

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра радіотехніки

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до магістерської кваліфікаційної роботи
за освітньо-кваліфікаційним рівнем «магістр»

на тему:

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

08–36.МКР.017.00.000 ПЗ

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ–19м
Спеціальність 172 – Телекомунікації та
радіотехніка (освітня програма: Радіотехніка)
_____ Суржко В.В.

Керівник: д.т.н., проф. каф. РТ
_____ Осадчук О.В.
« ____ » _____ 2020 р.

Рецензент: к.т.н., доцент. каф. ТКСТБ
_____ Семенова О.О.
« ____ » _____ 2020 р.

Вінниця ВНТУ – 2020 рік

Вінницький національний технічний університет

Факультет Інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
 Кафедра Радіотехніки
 Освітньо-кваліфікаційний рівень Магістр
 Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
 (шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТ

д.т.н., професор О.В. Осадчук

“ 28 ” 09 2020 року

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

Суржку Володимиру Вікторовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Волоконно-оптичний сенсор концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту»

керівник роботи Осадчук Олександр Володимирович, д.т.н., проф., зав. каф.

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від “25” 09 2020 року №214

2. Строк подання студентом роботи 10 грудня 2020 року

3. Вихідні дані до роботи: межі вимірювання напруженостей: в області НЧ, не вужче, 0,5..50 А/м; в області ВЧ, не вужче, 0,2..10 А/м; діапазон частот: в діапазоні НЧ, 0,01..4кГц; в діапазоні ВЧ, 4..60кГц; допустима густина магнітного потоку, 8..6000 нТл; максимальна потужність лазеру, 200мВт; межі допустимої напруги живлення схеми, 7...12В; допустима пульсація напруги живлення, 15%; максимальний час вимірювання, 0,5с; максимальна похибка вимірювань, 10%; максимально допустима потужність випромінювача, 0,2Вт; споживана потужність всього пристрою, не більше, 0,4Вт.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): аналіз сучасного стану волоконно-оптичних сенсорів фізичних величин; теорія волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту; дослідження радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту; аналіз схеми волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту; економічна частина, безпека життєдіяльності; висновки; перелік посилань; додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): схема структурна; схема радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту; загальна структурна схема волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту; схема електрична принципова підсилювача фотоприймача; схема електрична принципова блоку АЦП; схема електрична принципова підсилювача випромінювача; практична принципова схема АВП.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор Осадчук О. В.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	к.т.н., доцент Березюк О. В.		
Економічна частина	к.е.н., ст. викл. Кавецький В. В.		

7. Дата видачі завдання 29 вересня 2020 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	03.09.2020-14.09.2020	
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	15.09.2020-21.09.2020	
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	21.09.2020-25.09.2020	
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	26.09.2020-09.10.2020	
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	10.10.2020-25.10.2020	
6.	Розділ моделювання	26.10.2020-04.11.2020	
7.	Розробка графічної частини МКР	05.11. 2020-15.11.2020	
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	16.11.2020-19.11.2020	
9.	Охорона праці (ОП)	19.11.2020-22.11.2020	
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11.2020-29.11.2020	
11.	Нормоконтроль	30.11.2020-01.12.2020	
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12.2020-04.12.2020	
13.	Захист МКР ЕК	11.12.2020-14.12.2020	

Студент

(підпис)

Суржко В. В.

Керівник роботи

(підпис)

Осадчук О. В.

РЕФЕРАТ

УДК 621.374.415

Суржко В.В. Волоконно-оптичний сенсор концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Магістерська кваліфікаційна робота. Вінниця: ВНТУ 2020 р. 181 с. на укр. мові. Бібліогр.:92 назв; рис.: 34; табл.25.

У даній магістерській кваліфікаційній роботі описані етапи розробки та розрахунку волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

Проведено аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням волоконно-оптичних сенсорів фізичних величин і конструкціям сенсорів індукції магнітного поля як базової конструкції для створення волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Аналіз показує, що розробка волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту з частотним виходом є перспективним напрямком у розвитку апаратних засобів вимірювання концентрації кисню.

В роботі розглянуто теорію волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Розроблено математичну модель для визначення залежності активної та реактивної складових імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами від дії магнітного поля. На основі математичної моделі отримано значення чутливості активної та реактивної складової імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами. Отримано аналітичні вирази для функції перетворення та чутливості радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від магнітного поля та зміни концентрації кисню. На основі комп'ютерного моделювання отримано графічні залежності функції перетворення та чутливості. Найбільша чутливість радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від концентрації кисню лежить у діапазоні від 0 до 42 % концентрації кисню і становить 74...223 Гц/%. Розроблено волоконно-оптичний сенсор концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, який дозволить проводити вимірювання індукції магнітного поля з подальшим перетворенням в концентрацію кисню в вимірювальній камері.

В економічній частині можна зробити висновок, що застосування нового виробу для споживача є економічно вигідним, бо споживач отримує економічний ефект від використання в межах 552,71 грн, та економічний ефект від ціни придбання в 1700,00 грн, що підтверджує економічну доцільність нової розробки.

В розділі охорони праці було розглянуто такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення допустимої сили струму в провіднику (антені), при якій напруженість магнітного поля на робочому місці знаходиться в межах норми, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, безпека у надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: волоконно-оптичний сенсор, частотний перетворювач, від'ємний диференційний опір, концентрація кисню

ABSTRACT

Surzhko V.V. Fiber-optic oxygen concentration sensor based on magneto-induction effect. Master's thesis. Vinnytsia: VNTU 2020 181p. in Ukrainian language. Bibliogr. :92 titles; Fig.:34; table.25 .

This master's thesis describes the stages of development and calculation of fiber-optic oxygen concentration sensor based on the magnetic induction effect. An analysis of publications devoted to theoretical and experimental studies of fiber-optic sensors of physical quantities and designs of magnetic field induction sensors as a basic design for creating a fiber-optic oxygen concentration sensor based on the magneto-induction effect. The analysis shows that the development of a fiber-optic oxygen concentration sensor based on the magnetic induction effect with frequency output is a promising direction in the development of hardware for measuring oxygen concentration.

The theory of the fiber-optic oxygen concentration sensor based on the magnetic-induction effect is considered in the work. A mathematical model has been developed to determine the dependence of the active and reactive impedance components of a magnetically sensitive bipolar transistor with two collectors on the action of a magnetic field. Based on the mathematical model, the sensitivity values of the active and reactive impedance components of a magnetically sensitive bipolar transistor with two collectors are obtained. Analytical expressions for the conversion function and sensitivity of the radio-measuring transducer of oxygen concentration based on the magnetic-induction effect of the magnetic field and the change of oxygen concentration are obtained. Graphical dependences of the transformation function and sensitivity are obtained on the basis of computer modeling. The highest sensitivity of the radio-measuring transducer of oxygen concentration based on the magnetic induction effect of oxygen concentration is in the range from 0 to 42% of the oxygen concentration and is 74... 223 Hz /%.

A fiber-optic oxygen concentration sensor based on the magnetic-induction effect has been developed, which will allow measuring the induction of the magnetic field with subsequent conversion into oxygen concentration in the measuring chamber. In the economic part, we can conclude that the use of a new product for the consumer is economically viable, because the consumer receives an economic effect from use within 552.71 UAH, and the economic effect of the purchase price of 1700.00 UAH, which confirms the economic feasibility of the new development.

The section on labor protection addressed such issues as technical solutions for occupational health and industrial sanitation, determining the allowable current in the conductor (antenna), at which the magnetic field strength in the workplace is within normal limits, technical solutions for industrial and fire safety, research of fiber-optic oxygen concentration sensor based on magnetic-induction effect, safety in emergency situations.

Keywords: fiber optic sensor, frequency converter, negative differential resistance, oxygen concentration.

ЗМІСТ

ВСТУП	8
1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СЕНСОРІВ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН	13
1.1 Основні поняття та принципи оптоволоконних систем	14
1.2 Принципи волоконно-оптичного датчика	18
1.3 Волоконно-оптичні датчики на основі інтенсивності	18
1.4 Волоконно-оптичні датчики, модульовані довжиною хвилі	18
1.5 Фазово-модульовані волоконно-оптичні датчики	21
1.6 Поляризаційні модульовані волоконно-оптичні датчики	25
1.7 Перетворювачі на основі ефекту Фарадея.....	27
1.8 Волоконний поляриметр на основі Ефекту Фарадея в оптичному волокні	28
1.9 Конструкції волоконно-оптичних перетворювачів	32
1.10 Висновки до розділу	47
2 ТЕОРІЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНОГО СЕНСОРА КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ	48
2.1 Елементи теорії газоаналізаторів на основі магніто-індукційного Ефекту.....	48
2.2 Основи теорії. Дослідження магнітного та електричного поля.....	50
2.3 Висновки до розділу.....	74
3 ДОСЛІДЖЕННЯ РАДІОВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ	75
3.1 Радіовимірювальний перетворювача концентрації кисню на основі магніточутливого транзистора.....	75
3.2 Висновки до розділу.....	83
4 АНАЛІЗ СХЕМИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНОГО СЕНСОРА КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ	84
4.1 Аналіз структурної схеми пристрою	84
4.2 Аналіз схеми електричної принципової пристрою.....	90
4.3 Висновки до розділу.....	101
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	103
5.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР.....	103
5.1.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки.....	104
5.1.2 Оцінювання рівня новизни розробки	108
5.1.3 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості для нового рішення.....	112
5.2 Розрахунок витрат на проведення НДДКР з дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту	114
5.2.1 Розрахунок собівартості виготовлення розробленого пристрою	120
5.2.2 Розрахунок ціни реалізації 0	125
5.2.3 Розрахунок чистого прибутку для виробника від реалізації нового технічного рішення.....	126

5.2.4 Розрахунок терміну окупності витрат для виробника.....	127
5.2.5 Розрахунок величини експлуатаційних витрат.....	127
5.2.6 Розрахунок економічного ефекту від застосування пристрою.....	129
5.2.7 Розрахунок економічного ефекту на ціні для споживача.....	129
6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	131
6.1 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	131
6.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони.....	131
6.1.2 Виробниче освітлення.....	132
6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання.....	134
6.1.4 Виробничі випромінювання.....	135
6.2 Технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження.....	136
6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць.....	136
6.2.2 Електробезпека.....	136
6.2.3 Пожежна безпека.....	137
6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях.....	141
6.4 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту в умовах надзвичайних ситуацій	141
ВИСНОВКИ.....	143
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	146
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання.....	152
Додаток Б (обов'язковий) Схема структурна	158
Додаток В (обов'язковий) Схема електрична принципова	160
Додаток Д (обов'язковий) Структурна схема.....	162
Додаток Е (обов'язковий) Структурна схема волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.....	164
Додаток Ж (обов'язковий) Волоконно-оптичний сенсор концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту з автоматичною підстройкою потужності лазера.....	166
Додаток К (обов'язковий) Волоконно-оптичний сенсор концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту з використанням МК та цифрового інтерфейсу	168
Додаток Л (обов'язковий) Схема електрична принципова.....	170
Додаток М (обов'язковий) Блок АЦП. Схема електрична принципова	172
Додаток Н (обов'язковий) Практична електрична принципова схема ЦАП....	174
Додаток П (обов'язковий) Схема електрична принципова включення МК....	176
Додаток Р (обов'язковий) Схема електрична принципова підсилювача випромінювача.....	178
Додаток С (обов'язковий) Практична принципова схема АВП.....	180

ВСТУП

Актуальність. В сучасному світі вимірювання визначають прогрес в науці і техніці і являються суттєвим фактором розвитку людства. Фундамент вимірювань утворюють перетворювачі – пристрої, які доповнюють і розширюють органи чуттів людини. Виробництво перетворювачів для різноманітних вимірювальних систем являється динамічним сектором світової економіки. Темпи накоплення інформації в області розробки і виробництва перетворювачів надзвичайно великі, відбувається інтенсивне розширення області використання перетворювачів і безперервне вдосконалення їх параметрів. Зв'язок електроніки з оптичним випромінюванням існував завжди. Але в останнє десятиліття пройшло різке збільшення номенклатури електронних пристроїв, зв'язаних з оптичним випромінюванням. Це стало особливо видним при наближенні до роботи в діапазоні надвисоких частот [1]. Це зв'язано з тим, що оптичне випромінювання являє собою електромагнітне коливання з довжиною хвилі одиниці мікрометрів [2].

Інтегральна мікроелектроніка являється однією з найбільш швидко розвиваючого направлення напівпровідникової електроніки, що зумовило і побудову якісних оптичних випромінювачів та чутливих приймачів оптичного випромінювання [3]. Оптичне випромінювання використовується у кіно і фототехніки, волоконно-оптичній лінії зв'язку і дальнометрії, лазерної локації і лазерної передачі інформації, системах тепловедення і прицілювання, розвідці природних ресурсів і астрономічних дослідженнях, діагностика плазми і ранніх етапів захворювання людей, аналізі забруднень оточуючого середовища, вимірюванні фізичних величин і багато інших областей техніки. Таким чином оптичне випромінювання є універсальним.

Розвиток електроніки зумовив широке використання практично лише кремнію, арсеніду галію та германію, а розвиток оптики зумовив використання дуже великої кількості різноманітних матеріалів. Таким чином дослідження властивостей оптичного випромінювання зумовило великі дослідницькі роботи по властивостям різноманітних матеріалів, дослідження вже винайдених матеріалів на додаткові властивості і параметри.

Фотоприймачі використовують для виявлення фотосигналу, вимірювання його і виявити з нього необхідну інформацію для наступного використання

Для фотоприймачів оптичного випромінювання розроблених лише на основі внутрішнього фотоефекту [5], широко використовується як чисті, так і леговані різними домішками кремній та германій, сульфід свинцю і кадмія, антимонід і арсенід індія, арсенід і фосфід галію, тверді розчини арсенідів галію і алюмінію. В зв'язку з розвитком лазерних випромінювачів, максимальне їх тепловиділення

зросло, то різко збільшився інтерес до твердих розчинів телуридів кадмію і ртуті, які виходять на перше місце при використанні в системах з оптичним випромінюванням, не дивлячись при цьому на складності отримання монокристалів високої якості [6], що необхідно для створення сучасних фотоприймачів[8].

Ідеальні для використання в багатьох випадках перетворювачі повинні мати такі властивості як мала вага, невеликий розмір, мала потужність, стійкість до дії зовнішнього середовища і електромагнітна завадозахищеність, хороші показники швидкості і малої ціни. З розвитком технології необхідність в таких перетворювачах з подібними характеристиками різко зростає. Проникнення волоконно-оптичних технологій почалось завдяки індустрії телебачення та завдяки технології CD дисків, лазерних принтерів, в поєднанні з зниженням вартості оптоелектронних компонентів дозволило технології волоконно-оптичних перетворювачів розкрити свій потенціал. В волоконно-оптичних перетворювачах оптичне волокно може служити як засіб переміщення сигналу, вираженого в формі пучка світла, модульованого по амплітуді або поляризованого певним чином в залежності від потреб для даного типу перетворювача та його структури. В багатьох випадках оптичне волокно і є тим чутливим елементом системи. Але в цьому випадку пред`являються дуже високі вимоги до оптичного волокна. У таких вимірювальних системах можуть бути використанні найрізноманітніші як по використаному матеріалу та і по структурі волокна. В таких випадках можуть застосовуватись спеціальні оболонки оптичного волокна, або використовуватись оптичне волокно без оболонки [11]. Вони обираються в залежності від величини, яку вимірюють, а також від необхідної точності вимірювання при допустимій ціні кінцевого пристрою.

Методи вимірювання фази, частоти та яскравості когерентного випромінювання стають дуже важливими при вирішенні проблем виявлення максимальної інформації з лазерного випромінювання. Часто методи вимірювання ґрунтуються на порівнянні виміряної величини з еталоною або виміряною при певних умовах і прийнятою як опорна величина [10]. При цьому використовуються не абсолютні значення фази частоти та яскравості, а величини, на які змінюється частота, яскравість чи фаза. В останній час все ширшого використання набув метод частотного перетворення, який ґрунтується на перетворенні величини постійної напруги, яка відповідає показам перетворювача у відповідну частоту коливань змінної напруги. При цьому найчастіше використовують частоту прямокутних імпульсів. Для реалізації такого методу вимірювання перетворювача, який являє собою фотоприймач, використовують також схеми, які дають змогу перетворити струм перетворювача у величину, яка

сприймається людиною. Така схема обробки показів перетворювача разом з самим перетворювачом утворює перетворювач [12].

Мета і задачі дослідження.

Метою роботи є розробка волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

Об'єкт дослідження – процеси та методи перетворення магнітного поля за допомогою волоконно-оптичного перетворювача магнітного поля з подальшим визначенням концентрації кисню в вимірювальній камері.

Предмет дослідження – засоби вимірювання індукції магнітного поля за допомогою волоконно-оптичного перетворювача магнітного поля з подальшим визначенням концентрації кисню в вимірювальній камері.

Основними завданнями роботи є:

- Провести аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням волоконно-оптичних сенсорів фізичних величин і конструкціям сенсорів індукції магнітного поля як базової конструкції для створення волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

- дослідження теорії волоконно-оптичного перетворення;

- провести аналіз методів вимірювання магнітного поля в волоконно-оптичних системах і пристроях;

- розробити математичні моделі для визначення залежності активної та реактивної складових імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами від дії магнітного поля.

- на основі математичної моделі отримати значення чутливості активної та реактивної складової імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами.

- розробити математичну модель радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Отримати аналітичні вирази для функції перетворення та чутливості радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від магнітного поля та зміни концентрації кисню;

- розробити структурну схему волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту;

- розробити принципову електричну схему волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні:

- а) основних положень теорії функції комплексної змінної (створення математичних моделей);

б) диференціального та інтегрального числення (створення математичних моделей транзисторних структур);

в) методів розрахунку лінійних електричних кіл з використанням матричного апарату;

г) ЕОМ для розрахунків та моделювання.

Наукова новизна магістерської кваліфікаційної роботи:

Проведено аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням волоконно-оптичних сенсорів фізичних величин і конструкціям сенсорів індукції магнітного поля як базової конструкції для створення волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

Розглянуто теорію волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

Розроблено математичну модель для визначення залежності активної та реактивної складових імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами від дії магнітного поля. На основі математичної моделі отримано значення чутливості активної та реактивної складової імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами.

Розроблено математичну модель радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Отримано аналітичні вирази для функції перетворення та чутливості радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від магнітного поля та зміни концентрації кисню. На основі комп'ютерного моделювання отримано графічні залежності функції перетворення чутливості радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Найбільша чутливість радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від концентрації кисню лежить у діапазоні від 0 до 42 % концентрації кисню і становить 74...223 Гц/%.

Практичне значення отриманих результатів полягає у тому, що розроблено волоконно-оптичний сенсор концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, який дозволить проводити вимірювання індукції магнітного поля з подальшим перетворенням в концентрацію кисню в вимірювальній камері. Розроблений пристрій є переносним та побудований на сучасній елементній базі, з використанням мікроконтролера, рідинно-кристалічного дисплею та перетворювачних клавіш керування пристроєм, що робить цей пристрій зручним у користуванні і дає можливість наглядно побачити результат вимірювання.

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, 6 розділів, висновків, додатків та переліку посилань.

1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СЕНСОРІВ ФІЗИЧНИХ ВЕЛИЧИН

З винаходом лазера в 1960-х роках почався великий інтерес до оптичних систем передачі даних. Винахід лазера спонукав дослідників вивчати потенціал волоконної оптики для передачі даних, зондування та інших застосувань. Лазерні системи можуть надсилати значно більший обсяг даних, ніж мікрохвильові та інші електричні системи. Перший експеримент з лазером передбачав вільну передачу лазерного променя в повітрі. Дослідники також проводили експерименти, передаючи лазерний промінь через різні типи хвилеводів. Незабаром скляні волокна стали найкращим середовищем для пропускання світла. Спочатку існування великих втрат в оптичних волокнах заважало замінювати коаксіальні кабелі оптичними волокнами. Ранні волокна мали втрати близько 1000 дБ/км, що робило їх недоцільними для використання в комунікаціях [1].

У 1969 р. Кілька вчених дійшли висновку, що домішки в волокнистому матеріалі спричиняють втрату сигналу в оптичних волокнах. Видаливши ці домішки, була можлива конструкція оптичних волокон з низькими втратами. У 1970 році Corning Glass Works виготовив багатомодове волокно із втратами менше 20 дБ/км. Ця ж компанія в 1972 році виготовила багатомодове оптичне волокно з діоксидом кремнію з втратою 4 дБ/км [1].

Недавні досягнення волоконно-оптичних технологій суттєво змінили телекомунікаційну галузь. Здатність нести гігабіт інформації зі швидкістю світла збільшила дослідницький потенціал в оптичних волокнах.

Одночасне вдосконалення та зменшення витрат оптоелектронних компонентів привело до подібної появи нових галузей. Остання революція виникла як дизайнери, які поєднували вирости волоконно-оптичних телекомунікацій з оптоелектронними пристроями для створення волоконно-оптичних датчиків. Незабаром було виявлено, що з втратою матеріалу, що майже зникає, і підвищується чутливість для виявлення втрат, можна відчути зміни фази, інтенсивності та довжини хвилі від зовнішніх збурень на самому волокні. Отже, народилося волоконно-оптичне зондування [2].

Паралельно з цими розробками технологія волоконно-оптичних датчиків є значним користувачем технологій, пов'язаних з оптико-електронною та волоконно-оптичною галузями зв'язку [3-7]. Багато компонентів, пов'язаних з цими галузями промисловості, часто розроблялися для волоконно-оптичних датчиків. Технологія волоконно-оптичних датчиків, у свою чергу, часто була зумовлена розробкою та подальшим масовим виробництвом компонентів для підтримки цих галузей. Оскільки ціни на комплектуючі знижуються та покращується якість, здатність волоконно-оптичних датчиків замінювати

традиційні також зростає. Волоконно-оптичні датчики є прекрасними кандидатами для моніторингу змін навколишнього середовища, і вони пропонують багато переваг перед звичайними електронними датчиками, як зазначено нижче:

- Легка інтеграція в широкий спектр конструкцій, включаючи композиційні матеріали, з незначними перешкодами через їх невеликі розміри та циліндричну геометрію.
- Неможливість проводити електричний струм.
- Стійкість до електромагнітних та радіочастотних перешкод.
- Легкий.
- Міцний, більш стійкий до суворих умов.
- Висока чутливість.
- Можливість мультиплексування для формування мереж зондування.
- Можливість дистанційного зондування.
- Багатофункціональні можливості зондування, такі як деформація, тиск, корозія, температура та акустичні сигнали.

На сьогоднішній день волоконно-оптичні датчики широко використовуються для моніторингу широкого спектру параметрів навколишнього середовища, таких як положення, вібрація, деформація, температура, вологість, в'язкість, хімікати, тиск, струм, електричне поле та ряд інших факторів навколишнього середовища [8-13].

1.1 Основні поняття та принципи оптоволоконних систем

Оптичне волокно складається з трьох частин; серцевина, оболонка та покриття або демпфер. Основна структура показана на рисунку 1.1. Сердечник являє собою циліндричний стрижень з діелектричного матеріалу і, як правило, виготовлений зі скла. Світло поширюється переважно вздовж серцевини волокна [11].

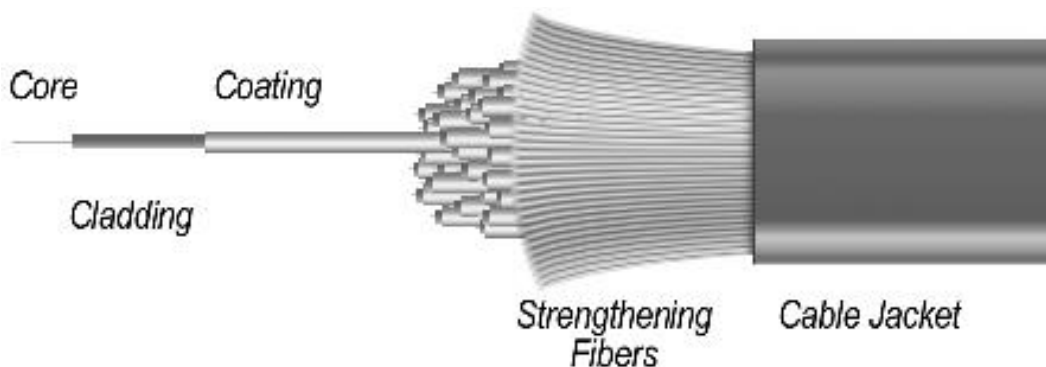


Рисунок 1.1 – Основна структура оптичного волокна

Облицювальний шар виконаний з діелектричного матеріалу з показником заломлення, в якому показник заломлення матеріалу облицювання менше показника заломлення матеріалу серцевини. Облицювання, як правило, виготовляється зі скла або пластику. Облицювання виконує такі функції, як зменшення втрат струму з серцевини в навколишнє повітря, зменшення втрат при розсіянні на поверхні серцевини, захист волокна від поглинання поверхневих забруднень та додавання механічної міцності [12].

Покриття або буфер - це шар матеріалу, який використовується для захисту оптичного волокна від фізичних пошкоджень. Матеріал, що використовується для буфера, є видом пластику. Буфер має еластичний характер і запобігає потертості [1]. Світлопровідний принцип вздовж волокна заснований на «повному внутрішньому відбитті». Кут, під яким відбувається повне внутрішнє відбиття, називається критичним кутом падіння. При будь-якому куті падіння, більшому за критичний, світло повністю відбивається назад у скляному середовищі (див. рисунок 1.2). Критичний кут падіння визначається за допомогою закону Снелла. Оптичне волокно є прикладом електромагнітного поверхневого хвилеводу [13].

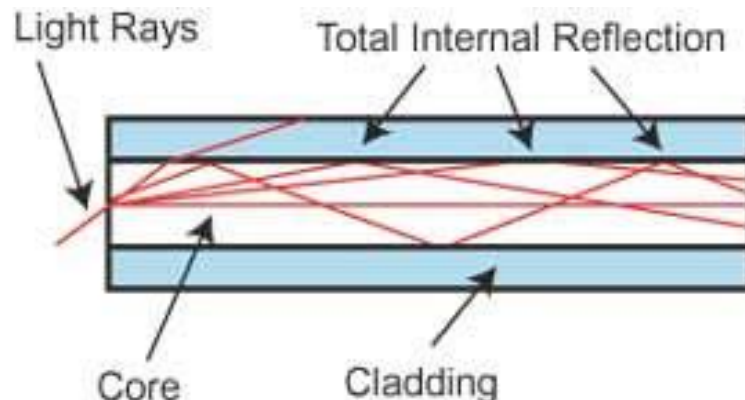


Рисунок 1.2 – Повне внутрішнє відбиття в оптичному волокні

Оптичні волокна поділяються на дві групи, які називаються одномодовими та багатомодовими. Класифікуючи індекс профілю заломлення, ми розрізняємо ступінчастий індекс та індекс градієнта. Волокна ступенчатого індексу мають постійний профіль індексу протягом усього перерізу. Волокна градієнтного індексу мають нелінійний, симетрично обертальний індексний профіль, який відпадає від центру волокна назовні [14]. На рисунку 1.3 показані різні типи волокон.

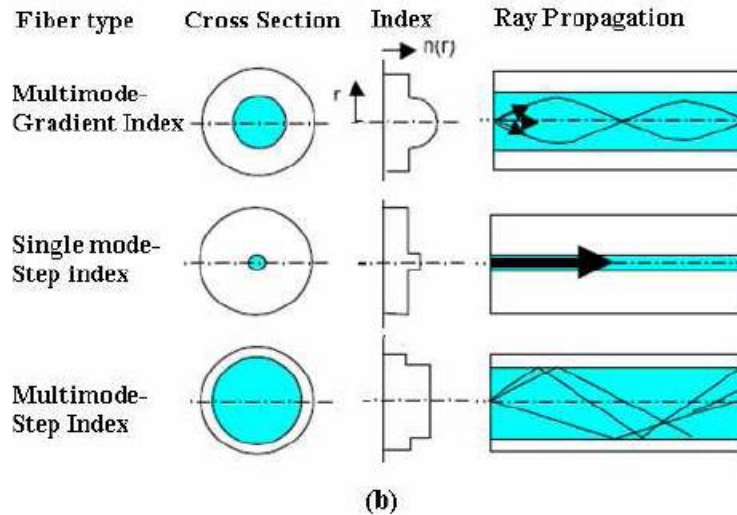
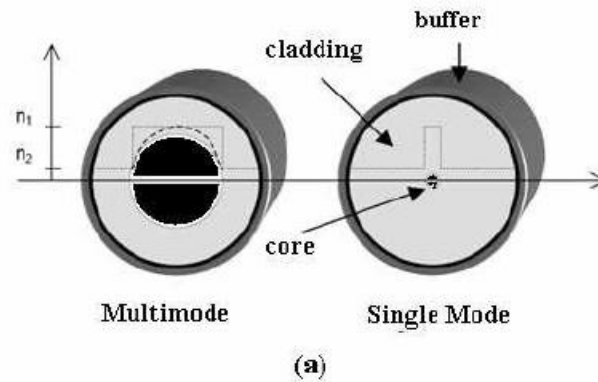


Рисунок 1.3 – Різні типи оптичних волокон

1.2 Принципи волоконно-оптичного датчика

Загальна структура датчика оптичного волокна показана на рисунку 1.4. Вона складається з оптичного джерела (лазер, світлодіод, лазерний діод тощо), оптичного волокна, датчика або елемента модулятора (який перетворює вимірювану величину на оптичний сигнал), оптичний детектор та обробна електроніка (осцилограф, оптичний аналізатор спектра тощо).

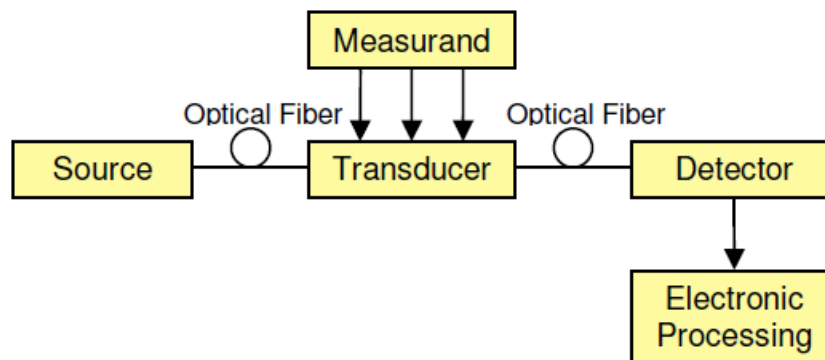


Рисунок 1.4 – Основні компоненти оптичного волоконного датчика система

Волоконно-оптичні датчики можна класифікувати за трьома категоріями: місце зондування, принцип дії та застосування.

Залежно від місця зондування волоконно-оптичний датчик може бути класифікований як зовнішній або власний. У зовнішньому волоконно-оптичному датчику (див. рисунок 1.5) волокно просто використовується для передачі світла до зовнішнього оптичного пристрою та від нього, де відбувається зондування. У цьому випадку волокно просто діє як засіб потрапляння світла до місця зондування.

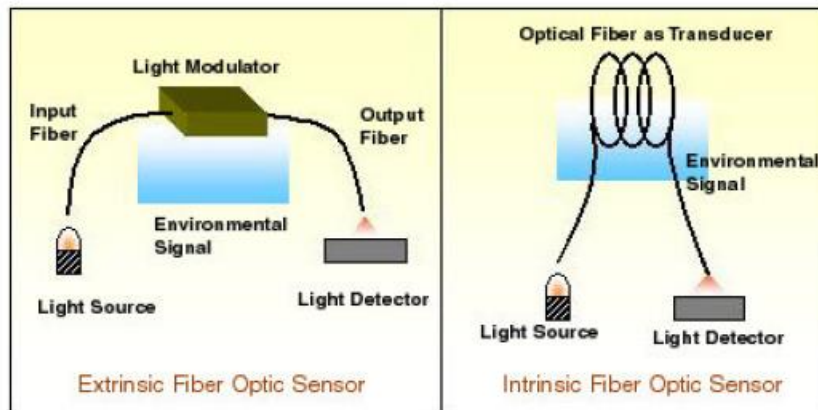


Рисунок 1.5 – Внутрішні та зовнішні типи волоконно-оптичних датчиків

З іншого боку, у внутрішньому волоконно-оптичному датчику змінюється одна або декілька фізичних властивостей волокна (див. рисунок 1.5). Збурення діють на волокно, і воно, в свою чергу, змінює деякі характеристики світла всередині волокна [9].

На основі принципу роботи або процесу модуляції та демодуляції волоконно-оптичний датчик може бути класифікований як датчик інтенсивності, фази, частоти або поляризації. Всі ці параметри можуть бути змінені внаслідок зовнішніх збурень. Таким чином, шляхом виявлення за цими параметрами та їх змінами можна відчувати зовнішні збурення [10].

На основі застосування волоконно-оптичний датчик можна класифікувати наступним чином:

- Фізичні датчики: Використовуються для вимірювання фізичних властивостей, таких як температура, напруга тощо.
- Хімічні датчики: Використовуються для вимірювання рН, газового аналізу, спектроскопічних досліджень тощо.
- Біомедичні датчики: Використовуються в біомедичних цілях, таких як вимірювання кровотоку, вмісту глюкози тощо.

1.3 Волоконно-оптичні датчики на основі інтенсивності

Волоконно-оптичні датчики на основі інтенсивності покладаються на сигнал, який зазнає певних втрат. Вони виготовляються за допомогою апарату для перетворення вимірюваного в силу, яка згинає волокно і викликає ослаблення сигналу. Іншими способами ослаблення сигналу є поглинання або розсіювання цілі. Датчик, що базується на інтенсивності, вимагає більше світла і тому зазвичай використовує багатомодові волокна серцевини [5]. Існує безліч механізмів, таких як втрати мікрозгину, ослаблення та випромінювання полів, які можуть спричинити індуковану вимірюваною зміною оптичної інтенсивності, що поширюється оптичним волокном. Перевагами цих датчиків є: простота реалізації, низька вартість, можливість мультиплексування та можливість працювати як справжні розподілені датчики. Недоліками є: відносні вимірювання та коливання інтенсивності джерела світла можуть призвести до помилкових показників, якщо не використовується система посилення [15].

Одним з датчиків, що базуються на інтенсивності, є датчик мікрозгину, який базується на принципі, згідно з яким механічні періодичні мікрозгини можуть призвести до того, що енергія керованих режимів буде пов'язана з режимами випромінювання і, як наслідок, призведе до ослаблення переданого світла. Як видно на малюнку 6, датчик складається з двох рифлених пластин, і між ними проходить оптичне волокно. Верхня пластина може рухатися у відповідь на тиск. Коли радіус вигину волокна перевищує критичний кут, необхідний для обмеження світла в зоні серцевини, світло починає витікати в облицювання, що призводить до модуляції інтенсивності [16].

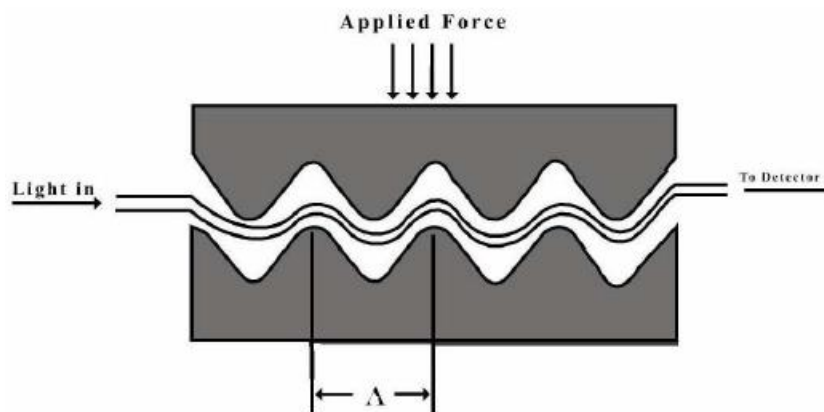


Рисунок 1.6 – Власний волоконно-оптичний датчик

Іншим типом волоконно-оптичного датчика на основі інтенсивності є датчик випромінюючих хвиль (див. рисунок 1.7), який використовує світлову енергію, що витікає з серцевини в облицювання. Ці датчики широко використовуються як хімічні датчики. Зондування здійснюється шляхом зняття

оболонки з ділянки волокна та використання джерела світла, що має довжину хвилі, яку може поглинути хімічна речовина, що підлягає виявленню. Отримана зміна інтенсивності світла є мірою хімічної концентрації. Вимірювання також можна проводити подібним методом, замінюючи облицювання таким матеріалом, як органічний барвник, оптичні властивості якого можуть бути змінені досліджуваною хімічною речовиною [17].

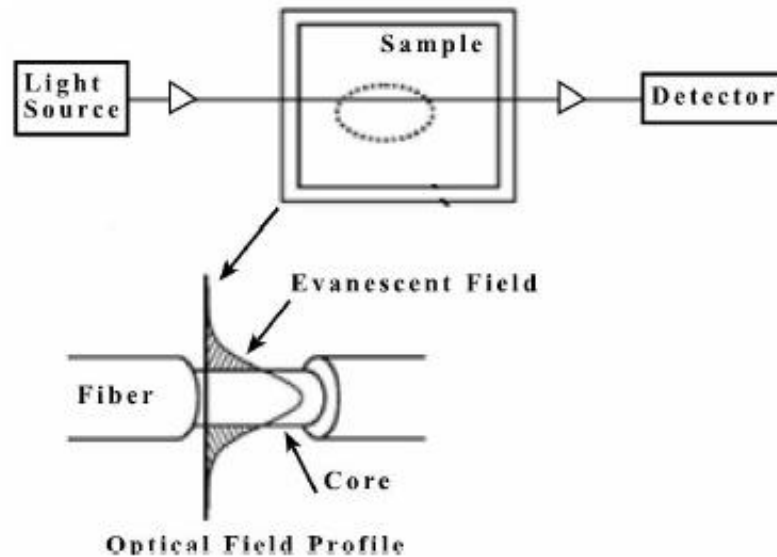


Рисунок 1.7 – Волоконно-оптичний хімічний датчик

1.4 Волоконно-оптичні датчики, модульовані довжиною хвилі

Модульовані довжиною хвилі датчики використовують зміни довжини хвилі світла для виявлення. Датчики флуоресценції, датчики чорного корпусу та датчик решітки Брегга є прикладами модульованих довжиною хвилі датчиків. Флуоресцентні волоконні датчики широко використовуються для медичного застосування, хімічного зондування та зменшення фізичних параметрів, таких як температура, в'язкість та вологість. Для цих датчиків використовуються різні конфігурації, де два найпоширеніші показані на рисунку 1.8. У разі датчика торцевого наконечника світло поширюється вниз волокна до зонда флуоресцентного матеріалу. Отриманий флуоресцентний сигнал захоплюється тим самим волокном і направляється назад у вихідний демодулятор [18].

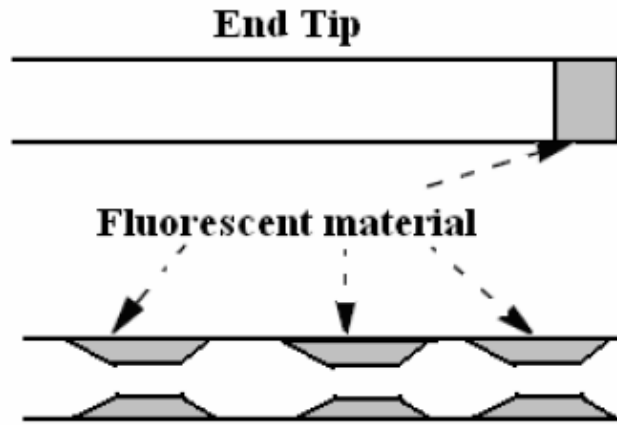


Рисунок 1.8 – Зонд флуоресцентного волоконно-оптичного датчика

Одним з найпростіших датчиків на основі довжини хвилі є датчик чорного тіла, як показано на рисунку 1.9. Порожнина чорного тіла розміщена на кінці оптичного волокна. Коли порожнина підвищується, вона починає світитися і діяти як джерело світла. Потім детектори в поєднанні з вузькосмуговими фільтрами використовуються для визначення профілю кривої чорного тіла. Цей тип датчиків успішно комерціалізований і використовувався для вимірювання температури з точністю до декількох градусів за Цельсієм під напруженими ВЧ-поллями.

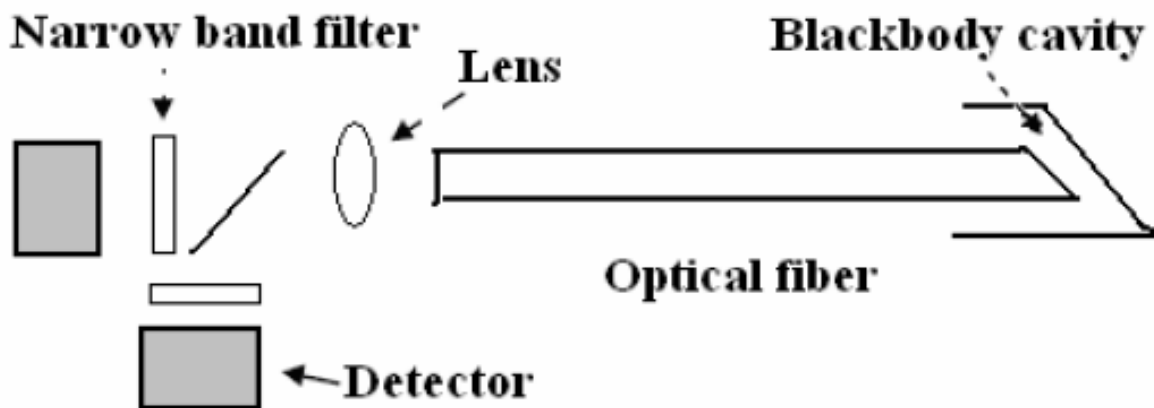


Рисунок 1.9 – Волоконно-оптичний датчик чорного тіла

Найбільш широко використовуваним датчиком на основі довжини хвилі є датчик решітки Брегга. Волокнисті бреггівські решітки (FBG) формуються шляхом побудови періодичних змін показника заломлення в серцевині одномодового оптичного волокна. Ця періодична зміна показника заломлення зазвичай створюється під впливом серцевини волокна під дією інтенсивної інтерференційної картини УФ-енергії. Зміни показника заломлення, утворені таким чином, утворюють інтерференційну картину, яка діє як решітка.

Робота датчика решітки Брегга показана на рисунку 1.10, де світло від ширококутного джерела (світлодіода), центральна довжина хвилі якої близька до довжини хвилі Брегга, потрапляє у волокно. Світло поширюється крізь решітку, і частина сигналу відбивається на довжині хвилі Брегга. Безкоштовна частина процесу показує невелику частинку сигналу, видалену від загального переданого сигналу. Це, очевидно, показує, що решітка Брегга є ефективним оптичним фільтром [13].

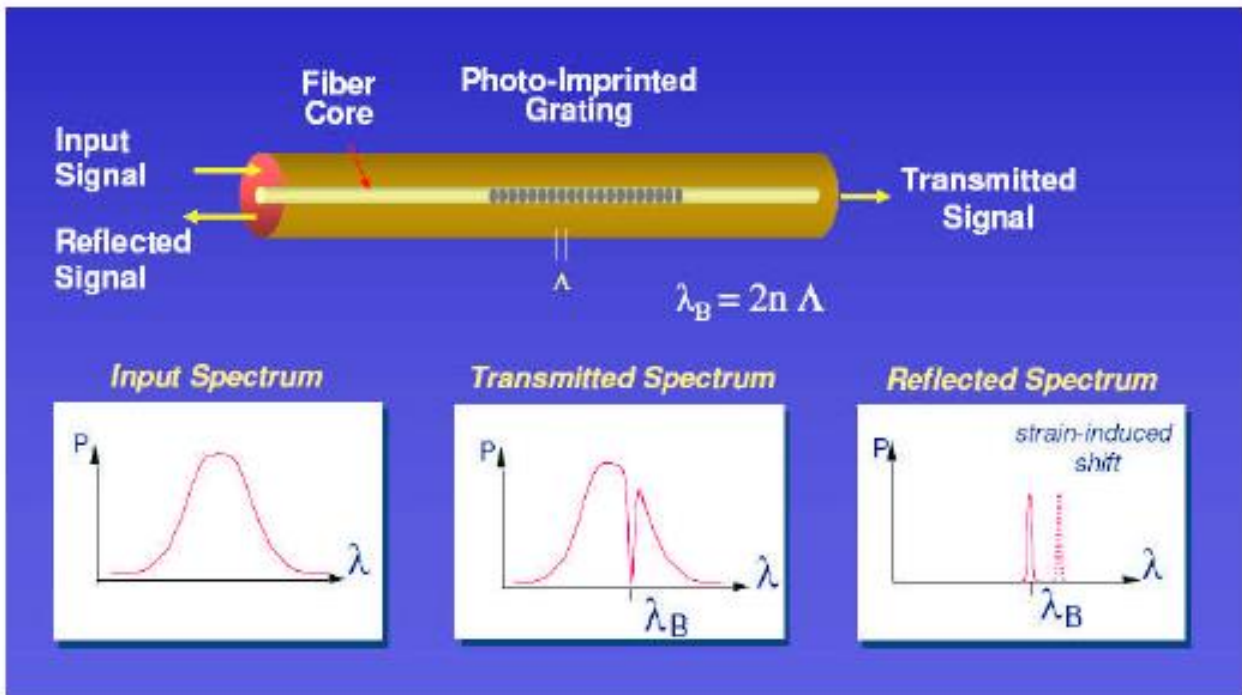


Рисунок 1.10 – Реакція бреггівської решітки

1.5 Фазово-модульовані волоконно-оптичні датчики

Фазово-модульовані датчики використовують зміни фази світла для виявлення. Оптична фаза світла, що проходить через волокно, модулюється полем, яке підлягає детектуванню.

