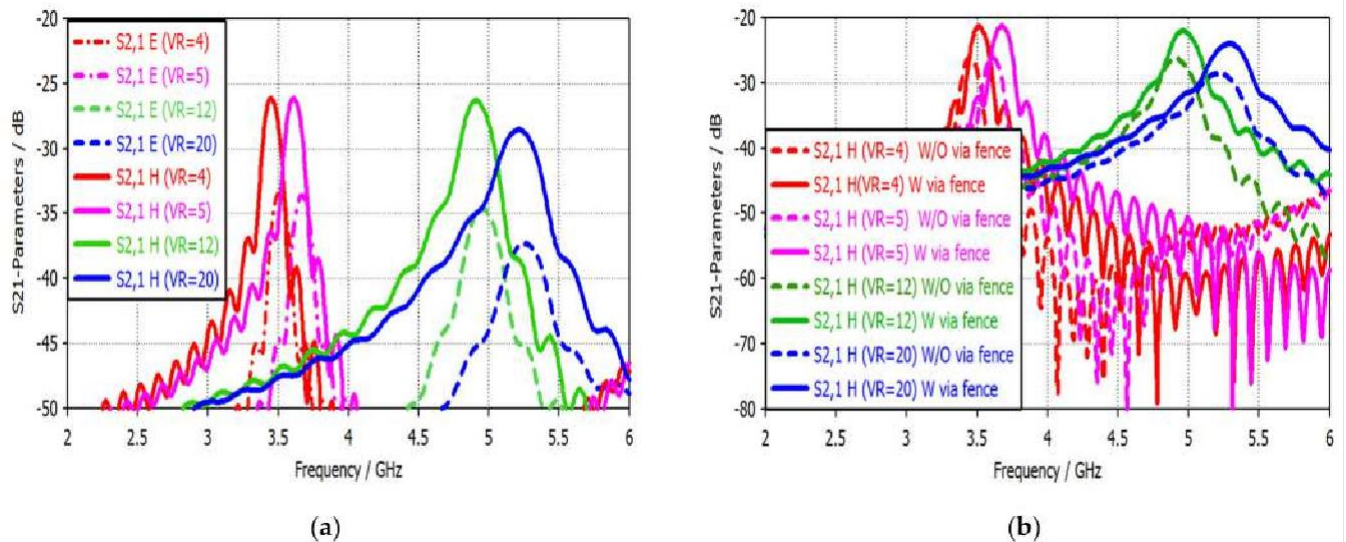


Рисунок 2.24 – Результати моделювання S21-параметра для різних напруг зміщення: (а) Ізоляція в термінах S21-параметра без використання методу через огорожу; (б) Підвищення чутливості в результаті використання техніки через бар'єр

Чутливість вимірює рівень розподілу магнітного поля над тестовим пристроєм. Порівняння досягнутої чутливості з попередніми результатами в [52-55] показує основний внесок цієї роботи. Запропонований зонд узагальнив переваги широкої смуги пропускання з високою чутливістю порівняно з зондами, описаними в розглянутій літературі, як показано в табл.2.3.

Таблиця 2.3 – Порівняння підвищення чутливості, досягнутого в запропонованій роботі та в розглянутій літературі

посилання	Діапазони/ГГц	Поліпшення/дБ
[52]	До 6	5
[53]	1.57	8,68
[54]	1.57	6.6
[55]	0,89, 1,7 і 2,2	7–9
Розглянутий пристрій	1–3, 3.5, 4.8 і 5.2	10

Таким чином досліджено друкований магнітний зонд, який може

переключатися з широкосмугового на регульований вузькосмуговий для вимірювання ближнього поля. На ранній стадії проектування ми створили друкований резонатор петлевого зазору як магнітний еталонний датчик для попереднього тесту на відповідність у діапазоні до 6 ГГц. Отже, результати показали гарний відгук щодо параметрів S11 і S21 запропонованого зонда порівняно з комерційним магнітним датчиком XF-R 3-1. Шум джерела може поширюватися між різними діапазонами частот, що робить широкосмуговий магнітний зонд найближчим вибором для оцінки магнітного поля в ближній зоні. На жаль, широкосмугові магнітні зонди мають меншу чутливість, ніж вузькосмугові. Одним із рішень для отримання високої чутливості є підключення LNA до виходу пасивного магнітного датчика. У цій роботі пропонується новий метод вирішення цієї проблеми за допомогою PIN-діода для зміни широкосмугового статусу на високочутливий вузькосмуговий статус, а потім налаштування цього вузькосмугового зв'язку в найбільш критичних програмах, таких як 3,5 ГГц, 3,75 ГГц, 4,8 ГГц і 5,2 ГГц за допомогою варакторного діода. Порівняно зі статусом широкосмугового зв'язку, було досягнуто покращення більш ніж на 10 дБ у всіх цих бездротових діапазонах. Крім того, ізоляція запропонованої структури між електричним і магнітним полями становить близько 13 дБ.

2.6 Висновки до розділу

В даному розділі за допомогою CST EM Microwave Studio розроблено та змодельовано високочутливий перемикаючий магнітний зонд із широкосмуговим діапазоном та багатовузькосмуговим. У цій роботі застосовано новий метод для досягнення переваг пропускну здатності та високої чутливості. Крім того, досягнуті результати необхідні для підвищення продуктивності в тесті на відповідність за допомогою двох режимів; широкосмуговий режим із хорошою чутливістю від 1 ГГц до 3,4 ГГц та інший режим із високою регульованою чутливістю для додатків WiMAX, середнього діапазону 5G, PAN та WLAN. Процес перемикання з широкосмугового на вузькосмуговий досягається за допомогою PIN-діода. У той же час варакторний діод зі зворотним зміщенням керує операцією точки між цими чотирма смугами. Прийнятий через паркан метод значно впливає на ізоляцію та підвищення чутливості. Крім того, еквівалентна схема цього зонда була змодельована за допомогою програмного забезпечення AWR і показує результати S-параметрів, які узгоджуються з результатами моделювання CST EM.

3 ДОСЛІДЖЕННЯ СТАБІЛЬНОСТІ ДРЕЙФУ В ЧАСІ ДИФЕРЕНЦІАЛЬНИХ ІНДУКТИВНИХ ДАТЧИКІВ МАГНІТНОГО ПОЛЯ З ЧАСТОТНИМ ВИХОДОМ ДЛЯ ВИСОКОТОЧНИХ СИСТЕМ ПЕРЕМІЩЕННЯ

Датчик зміщення країв є однією з ключових технологій для створення великих сегментів високоточних систем переміщення, зокрема, MEMS дзеркал з керуванням та передачею інформації через Інтернет. Цифровий інтерфейс є одним із нових підходів до сенсорних технологій, цифрової трансформації та Інтернету речей (IoT), зокрема. Датчики вихідної частоти та індуктивно-цифровий перетворювач (LDC) продемонстрували значні переваги в порівнянні зі звичайними датчиками з інтерфейсом аналого-цифрового перетворювача (ADC). Для того, щоб датчик диференціального індуктивного вихідного зміщення частоти (DIFOD) відповідав вимогам високої стабільності сегментованих MEMS дзеркал, важливо розуміти чинники дрейфу часу датчика. Тому цей розділ зосереджений на дослідженні ключових факторів структури та матеріалу датчика, формування сигналу та інтерфейсу, а також пристроїв для дрейфу часу до постійно встановлених програм. Спочатку, проаналізовано принцип вимірювання та зондові конструктивні характеристики датчика. Потім реалізуються та порівнюються два типи методів формування сигналу та оцифровки з використанням резонансних схем і мікросхем LDC. Нарешті, експерименти зі стабільністю дрейфу в часі проводяться на датчиках з різними методами формування сигналу та приладами при контрольованій температурі. Експериментальні результати показують, що кільце магнітного екрану ефективно покращує чутливість і добротність датчиків, стабільність дрейфу в часі датчика, що використовує систему формування сигналу на основі резонансних схем, краща, ніж у датчиків, які використовують мікросхеми LDC, а середньоквадратичне значення (RMS) дрейфу часу датчика відповідає вимозі 0,01 мкм/24 години.

3.1 Теоретичні підходи до побудови частотного перетворювача магнітного поля

Поява технології сегментованої MEMS дзеркальної активної оптики дозволила створювати оптичні або інфрачервоні пристрої з автоматичним збором та обробкою інформації. Для покращення дифракційної якості зображення оптичної системи з високою роздільною здатністю та високою ефективністю передачі інформації необхідна точність позиціонування всіх

допоміжних MEMS дзеркал від основного дзеркала, щоб відповідати вимогам похибки в кілька десятків нанометрів середньоквадратичного значення для співфазної активної оптики за допомогою постійно встановленого моніторингу. Таким чином, поршневі помилки, відомі як різниці положення в нормальному напрямку між ними сусідні MEMS суб-дзеркала, потребують точних вимірювань за допомогою датчиків зміщення країв, які є важливою ключовою технологією для моніторингу однофазного обслуговування активних оптичних систем із сегментованими дзеркалами та корекції в реальному часі за допомогою приводів мікрозміщення [56].

В даний час датчики зміщення країв, які використовуються у великомасштабних MEMS оптичних систем, в основному містять ємнісні [57-60], індуктивний [61] і датчики вихрових струмів [62]. Ці три типи датчиків мають свої переваги та недоліки, серед яких перевага епохи індуктивних датчиків є помітними. Вони мають низькі вимоги до робочого середовища, високу роздільну здатність і хорошу стабільність [63]. Однак методи формування сигналу для індуктивного вимірювання в основному включають мостову схему змінного струму або індуктивний зв'язок через трансформатор, а вихідним сигналом є сигнал напруги, для перетворення якого в цифровий сигнал потрібна складна схема АЦП.

Датчик DIFOD — це індуктивний датчик переміщення з частотним виходом, який має цифровий інтерфейс через резонансний контур без АЦП. Використовуючи багатодиференціальний дизайн (структура, схема формування сигналу), його показники продуктивності досягли субмікронного рівня, що повністю відповідає вимогам промислової автоматизації, і було широко прийнято в різному обладнанні. Однак, коли він використовується в MEMS дзеркальній активній оптиці, його поточні характеристики не змогли задовольнити вимоги кофазування, особливо його стабільність і чутливість до коливань температури та вологості. Щоб датчик DIFOD відповідав вимогам високої стабільності сегментованого MEMS дзеркала, у цьому розділі докладніше досліджується, як їхні компоненти впливають на продуктивність і нову мініатюризацію за допомогою мікросхем.

Певною мірою на стабільність датчика впливають температурний і часовий дрейф. Температурний дрейф зазвичай пов'язаний зі змінами температури або електронних компонентів. Зміщення часу зазвичай пов'язане зі старінням перетворювача або електронних компонент. Стабільність датчика можна ефективно покращити за допомогою компенсації дрейфу. На даний момент методи компенсації дрейфу, описані в літературі, можна розділити на методи апаратної компенсації та методи програмного забезпечення. Перший в основному базується на виборі матеріалу, оптимізації

структури та схемі формування сигналу, призначеній для компенсації дрейфу [64]. Останній компенсує дрейф через різні програмні алгоритми [65]. Ці дослідження також показують, що компенсація дрейфу здійснюється на основі правила впливу або шаблону дрейфу датчика зі зміною часу та температури, що є трудомістким процесом. Перш ніж компенсувати температурний дрейф, спочатку необхідно дослідити часовий дрейф сенсорної системи при контрольованій температурі. Температурний дрейф і компенсація можуть бути додатково вивчені на основі результатів наступних часових дрейфів. У цьому розділі досліджується вплив структури та матеріалу, формування сигналу, інтерфейсу та кріплення на часовий дрейф або стабільність датчиків DIFOD за контрольованої температури.

Індустрія 4.0 вимагає цифрової трансформації та цифрового інтерфейсу шляхом впровадження Інтернету речей та інформаційно-комунікаційних технологій (ІКТ), які служать інтерфейсом між цифровим і фізичним світом [66]. Вихідний датчик частоти нещодавно привернув багато уваги, оскільки він не вимагає складної схеми АЦП вбудоване зчитування [67] і має потенціал і здатність бути інтегрованими в будь-яку складну систему. Дані датчиків можна завантажувати в хмару через Wi-Fi або вузькосмуговий Інтернет речей (NB-IoT) для структурного моніторингу здоров'я (SHM), наприклад сегментованого основного MEMS дзеркала. У 2013 році компанія Texas Instruments випустила LDC 1000, який забезпечує високоефективне та надійне індуктивне вимірювання за дуже низької вартості та споживання енергії [67]. Це був великий прорив у галузі сенсорів. Мікросхеми LDC використовують той самий принцип вимірювання, що й датчик DIFOD, включаючи вимірювання частоти [68]. Його застосовують не тільки в споживчих і промислових товарах, але й дедалі частіше отримав увагу в галузі неруйнівного контролю. Мікросхеми LDC допоможуть ще більше підвищити стабільність, надійність і мініатюризацію вихідного датчика частоти, а також розробити датчик DIFOD на основі ІС для температурної компенсації та додатків на основі Інтернету речей. У цій статті досліджується дрейф часу двох датчиків DIFOD з використанням двох різних методів формування сигналу: резонансного контуру та мікросхем LDC. У цьому розділі датчики DIFOD були розроблені з використанням резонансних схем і мікросхем LDC відповідно. Потім були проведені різні експерименти для вивчення впливу конструкції та матеріалу датчика, схеми формування сигналу та кріплення на часовий дрейф датчиків DIFOD при контрольованій температурі.

3.2 Принцип вимірювання датчика DIFOD

Датчик DIFOD — це різновид індуктивного магнітного датчика переміщення, заснованого на принципі частотного виходу, який використовує багатодиференціальний метод для покращення продуктивності датчика. На рис.3.1 показана принципова схема роботи датчика DIFOD важільного типу та наведено в додатку А. Дві котушки, намотані навколо циліндричного скелета котушки, і два магнітопроводи закріплені на мідному стрижні. Два магнітопроводи розділені певною відстанню. Мідний стрижень закріплений на U-подібному кінці важеля. Коли змінюється переміщення між зондом і мішенню, магнітопроводи рухаються вгору і вниз в скелеті котушки під приводом важеля. Котушка 1 і котушка 2 є частиною генератора 1 і 2 відповідно. Зміни індуктивності в котушці викликають зміну частоти осциляторів у протилежних напрямках. Значення частоти двох осциляторів вимірюються за допомогою модуля вимірювання частоти, а різниця між ними є вимірним значенням датчика DIFOD.

