

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«ЧАСТОТНІ СЕНСОРИ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ»

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

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Ходацький А.І.
(прізвище та ініціали)

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

Осадчук В.С.
(прізвище та ініціали)

« 15 » 12 2023 р.

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

Семенова О.О.
(прізвище та ініціали)

« 19 » 12 2023 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

« 19 » 12 2023 р.

Вінниця ВНТУ - 2023 рік

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

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н. проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2023 року

ЗАВДАННЯ
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ
Ходацькому Артему Івановичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж»

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

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

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


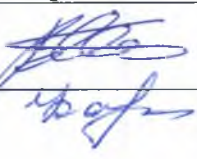
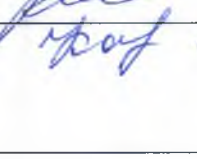
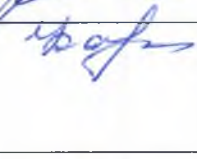


2. Строк подання студентом роботи 15.12.2023р.

3. Вихідні дані до роботи: Робочий діапазон частот від 100 кГц до 6,5 МГц. Напруга живлення 3,3-5В. Струм споживання 5-15мА. Діапазон вимірювання оптичного випромінювання 0-50 люкс.

4. Зміст текстової частини: Вступ. Аналіз сучасного стану оптичних сенсорів. Розробка частотних сенсорів оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж. Застосування оптичного сенсора в мікроелектромеханічній системі й світлостабілізації. Економічна частина. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Загальний принцип волоконно-оптичного датчика з модуляцією інтенсивності. Класифікація датчиків з модуляцією інтенсивності. Схема волоконно-оптичного датчика з модуляцією інтенсивності на основі OTDR. Електрична схема частотного сенсора оптичного випромінювання з фоточутливим транзистором та транзисторним аналогом індуктивності. Приклад архітектури вбудованого монохроматора в міні-спектрометрі. Вимірювальний стендпрототип драйвера MEMS. Стандартна схема датчика C12666MA. Блок-схема нової концепції схеми датчика MEMS.

6. Консультанти розділів роботи


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

7. Дата видачі завдання 17.09.2023 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі.	02.09.2023-07.09.2023	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2023-17.09.2023	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка завдання на МКР.	18.09.2023-27.09.2023	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	28.09.2023-10.10.2023	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	11.10.2023-04.11.2023	
6.	Розробка графічної частини МКР.	05.11.2022-18.11.2022	
7.	Економічна частина.	19.11.2023-25.11.2023	
8.	Охорона праці (ОП).	26.11.2022-30.11.2022	
9.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	01.12.2023-12.12.2023	
10.	Нормоконтроль.	13.12.2023-16.12.2023	
11.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	17.12.2023-18.12.2023	
12.	Захист МКР ЕК.	19.12.2023-21.12.2023	

Студент


(підпис)

Ходацький А.І.

Керівник роботи


(підпис)

Осадчук В.С.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.397

Ходацький А.І. Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2023 р. – 129 стор., 61 рис., 84 бібл., 16 табл. – українською мовою.

В магістерській кваліфікаційній роботі проведено аналіз публікацій, присвячених теоретичним і експериментальним дослідженням основних функціональних принципів і застосувань різноманітних оптичних хвилеводних сенсорних платформ на основі модуляції інтенсивності, фази, поляризації та довжини хвилі світла, які здебільшого підтримуються оптичними волокнами.

У другому розділі представлено математичні моделі частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності, в яких враховано залежність параметрів нелінійних еквівалентних елементів транзисторів які входять до складу частотного сенсора оптичного випромінювання від зміни інтенсивності освітленості, що дало змогу отримати аналітичні вирази для опису чутливості і функції перетворення. Проведено експериментальні дослідження частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності, які показали, чутливість розробленого сенсора в діапазоні від 10 люкс до 50 люкс, змінюється від 175 кГц/люкс до 2,5 кГц/люкс.

У третьому розділі представлено дослідження які полягали в тому, щоб представити оригінальний електронний драйвер для керування оптичним датчиком MEMS і формування вихідного сигналу. В описаному випадку об'єктом дослідження був мініатюрний спектрометр, що працює у видимому діапазоні випромінювання. Розроблена оригінальна схема управління сенсором, схеми живлення датчика, схеми підсилення та фільтрації, спосіб перетворення вихідного сигналу в цифрову форму, підтверджено можливість цифрового керування з рівня FPGA. Розроблений підсилювач, який передає і підсилює вихідні імпульси в усьому робочому діапазоні частот датчика. Схема підсилювача-фільтра реалізує структуровану функцію автоматичного регулювання посилення без необхідності додаткових елементів перемикачів рівня посилення. Крім того, розроблена схема фільтра ефективно відокремлює вихідний компонент постійного струму від виміряного фотоелектричного сигналу.