Потім ця фазова модуляція виявляється інтерферометрично, порівнюючи фазу світла в сигнальному волокні з фазою в еталонному волокні. В інтерферометрі світло розбивається на два пучки, де один промінь піддається впливу сенсорного середовища і зазнає фазового зсуву, а другий ізольований від сенсорного середовища і використовується як еталон. Після того, як балки рекомбіновані, вони заважають один одному [5]. Інтерферометри, що найчастіше використовуються, це Маха-Зендера, Майкельсона, Фабрі-Перо, Саньяка, поляриметричні та решітчасті інтерферометри. Інтерферометри Майкельсона та Маха-Зендера показані на рисунках 1.11 (а) та 1.11 (б) відповідно.

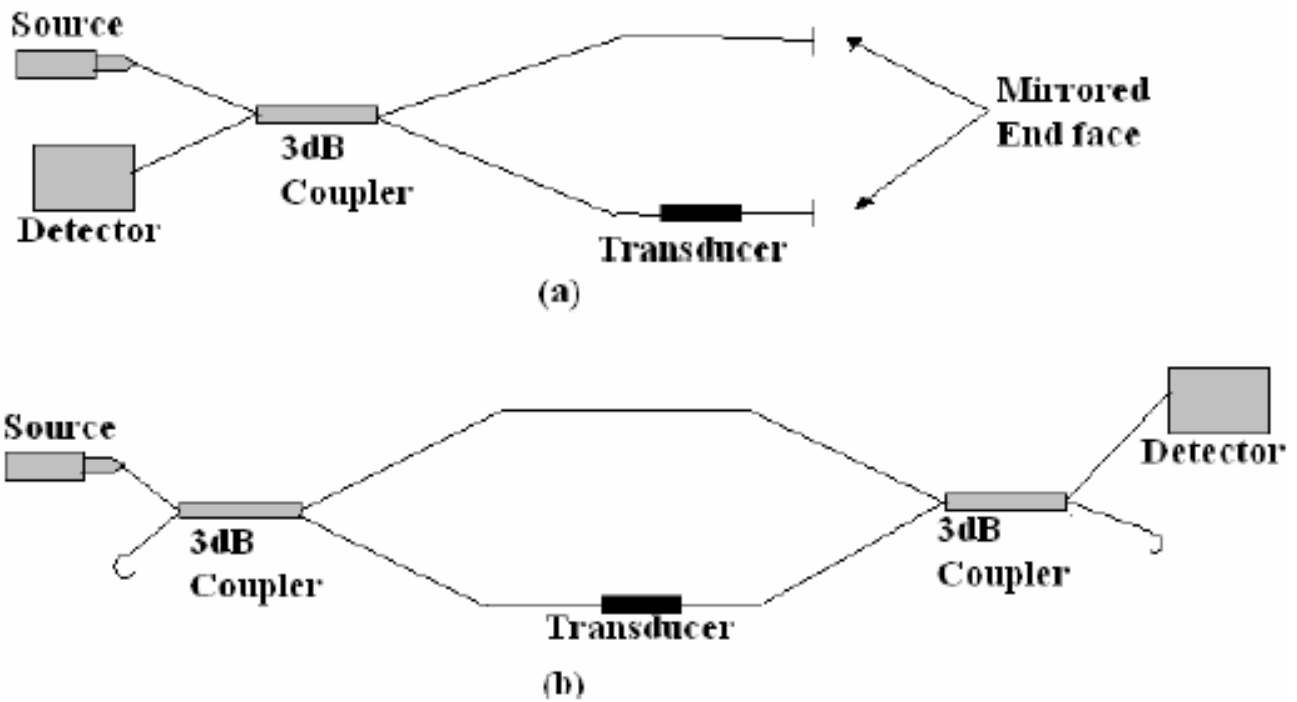


Рисунок 1.11– Схематичні діаграми (а) Майкельсона та (б) інтерферометрів Маха-Зендера

Між інтерферометрами Майкельсона та Маха – Зендера є подібності та відмінності. З точки зору подібності, Майкельсона часто вважають складеним Махом – Зендером, і навпаки. Для конфігурації Майкельсона потрібна лише одна оптична волоконна муфта. Оскільки світло проходить як через зондування, так і через еталонні волокна двічі, зсув оптичної фази на одиницю довжини волокна подвоюється. Таким чином, Майкельсон може по суті мати кращу чутливість. Ще однією явною перевагою Майкельсона є те, що датчик може запитуватися лише одним волокном між модулем детектора джерела та датчиком. Однак для інтерферометра Майкельсона потрібно якісне дзеркало відбиття [10].

Іншим часто використовуваним датчиком на основі інтерферометра є інтерферометричний датчик Фабрі-Перо (FFPI), який класифікується на дві категорії: зовнішній датчик інтерферометра Фабрі-Перо (EFPI) та власний датчик інтерферометра Фабрі-Перо (IFPI). У датчику EFPI порожнина Фабрі-Перо знаходиться поза волокном. Волокно направляє падаюче світло на датчик FFPI, а потім збирає і відбитий світловий сигнал від датчика. У датчику IFPI дзеркала побудовані всередині волокна. Порожнина між двома дзеркалами виконує функцію чутливого елемента та хвилеводу. У цьому випадку світло ніколи не залишає волокна [19]. На малюнку 12 показаний типовий датчик EFPI [19] на основі капілярної трубки.

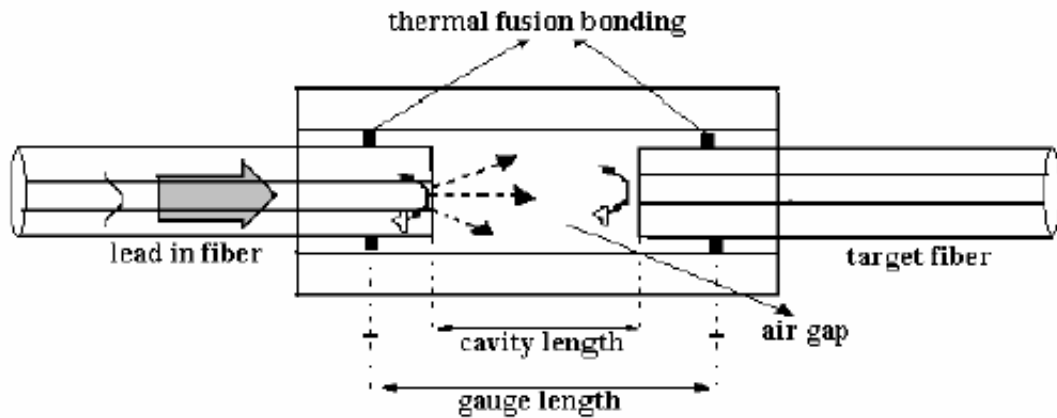


Рисунок 1.12– Датчик EFPI на основі капілярної трубки

Один розщеплений кінець волокна (вхідний) вставляється в скляну капілярну трубку, а інший розщеплений кінець волокна (мішень) вставляється в трубку з іншого кінця. Як вхідні, так і цільові волокна термоплавкою зв'язані з трубкою. Довжина порожнини між двома волокнами контролюється за допомогою прецизійного оптичного позиціонера до термоплавкового зв'язку. Однією з переваг датчика напруги EFPI є те, що його довжина калібру та довжина порожнини можуть бути різними. Чутливість до деформації визначається довжиною калібру, тоді як температурна чутливість визначається лише довжиною порожнини, оскільки волокно та трубка мають однакові коефіцієнти теплового розширення. Отже, коли довжина датчика набагато більша за довжину порожнини, чутливість датчика до температури стає набагато меншою, ніж чутливість до деформації. Отже, компенсація температури не потрібна. Датчик IFPI містить два дзеркала, розділені відстанню в сердечнику волокна. Найбільш раннім датчиком IFPI є, мабуть, сплайсований датчик IFPI з тонкоплівковим волокном TiO_2 . У цьому датчику внутрішнє дзеркало вводиться у волокно шляхом осадження тонкої плівки на розщепленому кінці волокна з подальшим зрощенням плавленням, як показано на рисунку 1.13. Для виготовлення внутрішнього дзеркала також використовуються кілька інших методів, наприклад, використання вакуумного осадження, магнетронного напилення або е-променевого випаровування [19].

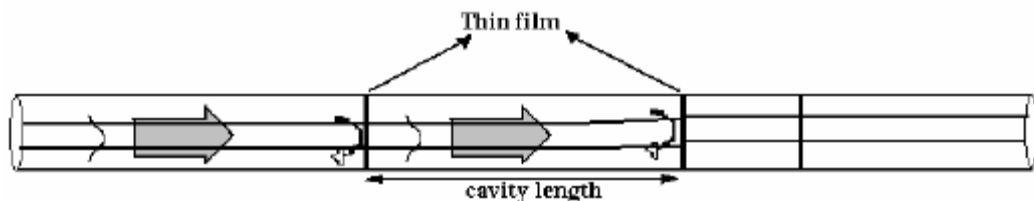


Рисунок 1.13 – Датчик IFPI на основі тонкої плівки

Інтерферометричні датчики саньяку засновані на волоконних гіроскопах, які можна використовувати для відчуття кутової швидкості. Волокнисті гіроскопи засновані на принципі, згідно із яким застосування сили змінює довжину хвилі світла, коли воно рухається навколо котушки оптичного волокна. Він також може бути зайнятий для вимірювання різних в часі впливів, таких як акустика та вібрація. Розроблено два типи волоконно-оптичних гіроскопів: волоконно-оптичний гіроскоп з відкритим циклом та волоконно-оптичний гіроскоп із замкнутим циклом.

Відкритий контур волоконно-оптичного гіроскопа показаний на рисунку 1.14. Широкопasmове джерело світла використовується для введення світла у вхідний або вихідний волоконний з'єднувач. Вхідний світловий промінь проходить через поляризатор, який використовується для забезпечення певної взаємності лічильника, що поширює світлові промені через волоконну котушку. Друга центральна муфта розділяє ці два світлові промені у волоконно-оптичну котушку, де вони проходять через модулятор. Він використовується для створення вихідного сигналу, що змінює час, що вказує на обертання. Модулятор зміщений до центру котушки для підкреслення пропорційної різниці фаз між лічильником, що поширюється світловими пучками. Після того, як промені світла поширюються від модулятора, вони знову приєднуються і проходять через поляризатор. Нарешті, світлові промені направляються на вихідний детектор [8].

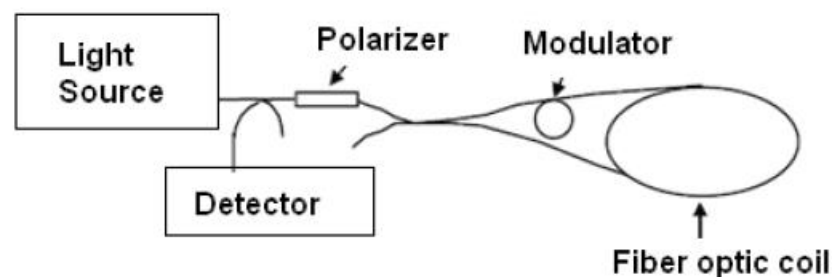


Рисунок 1.14 – Волоконно-оптичний гіроскоп з відкритим контуром

Другий тип - це волоконно-оптичний гіроскоп із замкнутим контуром, який головним чином спрямований на застосування вакууму до високоточних навігаційних програм. Вони мають високі швидкості повороту і потребують високої лінійності та великих динамічних діапазонів. На рисунку 1.15 проілюстровано волоконно-оптичний гіроскоп із замкнутим циклом. Цей тип датчика використовується як модулятор в волоконно-оптичній котушці для створення фазового зсуву з певною швидкістю. Коли обертається котушка, сигнал першої гармоніки подається з фазою, яка залежить від швидкості обертання. Цей спосіб подібний до волоконно-оптичного гіроскопа з відкритим циклом, який описаний раніше [18].

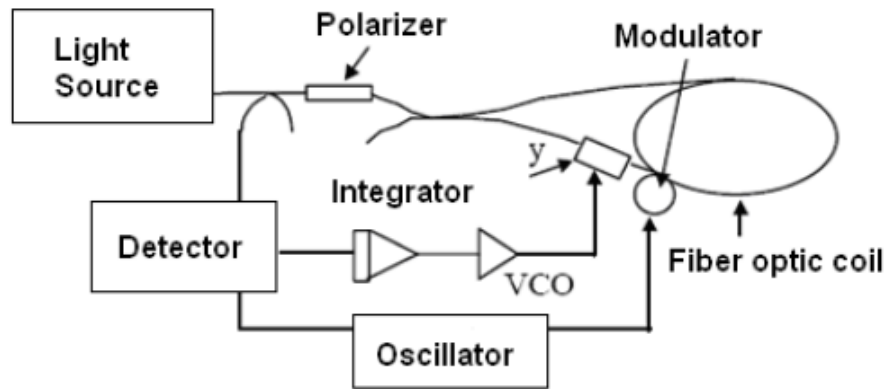


Рисунок 15. Волоконно-оптичний гіроскоп із замкнутим циклом

1.6 Поляризаційні модульовані волоконно-оптичні датчики

Напрямок ділянки електричного поля світлового поля визначається як стан поляризації світлового поля. Різні типи поляризаційних станів світлового поля - це лінійні, еліптичні та кругові поляризаційні стани. Для стану лінійної поляризації напрямок електричного поля завжди тримається в одній лінії під час поширення світла. Для еліптичного поляризаційного стану напрямок електричного поля змінюється під час поширення світла. Кінець вектора електричного поля утворює еліптичну форму; отже, його називають «еліптичне поляризоване світло».

Показник заломлення волокна змінюється, коли воно зазнає напруги або деформації. Таким чином, існує індукована різниця фаз між різними напрямками поляризації. Це явище називається фотопружним ефектом. Більш того, показник заломлення волокна, що зазнає певного напруження або деформації, називається індукованим показником заломлення. Індукований показник заломлення змінюється із напрямком прикладеного напруження або деформації. Таким чином, існує індукована різниця фаз між різними напрямками поляризації. Іншими словами, за зовнішніх збурень, таких як напруження чи деформація, оптичне волокно працює як лінійний сповільнювач. Отже, виявляючи зміну вихідного поляризаційного стану, можна відчувати зовнішнє збурення [10].

Показник заломлення волокна змінюється, коли воно зазнає напруги або деформації. Таким чином, існує індукована різниця фаз між різними напрямками поляризації. Це явище називається фотопружним ефектом. Більш того, показник заломлення волокна, що зазнає певного напруження або деформації, називається індукованим показником заломлення. Індукований показник заломлення змінюється із напрямком прикладеного напруження або деформації. Таким чином, існує індукована різниця фаз між різними напрямками поляризації. Іншими словами, за зовнішніх збурень, таких як напруження чи деформація, оптичне

волокно працює як лінійний сповільнювач. Отже, виявляючи зміну вихідного поляризаційного стану, можна відчутти зовнішнє збурення [10].

На рисунку 1.16 показано оптичне налаштування волоконно-оптичного датчика на основі поляризації. Він утворюється шляхом поляризації світла від джерела світла через поляризатор, який може бути довжиною волокна, що зберігає поляризацію. Поляризоване світло запускається під кутом 45 градусів до бажаних осей довжини біфрігентного волокна, що зберігає поляризацію. Ця ділянка волокна служить чутливим волокном. При зовнішніх збуреннях, таких як напруження чи деформація, різниця фаз між двома поляризаційними станами змінюється. Потім вихідний поляризаційний стан змінюється відповідно до збурення. Отже, аналізуючи вихідний стан поляризації на вихідному кінці волокна, можна виявити зовнішнє збурення [10].

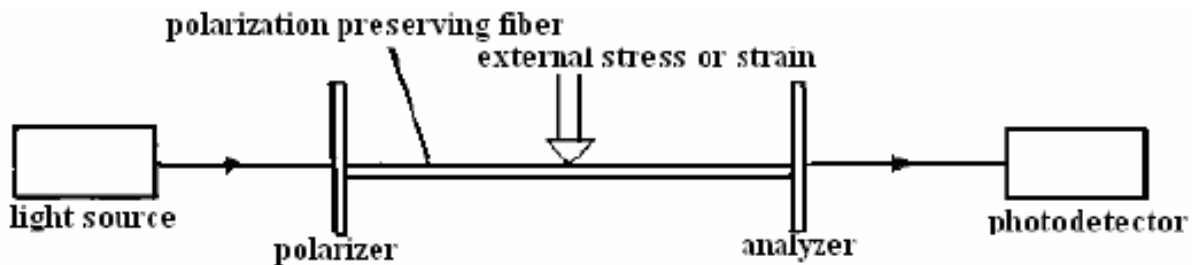


Рисунок 1.16 – Волоконно-оптичний датчик на основі поляризації

Застосування волоконно-оптичних датчиків. Волоконно-оптичні датчики використовуються в декількох областях. Зокрема:

- Вимірювання фізичних властивостей, таких як деформація, переміщення, температура, тиск, швидкість та прискорення в структурах будь-якої форми або розміру.

- Моніторинг фізичного стану споруд у режимі реального часу.

- Будинки та мости: моніторинг бетону під час схоплювання, моніторинг тріщин (довжина, швидкість поширення), моніторинг попереднього напруження, вимірювання просторових переміщень, еволюція нейтральної осі, довгостроковий моніторинг деформації (повзучості та усадки), взаємодія бетону та сталі та оцінка пострейсмічних пошкоджень

- Тунелі: багатоточкові оптичні екстензометри, моніторинг конвергенції, оцінка торкретбетону / збірних склепінь та моніторинг з'єднань, виявлення пошкоджень.

- Дамби: моніторинг фундаменту, моніторинг розширення суглобів, вимірювання просторових переміщень, моніторинг витоків та розподілений контроль температури.

- Структури спадщини: моніторинг переміщення, аналіз розкриття тріщин, оцінка постсейсмічних пошкоджень, моніторинг відновлення та старе-нове взаємодія.

1.7 Перетворювачі на основі ефекту Фарадея

Світлу, яке розповсюджується через будь-яке середовище, властиве явище поляризації [19]. Стан поляризації в будь-якій точці характеризується функцією залежності вектора електричного поля E світлової хвилі в цій точці, від часу [18]. В найбільш загальному випадку кінець вектора поля E від часу описує в просторі еліпс. Така поляризація називається еліптичною. Можна виділити два окремі випадки: коли еліпс стає колом (кругова поляризація) і коли еліпс перетворюється в лінію (лінійна поляризація) [18]. Стан поляризації будь-якої хвилі, яка розповсюджується може бути представлено як суперпозиція двох хвиль, які мають ортогональний стан поляризації [19]. Якщо стан поляризації деяким чином змінюється при розповсюдженні випромінювання через речовину, це явище називають подвійним заломленням, тоді властивості можна характеризувати по типу хвилі, на стан поляризації яких середовище не впливає.

Однак ті ж самі матеріали сильно впливають на стан поляризації лінійно поляризованого випромінювання, як показано на рисунку 1.17, де площина поляризації лінійно поляризованого випромінювання обертається на кут θ після проходження через кругову двоприменезаломлююче середовище. В загальному, повна зміна стану поляризації залежить від відстанні, величини та виду подвійного заломлення і стану поляризації на вході.

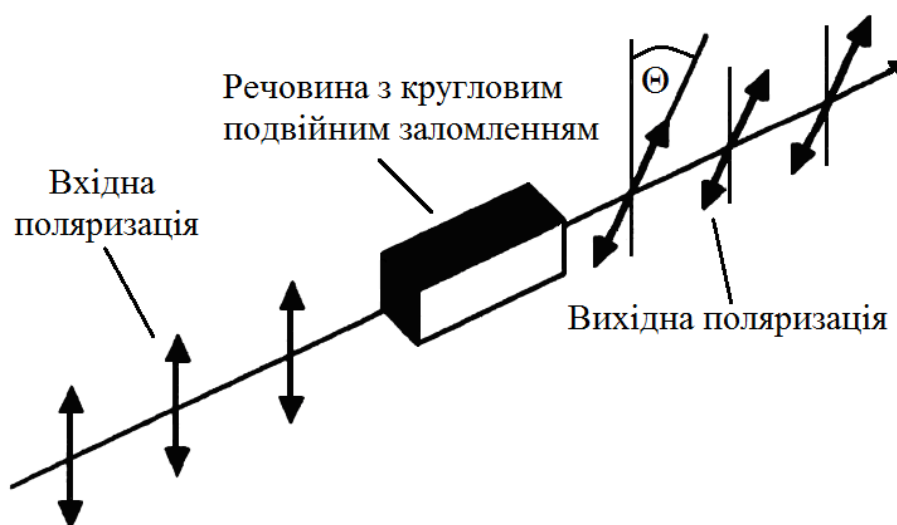


Рисунок 1.17 – Обертання площини поляризації лінійно поляризованого світла середовищем, круговим з подвійним заломленням

Фарадей відкрив, що в багатьох матеріалах кругове подвійне заломлення виникає під дією прикладеного магнітного поля [17]. Відповідно, можна визначати магнітне поле, використовуючи лінійно поляризоване випромінювання і вимірюючи величину подвійного заломлення, яке виникло в визначених матеріалах під дією зовнішнього магнітного поля. Саме цей механізм використовується в волоконно-оптичних перетворювачах магнітного поля, оснований на ефекті Фарадея [16].

1.8 Волоконний поляриметр на основі Ефекту Фарадея в оптичному волокні

Статичне кругове подвійне заломлення прямого відрізка круглої серцевини оптичного волокна зазвичай достатньо мале [18].

Однак в присутності магнітного поля H , виникає кругове подвійне заломлення, яке повертає площину поляризації лінійно поляризованого випромінювання на кут θ

$$\theta = V \int H * dl ,$$

де V – магнітооптична постійна Верде; H – напруженість магнітного поля.

Магнітооптична постійна Верде V являється мірою інтенсивності проявлення ефекту Фарадея у волокні і інтегрування виконується по довжині волокна, яке піддається дії поля H [20]. Величина V залежить від складу матеріалу волокна і оптичної довжини хвилі [19]. Особливістю обертання під дією ефекту Фарадея являється залежність від напрямку розповсюдження [20]. Якщо світло, яке розповсюджується в одному напрямку, приводиться в обертання на кут θ , світло, яке рухається у протилежному напрямку, приводиться до обертання на кут $-\theta$. Цю залежність можна використовувати в роз'єднувачах потужності. З іншої сторони, вона може являтися завадою в таких пристроях, як волоконно-оптичні перетворювачі обертання, заснованих на виключенні усіх джерел такої залежності, крім ефекту Саньяку [18]. Паразитне магнітне поле може дієво впливати на перетворювач через ефект Фарадея і спотворювати вихідний сигнал.

У відповідності з законом Ампера лінійний інтеграл магнітного поля зводиться до наступного виразу

$$\theta = VN_i .$$

Зміна стану поляризації θ можна замірити за допомогою поляриметра, як показано на рисунку 1.18. На вході у волокно поляризатор створює лінійно

поляризоване випромінювання [22], в той час як аналізатор установлюється під фіксованим кутом по відношенню до вхідного поляризатора. Для того щоб підтримувати строгий визначений стан поляризації на всій довжині використовується одномодове волокно [19].

Якщо аналізатор встановлений під кутом $\pm 45^\circ$ по відношенню до поляризатора, потужність випромінювання P на приймачі визначається

$$P = \frac{P_0}{2}(1 \pm \sin 2\theta), \quad (1.1)$$

де $P_0/2$ – середня оптична інтенсивність на приймачі, як показано на рисунку 1.18. Для невеликих струмів вираз (1.8) можна перетворити

$$P = \frac{P_0}{2}(1 + 2VNi). \quad (1.2)$$

Тобто інтенсивність являється лінійною функцією струму.

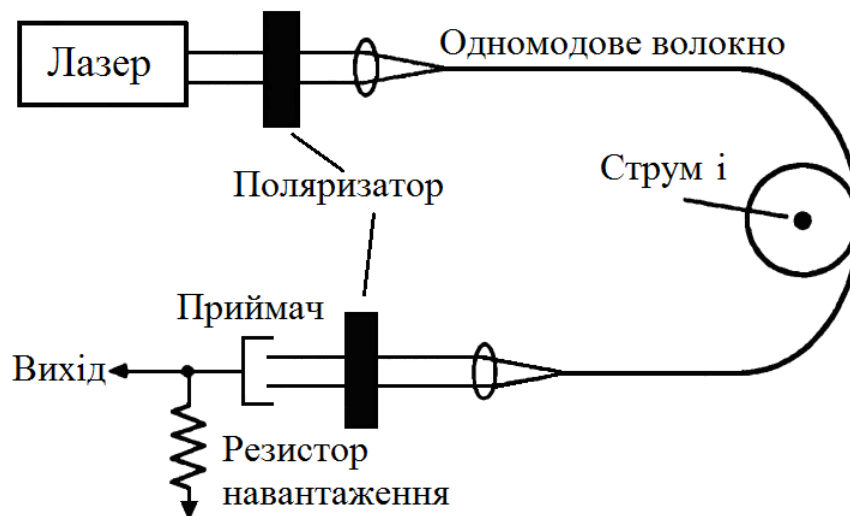


Рисунок 1.18 – Волоконний поляриметр, сконфігурований як перетворювач змінного магнітного поля

При намотуванні волокна на провідник отримується компактний перетворювач, перевагою якого являється симетричність по відношенню до поля, яке створюється струмом. Однак вигин волокна таким чином створює в ньому механічну напругу, що в свою чергу викликає лінійне подвійне заломлення β_b

$$\beta_b = K_\lambda \left(\frac{r}{\rho} \right)^2, \quad (1.3)$$

де r – радіус волокна; K_λ – параметр речовини, який має значення $K_\lambda \approx 1,3 \cdot 10^6$ для кварцевого волокна при $\lambda = 0,63$ мкм.

При наявності лінійного подвійного заломлення рівняння (1.1) можна переписати наступним чином

$$P = \frac{P_0}{2} \left(1 + \frac{\alpha_F}{\gamma} \sin \gamma L \right), \quad (1.4)$$

де

$$\gamma^2 = \beta^2 + \alpha_F^2, \quad (1.5)$$

$$\beta = \beta_i + \beta_b. \quad (1.6)$$

Представлені рівняння включають в себе лінійне подвійне заломлення β_i , яке властиве волокну [23]. Кругове подвійне заломлення, обумовлено ефектом Фарадея, виражається виразом

$$\alpha_F = 2\theta/L, \quad (1.7)$$

де $L = 2\pi N\rho$ – довжина волокна; ρ – радіус витка волокна.

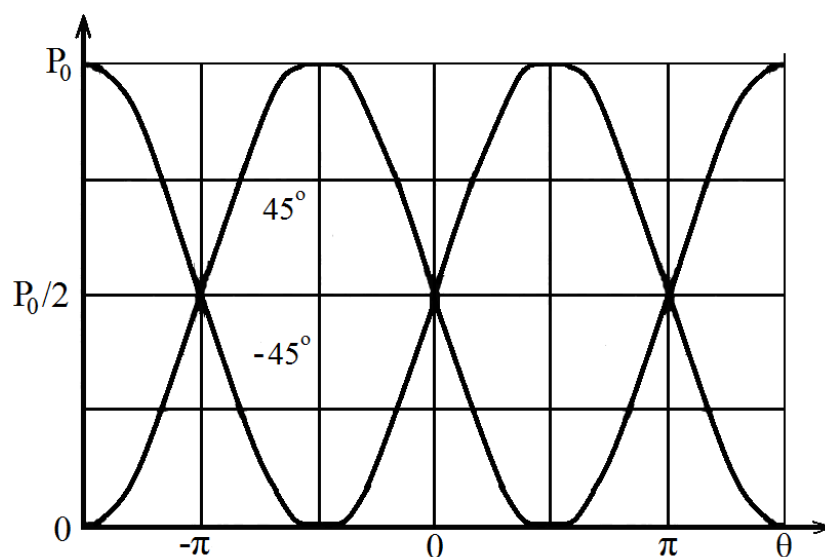


Рисунок 1.19 – Вихідна інтенсивність поляриметра, як функція кута повороту θ , якщо аналізатор встановлений по відношенню до поляризатора під кутом $\pm 45^\circ$

Якщо $\beta \gg \alpha_F$, то отримуємо вираз

$$P = \frac{P_0}{2} (1 + 2V_{eff} N_i). \quad (1.8)$$

Другий метод подолання ефекту лінійного подвійного заломлення полягає в усуненні самої механічної напруги, після того, як котушка вже сформована, шляхом відпалу волокна. Одномодове волокно послідовно оброблюють при температурі 800 °С і отримують значення ефективної постійною Верде, близьке до первинного, властивого ненапруженого волокна [17].

Волокна, які початково мають високий ступінь кругового подвійного заломлення, також можуть бути ефективні при розв'язку проблеми подвійного заломлення променя, викликаного вигином. Безліч різних волокон володіють цією властивістю, у тому числі волокна зі спіральною серцевиною [11], кручені волокна [12] і волокна з еліптичним подвійним заломленням променя [13].

Ширина смуги пропускання - важлива характеристика волоконно-оптичних перетворювачів, заснованих на ефекті Фарадея. Оскільки ефект Фарадея виникає в результаті взаємодії між електронами у волокні й прикладеним магнітним полем, такі перетворювачі спрацьовують надзвичайно швидко, особливо в порівнянні з магнітострикційними перетворювачами, заснованими на механічному русі. Хоча у коротких об'ємних оптичних обладнаннях, заснованих на ефекті Фарадея, визначена смуга пропускання набагато перевищує значення 1 ГГц, у волоконних перетворювачах вона обмежена часом затримки в самому волокні. Якщо вимірюване магнітне поле швидко коливається в той час, поки випромінювання поширюється по волокну, кут повороту площини поляризації також зазнає безлічі коливань і тільки невелика частина волокна в самому кінці внесе вклад у кінцевий кут повороту. Докладні розрахунки [14] показують, що ширина смуги пропускання Δf на рівні 3 дБ для N витків радіусом r визначається приблизно згідно виразу

$$\Delta f = \frac{c}{(\pi^2 n N r) \sqrt{2}}, \quad (1.8)$$

де n - показник переломлення серцевини волокна; c - швидкість світла у вакуумі.

Час поширення τ має значення

$$\tau = nL/c. \quad (1.9)$$

З рівняння (1.8) зрозуміло, що при постійному N смуга пропускання може бути розширена тільки зменшенням ρ , чому сприяє зменшення ефективної постійної Верде. Корисно обчислити добуток смуги пропускання на чутливість

$$BRP = \frac{cV}{\pi^2 np\sqrt{2}} \left[1 - \frac{K_\lambda}{2g^2\xi^2} \left(\frac{r}{p} \right)^4 \right]. \quad (1.10)$$

Для даного волокна (V , K_λ , r і g) і для даного скручення ξ і радіуса витків ρ добуток смуги пропускання на чутливість постійний і не залежить від кількості витків волокна N . Збільшення чутливості можна отримати лише за рахунок зменшення смуги пропускання.

1.9 Конструкції волоконно-оптичних перетворювачів

Перетворювач зі структурою багатовиткова волоконна котушка на одиничній ширині. Волоконний перетворювач особливо добре підходить для застосування в цьому пристрої, оскільки в ньому використовується струмонепровідне приєднання до високовольтної шини. Система, представлена на рисунку 1.20, аналогічна тієї, яку протестував Роджерс [15]. Випромінювання гелій-неонового лазера поляризується й уводиться в одномодове оптичне волокно за допомогою мікрооб'єктива. Волокно скручене для створення постійної кругової променезаломлюваності α_t і N раз обгорнене навколо шини.

Вихідне випромінювання зводиться в паралельний пучок і пропускається через призму Волластона [20], щоб розділити дві ортогональні лінійно поляризовані моди. Різниця виходів ділиться на суму для додання результату стійкості й незалежності від флуктуацій інтенсивності [19].

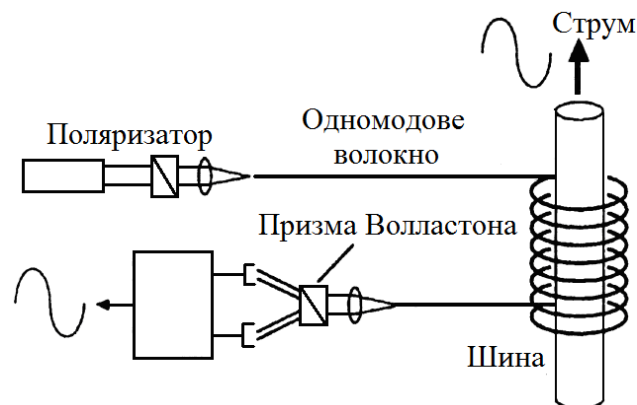


Рисунок 1.20 – Волоконно-оптичний пристрій відображення струму, основане на ефекті Фарадея, в високовольтній лінії

Перетворювач типу інформаційне кільце. Перетворювачі такого типу будуються за структурою єдиної волоконної петлі з багатьма соленоїдами [24]. На рисунку 1.21 представлена будова перетворювача такого типу. Схема з замкнутим контуром предсталена на рисунку 1.21. Декілька багатовиткових соленоїдів розміщено на єдиному волоконному «кільці». В кожному соленоїді можна використовувати також багатовиткові котушки, і в цьому випадку кут повороту площини поляризації визначається як

$$\theta = VNMI,$$

де N – кількість витків волокна; M – кількість витків проволки зі струмом I .

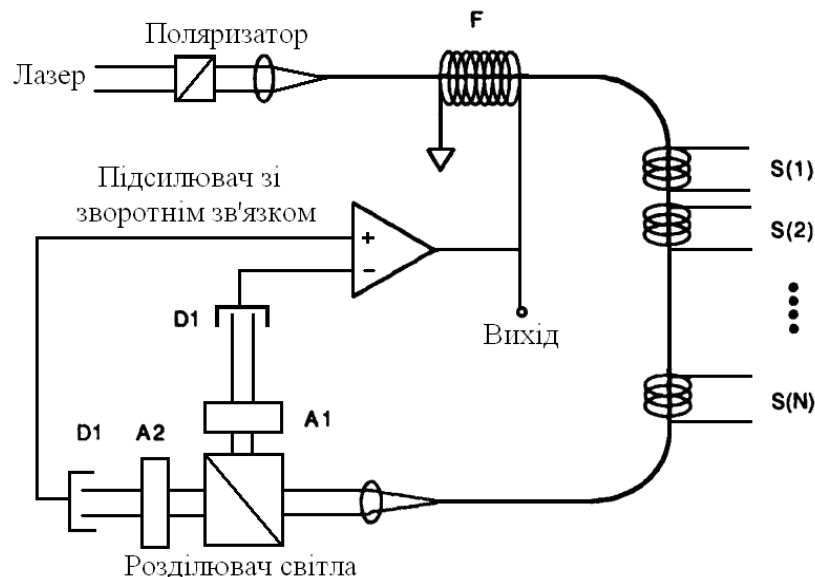


Рисунок 1.21 – Волоконний поляриметр, сконфігурований як неінвазивне інформаційне кільце

Один соленоїд (F) використовується в петлі зворотного зв'язку, щоб підтримати значення повного кута повороту площини поляризації менше 90° , в той час як останні соленоїди $S(1), S(2) \dots S(N)$ використовуються для передачі сигналу в кільце. Вихід ділиться на два промені, кожний з яких аналізується одним з двох поляризаторів, встановлених під кутами $\pm 45^\circ$ по відношенню до вхідного поляризатора. Таким чином, вимірні кути на обох виходах залишаються в межах 90° .

Система мультиплексована, оскільки на сигнальні котушки подаються сигнали різноманітних частот, і діють як формаційне кільце, в якому кожна сигнальна котушка працює лише на передачу.

Магнітострікційні перетворювачі. В магнітострікційних волоконно-оптичних перетворювачах магнітного поля для вимірювання залежної від магнітного поля деформації в чутливих елементах використовуються волоконні інтерферометри [26].

На рисунку 1.22 представлена базова схема інтерферометра Маха-Цендера, яка включає в себе магнітострікційний елемент, під'єднаний до волокна довжиною L в одному з плечей інтерферометра [22].

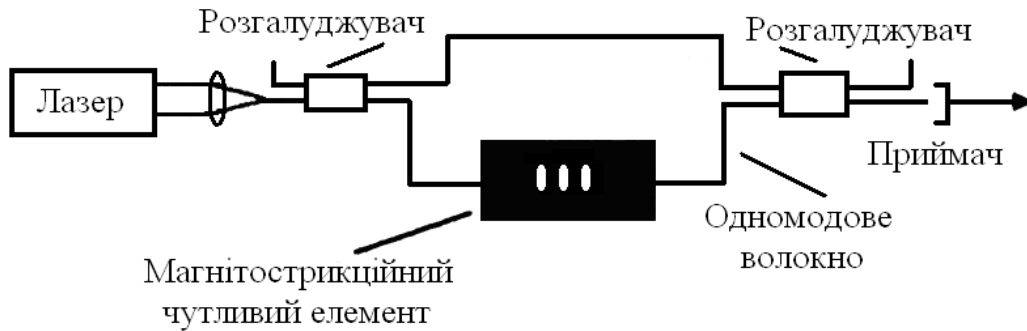


Рисунок 1.22 – Основні компоненти магнітострікційного волоконно-оптичного магнітометра на основі інтерферометра Маха-Цендера

Якщо деформація речовини залежить від прикладеного зовнішнього магнітного поля H , залежачий від поля зсув фази $\varphi(H)$, який виникає в інтерферометрі визначається як

$$\varphi(H) = \frac{2\pi n \xi}{\lambda} L \eta e(H),$$

де λ – довжина хвилі лазерного джерела в вільному просторі; n – показник заломлення серцевини волокна; L – довжина волокна, яке піддається залежної від поля деформації $e(H)$; η – ефективність передачі деформації (деформація в волокні, в магнітострікційному елементі); ξ – коефіцієнт корекції деформації, який дозволяє урахувати зміну постійної розповсюдження в серцевині волокна при поздовжній деформації [23].

$$\xi = 1 - \frac{1}{2} n^2 [(1 - \mu) P_{12} - \mu P_{11}],$$

де μ – коефіцієнт поперечної деформації Пуасона для матеріала волокна; P_{ij} – елемент тензора коефіцієнтів оптичної чутливості до деформації.

Не вся деформація, яка сформована в магнітострікційному елементі передається в серцевину оптичного волокна, оскільки в областях спряження між

волокном і матеріалом завжди присутні втрати [22]. Яка саме деформація передається, залежить від типу і товщини зв'язуючої речовини, типу матеріалу, який покриває волокно і частоти збудження. Типові значення для одномодового волокна з покриттям і епоксидним клеєм лежать в діапазоні $0,3 \leq \eta \leq 0,9$.

Більшість феромагнітних матеріалів мають властивість магнітострикції, і для більшості матеріалів величину магнітострикції можна розрахувати за виразом

$$e = CH^2.$$

Це рівняння описує так звану "модель когерентного обертання", яка використовується лише при виконанні набору певних умов, як показано на рисунку 1.23. В моделі когерентного обертання передбачається, що речовина має одноосну магнітну анізотропію, і визначається вісью легкого намагнічення, яке характеризується полем анізотропії H_A [27].

Тобто за відсутності зовнішнього прикладеного магнітного поля магнітні моменти направлені в позитивну або в негативну сторону вздовж поля анізотропії. Ця анізотропія зазвичай залежить від макроскопічної форми зразка.

Сила поля анізотропії визначається, наскільки сильно «зв'язані» моменти до направлення легкої осі. Магнітостатична енергія зразка як цілого мінімізується доменною структурою (рисунок 1.23), в якому легка вісь розміщується перпендикулярно до напрямку прикладеного поля. Під дією прикладеного поля моменти повертаються когерентно в направленні поля [25].

При таких умовах намагніченість зростає пропорційно прикладеному полю і наростання намагніченості супроводжується зміною довжини зразка вздовж направлення поля, причому довжина залежить від величини прикладеного поля нелінійно, а квадратично.

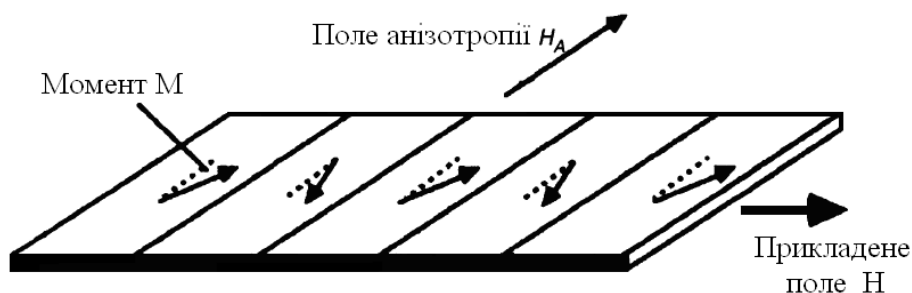


Рисунок 1.23 – Доменна структура поперечного зразка металевго скла, реакція моментів на прикладене поле витікає з моделі когерентного обертання

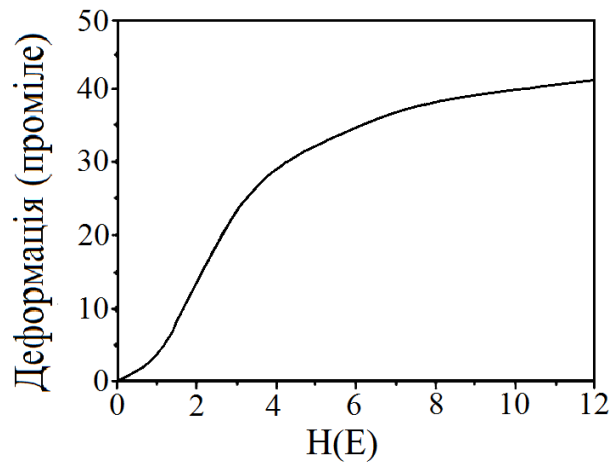


Рисунок 1.24 – Характеристика магнітострикція металевого скла демонструє квадратичну залежність при слабких полях і насичення при сильних полях

По мірі наростання величини прикладеного поля і перевищення ним значення H_A деформація асимптотично досягає насичення магнітострикції λ_S (рисунок 1.24). Значення C залежить від λ_S і H_A наступним чином

$$C = 3\lambda_S / 2H_A^2,$$

де λ_S – насичення магнітострикції.

Зрозуміло, що матеріал, який є придатним для використання в якості магнітострикційного чутливого елемента, повинен мати одночасно велике значення λ_S і мале H_A . Особливо підходять для використання в волоконо-оптичних перетворювачах та системах такі магнітострикційні матеріали, як аморфні феромагнітні сплави [22].

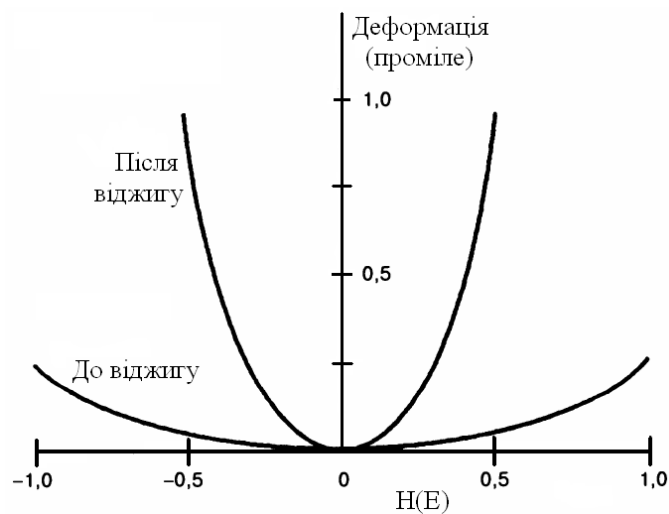


Рисунок 1.25 – Зпівставлення магнітострикції в слабких полях зразка металевого скла до і після віджигу поперечним полем

Хороші результати досягнуті для аморфного сплава Метгласс 2605 S2 ($\text{Fe}_{78}\text{B}_{13}\text{Si}_9$) нагрівом матеріалу або в вакуумі, або під потоком обезвоженого аргону, в присутності магнітного поля з індукцією від 0,01 до 0,1 Тл і послідовним повільним охолодженням в присутності поля [21].

Співставлення магнітострикції в слабких полях до і після віджигу полем приведено на рисунку 1.25. Параметр C може бути збільшений приблизно в 10 раз, зазвичай з 10^{-7} E^{-2} до 10^{-6} E^{-2} . Магнітострикція насичення, яка показана на рисунку, після віджигу полем суттєво не зміниться. При роботі з перетворювачами найбільш важливою особливістю є нелінійна залежність магнітострикції від H , є властивістю надкорисною при вимірюваннях низькочастотних магнітних полей.