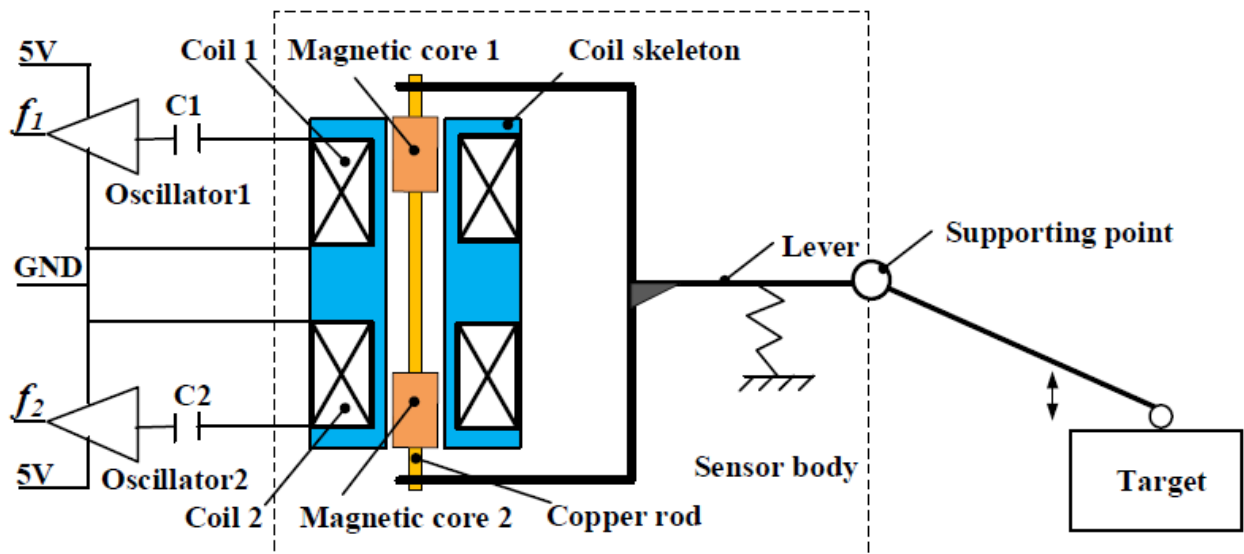


Рисунок 3.1 – Принцип роботи важільного датчика DIFOD

Для подальшого покращення продуктивності датчика DIFOD відповідно до вимог сегментованого дзеркального телескопа в останніх датчиках використовується кільце магнітного екрану та мідна втулка для зменшення магнітної тяги між котушками 1 і 2, як показано на рисунку.2. Для аналізу нової структури було використано програмне забезпечення моделювання методом кінцевих елементів (FEM) COMSOL Multiphysics 5.6. Враховуючи циліндричну симетрію скелета котушки, лише половина поздовжнього перерізу датчика моделюється відповідно до параметрів моделі в табл.3.1.

Таблиця 3.1 – Параметри конструкції датчика

Parts	Parameters	Value
Coil skeleton	Length (mm)	14.5
	Outer diameter (mm)	5.2
	material	Aluminum nitride ceramics
Coil 1	Coil distance (mm)	4.0
	Wire diameter (mm)	0.1
	Number of turns Material	90 Copper
Coil 2	Wire diameter (mm)	0.1
	Number of turns Material	120 Copper
	Magnetic Cores 1 and 2	Core length (mm)
Outer diameter (mm) Material		2.5 Ferrite core
Magnetic shield ring		Length (mm)
	Inner diameter (mm)	5.5
	Outer diameter (mm) Material	9.5 Nickel Zinc ferrite

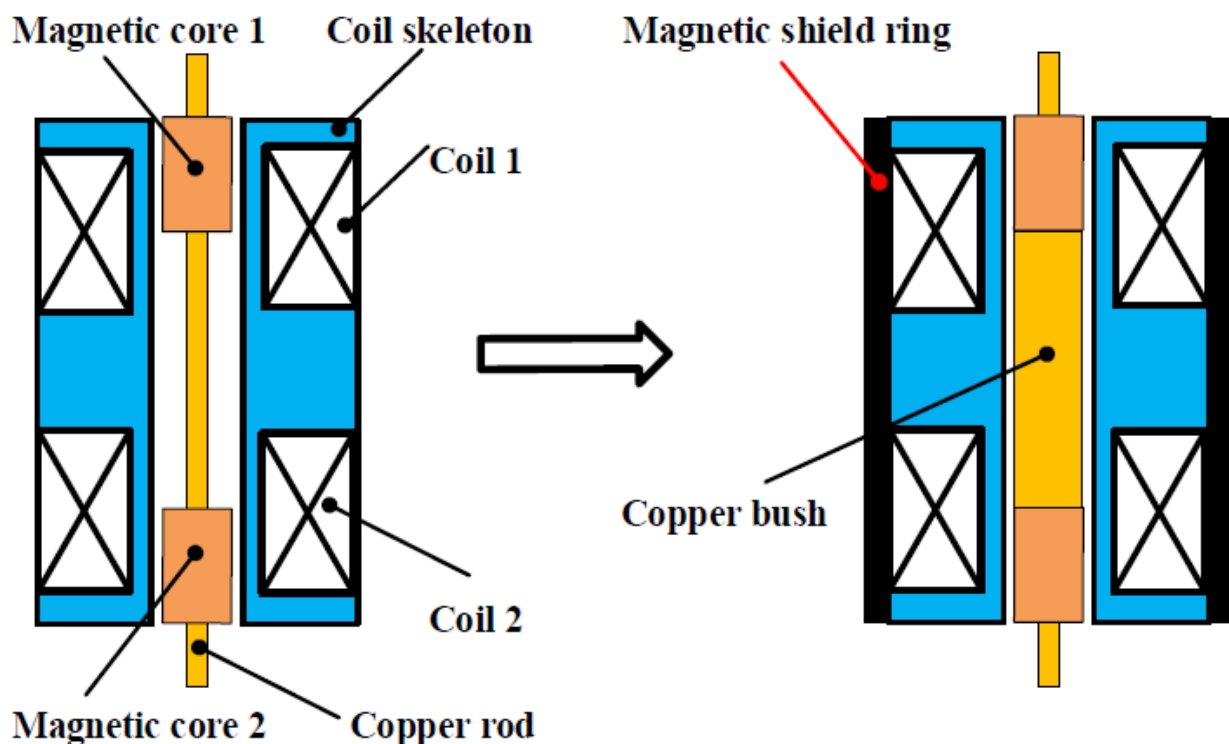


Рисунок 3.2 – Оптимізація структури датчика DIFOD

Рисунок 3.3 ілюструє результати аналізу моделювання. Щільність магнітного потоку розподіл без використання кільця магнітного екрану та мідної втулки показано на рисунку 3.3а, де силові лінії магнітного поля, створюваного котушкою 1 і котушкою 2, є замкнутими кривими, і два магнітних поля тягнуть одне одного. Коли дві котушки вставляються в кільце магнітного екрану, більшість силових ліній магнітного поля обривається, і залишаються лінії магнітного поля, що проходять через центр котушок, як показано на рисунку 3.3б. Як представлено на рисунку 3.3с, лінії магнітного поля, створені котушками 1 і котушками 2, ефективно відсікаються кільцем магнітного екрану та мідною втулкою, а магнітна тяга між котушками 1 і 2

ефективно зменшується. Покращено чутливість і якість датчика. Рисунок 3.3d показує, що значення індуктивності та різниця двох котушок змінюються лінійно зі зміною переміщення магнітопроводу. Стабільність датчика можна покращити шляхом окремої компенсації дрейфу двох котушок. Покращена диференціальна структура з термічно стабільними матеріалами буде порівняна та оцінена з використанням різних форм сигналу для частотних виходів.

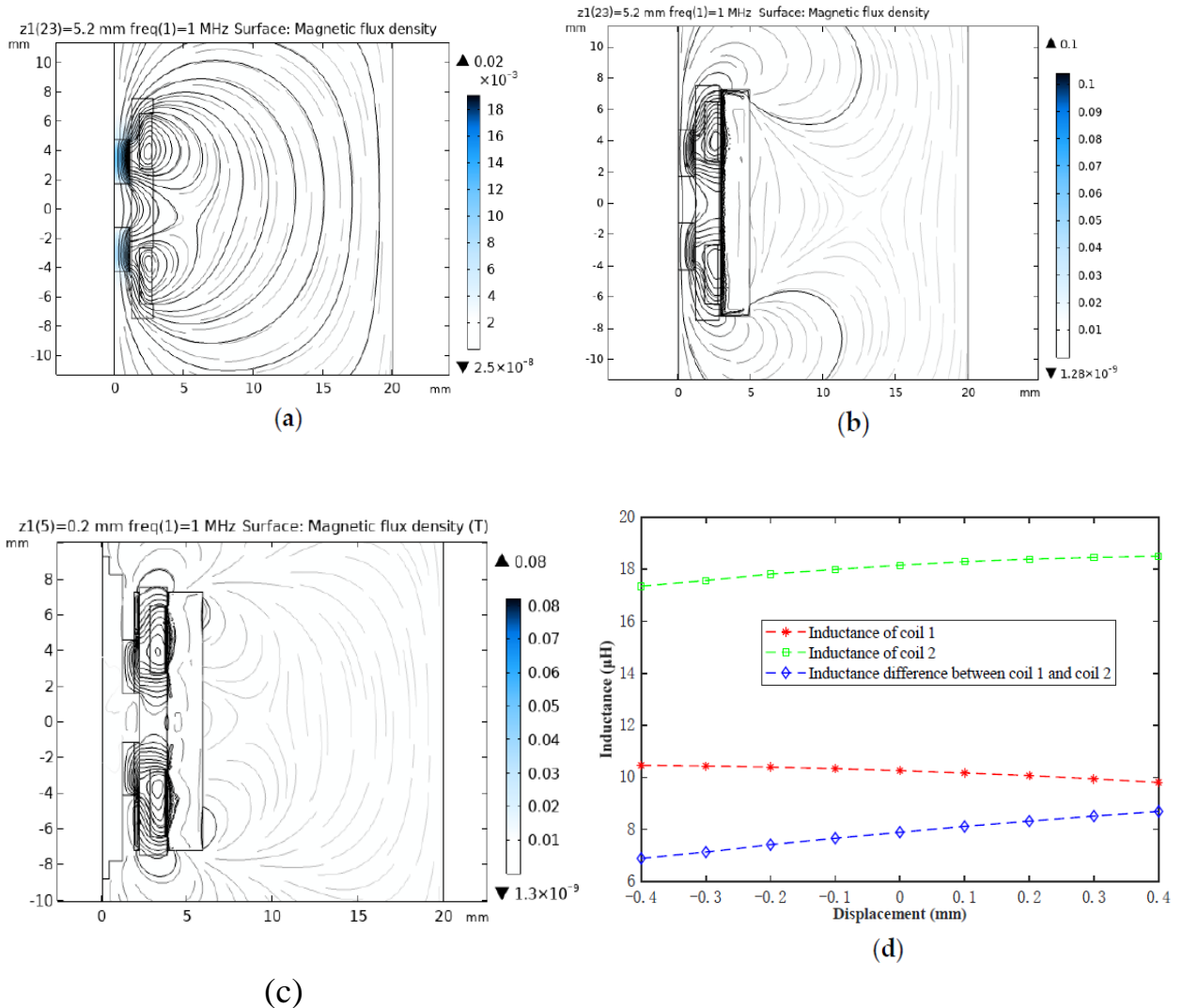


Рисунок 3.3 – Результати моделювання методом кінцевих елементів датчика DIFOD: (a) Розподіл щільності магнітного потоку (без використання кільця магнітного екрану та мідної втулки); (b) Розподіл щільності магнітного потоку (лише з використанням кільця магнітного екрану); (c) розподіл щільності магнітного потоку (з використанням кільця магнітного екрану та мідної втулки); (d) Крива залежності індуктивності диференціальної котушки від переміщення

3.3 Принципи диференціальної роботи та формування сигналу

Для індуктивних пробників для частотних виходів використовуються два різні типи формування сигналу з використанням традиційних коливальних (резонансних) схем LC і мікросхем LDC.

Кондиціонування сигналу та оцифрування на основі дискретних пристроїв і друкованих плат (рис.3.4) є структурною схемою модуля формування та оцифрування сигналу та наведений в додатку А.

Датчик DIFOD, який використовувався та оптимізувався з моменту винаходу такого датчика в 1988 році. Модуль складається з двох резонансних контурів на основі генератора, підсилювача формування та двох каналних контурів вимірювання частоти. Конденсатори C1 і C2 утворюють два LC-генератори з сенсорними котушками 1 і 2 відповідно. Схема формування сигналу видає синусоїдний сигнал із діапазоном частот 1,0–2,0 МГц, і використовує двоканальний модуль вимірювання частоти для завершення підрахунку виміряного сигналу. Процесом вимірювання можна керувати мікроконтролером або персональним комп'ютером (ПК).

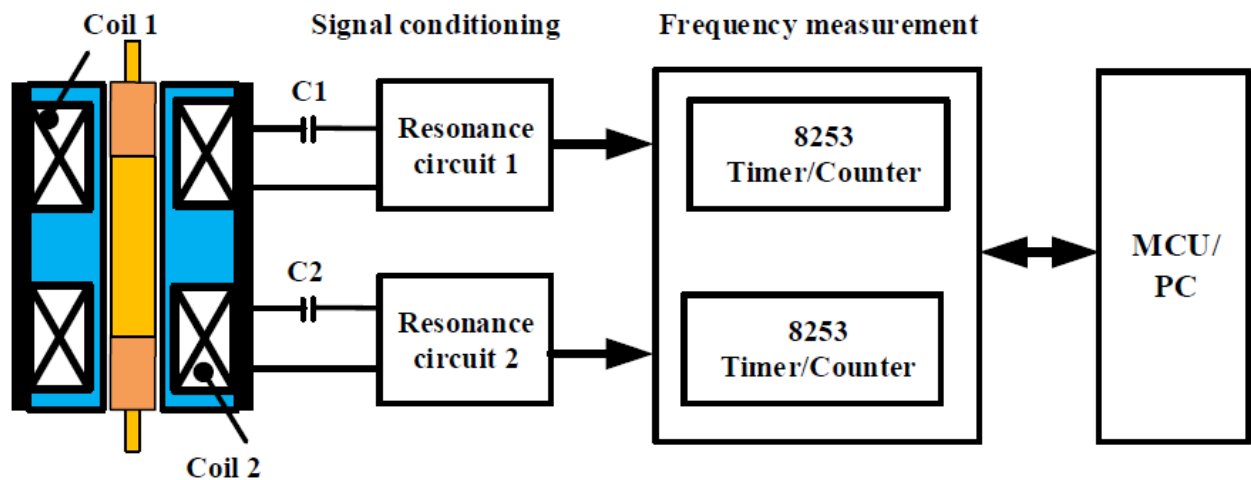


Рисунок 3.4 – Структурна схема схеми формування сигналу на основі дискретних пристроїв

Схема вимірювання частоти складається з програмованого лічильника або таймера ІС 8253. Мікросхема складається з трьох незалежних 16-розрядних лічильників. Тоді як лічильник 0 використовується для підрахунку та розподілу частоти (f_x) від датчика, лічильник 1 і лічильник 2 утворюють один 32-розрядний лічильник для підрахунку високочастотного імпульсного сигналу (f_ϕ), який надає зовнішній кристалічний генератор. Вихід лічильника 0 використовується

як сигнал керування затвором для керування лічильник 1. Початкове значення N_x лічильника 0 використовується для визначення часу підрахунку за допомогою зворотного відліку. Чим вище роздільна здатність датчика, тим довший час підрахунку

$$\frac{N_x}{f_x} = \frac{N_\phi}{f_\phi} \Rightarrow f_x = \frac{N_x}{N_\phi} f_\phi \quad (3.1)$$

де N_x — початкове значення лічильника 0, f_x — частота датчика, N_ϕ — значення рахунку 32-розрядного лічильника, f_ϕ — частота зовнішнього кристалічного генератора.