Ключові слова: частотний сенсор, оптичне випромінювання, від'ємний диференційний опір, функція перетворення, рівняння чутливості, FPGA, бездротові сенсорні мережі.

ABSTRACT

Khodatskyi A.I. Optical radiation frequency sensors for wireless sensor networks. Master's qualification work. – Vinnytsia: VNTU, 2023. 129 pp., 61 fig., 84 bibl., 16 table. - in the Ukrainian language.

In the master's qualification work, an analysis of publications devoted to theoretical and experimental studies of the main functional principles and applications of various optical waveguide sensor platforms based on the modulation of intensity, phase, polarization and wavelength of light, which are mostly supported by optical fibers, was carried out.

The second chapter presents mathematical models of a frequency sensor of optical radiation with a phototransistor and a transistor analog of inductance, which take into account the dependence of the parameters of the nonlinear equivalent elements of the transistors that are part of the frequency sensor of optical radiation on changes in the intensity of illumination, which made it possible to obtain analytical expressions for describing the sensitivity and function transformation. Experimental studies of a frequency sensor of optical radiation with a phototransistor and a transistor analog of inductance were conducted, which showed that the sensitivity of the developed sensor in the range from 10 lux to 50 lux varies from 175 kHz/lux to 2.5 kHz/lux.

The third chapter presents the research that consisted in presenting an original electronic driver for controlling the MEMS optical sensor and generating the output signal. In the described case, the research object was a miniature spectrometer operating in the visible range of radiation. An original sensor control scheme, sensor power supply schemes, amplification and filtering schemes, a method of converting the output signal into digital form have been developed, and the possibility of digital control from the FPGA level has been confirmed. An amplifier has been developed that transmits and amplifies the output pulses in the entire operating frequency range of the sensor. The filter-amplifier circuit implements a structured function of automatic gain control without the need for additional gain level switching elements. In addition, the developed filter circuit effectively separates the output DC component from the measured photoelectric signal.

Keywords: frequency sensor, optical radiation, negative differential resistance, transformation function, sensitivity equation, FPGA, wireless sensor networks.

ЗМІСТ

ВСТУП	3
1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ОПТИЧНИХ СЕНСОРІВ	6
1.1 Основні поняття про оптичні волоконні сенсори	6
1.2 Класифікація волоконно-оптичних датчиків.....	8
1.3 Інтерферометричні волоконно-оптичні датчики.....	26
1.4 Висновки до розділу.....	38
2 РОЗРОБКА ЧАСТОТНИХ СЕНСОРІВ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ	39
2.1 Розрахунок вольт-амперної характеристики частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності	39
2.2 Визначення аналітичної залежності функції перетворення та рівняння чутливості частотного сенсора оптичного випромінювання.....	50
2.3 Висновки до розділу.....	62
3 ЗАСТОСУВАННЯ ОПТИЧНОГО СЕНСОРА В МІКРОЕЛЕКТРО- МЕХАНІЧНІЙ СИСТЕМІ СВІТЛОСТАБІЛІЗАЦІЇ	63
3.1 Застосування технології MEMS у спектральному аналізі	63
3.2 Структура MEMS-спектрометра.....	66
3.3 Дослідження та розробка оптичного MEMS сенсора.....	70
3.4 Висновки до розділу.....	79
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	80
4.1 Оцінювання наукового ефекту.....	80
4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	83
4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи	95
4.4 Висновок до розділу.....	96
5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	97
5.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	97
5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	100
5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи в умовах дії загрозливих факторів надзвичайних ситуацій	106
5.4 Висновок до розділу.....	108
ВИСНОВКИ	109
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	110
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративна частина.....	118
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки магістерської кваліфікаційної роботи	130

ВСТУП

Актуальність. Інтернет речей (IoT) нещодавно розвивався надзвичайно швидко і став найважливішою технологією сучасності. Кожна реальна річ підключена до Інтернету в кліматі на основі IoT. Його можна використовувати по-різному в домашньої роботизації, медичному обслуговуванні, військових, кліматичних і сучасних галузях перевірки [1,2]. Мережі віддалених датчиків (WSN) є основою будь-якої структури IoT, яка використовує концентратори датчиків IoT для поступового накопичення даних із кліматичних спостережень. Платформа бездротового зондування та моніторингу дозволила налаштувати Інтернет речей (IoT) для моніторингу температури, відносної вологості та освітленості автоматизація будівель. У розробленій системі дані надсилаються з вузла-передавача за допомогою персоналізованої техніки стрибків до вузла-одержувача [3]. Бездротові сенсорні мережі (WSN) являють собою набір територіально розподілених бездротових вузлів, які розміщують датчики для моніторингу, запису та, як правило, збору даних у централізованих місцях зберігання для умов фізичного середовища [4].