Розглянемо магнітне поле, яке складається з постійної складової H_0 , повільно змінюваної складової з частотою Ω і швидко змінюваною складовою з частотою ω ($\omega \geq \Omega$)

$$H = H_0 + H_\Omega \cos \Omega t + h \cos \omega t.$$

Зсув фази, який виникає в результаті прикладання цього поля к магнітострикційному елементу, буде складатись з частот складової, постійної, Ω , 2Ω , ω , 2ω і $\omega \pm \Omega$. При умові, що ми керуємо високочастотним полем і вимагається змінити постійне і низькочастотне поле, достатньо виміряти лише компоненти зсуву фази при ω і $\omega \pm \Omega$, маючи амплітуди

$$\varphi(H_0) = \left(2 \frac{2\pi n \xi}{\lambda} CLh \right) * H_0,$$

$$\phi_{\omega \pm \Omega}(H_\Omega) = \left(\frac{2\pi n \xi}{\lambda} CLh \right) * H_\Omega.$$

При фіксованому значенні h амплітуда складової ω змінюється лінійно при зміні H_0 , в той час як амплітуда бічної смуги при $\omega \pm \Omega$ змінюється лінійно при зміні амплітуди низькочастотного поля H_Ω . Більш того, знак цих сигналів залежить від напрямку H_0 і H_Ω . На рисунку 1.26 показана змінна деформація, яка отримується в результаті прикладання невеликого збуджуючого поля, центрованого відносно постійного поля зміщення H_0 .

Для збудження використовується магнітне поле, яке має середньоквадратичну напруженість 6,0 мЕ на частоті 1 кГц. Доля лінійного виходу відповідає $C = 1,0 \times 10^{-6} \text{ E}^{-2}$.

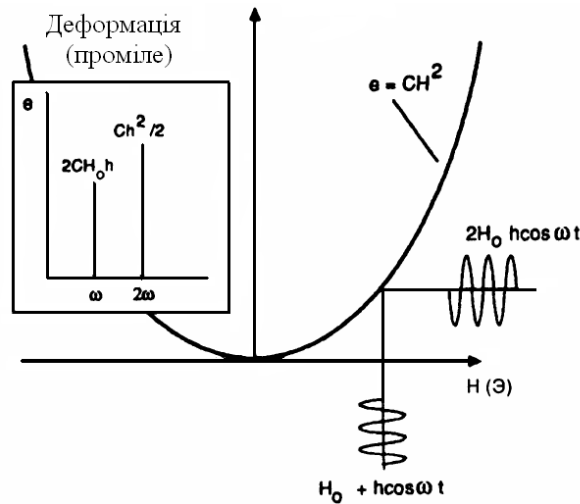


Рисунок 1.26 – Графік змішування взаємодії постійного та змінного полів при нелінійності магнітострикції, показаний відповідний частотний спектр

При $H_0 = 0$ змінний зсув фази складається лише з компонентів 2ω , і при збільшенні H_0 компонента 2ω залишається постійною, тоді як величина вкладу компоненти ω збільшується лінійно при збільшенні H_0 .

Врізка на рисунку 1.26 показує частотний спектр характеристики. Відповідно до цього, цей перетворювач може також використовуватись в якості перетворювача змінного магнітного поля, якщо прикладено фіксоване постійне поле підмагнічування [18]. Тоді змінна вихідного сигналу на частоті ω буде пропорційне змінам амплітуди змінні амплітуди змінного поля на частоті ω .

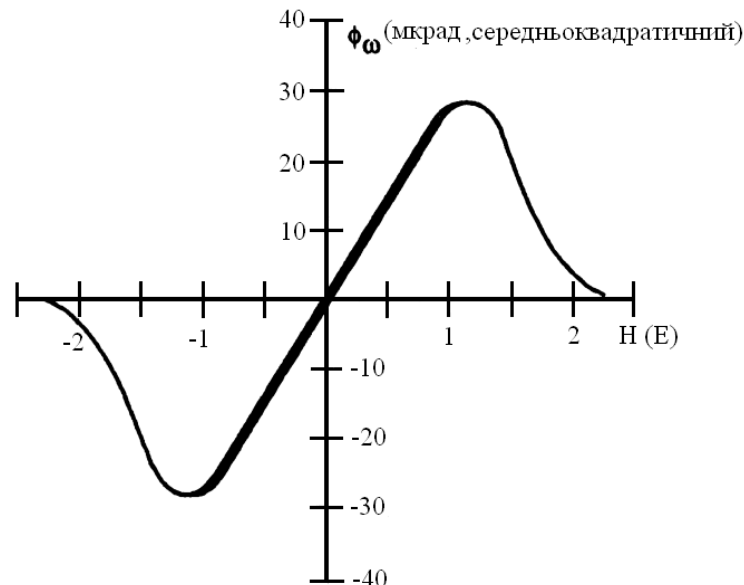


Рисунок 1.27 – Зсув фази на частоті збудження як функція постійного поля, демонструючий область лінійної залежності при слабких полях

На рисунку 1.27 показаний графік залежності ϕ_ω від постійного поля H_0 , отриманий в результаті вимірювань за допомогою волоконного магнітометра,

який працює на довжині хвилі $\lambda = 0,83$ мкм і включає в себе смугу металевого скла, вбудовану в покриті захисною оболонкою одномодове оптичне волокно. З графіку, представленого на рисунку 1.27 видно, що була отримана крива Гістерезиса [17]. При необхідному режимі роботи волоконно-оптичних перетворювачів можливість реєстрації сигналів на частоті і обмежена власними фазовими шумами інтерферометра [19]. Потужність фазового шуму інтерферометра зазвичай залежить від частоти як $1/f$. Він обумовлений випадковими змінами температури лазера, також різницею температур і механічних напруг волокон двох плеч інтерферометра. Необхідність використання збуджуючого сигналу витікає безпосередньо із цієї проблеми низькочастотного фазового шуму [20].

Змішування збуджуючого поля з зміним полем покращує відношення сигнал/шум, не лише за рахунок підвищуючого перетворювача сигналу до частот, при яких шум інтерферометра нижче, але також за рахунок підвищення рівня сигналу в результаті помноження низькочастотного поля на амплітуду збуджуючого поля.

При умові, що загальна напруженість поля мала настільки, що модель когерентного обертання залишається часто вживаною.

Два основних типи магнітострикційних перетворювачів, які є перетворювачами, представлені на рисунку 1.28. В пристроях першого типу магнітострикційним матеріалом покриті або саме волокно, або волокно, яке попередньо покриті немагнітним полімером, який забезпечує гнучкість і дозволяє зберігати чутливість до магнітного поля волокна [26].

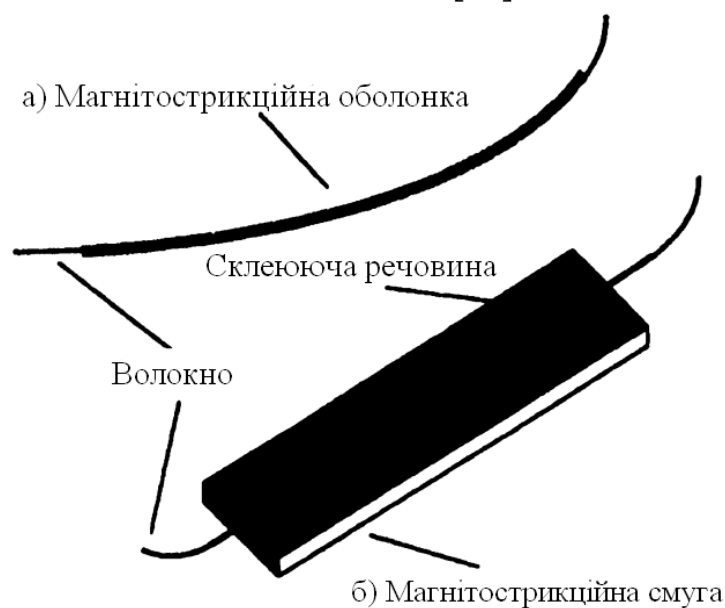


Рисунок 1.28 – Два типи магнітострикційних перетворювачів: а) магнітострикційна оболонка на волокні; б) волокно, з'єднане з магнітострикційним елементом

В перетворювачах другого типу форма елемента з магнітострикційного матеріалу фіксована і волокно приєднане до цього елемента. Найбільш розповсюдженні форми елементів – плоскі прямокутні смуги та циліндри. Для того щоб відповідним чином порівняти і оцінити перетворювачі двох типів, необхідно вивчити вплив трьох ефектів. Ці ефекти є розмагнічування, механічні навантаження і механічний резонанс [28].

На рисунку 1.29 показаний та наведений в додатку Б інтерферометр Маха - Цендера, але також можуть використовуватись інтерферометри Майкель-сона, Фабрі-Перо або поляриметричний [29]. Інтерферометр повинен мати низький пороговий зсув фаз на частотах, близьких до частоти збудження. Джерело складається з одномодового лазера [19], пристрою для ефективного вводу випромінювання в сердцевину волокна і оптичної розв'язки, достатньої, щоб протидіяти перескокам моди в лазері через зворотне відбиття від мікрооб'єктів, з'єднань і кінців волокна на виході розгалужувача [21]. Перетворювач представляє собою магнітострикційний елемент. Його розмір і форма залежать від конкретного положення.

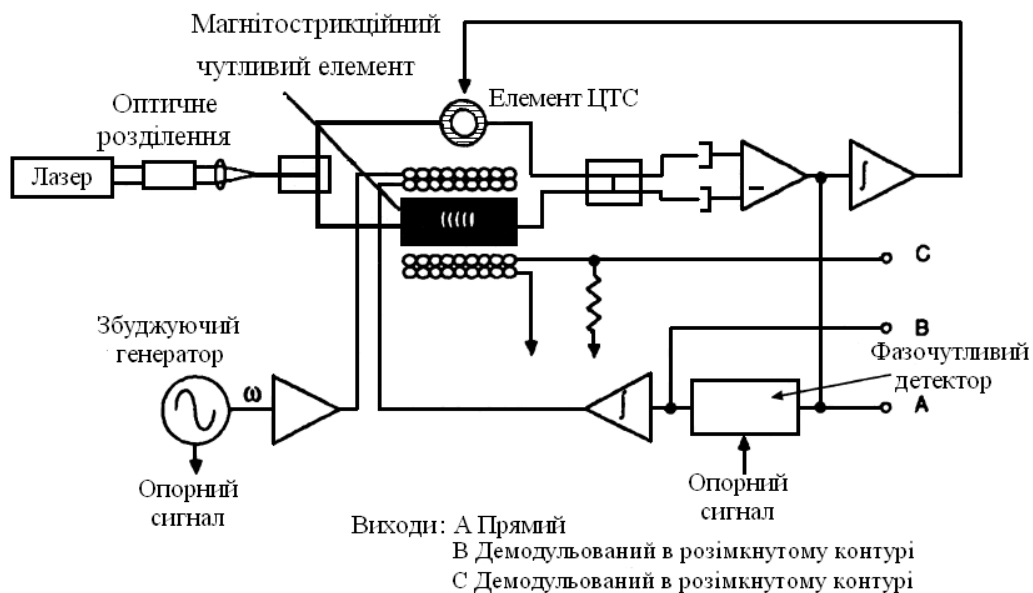


Рисунок 1.29 – Схема волоконно-оптичного низькочастотного магнетометра, в якому використовується подвійне детектування: активне гомодинне слідкування за фазою для демодуляції виходу інтерферометра і фазочутливого детектування для демодуляції магнітного сигналу

Приймач представляє собою фотодетекторну схему з достатнім підсиленням і смугою пропускання для точного відтворення сигналу на частоті збудження. Повинна бути використана схема для демодуляції виходу

інтерферометра. В системі на рисунку 1.29 демодуляція на основі активного гомодування [24].

Збуджуюче магнітне поле забезпечує генератор, під'єднаний до соленоїда, який містить перетворювач. Геометричні і електричні параметри соленоїда визначаються розмірами перетворювача, вимоги компоновки, а також вихідним опором генератора і його можливістю збуджуватись.

Фазочутливий детектор – найбільш ефективний засіб для обробки демодульованого сигналу інтерферометра на частоті збудження ω , дозволяючий отримати величину і напрямок статичного і низькочастотного полей. При роботі системи, вихідний сигнал можна відслідкувати в трьох точках системи: безпосередньо на виході інтерферометра, на виході фоточутливого детектора, де напруга прямопропорційна полю, що вимірюється чи на резисторі зворотного зв'язку, де струм помилки [27] пропорційний полю, яке вимірюється.

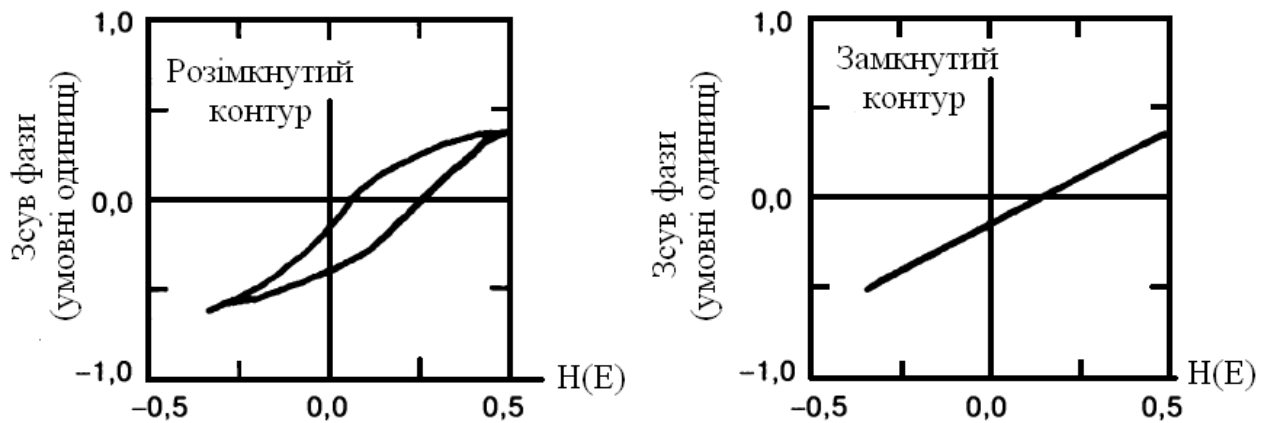


Рисунок 1.30 – Порівняння ефектів гістерезиса при роботі волоконного магнітометра з розімкнутими і замкнутими контурами

Якщо використовувати вихід фазочутливого детектора для збудження обмотки можна налаштувати замкнутий контур так, щоб підтримати в чутливому елементі фіксований рівень постійного поля, зазвичай $H_0=0$ [21].

При такому варіанті схеми постійне поле на чутливому елементі ніколи не приводиться до суттєвих змін і гістерезис практично виключається. Результат взаємодії замкнутого контура показаний на рисунку 1.30.

Вище було показано, що достатньо виміряти лише компоненту фазового зсуву при ω , щоб відновити як величину, так і напрямлення постійного поля, перпендикулярного власній вісі перетворювача і використання як можна більшої амплітуди збуджуючого поля. Однак більші амплітуди збуджуючого поля можуть викликати більші зсуви фаз при 2ω , що створить проблеми як для інтерферометра, так і для синхронізуючого підсилювача.

Оптична потужність P на виході інтерферометра Маха-Цендера як функція різниці фаз φ визначається наступною формулою

$$P = \frac{P_0}{2}(1 + \mathcal{C}\cos\varphi),$$

де $P_0/2$ — середня оптична потужність; \mathcal{C} — контраст смуг інтерферометра.

Коли сигнал на виході інтерферометра утримується в межах 90° , амплітуда ω компонента потужності $P_\omega \cos\omega t$ визначається виразом

$$P_\omega = P_0 \mathcal{C} J_0(\varphi_{2\omega}) J_1(\varphi_\omega),$$

де $J_n(x)$ — функція Бесселя першого роду порядку n .

Для малих зсувів фаза маємо величин $J_1(\varphi_\omega)$ і P_ω , які прямо пропорційна φ_ω

$$J_1(\varphi_\omega) \approx \varphi_\omega / 2,$$

$$P_\omega = \left[\frac{P_0}{2} \mathcal{C} J_0(\varphi_{2\omega}) \right] \varphi_\omega.$$

Оскільки коефіцієнт залежить від J_0 для 2ω зсуву фази, великий зсув фази при 2ω може сильно повпливати на вихід інтерферометра при ω . Нескладно сконструювати перетворювачі, для яких $\varphi_{2\omega}$ становить більше ніж 1 рад навіть при помірних значеннях амплітуди збуджуючого поля. Оскільки $J_0(10) \approx 0,25$, відгук ω зменшиться на 75% через присутність зсуву фази 2ω . Більш того, якщо намагались такий же перетворювач використати в таких же умовах для вимірювання низькочастотних полів, то навіть не беручи до уваги інтерферометричний ефект, зсуву фази для поля перевищує значення 100 дБ по амплітуді. При цьому вимагається синхронізуючий підсилювач з динамічним резервом вище 100 дБ [29].

Для вирішення проблеми зсуву фаз на 2ω розроблено багато методів. Самий перший крок заключається в електронній фільтрації вихідного сигналу інтерферометра [27]. Цей метод дозволяє знизити вимоги до динамічного резерву синхронізуючого підсилювача, але не вирішує власної проблеми інтерферометрії. Найкращий метод, дозволяючий протидіяти зниженню вихідного сигналу інтерферометра використовує механічні резонанси перетворювача. Якщо частоти діючого на циліндр збуджуючого поля такі, що 2ω знаходиться далеко за межами області резонанса, то сам перетворювач діє як механічний фільтр, усуваючи зсуви фази 2ω з інтерферометра і, відповідно, забезпечує $J_0(2\omega) \approx 1$.

Поведінка магнітострикційних перетворювачів не підкорюється строго моделі когерентного обертання [25], яке описується рівнянням 1.40. Виявилось, що з'являється додаткова складова деформації при ω , не являється лінійною функцією постійного поля і ненульова, навіть при H_0 , прямує до нуля. Ця додаткова складова називається залишковим сигналом [26].

При цьому підвищеному перетворенню вимагається також і низькочастотний шум оптичної потужності і низькочастотні немагнітні збудження перетворювача, які відповідають боковим смугам частоти збудження. Остаточний сигнал можна подавити, якщо ретельно підібрати частоту і амплітуду коливань збуджуючого поля [30]

Низькочастотний поляриметричний одосмуговий магнітометр.

Зовнішнє навантаження приводить не лише до зміни довжини оптичного шляху в волокні, але є причиною зміни стану поляризації випромінювання в волокні. Тоді як зсув фази, обумовлений зміною довжини шляху, вимірюється за допомогою інтерферометра Маха-Цендера, зміна стану поляризації, викликане магнітострикційною деформацією може бути зареєстроване за допомогою поляриметра [33], за схемою, яка показана на рисунку 1.31.

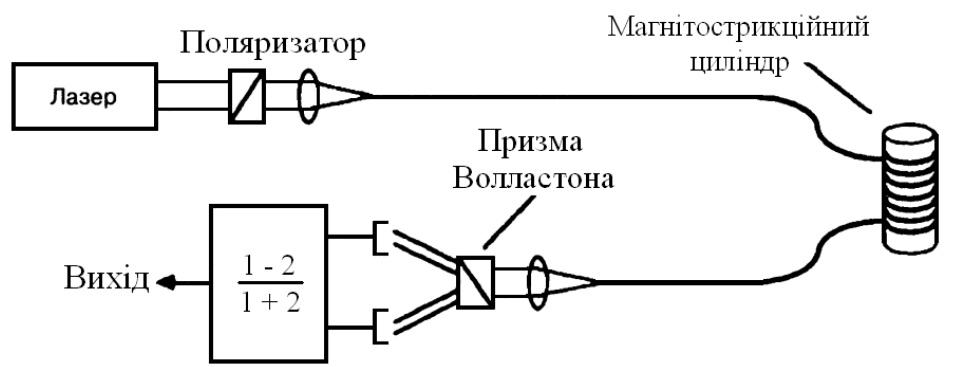


Рисунок 1.31 – Циліндричний магнітострикційний чутливий елемент в поляриметричному магнітометрі

Низькочастотний одновісьовий магнітометр. Даний перетворювач має структуру магнітострикційного циліндру. У більшості випадків при побудові таких перетворювачів виконують під'єднання оптичних волокон великої довжини до магнітострикційного елемента з металевого скла в конфігурації інтерферометра Маха-Цендера, як показано на рисунку 1.32. Це волокно під'єднане до циліндра з Метгласса склеюючою речовиною з невеликим модулем пружності.

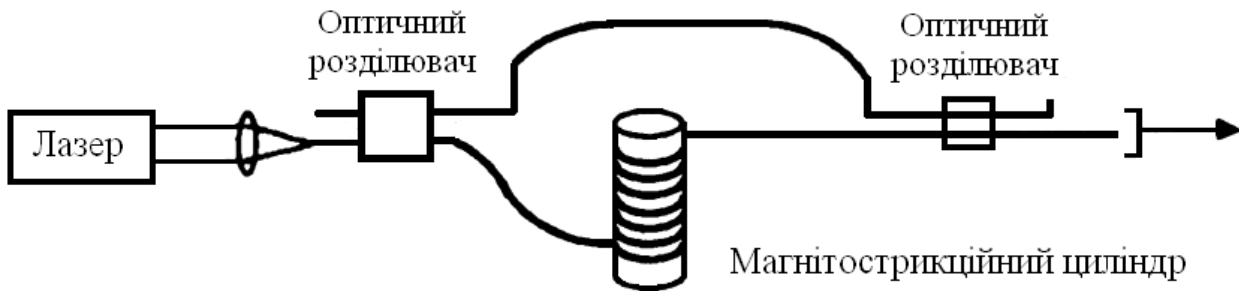


Рисунок 1.32 – Волоконно-оптичний магнетометр з магнітострикційним перетворювачем циліндричної форми

Низькочастотний одновісьний градіентометр Маха-Цендера. Двопроменева структура інтерферометра Маха - Цендера ідеальна для використання в магнітному градіентометрі, який представлений на рисунку 1.33, де магнітострикційні перетворювачі, обидва збуджувані полем з частотою ω , розміщені в обох плечах інтерферометра. Тоді зсув фази при частоті ω пропорційні [15]

$$\varphi_{\omega} = \frac{2\pi n \xi}{\lambda} C_1 L_1 h_1 \frac{\partial H}{\partial z} z_b. \quad (1.11)$$

У виразі 1.11 нижні індекси відповідають двом плечам інтерферометра. Припустимо, що

$$H_{02} = H_{01} + (\delta H / \delta z) z_b, \quad (1.12)$$

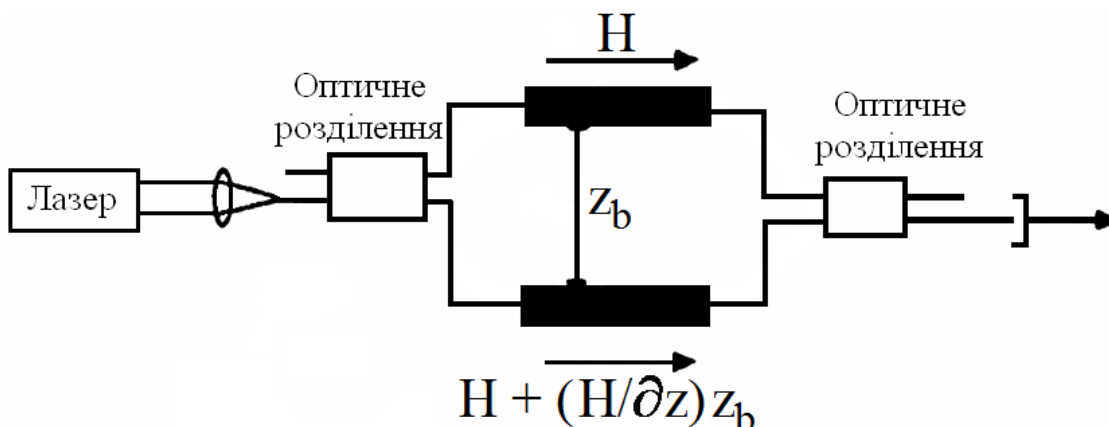


Рисунок 1.33 – Волоконно-оптичний градіентометр для вимірювань $\delta H_x / \delta z$, маючий базис z_b

де z_b — відстань між двома чутливими елементами; $\delta H / \delta z$ – градієнт поля.

Якщо перетворювач симетричний, так, що $C_1L_1h_1 = C_2L_2h_2$, маємо

$$\varphi_{\omega} = \frac{2\pi n \xi}{\lambda} C_1 L_1 h_1 \frac{\partial H}{\partial z} z_b. \quad (1.13)$$

Градентометр має суттєву перевагу в порівнянні з магнітометром, оскільки відфільтровує і постійні поля, і зміни полів з довжиною хвилі набагато більше базису z_b .

Завдяки чому градентометр може використовуватись для реєстрації і вимірювань характеристик локальних магнітних джерел в присутності магнітного поля Землі і зовнішніх магнітних шумів.

Перетворювач на основі сили Лоренса. Магнітострикція не єдиний механізм, завдяки якому магнітне поле може змінювати фізичну довжину оптичного волокна [17, 18]. Якщо волокно покрите проводячою оболонкою, по якій тече струм i , в присутності магнітного поля B , то на волокні, довжиною L буде діяти сила F , рівна значенню згідно виразу

$$F = iL * B. \quad (1.14)$$

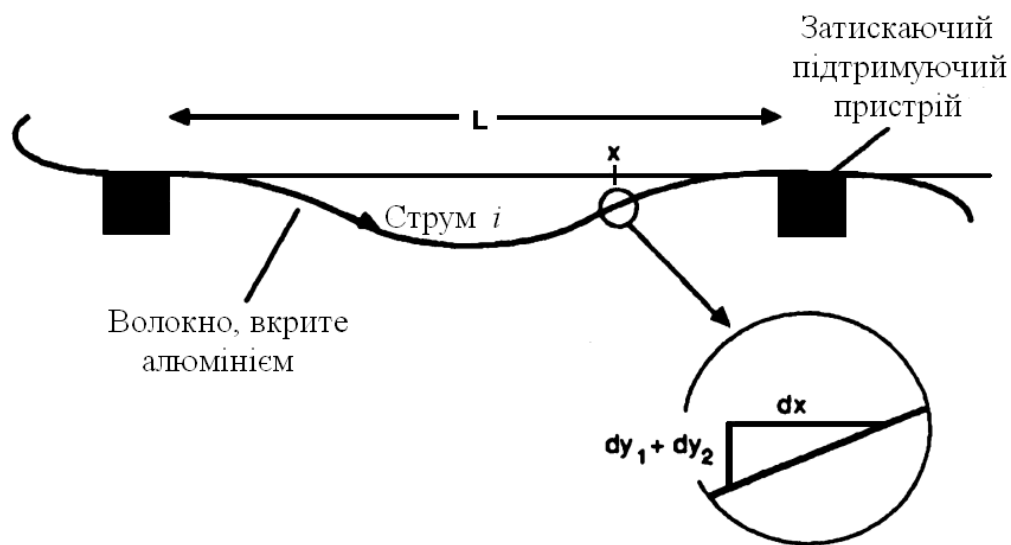


Рисунок 1.34 – Структура перетворювача для волоконно-оптичного перетворювача на основі сили Лоренса, по металу, який покриває волокно довжиною L тече струм i перпендикулярно магнітному полю B

Це сила Лоренса, яка діє на рухомі заряди в магнітному полі. Схема перетворювача, представлена на рисунку 1.34.

Згідно рисунку 1.34 зміщення в точці x являється сумою двох складових постійної (dy_1) залежної від часу (dy_2).

По провідній оболонці волокна, закріпленого через проміжки, довжиною L , тече струм в присутності перпендикулярного магнітного поля B . Результируюча сила Лоренса діє рівномірно по всій довжині волокна і в будь-якій точці перпендикулярна як струму, так і прикладеному полю.

При умові, що зміщення достатньо мале, так що можна знехтувати відхиленнями сили Лоренса від вертикалі [19]. Далі, прийmemo, що волокно закріплено на кінцях з такою силою натягу, що виникає невеликий статичний провіс. Тоді рівняння руху для y визначиться рівнянням Ейлера [20]

$$EI \frac{\partial^4 y}{\partial x^4} + A\rho \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = f_0 + f_0 \sin \omega t, \quad (1.15)$$

де E – модуль Юнга волокна; I – проекція моменту інерції; A – проекція площі поперечного перерізу; ρ – густина середовища проходження оптичного потоку; f_0 – прикладене статичне поле на одиницю довжини.

Динамічна рухома сила [28] на одиницю довжини $f \sin \omega t$ виникає при змінному струмі в присутності постійного магнітного поля або при змінному полі, яке діє на провідник, по якому тече постійний струм.

Рішення рівняння (1.15) можна записати у наступному вигляді

$$y(x, t) = y_0(x) + y_1(x, t). \quad (1.16)$$

З рисунку 1.33 зрозуміло, що залежна від часу продольна деформація волокна визначається наступним чином

$$e = \frac{1}{2L} \int_0^L \left[2 \frac{\partial y_0}{\partial x} * \frac{\partial y_1}{\partial x} + \left(\frac{\partial y_1}{\partial x} \right)^2 \right] dx. \quad (1.17)$$

Накладаючи граничні умови $y=0$ і $\delta y / \delta x = 0$ при $x=0$, ми отримаємо

$$y_0(x) = \frac{f_0(L^2 x^2 - 2Lx^3 + x^4)}{24EI}, \quad (1.18)$$

а при резонансі

$$y_1(x, t) = \frac{f}{A\rho\omega^2} \sin \frac{\pi x}{L} \sin \omega t. \quad (1.19)$$

З першого члена під інтегралом в рівнянні (1.17) отримується складова деформації, пропорційна добутку $f_0 f$ на частоті ω , а з другого члена рівняння

отримуємо складову, пропорційну f^2 на частоті 2ω . Відповідно, при фіксованій амплітуді змінного струму, постійне поле B_0 може бути визначене шляхом вимірювання деформації на частоті ω . Виконуючи інтегрування і використовуючи результати, отримані раніше, можна отримати вираз для амплітуди деформації e_ω на частоті ω

$$y_0(x) = \frac{f_0 L^2}{A \rho \omega^2 EI} K i B_0, \quad (1.20)$$

де K – числовий коефіцієнт, який з'явився в результаті інтегрування, рівний приблизно 0,307.

Такий режим роботи аналогічний поведінки магніострикційного перетворювача, але існує важлива різниця. Тут сигнал на частоті ω лінійно пропорційний добутку величини постійного поля і величини "збудження", виникає через присутність невеликої статичної сили, визваною постійною y_0 . При відсутності статичної сили f_0 присутня лише складова на частоті 2ω , пропорційна $(iB)^2$. Відповідно, нулевий статичний провіс є необхідною умовою функціонування перетворювача в відповідності з рівнянням (1.20).

1.10 Висновки до розділу

1. Аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням волоконно-оптичних сенсорів фізичних величин і конструкціям сенсорів індукції магнітного поля як базової конструкції для створення волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Аналіз показує, що розробка волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту з частотним виходом є перспективним напрямком у розвитку апаратних засобів вимірювання концентрації кисню для сучасних мікропроцесорних систем контролю і управління. Волоконно-оптичні сенсори фізичних величин представляють високі метрологічні показники поряд з тенденцією до мінітюаризації, поліпшенням вартісних характеристик, можливістю їх інтелектуалізації на основі конструктивної та технологічної сумісності з цифровими пристроями обробки вимірюваної інформації.

2. Аналіз сучасного рівня розробок волоконно-оптичних сенсорів фізичних величин дозволив визначити можливі шляхи поліпшення їх параметрів: чутливості, температурної стабільності, стабільності електричних характеристик сенсорів, надійності, собівартості тощо.

2 ТЕОРІЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНОГО СЕНСОРА КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ

2.1 Елементи теорії газоаналізаторів на основі магніто-індукційного ефекту

Газоаналізатори на основі магніто-індукційного ефекту побудовані на фізичних явищах, які засновані на впливі магнітного поля на гази в газових середовищах [31, 32, 33]. При дії індукції магнітного поля H в об'ємі газового середовища, виникає намагніченість J , яка пропорційна дії магнітного поля H і викликана орієнтацією індуктованих магнітних моментів атомів і молекул газів:

$$J = kH ,$$

де H – індукція магнітного поля; k – об'ємна магнітна сприйнятливність вимірюваного газу.

Векторна сума магнітних полів в газовому середовищі визначає величину індукції магнітного поля B в цьому об'ємі рівнянням:

$$B = \mu_0(H + J) = \mu_0(1 + k)H = \mu_0\mu H ,$$

Де μ – відносна магнітна проникність вимірюваного газу; μ_0 – магнітна постійна. У вакуумі відносна магнітна проникність $\mu = 1$. Всі, наразі, відомі гази є слабоманітними речовинами, які характеризуються значенням відносної магнітної проникності і не на велику величину відрізняється від одиниці.

Гази в залежності від способу орієнтації векторів намагніченості J та індукції магнітного поля H відносяться або до парамагнетиків ($k > 0$, напрямки векторів J і H збігаються), або до діамагнетиків ($k < 0$, вектори J і H направлені протилежно).

У неоднорідному магнітному полі з градієнтом $\frac{\partial H}{\partial x}$ (по осі x) на об'єм газу dV діє сила, яка описується виразом:

$$dF = kH \frac{\partial H}{\partial x} dV .$$

При дії даної сили об'єм парамагнітного газу втягується в область з більшою напруженістю магнітного поля H , а порція діамагнітного газу навпаки виштовхується з цієї зони.

Переважає більшість газів володіють діамагнітними властивостями. Лише кисень і деякі газоподібні сполуки, які рідко зустрічаються, наприклад, NO , NO_2 є парамагнетиками. При цьому у кисню магнітна сприйнятливості дуже висока. У таблиці 2.1 представлені величини питомої магнітної сприйнятливості k_y для різних газів [37].

$$k_y = \frac{k}{\rho} .$$

У довідникових матеріалах найчастіше наводять величину k_y , так як вона не залежить від тиску.

При врахуванні рівняння Менделєєва-Клайперона ($pV = RT$), а також попереднього рівняння, об'ємну магнітну сприйнятливості можна записати виразом [38]:

$$k = k_y \rho = k_y \frac{PM}{RT} ,$$

де R – газова постійна; P – тиск в газовому середовищі; M – молекулярна вага газу.

Таблиця 2.1 - Питома магнітна сприйнятливості газів за температури 20 °C [38]

Газ	Температура °C	Питома магнітна сприйнятливості	Відносна магнітна сприйнятливості
Азот N_2	20	-0,342	0,004
Аргон A_2	20	-0,45	0,0059
Гелій He	20	-0,47	0,00057
Неон Ne	20	-0,33	0,0022
Водень H_2	20	-1,97	0,0011
Кисень O_2	20	+106,2	1
Двоокис вуглецю CO_2	20	-0,423	0,0057
Двоокис азоту NO_2	135	+3,66	0,0616
Окис азоту NO	22	+48,66	0,362
Метан CH_4	20	-2,50	0,0068
Аміак NH_3	16	-1,10	0,0057
Ацетилен C_2H_2	-	-	0,0068
Повітря	-	-	0,21
Водні пари H_2O	-	-	0,004

Для парамагнітних газів діє закон Кюрі (за винятком випадків наднизьких температур та надвисоких напруженостей магнітного поля):

$$k_y = \frac{Z}{T},$$

де T – абсолютна температура; Z – постійна Кюрі.

Для діамагнітних газів можна знехтувати впливом температури у зв'язку з малим абсолютним значенням величини k_y . У зв'язку з цим, об'ємну магнітну сприйнятливість для діамагнітних k_d та парамагнітних k_p газів можна описати рівняннями [38]:

$$k_p = \frac{ZP}{RT^2}, \quad k_d = \frac{k_y P}{RT}.$$

У зв'язку з вище викладеним магнітні газоаналізатори кисню поділяються на три групи: магнітоєффузійні; магнітомеханічні роторні; термомагнітні.

2.2 Основи теорії. Дослідження магнітного та електричного поля

Оптичне волокно представляє собою хвилевід, як правило круглого перерізу. Волокно виготовляється з деяких діелектричних матеріалів, таких як полімер [17] або скло. Розуміння процесу розповсюдження та згасання світла у хвилеводі потребує знання класичної теорії електромагнітних хвиль. В 1864 році Джеймс Максвелл доказав, що світло має електромагнітну природу. Максвелу вдалось показати, що комбінуючи відомі рівняння для магнітного та електростатичного полей, можна отримати пару диференціальних рівнянь, рішеннями яких будуть поперечні хвилі [20]. Швидкість цих хвиль така ж, як і швидкість світла у вільному просторі. Це було підтвердженням того, що електромагнітний спектр насправді складається з електричних і магнітних полей.

В диференціальній формі рівняння Гаусса для електричного поля [20] в вільному просторі в декартових координатах може бути записано як

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\partial E_y}{\partial y} + \frac{\partial E_z}{\partial z} = \frac{\rho}{\epsilon_0}, \quad (2.1)$$

де ρ – щільність вільного заряду.

Для зручності часто користуються вираз в більш загальній формі, заснованій на диференціальному операторі набла. Користуючись скалярною операцією, градієнтом $\nabla \cdot$, операцією дивергенція, а також функцію, яку називають ротором, рівняння (2.1) може бути переписано в наступному вигляді

$$\operatorname{div}E = \frac{\rho}{\varepsilon_0}. \quad (2.2)$$

При наявності діелектричного середовища при розрахунку E слід врахувати присутність індукційного заряду [20]. Ця проблема вирішується введенням вектора D , який називається електричною індукцією, яка залежить лише від присутності вільного заряду і визначається як

$$D = \varepsilon_r \varepsilon_0 E. \quad (2.3)$$

Тоді рівняння (2.2) перетворюється в наступний вигляд

$$\operatorname{div}D = \rho. \quad (2.4)$$

В відсутності вільного заряду, як це має місце в випадку оптичного волокна, маємо

$$\operatorname{div}D = 0. \quad (2.5)$$

Подібний вираз можна записати і для магнітного поля B

$$\operatorname{div}B = 0. \quad (2.6)$$

Дивергенція магнітного поля $\operatorname{div}B$ завжди рівна нулю, оскільки вільних магнітних полюсів не існує. Магнітне поле B відноситься до напруженості магнітного поля H наступним чином

$$B = \mu_0 \mu_r H. \quad (2.7)$$

Вектор H , на відміну від B , не змінюється в присутності якого-небудь матеріалу. Він подібний до вектора D , який залежить лише від наявності реальних зарядів, а не від заряду, індукованого в речовині.

Фарадеївський закон електромагнітної індукції [20] може бути виражений в векторній формі, з допомогою функції ротору наступним чином

$$\operatorname{rot}E = -\frac{\partial B}{\partial t}. \quad (2.8)$$

Знак мінус слідує з закону Ленца [20]. Теорема Ампера зв'язує напруженість магнітного поля H з реально діючим струмом I за допомогою інтегрування вздовж деякого замкнутого контура s

$$\oint_s H ds = I. \quad (2.9)$$

Це може бути виражено у вигляді диференціального рівняння через густину вільного струму J як

$$\text{rot}H=J. \quad (2.10)$$

Однак, Максвелл ввів додатковий член, щоб врахувати струм, який виникає внаслідок електричного зміщення D . Рівняння (2.10) тоді перетворюється у наступний вигляд

$$\text{rot}H = \frac{\partial D}{\partial t} + J. \quad (2.11)$$

Чотири рівняння, названі рівнянням Максвелла, отримані підстановками D та B в рівняння (2.3) та (2.7), так що рівняння (2.5) стане виглядати

$$\text{div}E=0, \quad (2.12)$$

рівняння (2.6) трансформується в

$$\text{div}H=0, \quad (2.13)$$

рівняння (2.8) перетвориться у наступне рівняння

$$\text{rot}E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t}, \quad (2.14)$$

а рівняння (2.11) в

$$\text{rot}H = \varepsilon \frac{\partial E}{\partial t}. \quad (2.15)$$

Кінцева стадія рішень заключається в комбінуванні цих чотирьох рівнянь для знаходження E та H . Для цього вимагається наступні стандартне співвідношення

$$\nabla * (\nabla * Y) = \nabla (\nabla * Y) - \nabla^2 (Y), \quad (2.16)$$

де ∇^2 - скалярний квадрат оператора ∇ , зазвичай називається оператором Лапласа Δ [20]. Таким чином взяття ротора від ротора E дає наступні вирази

$$\text{rot rot } E = \text{grad div } E - \Delta E, \quad (2.17)$$

$$\text{rot} \left(-\mu \frac{\partial H}{\partial t} \right) = \text{grad } 0 - \Delta E, \quad (2.18)$$

$$\mu \frac{\partial(\text{rot} H)}{\partial t} = \Delta E, \quad (2.19)$$

$$\mu \varepsilon \frac{\partial(\partial E / \partial t)}{\partial t} = \Delta E, \quad (2.20)$$

$$\Delta E = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 E}{\partial t^2}. \quad (2.21)$$

В той же час загальний вираз для хвилі амплітуди Y в диференціальній формі буде мати вигляд

$$\Delta Y = \frac{1}{v_p^2} \frac{\partial^2 Y}{\partial t^2}, \quad (2.22)$$

де v_p – фазова швидкість хвилі, тобто швидкість, з якою рухаються вперед максимуми хвилі [20].

З почленового порівняння можна побачити, що вираз (2.21) описує хвилю і фазова швидкість визначається як

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \varepsilon}}. \quad (2.23)$$

Для вільного простору рівність (2.23) перетворюється в

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}}. \quad (2.24)$$

Підстановка значень μ_0 і ε_0 в рівнянні дає швидкість світла для вільного простору, що слугує додатковим підтвердженням теорії Максвелла [20].

Якщо проробити подібні перетворення з вектором H , то отримується схожі вирази рівнянь

$$\Delta H = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 H}{\partial t^2}. \quad (2.25)$$

Загальним рішенням рівняння (2.22) являється синусоїдальна хвиля

$$Y = Y_0 \exp j(\omega t - k * s), \quad (2.26)$$

де k – хвильовий вектор; s – зміщення.

Абсолютна величина k визначається наступним виразом

$$|k| = K = \frac{2\pi}{\lambda_0}, \quad (2.27)$$

де K – хвильове число для вільного простору.

З рівняння (2.26) отримаємо:

$$E = E_0 \exp j(\omega t - k * s), \quad (2.28)$$

$$H = H_0 \exp j(\omega t - k * s). \quad (2.29)$$

Таким чином видно що магнітне та електричне поле безпосередньо пов'язанні між собою. Зважаючи на те, що світло також являє собою електромагнітну хвилю, на яку, через неекранований простір [20] можуть діяти інші магнітні поля, вони будуть впливати на проходження світла. Будуть змінювати фазу коливань, що приведе до більшої міжмодової дисперсії, у випадку, коли система працює в багатомодовому режимі [20], а також зовнішні поля можуть дещо змінити рух траєкторії поля, що вплине на кількість світла, яке попаде на фотоприймач. Тобто на фотоприймач попаде лише частина освітлення, яке вводиться в світловод.

Далі досліджуємо як вплине напруженість зовнішнього магнітного поля на коефіцієнт передачі шару світловоду по світловій хвилі [17]. Для цього

звернемо до найбільш загальному виразу (2.30) по відомому розповсюдженню поля у вхідній площині $Z=0$, розраховуємо амплітуду хвилі в довільній точці простору (x, y, z)

$$U(x, y, z) = \frac{l}{i\lambda} \iint_{-\infty}^{\infty} U_0(x_0, y_0, 0) \frac{\exp(ikr)}{r} \cos\theta_{zr} dx_0 dy_0, \quad (2.30)$$

$$\cos\theta_{zr}/r = z/r^2. \quad (2.31)$$

Вираз (2.30) має вигляд інтеграла згортки [49], а відзив шару простору, по якому розповсюджується оптична хвиля буде визначатись наступним виразом

$$h_s = \frac{kz}{2\pi i(x^2 + y^2 + z^2)} \exp\left(ik\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}\right). \quad (2.32)$$

Слід звернути увагу на формули Френеля [16] і Фраунгофера [17] з позицій теорії лінійних інваріантних просторових систем [18]. Їх зіставлення показує, що поля у вхідній і вихідній площинах системи зв'язані між собою відношенням типу згортки

$$U(x, y, z) = \iint_{-\infty}^{\infty} U_0(x_0, y_0) h_\varphi(x - x_0, y - y_0) dx_0 dy_0, \quad (2.33)$$

де h_φ – відклик вільного простору в області дії поля

$$h_\varphi = \frac{k \exp(ikz)}{i * 2\pi z} \exp\left\{\frac{ik}{2z} [x^2 + y^2]\right\}. \quad (2.34)$$

При практичних розрахунках зручно розкласти квадратні члени в експоненті h_φ , представивши їх у наступному вигляді

$$U(x, y, z) = \frac{k}{i * 2\pi z} \exp(ikr) \exp\left[\frac{ik}{2z} (x^2 + y^2)\right] * \quad (2.35)$$

$$\iint_{-\infty}^{\infty} U_0(x_0, y_0) \exp\left[\frac{ik}{2z} [x_0^2 + y_0^2]\right] \exp\left[-i\frac{k}{z} (xx_0 + yy_0)\right] dx_0 dy_0,$$

$$\chi\{g(x, y)\} = G(v_x, v_y) = \int \int_{-\infty}^{\infty} g(x, y) \exp[-i * 2\pi(v_x x + v_y y)] dx dy, \quad (2.36)$$

де $\chi\{\dots\}$ – символ Фур'є перетворення;

$G(v_x, v_y)$ – просторовий образ Фур'є (спектр Фур'є, спектральна щільність) функції $g(x, y)$; v_x, v_y – просторові частоти.

$$U_0(x_0, y_0) \exp\left[\frac{ik}{2z} [x_0^2 + y_0^2]\right]. \quad (2.37)$$

З співставлення (2.35) та (2.36) видно, що з точністю до амплітудного і фазового множників, які не залежать від (x_0) та (y_0) , поле $U(x, y, z)$ в вихідній площині можна знайти як Фур'є-образ [17] наступної функції (2.37) відносно просторових частот

$$v_x = x / \lambda z, \quad (2.38)$$

$$v_y = y / \lambda z. \quad (2.39)$$

Далі, з співставлення (2.36) та (2.35) слідує, що з точністю до стоячого перед інтегралом в (2.35) множником розподілення амплітуди електромагнітного поля в зоні дифракції Фраунгофера [30] представляють собою Фур'є образ розподілення поля у вхідній площині $Z=0$

$$U(x, y, z) = U_0(x_0, y_0) \exp\left[\frac{ik}{2z} [x_0^2 + y_0^2]\right], \quad (2.40)$$

$$\begin{aligned} U(x, y, z) &= \frac{k}{i * 2\pi z} \exp(ikz) * \exp\left[ik(x^2 + y^2) / 2z\right] \{U(x_0, y_0, z=0)\}_{y_x=x/\lambda z} = \\ &= \frac{k}{i * 2\pi z} \exp(ikz) \exp\left[\frac{ik(x^2 + y^2)}{2z}\right] G\left(\frac{x}{\lambda z}, \frac{y}{\lambda z}, 0\right). \end{aligned} \quad (2.41)$$

Плоскі хвилі, які розповсюджуються в просторі під різними кутами, виконують роль базисних функцій [29] в представленні просторових сигналів – аналогічно до часовим гармонікам при розкладі сигналів, змінюваних в часі. Сферичні хвилі дозволяють наглядно інтерпретувати відклики шару простору [17].