Як обговорювалося в посиланнях [60, 61] паралельні лічильники можуть покращити роздільну здатність вимірювань або динамічні відгуки вимірювань. Повторне дослідження підходу дозволить визначити, чи відповідає він вимогам LAMOST щодо дрейфу в часі та порівняно з останніми розробками LDC для вихідної частоти.

3.4 Формування сигналу та оцифровка на основі мікросхем LDC

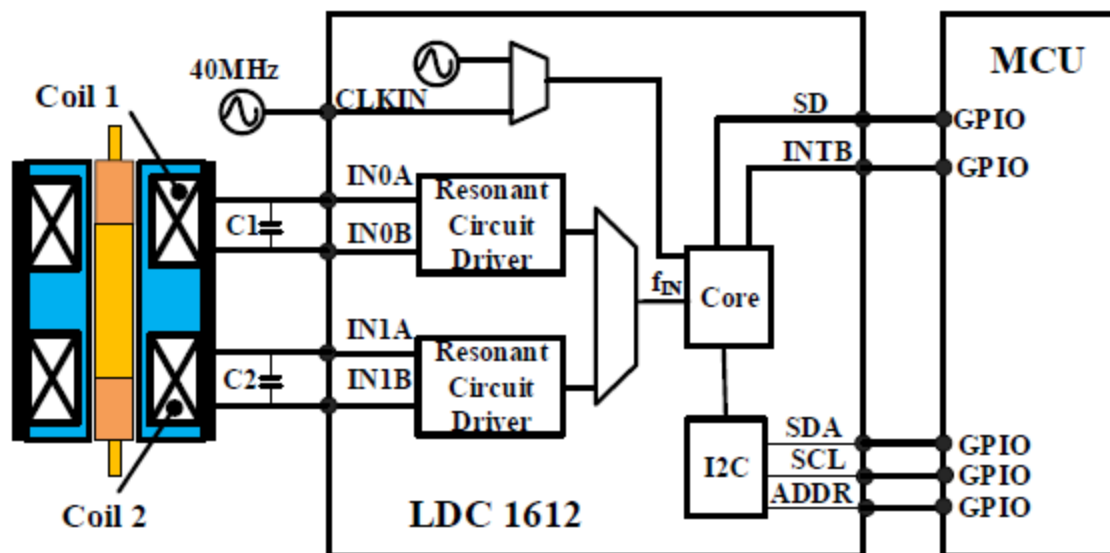
LDC 1612 - це індуктивно-цифровий перетворювач, що поставляється компанією Texas Instruments. Пристрій може вимірювати частоту коливань кількох LC-резонаторів і виводити цифрове значення, пропорційне частоті з роздільною здатністю 28 біт [67]. Як показано на рис. 3.5а, та наведено в додатку А, LDC 1612 складається з двох передніх драйверів резонансної схеми та ядра, яке вимірює та оцифровує частоту датчика. Інтерфейс I2C використовується для підтримки конфігурації пристрою та передачі оцифрованих значень частоти до MCU. Коли регістр FREF_DIVIDER $_x$ і FIN_DIVIDER $_x$ встановлено на 1, частоту датчика можна обчислити за формулою

$$f_{sensor} = \frac{DATA_x \times f_{REF_x}}{2^{28}} \quad (3.2)$$

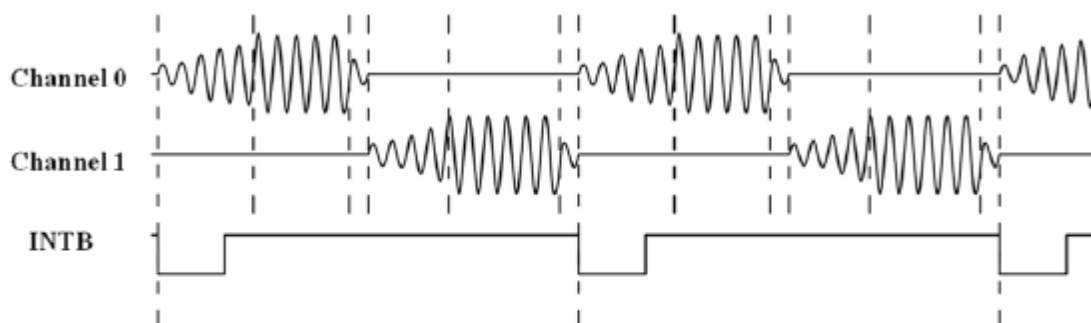
де f — частота датчика, f_{REF_x} — опорний тактовий сигнал каналу x , і $DATA_x$ це значення підрахунку каналу x .

Роздільну здатність датчика можна змінити, регулюючи значення регістра R_COUNT $_x$, який контролює час перетворення датчика. Чим вище роздільна здатність датчика, тим довший час перетворення. На відміну від схеми формування сигналу на основі дискретних пристроїв, LDC 1612 забезпечує гнучкість дискретизації каналів. При роботі в багатоканальному

режимі LDC послідовно відбирає вибрані канали, як показано на рисунку 3.5b. Коли перетворення даних каналу 0 і каналу 1 завершено, PIN-код INTB встановлюється на низький рівень. Це запустить переривання MCU для читання результатів перетворення через I2C.



(a)



(b)

Рисунок 3.5 – Формування сигналу схема на основі LDC 1612; (a) Функціональна блок-схема схеми формування сигналу; (b) Час контролю

Як показано на рис. 3.5b, активація датчика при різних струмах приводу може забезпечити різний перехідний відгук і динамічний час відгуку для стабілізації амплітуди коливань датчика. Його можна застосувати до перехідних характеристик і різних характеристик індуктивності, які можна пов'язати з динамічними характеристиками різних еквівалентних моделей датчиків індуктивності та вихрових струмів. У порівнянні зі схемою формування сигналу та оцифрування на основі дискретних пристроїв, LDC

1612 інтегрує резонансну схему, вимірювання частоти та шини I2C. Багатоканальний пакет LDC дозволяє зробити систему більш гнучкою. Мікросхеми LDC не тільки допомагають підвищити стабільність і надійність датчиків DIFOD, але також сприяють мініатюризації та інтелектуальності датчиків DIFOD і їх майбутньому застосуванню в IoT. Таким чином, порівняння двох вищезазначених методів формування сигналу та оцифрування є важливим для покращення продуктивності датчика DIFOD і розробки датчика DIFOD на основі IC для температурної компенсації та додатків на основі Інтернету речей.

3.5 Експериментальна установка та випробування

У цьому підрозділі представлено та обговорено експериментальну установку та конфігурацію датчика. Вимірювання дрейфу часу датчиків DIFOD з використанням різних форм формування сигналу, цифрових інтерфейсів і приладів проводилося при контрольованих температурах у цій секції. Він визначить шаблон дрейфу часу за різних умов сигналу та випробувальних стендів, включаючи прилади.

Експериментальна установка та різні датчики переміщення

Як показано на рис. 3.6, та наведено в додатку А, включаючи блок-схему експериментальної установки, була розроблена експериментальна установка для оцінки дрейфу часу датчика. Камера для кліматичних випробувань виробництва Duohe Testing Equipment Co., Ltd., використовується для забезпечення контролю температури для експериментів з оцінки дрейфу часу. Комп'ютер використовується для отримання та аналізу даних датчиків. У наведених нижче дослідженнях для вимірювання дрейфу часу контролюється температура 20 °C.

Для калібрування датчиків DIFOD використовується кріплення для вимірювання мікропереміщення ВСТ-5С виробництва Zhongyuan Measuring Instrument Co., Ltd. Пристрій може виробляти точну величину переміщення. ВСТ-5С і ВСТ-1С — це однакові типи обладнання, що забезпечує різну роздільну здатність на мікровідстанях 0,2 мкм і 1,0 мкм, як показано на рис. 3.7.

Як показано на рис. 3.7, пристрій в основному складається зі спірального мікрометра, похилий блок і підстава. Спіральний мікрометр змушує похилий блок рухатися по похилій поверхні основи. Коли спіральний мікрометр рухається горизонтально на переміщення Δs , похилий блок піднімається на Δh , це:

$$\Delta h = \Delta s \tan \alpha \quad (3.3)$$

де α – кут нахилу похилого блоку окремо для кріплення для вимірювання мікропереміщень; α для ВСТ-1С і ВСТ-5С становить 1:10 і 1:50 відповідно.

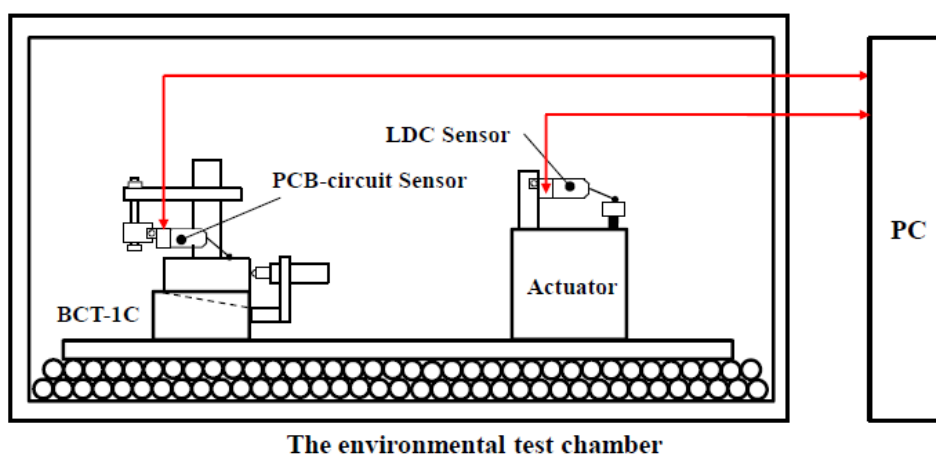


Рисунок 3.6 – Блок-схема експериментальної установки

Таблиця 3.2 – Вимірювальні кріплення з мікропереміщеннями

Параметри	ВСТ-5С	ВСТ-1С
Роздільна здатність зміщення	0,2 мкм	1,0 мкм
Діапазон вимірювання	0~0,4 мм	0~2,0 мм
Похибка вимірювання	12~±0,2 мкм 1:50	,5~±3,0 мкм 1:10
Ухил похилого блоку		

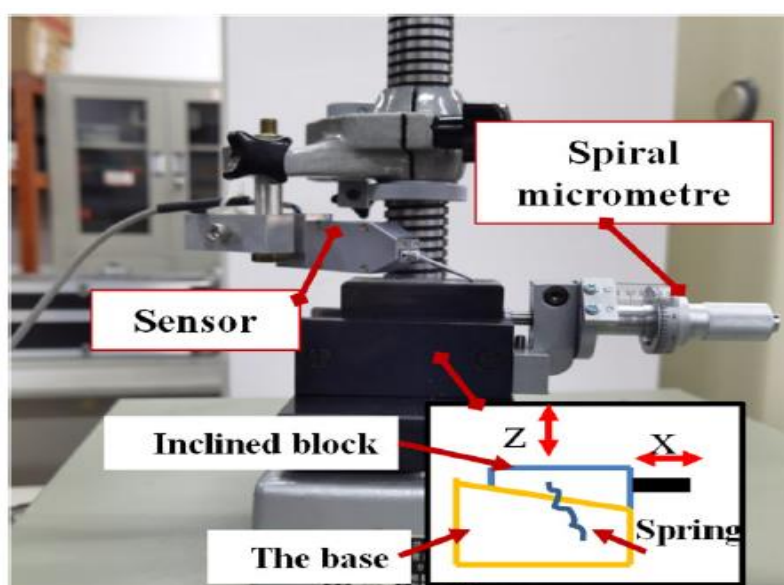


Рисунок 3.7 – Сенсорні пристосування для випробувань на зміну часу датчиків DIFOD

Щоб відкалібрувати датчики та вивчити вплив різних пристроїв на стабільність або оцінку дрейфу датчика в часі, як показано на рисунку 3.7, два прилади мають різні цілі. З точки зору роздільної здатності за зміщенням, ВСТ-5С і ВСТ-1С можуть забезпечити різну роздільну здатність для калібрування зі складною геометрією. На додаток до ВСТ-5С і ВСТ-1С, які вручну приводяться в рух прецизійним гвинтом, для перевірки датчиків використовується прецизійний мікросувний привід, що приводиться в рух кроковим двигуном з планетарним редуктором, де виконавчий механізм має компактну геометричну конфігурацію. Порівняно з приводом мікропереміщення, ВСТ-1С і ВСТ-5С мають складну конструкцію. Пристосування з перевіреними датчиками розміщуються на багатошарових м'ячах для настільного тенісу, щоб мінімізувати вплив вібрації навколишнього середовища.