У більш сучасному контексті Інтернет речей (IoT), з'єднуючи ці системи з Інтернетом у цілому, об'єднує мережеві датчики, такі як WSN, і загалом фізичні елементи (тобто речі) у всюдисуще Інтернет-середовище. Бездротова сенсорна мережа (WSN) є ключовою технологією Інтернету речей (IoT) [5]. Групові комунікації у формі радіорозповсюдження та багатоадресної передачі ведуть до ефективної трансляції повідомлень через датчики WSN із підтримкою IoT з обмеженими ресурсами. Безпечно та ефективно управління ключами є важливим, якщо мультидифузійні комунікації мають зберегти автентичність, цілісність і секретність [6]. Компоненти бездротової сенсорної мережі (WSN) інтелектуальних систем збирають відповідну інформацію та передають її кінцевому користувачеві [7]. Кілька сенсорних вузлів у мережах WSN із підтримкою Інтернету речей встановлено в локальному середовищі, щоб збирати та надсилати різні фізичні характеристики з середовища моніторингу до центрального сховища [8]. Однак із мережами WSN із підтримкою IoT недорогі датчики схильні до збоїв через виснаження електроенергії, збої в програмному та апаратному забезпеченні [9].

Метою роботи є покращення метрологічних характеристик та розробка частотних сенсорів оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж.

Об'єктом дослідження є процес перетворення оптичного

випромінювання у частотний сигнал за допомогою частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності на основі транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором.

Предметом дослідження – статичні і динамічні характеристики частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності.

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

- проаналізувати існуючі сенсори оптичного випромінювання та обґрунтувати переваги частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності на основі методу перетворення «оптичне випромінювання–частота» по відношенню до існуючих;
- розглянути принципи роботи та побудови частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності;
- розглянути основні аналітичні залежності методу «оптичне випромінювання–частота»;
- розробити структурну та принципову схеми частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності;
- розробити та дослідити оригінальний електронний драйвер для керування оптичним датчиком MEMS і формування вихідного сигналу на основі FPGA;
- виконати експериментальну перевірку математичних моделей і дослідити властивості частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності.

Методи дослідження ґрунтуються на використанні: основних положень теорії функції комплексної змінної для визначення функції перетворення та рівняння чутливості; рівнянь математичної фізики під час розробки математичних моделей частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності; диференціального та інтегрального числення для створення математичної моделі; теорії розрахунку нелінійних електричних кіл для визначення основних параметрів частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності.

Наукова новизна одержаних результатів:

- розглянуто принципи роботи та побудови частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності;
- розглянуто основні аналітичні залежності методу перетворення «оптичне випромінювання–частота»;
- представлено математичні моделі частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності, в яких враховано залежність параметрів нелінійних еквівалентних елементів транзисторів які входять до складу частотного сенсора оптичного випромінювання від зміни інтенсивності освітленості, що дало змогу отримати аналітичні вирази для опису чутливості і функції перетворення.

Практичне значення одержаних результатів:

- розроблено структурну та принципову схеми частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності;
- Проведено експериментальні дослідження частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності, які показали, чутливість розробленого сенсора в діапазоні від 10 люкс до 50 люкс, змінюється від 175 кГц/люкс до 2,5 кГц/люкс;
- розроблено та досліджено оригінальний електронний драйвер для керування оптичним датчиком MEMS і формування вихідного сигналу на основі FPGA.

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

Структура і обсяг роботи. Магістерська кваліфікаційна робота складається з 5 розділів, висновків, додатків та списку використаних джерел.

1 АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ОПТИЧНИХ СЕНСОРІВ

1.1 Основні поняття про оптичні волоконні сенсори

Оптичний хвилевід, за визначенням, є центральною областю, яка називається серцевиною з певним показником заломлення, яка оточена або одним середовищем з нижчим показником заломлення, або двома оптичними середовищами, кожне з яких має показник заломлення, нижчий, ніж у серцевини. Перший тип називається симетричним оптичним хвилеводом, а другий - асиметричним оптичним хвилеводом [11]. Завдяки контрасту показника заломлення світло, спрямоване у хвилевід, може бути обмежено серцевиною через повне внутрішнє відбиття. У своїй найпростішій формі хвилевід має плоску геометрію. Оптичне волокно являє собою оптичний хвилевід у циліндричній геометрії. Ці два варіанти представлені на рисунку 1.1.

Плоский хвилевід — це одновимірний хвилевід, у якому, наприклад, показник заломлення є функцією лише x , а світло обмежене в одному напрямку. З іншого боку, двовимірні хвилеводи утворюють основу інтегрованої оптики, в якій світло обмежене у двох вимірах [12]. Кілька прикладів двовимірних хвилеводів показано на рисунку 1.2.

Датчик зазвичай перетворює зміну величини одного фізичного параметра у відповідну зміну величини другого іншого параметра, який більш зручно вимірювати. Для безконтактних вимірювань і зондування оптичні методи давно відіграють важливу роль у приладах і датчиках.