Комплексна амплітуда $U(x, y, z)$, яка описує будь-яку з компонентів електромагнітного поля, яке виражається виразом

$$U(x,y,z)=\text{Re}[U(x,y,z)\exp(-i*2\pi vt)]. \quad (2.42)$$

Рівняння 2.42 задовольняє хвильовому рівнянню (Вираз 2.36). Найбільш простим рішенням цього рівняння є плоска однорідна хвиля [17], яка розходиться в різні напрямки

$$U(x, y, z) = U_0 \exp(ikr) = U_0 \exp[i(k_x x + k_y y + k_z z)], \quad (2.43)$$

де $U_0 = \text{const}$ – амплітуда; k – хвильовий вектор, який задає напрямок поширення хвилі в просторі.

$$k = x_0 k_x + y_0 k_y + z_0 k_z, \quad (2.44)$$

$$k_x = k \cos \alpha; k_y = k \cos \beta; k_z = k \cos \gamma, \quad (2.45)$$

де $\cos \alpha, \cos \beta, \cos \gamma$ – направляючі косинуси вектора k .

$$k = 2\pi/\lambda = 2\pi\nu/c, \quad (2.46)$$

$$r = x_0 x + y_0 y + z_0 z, \quad (2.47)$$

де r – радіус-вектор точки, яка належить до фронту плоскої хвилі.

Розкриваючи в (2.9) оператор Лапласа в декартовій системі координат і підставляючи в (2.46) отримуємо наступний зв'язок

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = k^2. \quad (2.48)$$

Поверхня рівних фаз визначається співвідношенням

$$k_x x + k_y y + k_z z = c = \text{const}. \quad (2.49)$$

Співвідношення 2.49 задає рівень площини, яка відсікається на осях координат відрізками $c/k_x, c/k_y, c/k_z$ з повного комплексного представлення плоскої хвилі, яка має аналітичний вигляд

$$U(x, y, z, t) = U_0 \exp[i(k_x x + k_y y + k_z z) - \omega t]. \quad (2.50)$$

Маємо, що з плином часу поверхня рівних фаз [33] переміщується паралельно сама собі, причому напрямлення розповсюдження електромагнітної хвилі визначається нормально до хвилевої поверхні, яка як відомо співпадає з $\text{grad } C$. При цьому C це є константа, введена вище і розглядається як функція x, y, z . При цьому є дійсним вираз

$$\text{grad}C = x_0 \frac{\partial C}{\partial x} + y_0 \frac{\partial C}{\partial y} + z_0 \frac{\partial C}{\partial z} = x_0 k_x + y_0 k_y + z_0 k_z. \quad (2.51)$$

Тобто напрямок розповсюдження дійсно збігається з напрямком хвильового вектора.

Розглянемо тепер сферичні хвилі [17]. Розписуючи оператор Лапласа в (2.9) в сферичній системі координат (r, θ, ϕ) , отримуємо наступне рішення у вигляді сферичної хвилі, яка розходить по різних напрямкам

$$U(r) = U_0 \exp(ikr) / r, \quad (2.52)$$

де U_0 – деяка константа.

Поверхня рівних фаз визначається з рівності

$$kr = \text{const} = C. \quad (2.53)$$

Відповідно фронт хвилі-сфера, $r = \text{const}$. Напрямок розповсюдження хвилі визначається вектором

$$\text{grad}C(x, y, z) = \text{grad}(kr) = k \text{grad}(r). \quad (2.54)$$

Так як

$$r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}, \quad (2.55)$$

то

$$k \text{grad}r = \frac{k}{r} (x_0 x + y_0 y + z_0 z) = \frac{k}{r} r. \quad (2.56)$$

Тобто хвиля розповсюджується вздовж радіуса-вектора r . Підставивши (2.55) в (2.56) отримуємо вираз

$$U(r) = U_0 \exp\left(ik\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}\right) / \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}. \quad (2.57)$$

Так назване параксиальне приближення слідує з (2.57) в випадку, коли z велике, а x і y малі. При цьому у відповідності з (2.43), (2.44) маємо наступний вираз

$$U(r) = \frac{U_0}{Z} \exp(ikz) \exp\left[ik \frac{(x^2 + y^2)}{2Z} \right]. \quad (2.58)$$

Повернемося тепер до передаточної функції шару простору $H(v_x, v_y)$.

Для визначення передаточної функції шару простору будемо використовувати два підходи. Перший зв'язаний з поняттям «кутовий спектр плоских хвиль» і дозволяє ширше розкрити фізичний склад процесів перетворення поля в просторі [17]. Другий підхід оснований на тому, що в відповідності з (2.44) на відгуки «безпосередньо» діють перетворення Фур'є, яке проілюструємо для знаходження передаточної функції шару простору в області Френеля $H_\phi(v_x, v_y)$ запишемо хвильовий опір (2.24) в декартовій системі координат

$$\frac{\partial^2 U(x, y, z)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U(x, y, z)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 U(x, y, z)}{\partial z^2} + k^2 U(x, y, z) = 0. \quad (2.59)$$

Для розв'язання рівняння (2.59) використовуємо двомірне перетворення Фур'є. Пряме перетворення, використовуване до функції $U(x, y, z)$ дасть двомірну спектральну густину

$$U(x, y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(x, y, z) \exp[-i * 2\pi(v_x x + v_y y)]. \quad (2.60)$$

Зворотне Фур'є перетворення дозволяє знайти по відомій спектральній густині функцію координат

$$U(x, y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G(v_x, v_y, z) \exp[i * 2\pi(v_x x + v_y y)] dv_x dv_y. \quad (2.61)$$

Для того, щоб використовувати ці перетворення, перемножимо (2.59) на слідує величину

$$\exp[-i * 2\pi(v_x x + v_y y)]. \quad (2.62)$$

Проінтегруємо по x та y в безкінечних межах. Враховуючи, що в силу властивостей Фур'є-перетворення

$$\Sigma \left\{ \frac{\partial^2 U(x, y, z)}{\partial x^2} \right\} = -(2\pi v_x)^2 G(v_x, v_y, z), \quad (2.63)$$

$$\Sigma \left\{ \frac{\partial^2 U(x, y, z)}{\partial y^2} \right\} = -(2\pi v_y)^2 G(v_x, v_y, z). \quad (2.64)$$

Отримуємо наступне диференціальне рівняння, якому відповідає наступна спектральна густина

$$\frac{d^2 G(v_x, v_y, z)}{dz^2} + k^2 \left[1 - (\lambda v_x)^2 - (\lambda v_y)^2 \right] G(v_x, v_y, z) = 0. \quad (2.65)$$

Рішення цього диференціального рівняння з постійними коефіцієнтами [30] являється

$$\begin{aligned} G(v_x, v_y, z) = & C_1(v_x, v_y) \exp \left[ikz \sqrt{1 - (\lambda v_x)^2 - (\lambda v_y)^2} \right] + \\ & + C_2(v_x, v_y) \exp \left[-ikz \sqrt{1 - (\lambda v_x)^2 - (\lambda v_y)^2} \right], \end{aligned} \quad (2.66)$$

де C_1 та C_2 – постійні інтегрування.

Постійні інтегрування не залежать від Z , але можуть залежати від частот v_x та v_y , які визначаються з граничних умов. Перший член в (2.66) свідчить що хвиля розходиться, а другий – про те що хвиля сходиться, тому $C_2 = 0$. Постійна $C_1(v_x, v_y)$ знаходиться з наступних міркувань. Так як нам відомо поле в вхідній площині, то відповідно, можна знайти його двомірну спектральну густину [29]

$$G(v_x, v_y, 0) = \chi \{ U_0(x, y, 0) \} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_0(x, y, 0) \exp[-i * 2\pi(v_x x + v_y y)] dx dy. \quad (2.67)$$

З виразу (2.66) витікає, що при $Z=0$ є дійсною рівність

$$C_1(v_x, v_y, z) = G(v_x, v_y, 0). \quad (2.68)$$

Таким чином маємо

$$G(v_x, v_y, z) = G(v_x, v_y, 0) \exp \left[ikz \sqrt{1 - (\lambda v_x)^2 - (\lambda v_y)^2} \right]. \quad (2.69)$$

З формули (2.69) слідує, що для визначення спектральної густини вихідного сигналу $G_{\text{вих}}(v_x, v_y, z)$ необхідно спектральну густину вхідного сигналу $G(v_x, v_y, z)$ помножити на функцію

$$H_x(v_x, v_y) = \exp \left[ikz \sqrt{1 - (\lambda v_x)^2 - (\lambda v_y)^2} \right], \quad (2.70)$$

яку в відповідності з (2.36) необхідно розглядати як передаточну функцію шару простору. Використовуючи до 2.69 зворотне Фур'є перетворення отримуємо вихідний сигнал

$$U(x, y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G(v_x, v_y, 0) \exp \left[2\pi z (v_x x + v_y y) \right] * \exp \left[i * 2\pi (v_x x + v_y y) \right] dv_x dv_y. \quad (2.71)$$

Отже, щоб знайти поле в будь-якій точці (x, y, z) по заданому розділенню. Поля в площині $Z = 0$, необхідно, по-перше, визначити двомірну спектральну густину заданого поля [32] (по виразу 2.68), по друге, помножити її на коефіцієнт передачі шару простору (по виразу 2.70), по третє, від отриманої функції взяти зворотне перетворення фур'є (вираз 2.65). Цей підхід повністю аналогічний розрахунку реакції на виході частотного фільтра, що являється наслідком інваріантності шару простору відносно зсуву по координатам x та y .

Як видно з виразу (2.70), коефіцієнт передачі $H_x(v_x, v_y)$ шару простору являється величиною комплексною, тому може бути представлено у наступному вигляді

$$H_x(v_x, v_y) = |H_s(v_x, v_y)| \exp i \varphi(v_x, v_y), \quad (2.72)$$

де $|H_s|$ - амплітудно-частотна; φ - фазочастотна характеристика.

В області просторових частот маємо наступний вираз

$$(\lambda v_x)^2 + (\lambda v_y)^2 = 1, \quad (2.73)$$

який визначається колом з радіусом, рівним одиниці

$$|H_x(v_x, v_y)| = 1, \quad (2.74)$$

$$\varphi(v_x, v_y) = kz\sqrt{1 - (\lambda v_x)^2 - (\lambda v_y)^2}, \quad (2.75)$$

а в області частот, які лежать поза межами даного кола маємо

$$|H_x(v_x, v_y)| = \exp\left[-kz\sqrt{(\lambda v_x)^2 + (\lambda v_y)^2 - 1}\right], \quad (2.76)$$

$$\varphi(v_x, v_y) = 0. \quad (2.77)$$

Відповідно, шар простору веде себе як фільтр низьких частот з смугою пропускання просторових частот [20].

Поле в довільній точці зони Френеля визначається аналогічно (2.71)

$$U(x, y, z) = \exp(ikz) \int \int_{-\infty}^{\infty} G(v_x, v_y, 0) * \exp\left\{-ikr\left[\frac{(\lambda v_x)^2 + (\lambda v_y)^2}{2}\right]\right\} * \exp[i * 2\pi(v_x x + v_y y)] dv_x dv_y. \quad (2.78)$$

Порівнюючи строгий вираз (2.78) з наближенням Френеля (2.71) видно, що останній вираз справедливий, коли в області інтегрування

$$l \gg (\lambda v_x)^2 + (\lambda v_y)^2. \quad (2.79)$$

Фактично остання нерівність повинно дотримуватись для найвищої частоти спектру

$$v_{\max} = \sqrt{v_{x\max}^2 + v_{y\max}^2}, \quad (2.80)$$

яка залежить, від розміру неоднорідності l_{\min} розділення поля в площині z

$$z=0 - v_{\max} = 1/l_{\min}. \quad (2.81)$$

Френелівське наближення [17] для коефіцієнта передачі справедливе в тому випадку, коли виконується наступна умова

$$(kv_{\max}^4 \lambda^4 / 8)z < 0,1\pi. \quad (2.82)$$

Звідси отримаємо обмеження на наближення Френеля, засноване на врахуванні мілких деталей в распределении поля в плоскости $Z=0$

$$Z \leq l_{\min}^4 / \lambda^3. \quad (2.83)$$

Таким чином, отримуємо дві умови (вирази 2.58 та 2.83). Перша умова встановлює нижню границю z , а друга верхню. Якщо обидві області перекриваються, то наближення Френеля дає хороший результат на всій осі z

$$\sqrt[3]{\frac{(R_n + \rho_n)^2}{\lambda}} \leq \frac{l_{\min}^4}{\lambda^3}. \quad (2.84)$$

Світло, пройшовши через оптичне волокно потрапляє на область бази фототранзистора, який є активним фотоприймачем. Під дією світла на базову область транзистора відбуваються складні фізичні процеси, які пов'язані з утворенням електричного поля у цій області і просторовим розподілом фотогенерованих носіїв заряду, що приводить до виникнення фото ЕРС на емітерному і колекторному переходах, а також зміні опору бази. Всі ці явища накладаються на процеси інжекції нерівноважних носіїв як за рахунок дії постійної, так і змінної напруг на емітерному переході. Якщо ефекти високого рівня інжекції при дії постійного і змінного струму на біполярні транзистори теоретично і експериментально добре обґрунтовані [20], то кінетика електронних процесів у базовій області біполярних транзисторів в динамічному режимі з врахуванням дії світла досліджена в недостатній мірі. Тому з врахуванням цих процесів необхідно розробити математичну модель фотореактивного ефекту, яка б дозволила розрахувати повний опір базової області біполярних транзисторів, що необхідно для визначення функції перетворення і чутливості частотних оптичних перетворювачів.

Для визначення повного опору базової області біполярного транзистора при дії світла необхідно розв'язати рівняння неперервності і рівняння Пуассона [20]. Одномірне рівняння неперервності для дірок і електронів у загальному випадку мають вигляд [20]

$$\frac{\partial(p - p_n)}{\partial t} = G_p - \frac{1}{q} \frac{\partial j_p}{\partial x} - \frac{p - p_n}{\tau_p}, \quad (2.85)$$

$$\frac{\partial(n - n_p)}{\partial t} = G_n + \frac{1}{q} \frac{\partial j_n}{\partial x} - \frac{n - n_p}{\tau_n}, \quad (2.86)$$

де G_n, G_p – швидкість генерації носіїв заряду; J_p, J_n – густина струму дірок і електронів; τ_p, τ_n – час життя носіїв заряду; n, p – нерівноважна концентрація електронів і дірок; p_n, n_p – рівноважна концентрація дірок і електронів; t – час; x – координата, по якій змінюються концентрації носіїв заряду.

При оптичній генерації в базовій області біполярного транзистора виникає електричне поле Дембера [17], яке спрямовано таким чином, що воно гальмує дифузію більш рухливих носіїв заряду і сприяє дифузії менш рухливих носіїв заряду. Це явище отримало назву біполярної дифузії. З врахуванням цього явища і при підстановці значень густини струмів j_p і j_n рівняння (2.85) і (2.86) приймає вигляд [20]

$$\frac{\partial(p - p_n)}{\partial t} = D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \mu_p p \operatorname{div} \vec{E} - \mu_p (\nabla p \vec{E}) + G_p - \frac{p - p_n}{\tau_p}, \quad (2.87)$$

$$\frac{\partial(n - n_p)}{\partial t} = D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n n \operatorname{div} \vec{E} + \mu_n (\nabla n \vec{E}) + G_n - \frac{n - n_0}{\tau_n}. \quad (2.88)$$

Рівняння (2.87) і (2.88) зв'язані між собою за рахунок дії електричного поля \vec{E} згідно рівняння Пуассона [29]

$$\operatorname{div} \vec{E} = -\frac{4\pi}{\varepsilon} \rho = -\frac{4\pi q}{\varepsilon} [(n - n_p) + (p - p_n)], \quad (2.89)$$

де ρ – об'ємний заряд, утворений нерівноважними носіями заряду; ε – діелектрична стала напівпровідника.

Оскільки в базовій області має місце електрична нейтральність, то дійсна наступні рівняння

$$n - n_p = p - p_n, \quad (2.90)$$

$$\rho = 0, \quad (2.91)$$

$$\operatorname{div} \vec{E} = 0. \quad (2.92)$$

Це дозволяє спростити рівняння (2.84) і (2.85). Якщо помножити кожен складову рівняння (2.91) на σ_{np} і кожен складову рівняння (2.84) на σ_{np} і скласти їх, то отримаємо [20]

$$\begin{aligned}
& (\sigma_{p_n} D_n + \sigma_{n_p} D_p) \nabla^2 n + (\mu_n \sigma_{p_n} - \mu_p \sigma_{n_p}) E \nabla n + G_n \sigma_{p_n} + G_p \sigma_{n_p} - \\
& - \frac{n - n_p}{\tau} (\sigma_{p_n} + \sigma_{n_p}) = 0,
\end{aligned} \tag{2.93}$$

де $\sigma_{p_n}, \sigma_{n_p}$ – питома провідність напівпровідника, яка визначається відповідними носіями заряду.

Розглянемо одномірний випадок, а також стаціонарний режим роботи транзистора, що також спрощує вигляд і розв’язок рівняння (2.84). З врахуванням цих зауважень рівняння (2.84) приймає вигляд [20]

$$\begin{aligned}
& \frac{D_n \sigma_{p_n} + D_p \sigma_{n_p}}{\sigma_{n_p} + \sigma_{p_n}} \cdot \frac{d^2(n - n_p)}{dx^2} + \frac{\mu_n \sigma_{p_n} - \mu_p \sigma_{n_p}}{\sigma_{n_p} + \sigma_{p_n}} E \cdot \frac{d(n - n_p)}{dx} + \\
& + \frac{G_n \sigma_{p_n} + G_p \sigma_{n_p}}{\sigma_{n_p} + \sigma_{p_n}} - \frac{n - n_p}{\tau} = 0.
\end{aligned} \tag{2.94}$$

Введемо наступні позначення

$$D = \frac{D_n \sigma_{p_n} + D_p \sigma_{n_p}}{\sigma_{n_p} + \sigma_{p_n}}, \tag{2.95}$$

де D - коефіцієнт біполярної дифузії.

$$\mu_E = \frac{\mu_n \sigma_{p_n} - \mu_p \sigma_{n_p}}{\sigma_{n_p} + \sigma_{p_n}}, \tag{2.96}$$

де μ_E - біполярна дрейфова рухливість.

З врахуванням (2.95) і (2.96) рівняння (2.94) приймає вигляд

$$D \frac{d^2(n - n_p)}{dx^2} + \mu_E E \frac{d(n - n_p)}{dx} - \frac{n - n_p}{\tau} = -G, \tag{2.97}$$

де G – швидкість біполярної генерації.

$$G = \frac{G_n \sigma_{p_n} + G_p \sigma_{n_p}}{\sigma_{n_p} + \sigma_{p_n}}. \quad (2.98)$$

Позначивши

$$\frac{\mu_E E}{D} = \frac{\mu_E E \tau}{D \tau} = \frac{l_E}{L^2}, \quad (2.99)$$

$$L^2 = D \tau. \quad (2.100)$$

Рівняння (2.97) записується у вигляді

$$\frac{d^2(n - n_p)}{dx^2} + \frac{l_E}{L^2} \frac{d(n - n_p)}{dx} - \frac{n - n_p}{L^2} = -\frac{G(x)}{D}. \quad (2.101)$$

При генеруванні носіїв заряду світлом швидкість генерації описується рівнянням [17]

$$G(x) = G(0)e^{-\alpha x}, \quad (2.102)$$

де α - коефіцієнт поглинання світла.

Розв'язок рівняння (2.97) складається із загального розв'язку однорідного рівняння і часткового розв'язку неоднорідного рівняння. Загальний розв'язок має вигляд

$$n(x) - n_p = A_1 e^{K_1 x} + A_2 e^{K_2 x}, \quad (2.103)$$

де K_1, K_2 - корені квадратного рівняння.

$$K^2 + \frac{l_E}{L^2} K - \frac{1}{L^2} = 0, \quad (2.104)$$

які мають значення

$$K_{1,2} = -\frac{l_E}{2L^2} \pm \sqrt{\left(\frac{l_E}{2L^2}\right)^2 + \frac{1}{L^2}}. \quad (2.105)$$

Тоді загальний розв'язок однорідного рівняння (2.103) при підстановці (2.105) приймає вигляд

$$(n(x) - n_p) = A_1 e^{\left(\sqrt{\left(\frac{l_E}{2L^2}\right)^2 + \frac{1}{L^2}} - \frac{l_E}{2L^2}\right)x} + A_2 e^{-\left(\frac{l_E}{2L^2} + \sqrt{\left(\frac{l_E}{2L^2}\right)^2 + \frac{1}{L^2}}\right)x}. \quad (2.106)$$

Якщо позначити

$$\frac{1}{l_1} = \sqrt{\left(\frac{l_E}{2L^2}\right)^2 + \frac{1}{L^2}} - \frac{l_E}{2L^2}, \quad \frac{1}{l_2} = -\left(\sqrt{\left(\frac{l_E}{2L^2}\right)^2 + \frac{1}{L^2}} + \frac{l_E}{2L^2}\right), \quad (2.107)$$

то рівняння (2.106) можна записати у вигляді

$$n(x) - n_p = A_1 e^{x/l_1} + A_2 e^{-x/l_2}. \quad (2.108)$$

Коефіцієнти A_1, A_2 знайдемо з наступних граничних умов

$$n'(x)|_{x=0} = n_p \left(e^{\frac{qU_{E0}}{kT}} - 1 \right), \quad (2.109)$$

$$n'(x)|_{x=W} = n_p \left(e^{\frac{qU_{K0}}{kT}} - 1 \right). \quad (2.110)$$

Зробивши необхідні перетворення, отримаємо значення

$$A_1 = \frac{n'(W) - n'(0)e^{-W/l_2}}{e^{W/l_1} - e^{-W/l_2}}, \quad (2.111)$$

$$A_2 = \frac{n'(0)e^{W/l_1} - n'(W)}{e^{W/l_1} - e^{-W/l_2}}. \quad (2.112)$$

Отже загальний розв'язок однорідного рівняння (вираз 2.106) має вигляд

$$n(x) - n_p = \frac{n'(W) - n'(0)e^{-W/l_2}}{e^{W/l_1} - e^{-W/l_2}} e^{x/l_1} + \frac{n'(0)e^{W/l_1} - n'(W)}{e^{W/l_1} - e^{-W/l_2}} e^{-x/l_2}. \quad (2.113)$$

Частковий розв'язок неоднорідного рівняння шукається у наступному вигляді

$$\bar{y} = R_k(x)e^{\alpha x}, \quad (2.114)$$

де $R_k(x)$ - багаточлен ступеня k .

$$f(x) = Q_k(x)e^{\alpha x}. \quad (2.115)$$

Таким чином, частковий розв'язок рівняння (2.113) описується виразом

$$n(x) - n_p = -\frac{G(0)e^{-\alpha x}}{D\left(\alpha^2 - \alpha\frac{l_E}{L^2} - \frac{1}{L^2}\right)}. \quad (2.116)$$

Загальний розв'язок рівняння (2.113) має вигляд

$$n(x) - n_p = A_1e^{x/l_1} + A_2e^{-x/l_2} - \frac{G(0)e^{-\alpha x}}{D\left(\alpha^2 - \alpha\frac{l_E}{L^2} - \frac{1}{L^2}\right)}. \quad (2.117)$$

У виразі (2.117) перші дві складові описують розподіл концентрації носіїв заряду у базовій області біполярного транзистора від дії постійної напруги [29], а третя складова від дії оптичного випромінювання [17].

Оскільки транзистор працює при змінних напругах і струмах то необхідно визначити розподіл концентрації носіїв заряду для цього випадку. Одномірне рівняння неперервності для змінного струму в стаціонарному режимі має вигляд

$$\frac{d^2(n_1)}{dx^2} + \frac{l_E}{L^2} \frac{d(n_1)}{dx} - \frac{n_1(1 + j\omega\tau_n)}{L^2} = 0, \quad (2.118)$$

де n_1 - концентрація інжекттованих носіїв заряду за рахунок дії змінної напруги на емітерному і колекторному переходах.

Можна вважати, що концентрація електронів складається із складової постійного струму $n_{E0,K0}$ (функція x) і складової змінного струму $n_1e^{j\omega t}$ (функції x і t). Якщо сигнали змінного струму $U_{E1}(t)$ і $U_{K1}(t)$ накладені на напруги U_{E0} і U_{K0} відповідно, то концентрація електронів на емітерному і колекторному переходах приймають наступні значення

$$n_{E0} + n_{E1}(t) = n_p \exp\left[\frac{q}{kT}(U_{E0} + U_{E1}(t))\right], \quad (2.119)$$

$$n_{K0} + n_{K1}(t) = n_p \exp\left[\frac{q}{kT}(U_{K0} + U_{K1}(t))\right], \quad (2.120)$$

де $n_{E1}(t)$ і $n_{K1}(t)$ концентрації електронів, які визначаються змінною напругою, що накладені на середні концентрації електронів, які викликані постійною напругою.

Для випадку малого сигналу маємо

$$\frac{qU_{E1}(t)}{kT} \ll 1, \quad (2.121)$$

$$\frac{qU_{K1}(t)}{kT} \ll 1. \quad (2.122)$$

Вирази (2.121) і (2.122) можна значно спростити при розкладі у ряд експоненційних функцій

$$\exp\left(\frac{q}{kT}U_{E1}(t)\right), \quad (2.123)$$

$$\exp\left(\frac{q}{kT}U_{K1}(t)\right), \quad (2.124)$$

при збереженні двох перших складових розкладу.

Отже, можна записати

$$n_{E0} + n_{E1}(t) = n_p e^{\frac{q}{kT}(U_{E0})} \left[1 + \frac{qU_{E1}(t)}{kT}\right], \quad (2.125)$$

$$n_{K0} + n_{K1}(t) = n_p e^{\frac{q}{kT}(U_{K0})} \left[1 + \frac{qU_{K1}(t)}{kT}\right]. \quad (2.126)$$

На основі (2.119) і (2.120) визначимо граничні умови, які необхідно використати при розв'язанні рівняння (2.118). Для емітерного переходу

$$n_1'(0,t) = n_p e^{\frac{q}{kT}(U_{E0})} + n_p e^{\frac{q}{kT}(U_{K0})} \frac{qU_{E1}(t)}{kT}. \quad (2.127)$$

Для колекторного переходу маємо

$$n_1'(W,t) = n_p e^{\frac{q}{kT}(U_{K0})} + n_p e^{\frac{q}{kT}(U_{K0})} \frac{qU_{K1}(t)}{kT}. \quad (2.128)$$

Розв'язок рівняння (2.126) має вигляд

$$n_1(x,t) = A_3 e^{\frac{x C_{\sigma}^*}{l_1}} + A_4 e^{-\frac{x C_{\sigma}^*}{l_2}}, \quad (2.129)$$

де

$$C_{\sigma}^* = \sqrt{1 + j\omega\tau}, \quad (2.130)$$

де τ - час життя електронів у базі; ω - кругова частота.

Коефіцієнти A_3 і A_4 визначаються за допомогою граничних умов, які представлені виразами (2.129) і (2.130)

$$A_3 = \frac{n_1'(W,t) - n_1'(0,t) e^{-\frac{W C_{\sigma}^*}{l_2}}}{e^{\frac{W C_{\sigma}^*}{l_1}} - e^{-\frac{W C_{\sigma}^*}{l_2}}}, \quad (2.131)$$

$$A_4 = \frac{n_1'(0,t) e^{\frac{W C_{\sigma}^*}{l_1}} - n_1'(W,t)}{e^{\frac{W C_{\sigma}^*}{l_1}} - e^{-\frac{W C_{\sigma}^*}{l_2}}}. \quad (2.132)$$

Таким чином, загальний розв'язок рівняння (2.128) має вигляд

$$n_1(x,t) = \left[\frac{n_1'(W,t) - n_1'(0,t) e^{-\frac{W C_{\sigma}^*}{l_2}}}{e^{\frac{W C_{\sigma}^*}{l_1}} - e^{-\frac{W C_{\sigma}^*}{l_2}}} \right] e^{\frac{x C_{\sigma}^*}{l_1}} + \left[\frac{n_1'(0,t) e^{\frac{W C_{\sigma}^*}{l_1}} - n_1'(W,t)}{e^{\frac{W C_{\sigma}^*}{l_1}} - e^{-\frac{W C_{\sigma}^*}{l_2}}} \right] e^{-\frac{x C_{\sigma}^*}{l_2}}. \quad (2.133)$$

Для визначення опору бази біполярного транзистора під час дії світла, постійної і змінної напруг необхідно визначити напруженість електричного поля в базовій області [33]. Для цього скористаємось рівнянням

$$j_{заг} = q(\mu_n n + \mu_p p)E + q(D_n \nabla n - D_p \nabla p). \quad (2.134)$$

Звідки

$$E = \frac{j_{заг} - q(D_n \nabla n - D_p \nabla p)}{q(\mu_n n + \mu_p p)}. \quad (2.135)$$

Вважається, що в базовій області існує високий рівень інжекції [34], коли $n' \geq p_p$, а також виконується умова нейтральності, з якої витікають рівності

$$\frac{\partial n}{\partial x} = \frac{\partial p}{\partial x}, \quad (2.135)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{\partial p}{\partial t}. \quad (2.136)$$

З врахуванням цих зауважень рівняння (2.135) приймає вигляд

$$E = \frac{j_{заг}}{q\mu_p n(b+1)} - \frac{(D_n / \mu_p) \nabla n}{n(b+1)} + \frac{kT}{q} \frac{\nabla n}{n(b+1)}, \quad (2.137)$$

де

$$b = \mu_n / \mu_p. \quad (2.136)$$

Слід зауважити, що

$$j_{заг} = j_{св} + j_{E0} + j_{E1}, \quad (2.137)$$

$$\nabla n = \nabla n_{св} + \nabla n_{E0} + \nabla n_{E1}, \quad (2.138)$$

$$n = n_{св} + n_{E0} + n_{E1}. \quad (2.139)$$

Падіння напруги на базовій області буде визначатися виразом

$$U_{\sigma} = - \int_0^w E(x, \omega) dx. \quad (2.140)$$

При підстановці (2.140) у (2.141) отримаємо

$$\begin{aligned}
 U_{\delta} = & - \int_0^W \frac{j_{c\delta}}{q\mu_p(b+1)(n_{c\delta} + n_{E0} + n_{E1})} dx - \int_0^W \frac{j_{E0}}{q\mu_p(b+1)(n_{c\delta} + n_{E0} + n_{E1})} dx - \\
 & - \int_0^W \frac{j_{E1}}{q\mu_p(b+1)(n_{c\delta} + n_{E0} + n_{E1})} dx + \int_0^W \frac{(D_n / \mu_p) \nabla n}{(b+1)(n_{c\delta} + n_{E0} + n_{E1})} dx - \\
 & - \frac{kT}{q} \int_0^W \frac{\nabla n}{q(b+1)(n_{c\delta} + n_{E0} + n_{E1})} dx .
 \end{aligned} \tag{2.141}$$

Повний опір базової області транзистора дорівнює

$$Z_{\delta} = \frac{U_{E1}}{Sj_{E1}}, \tag{2.142}$$

де U_{E1} - напруга на базовій області, яка визначається змінним струмом; S – площа базової області.

Розв'язання інтегралів у виразі 2.141 можна зробити, якщо експоненційні функції і $\sqrt{1 + j\omega\tau}$ розкласти у ряд із збереженням двох членів розкладу, тоді

$$Z_{\delta} = \frac{2kT}{q(b+1) \left[I_{E0} + \frac{G(0)\alpha Sq}{\left(\alpha^2 - \alpha \frac{l_E}{L^2} - \frac{1}{L^2} \right)} \right]} \left[1 + \frac{\frac{1}{2}(1 + j\omega\tau) \frac{W^2}{D\tau} \left(\frac{qU_{нас}}{kT} - 1 \right)}{1 + \frac{1}{2}(j\omega\tau) \frac{W^2}{D\tau}} \right], \tag{2.143}$$

де

$$\frac{qU_{нас}}{kT} = \ln \left[\frac{n_{E0} + \frac{b}{b+1}(p_n - n_p)}{n_{K0} + \frac{b}{b+1}(p_n - n_p)} \right]. \tag{2.144}$$

При роботі транзистора на частотах $\omega\tau \gg 1$, рівняння 2.143 можна спростити

$$Z_{\delta} = \frac{2kT}{q(b+1) \left[I_{E0} + \frac{G(0)\alpha Sq}{\left(\alpha^2 - \alpha \frac{l_E}{L^2} - \frac{1}{L^2} \right)} \right]} \left[1 + \frac{j\omega L_{\delta}/r_1}{1 + j\omega L_{\delta}/r_2} \right], \quad (2.145)$$

де

$$r_1 = \frac{2kT}{q(b+1) \left[I_{E0} + \frac{G(0)\alpha Sq}{\left(\alpha^2 - \alpha \frac{l_E}{L^2} - \frac{1}{L^2} \right)} \right]}, \quad (2.146)$$

$$r_2 = \frac{2kT \left(\frac{qU_{нас}}{kT} - 1 \right)}{q(b+1) \left[I_{E0} + \frac{G(0)\alpha Sq}{\left(\alpha^2 - \alpha \frac{l_E}{L^2} - \frac{1}{L^2} \right)} \right]}, \quad (2.147)$$

$$L_{\delta} = \frac{kT \frac{W^2}{D\tau} \left(\frac{qU_{нас}}{kT} - 1 \right)}{q(b+1) \left[I_{E0} + \frac{G(0)\alpha Sq}{\left(\alpha^2 - \alpha \frac{l_E}{L^2} - \frac{1}{L^2} \right)} \right]}. \quad (2.148)$$

Проте оскільки в базі існує градієнт густини дірок, то цілком можливий дірковий потік від емітера до колектора за рахунок дифузії. Щоб підтримати у рівноважному стані розподіл дірок, ця можливість дифузії повинна компенсуватись можливістю дрейфу в протилежному напрямку [17] внаслідок існування електричного поля. Таким чином, незважаючи на те, що дірковий струм у базі всюди дорівнює нулю, електричне поле створює електронний дрейфовий струм, який сприяє дифузійному електронному струму [29]. Тому загальний електронний струм виявляється більшим, ніж обчислений тільки дифузійний струм. Прикладення змінного сигналу в цих умовах приводить до зміни у часі кількості носіїв заряду у кожній локальній області бази, що, у свою чергу, приводить до перебудови електричного поля у базі. Безумовно, ці процеси є

інерційними по відношенню до процесу зміни напруги на емітерному р-п переході. Падіння напруги на р-п переході встановлюється за інтервал часу на багато разів меншого часу життя дірок у базі (приблизно на порядок) [20].

Тривалість процесу зміни опору бази, що обумовлений перерозподілом носіїв заряду, також менше часу їх життя, проте він значно більше часу встановлення напруги на р-п переході. Відставання зміни заряду в базі від напруги сприймається на зовнішніх затискачах як індуктивна реакція.

Величина індуктивного опору з частотою зростає до тих пір, поки час проходження бази неосновними носіями заряду стане сумірним з періодом прикладених коливань.

2.3 Висновки до розділу

Розглянуто елементи теорії газоаналізаторів на основі магніто-індукційного ефекту. Проведено дослідження теорії волоконно-оптичного перетворення для створення сенсорів фізичних величин. Проведено аналіз методів вимірювання магнітного поля в волоконно-оптичних системах і пристроях.

3 ДОСЛІДЖЕННЯ РАДІОВІМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ

3.1 Радіовимірювальний перетворювача концентрації кисню на основі магніточутливого транзистора

Для створення радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніточутливого транзистора розглянемо транзисторну напівпровідникову структуру з від'ємним диференціальним опором. Двоколекторний магніточутливий біполярний транзистор – це звичайний біполярний р-п-р транзистор, колектор в якому поділено на дві частини. При ввімкненні двоколекторного магніточутливого біполярного транзистора за схемою зі спільним емітером і резисторами навантаження в колах колекторів транзистора, коли відсутня дія індукції магнітного поля, інжектвані емітером носії заряду біполярного транзистора, приблизно однаково розподіляться між колекторами біполярного магніточутливого транзистора. Струми обох колекторів магніточутливого біполярного транзистора будуть однаковими, і різниця потенціалів між ними буде дорівнювати нулю. У поперечному магнітному полі відбувається перерозподіл інжектованих носіїв заряду між колекторами біполярного магніточутливого транзистора, при цьому струм колектора К2 біполярного транзистора збільшується, а струм колектора К1 біполярного транзистора зменшується, що викликає розбалансування мостової схеми. Цей фізичний механізм приводить до зміни напруги між колекторами магніточутливого біполярного транзистора. При зростанні індукції магнітного поля напруга збільшується між колекторами магніточутливого біполярного транзистора зростає. У випадку зміни напрямку індукції магнітного поля, струм колектора К2 біполярного магніточутливого транзистора зменшується, а струм колектора К1 біполярного транзистора збільшується, що змінює знак вихідної напруги U між колекторами магніточутливого біполярного транзистора. З перерозподілом інжектованих носіїв заряду між колекторами магніточутливого біполярного транзистора відбувається також зміна ефективної товщини бази біполярного магніточутливого транзистора.

Індукція магнітного поля, разом з ефектом перерозподілу носіїв заряду між колекторами магніточутливого біполярного транзистора, зменшує ефективну товщину бази біполярного транзистора. У випадку коли струм колектора К2 біполярного магніточутливого транзистора збільшується, то відповідно, збільшується і товщина бази для колектора К1 біполярного магніточутливого транзистора. Отже, зміна ефективної товщини бази біполярного магніточутливого

транзистора додатково збільшує струм колектора К2 біполярного транзистора, а також зменшує струм колектора К1 біполярного транзистора.

Визначимо активну та реактивну складові імпедансу транзисторної структури на основі нелінійної еквівалентної схеми біполярного магніточутливого транзистора, яка представлена на рисунку 3.1. Для цього перетворимо еквівалентну схему магніточутливого біполярного транзистора (рисунок 3.1) на схему по змінному струму (рисунок 3.2). Значення повних опорів описується залежностями:

$$Z_3 = \frac{R_{K1}}{1 + \omega^2 R_{K1}^2 C_{K1}^2} - j \frac{R_{K1}^2 \omega C_{K1}}{1 + \omega R_{K1}^2 C_{K1}^2}; \quad Z_6 = \frac{R_{K2}}{1 + \omega^2 R_{K2}^2 C_{K2}^2} - j \frac{R_{K2}^2 \omega C_{K2}}{1 + \omega R_{K2}^2 C_{K2}^2};$$

$$Z_{12} = R_{\sigma 2} + R_3; \quad Z_{10} = R_4; \quad Z_4 = \frac{R_{E1}}{1 + \omega^2 R_{E1}^2 C_{E1}^2} - j \frac{R_{E1}^2 \omega C_{E1}}{1 + \omega R_{E1}^2 C_{E1}^2};$$

$$Z_{11} = \frac{(R_1 + R_{\sigma 1})Z_4}{R_1 + R_{\sigma 1} + Z_4} + \frac{R_{E2}}{1 + \omega^2 R_{E2}^2 C_{E2}^2} - j \frac{R_{E2}^2 \omega C_{E2}}{1 + \omega R_{E2}^2 C_{E2}^2}.$$

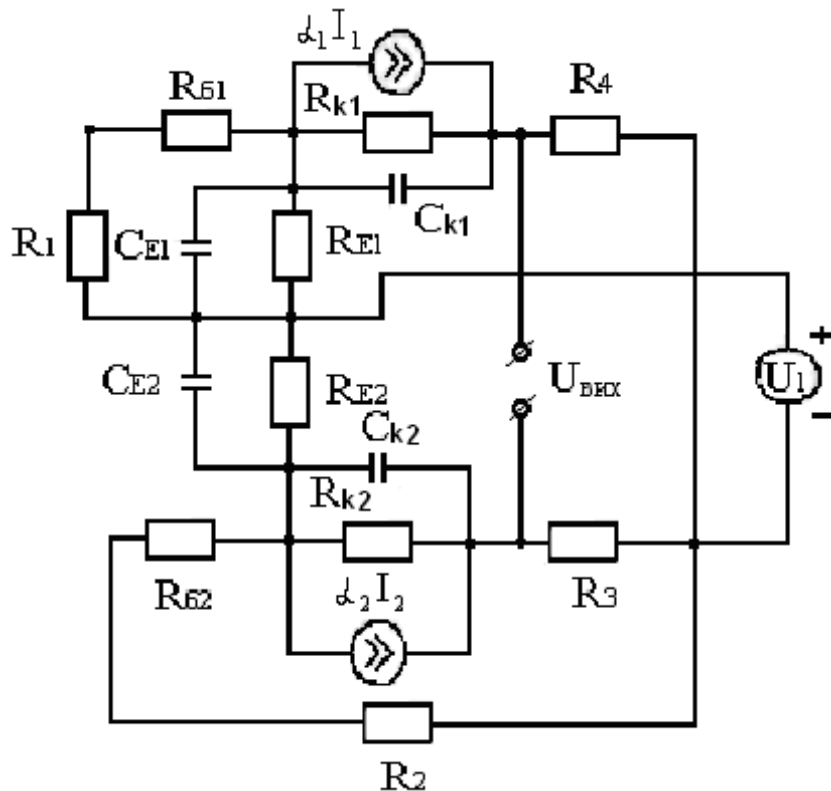


Рисунок 3.1 – Нелінійна еквівалентна схема магніточутливого біполярного транзистора

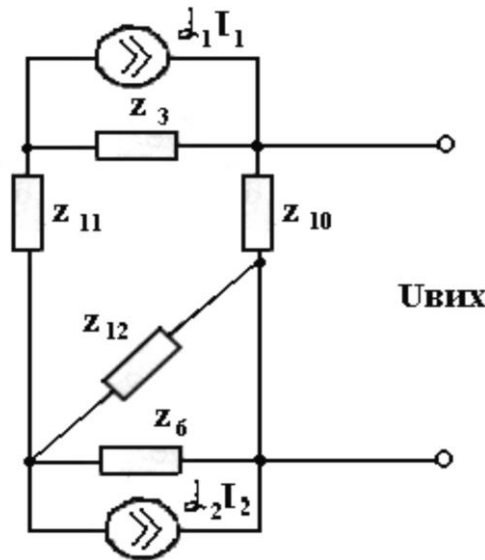


Рисунок 3.2 – Перетворена еквівалентна схема магніточутливого біполярного транзистора по змінному струму

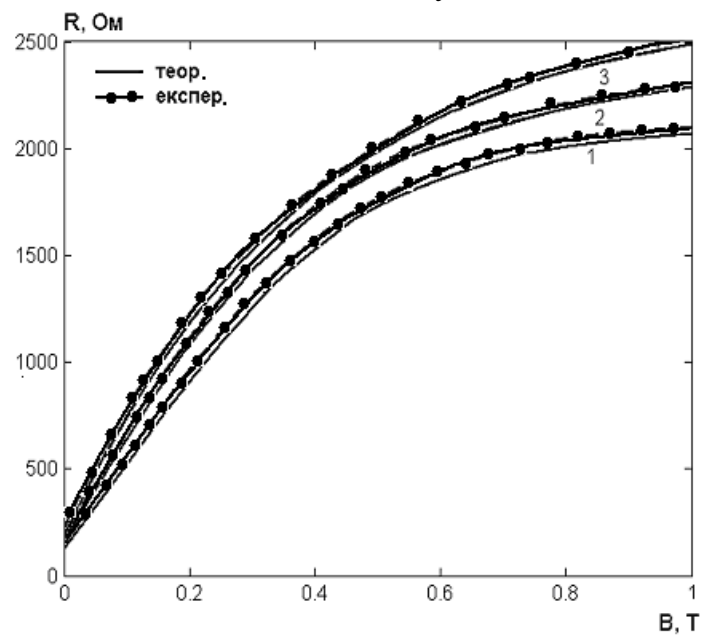
Провівши математичні перетворення для біполярного магніточутливого транзистора, як активного двополюсника, та використавши перетворення – «зірка-трикутник», знайдемо імпеданс схеми. Імпеданс напівпровідникової магніточутливої структури описується рівнянням

$$Z_0 = \frac{B_8 C_5 + B_7 C_6}{C_5^2 + C_6^2} - j \frac{B_7 C_5 - B_8 C_6}{C_5^2 + C_6^2}, \quad (3.1)$$

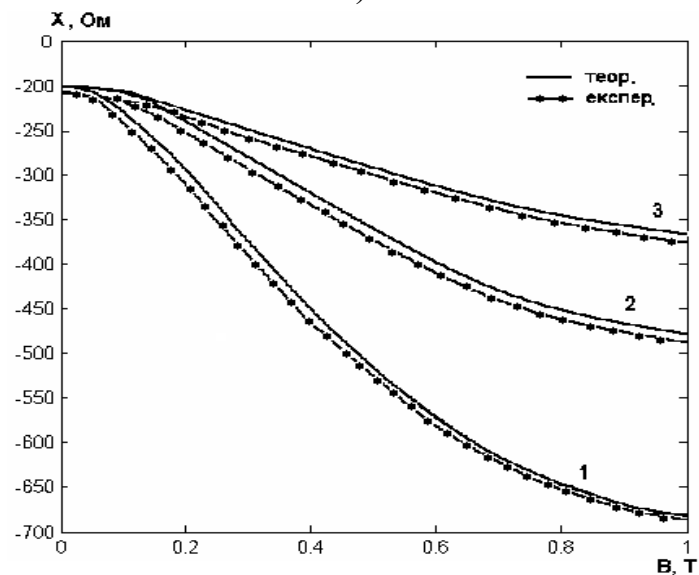
де $B_8 = (KB_3 + YB_5)P$; $B_7 = (B_4K + B_6Y)P$; $K = Z_{10} + Z_{12} + Z_{10}Z_{12}/Z_8$;
 $Y = Z_8 + Z_{12} + Z_8Z_{12}/Z_{10}$; $P = Z_{10} + Z_8 + Z_{10}Z_8/Z_{12}$; $B_3 = B_1(Y + W_6) - B_2V_6$;
 $B_4 = B_2(Y + W_6) + B_1V_6$; $B_5 = W_6(B_1 + K) - B_2V_6$; $B_6 = V_6(B_1 + K) + B_2W_6$;
 $B_1 = W_3 + A_5$; $B_2 = V_3 + A_6$; $C_5 = B_8/P + C_3P$; $C_6 = B_7/P + C_4P$;
 $C_3 = C_1(Y + W_6) - C_2V_6$; $C_4 = C_2(Y + W_6) + C_1V_6$; $C_1 = W_3 + A_5 + K$; $C_2 = V_3 + A_6$;
 $A_5 = A(A_2/A_3) + W_5$; $A_6 = A(A_4/A_3) + V_5$;
 $A_1 = A + W_4$; $A_2 = W_4A_1 + V_4^2$; $A_3 = A_1^2 + V_4^2$; $A_4 = A_1V_4 - V_4W_4$; $A = Z_1 + Z_2$;
 $W_3 = Rk_1/(1 + w^2Rk_1^2Ck_1^2)$; $V_3 = (Rk_1^2wCk_1)/(1 + wRk_1^2Ck_1^2)$;
 $W_4 = Re_1/(1 + w^2Re_1^2Ce_1^2)$; $V_4 = (Re_1^2wCe_1)/(1 + wRe_1^2Ce_1^2)$;
 $W_5 = Re_2/(1 + w^2Re_2^2Ce_2^2)$; $V_5 = (Re_2^2wCe_2)/(1 + wRe_2^2Ce_2^2)$;
 $W_6 = Rk_2/(1 + w^2Rk_2^2Ck_2^2)$; $V_6 = (Rk_2^2wCk_2)/(1 + wRk_2^2Ck_2^2)$.