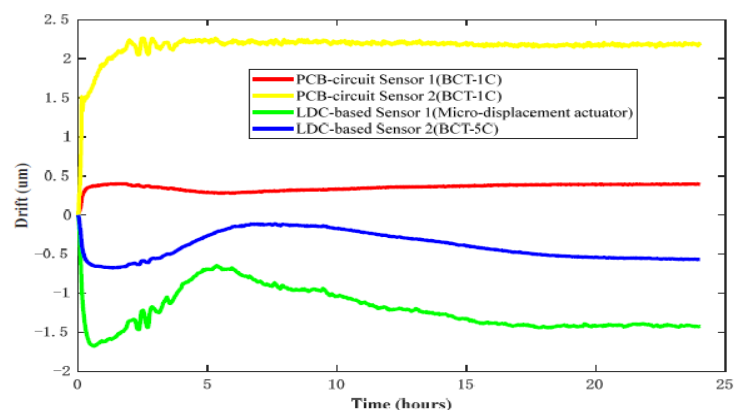
3.6 Структура та матеріали датчиків

Шляхом порівняння та аналізу кількох широко використовуваних матеріалів скелета котушки датчика, таких як політетрафторетилен, оргскло та кераміка, а також керамічні матеріали з нітриду алюмінію з відносно малим коефіцієнтом теплового розширення вибираються для виготовлення скелета котушки. На основі результатів моделювання методом скінченних елементів, кільце магнітного екрана використовується для покращення чутливості та добротності датчика, а мідна втулка використовується для зменшення магнітної тяги між котушками. Крім того, керамічні конденсатори С0G (NP0) з чудовою температурною стабільністю використовуються в схемах формування сигналу (осциляторах). Використовуючи запропоновану диференціальну конфігурацію зонда датчика, було розроблено чотири датчики DIFOD важільного типу. Два з датчиків використовували метод формування сигналу на основі дискретних пристроїв, а саме датчики 1 і 2 схеми друкованої плати. Два інших датчика використовували метод формування сигналу на основі мікросхем LDC, а саме датчики на основі LDC 1 і 2. Індуктивність двох котушок приблизно 43 мкГн і 56 мкГн, ємність конденсаторів (С1 і С2) в резонансному контурі становить 200 пФ, а резонансна частота становить приблизно 1,72 МГц і 1,53 МГц відповідно. Чотири датчика використовують однакову механічну конструкцію з однаковими параметрами. Схеми формування сигналу датчика встановлені в коробці на кінці кожного датчика. Ці датчики потрібно спочатку закріпити на пристосуваннях, а потім помістити в камеру для випробування навколишнього середовища для оцінки стабільності дрейфу в часі.

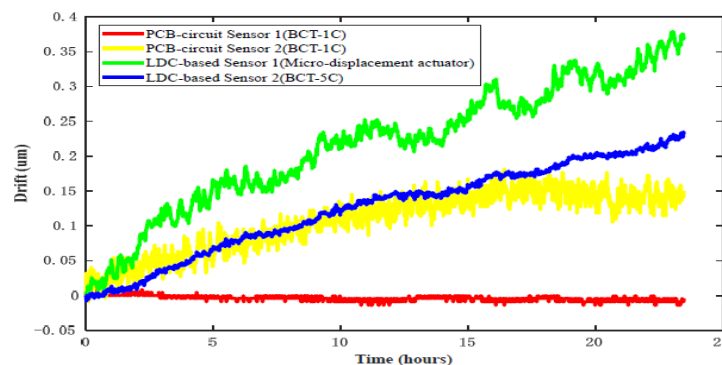
Дрейф часу досліджується за тих самих катушок датчика, диференціальної конфігурації та матеріалів, які обговорювалися вище. Чотири датчики DIFOD, які використовують дві різні схеми формування сигналу, як згадувалося вище, перевіряються на часовий дрейф за контрольованої температури.

Для порівняння дрейфу часу датчиків DIFOD з використанням різного формування сигналу ланцюгів, чотири датчики спочатку калібруються за допомогою ВСТ-5С. Діапазон вимірювання датчика 0–300 мкм. Потім чотири датчики встановлюються на ВСТ-1С, ВСТ-5С і мікропривід, і вони поміщаються разом в екологічну експериментальну коробку.

Значення зміщення чотирьох датчиків становлять 150 мкм шляхом регулювання кріплень. Температуру в боксі для експерименту тримають на рівні 20 °С. Дані датчика записуються щохвилини. Весь експеримент вимагає 24 години для стабілізації. На рисунку 3.8 представлені експериментальні дані для оцінки стабільності чотирьох датчиків. Рис. 3.8a ілюструє деякий дрейф спрямованості протягом 24 годин після встановлення; рисунок 3.8b ілюструє часовий дрейф чотирьох датчиків після стабілізації 24 години.



(a)



(b)

Рисунок 3.8 – Результати випробувань на довгострокову стабільність або часовий дрейф за контрольованих температур: (а) часовий дрейф протягом 24 годин після встановлення; (б) Дрейф часу після 24 годин стабільності

Як показано на рис. 3.8а, датчик схеми друкованої плати стабілізується швидше, ніж датчик на основі LDC. Причиною цього є в основному різні режими роботи двох схем формування сигналу. Датчик схеми друкованої плати знімає дві частоти каналу одночасно, безперервно надаючи струм збудження на дві котушки. Тим часом датчик на основі LDC по черзі відбирає частоти двох каналів і періодично подає струм збудження на дві котушки. Котушкам датчика схеми PCB потрібно менше часу для досягнення термічної стабільності, ніж котушкам датчика на основі LDC.

Крім того, як видно з рис.3.8а що чотири криві дрейфу датчика коливаються одночасно на початку експерименту. Напрямок коливань однаковий, а амплітуда різна. Основною причиною цього є те, що коливання викликані вібрацією світильників навколишнього середовища під час випробувань на дрейф часу. Виправлений стан датчика, кріплення та розміщення кріплення призводять до різних амплітуд коливань кривих дрейфу різних датчиків. Як показано на рисунку 3.8b, два датчики схеми друкованої плати стабілізувалися через 24 години, тоді як їхні криві дрейфу відрізняються. Середньоквадратичне значення дрейфу часу датчиків 1 і 2 схеми друкованої плати становить 0,0055 мкм і 0,1200 мкм відповідно. Два датчики на базі LDC все ще не стабілізовані, але їхні криві дрейфу мають подібний рисунок. Основна причина полягає в тому, що схема формування сигналу датчика схеми друкованої плати складається з дискретних пристроїв. Важко гарантувати, що температурний коефіцієнт кожного дискретного пристрою буде однаковим у збільшеному застосуванні. Таким чином, буде велика різниця в кривих дрейфу двох датчиків схеми друкованої плати. На відміну від цього, формування сигналу та оцифрування датчиків на основі LDC завершується одним чіпом LDC1612, який має хорошу послідовність.

Щоб вивчити вплив різних сенсорних пристосувань на стабільність дрейфу часу датчики DIFOD закріплюються на VCT-1C і приводі мікропереміщення відповідно, а потім разом поміщаються в експериментальний бокс для навколишнього середовища. Значення зміщення чотирьох датчиків становлять 150 мкм шляхом регулювання кріплень. Температуру в боксі для експерименту тримають на рівні 20 °C. Дані датчика записуються раз на хвилину. Через 48 годин кріплення двох датчиків міняються, і експеримент дрейфу часу повторюється.

Рисунок 3.9 показує результати дрейфу часу датчиків 1 і 2 схеми друкованої плати, закріплених на різних пристосуваннях протягом 48 годин після встановлення. Результати експерименту показують, що датчику, закріпленому на VCT-1C, потрібно більше часу для стабілізації, ніж датчику,

закріпленому на привід мікропереміщення. У перші 10 годин часові дрейфи від датчиків 1 і 2 на ВСТ-1С становлять 0,6 і 0,3 мкм, тоді як часові дрейфи від датчиків 1 і 2 на мікрозміщенні актуатора становлять 0,2 і 0,3 мкм. Протягом решти 38 годин після перших 10 годин часові дрейфи від датчиків 1 і 2 на ВСТ-1С становлять 0,2 і 0,4 мкм, тоді як часові дрейфи від датчиків 1 і 2 на пристосуванні приводу мікропереміщення становлять 0,2 і 0,2 мкм з чіткою стабілізацією як показано на рисунку 3.9. Основна причина полягає в тому, що структура приводу мікропереміщення простіша, ніж у ВСТ-1С (як показано на рис. 3.7), а його деформація менша.

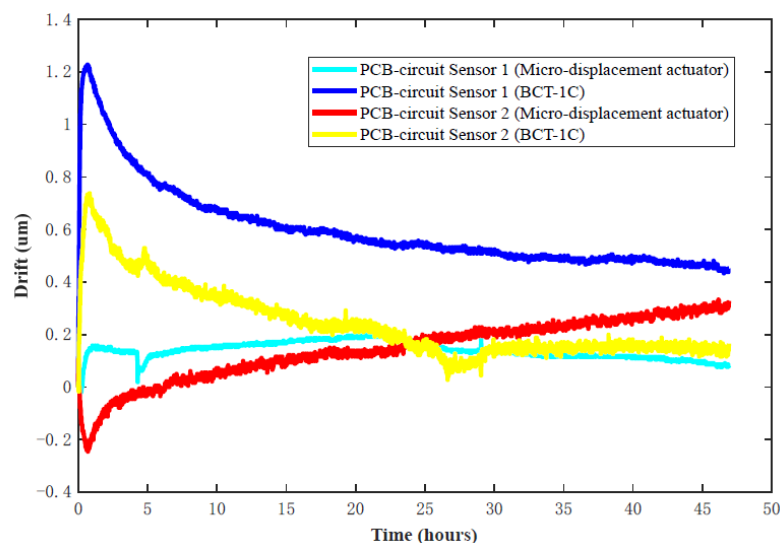


Рисунок 3.9 – Результати випробувань стабільності дрейфу в часі з різними пристосуваннями протягом 48 годин після встановлення

3.7 Висновки до розділу

У цьому розділі розглянуто два типи диференціальних частотних вихідних індуктивних магнітних датчиків переміщення, що використовують різні принципи роботи цифрової обробки та схеми модуляції сигналу. Експерименти з оцінки стабільності дрейфу часу на датчиках здійснювалися різні структури, матеріали, схеми формування сигналу та тестові пристрої для порівняння різних форм формування сигналу через дискретні пристрої та чіпи LDC. З цього дослідження зроблено наступні висновки:

Магнітне поле двох котушок добре ізольовано за допомогою кільця магнітного екрану та мідної втулки. Вони ефективно зменшують силу тяги між магнітними полями двох котушок і покращують чутливість і якість датчика. Зонд із покращеною структурою та матеріалом зонда, що використовує схему формування сигналу на основі дискретного пристрою,

відповідає вимогам середньоквадратичного дрейфу часу 0,01 мкм/24 години через 24 години після встановлення.

Стабільність дрейфу в часі систем датчиків, що використовують схему формування сигналу на основі дискретного пристрою, краща, ніж у датчика, що використовує мікросхеми LDC, завдяки іншим методам збудження котушки датчика. Датчики, що використовують мікросхеми LDC, можуть забезпечити краща стабільність узгодженості завдяки інтегрованому резонансному контуру мікросхеми та модулю вимірювання частоти.

Експериментальне пристосування впливає на стабільність або часовий дрейф датчика DIFOD; датчику, закріпленому на ВСТ-1С, потрібно більше часу для стабілізації, ніж датчику, закріпленому на приводі мікропереміщення, завдяки меншій кількості факторів дрейфу. Ця знахідка є корисно при виборі експериментального приладу для майбутньої температурної компенсації.

Фактори впливу часових дрейфів та методи їх пом'якшення через структуру та матеріал датчиків, формування сигналу та цифровий інтерфейс забезпечують важливу основу для майбутньої компенсації температурного дрейфу. Майбутні дослідження включають подальші дослідження методів компенсації дрейфу часу на основі штучного інтелекту (AI) і датчиків переміщення LDC для компенсації дрейфу часу та температури та додатків на основі Інтернету речей.

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 «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж» 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 «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж» 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	45	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)		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

		1	2	3
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
Середнє значення балів експертів		50,0		

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	60	65	63
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	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
Середнє значення балів експертів	62,7		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за

формулою [70]

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

де $k_{\text{нов}}, k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 50,0, k_{\text{теор}} = 62,7$ балів;

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

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 50,0 + 0,4 \cdot 62,67 = 55,07 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{\text{нау}}$ 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 «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж», даний рівень становить 55,07 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 «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж», 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 [70]:

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

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, $T_p=22$ дні.

$$Z_o = 13200,00 \cdot 28 / 22 = 16800,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до табл.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 НДР	13200,00	600,00	28	16800,00
Інженер-схемотехнік	11500,00	522,73	22	11500,00
Ст. науковий співробітник	12000,00	545,45	15	8181,82
Лаборант	7000,00	318,18	10	3181,82
Всього				39663,64

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж» 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 $M_M=2600,00$ (грн.);

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [70];

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 $T_p = 22$ (дн.);

$t_{зм}$ – тривалість зміни, (год.).

$$C_l = 2600,00 \cdot 1,35 \cdot 1,65 / (22 \cdot 8) = 32,91 \text{ (грн.)}$$

$$З_{pl} = 32,91 \cdot 16,00 = 526,50 \text{ (грн.)}$$

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
1	2	3	4	5	6
Підготовка робочого місця проєктанта	16,00	3	1,35	32,91	526,50
Підготовка робочого місця розробника	8,00	3	1,35	32,91	263,25
Інсталяція програмного забезпечення формування імітаційних моделей	6,50	5	1,70	41,44	269,34
Монтаж схеми дослідження моделі частотного перетворювача 1	10,00	4	1,50	36,56	365,63
Монтаж схеми дослідження моделі частотного перетворювача 2	12,00	5	1,70	41,44	497,25
Монтаж дротової сенсорної мережі	11,50	5	1,70	41,44	476,53

1	2	3	4	5	6
Монтаж бездротової сенсорної мережі	7,80	4	1,50	36,56	285,19
Монтаж датчиків	12,00	5	1,70	41,44	497,25
Контроль проходження експериментів	40,00	5	1,70	41,44	1657,50
Всього					4838,44

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 11%.

$$Z_{\text{доп}} = (39663,64 + 4838,44) \cdot 11 / 100\% = 4895,23 \text{ (грн.)}$$

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%.

$$Z_n = (39663,64 + 4838,44 + 4895,23) \cdot 22 / 100\% = 10867,41 \text{ (грн.)}$$

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 «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж».

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.)

$M_1 = 3,00 \cdot 275,00 \cdot 1,1 - 0,000 \cdot 0,00 = 907,50$ (грн.)

Проведені розрахунки зведемо до табл. 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
Папір офісний DATA 500	275,00	3,00	-	-	907,50
Папір для записів	180,00	4,00	-	-	792,00
Тека для паперів А4	270,00	3,00	-	-	891,00
Комплект канцелярських товарів	350,00	3,00	-	-	1155,00
Картридж HP-6000	3800,00	2,00	-	-	8360,00
Клей монтажний	120,00	1,00	-	-	132,00
Скоби монтажні (шт)	0,50	500,00	-	-	275,00
Всього					13183,50

4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_6), які використовують при проведенні НДР на тему «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_6 = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (4.8)$$

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

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

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

$K_6 = 1 \cdot 840,00 \cdot 1,11 = 932,40$ (грн.).