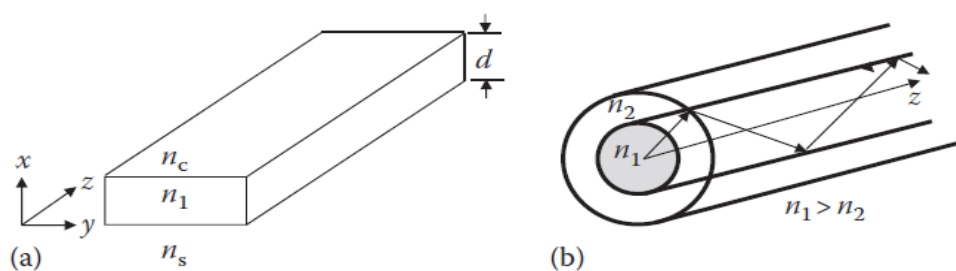


Рисунок 1.1 – (а) Геометрія плоского хвилеводу/пластини

У розділі розглядається сенсорне оптичне волокно з наголосом на базових принципах, технологіях і застосуваннях, зазначаючи, однак, що інтегровані оптичні платформи також широко розглядалися для виконання функцій зондування [13]. У цьому розділі ми, по суті, охопимо принципи вимірювання та приклади застосування волоконно-оптичних хвилеводів, деталі розглянуті в наступних розділах.

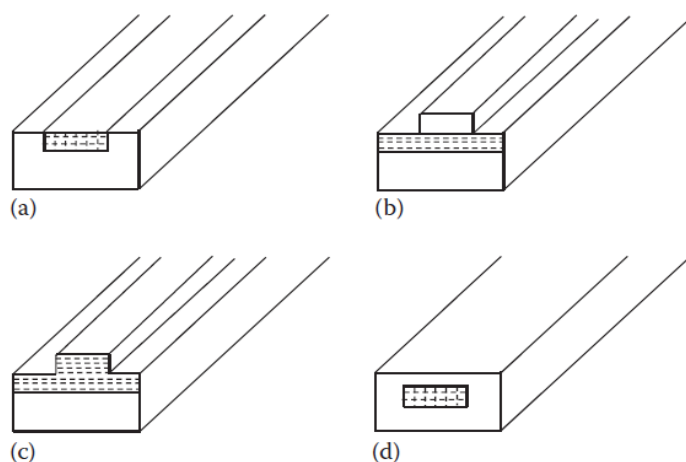


Рисунок 1.2 – Приклади двовимірних оптичних хвильоводів: (а) вбудований стрічковий напрямний, (b) стрічковий напрямний, (c) ребропровідник і (d) занурений провідник

Останніми роками сфера застосування оптичних технологій у сфері приладобудування та датчиків зробила значний стрибок із доступністю оптичних волокон із низькими втратами та відповідних оптоелектронних компонентів. Переваг і потенціалу волоконно-оптичних хвильоводів у зондуванні та приладобудуванні багато. Деякі з ключових особливостей цієї нової технології, яка пропонує значні переваги порівняно зі звичайними електричними датчиками, полягають у наступному: оскільки волокно є діелектриком, сигнал, що передається через нього, захищений від електромагнітних перешкод (ЕМІ) і радіочастотних перешкод, іскробезпечний у вибухонебезпечні середовища, високонадійні та безпечні без ризику пожежі/іскри, ізоляція під високою напругою та відсутність контурів заземлення, а отже, уникає будь-якої необхідності ізолювальних пристроїв, таких як опт опара [14]. Крім того, волокно має низький об'єм і вагу, наприклад, 1 км кремнеземного волокна 200 мкм важить лише 70 г і займає об'єм ~ 30 см²; як точкові датчики, їх можна використовувати для визначення зазвичай недоступних областей без збурення переданих сигналів. Волоконно-оптичні датчики є потенційно стійкими до ядерного чи іонізуючого випромінювання, і їх можна легко з'єднати з оптичними волокнами телекомунікаційного класу з низькими втратами для дистанційного зондування та вимірювань, розташувавши керуючу електроніку для світлодіодів/лазерів і детекторів далеко (може навіть бути на відстані десятків кілометрів) від головки датчика [15]. Велика смуга пропускання, властива волокну, дає можливість мультиплексування великої кількості індивідуально адресованих точкових датчиків у волоконно-оптичній мережі для розподіленого зондування, тобто безперервного зондування вздовж довжини чутливого волокна в кількох локалізованих