Залежності активної та реактивної складових імпедансу магніточутливого біполярного транзистора від магнітної індукції згідно з виразом (3.1) представлені на рисунку 3.3. Абсолютна чутливість реактивної складової імпедансу

магніточутливого біполярного транзистора від магнітної індукції становить 5,53 Ом/Тл, а для активної складової імпедансу складає 17,56 Ом/мТл.



а)



б)

Рисунок 3.3 – Теоретичні та експериментальні залежності активної (а) та реактивної (б) складових імпедансу магніточутливого біполярного транзистора від магнітної індукції при значеннях частоти 1– $f=2$ кГц; 2– $f=5$ кГц; 3– $f=10$ кГц

Використання магніточутливого біполярного транзистора як чутливого до індукції магнітного поля елемента, так і як підсилювального елемента дозволило значно спростити електричну схему радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. У зв'язку із цим проведено дослідження основних параметрів радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

Електрична схема радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту представлена на рисунку 3.4 та наведена в додатку В. Радіовимірювальний перетворювач концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту являє собою інтегральну схему, яка складається із магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами та двозатворного МДН транзистора. Дана структура представляє собою автогенератор в якому від'ємний диференційний опір компенсує втрати в коливальному контурі і частота генерації якого залежить від зміни індукції магнітного поля та в кінцевому випадку від зміни концентрації газу (кисню).

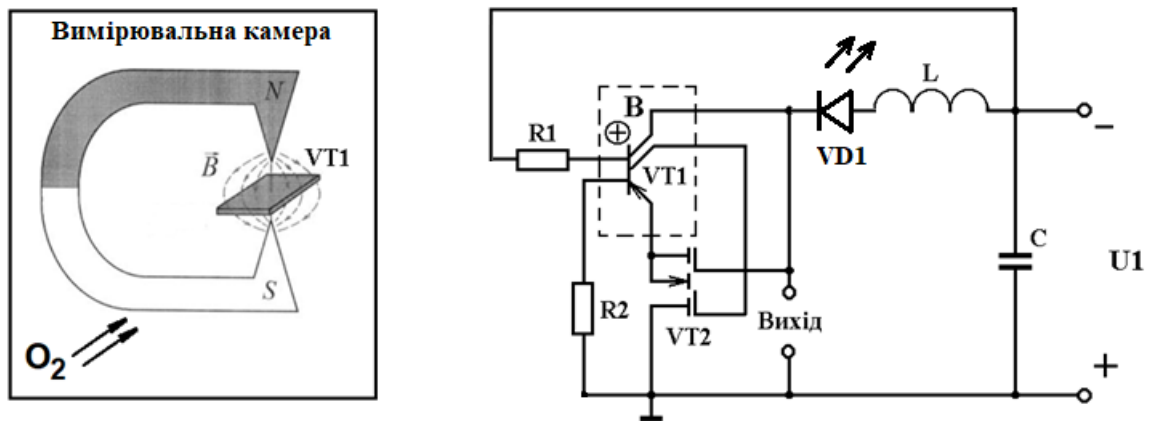


Рисунок 3.4 – Схема радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту

На електродах першого колектора біполярного магніточутливого транзистора VT1 і стоку двозатворного МДН транзистора VT2 існує імпеданс, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна носить ємнісний характер. Підключення пасивної індуктивності L до першого колектора магніточутливого біполярного транзистора VT1 і еквівалентної ємності транзисторної структури створює коливальний контур. Від'ємний диференційний опір компенсує втрати енергії в даному коливальному контурі. Опори R1 і R2 забезпечують режим живлення по постійному струму магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами. При дії індукції магнітного поля на магніточутливий біполярний транзистор з двома колекторами VT1 відбувається зміна еквівалентної ємності коливального контуру автогенератора, що викликає зміну резонансної частоти.

Еквівалентна схема, радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту наведена на рисунку 3.5. Вона є малосигнальною схемою, оскільки радіовимірювальний перетворювач концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту працює в області

низьких частот в околі робочої точки та лінійному режимі роботи біполярного та МДН транзисторів.

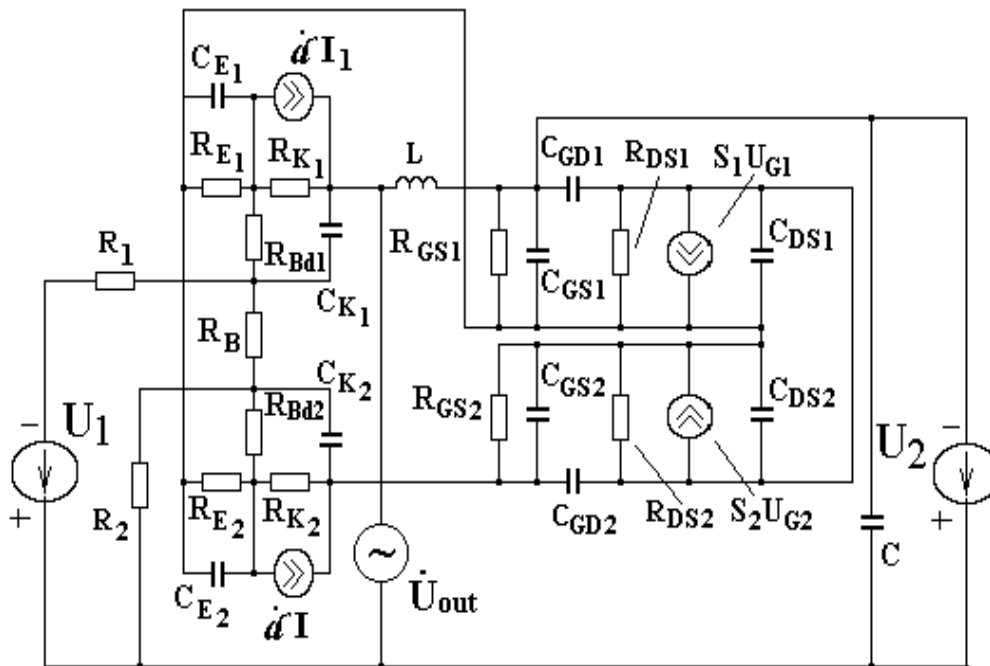


Рисунок 3.5 – Еквівалентна схема радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту

На підставі еквівалентної схеми радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту відповідно до методу стійкості Ляпунова, визначена функція перетворення, яка є залежністю частоти генерації від індукції магнітного поля і в кінцевому випадку концентрації кисню O_2 . Аналітична вираз функції перетворення радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту описується рівнянням

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{A_1 + \sqrt{A_1 + 4LC_{GD}(C_B(B)R_B(B))^2}}{2LC_{GD}(R_B(B)C_B(B))^2}}, \quad (3.2)$$

де $A_1 = LC_{GD} - (C_B(B)R_B(B))^2 - C_{GD}C_B(B)R_B^2(B)$;

R_B – опір базової області магніточутливого біполярного транзистора; L – індуктивність коливального контуру; C_B – еквівалентна ємність магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами; C_{GD} – ємність затвор-стік двозатворного МДН транзистора.

Графічна залежність функції перетворення радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту

наведена на рисунку 3.6. Чутливість радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту визначається на підставі виразу (3.2) і описується виразом

$$\begin{aligned}
 S_B^{F_0} = & -0.0198 \left(-2C_B(B)R_B^3(B)C_{GD} \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) \times \sqrt{A_1 + 2A_2} - 2C_B^2(B)R_B^3(B) \times \right. \\
 & \times \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) - 2C_B^3(B) \times R_B^2(B) \left(\frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) - 3C_B(B)R_B^3(B)C_{GD} \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) - \\
 & - 2C_{GD}C_B^2(B)R_B^2(B) \left(\frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) + 8C_B^2(B)R_B^3(B)L \times C_{GD} \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) + 8LC_{GD} \times \\
 & \times C_B^2(B)R_B^2(B) \left(\frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) + 4LC_{GD}R_B(B) \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) \sqrt{A_1 + 2A_2} + 4R_B(B) \times \\
 & \times \left(\frac{\partial C_B(B)}{\partial B} \right) LC_{GD} + 4C_B(B)LC_{GD} \left(\frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) \sqrt{A_1 + 2A_2} + 4LC_{GD}C_B(B) \times \\
 & \left. \times \left(\frac{\partial R_B(B)}{\partial B} \right) \right) / \left(\left(2\sqrt{A_1 + \sqrt{A_1 + 2A_2}} / A_2 \right) \times LC_{GD}C_B^3(B)R_B^3(B)\sqrt{A_1 + 2A_2} \right),
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

де

$$A_2 = 2LC_{GD}(C_B(B)R_B(B))^2.$$

Графік залежності чутливості радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від індукції магнітного поля наведено на рисунку 3.7. Із графіка видно, що найбільша чутливість радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту лежить у діапазоні від 0 до 45 мТл і становить 75...256 Гц/мТл.

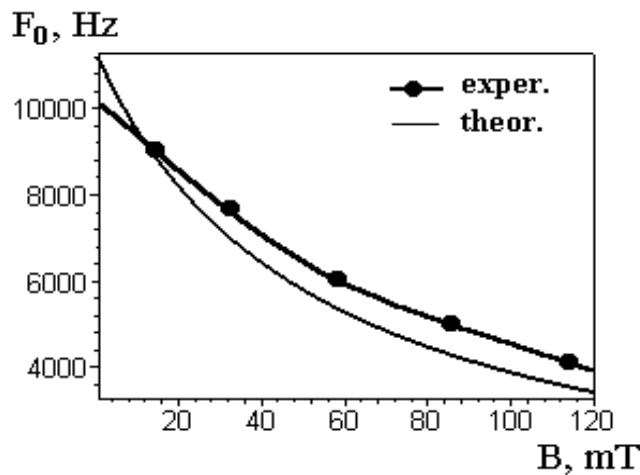


Рисунок 3.6 – Залежність частоти генерації від індукції магнітного поля радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту

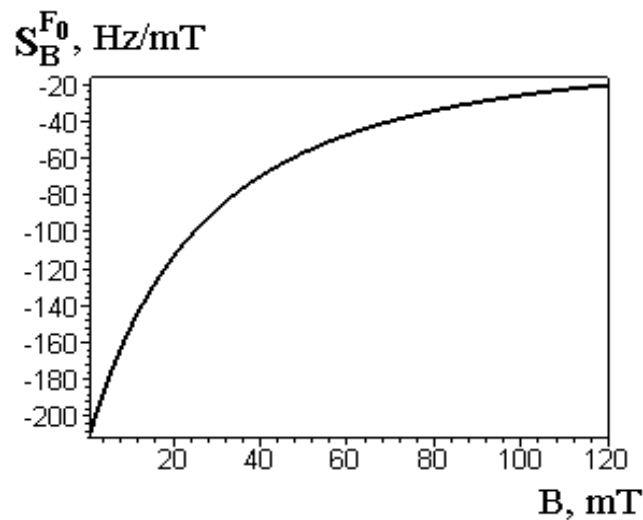


Рисунок 3.7 – Залежність чутливості від індукції магнітного поля радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту

Графік залежності частоти генерації радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від концентрації кисню представлений на рисунку 3.8. Чутливість радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту представлено на рисунку 3.9. Найбільша чутливість лежить у діапазоні від 0 до 42 % концентрації кисню і становить 74...223 Гц/%.

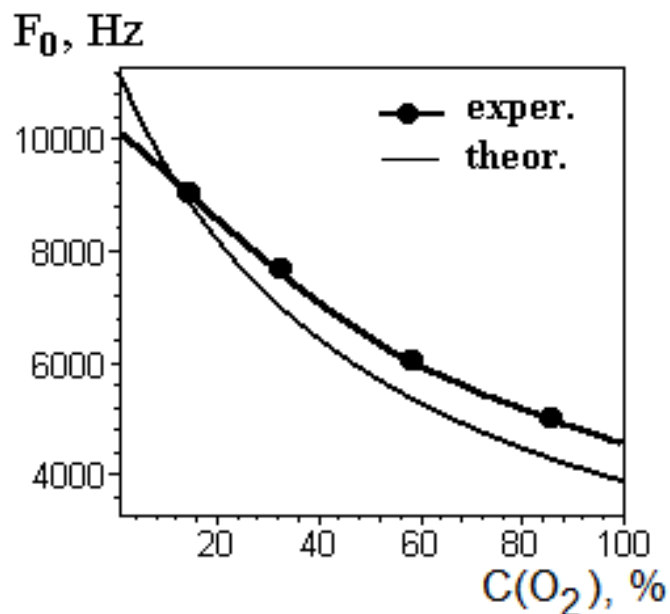


Рисунок 3.8 – Залежність частоти генерації від концентрації кисню O_2 радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту

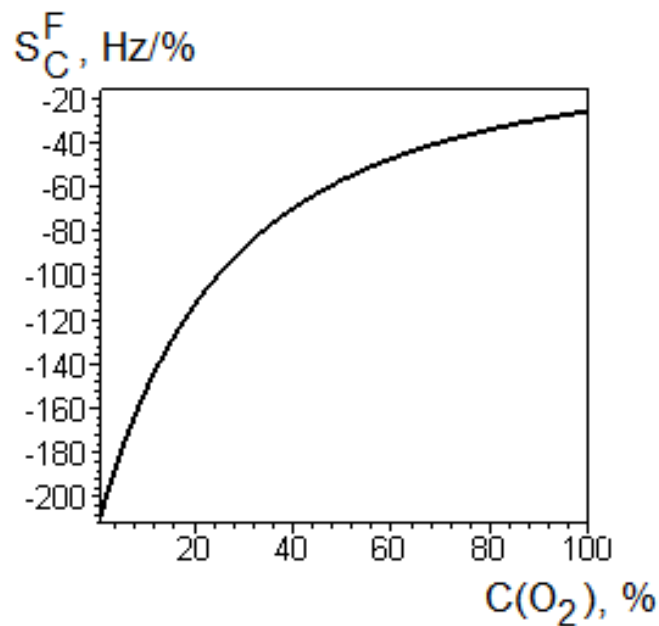


Рисунок 3.9 – Залежність чутливості від концентрації кисню O_2 радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту

3.2 Висновки до розділу

1. Розроблена математична модель для визначення залежності активної та реактивної складових імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами від дії магнітного поля. На основі математичної моделі отримано значення чутливості активної та реактивної складової імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами.

2. Розроблено математичну модель радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Отримано аналітичні вирази для функції перетворення та чутливості радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від магнітного поля та зміни концентрації кисню. На основі комп'ютерного моделювання отримано графічні залежності функції перетворення чутливості радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Найбільша чутливість радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від концентрації кисню лежить у діапазоні від 0 до 42 % концентрації кисню і становить 74...223 Гц/%.

4 АНАЛІЗ СХЕМИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНОГО СЕНСОРА КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ

4.1 Аналіз структурної схеми пристрою

Наступною задачею для магістерської кваліфікаційної роботи є вибір та побудова оптимальної структурної схеми, завдяки якій можна і побудувати електричну принципову, за якою і відповідно кінцевий пристрій, який дозволить проводити вимірювання концентрації кисню.

Загальна структурна схема волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту представлена на рисунку 4.1 та наведена в додатку Д.

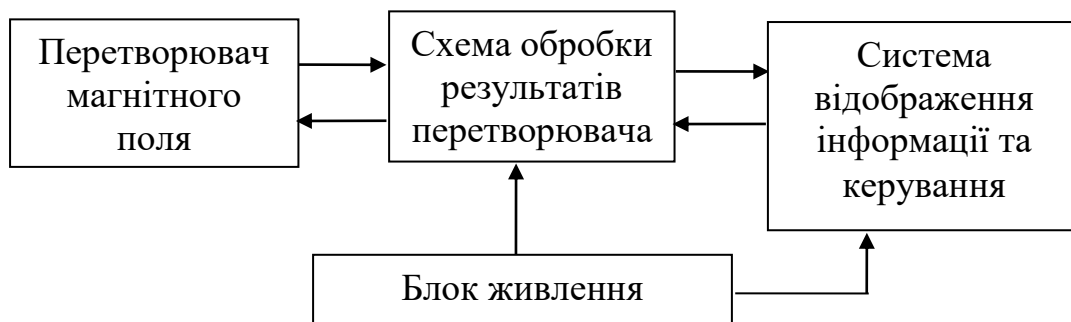


Рисунок 4.1 – Загальна структурна схема волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту

Основними частинами волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту є оптичне волокно через яке проходить світло від випромінювача оптичної енергії [34]. Дане світло перетворюється за допомогою оптично-електричного перетворювача, тобто за допомогою фотоприймача у електричну напругу, амплітуда якої в момент часу залежить від інтенсивності світла, яке потрапляє на фотоприймач [26]. Таким чином в залежності від інтенсивності магнітного поля, яке діє на перетворювач змінюється середня інтенсивність світлової енергії, яка сприймається фотоприймачем і таким чином схема обробки результатів перетворювача має переводити амплітуду коливань, які знімаються з фотоприймача, обробляти сигнал з фотоприймача та подавати на схему відображення інформації. слід зазначити, що амплітуда коливань електричної напруги на виході фотоприймача є достатньо малою. Виходячи з цього схема обробки сигналу має забезпечити його підсилення. Також для забезпечення більшої стабільності роботи, зменшення шумів перетворювача

[27] та збільшення точності вимірювань вхідний опір схеми обробки результатів перетворювача має бути достатньо великий.

Слід також зазначити, що конструкції та види перетворювачів магнітного поля приведені в розділі 1.2. В зазначеному розділі приведені основні переваги та недоліки, особливості. В даному розділі розглянемо структури та принципові схеми, які дозволяють використовуючи перетворювачі магнітного поля будувати вимірювачі магнітного поля.

Враховуючи все вищевказане можна подувати детальну структуру волоконно-оптичного перетворювачу магнітного поля. Така схема представлена на рисунку 4.2 та наведена в додатку Е.

Для забезпечення роботи пристрою однією з умов роботи є необхідність модулювання інтенсивності світла прямокутними імпульсами, тобто так щоб добитись змінного оптичного випромінювання. Для цього використовують генератор прямокутних імпульсів, який має генерувати прямокутні імпульси з різкими фронтами і стабільній частоті слідування прямокутних імпульсів. Це накладає додаткові умови для підсилювача. Тобто підсилювачі у даному пристрої мають бути широкосмугові, для того щоб вони не вносили додаткових нелінійних спотворень, не змінювали спектральний склад імпульсів які слідуєть від генератора. Ця ж умова є актуальною для підсилювача, який підсилює сигнал з фотоприймача. Цей підсилювач також має бути широкосмуговий [29]. Але при цьому він має мати добру амплітудну характеристику, адже від неї залежить точність вимірювання всього пристрою.

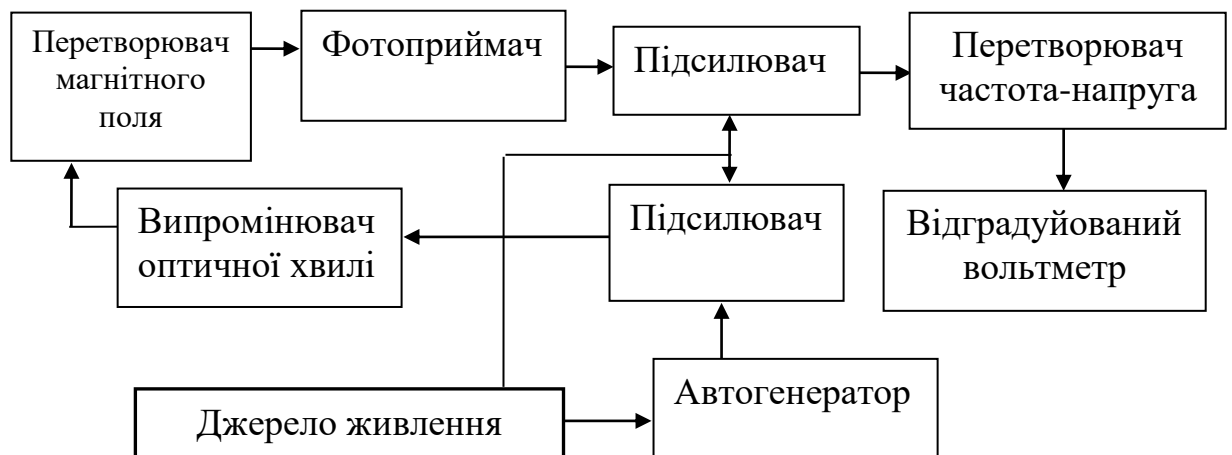


Рисунок 4.2 – Структурна схема волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту

Недоліком волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, який побудований за структурною схемою, представленою на рисунку 4.2 є відхилення заданої максимальної інтенсивності

випромінювання випромінювачем світлової енергії. Це зв'язано зі старінням лазерного випромінювача [30], внаслідок чого зменшується інтенсивність світла, яку він випромінює, внаслідок чого відбувається зміна показів вимірювання.

Тому необхідно постійно підстраювати коефіцієнт підсилення підсилювача випромінювача, постійно калібрувати [31] і слідкувати за станом системи.

Система автоматичної підстройки миттєвої потужності лазера працює наступним чином. На схему подаються імпульси, які знімаються з фотоприймача, тобто в ідеальному випадку це ті ж імпульси напруги що і на лазер. При цьому вхідний опір схеми має бути великий, щоб зменшити вплив на фотоприймач. При цьому корпус випромінювача має бути сконструйований таким чином, щоб більша частина енергії проникала у оптичне волокно, а менша частина енергії потрапляла на фотоприймач. Ця напруга має імпульсний характер, тому вона перетворюється у середньовиправлену напругу за допомогою спеціальної схеми. Таким чином маємо постійну напругу, яка пропорційна максимальній миттєвій інтенсивності світіння випромінювача. Ця напруга порівнюється з опорною напругою, яка є стабілізованою напругою і не залежить від коливань напруги живлення схеми. Опорною напругою забезпечує спеціальна схема, а порівняння відбувається в схемі автоматичної підстройки потужності випромінювача. Далі, по результатам порівняння на підсилювач подається відповідно постійна напруга, яка отримана внаслідок порівняння, її величина прямопропорційно залежить від відхилення інтенсивності випромінювання лазера від початкового значення. Таким чином забезпечується підтримання стабільної яскравості світіння випромінювача, тобто по суті автоматично регулюється потужність, яку він випромінює.

Далі, для отримання результатів вимірювання необхідно визначити середньовипрямлене значення підсиленого з фотоприймача сигналу. Зважаючи на те що величина середньовипрямленої напруги [28] прямопропорційно залежить від амплітуди імпульсів, які проходять до цієї схеми можна зробити висновок про те що побудова такої структури є доцільною. Далі, середньовипрямлену напругу можна виміряти звичайним вольтметром постійної напруги і таким чином отримати значення напруженості магнітного поля після переведення напруги в напруженість магнітного поля.

Для такого переведення необхідно зняти функцію перетворення. Для цього по зразковому магнітному полю можемо виміряти відповідну їй величину напруги і таким чином визначити і функцію перетворення. Така функція є надто складною при аналітичному її виведенні, тому для перетворення напруг в відповідні напруженості користуються означенням, що ці значення залежать прямопропорційно і практичним дослідженням пристрою за допомогою

еталонного магнітного поля [29]. Отримані результати відповідно градуують на шкалі вольтметра, в величинах напруженості змінного магнітного поля.

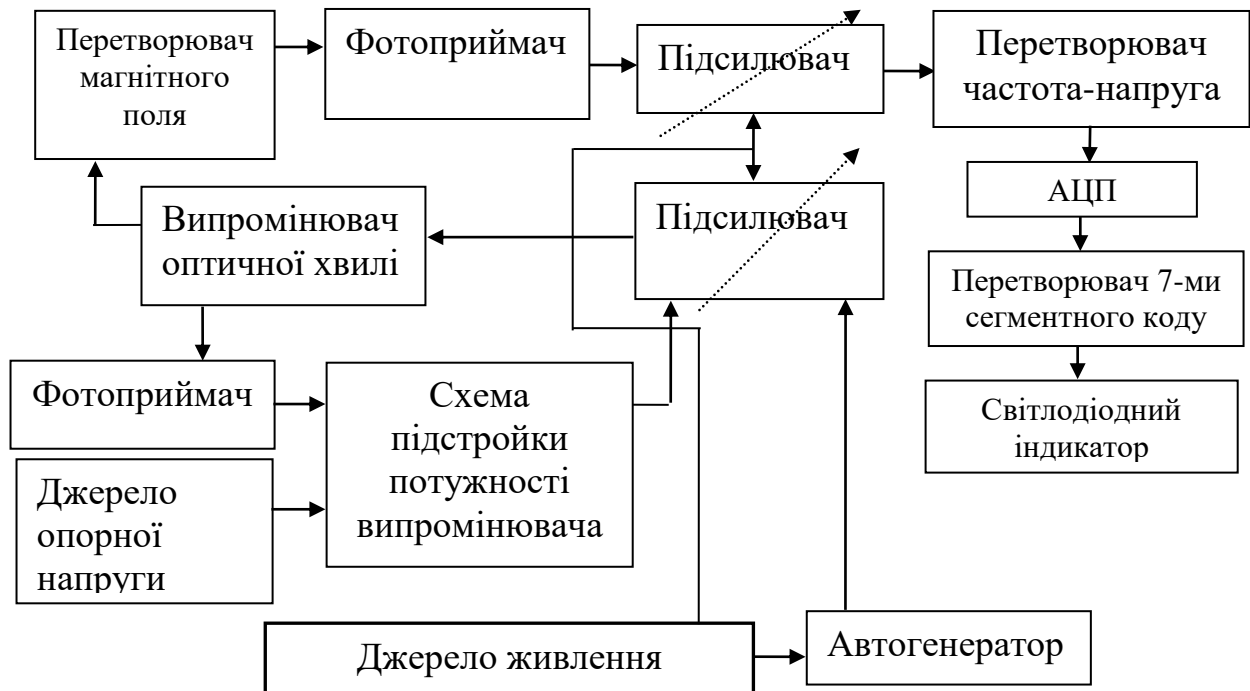


Рисунок 4.3 – Детальна структурна схема волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту з автоматичною підстройкою потужності лазера

Недоліком такого методу відображення інформації є мала інформативність інформації по вимірній величині. Це зменшує швидкість роботи з пристроєм, зменшує ергономічність пристрою, а також включає помилки визначення напруженості магнітного поля, які можуть виникнути користувачем при користуванні даним пристроєм. Перевагою такого методу індикації є її простота включення.

Для збільшення зручності користуванні і забезпеченні автоматичної підстройки потужності лазера для підтримання інтенсивності його світіння і збереженні точності вимірювання з часом використовують структурну схему, яка представлена на рисунку 4.3. Для повної впевненості у вимірюванні використовують підсилювачі зі змінним коефіцієнтом підсилення [20]. Тобто час від часу все ж таки необхідно перевіряти точність вимірювання пристроєм, тобто виконувати калібрування по зразковому пристрою. Для цього при зрівнянні з еталоном здійснюють підстройку коефіцієнта підсилення підсилювача.

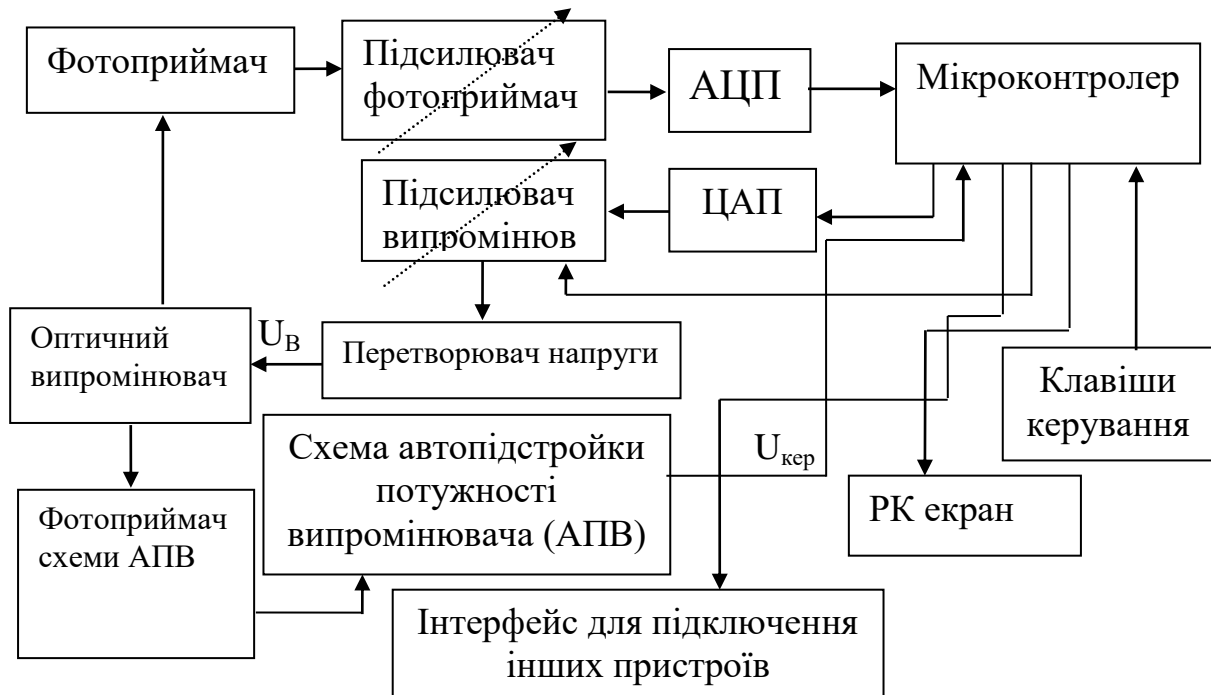


Рисунок 4.4 – Детальна структура схема волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту з використанням МК та цифрового інтерфейсу

Для збільшення інформативності відображуваної інформації та ергономічності пристрою можна використати світлодіодну індикацію. Такий шлях вдосконаленню пристрою дозволить виключити помилку визначення по приладу напруженості магнітного поля. Практична структурна схема пристрою з світлодіодною індикацією представлена на рисунку 4.3 та наведена в додатку Ж.

Недоліком такого методу є необхідність перетворення випрямленого аналогово сигналу в цифровий з подальшим перетворенням в семисегментний код. Таким чином виникає необхідність ускладнювати схему. Це в свою чергу впливає на надійність схеми, адже чим більше радіоелектронних компонентів в схемі тим менша її надійність. Даний перетворювач семисегментного коду має бути зібраний на цифрових інтегральних схемах, що хоч і збільшить його вартість та габарити, але дуже не значно. Це зумовлено тим, що вартість стрілочного індикатора вища за ціну світлодіодного індикатора.

Ще одним недоліком такої схеми є малі можливості по перестройці схеми, відносно мала стабільність генерації автогенератора, адже він генерує сигнал з частотами декілька десятків кілогерц, а також відсутність засобів для передачі отриманої від вимірювання інформації на інший пристрій. Ще одним недоліком є відносно велика і складна електрична принципова схема з великою кількістю елементів, що зменшує надійність вимірювача.

Для виходу з цієї ситуації використовуємо структурну схему, представлену на рисунку 4.4 та наведену в додатку К.

На рисунку 4.4 представлена детальна структура схема опто-волоконного вимірювача напруженості змінного магнітного поля, з використанням сучасної елементної бази, мікроконтролера, а також універсального цифрового інтерфейсу для підключення інших пристроїв [31], включаючи персональний комп'ютер.

В усіх представлених структурних схемах опто-волоконних вимірювачів змінного магнітного поля робота ведеться на довжині хвилі 1,15 мкм, що відповідає невидимому, інфрачервоному діапазону хвиль [30].

Для керуванням пристроєм можна використати перетворювачні клавіші без фіксації і при цьому не використовувати схему подавлення тремтіння контакту [29]. Це стає можливим завдяки використанню МК в схемі, адже він дозволяє дещо спростити схему. При цьому на кожен клавішу дуже легко назначити на виконання певних команд. Це задається за допомогою програми мікроконтролера.

Безперечною перевагою такої схеми перед іншими також є наявність універсального цифрового інтерфейсу для передачі інформації до інших пристроїв. Так як немає особливої необхідності ускладнювати схему, забезпечуючи передачу інформації в обидва боки, тобто ззовні керувати вимірювачем, то можна використати простий інтерфейс, який апаратно реалізований в мікроконтролерах виробництва компанії Atmel, синхронний інтерфейс I2C [28], який дозволяє підключати декілька приймачів інформації, що збільшує функціональність пристрою. При цьому для ще більшого здревіння схеми можна використовувати вбудований в МК АЦП, що дозволяє спростити схему забравши зовнішній АЦП. Але при цьому, зважаючи на те, що вбудований в МК АЦП має свої недоліки використовуємо окремий ЦАП. Один з недоліків такого АЦП є відносно низька точність перетворення, можлива коливання молодшого розряду. Це зв'язано з тим, що кристал МК працює на високій частоті, всі елементи МК знаходяться в безпосередній близькості, що зумовлює утворення наводок в блоці АЦП від інших блоків МК [30]. Тому вбудовані АЦП є недосить точними. Для покращення технічних характеристик нашого пристрою використовуємо окремий АЦП.

Функції порівняння напруг, функцію забезпечення джерела опорної напруги та прийняття рішень, а також забезпечення підстройки потужності випромінювача реалізовано за допомогою відповідної програми на МК. Таким чином використання мікроконтролера, в якого вбудовані інтерфейси передачі інформації, арифметико-логічний пристрій (АЛУ), пам'ять програм, енергонезалежна пам'ять, АЦП та інші схеми [39], що дозволяють спростити принципову схему пристрою і таким чином збільшити час напрацювання на

відмову пристрою. При використанні МК також збільшується точність вимірювання вимірювача, зменшується енергоспоживання, полегшується процес калібрування пристрою, вибору режиму роботи. Зважаючи на приведені переваги схеми, яка представлена на рисунку 4.4 вибір саме її як основи для побудови схеми електричної принципової та кінцевого пристрою є доцільним.

Перетворювач напруги розвантажує підсилювач випромінювача, тобто допомагає створити гальванічну розв'язку цих блоку випромінювача та підсилювача випромінювача. Також перетворювач служить для перетворення величини напруги. Зважаючи на те, що випромінювач живиться не високою напругою, близьку до 3В, а на виході підсилювача випромінювача, в імпульсному режимі роботи теоретично можуть бути імпульси, амплітудою, близькою до напруги живлення, тобто близько до 10 В необхідно зменшити напругу з 10 до 3В. При цьому необхідно виконати це перетворення з якомога більшою ефективністю, тобто добитись найбільшого ККД перетворювача, добитись якнайменшої втрати енергії на теплове чи інше випромінювання. Зважаючи на це, у ролі перетворювача найдоцільніше використати високочастотний трансформатор [38].

Такий перетворювач використовуємо для живлення лише випромінювача, а для інших блоків використовуємо звичайні подільники напруги на базі резисторів, які є малоефективними. Так як споживана потужність іншими блоками схеми є дуже мала, то використання резистивних подільників за для спрощення схеми є доцільним. Ще одним фактом є те, що при перетворенні постійної напруги за допомогою трансформатора необхідно будувати автогенератори [40], що також зменшує надійність схеми, через більшу кількість елементів схеми.

4.2 Аналіз схеми електричної принципової пристрою

4.2.1 Розробка підсилювача фотоприймача

Для зручності розробки всю принципову схему будуємо блочним методом. Тобто розробляємо окремі блоки пристрою окремо, з'єднуючи блоки отримуємо повну принципову схему завершеного виробу.

Для початку розглянемо підсилювач фотоприймача. Його принципова схема представлена на рисунку 4.5 та наведена в додатку Л.

За допомогою резистору R1 задається вхідний опір схеми пристрою. За допомогою резистору R4 задається коефіцієнт підсилення всього блоку. Його призначенням є можливість забезпечення настройки пристрою на максимальну точність вимірювання. В даній схемі резистори R2 та R3 задають коефіцієнт підсилення каскаду на базі DA1

$$K_{DA1} = \frac{R_3}{R_2} + 1. \quad (4.1)$$

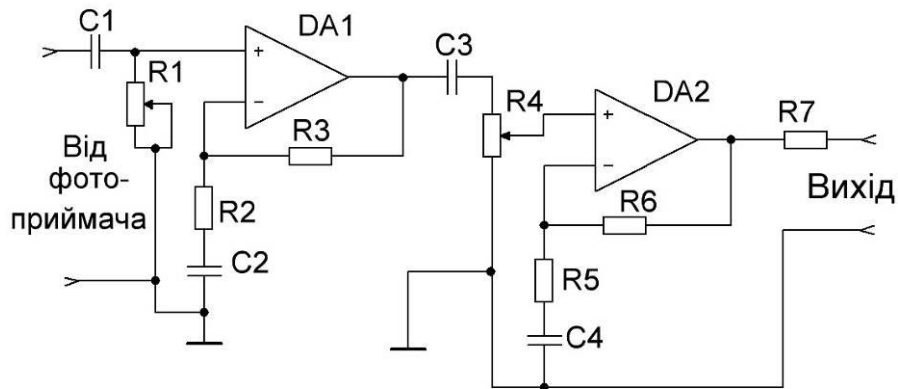


Рисунок 4.5 – Схема електрична принципова підсилювача фотоприймача

Резистор R2 обирають приблизно рівним номіналу резистора R1, тобто обираємо його номінал на рівні 47 кОм. Передбачаємо, що коефіцієнт підсилення каскаду на базі DA1 складає 1,5 рази. Зважаючи на це визначаємо номінал резистора R3

$$R_3 = (K_{DA1} - 1) * R_2, \quad (4.2)$$

$$R_3 = (1,5 - 1) * 47 * 10^3 = 23,5 \text{ (кОм)}.$$

Обираємо резистор R3 номіналом 22 кОм.

Аналогічно до попереднього розрахунку коефіцієнт підсилення каскаду на базі операційного підсилювача (ОП) DA2 задається за допомогою резисторів R6 та R5. Передбачаємо, що максимальний коефіцієнт підсилення каскаду на DA2 буде складати 4 рази

$$K_{DA2} = \frac{R_6}{R_5} + 1. \quad (4.3)$$

Передбачаємо, що номінал резистора R4 буде складати 47 кОм. Згідно рекомендацій [39] номінал резистора R5 буде таким же як і резистора R4. Визначаємо номінал резистора R3

$$R_3 = (K_{DA1} - 1) * R_2, \quad (4.4)$$

$$R_3 = (4 - 1) * 47 * 10^3 = 141 \text{ (кОм)}.$$

Отже, з ряду стандартних обираємо резистор R3 номіналом 150 кОм.

Конденсатори C_1 та C_3 є розділовими, вони забезпечують розділення постійної складової. C_2 та C_4 блокуючі конденсатори. Передбачаємо, що розділові конденсатори вносять спотворення на низькій частоті на рівні 0,5 дБ. При цьому вхідні опори обох каскадів схеми однакові, тому є дійсним рівність

$$C_1 = C_3 = \frac{1}{2\pi f_H R_{ex} \sqrt{M_H^2 - 1}}, \quad (4.5)$$

де f_H – нижня гранична частота сигналу з фотоприймача. В ідеальному випадку спектр сигналу нескінченно широкий, адже з фотоприймача знімаються прямокутні імпульси, обираємо нижню частоту 10 Гц;

M_H – частотні спотворення на низькій частоті, обираємо на рівні 0,5 дБ.

$$C_1 = C_3 = \frac{1}{2 * 3,14 * 10 * 47 * 10^3 \sqrt{1,124 - 1}} = 0,93 \text{ (мкФ)}.$$

Обираємо конденсатори C_1 та C_3 номіналом 1 мкФ. Визначаємо номінал конденсаторів C_2 та C_4

$$C_2 = C_5 = \frac{5 \cdot 10}{2\pi f_H R_2}, \quad (4.6)$$

$$C_2 = C_5 = \frac{7}{2 * 3,14 * 10 * 47 * 10^3} = 4,5 \text{ (мкФ)}.$$

З ряду стандартних обираємо конденсатори C_2 та C_5 номіналом 4,7 мкФ.

4.2.2 Розробка блоку АЦП

Принципова схема блоку АЦП представлена на рисунку 4.6 та наведена в додатку М.

В схемі АЦП застосовується подільник напруги, зібраний на резисторах R_1 та R_2 . Він забезпечує зменшення напруги живлення до напруги, яка, у даній схемі є опорною, а відповідно вхід мікросхеми V_{REF} є входом для опорної напруги АЦП. В схемі використовується мікросхема АЦП РСF8591Р [51].

Дана мікросхема являє собою послідовний 10-ти розрядний АЦП.