Проведені розрахунки зведемо до табл. 4.7.

Таблиця 4.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Частотний перетворювач магнітного поля	1	840,00	932,40
Катушки індуктивності FOX-32A	5	120,00	666,00
Всього			1598,40

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.

$$B_{\text{спец}} = 5100,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 5661,00 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до табл. 4.8.

Таблиця 4.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Блок інтерфейсний	1	5100,00	5661,00
Осцилограф цифровий МАХ-250- JIR	1	15400,00	17094,00
Частотомір ЧА-СО120	1	9500,00	10545,00
Модель бездротової сенсорної мережі	1	5800,00	6438,00
Всього			39738,00

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.

$$B_{\text{прог}} = 8100,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 8910,00 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до табл. 4.9.

Таблиця 4.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
ОС Windows 11	1	8100,00	8910,00
Прикладний пакет Microsoft Office 2019	1	9000,00	9900,00
Прикладний пакет моделювання процесів MatLab	1	9050,00	9955,00
Всього			28765,00

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.

$$A_{обл} = (30500,00 \cdot 2) / (3 \cdot 12) = 1694,44 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до табл. 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
Комп'ютеризована метрологічна система ТКС-метро 2	30500,00	3	2	1694,44
Автоматизоване робоче місце розробника	12600,00	5	2	420,00
Пристрої збереження та передачі інформації	7200,00	4	2	300,00
Оргтехніка	8100,00	4	2	337,50
Приміщення лабораторії досліджень частотних перетворювачів магнітного поля	320800,00	25	2	2138,67
Всього				4890,61

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), прийємо $C_e = 6,12$ (грн.);

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

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

$B_e = 0,82 \cdot 180,0 \cdot 6,12 \cdot 0,95 / 0,97 = 903,31$ (грн.).

Проведені розрахунки зведемо до табл. 4.11.

Таблиця 4.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Комп'ютеризована метрологічна система ТКС-метро 2	0,82	180,0	903,31
Автоматизоване робоче місце розробника	0,32	180,0	352,51
Пристрої збереження та передачі інформації	0,10	40,0	24,48
Оргтехніка	0,80	15,0	73,44
Блок інтерфейсний	0,05	10,0	3,06
Осцилограф цифровий МАХ-250-JIR	0,25	20,0	30,60
Частотомір ЧА-СО120	0,25	20,0	30,60
Всього			1418,00

4.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж» 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

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

де H_{cs} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», прийmemo $H_{cs} = 20\%$.

$$B_{cs} = (39663,64 + 4838,44) \cdot 20 / 100\% = 8900,41 \text{ (грн.)}.$$

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 $H_{cn} = 35\%$.

$$B_{cn} = (39663,64 + 4838,44) \cdot 35 / 100\% = 15575,73 \text{ (грн.)}.$$

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

$$I_e = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ie}}{100\%}, \quad (4.15)$$

де H_{ie} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{ie} = 60\%$.

$$I_e = (39663,64 + 4838,44) \cdot 60 / 100\% = 26701,24 \text{ (грн.)}.$$

4.2.12 Накладні (загальнопромислові) витрати

До статті «Накладні (загальнопромислові) 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 (загальнопромислові) 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 (загальнопромислові) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 100\%$.

$$B_{нзв} = (39663,64 + 4838,44) \cdot 100 / 100\% = 44502,07 \text{ (грн.)}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

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

$$B_{заг} = 39663,64 + 4838,44 + 4895,23 + 10867,40644 + 13183,50 + 1598,40 + 39738,00 + 28765,00 + 4890,61 + 1418,00 + 8900,41 + 15575,73 + 26701,24 + 44502,07 = 245537,68 \text{ (грн.)}$$

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 η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta=0,7$.

$$ZB = 245537,68 / 0,7 = 350768,12 \text{ (грн.)}$$

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 «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж» 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 $n = 2$;

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 $B = 350768,12$ (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 [70].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t} = 4^2 \cdot 3 \cdot 4 / 350,8 \cdot 0,17 = 3,28.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

4.4 Висновок до розділу

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж» складають 350768,12 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з достатнім науковим, технічним і економічним рівнем.

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Дія Закону України «Про охорону праці» поширюється на всіх юридичних та фізичних осіб, які відповідно до законодавства використовують найману працю, та на всіх працюючих.

Під час укладання трудового договору роботодавець повинен проінформувати працівника під розписку про умови праці та про наявність на його робочому місці небезпечних і шкідливих виробничих факторів, які ще не усунуто, можливі наслідки їх впливу на здоров'я та про права працівника на пільги і компенсації за роботу в таких умовах відповідно до законодавства і колективного договору.

Усі працівники згідно із законом підлягають загальнообов'язковому державному соціальному страхуванню від нещасного випадку на виробництві та професійного захворювання, які спричинили втрату працездатності.

Працівники мають бути забезпечені спеодягом, іншими засобами індивідуального захисту, мийними та знешкоджувальними засобами.

Відповідно до Закону України «Про охорону праці» роботодавець забезпечує функціонування системи управління охороною праці.

Під час дослідження магнітного поля для бездротових сенсорних мереж на працівника, згідно ГОСТ 12.0.003-74 [71], могли мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищена чи понижена температура повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищений рівень електромагнітного випромінювання; підвищена чи понижена іонізація повітря; пряма і відбита близькість; підвищення яскравість; недостатня освітленість робочої зони.

2. Психофізіологічні: статичне перевантаження; розумове перевантаження; емоційні перевантаження.

Відповідно до наведених факторів здійснюємо планування щодо безпечного виконання роботи.

5.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

Під робочим місцем дослідника мається на увазі зона його трудової діяльності, оснащення необхідними засобами праці.

Загальною вимогою раціональної організації робочих місць є створення працівникам максимальної зручності для здійснення їх діяльності, вивільнення від нераціональних переміщень та рухів, зниження на цій основі витрат праці на виконувану роботу. Економія часу і сил працівника - головні критерії

раціональності організації робочих місць.

Робоче місце і взаємне розташування усіх її елементів має відповідати антропометричним, фізичним і неординарним психологічним вимогам [72]. Важливе значення має також характеру роботи. Зокрема, з організацією робочого місця проектувальника мають бути дотримані такі основні умови:

- оптимальне розміщення устаткування, що до складу робочого місця;
- достатній робочий простір, що дозволяє здійснювати всі необхідні рухи, і переміщення;
- необхідне природне, і штучне висвітлення до виконання поставлених завдань;
- рівень акустичного шуму, який не перевищує допустимого значення;
- достатня вентиляція робочого місця;

Головними елементами робочого місця розробника є письмовий стіл і крісло. Основним робочим положенням є положення сидячи. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи організується відповідно до вимог [72].

Необхідно передбачити при проектуванні можливість різного розміщення документів: збоку від ПК, між монітором і клавіатурою і т.п. Крім того, у випадках, коли ПК має низьку якість зображення, наприклад, помітні миготіння, відстань від очей до екрана роблять більшою (близько 700 мм), ніж відстань від ока до документа (300...450 мм). В загальному випадку, при високій якості зображення на ПК відстань від очей користувача до екрана, документа і клавіатури може бути рівним.

Велике значення надається характеристикам робочого крісла [73]. При проектуванні крісла виходять з того, що при будь-якому робочому положенні дослідника його поза повинна бути фізіологічно правильно обгрунтованою, тобто положення частин тіла повинно бути оптимальним. Для задоволення вимог фізіології, що впливають з аналізу положення тіла людини в положенні сидячи, конструкція робочого сидіння повинна відповідати таким основним вимогам:

- допускати можливість зміни положення тіла, тобто забезпечити вільне переміщення корпусу і кінцівок тіла один щодо одного;
- допускати регулювання висоти в залежності від росту працюючої людини (в межах від 400 до 550 мм);
- мати злегка увігнуту поверхню, мати невеликий нахил, тому поверхню сидіння рекомендується робити м'якою, передній край закругленим, а кут нахилу спинки робочого крісла - регульованим.

Приміщення, де здійснювалася робота за небезпекою ураження

електричним струмом можна віднести до 1 класу, тобто це приміщення без підвищеної небезпеки (сухе, мало заповишене, з нормальною температурою повітря, ізолюваними підлогами і малим числом заземлених приладів) [74].

На робочому місці з усього обладнання металевим є лише корпус системного блоку комп'ютера, в якого крім робочої ізоляції передбачений елемент для заземлення та провід з заземлюючий жилою для приєднання до джерела живлення.

Електротехнічне устаткування: апаратури, кабелі й керівництва, розподільні пристрої всіх видів і напруг по своїх номінальних параметрах задовольняє умовам роботи як при нормальних режимах, так і при коротких замиканнях, перенапругах, перевантаженнях.

Для забезпечення безпеки установлюються наступні технічні рішення:

- Забезпечено недоступність струмопровідних частин (застосована схована проводка, кабель прокладений у спеціальних ринвах).

- Забезпечено ізолювання струмопровідних частин з використанням ізоляції, опір якої не нижче 1кОм/В, передбачені постійний контроль і профілактика ізоляції.

- Напруга освітлювальної мережі приймається 220 В із заземленою нейтраллю.

У випадку виникнення аварійної ситуації працівник зобов'язаний:

- у всіх випадках виявлення пошкодження проводів електричного живлення, несправності заземлення та інших пошкодженнях електрообладнання, виникненні запаху гарі, диму - негайно вимкнути електричне живлення і повідомити про аварійну ситуацію свого безпосереднього керівника й чергового електрика;

- при попаданні людини під електричну напругу негайно звільнити її від дії струму шляхом вимкнення електричного живлення, до прибуття лікаря надати потерпілому долікарську медичну допомогу;

- при будь-яких випадках порушень роботи технічного обладнання або програмного забезпечення негайно викликати представника технічної служби з питань експлуатації обчислювальної техніки;

- у випадку виникнення різі в очах, різкого погіршення зору, виникнення головного болю, больових відчуттів у пальцях та кистях рук, посилення серцебиття - негайно припинити роботу з використанням ЕОМ, повідомити про те, що сталося, свого безпосереднього керівника й звернутися до медичної установи;

- при загорянні обладнання негайно відключити його від електромережі;

– про загорання повідомити свого безпосереднього керівника, оперативного чергового, пожежну службу; ужити заходів щодо ліквідації вогню за допомогою вуглекислотного або порошкового вогнегасника.

5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

5.2.1 Мікроклімат

Робота, яка виконується дослідником, згідно за енерговитратами відноситься до категорії I а (енерговитрати до 139Дж/с) [75]. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл.5.2.1 (відповідно до ДСН 3.3.6.042-99 [76]).

Таблиця 5.2.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

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

Вимірювання параметрів мікроклімату проводиться на робочому місці і в робочій зоні на початку, в середині та в кінці робочої зміни. Вимірювання здійснюються не менше 2-х разів на рік (теплий та холодний періоди року) у порядку поточного санітарного нагляду, а також при прийманні до експлуатації нового технологічного устаткування, внесенні технічних змін в конструкцію діючого устаткування, організації нових робочих місць тощо.

5.2.2 Склад повітря робочої зони

У сучасній техніці застосовується безліч речовин, які можуть потрапляти в повітря і становити небезпеку здоров'ю людей. Для визначення небезпечності досліджується вплив цих речовин на організм людини і встановлюють безпечні для людини концентрації та дози, які можуть потрапити різними шляхами в організм людини.

Для створення здорових і безпечних умов праці потрібно мати гігієнічне нормування шкідливих речовин, надійні способи визначення їх концентрацій у повітрі і сучасне технічне та організаційне забезпечення їх знешкодження.

В приміщенні, де здійснюється робота можливими шкідливими речовинами у повітрі є пил та озон. Джерелами цих речовин є офісна техніка. Пил потрапляє у приміщення ззовні. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 5.2.2.

Таблиця 5.2.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	4

Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл..5.2.3).

Таблиця 5.2.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

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

Для забезпечення комфортних умов використовуються як організаційні методи (раціональна організація проведення робіт залежно від пори року і доби, чергування праці і відпочинку), так і технічні засоби (вентиляція, кондиціонування повітря, опалювальна система).

5.2.3 Виробниче освітлення

Серед чинників зовнішнього середовища, що впливають на організм людини в процесі праці, світло посідає одне з перших місць. Адже відомо, що майже 90 % усієї інформації про довкілля людина одержує через органи зору. Підчас здійснення будь-якої трудової діяльності втомлюваність очей, в основному, залежить від напруженості процесів, що супроводжують зорове сприйняття. До таких процесів належать адаптація, акомодация та конвергенція.

Світло впливає не лише на функцію органів зору, а й на діяльність організму в цілому. У разі поганого освітлення людина швидко втомлюється, працює менш продуктивно, зростає потенційна небезпека помилкових дій і нещасних випадків.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні, які необхідно забезпечити під час виконання роботи зазначені у таблиці 5.2.4 (відповідно ДБН В.2.5-28-2018 [77]):

Таблиця 5.2.4 - 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, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Для забезпечення достатнього освітлення передбачені такі заходи:

- 1) Систематичне очищення скла від бруду – не рідше двох разів на рік.
- 2) Система природного освітлення доповнюється загальним штучним освітленням, що створюється за допомогою люмінесцентних ламп.

5.2.4 Виробничий шум

Для робочих місць в приміщеннях із ПК характерна наявність механічних шумів (виникають внаслідок коливання деталей машин та їхнім взаємним переміщенням), аеродинамічних шумів (виникають в пружних конструкціях у газі або рідині) та шумів електричних машин.

Деякі ПК є потенційними джерелами цілого ряду звукових коливань як чутного, так і ультразвукового діапазону. Найчастіше рівні акустичного випромінювання, що виходить від ПК, охоплюють діапазон частот від 6,3 до 40 кГц.

Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку

відображені в ДСН 3.3.6.037-99 [78]. Для умов виконання роботи допустимі рівні звукового тиску повинні наведені в таблиці 5.2.5.

Таблиця 5.2.5 – Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного широкополосного шуму

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

Для забезпечення допустимих параметрів шуму доцільно використовувати комп'ютери з пасивним охолодженням та встановити пластикові вікна, які мають достатню звукоізоляцію.

5.2.5 Виробничі випромінювання

Під час дослідження існує ризик виникнення підвищеного рівня електромагнітного поля. Несприятливу дію на організм людини мають електромагнітні випромінювання радіочастотного діапазону, джерелами яких є телевізійні і радіомовні станції, пристрої стільникового радіозв'язку, апарати високочастотного нагрівання і навіть побутова апаратура.

Електромагнітні поля чинять термічний і морфологічний вплив на організм людини, викликаючи в ньому функціональні зміни.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітора комп'ютера представлені в табл. 5.2.6.