точках; їх можна легко використовувати в хімічній і переробній промисловості, моніторингу здоров'я цивільних структур, біомедичних приладах тощо завдяки їхнім додатковим характеристикам, таким як малий розмір, механічна гнучкість та хімічна інертність. Ці переваги були достатніми для залучення інтенсивних науково-дослідних робіт у всьому світі для розробки волоконно-оптичних датчиків. Зрештою це призвело до появи різноманітних волоконно-оптичних датчиків для точного визначення та вимірювання фізичних параметрів і полів, наприклад тиску, температури, рівня рідини, показника заломлення рідини, рН рідини, антитіл, електричного струму, обертання, переміщення, прискорення, акустичні, електричні та магнітні поля тощо [16]. Початкові розробки були зосереджені переважно на військових застосуваннях, таких як волоконно-оптичні гідрофони для підводних і підводних застосувань, а також гіроскопи для застосувань на кораблях, ракетах і літаках. Поступово з'явилася велика кількість цивільних заявок. Протягом 1970-х років Технологія оптичних волокон для телекомунікацій розвивалася швидкими темпами після повідомлення про перше кремнеземне оптичне волокно з низькими втратами (< 20 дБ/км), яке супроводжувалося роботою напівпровідникових лазерних діодів при кімнатній температурі протягом довгих годин без деградації. - датування, а також високоефективні фотоприймачі (ФП). Дослідники незабаром зрозуміли, що характеристики передачі оптичних волокон демонструють сильну чутливість до певних зовнішніх збурень, подібних до вигинів, мікровигинів і тиску. У той час було витрачено багато зусиль, щоб зменшити чутливість оптичних волокон, що несуть сигнал, до таких зовнішніх впливів за допомогою відповідних конструкцій профілів показника заломлення волокна та геометрії кабелів. Альтернативна школа думки скористалася цими спостереженнями та почала використовувати цю чутливість оптичних волокон до зовнішніх впливів, по суті представляючи різноманітність вимірюваних величин для створення великої різноманітності датчиків і приладів. Це відгалуження волоконно-оптичних телекомунікацій незабаром побачило бурхливу науково-дослідну діяльність у всьому світі з використання оптичних волокон для зондування [17].

1.2 Класифікація волоконно-оптичних датчиків

Сьогодні волоконно-оптичні датчики відіграють важливу роль у промислових, медичних, аерокосмічних і побутових застосуваннях. Загалом, волоконно-оптичний датчик можна класифікувати як внутрішній або зовнішній (Culshaw 2006) [18]. У внутрішньому датчику фізичний

параметр/ефект, який необхідно відчутти, модулює властивості передачі чутливого волокна, тоді як у зовнішньому датчику модуляція відбувається поза волокном, як показано на рисунку 1.1. У першому випадку одна або кілька фізичних властивостей спрямованого світла, наприклад, інтенсивність, фаза, поляризація та довжина хвилі/колір, модулюються вимірюваними величинами, тоді як у другому випадку волокно просто діє як канал для транспортувати світловий сигнал від головки датчика до PD/оптичного вимірювача потужності для виявлення та кількісного вимірювання [19].

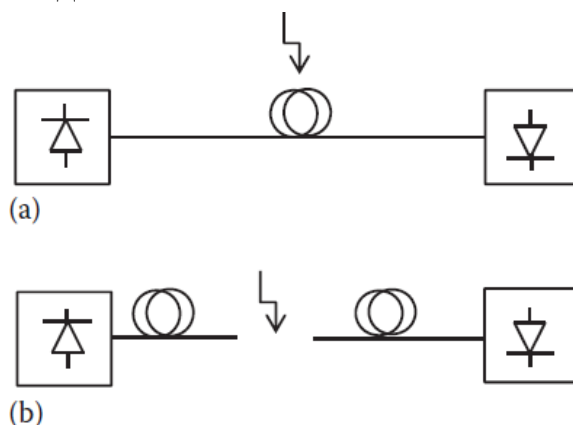


Рисунок 1.3 – Приклади (а) внутрішніх (б) зовнішніх волоконних датчиків; у внутрішньому датчику вимірювані величини індукують модуляцію однієї з характеристик спрямованого світла, тоді як у зовнішніх датчиках індукована вимірюваною величиною модуляція відбувається поза волокном, наприклад, тут, у проміжку між двома волокнами. Вимірювана величина налагоджується детектором/вимірювачем потужності

Таблиця 1.1 – Різні схеми модуляції світла вимірюваною величиною

Type of Information	Physical Mechanism	Detection Circuitry	Typical Example
Intensity	Modulation of light by emission, absorption, or refractive index change	Analog/digital	Pressure, displacement, refractive index, temperature, liquid level
Phase	Interference between measurand-induced signal and reference in an interferometer	Fringe counting, intra-fringe detection	Hydrophone, gyroscope, magnetometer, pressure
Polarization	Changes in gyrotory optical tensor	Polarization analyzer and amplitude comparison	Magnetic field, large current measurement, e.g., in a busbar
Wavelength	Spectral-dependent variation of absorption and emission	Amplitude comparison at two fixed wavelengths	Temperature measurement

Чотири з найбільш часто використовуваних волоконно-оптичних

методів зондування базуються або на модуляції інтенсивності, або на інтерферометрії, або на флуоресценції, або на спектральній модуляції світла, що використовується в процесі зондування (див. Таблиця 1.1). Проте з цих чотирьох датчиків із модуляцією інтенсивності та фазової модуляції пропонують найширший спектр волоконно-оптичних датчиків.