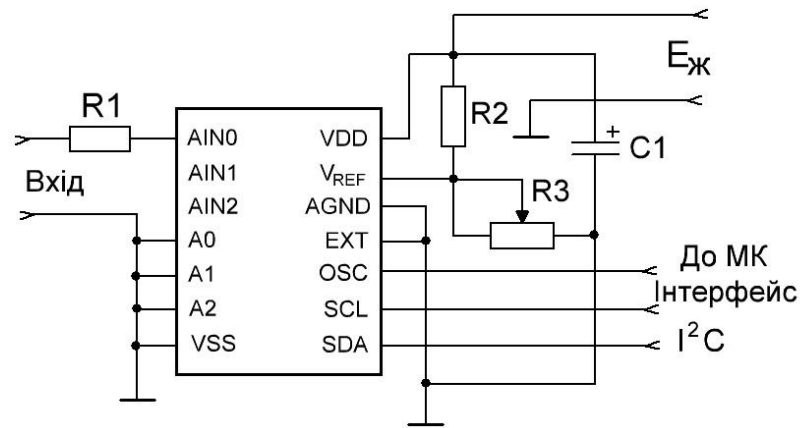


Рисунок 4.6 – Схема електрична принципова блоку АЦП

Опорною є напруга на вході АЦП, при якій на виході АЦП встановиться максимальний код. В даній схемі від коефіцієнту підсилення підсилювача фотоприймача залежить і опорна напруга.

Так як даний вимірювач є переносним пристроєм, тобто живиться від батарей, тому є доцільним вибір відносно не високої опорної напруги. Тому обираємо її рівною 3В. Номінальна напруга живлення, яка отримується від трьох елементів живлення складає 10,8В.

У даній схемі опорна напруга буде визначатись згідно наступного виразу

$$U_{REF} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot E_{ж} \quad (4.7)$$

Тобто при всіх маніпуляціях в схемі напруга U_B не повинна перевищувати максимально допустиму напругу живлення випромінювача. Величину опорної напруги можна регулювати за допомогою резистора R_2 . Мінімальна напруга живлення схеми U_{min} згідно паспортних даних має складати величину, не меншу за 7В при опорній напрузі 3В. Виходячи з цього визначаємо номінал змінного резистора R_2 .

$$R_2 = \frac{E_{ж} - U_{оп}}{I_{под}}, \quad (4.8)$$

де $I_{под}$ – струм подільника, зібраного на резисторах R_2 та R_3 . Його обирають значно більшим за струм, який протікає через вхід опорної напруги, обираємо його на рівні 40 мА.

$$R_2 = \frac{10,8 - 3}{0,04} = 195(\text{Ом}).$$

Обираємо резистор R_3 номіналом 220 Ом.

$$R_3 = \frac{U_{оп}}{I_{нод}}, \quad (4.9)$$

$$R_3 = \frac{3}{0,04} = 75 \text{ (Ом)}.$$

Для забезпечення деякого запасу по регулюванню, у випадку зменшення живлячої напруги до мінімального значення 7В. Обираємо резистор R3 номіналом 120 Ом.

4.2.3 Розробка блоку ЦАП

Практична принципова схема блоку ЦАП представлена на рисунку 4.7 та наведена в додатку Н.

У даній схемі також є опорна напруга. В ЦАП опорною напругою є максимальна вихідна напруга на аналоговому виході, у випадку, коли вхідний код ЦАП являє собою набір з усіх логічних одиниць у всіх розрядах вхідного коду. В нашій схемі використовується напівпровідниковий випромінюючий елемент, який живиться відносно низькою напругою, яка не перевищує 3В. В зв'язку з цим напруга на виході ЦАП має не перевищувати 3В. Обираємо опорну напругу на рівні 3В. Дана опорна напруга забезпечується за допомогою резистивного подільника, виконаного на резисторах R1 та R2. Опорна напруга [49] мікросхеми ЦАП (TDA8444T) визначається за допомогою наступного виразу

$$U_{\max} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (4.10)$$

Резистор R3 захищає мікросхему ЦАП від пошкоджень у випадку виникнення у колі підсилювача напруги збудження оптичного випромінювача короткого замикання. Вибір номіналів резисторів R1 та R2, а також струму подільника, зібраного на резисторах R1 та R2 проводимо таким же чином як і в блоці АЦП. Тобто R1 обираємо номіналом 220 Ом, резистор R2 120 Ом.

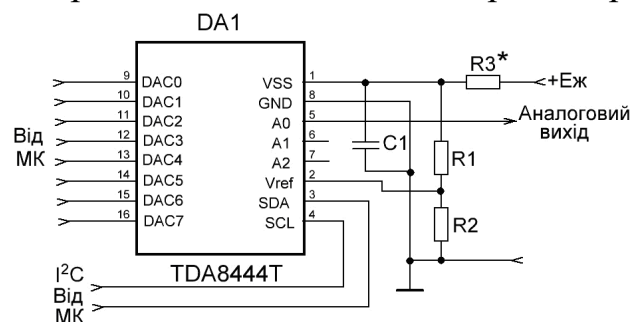


Рисунок 4.7 – Практична електрична принципова схема ЦАП

Опір R_3 обирається малого номіналу. Для того, щоб він не впливав на опорну напругу, зазвичай десятки чи сотні ом.

Перевагою таких ЦАП і АЦП [40] є його підключення до МК за допомогою стандартного інтерфейсу I²S. Таким чином ЦАП і АЦП схеми підключенні по одній шині МК. Це дозволяє спростити схему монтажу, тобто зменшити кількість друкованих провідників. При цьому ЦАП і АЦП отримують різні фізичні адреси для доступу до них. Підключення до МК цих пристроїв здійснюється за допомогою друкованих провідників, а також перемичок. При неправильній роботі ЦАП або АЦП слід спробувати вимкнути по черзі кожен з цих пристроїв і провести перевірку.

4.2.4 Включення МК у принциповій схемі пристрою

У схемі, представленій на рисунку 4.8 та наведеній в додатку П подають напругу живлення, яка знімається з послідовно ввімкнених батарей живлення, яка складає 10,8 В. Для живлення даного МК необхідно мати напругу живлення, яка б знаходилась в межах від 2,7 до 5 В. Для забезпечення такої напруги використовуємо резистивний подільник, на якому має падати така напруга, щоб з напруги 10,8 В отримати не більше 5 В. Недоліком резистивного подільника є те, що спад напруги на ньому залежить від струму, який протікає через нього [38]. Частково цей недолік можна усунути збільшивши струм подільника, але при цьому зменшиться час роботи від батарей живлення. Для рішення цієї проблеми виключаємо з тексту програми мікроконтролера команду переходу в режим очікування, де він споживає найменший струм, та рахуємо струм споживання контролера таким, який вказаний у технічних даних на МК, які надає виробник даного МК. При цьому рахуємо, що на живлення МК приходить напруга 4В. Таким чином забезпечуємо деякий запас на допуск елементів подільника.

Номінал резисторів R_3 визначається наступним чином

$$R_3 = \frac{E_{ж} - U_{МК}}{I_{МК}}, \quad (4.11)$$

де $I_{МК}$ – споживаний струм МК в активному режимі (береться з технічних параметрів МК, які вказані виробником МК, для даного МК складає 18 мА); $E_{ж}$ - напруга живлення схеми від батарей, вона складає 10,8 В; $U_{МК}$ – напруга живлення МК, вище обрана на рівні 4,5В.

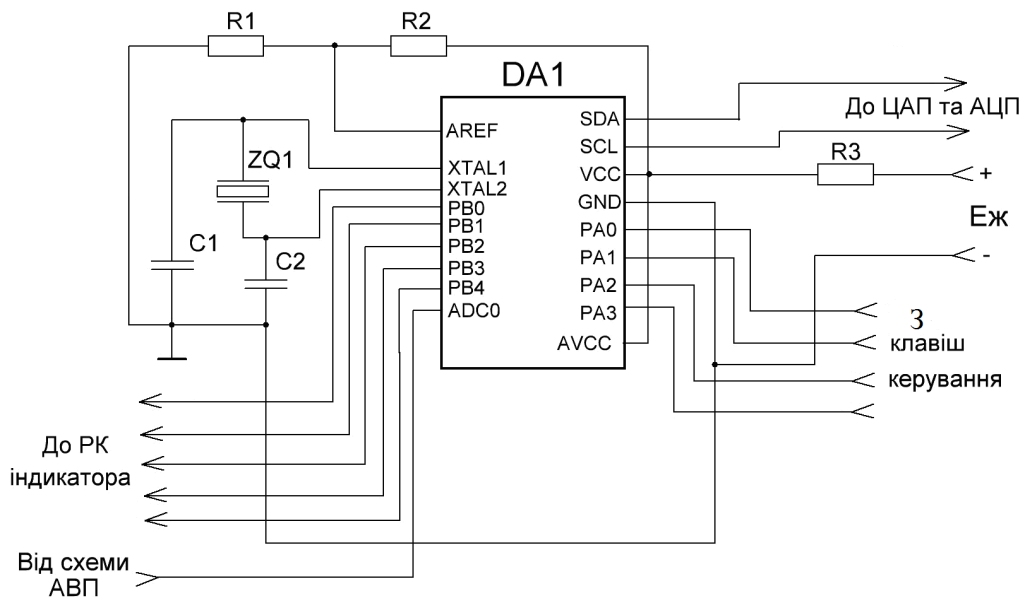


Рисунок 4.8 – Схема електрична принципова включення МК

Далі визначаємо номінали резисторів R1 та R2. Данні резистори задають величину опорної напруги для вбудованого в МК блоку АЦП. Цей АЦП використовується для визначення напруги з схеми АВП. Так як у спектрі вихідного сигналу АВП відсутні високочастотні складові, то використання вбудованого АЦП є виправданим рішенням, адже до нього не висуваються жорсткі вимоги, які він би не міг забезпечити. У даному місці схеми його використання є доцільним

$$R2 = \frac{E_{жс} - U_{МК(АЦП)}}{I_{МК(АЦП)} + I_{под}}, \quad (4.12)$$

де $U_{МК(АЦП)}$ – опорна напруга для вбудованого в МК блоку АЦП, обираємо її на рівні 4В; $I_{МК(АЦП)}$ – струм, який протікає через вивід МК «AREF», згідно паспортних даних [39] на даний МК вон складає 2 мА; $I_{под}$ – струм подільника, зібраного на резисторах R1 та R2, його обирають значно більшим за струм споживача, в даному випадку струм вбудованого АЦП відносно опорної напруги «AREF», обираємо його на рівні 15 мА.

$$R2 = \frac{10,8 - 3}{0,015 + 0,002} = 459(\text{Ом}),$$

$$R1 = \frac{U_{МК(АЦП)}}{I_{под}}, \quad (4.13)$$

$$R1 = \frac{3}{0,015} = 200 (\text{Ом}).$$

Обираємо резистор R2 номіналом 470 Ом, а резистор R1 220 Ом.

4.2.5 Розробка підсилювача випромінювача

Практична принципова схема підсилювача випромінювача представлена на рисунку 4.9 та наведена в додатку Р. Основою даного підсилювача є операційний підсилювач [39]. За допомогою резисторів R4 та R5 забезпечується негативний зворотній зв'язок, від глибини якого залежить коефіцієнт підсилення даного каскаду. Спочатку приймаємо номінал резистора R5 рівний 33 кОм. При цьому обираємо максимально можливий коефіцієнт підсилення для даного каскаду. Виходячи з цих значень визначають номінал резистора R4. Для цього користуються виразом

$$R_4 = \frac{R_5}{K_{\max} - 1}. \quad (4.14)$$

Коефіцієнт передачі по вхідному колу пристрою, відповідно для двох входів визначається згідно наступних виразів

$$K_{\text{ЦАП}} = \frac{R_3}{R_1 + R_3}, \quad (4.15)$$

$$K_{\text{МК}} = \frac{R_3}{R_2 + R_3}. \quad (4.16)$$

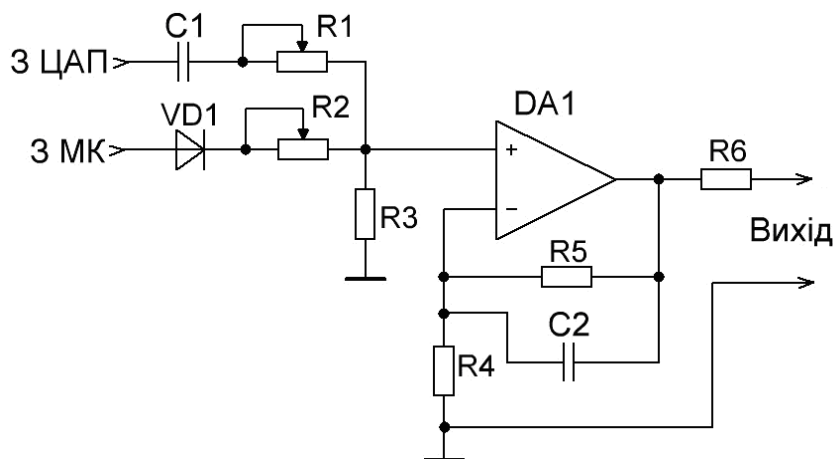


Рисунок 4.9 – Схема електрична принципова підсилювача випромінювача

Відповідно коефіцієнт передачі всього каскаду по входу з ЦАП визначається

$$K_{\Pi(\text{ЦАП})} = K_{\text{ЦАП}} * K_{\text{max}}. \quad (4.17)$$

Коефіцієнт передачі всього каскаду по входу з МК визначається

$$K_{\Pi(\text{МК})} = K_{\text{МК}} * K_{\text{max}}. \quad (4.18)$$

У даній схемі для забезпечення необхідного зміщення вхідному каскаду ОП використовується резистор R3, номінал якого має складати величину, яка рівна номіналу резистора R5.

Конденсатор C₂ забезпечує необхідні частотні спотворення каскаду по ВЧ, таким чином забезпечуючи більшу стабільність роботи схеми, фільтруючи ВЧ складові. Його номінал визначають за наступним виразом

$$C_2 = \frac{\sqrt{\left(\frac{M_{B2}}{M_{BDA1}}\right)^2 - 1}}{2 * \pi * F_B * R_{11}}, \quad (4.19)$$

де M_{B2} – частотні спотворення на високій частоті, які допустимі для даного каскаду; M_{BDA1} – частотні спотворення на граничній високій частоті роботи каскаду, які вносить операційний підсилювач.

В даному блоку резистори R1 та R2 є змінними, що дозволяє змінювати коефіцієнт передачі по різних входах. При цьому слід не забувати, що вихідна напруга підсилювача має бути не більша за максимально допустиму напругу лазерного випромінювача. Тобто при всіх маніпуляціях в схемі напруга U_B не повинна перевищувати максимально допустиму напругу живлення випромінювача.

4.2.6 Розробка схеми АВП випромінювача

Дана схема складається з лінійного підсилювача та фільтру низьких частот. Особливістю лінійного підсилювача системи АВП є менші вимоги, що до нелінійних спотворень ніж у випадку підсилювачів оптичного випромінювача чи фотоприймача. Він може мати менший частотний діапазон за зазначені підсилювачі, при цьому він повинен мати кращу амплітудну характеристику для

точної підстройки системи. Практична принципова схема блоку представлена на рисунку 4.10 та наведена в додатку С.

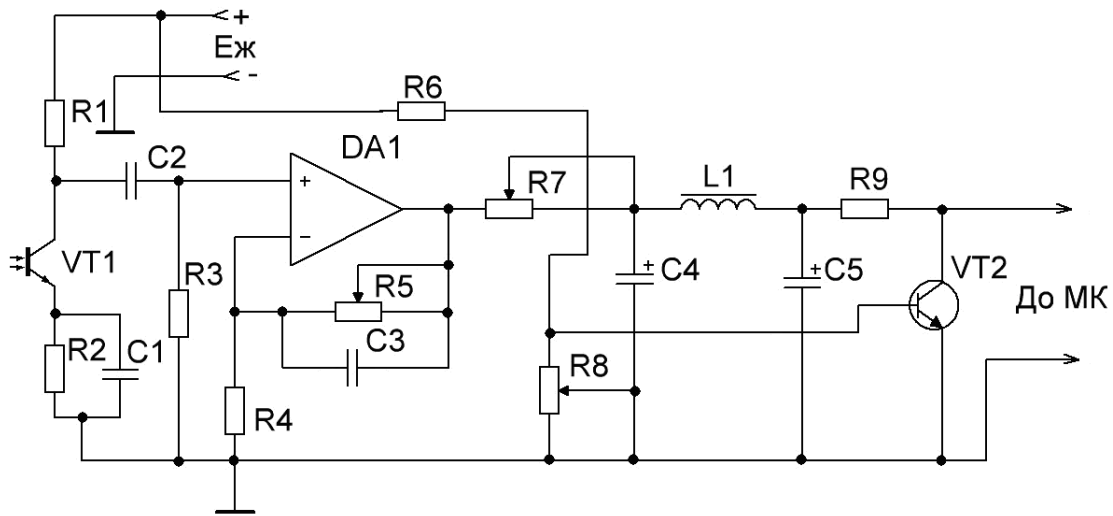


Рисунок 4.10 – Практична принципова схема АВП

До схеми підключений транзистор VT1, який знаходиться в безпосередній близькості з випромінювачем світлової енергії. Для забезпечення правильного вимірювання є конче необхідним підтримка стабільним живлення $E_{ж}$. Це зумовлене тим, що від величини цього живлення залежить коефіцієнт передачі даного каскаду а відповідно і величина напруги на вході ЦАП, що зумовило б збільшення вихідного коду ЦАП і в кінцевому випадку привело б до реакції МК на цю зміну у вигляді збільшення коду амплітуди сигналу на вході ЦАП і збільшення потужності на випромінювачі. Це призвело б до зміни напруги з фотоприймача і відповідно перетворення до неправильних показів пристрою. Тому зміна напруги живлення цієї схеми є неприпустимим явищем.

Дана схема має забезпечувати точну підстройку потужності випромінювача для збереження точності показання пристрою при дії фактору старіння та інших факторів, які змінюють рівень світлової енергії, яку випромінює випромінювач [40]. Для забезпечення стабільності роботи схеми використовується подільник, зібраний на базі резистора R9 та транзистора VT2. Таким чином забезпечується необхідна стабільність напруги на виході схеми. Вихід цієї схеми під'єднується до АЦП, який вбудований в МК. Завдяки тому, що на виході схеми маємо постійну напругу і не маємо високочастотних складових, то в цій схемі можливо використати низькочастотний АЦП, який вбудований в МК.

За допомогою резистора R5 здійснюється регулювання коефіцієнту підсилення підсилювача на основі операційного підсилювача DA1. За допомогою резистора R7 настраюється стала часу RC фільтру [49], зібраного на елементах R7 та C4. Стала часу має бути більшою за період найвищої частоти сигналу, який проходить через ОП. За допомогою резистора R8 настраюється вихідна напруга

схеми. Її доцільно обирати дещо меншою за опорну напругу АЦП, вбудованого в МК. Обирають приблизно рівною величині

$$U_{\text{АВП}} = 0,9 * U_{\text{МК(АЦП)}}. \quad (4.20)$$

Резистор R3 задає вхідний опір підсилювального каскаду, зібраного на ОП DA1. Вхідний опір каскаду має бути не малим, щоб не перевантажити фототранзистор, але і не великим, щоб не збільшити рівень шумів. Обираємо номінал R3 на рівні 47 кОм. Номінал резистора R4 також має бути приблизно рівним номіналу R2. Передбачаємо, що максимальний коефіцієнт підсилення каскаду на ОП DA1 має бути рівний величині 5 разів. Номінал резистора R5 визначається

$$\begin{aligned} R5 &= (K_{DA1} - 1) * R4, \\ R5 &= (5 - 1) * 47 * 10^3 = 188(\text{кОм}). \end{aligned} \quad (4.21)$$

Визначаємо номінал розділового конденсатора C2

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_H R_3 \sqrt{M_{HC2}^2 - 1}}, \quad (4.22)$$

де M_{HC2} – частотні спотворення в області низьких частот, які вносить даний каскад, визначаємо їх на рівні 1 дБ.

$$C_2 = \frac{1}{2 * 3,14 * 10 * 47 * 10^3 \sqrt{1,12 - 1}} = 0,67 \text{ (мкФ)}.$$

Обираємо конденсатор C2 номіналом 1 мкФ.

Отже, по побудованій структурній схемі вимірювача вже розроблені та розраховані схеми електричні принципові до всіх блоків пристрою.

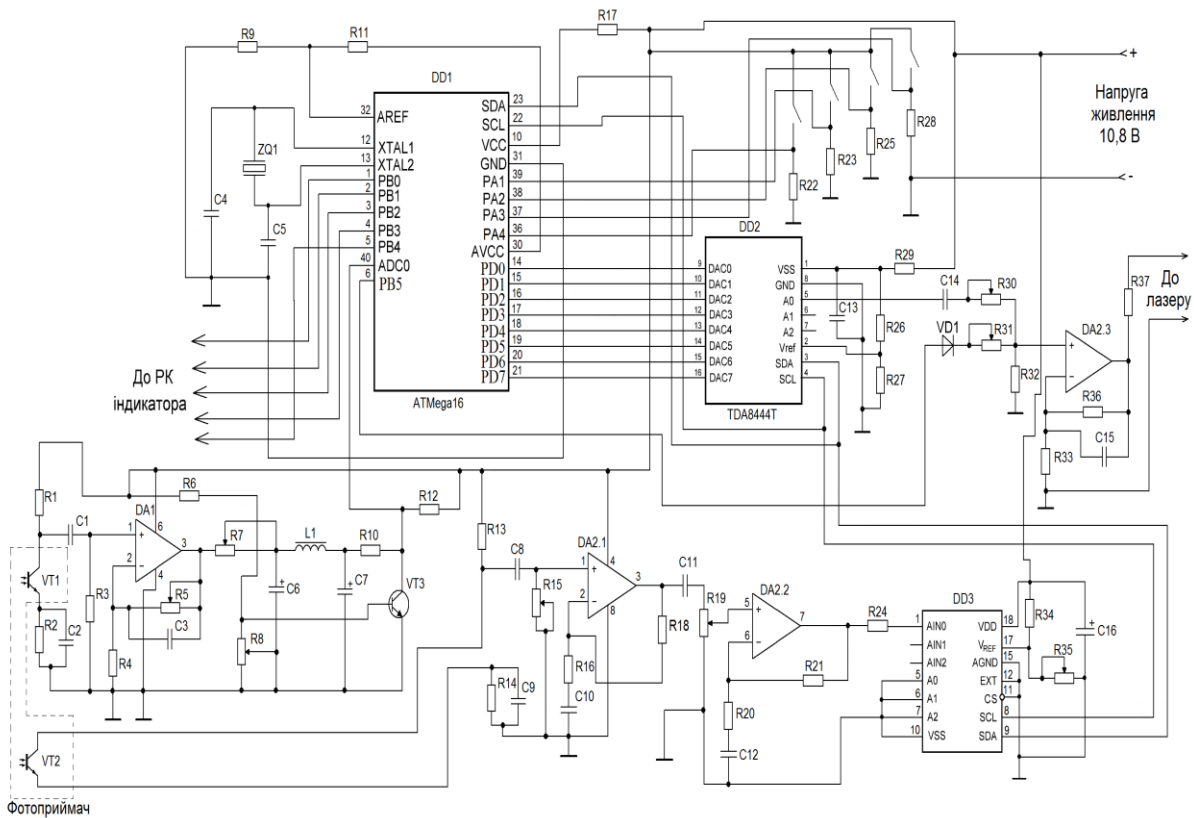


Рисунок 4. 11 – Схема електрична принципова волоконно-оптичного сенсору концентрації кисню

4.3 Висновки до розділу

В даному розділі проведений вибір оптимальної структурної схеми, яка б не була сильно нагромаджена різними функціональними вузлами, але в той же час, могла б забезпечити високі якісні технічні показники пристрою. Для цього використовують спеціальні функціональні вузли, широко застосовуємо сучасну елементу базу, яка має дуже високу ступінь інтеграції. При цьому вибір функціональних вузлів проводиться відповідно до попередніх розділів. Тобто усі вузли мають працювати для отримання кінцевого результату з перетворювача. В залежності від обраного перетворювача, обирають і схему, яка забезпечить обробку показів перетворювача та перетворення їх у кінцевий результат, зрозумілий для користувача. Для побудови схеми з найменшою кількістю елементів та функціональних вузлів та забезпечення технічних показників, при збереженні мінімальної ціни пристрою, для забезпечення конкурентноспроможності з аналогічними пристроями, параметри яких, приведені в техніко-економічному обґрунтуванні використовуємо мікроконтроллер.

В розділі зазначається, що для роботи мікроконтролера необхідно забезпечити певний алгоритм його роботи, адже мікоконтролер є універсальним пристроєм. Задача складається в тому, щоб використати мікроконтролер саме в цілях забезпечення роботи вимірювального пристрою. Для цього визначений алгоритм роботи мікроконтролера і в додатку П приведений нескопійований текст програми мікроконтролера, яка забезпечує роботу мікроконтролеру за певним алгоритмом.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Таблиця 5.1 - Основні техніко-економічні показники аналога і нової розробки

Показники	Одиниця виміру	Аналог	Прилад, що проектується	Відношення параметрів
Напруга живлення	В	220	12	18,3
Кількість виконуваних функцій	шт.	4	7	1,75
Маса	кг	2,5	1	2,5
Термін безвідмовної роботи	год.	10 000	10 000	1
Швидкість та легкість налаштування	бали	2	3	1,5

5.1 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР

Проаналізуємо рівень науково-дослідної роботи яка пов'язана з дослідженням волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Виходячи з відповідних вимог НТП, доцільно орієнтуватися на час проведення НДДКР 2 роки і менше (+2), при чому технічні показники результатів плануються на рівні кращих світових зразків (0); наявність можливості отримання авторських свідоцтв на винахід – впевненість в отриманні авторських свідоцтв (+2); а строк окупності витрат – 2 роки і менше (+3).

В таблиці 5.2 наведено критерії та бальна оцінка для визначення наукового та технічного рівня науково-дослідної роботи

Таблиця 5.2 – Критерії та бальна оцінка для визначення наукового, технічного та економічного рівня науково-дослідної роботи

Критерії оцінки	Шкала критеріїв	Індекс оцінки
Час, необхідний для проведення НДР	2 роки і менше	+2
	3 роки	+1
	4 роки	0
	5-6 років	-1
	7 років і більше	-2

Продовження таблиці 5.2 - Критерії та бальна оцінка для визначення наукового, технічного та економічного рівня науково-дослідної роботи

Технічні показники результатів розробки	Вище рівня кращих світових зразків	+2
	На рівні кращих світових зразків	0
	Нижче рівня кращих світових зразків	-2
Можливості отримання авторських свідоцтв на винахід	Впевненість в отриманні авторських свідоцтв	+2
	Часткові можливості	0
	Можливості немає	-1
Строк окупності витрат	2 роки і менше	+3
	3-4 роки	+2
	5 років	0
	6-7 років	-1
	8 років і більше	-2

В таблиці 5.3 наведено можливі результати оцінки теми НДДКР.

Таблиця 5.3 – Можливі результати оцінки теми НДДКР

Сума індексів	Оцінка теми
Позитивна(+)	Розробка є досить перспективною
Задовільна(0)	Розробка перспективна
Негативна(-)	Розробка не перспективна

Проаналізувавши дані таблиць 5.2 та 5.3, та підрахувавши загальну суму балів (+2-0+2+3=+7), робимо висновок, що дана науково-дослідна робота з дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту є досить перспективною.

5.1.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу результатів НДДКР. В результаті оцінювання можна зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого впровадження результатів з врахуванням встановленого рейтингу.

Рекомендується здійснювати оцінювання комерційного потенціалу розробки за 12-ма критеріями, наведеними в таблиці 5.4. [76].

Таблиця 5.4 - Рекомендовані критерії оцінювання комерційного потенціалу розробки та їх можлива бальна оцінка

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

Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років
12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки зведемо до таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 - Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	експерт		
	1	2	3
	Бали, виставлені експертами:		
1. Технічна здійсненність концепції	4	3	4
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	4	3	4
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	4	4	5
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	3	2	2
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	3	4	4
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	2	3	2
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	2	2	3
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	3	3	2
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	3	3	3
10. Практична здійсненність (необхідність нових	2	2	2
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	3	3	2
12. Практична здійсненність (розробка документів)	1	1	1
Сума балів	34	33	34
Середньоарифметична сума балів <u>СБ</u>	<u>33,7</u>		

За даними таблиці 5.5 зробимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу дослідження. При цьому доцільно користуватися рекомендаціями, наведеними в таблиці 5.6. [76].

Таблиця 5.6 - Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів СБ , розрахована на основі	Рівень комерційного потенціалу розробки
0 - 10	Низький
11 - 20	Нижче середнього
21 - 30	Середній
31 - 40	Вище середнього
41 - 48	Високий

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 33,7 бала, що, згідно таблиці 5.6, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

5.1.2 Оцінювання рівня новизни розробки

Виводячи на ринок новинку виробник вважає, що тієї новизни, якою наділений новий товар є достатньо для того, щоб він був сприйнятий споживачем як новий. Але це не завжди так, в силу того, що споживач і виробник неоднозначно визначають її рівень новизни.

Саме визначення рівня і ступеня інтегральної новизни товару є найбільш актуальним, оскільки її рівень визначає ступінь однакового позитивного сприйняття новизни товару як виробником, так і споживачем, а отже і ринком в цілому, а це, у свою чергу, є гарантією того, що новинка знайде своє місце на ринку, користуватиметься попитом у споживачів і забезпечить відшкодування витрат, зазнаних товаровиробником під час розроблення та виробництва інноваційного продукту [78].

Рівень новизни нової продукції пропонується розраховувати експертним методом шляхом протиставлення нової продукції та її аналогів, що існують в даний час на ринку, за чинниками що визначають її значення, в системі «краще-гірше». Рівень новизни пропонується встановлювати відносно рівня аналога (або товару, що досить близький до аналога).

Для визначення i -го виду новизни, застосуємо чинники, які впливають на її рівень. Кожен чинник i -го виду новизни розраховуємо в балах. Більша кількість набраних балів свідчить про більший рівень новизни. Для оцінювання рівня новизни використаємо думки експертів, які встановлюють визначені бали відповідним чинникам. Бал відповідності проставляється в діапазоні від (-5 – значно гірше аналога до +5 – значно краще аналога). Результати попереднього оцінювання зведемо до відповідного листа оцінювання (таблиця 5.7).

Таблиця 5.7 – Лист оцінювання рівня новизни

Види та чинники		Бали та експерти		
		Експерт 1	Експерт 2	Експерт 3
<i>1</i>		<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>
Споживча новизна	Питома вага 0,23	Максимальний бал B_{iMAX}		25
1. Зміна поведінкових звичок споживача		4	4	4
2. Ступінь задоволення потреб і запитів		4	4	4
3. Спосіб задоволення потреби		3	3	3
4. Формування нової потреби		0	0	0
5. Формування нового споживача		2	3	2
Середній бал експертів $B_{i\text{отр}}$		13		
Товарна новизна	Питома вага 0,24	Максимальний бал B_{iMAX}		30
1. Параметричні зміни показників продукції				
1.1. Якісні		4	4	4
1.2. Технічні		3	3	3
1.3. Економічні		2	1	2
1.4. Сервісні		3	4	5
2. Якість продукції по відношенню до конкурентів		4	4	4
3. Функціональні зміни		5	4	4
Середній бал експертів $B_{i\text{отр}}$		21		
Виробнича новизна	Питома вага 0,037	Максимальний бал B_{iMAX}		25
1. Рівень унікальності товару для підприємства		5	5	5
2. Рівень унікальності для галузі		2	2	2
3. Рівень унікальності товару для країни		1	0	2
4. Зміна виробничої системи		4	4	4
5. Відносно існуючого асортименту		3	3	4
Середній бал експертів $B_{i\text{отр}}$		15		
Прогресивна новизна	Питома вага 0,167	Максимальний бал B_{iMAX}		25
1. Зміна технології виготовлення		4	4	4
2. Рівень застосування нових компонентів і матеріалів		3	3	3
3. Зміна технологічного принципу дії виробу		1	2	1

Продовження таблиці 5.7 – Лист оцінювання рівня новизни

4. Зміна конструктивного виконання	3	4	3
5. Рівень застосування інновацій	2	2	2
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$	14		
Ринкова новизна	Питома вага 0,1	Максимальний бал $B_{i\ MAX}$	20
1. Новий виріб на новому ринку	0	0	0
2. Новий виріб на відомому ринку	1	1	1
3. Модернізований виріб	2	2	2
4. Нова модель	1	2	2
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$	5		
Екологічна новизна	Питома вага 0,038	Максимальний бал $B_{i\ MAX}$	20
1. Рівень екологічної чистоти технології виробництва	3	3	2
2. Рівень впровадження мало- та безвідходних технологій	4	4	3
3. Рівень екологічно небезпечних режимів експлуатації продукції	1	1	1
4. Рівень забруднення навколишнього середовища	0	0	0
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$	7		
Соціальна новизна	Питома вага 0,038	Максимальний бал $B_{i\ MAX}$	20
1. Використання нового товару приводить до покращення стану здоров'я нації	1	1	1
2. Використання нового товару приводить до зростання доходів населення	1	2	2
3. Виробництво нового товару приводить до збільшення (зменшення) кількості робочих місць на підприємстві	4	5	4
4. Виробництво нового товару приводить до підвищення кваліфікації персоналу	2	3	2
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$	9		
Маркетингова новизна	Питома вага 0,15	Максимальний бал $B_{i\ MAX}$	20
1. Нові методи маркетингових досліджень	3	3	3
2. Вживання нових стратегій сегментації ринку	3	3	3
3. Вибір нової маркетингової стратегії обхвату і розвитку цільового сегмента	0	0	0
4. Побудова нових каналів збуту	2	3	2
Середній бал експертів $B_{i\ oмп}$	8		

Значення i -го виду новизни пропонується розрахуємо за формулою [78]

$$I_i = \frac{B_{i\text{omp}}}{B_{i\text{MAX}}}, \quad (5.1)$$

де $B_{i\text{omp}}$ – отримана кількість балів за шкалою оцінок чинників, що визначають i -й вид новизни;

$B_{i\text{MAX}}$ – максимальна кількість балів, що може бути отримана за i -м видом новизни.

Загальний рівень інтегральної новизни розраховується шляхом перемноження отриманого значення i -го виду новизни на її вагомість, причому вагомість i -го виду новизни визначається експертним методом, за формулою [78]

$$N_{\text{инт}} = \sum_i^n W_i \cdot I_i, \quad (5.2)$$

де $N_{\text{инт}}$ – рівень інтегральної (сукупної) новизни;

W_i – вагомість (питома вага) i -го виду новизни;

n – загальна кількість видів новизни.

$$N_{\text{инт}} = (0,23 \cdot 13/25) + (0,24 \cdot 21/30) + 0,037 \cdot 15/25 + (0,167 \cdot 14/25) + (0,1 \cdot 5/20) + (0,038 \cdot 7/20) + (0,038 \cdot 9/20) + (0,15 \cdot 8/20) = 0,52.$$

Отримане значення інтегрального рівня новизни зіставляємо зі шкалою, що наведена в табл. 5.8.

Таблиця 5.8 – Рівні новизни нового товару та їхня характеристика

Рівні новизни товару	Значення інтегральної новизни	Характеристика товару	Вид нового товару
Найвища	1,00	Абсолютно новий товар	Новий товар, що наділений ознаками інноваційності (інноваційний товар)
Висока	0,8...0,99	Товар, який не має аналогів	
Значуща	0,6...0,79	Принципова зміна споживчих властивостей товару	
Достатня	0,4...0,59	Принципова технологічна модифікація товару	
Незначна	0,2...0,39	Кардинальна зміна параметрів	Новий товар
Помилкова	0,00...0,19	Малоістотна модифікація	

Згідно таблиці 5.8 розробка відповідає рівню - новий товар, що наділений ознаками інноваційності (інноваційний товар), а значення інтегральної новизни 0,52, що визначається як принципова технологічна модифікація товару.

5.1.3 Розрахунок узагальненого коефіцієнта якості для нового рішення

В процесі дослідження необхідно розглянути основні технічні показники, пристрою, що може бути спроектований в результаті проведення дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Ці показники по-різному впливають на загальну якість проектної розробки.

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення розрахуємо за формулою [77]

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i, \quad (5.3)$$

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

α_i – коефіцієнт, який враховує питому вагу i -го технічного показника в загальній якості розробки. Коефіцієнт α_i визначається експертним шляхом і при цьому має виконуватись умова $\sum_{i=1}^k \alpha_i = 1$;

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

Відносні значення β_i для різних випадків розраховують за такими формулами:

- для показників, зростання яких вказує на підвищення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ni}}{I_{ai}}, \quad (5.4)$$

де I_{ni} та I_{na} – чисельні значення конкретного i -го технічного показника якості відповідно для нової розробки та аналога;

- для показників, зростання яких вказує на погіршення в лінійній залежності якості нової розробки

$$\beta_i = \frac{I_{ai}}{I_{ni}}. \quad (5.5)$$

Використовуючи наведені залежності можемо проаналізувати та порівняти техніко-економічні характеристики аналогу та майбутньої розробки на основі отриманих наявних та проектних показників, а результати порівняння зведемо до таблиці 5.9.

Таблиця 5.9 – Порівняння основних параметрів пристрою що проектується та аналога

Показники (параметри)	Одиниця вимірювання	Аналог	Проектований пристрій	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Напруга живлення	В	220	12	18,3	0,2
Кількість виконуваних функцій	шт.	4	7	1,75	0,35
Маса	кг	2,5	1	2,5	0,25
Термін безвідмовної роботи	год.	10 000	10 000	1	0,1
Швидкість та легкість налаштування	бали	2	3	1,5	0,1

Узагальнений коефіцієнт якості (B_n) для нового технічного рішення складе:

$$B_n = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \beta_i = 18,3 \cdot 0,2 + 1,75 \cdot 0,35 + 2,5 \cdot 0,25 + 1 \cdot 0,1 + 1,5 \cdot 0,1 = 5,15.$$

Отже за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості розробки, проектований компонент переважає існуючі аналоги приблизно в 5,15 рази.

Висновки

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 33,7 балів, що свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього). При оцінюванні за технічними параметрами, згідно узагальненого коефіцієнту якості

розробки, удосконалений пристрій переважає існуючі аналоги приблизно в 5,15 рази. Отже можна зробити висновок про доцільність проведення НДДКР з дослідження та розробки волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

5.2 Розрахунок витрат на проведення НДДКР з дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту

В техніко-економічному обґрунтуванні представленому в першому розділі даної магістерської кваліфікаційної роботи було приблизно обґрунтовано доцільність проведення НДДКР. Тому в даному розділі будуть проведені більш детальні розрахунки витрат на проведення НДДКР стосовно дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

Для економічного розрахунку проведення НДДКР потрібно скласти кошторис витрат, який передбачає розрахунок визначених основних статей витрат.

Основна заробітна плата дослідників та розробників, яка розраховується за формулою [76]

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (5.6)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника (дослідника), грн.;

T_p – число робочих днів в місяці, 21 дн;

t – число днів роботи розробника (дослідника).

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.10.

Таблиця 5.10 – Основна заробітна плата дослідників та розробників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
1. Керівник проекту	11100,00	528,57	21	11100,00
2. Науковий співробітник	9650,00	459,52	15	6892,86
3. Інженер-метролог	9550,00	454,76	5	2273,81
5. Інженер-конструктор РЕА	9500,00	452,38	17	7690,48
5. Лаборант	5350,00	254,76	20	5095,24
Разом				33052,38

Витрати на основну заробітну плату працівників (Z_p), що здійснюють підготовку робочих місць необхідних для дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, підготовку та формування баз даних, підготовку та монтаж обладнання, макетів, виготовлення дослідних зразків тощо, розраховуються на основі норм часу, які необхідні для виконання даної роботи, за формулою [76]

$$Z_p = \sum_1^n t_i \cdot C_i \cdot K_c, \quad (5.7)$$

де t_i - норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин;

n - число робіт по видах та розрядах;

K_c - коефіцієнт співвідношень, який установлений в даний час Генеральною тарифною угодою між Урядом України і профспілками, $K_c = 1,75$;

C_i - погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує відповідну роботу, грн./год.

C_i визначається за формулою [76]

$$C_i = \frac{M_n \cdot K_i}{T_p \cdot T_{зм}}, \quad (5.8)$$

де, M_n – прожитковий мінімум працездатної особи, грн., $M_n = 2197,00$ грн.;

K_i - тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду;

T_p - число робочих днів в місяці, $T_p = 21$ дн.;

$T_{зм}$ - тривалість зміни, $T_{зм} = 8$ годин.

Проведені розрахунки винесемо до таблиці 5.11.

Таблиця 5.11 – Витрати на основну заробітну плату працівників

Найменування робіт	Трудомісткість нормо-годин	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн.	Величина оплати, грн.
вхідний контроль комплектуючих ЕРЕ;	2,7	5	1,7	38,91	103,49
технологічні тренування комплектуючих ЕРЕ та вузлів;	4,3	4	1,5	34,33	148,98
складання;	6,4	5	1,7	38,91	250,55
електричний монтаж;	2,6	6	2	45,77	117,17

Продовження таблиці 5.11 – Витрати на основну заробітну плату працівників

технічний контроль монтажу та складання;	1,2	5	1,7	38,91	47,85
захист виробу від дії навколишнього середовища	2,5	6	2	45,77	112,14
Разом					780,19

Додаткова заробітна плата розробників, дослідників та працівників, які приймали участь в дослідженнях та розробці НДДКР розраховується як 11% від основної заробітної плати розробників та працівників

$$З_д = З_о \cdot 11 / 100\% , \quad (5.9)$$

$$З_д = (33052,38 + 780,19) \cdot 11 / 100 \% = 3721,58 \text{ (грн.)}$$

Нарахування на заробітну плату дослідників та працівників.

Згідно діючого законодавства нарахування на заробітну плату складають 22% від суми основної та додаткової заробітної плати

$$Н_з = (З_о + З_д) \cdot 22\% / 100\% , \quad (5.10)$$

$$Н_з = (33052,38 + 780,19 + 3721,58) \cdot 22\% / 100\% = 8261,91 \text{ (грн.)}$$

Витрати на матеріали на даному етапі проведення НДДКР пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних блоків і компонентів, тому дані витрати формуються на основі як офісних витратних матеріалів так і обмеженого переліку матеріалів.

Витрати на матеріали, що були використані при проведенні досліджень, розраховуються по кожному виду матеріалів за формулою [76]

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i , \quad (5.11)$$

де, - H_i - витрати матеріалу i -го найменування, кг;

C_i - вартість матеріалу i -го найменування, грн./кг.;

K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,1$;

n - кількість видів матеріалів,

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.12.

Таблиця 5.12 – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
Папір офісний А4 білий (80%)	уп.	111,00	5	555,00
Диск оптичний (CD-R)	шт.	11,50	4	46,00
Органайзер офісний ВОХ-12	уп.	88,00	6	528,00
Канцелярські товари	компл.	174,00	5	870,00
Тонер (для заправки картриджа)	кг	6345,00	0,318	2017,71
Флюс	кг	146,00	0,2	29,20
Припій ПОС-61	кг	610,00	0,009	5,49
Провід монтажний	кг	143,00	0,004	0,57
Лак	л	284,00	0,2	56,80
Склотекстоліт	кг	154,00	0,35	53,90
Полістирол ударостійкий білий	кг	84,00	0,2	16,80
Всього				4179,47

З врахуванням транспортних витрат вартість матеріалів складе

$$M = 4179,47 * 1,1 = 4597,42 \text{ грн.}$$

Витрати на комплектуючі (основне обладнання, емулятори, моделі, комплектуючі макетів), що були використані при дослідженні волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, розраховуються за формулою

$$H = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (5.12)$$

де: H_i - кількість комплектуючих i -го виду, шт.;

C_i - покупна ціна комплектуючих i -го виду, грн.;

K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,10$;

n - кількість видів матеріалів.

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.13.

Таблиця 5.13 – Витрати на комплектуючі для формування компонентів для НДДКР

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
Конденсатори	0	0,00	0,00
SMD 0805	35	3,60	126,00
SMD AVX B,C, D	12	94,00	1128,00
Оптоволокно	10	32,00	320,00
Резистори	0	0,00	0,00
SMD 0805	65	1,30	84,50
Дросель SMD	2	9,50	19,00
Мікросхеми	0	0,00	0,00
Arduino Atmega16	1	195,00	195,00
LM358	4	16,00	64,00
ОРА52	4	44,50	178,00
TDA8444T	1	210,00	210,00
Фототранзистор	1	162,00	162,00
Транзистори	0	0,00	0,00
BC847	3	2,70	8,10
BC857	3	2,70	8,10
Діоди	0	0,00	0,00
1N4148	2	1,60	3,20
Всього			2505,90

Витрати на комплектуючі з урахуванням транспортних витрат складають

$$H = 2505,90 \cdot 1,10 = 2756,49 \text{ (грн.)}$$

Амортизація обладнання для проведення досліджень

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

$$A_{обл} = \frac{Ц_б}{T_г} \cdot \frac{t_{вук}}{12}, \quad (5.13)$$

де $Ц_б$ – балансова вартість обладнання, приміщень тощо, які використовувались для розробки нового технічного рішення, грн.;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, приміщень під час розробки, місяців;

T_e – строк корисного використання обладнання, приміщень тощо, років.

Проведені розрахунки необхідно звести до таблиці 5.14.