Таблиця 5.2.6 - Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Найменування параметра	Допустимі значення
Напруженість електричної складової електромагнітного поля на відстані 50см від поверхні відеомонітора	10В / м
Напруженість магнітної складової електромагнітного поля на відстані 50см від поверхні відеомонітора	0,3 А / м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати:	20кВ / м
для дорослих користувачів	
для дітей дошкільних установ і що вчаться середніх спеціальних і вищих навчальних закладів	15кВ / м

Для зниження дії цих видів випромінювання рекомендується застосовувати монітори із зниженим рівнем випромінювання (MPR-II, TCO-92, TCO-99, TCO-03), а також дотримувати регламентовані режими праці і відпочинку.

5.3 Пожежна безпека

Метою пожежної безпеки об'єкта є попередження виникнення пожежі на визначеному чинними нормативами рівні, а у випадку виникнення пожежі – обмеження її розповсюдження, своєчасне виявлення, гасіння пожежі, захист людей і матеріальних цінностей.

В приміщенні, де здійснювалося дослідження використовуються тільки негорючі речовини та матеріали у холодному стані, тому за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки приміщення відноситься до категорії «Д».

За вогнестійкістю приміщення відноситься до другої категорії [79]. Робоча зона розробника відноситься до класу вибухонебезпечності В-Па, оскільки вибухонебезпечна концентрація пилу і волокон може утворюватися лише внаслідок аварії або несправності.

5.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Система попередження пожежі – це комплекс організаційних заходів та технічних засобів, спрямованих на усунення умов виникнення пожежі.

У дослідженому приміщенні є відповідальний за пожежну безпеку працівник. Меблі та обладнання розміщені таким чином, щоб забезпечувався вільний евакуаційний прохід до дверей виходу з приміщення. Евакуаційні шляхи та виходи постійно утримуються вільними.

Документи, папір та інші горючі матеріали зберігаються на відстані не менше 1 м від електрощитів, електрозборок і електрокабелів, 0,5 м від світильників та 0,25 м від приладів опалення. Засоби протипожежного захисту (пожежні крани, пожежна та охороно - пожежна сигналізація, первинні засоби пожежогасіння тощо), які є у приміщенні утримуються у справному стані.

Можливі причини виникнення пожежі у приміщенні такі:

- несправна електропроводка (іскріння, перегрів провідників, пересихання електроізоляційних матеріалів);
- використання електропобутових пристроїв (електрочайники, обігрівачі); попадання вологи на працююче електрообладнання;

Для запобігання виникнення пожежі здійснюються такі заходи:

- щорічне проведення повторних протипожежних інструктажів та

занять за програмою пожежно-технічного мінімуму з особами, що відповідальні за пожежну безпеку;

- утримання в справному стані засобів протипожежного захисту;
- своєчасне інформування про несправність пожежної техніки, систем протипожежного захисту, водопостачання тощо.

5.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

Система протипожежного захисту – це сукупність організаційних заходів, а також технічних засобів, спрямованих на запобігання впливу на людей небезпечних факторів пожежі та обмеження матеріальних збитків від неї

У приміщенні на випадок виникнення пожежі для обмеження її розповсюдження знаходиться переносний вуглекислотний вогнегасник типу ОУ-5, що відповідає нормам. Підходи до засобів первинного пожежогасіння та відключення електросхем устаткування вільні.

З метою дотримання протипожежного захисту забороняється:

- влаштовувати тимчасові електромережі, застосовувати саморобні плавкі вставки в запобіжниках, прокладати електричні проводи безпосередньо по горючій основі, експлуатувати світильники зі знятими ковпаками (розсіювачами), використовувати саморобні подовжувачі, які не відповідають вимогам Правил улаштування електроустановок;
- пристосовувати вимикачі, штепсельні розетки для підвішування одягу та інших предметів, обгортати електролампи й світильники, заклеювати ділянки електропроводки горючою тканиною, папером;
- використовувати побутові електрокип'ятильники, чайники і таке інше (окрім приміщень, спеціально відведених та обладнаних для цього), залишати без нагляду увімкненими в електромережу кондиціонери, комп'ютери, лічильні та друкарські, машинки тощо;
- захищати підступи до засобів пожежогасіння, використовувати пожежні крани, рукави й пожежний інвентар не за призначенням, зберігати документи, різні матеріали, предмети та інвентар у шафах (нішах) інженерних комунікацій;
- палити (окрім спеціально відведених для цього адміністрацією місць, позначених написом «Місце для паління» та забезпечених урною чи попільницею з негорючого матеріалу), проводити зварювальні та інші вогневі роботи без оформлення відповідального дозволу, застосовувати легкозаймисті рідини.

ВИСНОВКИ

На підставі проведеного аналізу літературних джерел сучасного стану розвитку перетворювачів магнітного поля були розглянуті датчики для вимірювання індукції магнітного поля, вимірювальні параметричні сенсори напруженості індукції магнітного поля, індукційні датчики, сенсори Холла, цифрові сенсори магнітної індукції, сенсор для вимірювання напрямку магнітних полів. Усі ці датчики можна поділити на чотири класи: 1) датчики, в яких використовується ефект Холла; 2) параметричні датчики, які мають напівпровідникову структуру; 3) датчики та перетворювачі, які мають транзисторну структуру; 4) цифрові перетворювачі магнітного поля.

На підставі проведеного аналізу літературних джерел сучасних перетворювачів магнітного поля виявлено необхідність створення перетворювачів магнітного поля з частотним вихідним сигналом, які б усували недоліки притаманні для амплітудних перетворювачів і характеризувались високою точністю і чутливістю. За допомогою таких перетворювачів типу «індукція магнітного поля – частота» можна вирішити проблеми узгодження перетворювачів магнітного поля з системами цифрової обробки даних для бездротових сенсорних мереж.

В другому розділі за допомогою CST EM Microwave Studio розроблено та змодельовано високочутливий перемикаючий магнітний зонд із широкосмуговим та вузькосмуговим діапазонами. У цій роботі застосовано новий метод для досягнення переваг пропускну здатності та високої чутливості. Крім того, досягнуті результати необхідні для підвищення продуктивності в тесті на відповідність за допомогою двох режимів; широкосмуговий режим із хорошою чутливістю від 1 ГГц до 3,4 ГГц та інший режим із високою регульованою чутливістю для додатків WiMAX, середнього діапазону 5G, PAN та WLAN. Процес перемикання з широкосмугового на вузькосмуговий досягається за допомогою PIN-діода. У той же час варакторний діод зі зворотним зміщенням керує операцією точка між цими чотирма смугами. Прийнятий через паркан метод значно впливає на ізоляцію та підвищення чутливості. Крім того, еквівалентна схема цього зонда була змодельована за допомогою програмного забезпечення AWR і показує результати S-параметрів, які узгоджуються з результатами моделювання CST EM.

У третьому розділі розглянуто два типи диференціальних частотних вихідних індуктивних магнітних датчиків переміщення, що використовують різні принципи роботи цифрової обробки та схеми модуляції сигналу. Експерименти з оцінки стабільності дрейфу часу на

датчиках здійснювалися різні структури, матеріали, схеми формування сигналу та тестові пристрої для порівняння різних форм формування сигналу через дискретні пристрої та чіпи LDC. З цього дослідження зроблено наступні висновки:

Магнітне поле двох котушок добре ізолювано за допомогою кільця магнітного екрану та мідної втулки. Вони ефективно зменшують силу тяги між магнітними полями двох котушок і покращують чутливість і якість датчика. Зонд із покращеною структурою та матеріалом зонда, що використовує схему формування сигналу на основі дискретного пристрою, відповідає вимогам середньоквадратичного дрейфу часу.

Стабільність дрейфу в часі систем датчиків, що використовують схему формування сигналу на основі дискретного пристрою, краща, ніж у датчика, що використовує мікросхеми LDC, завдяки іншим методам збудження котушки датчика. Датчики, що використовують мікросхеми LDC, можуть забезпечити кращу стабільність узгодженості завдяки інтегрованому резонансному контуру мікросхеми та модулю вимірювання частоти.

Експериментальне пристосування впливає на стабільність або часовий дрейф датчика DIFOD. Фактори впливу часових дрейфів та методи їх пом'якшення через структуру та матеріал датчиків, формування сигналу та цифровий інтерфейс забезпечують важливу основу для майбутньої компенсації температурного дрейфу. Майбутні дослідження включають подальші дослідження методів компенсації дрейфу часу на основі штучного інтелекту (AI) і датчиків переміщення LDC для компенсації дрейфу часу та температури та додатків на основі Інтернету речей.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Вікулін І. М., Вікуліна Л. Ф., Стафеев С.І. Гальваномангнітні прилади. - М: Радіо і зв'язок, 1998. - 104 с.
2. Вікулін І.М., Курмашев Ш.Д., Сінія І.І. Магніточутливість S-діода з механізмом негативного диференціального опору // Електронна техніка. Серія «Напівпровідникові прилади», 2002. – Вип. 3(182). – С. 44-48.
3. Євтіхієв Н.М., Купершмідт Я.А., Папуловський В.Ф., Скугоров В.М. Вимірювання електричних та неелектричних величин / За ред. Н.М. Євтіхєєва. - К.: Вища школа, 2001. - 352 с.
4. Єгіазарян Г. А., Стафеев В. І. Магнітодіоди, магнітотранзистори та їх застосування. - М: Радіо і зв'язок, 1989. - 88 с.
5. Зі С. М. Фізика напівпровідникових приладів. - М: Мир, 1984. - 912 с.
6. Курмашев Ш.Д., Вікулін І.М. Магнітодіод з інжекційним посиленням на основі InSb для низьких температур // Електронна техніка. Сер. «Напівпровідникові прилади», 1986. – Вип. 3(182). – С. 42-44.
7. Матвеев А.М. Електрика та магнетизм. – М.: Вища школа, 1983. – 463 с.
8. Поліщук О.С. Вимірювальні перетворювачі. – Київ: Вища школа, 1981. – 296 с.
9. Поліщук О.С., Дорожовець М.М., Стадник Б.І., Івахів О.В., Бойко Т.Г., Ковальчик А. Кошти та методи вимірювань неелектричних величин: Підручник/За ред. проф. Поліщука. – Львів: Бескид Біт, 2008. – 618 с. (На укр. яз.).
10. Напівпровідникові перетворювачі /За ред. Ю. Пожели. – Вільнюс: Моклас, 2001. – 176 с.
11. Сучасні датчики: Довідник. – К.: Техносфера, 2005. – 592 с.
12. Schaumburg H. Sensoren. Band 3. BG Teubner Stuttgart: 2014.
13. Schaumburg H. (Hrsg.) Sensoranwendungen. Band 8. BG Teubner Stuttgart: 2012.
14. www.baumerelectric.com
15. www.endress.com
16. www.ifm-electronic.com
17. www.jumo.de
18. www.pepperl-fuchs.com
19. www.welotec.de
20. www.balluff.com
21. www.bannerengineering.com
22. www.sick.com
23. www.fraba.com

24. hlplanar.de
25. www.megasensor.com
26. www.imrad.kiev.ua
27. www.trigla.kiev.ua
28. Pozar, D.M. *Microwave Engineering*; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2011.
29. Alnahwi, F.M.; Abdulhameed, A.A.; Swadi, H.L.; Abdullah, A.S. A Planar Integrated UWB/Reconfigurable Antenna with Continuous and Wide Frequency Tuning Range for Interweave Cognitive Radio Applications. *Iran. J. Sci. Technol. Trans. Electr. Eng.* 2020, *44*, 729–739.
30. Patriotis, M.; Ayoub, F.N.; Christodoulou, C.G. Pattern Reconfigurable Antenna for Cognitive Radio. In Proceedings of the 2021 IEEE Cognitive Communications for Aerospace Applications Workshop (CCAAW), Cleveland, OH, USA, 21–23 June 2021; pp. 1–5.
31. Abdulhameed, A.A.; Alnahwi, F.M.; Swadi, H.L.; Abdullah, A.S. A compact cognitive radio UWB/reconfigurable antenna system with controllable communicating antenna bandwidth. *Aust. J. Electr. Electron. Eng.* 2019, *16*, 1–11.
32. Bhardwai, D.; Bhattacharya, A.; Dasgupta, B. A Compact Reconfigurable Slot-Loaded Printed Antenna for Future Wireless Applications. In Proceedings of the National Conference on Communications, Kanpur, India, 27–30 July 2021; pp.1–5.
33. Abdulhameed, A.A.; Alnahwi, F.M.; Al-Anbagi, H.N.; Kubík, Z.; Abdullah, A.S. Frequency reconfigurable key-shape antenna for LTE applications. *Aust. J. Electr. Electron. Eng.* 2022, 1–9
34. Zdeněk, K.; Denys, N.; Pavel, K.; Jiří, S.; Miroslav, H. Optimization of electrical properties of parallel plate antenna for EMC testing. *J. Comput. Appl. Math.* 2014, *270*, 283–293
35. Gyoda, K.; Yamanaka, Y.; Shinozuka, T.; Sugiura, A. Evaluation of antenna factor of biconical antennas for EMC measurements. *IEICE Trans. Commun.* 1995, *78*, 268–272.
36. Abdulhameed, A.; Kubík, Z. Investigation of Broadband Printed Biconical Antenna with Tapered Balun for EMC Measurements. *Energies* 2021, *14*, 4013.
37. Lin, F.; Qi, Y.; Fan, J.; Jiao, Y.-C. 0.7–20-GHz Dual-Polarized Bilateral Tapered Slot Antenna for EMC Measurements. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2014, *56*, 1271–1275.
38. Kubík, Z.; Skála, J. Shielding Effectiveness Simulation of Small Perforated Shielding Enclosures Using FEM. *Energies* 2016, *9*, 129.