Перевага датчиків з модуляцією інтенсивності полягає в їх простоті конструкції та сумісності з технологією багатомодового волокна [20]. Фазово-модульовані волоконно-оптичні датчики обов'язково вимагають інтерферометричних вимірювальних установок із пов'язаною складністю конструкції, хоча, як ми побачимо далі в цьому розділі, теоретично вони пропонують на порядки вищу чутливість порівняно з датчиками з модуляцією інтенсивності.

У решті розділу буде описано функціональні принципи та зразки різноманітних волоконно-оптичних датчиків як універсальної сенсорної технологічної платформи. Кілька інших розділів у цій книзі обговорюють додаткові деталі цього підходу оптичного зондування з рекомендаціями для майбутніх розробок.

Волоконні датчики з модуляцією інтенсивності

Волоконно-оптичні датчики з модуляцією інтенсивності є найбільш широко вивченими волоконно-оптичними датчиками (Medlock 1987, Krohn 1988, Pal 1992a,b) [21]. Загальну конфігурацію датчика з модуляцією інтенсивності можна зрозуміти з рисунка 1.4, (та наведено в додатку А рис.1), на якому сигнал базової смуги (вимірювана величина) модулює інтенсивність світла, що поширюється через волокно, яке виконує роль головки датчика. Результируюча огинаюча модуляції відображається на виході напруги детектора, який після калібрування можна використовувати для отримання вимірюваної величини. Альтернативний еквівалент попереднього Таблиця 1.1в алгебраїчному форматі зображено на Рисунку 1.5. Модуляція інтенсивності може бути досягнута різними способамихеми, наприклад, зміщення одного волокна відносно іншого, тип затвора, тобто змінне ослаблення світла між двома комплектами вирівняних волокон, збір модульованого світла, відбитого від цілі, що піддається впливу вимірюваної величини, і модуляція втрат світло в ядрі або через згинання, мікрозгинання або короткочасне з'єднання з іншим волокном/носієм.

Загальна класифікація волоконно-оптичних датчиків з модуляцією інтенсивності схематично зображена на рисунку 1.6, (та наведено в додатку А рис.2). На цьому рисунку показано приклад змінного ослаблення світла, що проходить через вхідне та приймальне волокно, викликане вимірюваною

величиною, а також загальний приклад світла від джерела, яке зазнає модуляції, викликані вимірюваною величиною, через відбиття від діафрагма, що піддається впливу середовища зі змінним тиском або через відбиття/розсіювання від хімічного середовища, яке може бути каламутним розчином або розчином, який флуоресцує під час збудження світлом відповідної довжини хвилі [22].

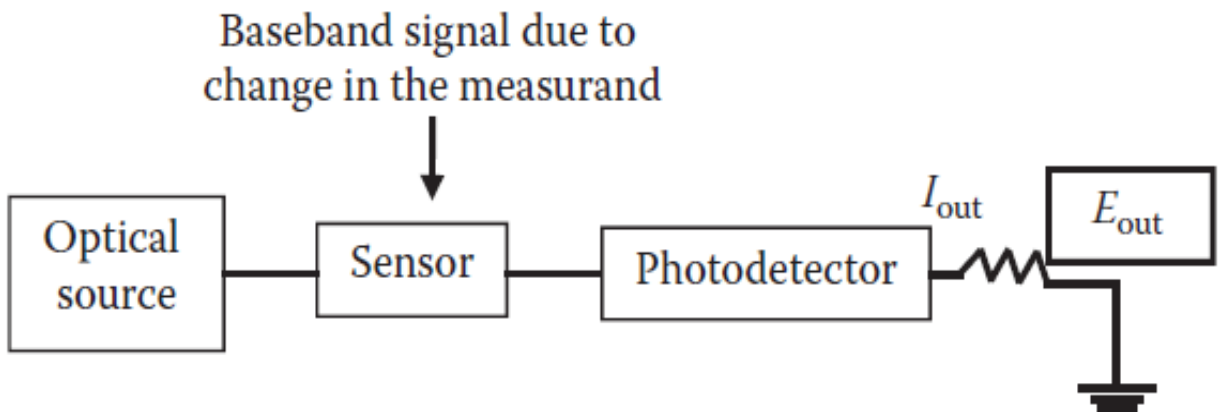


Рисунок 1.4 – Загальний принцип волоконно-оптичного датчика з модуляцією інтенсивності, в якому I_{out} представляє модульований оптичний вихід в оптичній ланцюзі зі спрямованою хвилею, а E_{out} є огинаючою модуляції у вихідній напрузі