Таблиця 5.14 - Величина амортизаційних відрахувань

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання років	Термін використання обладнання, міс.	Величина амортизаційних відрахувань, грн
Обчислювальний комплекс та комп'ютеризована система проектування	21564,00	5	1	359,40
Вимірювальний комплекс метрологічної системи	11680,00	5	1	194,67
Осцилограф	7290,00	5	1	121,50
Випромінювач оптичний еталонний	8400,00	4	1	175,00
Монтажне обладнання	6100,00	4	1	127,08
Програмне забезпечення	10400,00	3	1	288,89
Всього				1266,54

Витрати на силову електроенергію на проведення досліджень розраховують за формулою [76]

$$V_e = V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_n, \quad (5.14)$$

де, V – вартість 1 кВт-години електроенергії, $V = 2,91$ грн./кВт –година;

P – встановлена потужність обладнання, кВт.;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин. ;

K_n – коефіцієнт використання потужності.

Всі проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.15.

Таблиця 5.15– Витрати на електроенергію при проведенні досліджень

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величина оплати
Обчислювальний комплекс та комп'ютеризована система проектування	220	0,25	0,95	152,05
Вимірювальний комплекс метрологічної системи	170	0,56	0,95	263,18
Осцилограф	100	0,16	0,95	44,23
Випромінювач оптичний еталонний	100	0,25	0,95	69,11
Всього				528,57

Інші витрати охоплюють: загальновиробничі витрати, адміністративні витрати, витрати на відрядження, матеріали, окремі непередбачені витрати, зв'язок, витрати на інтернет-послуги тощо.

Інші витрати доцільно приймати як 200...300% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників. Величина інших витрат складе

$$I = (33052,38 + 780,19) \cdot 200\% / 100\% = 67665,14 \text{ (грн.)}$$

Загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи.

Сума всіх попередніх статей витрат дає загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи

$$B = 33052,38 + 780,19 + 3721,58 + 8261,91 + 4179,47 + 2756,49 + 1266,54 + 528,57 + 67665,14 = 122212,27 \text{ (грн.)}$$

5.2.1 Розрахунок собівартості виготовлення розробленого пристрою

Витрати на матеріали, що були використані на розробку пристрою, розраховуються по кожному виду матеріалів за формулою [77]

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (5.15)$$

де, - H_i - витрати матеріалу i -го найменування, кг;

C_i - вартість матеріалу i -го найменування, грн./кг.;

K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,1$;

n - кількість видів матеріалів,

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.16.

Таблиця 5.16 – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
Флюс	кг	146,00	0,2	29,20
Припій ПОС-61	кг	610,00	0,009	5,49
Провід монтажний	кг	143,00	0,004	0,57
Лак	л	284,00	0,2	56,80
Склотекстоліт	кг	154,00	0,35	53,90
Полістирол ударостійкий білий	кг	84,00	0,2	16,80
Всього				162,76

Вартість основних матеріалів з урахуванням транспортних витрат складає

$$M = 162,76 \cdot 1,1 = 179,04 \text{ (грн.)}$$

Витрати на комплектуючі, що були використані на виготовлення пристрою, розраховуються за формулою

$$H = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (5.16)$$

де: H_i — кількість комплектуючих i -го виду, шт.;

C_i — покупна ціна комплектуючих i -го виду, грн.;

K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,1$;

n - кількість видів матеріалів.

Проведені розрахунки зводимо до таблиці 5.17.

Таблиця 5.17 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн.	Сума, грн.
Конденсатори			
SMD 0805	35	3,60	126,00
SMD AVX B,C, D	12	94,00	1128,00
Оптоволокно	10	32,00	320,00

Продовження таблиці 5.17 – Витрати на комплектуючі

Резистори			
SMD 0805	65	1,30	84,50
Дросель SMD	2	9,50	19,00
Мікросхеми			
Arduino Atmega16	1	195,00	195,00
LM358	4	16,00	64,00
OPA52	4	44,50	178,00
TDA8444T	1	210,00	210,00
Фототранзистор	1	162,00	162,00
Транзистори			
BC847	3	2,70	8,10
BC857	3	2,70	8,10
Діоди			
1N4148	2	1,60	3,20
Разом прибл.			2505,90

Витрати на комплектуючі з урахуванням транспортних витрат складають

$$H = 2505,90 \cdot 1,10 = 2756,49 \text{ (грн.)}$$

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p), що здійснюють виготовлення пристрою, складання та попереднє налагодження, розраховуються на основі норм часу, які необхідні для виконання даної роботи, за формулою [77]

$$Z_p = \sum_1^n t_i \cdot C_i \cdot K_c, \quad (5.17)$$

де t_i - норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин;

n - число робіт по видах та розрядах;

K_c - коефіцієнт співвідношень, який установлений в даний час Генеральною тарифною угодою між Урядом України і профспілками, $K_c = 1,75$;

C_i - погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує відповідну роботу, грн./год.

C_i визначається за формулою

$$C_i = \frac{M_m \cdot K_i}{T_p \cdot T_{3m}}, \quad (5.18)$$

де, M_n – прожитковий мінімум для працездатної особи, грн., $M_n = 2197,00$ грн.;

K_i – тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду;

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

$T_{зм}$ – тривалість зміни, $T_{зм} = 8$ годин.

Проведені розрахунки заносимо до таблиці 5.18.

Таблиця 5.18 – Витрати на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Трудоміст-ність, нормо-годин	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн.	Величина оплати, грн.
вхідний контроль комплектуючих ЕРЕ;	0,2	5	1,7	38,91	7,78
технологічні тренування комплектуючих ЕРЕ та вузлів;	0,56	4	1,5	34,33	19,22
складання;	0,35	5	1,7	38,91	13,62
електричний монтаж;	0,65	6	2	45,77	29,75
технічний контроль монтажу та складання;	0,88	5	1,7	38,91	34,24
захист виробу від дії навколишнього середовища;	0,22	6	2	45,77	10,07
технологічне тренування виробу;	0,42	6	2	45,77	19,22
налагодження виробу;	0,32	7	2,2	50,35	16,11
випробування виробу;	0,42	7	2,2	50,35	21,15
вихідний контроль	0,21	6	2	45,77	9,61
Разом прибл.					180,77

Додаткова заробітна плата робітників, які приймали участь в виготовленні пристрою.

Розраховується як 11% від основної заробітної плати розробників та робітників

$$Z_d = Z_o \cdot 11 / 100\% , \quad (5.19)$$

$$Z_d = 180,77 \cdot 11 / 100 \% = 19,88 \text{ (грн.)}.$$

Нарахування на заробітну плату розробників та робітників.

Згідно діючого законодавства нарахування (ЄСВ) на заробітну плату складають 22 % від суми основної та додаткової заробітної плати.

$$H_3 = (Z_o + Z_d) \cdot 22 / 100\%, \quad (5.19)$$

$$H_3 = (180,77 + 19,88) \cdot 22 / 100\% = 44,14 \text{ (грн.)}$$

Витрати на силову електроенергію розраховуються за формулою

$$V_e = V \cdot P \cdot \Phi \cdot K_n, \quad (5.20)$$

де, V – вартість 1 кВт-години електроенергії, $V = 2,91$ грн./кВт –година;

P – встановлена потужність обладнання, кВт.;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин. ;

K_n – коефіцієнт використання потужності, $K_n=0,95$.

Всі проведені розрахунки зведемо до таблиці 5.19.

Таблиця 5.19– Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величи на оплати, грн
Обчислювальний комплекс та комп'ютеризована система проектування	1,2	0,32	0,95	1,06
Вимірювальний комплекс метрологічної системи	1,3	0,15	0,95	0,54
Осцилограф	0,6	0,15	0,95	0,25
Випромінювач оптичний еталонний	0,65	0,16	0,95	0,29
Монтажне обладнання	2,6	0,82	0,95	5,89
Всього				8,03

Загальновиробничі витрати розраховуються згідно нормативів до основної заробітної плати основних робітників і складають

$$H_{зв} = Z_o \cdot 200 / 100\%, \quad (5.21)$$

$$H_{зв} = 180,77 \cdot 200 / 100\% = 361,54 \text{ (грн.)}$$

Виробнича собівартість одиниці продукції

Виробнича собівартість одиниці продукції визначається як сума всіх попередніх витрат

$$S = 180,77 + 19,88 + 44,14 + 162,76 + 2756,49 + 8,03 + 361,54 = 3533,63 \text{ (грн.)}$$

Виробнича собівартість пристрою складає 3533,63 грн.

5.2.2 Розрахунок ціни реалізації 0

Визначення можливої ціни реалізації об'єкта розробки здійснюється на підставі аналізу нижньої та верхньої межі ціни.

Нижня межа ціни

Нижня межа ціни ($\Pi_{нмр}$) захищає інтереси виробника продукції і передбачає, що ціна повинна покрити витрати виробника, які пов'язані з виробництвом та реалізацією продукції, і має забезпечити рівень рентабельності не нижче того, що має підприємство при виробництві вже освоєної продукції.

Ціна реалізації пристрою в цьому випадку розраховується за формулою [78]

$$\Pi_{нмр} = S_{\epsilon} \cdot \left(1 + \frac{P}{100}\right) \cdot \left(1 + \frac{w}{100}\right), \quad (5.22)$$

де $\Pi_{нмр}$ – нижня межа ціни реалізації виробу, грн.;

S_{ϵ} – виробнича собівартість виробу, грн.;

P – нормативний рівень рентабельності, %, рекомендується приймати $P=20\dots60\%$;

w – ставка податку на додану вартість, %, за станом на 2020 рік, $w=18\%$.

Необхідність врахування податку на додану вартість виникає у зв'язку з тим, що коли буде встановлюватись верхня межа ціни, а потім договірна ціна, то ціна базового виробу зазвичай містить цей податок.

$$\Pi_{нмр} = S_{\epsilon} \cdot \left(1 + \frac{P}{100}\right) \cdot \left(1 + \frac{w}{100}\right) = 3533,63 \cdot (1 + 20/100) \cdot (1 + 20/100) = 5088,42 \text{ грн.}$$

Верхня межа ціни

Верхня межа ціни ($\Pi_{вмр}$) захищає інтереси споживача і визначається тією ціною, яку споживач готовий сплатити за продукцію з кращою споживчою якістю.

Параметри якості продукції змінюються у відповідності до показника якості і складає $B_2 = 5,15$, а ціна конкурентів на аналогічний продукт складає 6800,00 (грн.).

$$C_{\text{вмр}} = C_{\text{б}} \cdot B_n, \quad (5.23)$$

$$C_{\text{вмр}} = 6800,00 \cdot 5,15 = 35003,00 \text{ (грн.)}$$

Договірна ціна ($C_{\text{дог}}$) може бути встановлена за домовленістю між виробником і споживачем в інтервалі між нижньою та верхньою лімітними цінами згідно виразу

$$C_{\text{нмр}} < C_{\text{дог}} < C_{\text{вмр}}.$$

З метою забезпечення реалізації продукції договірну ціну приймемо у розмірі 5100,00 грн. Така ціна забезпечить підприємству виробнику покриття витрат і додаткові конкурентні переваги на ринку, зацікавивши споживачів покращеними характеристиками та нижчою ціною в порівнянні з конкурентами.

5.2.3 Розрахунок чистого прибутку для виробника від реалізації нового технічного рішення

Розрахунок чистого прибутку для виробника проводиться за формулою

$$\Pi = \left\{ C_p - \frac{(C_p - MP) \cdot f}{100} - S_b - \frac{q \cdot S_b}{100} \right\} \cdot \left[1 - \frac{h}{100} \right] \cdot N \text{ (грн.)},$$

де: C_p – ціна реалізації виробу, носія з програмним продуктом тощо, грн.;

MP – вартість матеріальних та інших ресурсів, які були придбані виробником для виготовлення готової продукції; рекомендується приймати: $MP = (0,4 \div 0,6)C_p$;

S_b – виробнича собівартість вибору, носія з програмним продуктом тощо, грн.;

f – зустрічна ставка податку на додану вартість, %. В 2020 р. $f = 16,67\%$;

h – ставка податку на прибуток, %. В 2020 р. $h = 18\%$;

q – норматив, який визначає величину адміністративних витрат, витрат на збут та інші операційні витрати, %; рекомендується приймати $q = 5 \div 10\%$.

N – число виробів (носіїв), які планується реалізувати за рік, 300 шт.;

$$\Pi = 5100,00 - (5100,00 - 2919,25) \cdot 16,67 / 100\% - 3533,63 - (0,1 \cdot 3533,63) \cdot (1 - 18 / 100) \cdot 300 = 208971,71 \text{ (грн.)}$$

Чистий прибуток для виробника складе 208971,71 (грн.).

5.2.4 Розрахунок терміну окупності витрат для виробника

Розрахуємо термін окупності витрат T_o (в роках) для виробника за формулою

$$T_o = \frac{B}{\Pi}, \quad (5.24)$$

де B – кошторис витрат на розробку та дослідження, $B=122212,27$ грн.

Π – чистий прибуток для виробника протягом одного року $\Pi=208971,71$ (грн.).

$$T_o = 122212,27 / 208971,71 = 0,58 \text{ (року).}$$

Термін окупності складає менше нормативного строку, отже розробку можна вважати економічно вигідною для виробника.

5.2.5 Розрахунок величини експлуатаційних витрат

Розрахунок експлуатаційних витрат у споживача при використанні нової розробки

Розрахуємо заробітну плату обслуговуючого персоналу за формулою

$$Зобс = 12 \cdot M \cdot \beta \text{ (грн./рік)}, \quad (5.25)$$

де M – місячний посадовий оклад інженерно-технічного працівника, грн. Прийmemo 7300,00 (грн.).

β – частка часу, який витрачає фахівець на обслуговування виробу в загальному часі своєї роботи. $\beta=0,0004$ год.рік.

$$Зобс = 12 \cdot 7300,00 \cdot 0,0004 = 35,04 \text{ (грн. / рік).}$$

Додаткова заробітна плата обслуговуючого персоналу (11% від основної заробітної плати обслуговуючого персоналу)

$$Здод = 35,04 \cdot 11\% / 100\% = 3,85 \text{ (грн. / рік).}$$

Нарахування на заробітну плату обслуговуючого персоналу складає 22% від суми основної та додаткової заробітної плати

$$Зн = 22\% (35,04+3,85) = 8,56 \text{ (грн.)}. \quad (5.26)$$

Витрати на силову електроенергію

Витрати на силову електроенергію для забезпечення роботи пристрою для дефібриляції розраховуються за формулою

$$V_c = V \cdot П \cdot \Phi \cdot K_{\pi} \text{ [грн./рік]}, \quad (5.27)$$

де V - вартість 1 кВт-години електроенергії. В 2020 році ця вартість складала $V = 2,91$ грн./кВт;

$П$ - установлена потужність виробу, кВт;

Φ - фактична кількість годин роботи виробу за рік, годин;

K_{π} - коефіцієнт використання потужності, $K_{\pi} = 1$.

$$V_c = 2,91 \cdot 0,005 \cdot 400 \cdot 1,0 = 5,82 \text{ (грн./рік)}.$$

Амортизаційні відрахування

Амортизаційні відрахування розраховуються за формулою

$$A_{OB} = \frac{B_A}{T_B}, \quad (5.28)$$

де B_A – вартість розробки, що амортизується, грн;

T_B – термін корисного використання нової розробки, років;

$$A_{OB} = 5100,00 / 4 = 1275,00 \text{ (грн.)}.$$

Інші витрати 2% від загальної суми усіх попередніх витрат

$$Vi = (35,04+3,85+8,56+5,82+1275,00) \cdot 2\% / 100\% = 26,57 \text{ (грн. /рік)}.$$

Сума витрат за всіма попередніми статтями дає величину експлуатаційних витрат для даної розробки – E_2

$$E_2 = 35,04+3,85+8,56+5,82+1275,00+26,57=1354,84 \text{ (грн. /рік)}.$$

Експлуатаційні витрати для аналогу складуть приблизно 1907,55 грн. на рік. (при ціні виробу в 6800,00 грн. амортизаційні витрати становлять 1700,00 грн., а витрати на електроенергію – 116,40 грн., обслуговування – 26,28 грн.)

$$E_1 = 1907,55 \text{ (грн.)}.$$

5.2.6 Розрахунок економічного ефекту від застосування пристрою

Розраховуємо економічний ефект від використання нової розробки.
Розрахунок економічного ефекту можна здійснити за формулою

$$\Delta E = E_1 - E_2; \quad (5.29)$$

Розраховуємо економічний ефект від використання нової розробки за формулою

$$\Delta E = E_1 - E_2 = 1907,55 - 1354,84 = 552,71 \text{ (грн.)}.$$

Економічний ефект споживача від використання нової розробки складе 552,71 (грн.).

5.2.7 Розрахунок економічного ефекту на ціні для споживача

Розрахунок економічного ефекту на ціні для споживача від придбання нового технічного рішення 0 проведемо за формулою

$$\Delta \text{Ц} = \text{Ц}_1 - \text{Ц}_2, \quad (5.30)$$

де: Ц_1 – ціна аналога, 6800,00 (грн.);

Ц_2 – ціна нового виробу, 5100,00 (грн.).

$$\Delta \text{Ц} = \text{Ц}_1 - \text{Ц}_2 = 6800,00 - 5100,00 = 1700,00 \text{ (грн.)}.$$

Отже споживач буде мати економічний ефект на ціні від придбання нового виробу, тому розробку можна вважати економічно вигідною для споживача.

Висновки до розділу

При проектуванні виробу були проведені розрахунки витрат на науково-дослідну та дослідно-конструкторську роботу, які склали 122212,27 грн та визначена виробнича собівартість одиниці нового технічного рішення, яка склала 3533,63 грн, визначений чистий прибуток (208971,71 грн), який може отримати виробник протягом одного року від реалізації 300 шт. даної розробки. Також був визначений строк окупності витрат для виробника, який складає 0,58 року і є меншим за нормативний.

Отже, можна зробити висновок, що застосування нового виробу для споживача є економічно вигідним, бо споживач отримує економічний ефект від використання в межах 552,71 грн, та економічний ефект від ціни придбання в 1700,00 грн, що підтверджує економічну доцільність нової розробки.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Забезпечення захисту працюючих під час трудового процесу від небезпечних та шкідливих виробничих факторів, які негативно впливають на здоров'я, життя та працездатність людини, гарантування належних умов праці є основними аспектами охорони праці, як складової безпеки життєдіяльності.

У даному розділі наводиться аналіз небезпечних, шкідливих [79] та уражаючих для людини та навколишнього середовища чинників, які виникають під час проведення дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Тут висвітлюються, зокрема, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення допустимої сили струму в провіднику (антені), при якій напруженість магнітного поля на робочому місці знаходиться в межах норми, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження, безпека в надзвичайних ситуаціях.

6.1 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

6.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони

Визначаємо для приміщення для проведення дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іб.

Відповідно до [80] допустимі показники мікроклімату у робочій зоні для холодного та теплого періодів року приведені у таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Допустимі показники мікроклімату в приміщенні

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Іб	20-24	17-25	75	≤0,2
Теплий		21-28	19-30	60 при 27°С	0,1-0,3

При опроміненні менше 25% поверхні тіла працівника, допустима інтенсивність теплового опромінення складає 100 Вт/м².

Вміст шкідливих речовин в повітрі робочої зони не повинен перевищувати гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі робочої зони та підлягає

систематичному контролю з метою запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – ГДК шкідливих речовин [82]

Назва шкідливої речовини	ГДК, мг/м ³	Агрегатний стан	Клас небезпеки
Озон	0,1	Пара	4
Оксиди азоту	5	Пара	2
Пил	4	Аерозоль	2

При роботі з ЕОМ джерелом зараження повітря є також іонізація молекул речовин, які містяться у повітрі. Рівні позитивних та негативних іонів мають відповідати [82] і наведені у таблиці 6.3.

Таблиця 6.3 – Кількість іонів у 1 см³ повітря приміщення під час роботи на ЕОМ

Рівні	Мінімально необхідні	Оптимальні	Максимально допустимі
додатній	400	1500-3000	50000
від'ємний	600	3000-5000	50000

Для забезпечення нормованих параметрів мікроклімату і складу повітря робочої зони передбачено такі заходи:

1) у приміщенні має бути встановлена система кондиціонування для теплого і опалення для холодного періодів року;

2) припливно-витяжна система вентиляції, а при несприятливих погодних умовах кондиціонування.

6.1.2 Виробниче освітлення

З метою забезпечення гігієнічних раціональних умов на робочих місцях значні вимоги пред'являються до кількісних та якісних показників освітлення.

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, де проводиться робота з дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, відповідно до [81] визначаємо, що вони відповідають IV розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – середній та характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд *в*.

Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) та мінімальні значення освітленості для штучного освітлення приведені в таблиці 6.4.

Таблиця 6.4 – Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення та мінімальні освітленості для штучного освітлення

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість для штучного освітлення, лк			КПО для бокового освітлення, %	
						комбіноване		загальне	Природного	Суміщеного
						всього	у т. ч. від загального			
Середньої точності	0,5-1	IV	в	середній	середній	400	200	200	1,5	0,9

Так як приміщення розташоване в місті Вінниця (2-га група забезпеченості природним світлом), а вікна розташовані за азимутом 315° , то за таких умов КЕО розраховується за формулою [81, 82]

$$e_N = e_H m_N [\%], \quad (6.1)$$

де e_H – табличне значення КЕО для бокового освітлення, %;

m_N – коефіцієнт світлового клімату;

N – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

За відомими значеннями одержимо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

$$e_{N.б} = 1,5 \cdot 0,9 = 1,4 (\%);$$

$$e_{N.с} = 0,9 \cdot 0,9 = 0,8 (\%).$$

З метою встановлення нормативних значень показників освітлення запропоновано:

1) при недостатньому природному освітленні в світлий час доби доповнення штучним завдяки використанню газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;

2) застосування штучного освітлення у темний час доби.

6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при використанні пристроїв крім усього іншого устаткування застосовується обладнання, робота якого супроводжується шумом та вібрацією, необхідно передбачити шумовий та вібраційний захист.

Визначено, що приміщення, в якому відбувається робота з дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту може містити робочі місця із шумом та вібрацією, що спричиняється вентиляторами блоку живлення комп'ютера і кулерами мікропроцесора, відеоадаптера.

Для попередження травмування працюючих під дією шуму він підлягає нормуванню. Основним нормативом стосовно промислового шуму, що діє на території України, є [83], у відповідності з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку і еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в промислових приміщеннях не повинні перевищувати значень, які наведено у таблиці 6.5.

Таблиця 6.5 – Нормовані рівні звукового тиску і еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах з середньо-геометричними частотами, Гц									Рівні звуку та еквівалентні рівні звуку, дБА
31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Норми виробничих вібрацій наведені в таблиці 6.6 для локальної вібрації.

Таблиця 6.6 – Допустимі рівні вібрації [84]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах з середньо-геометричними частотами, Гц								Коректовані рівні віброприскорення, дБА
8	16	31,5	63	125	250	500	1000	
73	73	79	85	91	97	103	109	76

З метою поліпшення віброакустичного клімату у приміщенні запропоновано:

- 1) постійне змащування підшипників вентиляторів блоку живлення комп'ютера та кулерів відеоадаптера та мікропроцесора;
- 2) контроль рівня шуму та вібрації не менше 1 разу на рік.

6.1.4 Виробничі випромінювання

Аналіз умов праці показав, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження може містити електромагнітні випромінювання.

Гранично допустимі рівні електромагнітних полів наведені в таблиці 6.7.

Таблиця 6.7 – Гранично допустимі значення електромагнітних полів на робочих місцях згідно [92]

Параметри та одиниці вимірювання	Граничні значення в діапазонах частот					
	1-10 кГц	10-60 кГц	0,06-3 МГц	3-30 МГц	30-50 МГц	50-300 МГц
$E_{ГД}$, В/м	1000	700	500	300	80	
$E_{H_{ГД}}$, $(В/м)^2 \cdot год$	120000	40000	20000	7000	800	
$H_{ГД}$, А/м	75	57	50	–	3,0	–
$E_{H_{ГД}}$, $(А/м)^2 \cdot год$	675	390	200	–	0,72	–

Для забезпечення захисту і досягнення нормативних рівнів випромінювань необхідно використовувати екранування робочого місця і скорочення часу опромінення за рахунок перерв на відпочинок.

Визначимо допустиму силу струму в провіднику (антені) довжиною $L = 3$ м, при якій напруженість магнітного поля на робочому місці, віддаленому на $r = 0,25$ м, знаходиться в межах норми.

Біля джерела ЕМВ виділяють ближню зону (зону індукції), що знаходиться на відстані $r \leq \lambda / 2\pi$, і далеку зону (зону випромінювання), для якої $r > \lambda / 2\pi$, де λ – довжина хвилі, м.

Допустиму силу струму в провіднику (антені) від джерела магнітного поля для ближньої зони можна визначити з формули

$$H_{\delta l} = \frac{IL}{4\pi r^2} \text{ [А/м]}, \quad (6.2)$$

звідки

$$I = \frac{4\pi r^2 H_{\delta l}}{L} \text{ [А]}, \quad (6.3)$$

де $H_{\delta l}$ – напруженість магнітного поля ближньої зони, А/м;
 r – віддаленість робочого місця, м;

L – довжина провідника (антени), м.

Для діапазону частот 0,06...3 МГц $H_{ГД} = 50$ А/м.

Після підстановки відомих значень у формулу (6.3), одержимо:

$$I = \frac{4 \cdot 3,14 \cdot 0,25^2 \cdot 50}{3} = 13,08 \text{ (А)}.$$

6.2 Технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження

На теперішньому етапі розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень широкого використання на робочому місці набули ЕОМ. Велика кількість прикладних програм перетворює ЕОМ на основне знаряддя праці радіоінженера.

6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Оснащені відеодисплейним терміналом робочі місця зобов'язані розміщатися на відстані не менше як 1,5 м від стіни з вікнами, від інших стін – на відстані 1 м, одне від одного на віддалі не менше ніж 1,5 м. У випадку розміщення робочих місць потрібно виключити можливість прямого засвічування екрану джерелом природного освітлення. Робоче місце доцільно розташовувати так, щоб природне освітлення знаходилось збоку, бажано зліва [85].

Поверхня екрана має знаходитись на відстані 0,4-0,7 м від очей працівника. Висота робочої поверхні столу під час виконання роботи сидячи має налаштовуватись у діапазоні 0,68-0,8 м. Робочий стіл повинен мати простір для ніг висотою не менше 0,6 м, шириною не менше ніж 0,5 м, глибиною на рівні колін не менше 0,45 м та на рівні витягнутої ноги не менше ніж 0,65 м [86].

6.2.2 Електробезпека

Причинами ураження електричним струмом у даному приміщенні можуть бути: робота під напругою при ремонтних роботах, несправність електрообладнання, випадкове торкання до струмоведучих частин чи металевих частин, що опинилися під напругою. Згідно [87] це приміщення належить до приміщень із підвищеною небезпекою ураження електричним струмом через наявність значної (понад 75 %) вологості. Через це безпека використання електрообладнання має забезпечуватись комплексом заходів, які передбачають

застосування ізоляції струмовідних елементів, захисного заземлення, захисних блокувань та ін [88].

6.2.3 Пожежна безпека

Згідно [89] приміщення, де проводиться робота з дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, відноситься до категорії пожежної небезпеки Б. Дане приміщення відноситься до 3-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону. Для перекриттів дозволяється застосовувати дерев'яні конструкції, захищені штукатуркою або негорючими листовими, плитними матеріалами, або матеріалами груп горючості Г1, Г2. До елементів покриттів не висовуються вимоги щодо межі вогнестійкості, поширення вогню, при цьому елементи горючого покриття з деревини повинні мати вогнезахисну обробку.

Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій розглядуваного приміщення наведені в таблиці 6.8.

Таблиця 6.8 – Значення мінімальних меж вогнестійкості приміщення [89]

Ступінь вогнестійкості будівлі	Стіни				Колони	Східчасті майданчики	Плити та інші несучі конструкції	Елементи покриття	
	Несучі та східчасті клітки	Самонесучі	Зовнішні несучі	Перегородки				Плити, прогони	Балки, ферми
3	REI 120 M0	REI 60 M0	E 15 M0	EI 15 M1	R 120 M0	R 60 M0	REI 45 M1	нн нн	нн нн

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см; M1 – $M \leq 25$ см – для горизонтальних конструкцій; $M \leq 40$ см – для вертикальних і похилих конструкцій; нн – не нормується

В таблиці 6.9 наведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 6.9 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [918]

Об'єм приміщення, тис. м ³	Категорія пожежної небезпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, для щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м ²			Кількість людей на 1 м ширини евакуиходу	Відстань між будівлями та спорудами, м, при ступені їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Площа поверху в межах пожежного відсіку, м ² , для кількості поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	Б	3	40	25	15	45	9	12	15	1	5200	–	–

Встановлюємо, що приміщення, де проводиться робота з дослідження, має бути обладнане двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [90].

6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Визначення області працездатності волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Вплив різних загрозливих чинників надзвичайних ситуацій може загрожувати роботі розроблених перетворювачів і цим вплинути на роботу систем в складі яких вони застосовуються.

В РЕА, зокрема в волоконно-оптичному сенсорі концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту застосовуються елементи, до складу яких входять такі матеріали: метали, неорганічні матеріали, провідники і різноманітні органічні сполуки (діелектрики, смоли і т.д.). Серед цих матеріалів метали найбільш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань, оскільки їм властива висока концентрація вільних носіїв.

Іонізуючі випромінювання в радіоелектронній апаратурі, викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи електричних елементів, що призводять до виходу з пристрою. Проходячи через елементи РЕА, потік гамма-випромінювань створює в них вільні носії електричних зарядів, який призводить до спрацьовування пристрою. При великих дозах випромінювання втрачають працездатність комплектуючі елементи систем радіоелектроніки і електроавтоматики. В транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруги пробою та опір стікання, змінюється

провідність і внутрішній нагрів; руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. В органічних діелектричних матеріалах змінюються електрична провідність, діелектрична проникність і тангенс кута втрат. Неорганічні матеріали менш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань.

Найбільш піддаються впливу електромагнітного імпульсу (ЕМІ) системи управління і сигналізації. ЕМІ ушкоджують напівпровідникові прилади, резистори, конденсатори. ЕМІ має велику небезпеку для апаратури, добре захищеної від впливу інших загрозливих чинників. Слід також пам'ятати, що механічний захист апаратури не захищає від впливу ЕМІ. Апаратура може бути знищена навіть знаходячись у надійних спорудах.

6.3.1 Визначення області працездатності волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту в умовах дії іонізуючих випромінювань

Приймаючи до уваги елементну базу, що використовується для реалізації розроблювального пристрою, складається таблиця потужностей експозиційної дози опромінення для кожного елемента $P_{зв.i}$, що викликають початок зворотних змін (таблиця 6.10).

Таблиця 6.10 – Потужності експозиційних доз кожного елемента радіовимірювальних перетворювачів

Елементи радіовимірювального перетворювача	$P_{зв.i}$, Р/год	$P_{зв.}$, Р/год
Інтегральні мікросхеми	10^3	10 ³
Транзистори	10^4	
Діоди	10^4	
Конденсатори	10^7	
Мікросхеми	10^5	
Резистори	10^8	

Елементом, який найбільшою мірою піддається впливу випромінюванням, тобто елемент із мінімальним значенням $P_{зв} = 10^3$ Р/год є інтегральні мікросхеми.

Критерієм стійкості роботи волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту є значення рівня іонізуючих випромінювань

$$P_{гр} = K_{над} * P_{зв} * K_{посл},$$

де $P_{зв}$ - рівень радіації, який відповідає початку зворотних змін у перетворювачі;

$K_{над}$ - коефіцієнт надійності ($K_{над} = 0,9 \div 0,95$);

$K_{посл}$ - коефіцієнт послаблення (для мобільних систем $K_{осл} = 2$).

$$P_{гр} = 0,94 * 10^3 * 2 = 1880 \text{ Р/год.}$$

Таким чином, розроблювальний пристрій буде працювати з потрібною надійністю в межах зміни потужності дози від 0 до $1,88 * 10^3$ Р/год, а допустимий час його безвідмовної роботи може скласти

$$t_{дон} = \left(\frac{D_{зр} \cdot K_{осл} + 2 \cdot P_1 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot P_1} \right)^2 = \left(\frac{10^6 \cdot 2 + 2 \cdot 1,88 \cdot 10^3}{2 \cdot 1,88 \cdot 10^3} \right)^2 = 28492(\text{год})$$

Це більш ніж достатньо для таких складних умов роботи радіоелементів волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

6.3.2 Визначення області працездатності волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту в умовах дії електромагнітного імпульсу

В якості показника стійкості електротехнічних і електронних систем або їх окремих елементів до впливу ЕМІ можна прийняти коефіцієнт безпеки, що визначається відношенням гранично допустимої напруги (струму) до наведеної, тобто створеної ЕМІ в даних умовах

$$K_B = 20 \lg \frac{U_d}{U_{в(г)}} \geq 40 [\text{дБ}],$$

де U_d - допустиме коливання напруги живлення (в даному пристрої використовується 5В контур ($U_{ж} = 5 \text{ В} \pm 5\%$);

$U_{в(г)}$ - напруга наведена за рахунок електромагнітного імпульсу у вертикальних чи горизонтальних струмопровідних частинах.

Допустиме коливання напруги живлення визначається за формулою

$$U_d = U_{ж} + \frac{U_{ж}}{100} * N = 5 + \frac{5}{100} = 5,25(\text{В}).$$

Визначається напруга наведення у горизонтальних провідниках U_r

$$U_r = \frac{U_d}{10^{20}} = \frac{5,25}{100} = 0,054(B).$$

Тоді вертикальна складова напруженості електричного поля визначається з виразу:

$$U_r = E_b \cdot l_r$$

$$E_r = U_r / l_r = 0,054 / 0,75 = 0,073 (B/m),$$

де: l_b - максимальна довжина струмопровідної частини $l_b = 0,75$ м.

Отже, радіовимірювальні перетворювачі електричних величин має бути працездатним при умові, що $E_r \leq 0,073$ В/м, або E_b в межах від 0 до 73 В/м.

6.4 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту в умовах надзвичайних ситуацій

Дослідження, які були проведені як у нашій країні, так і за кордоном, показали, що зміна параметрів радіоелектронних пристроїв може відбуватися в широкому діапазоні потоків іонізуючих випромінювань. Тому в багатьох випадках при експлуатації виникає необхідність вживати додаткові заходів по підвищенню радіаційної стійкості роботи волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

Головними заходами щодо підвищення радіаційної стійкості є: застосування в апаратурі радіаційностійких елементів і матеріалів, спеціальних радіаційних екранів або активного захисту від впливу потоків заряджених частинок. При імпульсному впливі іонізуючих випромінювань, крім перерахованих способів використовують: застосування схем, мало критичних до змін електричних параметрів; зниження напруги живлення на аноді і збільшення від'ємної напруги зсуву сіток газорозрядних приладів; застосування пристроїв, які містять додаткові радіотехнічні схеми на період впливу радіації; збільшення відстані між елементами, які знаходяться під навантаженням і інші.

В захисті від іонізуючого опромінення використовують алюмінієві сплави, леговані елементами з високим атомним номером (лантаноїдами і рідкоземельними елементами), сплави на основі тугоплавких і рідкоземельних елементів і багатошарові матеріали. Для боротьби з впливом іонізуючого випромінювання можна використати новітній, що полягає в захисному покритті на поверхнях даних елементів, які опромінюються покриттям з включенням

атомів рідкоземельних елементів, введених в структуру армованої атомно-молекулярної захисної металічної матриці.

Аналізуючи вищенаведені розрахунки, можна зробити висновок, що електричні кола волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту будуть зберігати працездатність при значеннях іонізуючих випромінювань від 0 до $1,88 \cdot 10^3$ Р/с, також розраховано термін безпечної роботи пристрою 28492 год.

Найкращим серед заходів по підвищенню стійкості роботи перетворювачів електричних величин від дії ЕМІ є повне укриття апаратури у екранованому металевим екраном приміщені. Але перетворювач електричних величин може експлуатуватись на транспортних засобах, то бажані інші заходи по захисту, такі як струмопровідні сітки та плівкові покриття вікон, стільникові металічні конструкції для повітрозбірників та вентиляційних отворів і контактні пружинні прокладки, що розміщуються по периметру дверей і люків. Для захисту від проникнення електромагнітного імпульсу в апаратуру через різні кабельні вводи використовується перехід від електричних до волоконно-оптичних систем зв'язку, на які практично не має вплив ЕМІ. Також для захисту кабельних вводів є встановлення в конструкції вбудованих зенерівських діодів.

Досить важливе значення має захист вводів до споруд таких як: електричних лінії зв'язку включаючи електромережу, водопровідні й опалювальні труби, по яким можливе проникнення наведеного ЕМІ. При оцінці стійкості роботи електротехнічних і електронних систем було визначено, що безпечна робота розроблювального пристрою можлива при умові $E_v \leq 73$ В/м.

Висновки до розділу

В результаті написання цього розділу було розглянуто такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення допустимої сили струму в провіднику (антені), при якій напруженість магнітного поля на робочому місці знаходиться в межах норми, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ВИСНОВКИ

В магістерській кваліфікаційній роботі дослідженні аспекти роботи волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, який забезпечує вимірювання миттєвої напруженості змінного магнітного поля для визначення концентрації кисню.

Аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням волоконно-оптичних сенсорів фізичних величин і конструкціям сенсорів індукції магнітного поля як базової конструкції для створення волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Аналіз показує, що розробка волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту з частотним виходом є перспективним напрямком у розвитку апаратних засобів вимірювання концентрації кисню для сучасних мікропроцесорних систем контролю і управління. Волоконно-оптичні сенсори фізичних величин представляють високі метрологічні показники поряд з тенденцією до мінітюаризації, поліпшенням вартісних характеристик, можливістю їх інтелектуалізації на основі конструктивної та технологічної сумісності з цифровими пристроями обробки вимірюваної інформації.

Аналіз сучасного рівня розробок волоконно-оптичних сенсорів фізичних величин дозволив визначити можливі шляхи поліпшення їх параметрів: чутливості, температурної стабільності, стабільності електричних характеристик сенсорів, надійності, собівартості тощо.

Розглянуто теорію волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

Розроблено математичну модель для визначення залежності активної та реактивної складових імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами від дії магнітного поля. На основі математичної моделі отримано значення чутливості активної та реактивної складової імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами.

Розроблено математичну модель радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Отримано аналітичні вирази для функції перетворення та чутливості радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від магнітного поля та зміни концентрації кисню. На основі комп'ютерного моделювання отримано графічні залежності функції перетворення чутливості радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Найбільша чутливість радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від концентрації

кисню лежить у діапазоні від 0 до 42 % концентрації кисню і становить 74...223 Гц/%.

Розроблено волоконно-оптичний сенсор концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, який дозволить проводити вимірювання індукції магнітного поля з подальшим перетворенням в концентрацію кисню в вимірювальній камері. Розроблюваний пристрій є переносним та побудований на сучасній елементній базі, з використанням мікроконтролера, рідинно-кристалічного дисплею та перетворювачних клавіш керування пристроєм, що робить цей пристрій зручним у користуванні і дає можливість наглядно побачити результат вимірювання.

Розроблено структурну схему пристрою та побудова відповідної схеми електричної принципової. Проведено вибір оптимальної структурної схеми, яка б не була сильно нагромаджена різними функціональними вузлами, але в той же час, могла б забезпечити високі якісні технічні показники пристрою. Для цього використовують спеціальні функціональні вузли, широко застосовуємо сучасну елементну базу, яка має дуже високу ступінь інтеграції. При цьому вибір функціональних вузлів проводиться відповідно до попередніх розділів. Тобто усі вузли мають працювати для отримання кінцевого результату з перетворювача. В залежності від обраного перетворювача, обирають і схему, яка забезпечить обробку показів перетворювача та перетворення їх у кінцевий результат, зрозумілий для користувача. Для побудови схеми з найменшою кількістю елементів та функціональних вузлів та забезпечення технічних показників, при збереженні мінімальної ціни пристрою, для забезпечення конкурентноспроможності з аналогічними пристроями, параметри яких, приведені в техніко-економічному обґрунтуванні використовуємо мікроконтролер.

Використання мікроконтролера дозволяє різко збільшити функціональність пристрою, розширити можливості пристрою. В останньому розділі технічної частини бакалаврської дипломної роботи зазначенні особливості побудови системи на основі мікроконтролера.

Таким чином обравши структурну схему, яка включає мікроконтролер була побудована електрична принципова схема пристрою. Для зручності проектування та розрахунку проводиться окремий розрахунок функціонально закінчених вузлів пристрою кінцевої принципової схеми пристрою. При цьому розрахунок проводиться у певній послідовності. Це зроблено з метою забезпечення нормальної сумісної роботи декількох вузлів, які розраховуються в окремих пунктах розділу, але мають складати один цілий пристрій.

При проектуванні виробу були проведені розрахунки витрат на науково-дослідну та дослідно-конструкторську роботу, які склали 122212,27 грн та

визначена виробнича собівартість одиниці нового технічного рішення, яка склала 3533,63 грн, визначений чистий прибуток (208971,71 грн), який може отримати виробник протягом одного року від реалізації 300 шт. даної розробки. Також був визначений строк окупності витрат для виробника, який складає 0,58 року і є меншим за нормативний.

Отже, можна зробити висновок, що застосування нового виробу для споживача є економічно вигідним, бо споживач отримує економічний ефект від використання в межах 552,71 грн, та економічний ефект від ціни придбання в 1700,00 грн, що підтверджує економічну доцільність нової розробки.

В розділі охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях було розглянуто такі питання, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення допустимої сили струму в провіднику (антені), при якій напруженість магнітного поля на робочому місці знаходиться в межах норми, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Т.Окоси и др. Волоконно-оптические преобразователи. Пер. с япон. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. – 256 с.: ил.
2. Э. Удда. Волоконно-оптические датчики. – М.: Техносфера, 2008. – 520 с.
3. Бусурин В.И., Носов Ю.Р. Волоконно-оптические датчики: Физические основы, вопросы расчета и применения. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.: ил., ISBN 5-283-01523-8.
4. А.В.Баюков, А.Б. Гитцевич и соавторы. Полупроводниковые приборы — М.: Энергоатомиздат. — 1984. – 744 с., ил.
5. М.А. Фельдман и др. Методы измерения параметров магнитного поля. – Н.: НГТУ, 2004. – 486 с.
6. Мікроелектронні сенсори фізичних величин / За ред. З.Ю. Готри. – Львів.: Ліга-Прес, 2002. – 475 с.
7. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. – Вінниця: «УНІВЕРСУМ – Вінниця», 2000. – 303 с.
8. Викулин И.М., Стафеев В.И. Полупроводниковые сенсоры. – М.: Сов. радио, 1975. – 104 с.
9. Датчики: Справочное пособие / Под общ. ред. В.М. Шарапова, Е.С. Полищука. Москва: Техносфера, 2012. – 624 с.
10. Осадчук А.В. Фоточувствительные преобразователи на основе структур с отрицательным сопротивлением. – Винница: Континент, 1998. – 130 с.
11. Джексон Р.Г. Новейшие датчики. – М.: Техносфера, 2007. – 384 с.
12. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Напівпровідникові прилади з від'ємним опором. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2006. – 162 с.
13. В.И. Шелухин. Перетворювачі измерения и контроля. М.: МГТУ, 1990. – 319 с.
14. Р.Г. Джексон. Новейшие перетворювачі. – Москва: "Техносфера", 2007. – 384 с.
15. А.Ф. Котюк. Перетворювачі в современных измерениях. – М.: Радио и связь, Горячая линия – Телеком, 2006. – 96 с.: ил.
16. А.Н. Игнатов. Оптоэлектронные приборы и устройства. – М.: Эко-Трендз, 2006. – 272 с.: ил.
17. М.Б. Филатов. Оптические приемники и излучатели. – М.: Радио и связь, 2005. – 594 с.
18. А.М. Василевский и др.. Оптическая электроника. – Л.: энергоатомиздат, 1991. – 198 с.
19. Jones, D., Introduction to Fiber Optics, Naval Education and Training Professional Development and Technology Center, 1998.

20. Geib, D., Multiplexing of Extrinsic Fabry-Perot Optical Fiber Sensors for Strain Measurements, M.S. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003.
21. Culshaw, B., and Dakin, J., Optical Fiber Sensors: Systems and Applications, Artech House, Boston, 1989.
22. Giallorenzi, T. G., et. al., Optical Fiber Sensor Technology, IEEE J. Quant. Elec., QE-18, 626, 1982.
23. Krohn, D. A., Fiber Optic Sensors: Fundamental and Applications, Instrument Society of America, Research Triangle Park, North Carolina, 1988.
24. Коркишко Ю. Н., Федоров В. А., Прилуцкий В. Е., Пономарев В. Г., Фенюк М. А., Марчук В. Г., Кострицкий С. М., Падерин Е. М. Высокочастотный волоконно-оптический гироскоп с линейным цифровым. // Гироскопия и юстификация. 2004. N 1 С. 69-82.
25. Прилуцкий В. Е., Пономарев В. Г., Марчук В. Г., Фенюк М. А., Коркишко Ю. Н., Федоров В. А., Кострицкий С. М., Падерин Е. М., Зуев А. И. Интерферометрические волоконно-оптические гироскопы с линейным выходом // Гироскопия и навигация. 2004. N 3. С. 62-72.
26. Udd, E., Fiber Optic Sensors: An Introduction for Engineers and Scientists, Wiley, New York, 1991.
27. Udd, E., editor, Fiber Optic Sensors, Proceedings of SPIE, CR-44, 1992.
28. Udd, E., Fiber Optic Smart Structures, Proceedings of IEEE, vol. 84, no. 6, 884–894, 1996.
29. Tracey, P. M., Intrinsic Fiber-Optic Sensors, IEEE Transactions on Industry Applications, 27, 1, 1991.
30. Yu, F. T. S., and Shizhuo, Y., Fiber Optic Sensors, Marcel Decker, Inc., New York, 2002.
31. El-Sherif, M. A., Smart structures and intelligent systems for health monitoring and diagnostics, ABBI, vol. 2, no. 3-4, 161-170, 2005.
32. Inaudi, D., and Glisic B., Overview of Fibre Optic Sensing Applications to Structural Health Monitoring, Symposium on Deformation Measurement and Analysis, 1-10, 2008.
33. Пивкин А.Г. Математическая модель волоконно-оптического преобразователя аттенюаторного типа. Информационно-измерительная техника, экология и мониторинг. 2003. Вып. 6, МГУЛ. С. 268–274.
34. Méndez, A., Overview of fiber optic sensors for NDT applications, IV NDT Panamerican Conference, 1-11, 2007.
35. Jenny, R., Fundamentals of Fiber Optics: An Introduction for Beginners, Volpi Manufacturing USA Co., New York, 2000.