39. Sivaraman, N.; Jomaa, K.; Ndagijimana, F. Three dimensional scanning system for near-field measurements. In Proceedings of the 11th European Conference on Antennas and Propagation, Paris, France, 19–24 March 2017; pp. 2866–2870.
40. Shi, J.; Cracraft, M.; Slattery, K.; Yamaguchi, M.; Dubroff, R. Calibration and Compensation of Near-Field Scan Measurements. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2005, *47*, 642–650.
41. Sivaraman, N.; Ndagijimana, F.; Kadi, M.; Riah, Z. Broad band PCB probes for near field measurements. In Proceedings of the IEEE 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE, Angers, France, 4–7 September 2017.
42. Balanis, C.A. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed.; John Wiley & Sons: Hoboken, NJ, USA, 2016.
43. Chun-Ping, C.; Kohei, S.; Zhewang, M.; Tetsuo, A.; Tomas, D.W.P. Compact magnetic loop probe for microwave EM field-mapping and its applications in dielectric constant measurement. In Proceedings of the 2007 European Microwave Conference, Munich, Germany, 9–12 October 2007; pp. 226–229.
44. Baudry, D.; Louis, A.; Mazari, B. Characterization of The Open-Ended Coaxial Probe Used for Near-Field Measurements in EMC Applications. *Prog. Electromagn. Res.* 2006, *60*, 311–333.
45. Borchardt, J. *Low-Frequency Magnetic Field Sensor Analytics*; Sandia National Lab. (SNL-NM): Albuquerque, NM, USA, 2021.
46. Abdullah, A.S.; Hbeeb, S.A.; Al-Anbagi, H.N.; Abdulhameed, A.A. Power Efficient Wideband Power LNA for WSN. *IOP Conf. Series: Mater. Sci. Eng.* 2021, *1076*, 012011
47. Kim, J.-M.; Kim, W.-T.; Yook, J.-G. Resonance-suppressed magnetic field probe for EM field-mapping system. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2005, *53*, 2693–2699.
48. Lin, S.-Y.; Yen, S.-K.; Chen, W.-S.; Cheng, P.-H. Printed magnetic field probe with enhanced performances. In Proceedings of the 2009 Asia Pacific Microwave Conference, Singapore, 7–10 December 2009; pp. 649–652
49. Yan, Z.; Wang, J.; Zhang, W.; Wang, Y.; Fan, J. A Simple Miniature Ultrawideband Magnetic Field Probe Design for Magnetic Near-Field Measurements. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2016, *64*, 5459–5465.
50. Yang, R.; Wei, X.-C.; Shu, Y.-F.; Yang, Y.-B. A High-Frequency and High Spatial Resolution Probe Design for EMI Prediction. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 2019, *68*, 3012–3019.
51. Bang, J.; Park, Y.; Jung, K.; Choi, J. A Compact Low-Cost Wideband

- Shielded-Loop Probe with Enhanced Performance for Magnetic Near-Field Measurements. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2020, 62, 1921–1928.
52. Chuang, H.-H.; Li, G.-H.; Song, E.; Park, H.-H.; Jang, H.-T.; Park, H.-B.; Zhang, Y.-J.; Pommerenke, D.; Wu, T.-L.; Fan, J. A Magnetic-Field Resonant Probe with Enhanced Sensitivity for RF Interference Applications. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2013, 55, 991–998.
 53. Li, G.; Ito, K.; Katou, Y.; Mukai, N.; Pommerenke, D.; Fan, J. A Resonant E-Field Probe for RFI Measurements.
 54. Shinde, S.; Marathe, S.; Li, G.; Zoughi, R.; Pommerenke, D. A Frequency Tunable High Sensitivity H-Field Probe Using Varactor Diodes and Parasitic Inductance. *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* 2016, 58, 331–334.
 55. Cui, X.-Q.; Zhao, Y.-H.; Chu, Y.-Q.; Li, G.-P.; Li, Q.; Zhang, L.-P.; Su, H.-J.; Yao, Z.-Q.; Wang, Y.-N.; Xing, X.-Z.; et al. The Large Sky Area Multi-Object Fiber Spectroscopic Telescope (LAMOST). *Res. Astron. Astrophys.* 2012, 12, 1197–1242.
 56. Wang, B.; Dai, Y.; Jin, Z.; Yang, D.; Xu, F. Active maintenance of a segmented mirror based on edge and tip sensing. *Appl. Opt.* 2021, 60, 7421–7431.
 57. Mast, T.; Chanan, G.; Nelson, J.; Minor, R.; Jared, R. Edge sensor design for the TMT. In Proceedings of the SPIE Astronomical Telescopes + Instrumentation: Ground-Based and Airborne Telescopes, Orlando, FL, USA, 23 June 2006.
 58. Lefort, B.; Castro, J. The GTC primary mirror control system. In Proceedings of the SPIE Astronomical Telescopes and Instrumentation: Advanced Software and Control for Astronomy II, Marseille, France, 14 July 2008.
 59. Wasmeier, M.; Hackl, J.; Lévêque, S. Inductive sensors based on embedded coil technology for nanometric inter-segment position sensing of the E-ELT. In Proceedings of the SPIE Astronomical Telescopes + Instrumentation 2014: Ground-Based and Airborne Telescopes V, Montréal, QC, Canada, 22 July 2014.
 60. Zhang, Y.; Liu, G.-R.; Wang, Y.-F.; Li, Y.-P.; Zhang, Y.-J.; Zhang, L.; Zeng, Y.-Z.; Zhang, J. An experimental indoor phasing system based on active optics using dispersed Hartmann sensing technology in the visible waveband. *Res. Astron. Astrophys.* 2011, 11, 1111–1122.
 61. Kumar, A.S.A.; George, B.; Mukhopadhyay, S.C. Technologies and Applications of Angle Sensors: A Review. *IEEE Sensors J.* 2020, 21, 7195–7206.
 62. Kose, T.; Azgin, K.; Akin, T. Temperature compensation of a capacitive MEMS accelerometer by using a MEMS oscillator. In Proceedings of

- the 2016 IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems, Laguna Beach, CA, USA, 22–25 February 2016.
63. Zheng, S.; Liu, X.; Zhang, Y.; Han, B.; Shi, Y.; Xie, J. Temperature Drift Compensation for Exponential Hysteresis Characteristics of High-Temperature Eddy Current Displacement Sensors. *IEEE Sens. J.* 2019, *19*, 11041–11049.
 64. Wang, H.; Ju, B.; Li, W.; Feng, Z. Ultrastable eddy current displacement sensor working in harsh temperature environments with comprehensive self-temperature compensation. *Sens. Actuators A Phys.* 2014, *211*, 98–104.
 65. Zhao, G.; Yin, J.; Wu, L.; Feng, Z. Ultrastable and Low-Noise Self-Compensation Method for Circuit Thermal Drift of Eddy Current Sensors Based on Analog Multiplier. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2019, *67*, 8851–8859.
 66. Cao, H.; Cui, R.; Liu, W.; Ma, T.; Zhang, Z.; Shen, C.; Shi, Y. Dual mass MEMS gyroscope temperature drift compensation based on TFPF-MEA-BP algorithm. *Sens. Rev.* 2021, *41*, 162–175.
 67. Han, Z.; Hong, L.; Meng, J.; Li, Y.; Gao, Q. Temperature drift modeling and compensation of capacitive accelerometer based on AGA-BP neural network. *Measurement* 2020, *164*, 108019.
 68. Mariani, S.; Heinlein, S.; Cawley, P. Location Specific Temperature Compensation of Guided Wave Signals in Structural Health Monitoring. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control* 2019, *67*, 146–157.
 69. Varshney, A.; Garg, N.; Nagla, K.S.; Nair, T.S.; Jaiswal, S.K.; Yadav, S.; Aswal, D.K. Challenges in Sensors Technology for Industry 4.0 for Futuristic Metrological Applications. *MAPAN* 2021, *36*, 215–226.
 70. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.
 71. ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация. [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://vsegost.com/Catalog/41/41131.shtml>
 72. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання роботи положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги. URL: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028.
 73. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_praop_0_00-7_15-18_01_ua.php.
 74. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>
 75. ДСТУ-Н Б А 3.2-1:2007 Настанова щодо визначення небезпечних і

- шкідливих факторів та захисту від їх впливу при виробництві будівельних матеріалів і виробів та їх використання в процесі зведення та експлуатації об'єктів будівництва. URL: <https://profidom.com.ua/a-3/a-3-2/824-dstu-n-b-a-3-2-12007-nastanova-shhodo-viznachenna-nebezpechnih-i-shkidlivih-faktoriv->
76. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>
77. ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>
78. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>
79. ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7-2002.pdf.

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

ЧАСТОТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-21м
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

УКС Скорлупкін М.А.
(прізвище та ініціали)

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

Осадчук О.В.
(прізвище та ініціали)

« 19 » 12 2022 р.

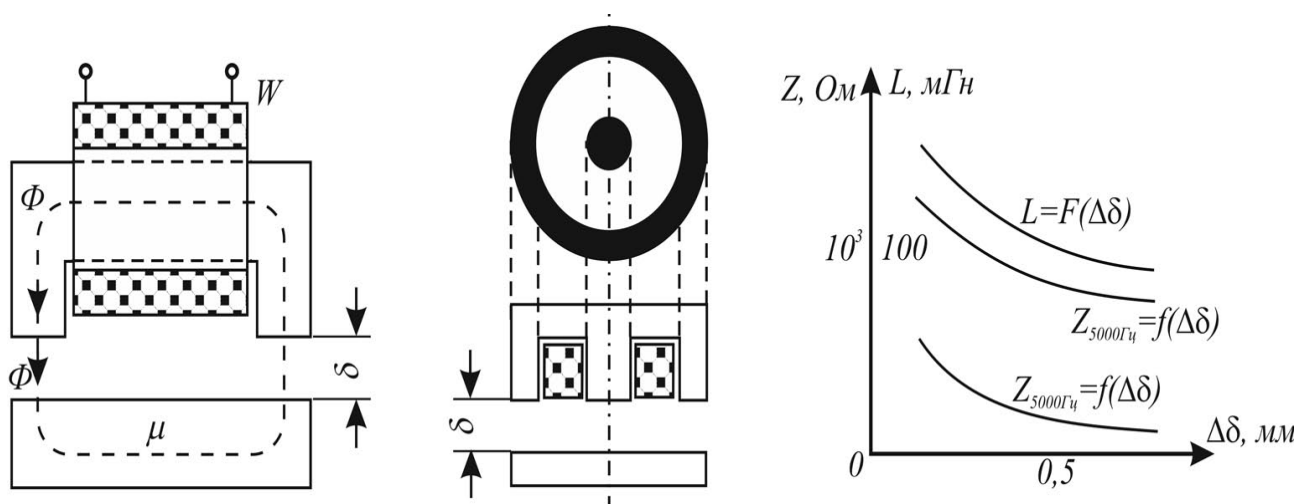


Рисунок 1 - Структура індуктивного перетворювача та його функція перетворення

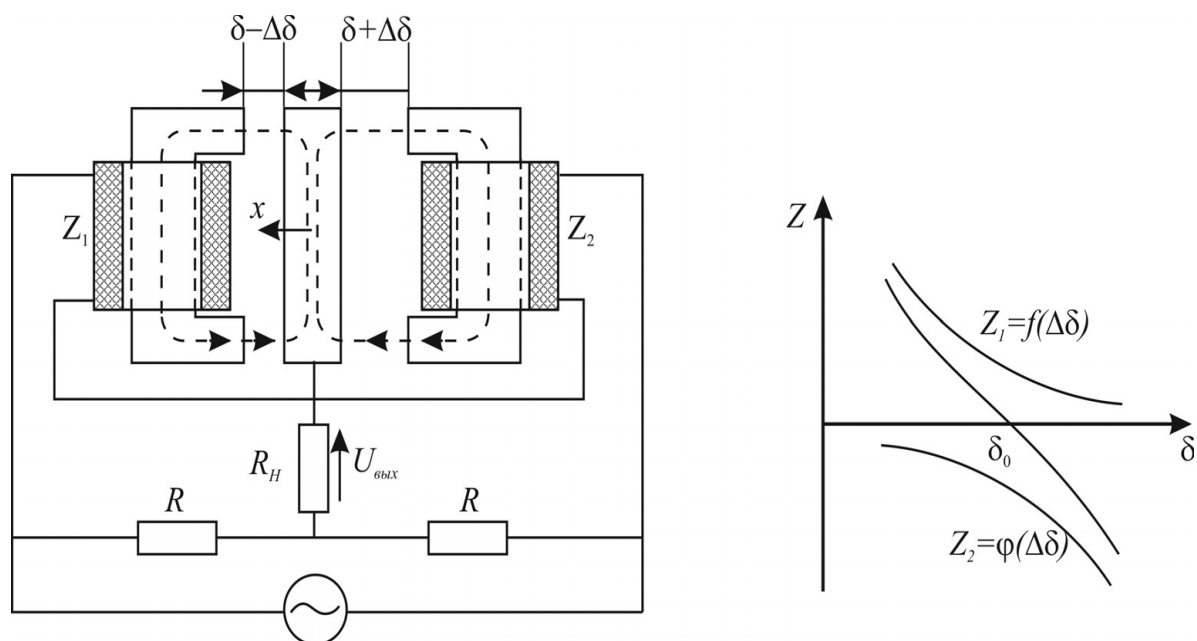


Рисунок 2 - Диференціальний індуктивний перетворювач та його функція перетворення