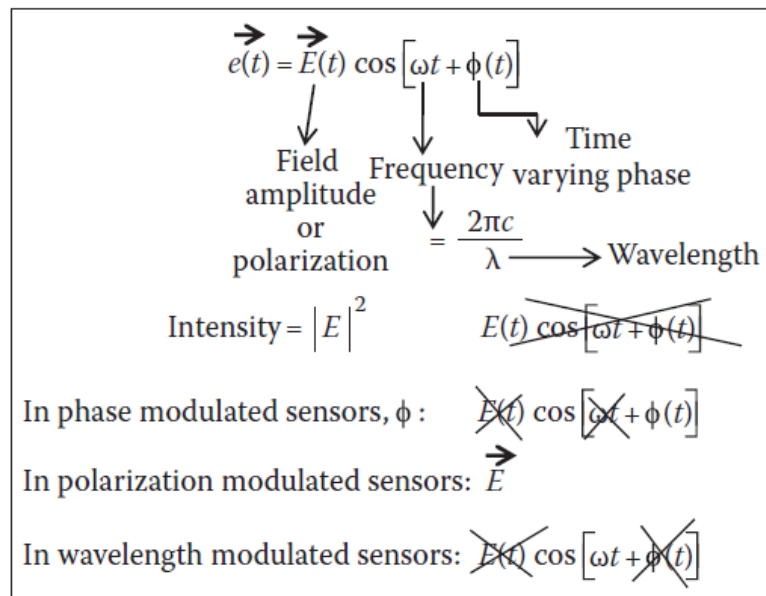


Рисунок 1.5 – Алгебраїчна інтерпретація різних схем модуляції

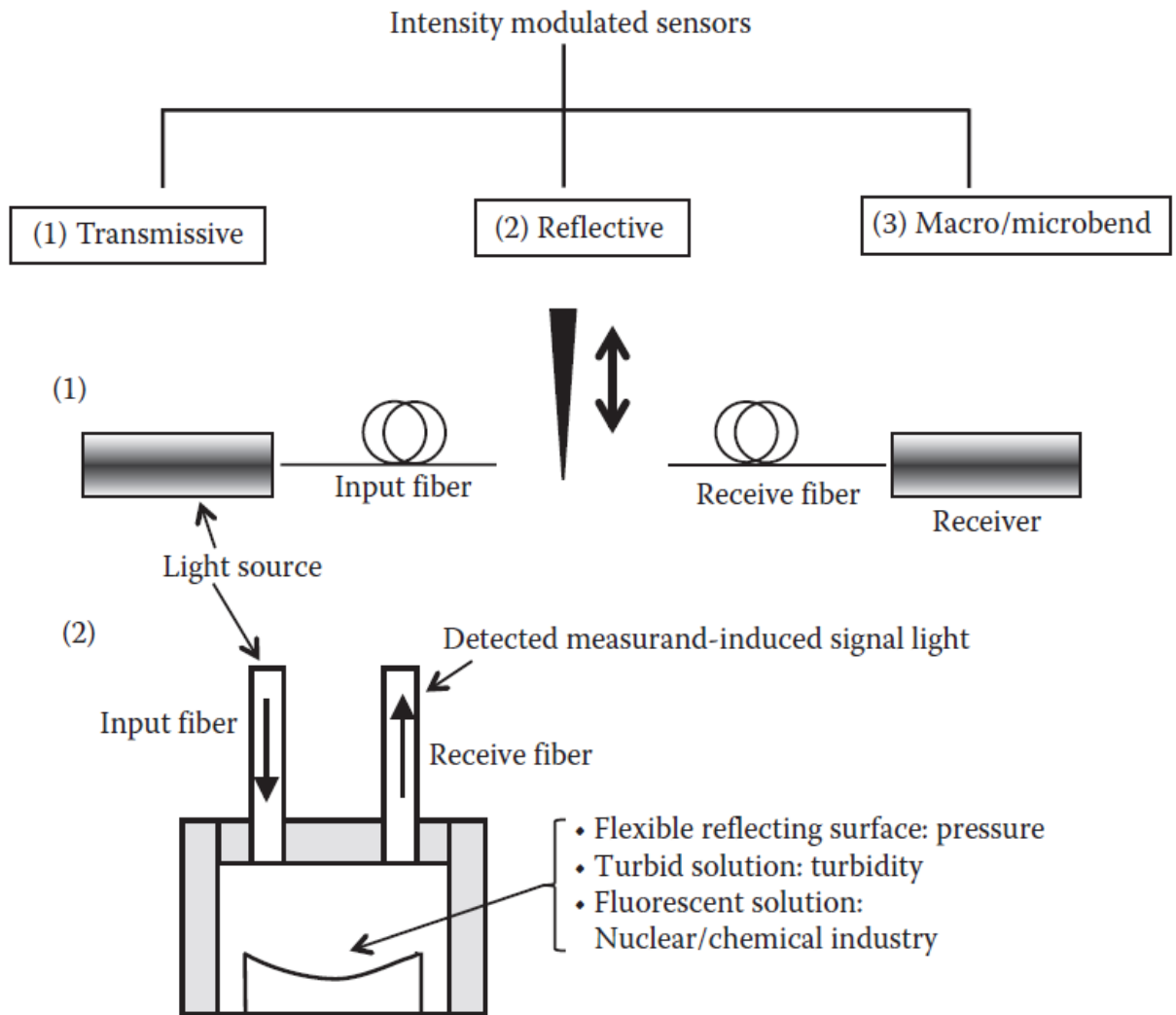


Рисунок 1.6 – Класифікація датчиків з модуляцією інтенсивності: (1) модуляція світла, що проходить через проміжок між двома волокнами, викликана вимірюваною величиною; (2) викликана вимірюваною величиною модуляція відбитого світла від гнучкого відбивача, що покриває середовище під тиском, або фіксованого відбивача в кінці каламутного або флуоресцируючого розчину

Одним із важливих заходів, які необхідно звернути на всі датчики з модуляцією інтенсивності, є компенсація будь-яких змін/коливань інтенсивності джерела світла, що використовується під час вимірювань. Це можна легко вирішити/врахувати, запустивши світло через волоконно-відвідний з'єднувач, щоб інтенсивність відведеного світла безперервно контролювалася за допомогою вимірювача часткових розрядів/потужності як еталонного; відношення зміни інтенсивності світла, викликані вимірюваною величиною, завжди береться відносно цієї еталонної інтенсивності [23].

Модуляція інтенсивності через переривання світла між двома багатомодовими волокнами

Індуковану вимірюваною величиною модуляцію зв'язку світла в проміжку між двома волокнами можна використати для виявлення порогового тиску, звукової хвилі, порогового рівня рідини тощо. У найпростішій формі (див. Рисунок 1.6, трансмісійного типу), перехоплювач у формі леза ножа, наприклад, встановлений на діафрагмі, яка використовується як кришка барокамери, може бути використаний для виявлення/контролю, якщо тиск перевищив заздалегідь визначене порогове значення за допомогою відповідних калібрування. Оптиковолоконні мікроперемикачі, засновані на цьому основному принципі, комерційно пропонуються для виявлення зміщення (наприклад, з клапанами випуску тиску) у небезпечних середовищах (Пітт та ін., 1985) [24]. Подібним чином, якщо рівень рідини перевищує заздалегідь визначений пороговий