36. Casas J. R., and Paulo, J. S., Fiber Optic Sensors for Bridge Monitoring, Journal of Bridge Engineering, ASCE, 2003.
37. Berthold, J. W., Historical Review of Microbend Fiber Optic Sensors, Journal of Lightwave Technology, vol. 13, 1193-1199, 1995.
38. Connelly, M. C., Fiber Sensors, Elsevier Ltd., Limerick, 2005.
39. Udd, E., W. Schulz, J. Seim, J. Coronas, and H. M. Laylor, Fiber Optic Sensors for Infrastructure Applications, Oregon Department of Transportation, Washington D.C, 1998.
40. Wang, Z., Intrinsic Fabry-Perot Interferometric Fiber Sensor Based on Ultra-Short Bragg Gratings for Quasi-Distributed Strain and Temperature Measurements, M.S. Thesis, Virginia Tech, 2003.
41. А.В. Адамчук. Физика процессов в волоконно-оптических перетворювачах. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 793 с.
42. В.Г. Бойко и др. Физика оптоэлектронных перетворювачов. – К.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. – 755 с.
43. М.Д. Аксененко. Приемники оптического излучения. Справочник – М.: Радио и связь, 1988. – 296 с.
44. В.С. Осадчук, О.В. Осадчук. Перетворювачі тиску і магнітного поля. Монографія. – В.: ВНТУ, 2005. – 207 с.
45. А.Ю. Гринёв. Основы радиооптики. – М: СП, 2002. – 180 с.
46. Ф.Н. Васильев. Методика проектирования измерительных устройств. – К.: СОЛОН-ПРЕСС, 2005. – 689 с.
47. В.С. Осадчук, О.В. Осадчук. Волоконно-оптичні системи передачі. Навчальний посібник – Вінниця: ВНТУ, 2005. – 225 с.
48. А.Я. Паламарчук. Физика и техника радиоэлектронных устройств и оптики. – К.: Солон Пресс, 2006. – 834 с.
49. П.Д. Андрущенко. Применение волоконно-оптических систем. – К.: КГМТ, 2005. – 672 с.
50. В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, В.Г. Вербицкий. Температурні та оптичні мікроелектронні частотні перетворювачі. Монографія. – В.: ВНТУ, 2001. – 195 с.
51. О.А. Шевчук. Радиоэлектроника и оптика. – Н.: НГТУ, 2004. – 785 с.
52. Н.В. Васильченко. Физика и техника инфракрасного излучения. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 646 с.
53. Ю.М. Загнитко и др. Физические основы волоконно-оптической техники. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002. – 867 с.
54. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Напівпровідникові перетворювачі інформації. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2004. – 208 с.

- 55.А.К. Гребнев и др. Оптоэлектронные элементы и устройства. Под. ред. Ю.В. Гуляева. – М.: Радио и связь, 1998. – 336 с.: ил.
- 56.П.А. Агеев. Волоконно-оптические и измерительные системы. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2005, - 773 с.
- 57.М.Б. Калинин. Волоконно-оптические измерители электрических и магнитных величин. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2006. – 971 с.
- 58.П.Р.Лаптев. Методы измерений в электронике. К.:КГМТ, 2006, - 860 с.
- 59.Л.П. Лазарев и др. Оптико-электронная обработка информации. М.: Радио и связь, 1982. – 342 с.
- 60.М.И. Эпштейн. Измерения оптического излучения в электронике. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 254 с.: ил.
- 61.Osadchuk V.S., Osadchuk A.V. The magnetic reactive effect in transistors for construction transducers of magnetic field // Elektronika ir Elektrotechnika. – Kaunas: Technologija, 2011. –№3(109). pp.119-122.
- 62.Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. – Вінниця: «УНІВЕРСУМ – Вінниця», 1999. – 275 с.
- 63.Осадчук В.С., Осадчук О.В. Напівпровідникові діоди. – Вінниця: Універсам-Вінниця, 2002. – 162с.
- 64.Осадчук В.С., Осадчук О.В. Транзистори. – Вінниця: ВДТУ, 2003. –207с.
- 65.С. Зи. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах, Кн.1, Кн 2. Пер. с англ. – 2-е перераб. и доп. изд. – М.: Мир, 1984 – 456 с., ил.
- 66.Осадчук В.С., Осадчук О.В., Прокопова М.О. Сенсоры газа. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 2008.
- 67.Schaumburg H. Sensoren / Schaumburg H. – Stuttgart: V.G.Teubner. 1992. - 517 p.
- 68.Осадчук В.С., Осадчук О.В., Семенов А.О., Коваль К.О. Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних властивостей транзисторних структур з від’ємним опором. –Вінниця: ВНТУ, 2011. – 336с.
- 69.Osadchuk V.S., Osadchuk A.V. Radiomeasuring Microelectronic Transducers of Physical Quantities//Proceedings of the 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 21-23 May 2015. Omsk. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147167
- 70.Osadchuk A.V., Osadchuk I.A. Frequency transducer of the pressure on the basis of reactive properties of transistor structure with negative resistance // Proceedings of the 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 21-23 May 2015. Omsk. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147168
- 71.Осадчук А.В., Осадчук Я.О. Глобализация современных научных исследований 2019: монография. ГЛАВА 3. DOI:10.21893/978-5-6042828-5-4.0-007. Радиоизмерительные частотные параметрические преобразователи

- давления с тензочувствительными биполярными и полевыми транзисторами. – Иваново: Научный мир, 2019. –168 с. : ил., табл. –С.27- 41.
- 72.Осадчук О. В., Осадчук В.С., Осадчук Я.О. Вплив газореактивного ефекту первинних напівпровідникових сенсорів газу на вихідну частоту автогенераторних перетворювачів // Вчені записки Таврійського національного університету ім. В.І.Вернадського. Серія: Технічні науки. Том 30 (69). №3. Частина 2., 2019. –С.223-227.
- 73.Осадчук О. В., Осадчук В.С., Осадчук Я.О. Вплив ємності просторового заряду на газореактивний ефект в напівпровідникових сенсорах газу // Вісник Вінницького політехнічного інституту. 2019. №4. – С.41-48.
- 74.Осадчук О. В., Осадчук В.С., Осадчук Я.О. Газореактивний ефект в напівпровідникових сенсорах газу// XLVIII Науково-технічна конференція факультету інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (2019). Секція радіотехніки. – С.1-4.
- 75.Осадчук О.В., Осадчук Н.І., Осадчук Я.О. Оптико-частотний перетворювач газу для діагностики штамів бактерії *Helicobacter Pylori* // Матеріали Міжнародної НПК "Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання", 20-25 травня 2019. Івано-Франківськ. –С.90-96.
- 76.Методичні вказівки до виконання студентами-магістрантами наукового напрямку економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. В.О. Козловський – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 22 с.
- 77.Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – Вінниця : ВДТУ, 2003. – 75с.
- 78.Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепа – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 113 с.
- 79.ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
- 80.ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
- 81.ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
- 82.Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
- 83.ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
- 84.ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
- 85.ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.

- 86.Методичні вказівки до опрацювання розділу "Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях" в дипломних проектах і роботах студентів спеціальностей, що пов'язані з функціональною електронікою, автоматизацією та управлінням / Уклад. О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2012. – 64 с.
- 87.Правила улаштування електроустановок. 2-е вид., перероб. і доп. – Х: "Форт", 2009. – 736 с.
- 88.ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
- 89.ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
- 90.НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.
- 91.СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.
- 92.ДСанПіН 3.3.6-096-2002. Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів.

Додаток А
(обов'язковий)
ВНТУ

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав. кафедри РТ ВНТУ,
докт.техн.наук, професор
_____ О.В. Осадчук
” 26 ” 09 _____ 2020 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ
на виконання магістерської кваліфікаційної роботи
**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**
08-36.МКР.017.00.000 ТЗ

Керівник роботи
докт.техн.наук, професор
_____ Осадчук О.В.

Виконавець: ст. гр. РТ-19м
_____ Суржко В.В.

Вінниця-2020

1. ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університеті №214 від 25.09.2020 р. та індивідуального завдання на дипломну роботу.

Дата початку роботи: 03.09.2020 р.

Дата закінчення: 10.12.2020 р.

2. МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Мета і задачі дослідження.

Метою роботи є розробка волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

Об`єкт дослідження – процеси та методи перетворення магнітного поля за допомогою волоконно-оптичного перетворювача магнітного поля з подальшим визначенням концентрації кисню в вимірювальній камері.

Предмет дослідження – засоби вимірювання індукції магнітного поля за допомогою волоконно-оптичного перетворювача магнітного поля з подальшим визначенням концентрації кисню в вимірювальній камері.

Основними завданнями роботи є:

- Провести аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням волоконно-оптичних сенсорів фізичних величин і конструкціям сенсорів індукції магнітного поля як базової конструкції для створення волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

- дослідження теорії волоконно-оптичного перетворення;

- провести аналіз методів вимірювання магнітного поля в волоконно-оптичних системах і пристроях;

- розробити математичні моделі для визначення залежності активної та реактивної складових імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами від дії магнітного поля.

- на основі математичної моделі отримати значення чутливості активної та реактивної складової імпедансу магніточутливого біполярного транзистора з двома колекторами.

- розробити математичну модель радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту. Отримати аналітичні вирази для функції перетворення та чутливості радіовимірювального перетворювача концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту від магнітного поля та зміни концентрації кисню;

- розробити структурну схему волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту;

- розробити принципову електричну схему волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні:

а) основних положень теорії функції комплексної змінної (створення математичних моделей);

б) диференціального та інтегрального числення (створення математичних моделей транзисторних структур);

в) методів розрахунку лінійних електричних кіл з використанням матричного апарату;

г) ЕОМ для розрахунків та моделювання.

3. ДЖЕРЕЛА РОЗРОБКИ

1. Т.Окиси и др. Волоконно-оптические преобразователи. Пер. с япон. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. – 256 с.: ил.
2. Э. Удда. Волоконно-оптические датчики. – М: Техносфера, 2008. – 520 с.
3. Бусурин В.И., Носов Ю.Р. Волоконно-оптические датчики: Физические основы, вопросы расчета и применения. –М.: Энергоатомиздат, 1990. - 256 с: ил., ISBN 5-283-01523-8.
4. М.А. Фельдман и др. Методы измерения параметров магнитного поля. – Н.: НГТУ, 2004. – 486 с.
5. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. – Вінниця: «УНІВЕРСУМ – Вінниця», 2000. – 303 с.
6. Методичні вказівки до виконання студентами-магістрантами наукового напрямку економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. В.О. Козловський – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 22 с.
7. Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – Вінниця : ВДТУ, 2003. – 75с.
8. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепя – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 113 с.
9. Методичні вказівки до опрацювання розділу "Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях" в дипломних проектах і роботах студентів спеціальностей, що пов'язані з функціональною електронікою, автоматизацією та управлінням / Уклад. О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2012. – 64 с.
10. Правила улаштування електроустановок. 2-е вид., перероб. і доп. – Х: "Форт", 2009. – 736 с.
11. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.

4. ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницьки національний технічний університет, кафедра радіотехніки,
студент групи РТ-19м Суржко В.В.

5. ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується виконати розробку волоконо-оптичного перетворювача магнітного поля.

5.1 Електричні параметри

5.1.1 Межі вимірювання напруженостей:

5.1.1.1 В області НЧ, не вужче, А/м 0,5..50 .

5.1.1.2 В області ВЧ, не вужче, А/м 0,2..10.

5.1.2 Діапазон частот вимірюваних полей:

5.1.2.1 В діапазоні НЧ, кГц 0,01..4.

5.1.2.2 В діапазоні ВЧ, кГц 4..60.

5.1.3 Допустима густина магнітного потоку, нТл 8..6000.

5.1.4 Максимальна потужність лазеру, мВт 200.

5.1.5 Межі допустимої напруги живлення схеми, В 7...12.

5.1.6 Допустима пульсація напруги живлення, % 15.

5.1.7 Максимальний час вимірювання, с 0,5.

5.1.8 Максимальна похибка вимірювань, % 10.

5.1.9 Довжина хвилі оптичного випромінювача, мкм 1,14.

5.1.10 Час роботи від батарей живлення, год 24.

5.1.11 Максимально допустима потужність випромінювача, Вт 0,2.

5.1.12 Споживана потужність всього пристрою, не більше, Вт 0,4.

5.1.13 Мінімумально допустимий ККД пристрою, % 70.

6. ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
1.	Огляд літературних джерел. Вибір та узгодження теми МКР	03.09.2020	14.09.2020	Проведено огляд літературних джерел. Вибрана тема	Узгодження теми МКР по кафедрі
2.	Аналіз літературних джерел. Попередня розробка основних розділів	15.09.2020	21.09.2020	Аналіз літературних джерел. Підготовлений матеріал основних розділів	Вступ
3.	Затвердження теми. Розробка технічного завдання	21.09.2020	25.09.2020	Розроблене ТЗ	Наказ ВНТУ про затвердження теми Додаток А
4.	Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми	26.09. 2020	09.10. 2020	Проведений аналіз. Розроблені схеми пристрою	Вступ Розділ 1-2 Звіт по переддипломній практиці
5.	Електричні розрахунки. Експериментальне дослідження	10.10.2020	25.10. 2020	Проведені розрахунки та дослідження	Розділ 3
6.	Розділ моделювання	26.10. 2020	04.11. 2020	Проведено моделювання	Результати моделювання
7.	Розробка графічної частини МКР	05.11. 2020	15.11. 2020	Плакати. Структурні та електричні схеми	Графічна частина
8.	Аналіз економічної ефективності розробки	16.11. 2020	19.11. 2020	Економічна частина	Розділ 4
9.	Охорона праці (ОП)	19.11. 2020	22.11. 2020	Частина БЖД	Розділ 5
10.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	23.11. 2020	29.11. 2020	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
11.	Нормоконтроль	30.11. 2020	01.12. 2020	Підпис нормоконтроля	Оформлена ПЗ та графічна частина
12.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР	02.12. 2020	04.12. 2020	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
13.	Захист МКР ЕК	11.12. 2020	14.12. 2020	Позитивний захист	Протокол ЕК

7. ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи будуть розроблені:

- математичні моделі волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту
- структура волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту;
- принципова електрична схема волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту;
- розділ безпеки життєдіяльності;
- економічний розділ;
- рекомендації щодо подальшого використання розробленого волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

8 МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬСЯ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

10. ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання досліджень повинна містити:

- математичні моделі волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту;
- нову структуру волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту;
- нову принципову електричну схему волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту;
- рекомендації що до подальшого використання волоконно-оптичного сенсора концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту.

11. ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

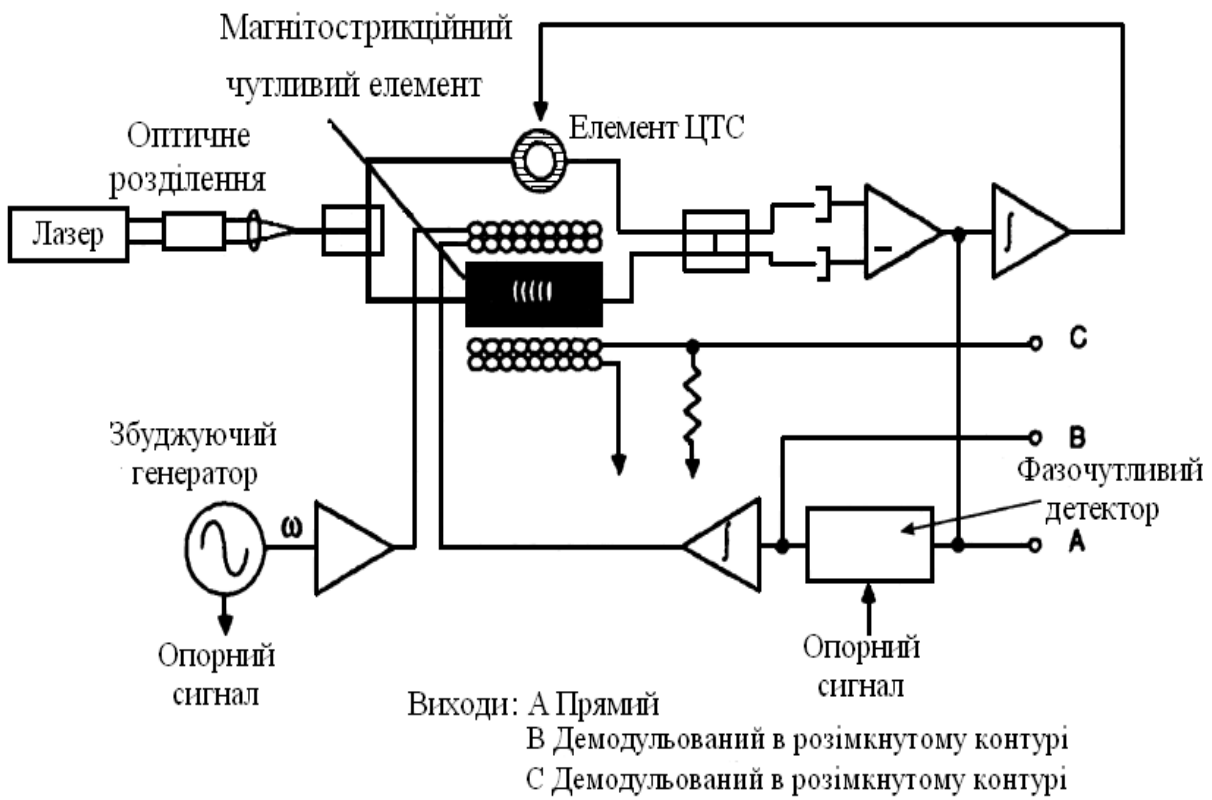
У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаю.

Додаток Б
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

Волоконно-оптичний низькочастотний
магнетометр

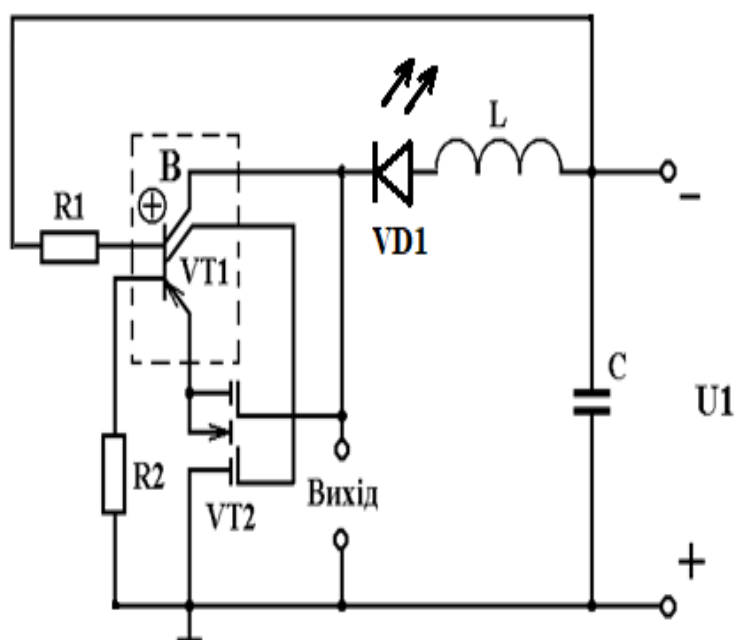
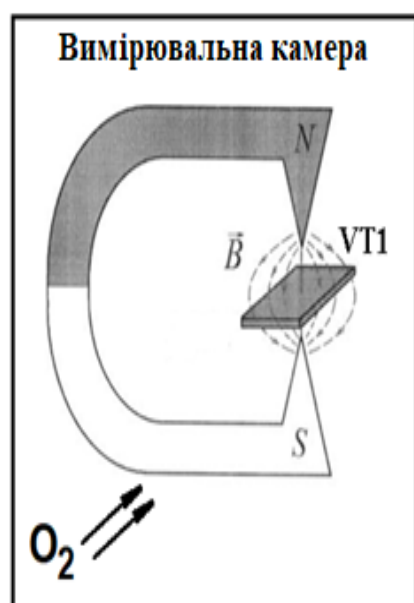
Схема структурна



Додаток В
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

Радіовимірювальний перетворювач
концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту
Схема електрична принципова



Додаток Д
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

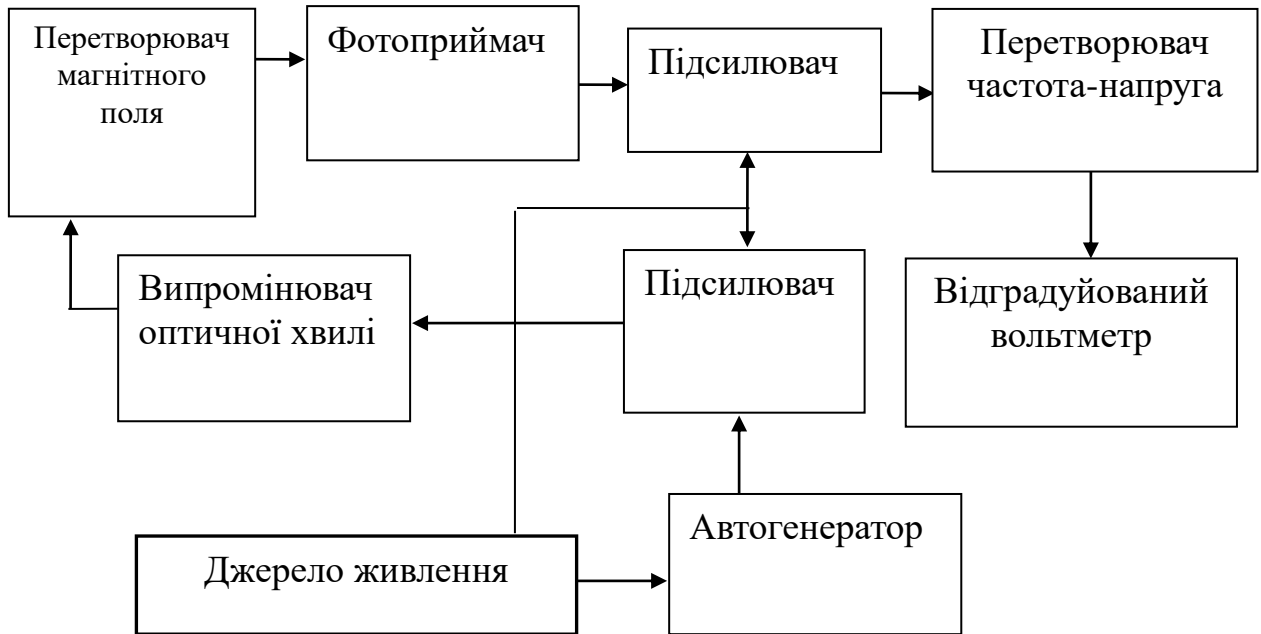
Структурна схема



Додаток Е
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

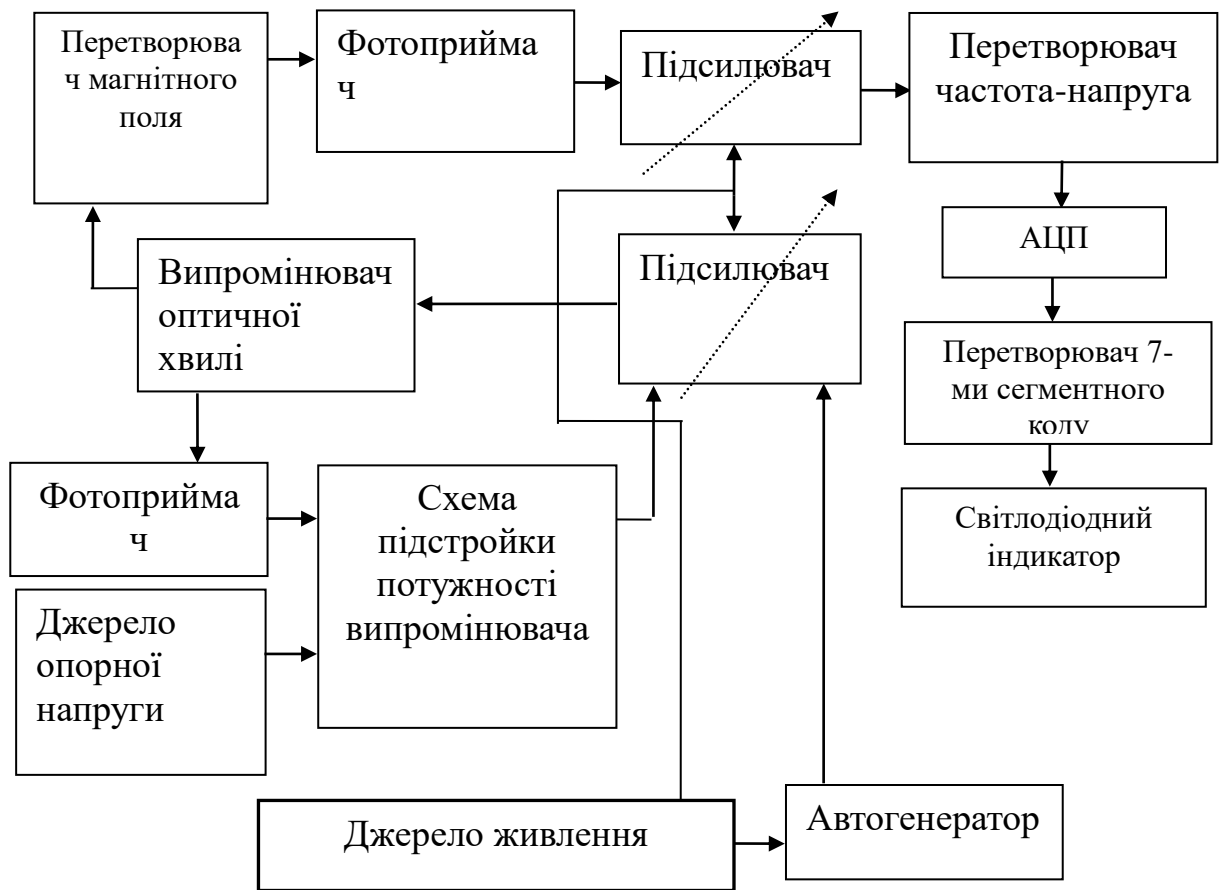
Структурна схема волоконно-оптичного сенсора
концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту



Додаток Ж
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

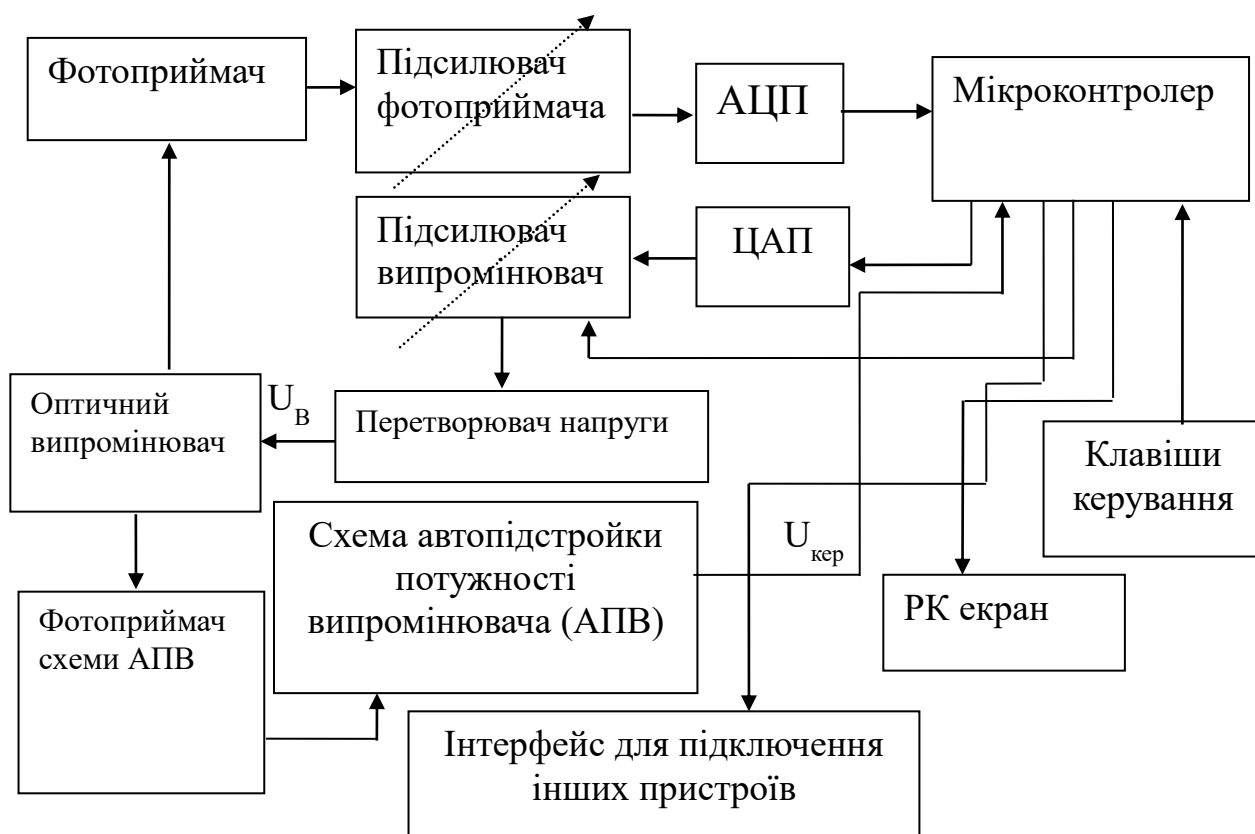
Волоконно-оптичний сенсор концентрації кисню
на основі магніто-індукційного ефекту
з автоматичною підстройкою потужності лазера
Структурна схема



Додаток К
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

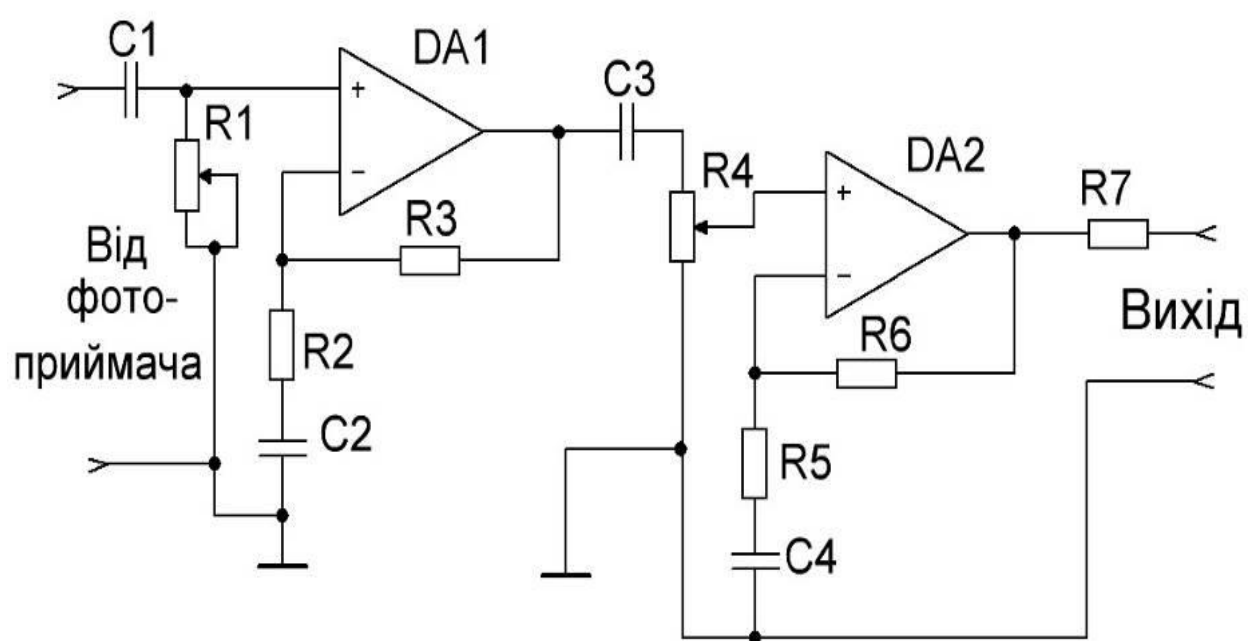
Волоконно-оптичний сенсор концентрації кисню на основі магніто-індукційного ефекту з використанням МК та цифрового інтерфейсу
Схема структурна



Додаток Л
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

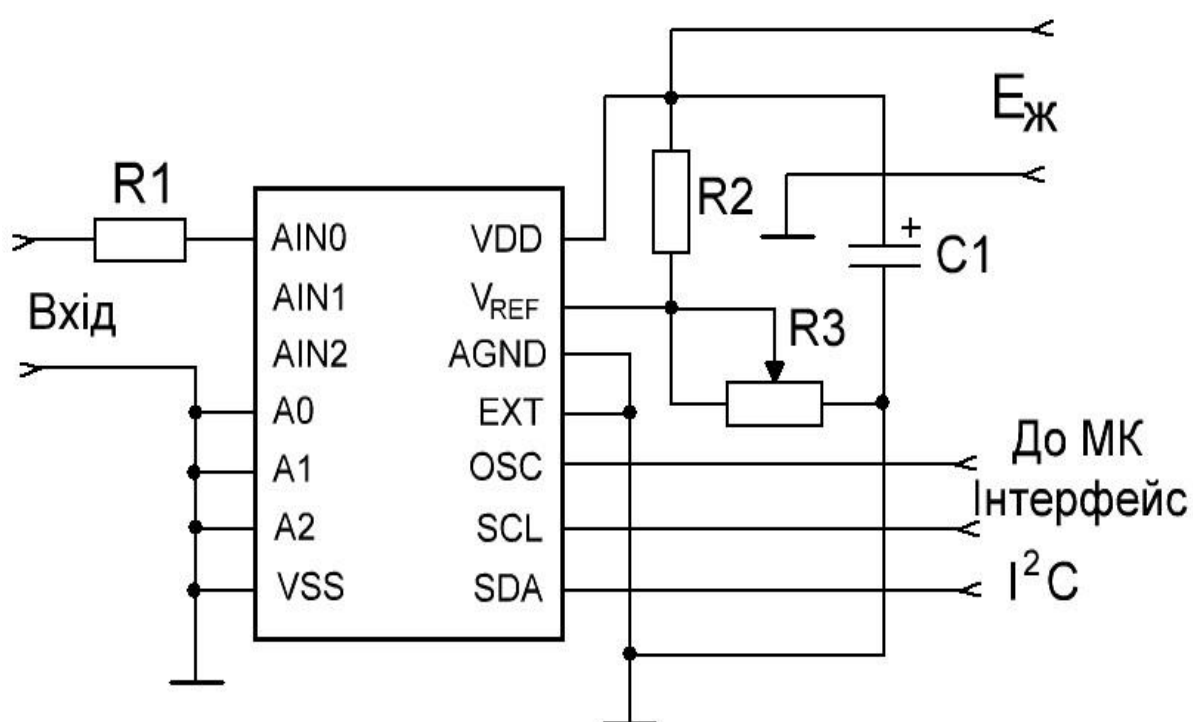
Підсилювач фотоприймача
Схема електрична принципова



Додаток М
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

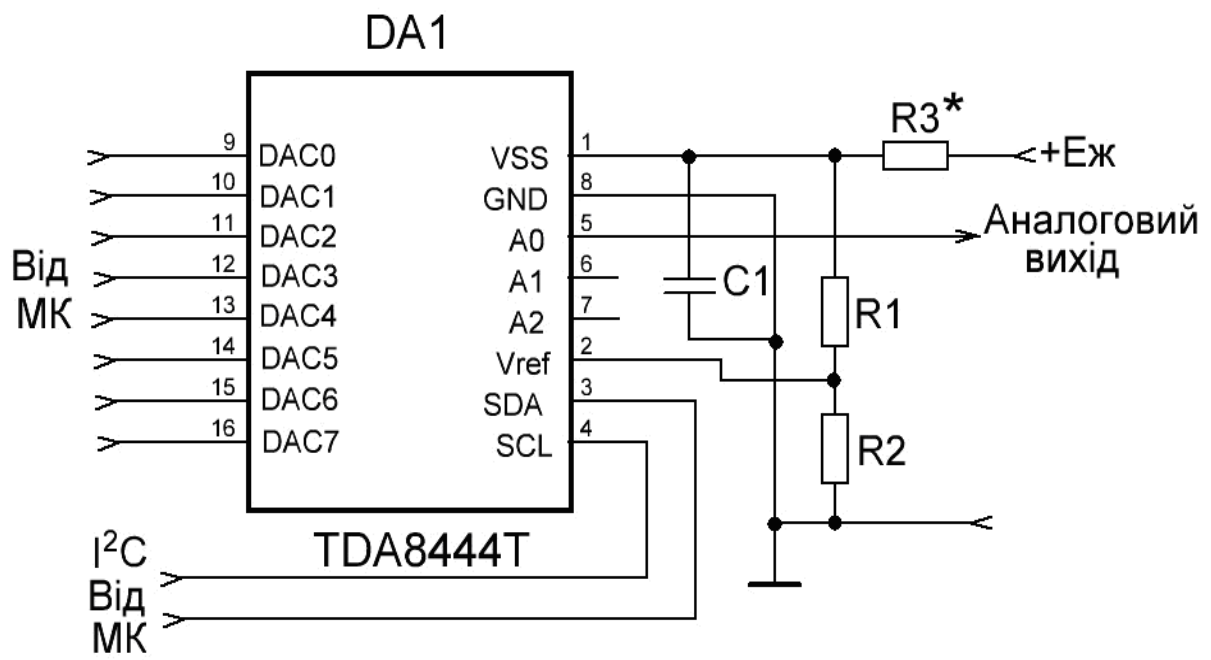
Блок АЦП
Схема електрична принципова



Додаток Н
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

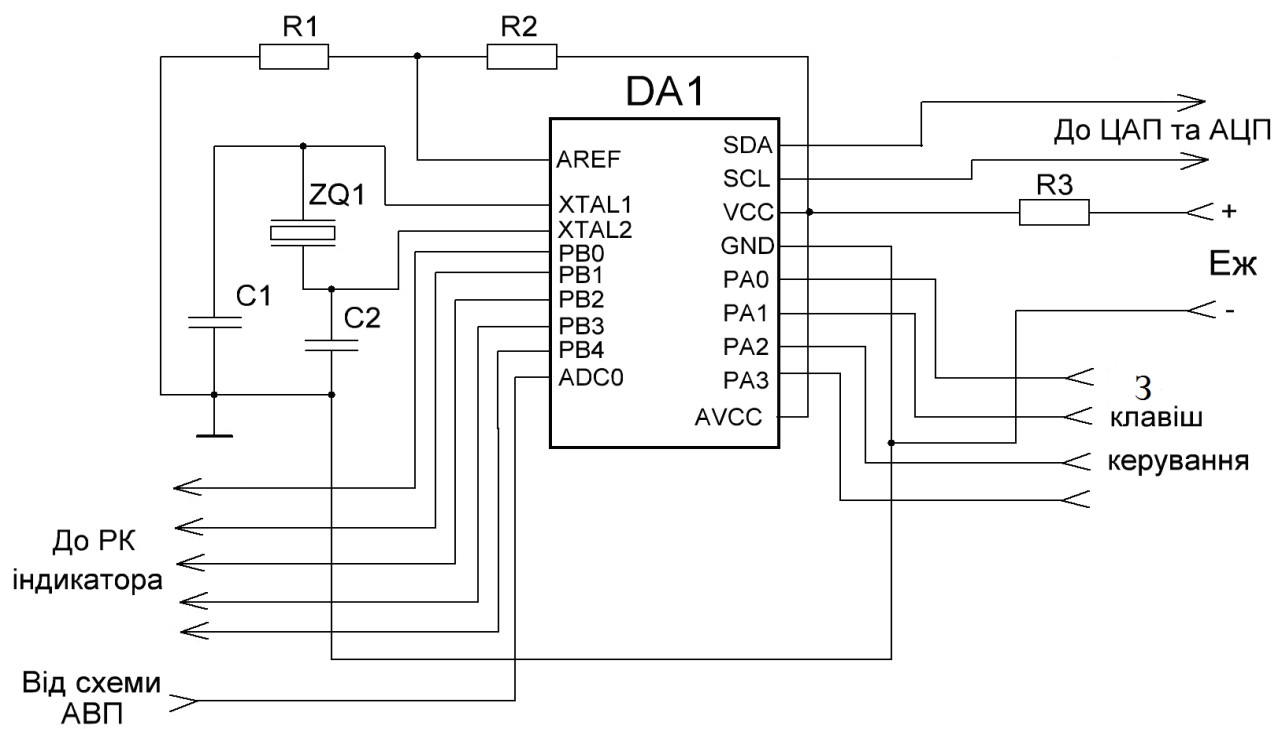
Схема електрична принципова



Додаток П
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

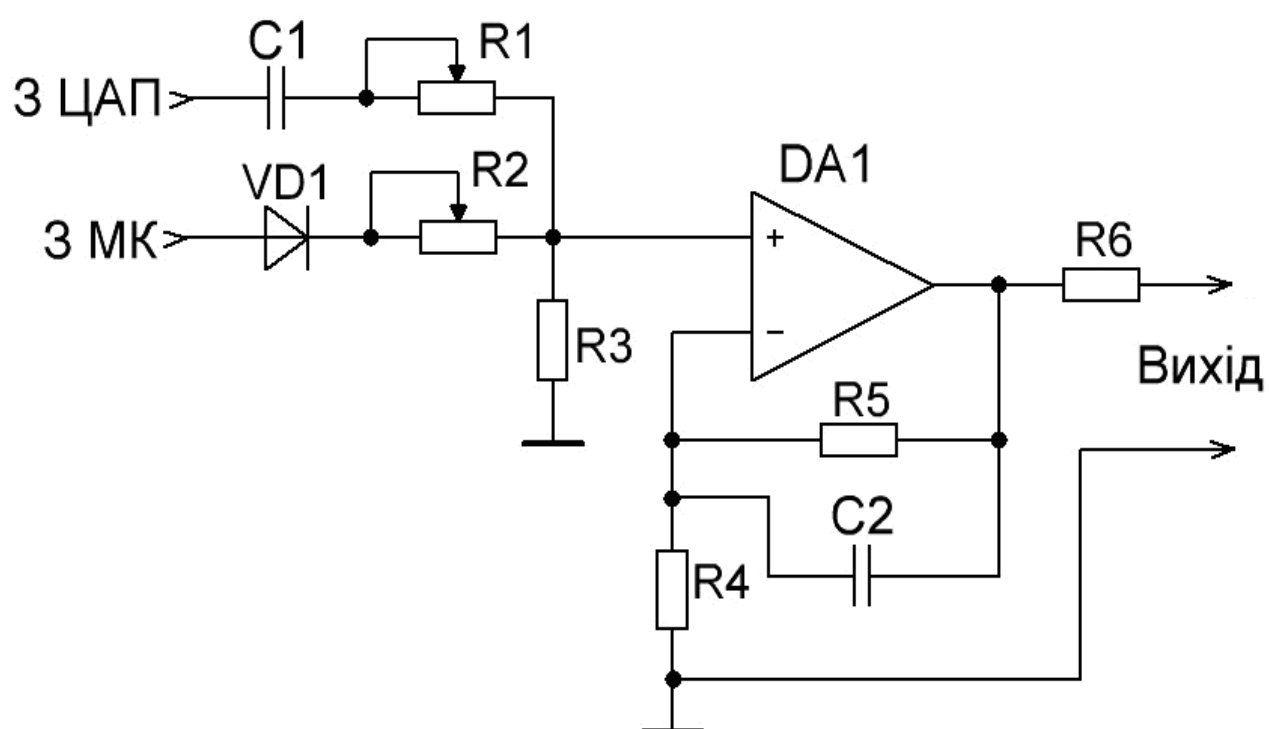
Включення МК
Схема електрична принципова



Додаток Р
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

Підсилювач випромінювача
Схема електрична принципова



Додаток С
(обов'язковий)

**ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИЙ СЕНСОР КОНЦЕНТРАЦІЇ КИСНЮ НА
ОСНОВІ МАГНІТО-ІНДУКЦІЙНОГО ЕФЕКТУ**

Практична принципова схема АВП