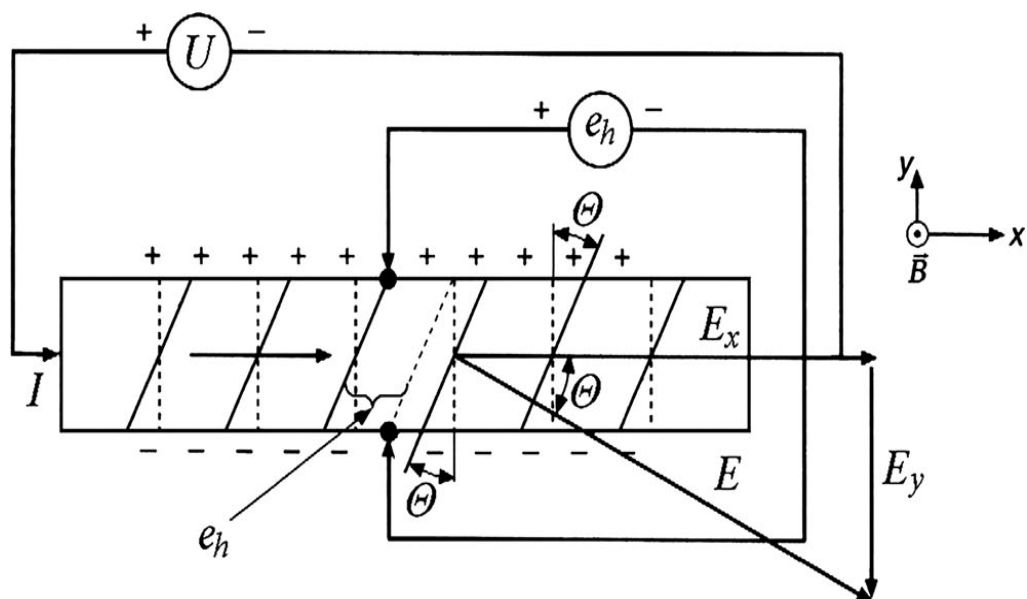


Рисунок 3 - Принцип дії гальваномагнітного перетворювача Холла

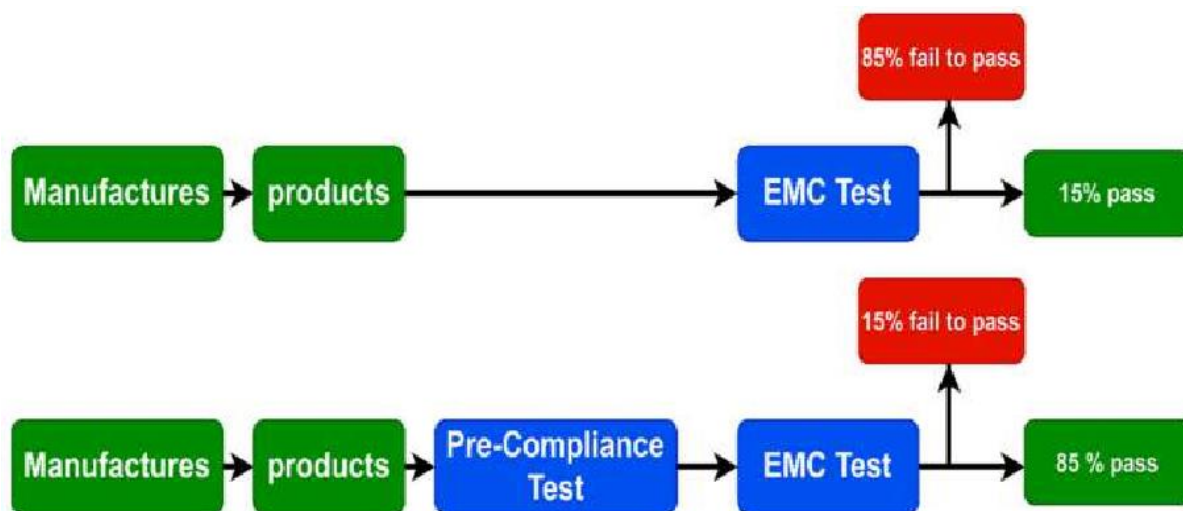


Рисунок 4 -Блок-схема, що представляє випробування електромагнітної сумісності з попереднім випробуванням на відповідність і без нього



Рисунок 5 - Вимірювання параметрів S11 з різними напругами зміщення

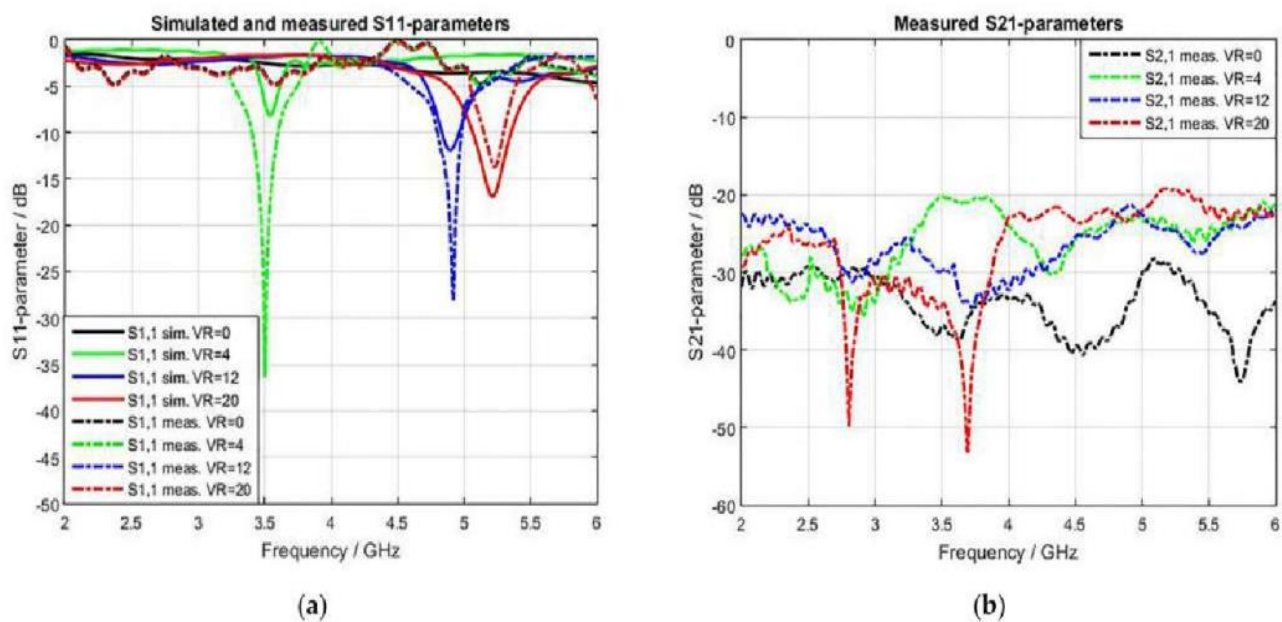


Рисунок 6 - Змодельовані та виміряні S-параметри з різними результатами напруги зміщення: (a) параметри S11; (b) Параметри S21

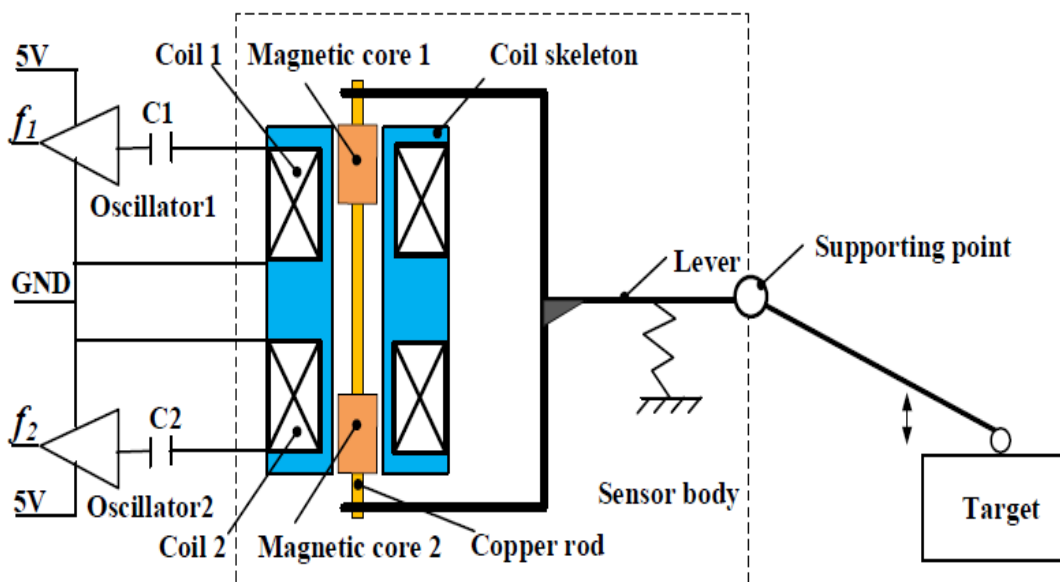


Рисунок 7 - Принцип роботи важільного датчика DIFOD

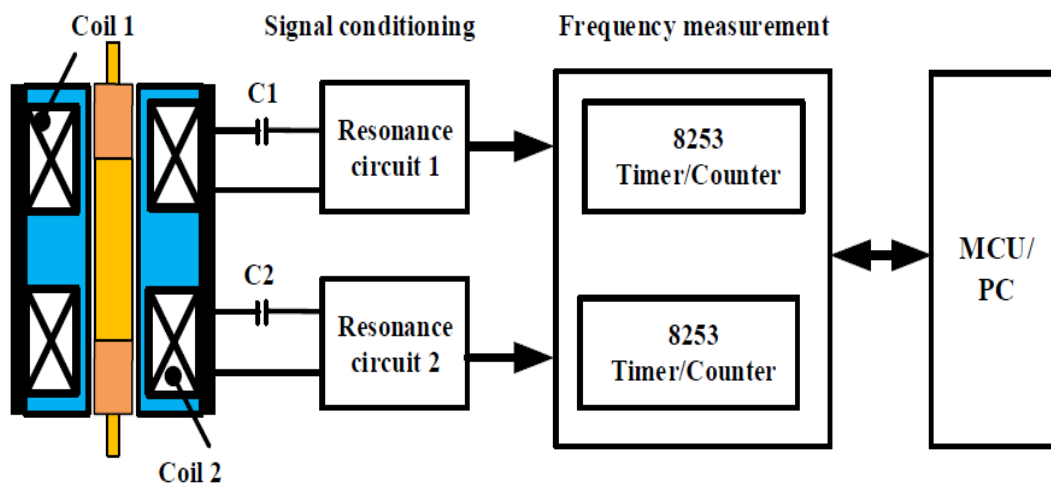
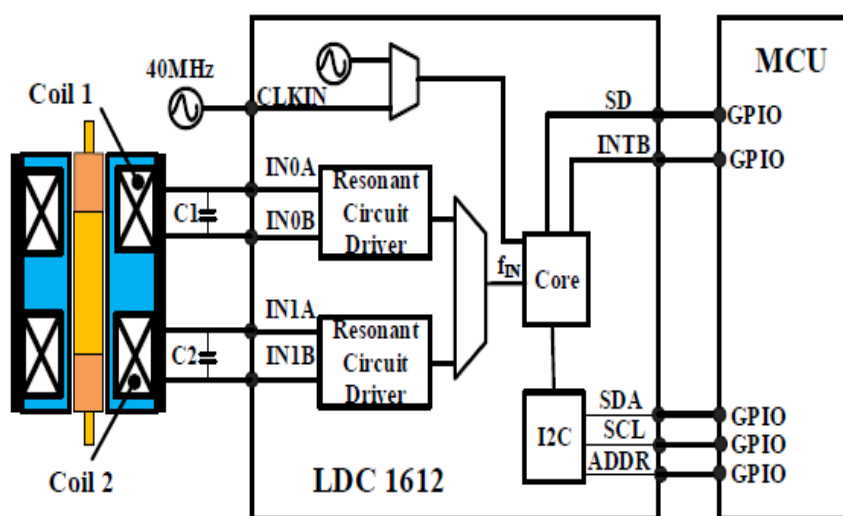
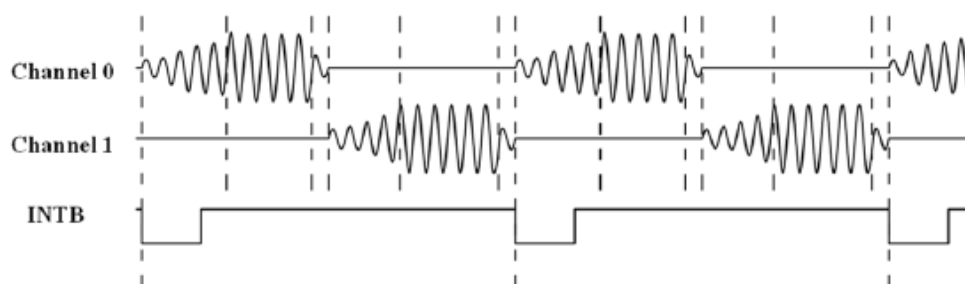


Рисунок 8 - Структурна схема схеми формування сигналу на основі дискретних пристроїв



(a)



(b)

Рисунок 9 - Формування сигналу схема на основі LDC 1612; (a) Функціональна блок-схема схеми формування сигналу; (b) Час контролю

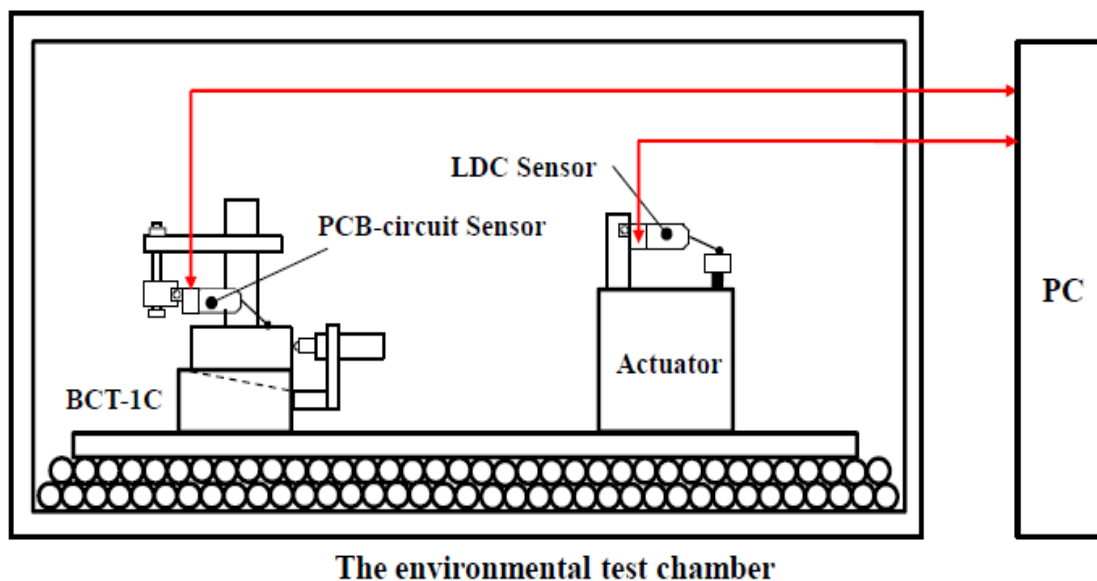


Рисунок 10 - Блок-схема експериментальної установки

Таблиця 1.1 – Вимірювальні кріплення з мікропереміщеннями

Параметри	ВСТ-5С	ВСТ-1С
Роздільна здатність зміщення	0,2 мкм	1,0 мкм
Діапазон вимірювання	0~0,4 мм	0~2,0 мм
Похибка вимірювання	12~±0,2 мкм1:50	,5~±3,0 мкм1:10
Ухил похилого блоку		

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
ЧАСТОТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ДЛЯ
БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Частотні перетворювачі магнітного поля для бездротових сенсорних мереж»

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра ІРТС
(кафедра, факультет)

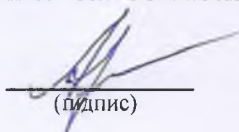
Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність 95,68% Схожість 4,32%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

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

Особа, відповідальна за перевірку

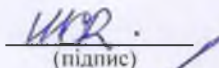

(підпис)

Звягін О.С.

(прізвище, ініціали)

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

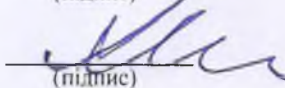
Автор роботи


(підпис)

Скорлупкін М.А.

(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Осадчук О. В.

(прізвище, ініціали)