рівень/висоту, при якому два волокна зберігаються ідеально вирівняними з невеликим повітряним зазором (приблизно кілька мікрометрів) між стінками резервуара/контейнера для рідини на певній висоті. , то сигнал тривоги може спрацювати для вжиття коригувальних дій, як тільки рівень рідини підніметься до цієї висоти. Ця конфігурація особливо приваблива, якщо рідина є потенційним джерелом пожежі, як бензин, оскільки в процесі вимірювання немає ймовірності електричної іскри. В альтернативній версії для виявлення звуку або зміщення одне з цих двох волокон встановлюється на акустично керовану вібраційну основу/тримач з невеликою довжиною волокна, що тягнеться від свого тримача як консоль, а інше тримається на фіксованій основі. Спочатку, без впливу вимірюваної величини, два волокна зберігаються ідеально вирівняними завдяки максимальному збільшенню пропускної здатності через повітряний зазор між ними. Тоді, коли звук увімкнено, відповідна вібрація модулюватиме світло, що проходить через проміжок між двома волокнами, що може бути виявлено та демодульовано/оброблено для вимірювання частоти звуку. Зсув між волокнами на один діаметр серцевини призведе до приблизно 100% модуляції інтенсивності світла. Приблизно перші 20% зсуву дають лінійний вихід, пристрій виявляє глибокі рівні шуму в діапазоні частот від 100 Гц до 1 кГц і поперечні статичні зміщення до кількох ангстрем. Для більш високої точності вимірювань використовувалися дві протилежні решітки в одному такому фактичному пристрої режиму затвора (як показано на рисунку 1.7, в якому акустичні хвилі падали на гнучку діафрагму з гуми товщиною 1,5 мм і діаметром 2 см), до якої була прикріплена одна з решіток; інший був встановлений на жорсткій опорній плиті корпусу. Ці решітки були

виготовлені на двох скляних підкладках $9 \times 3 \times 0,7$ мм³, на яких було створено квадратний візерунок решітки розміром 1,16 мм зі смужкової маски 5 мкм за допомогою техніки знімання фоторезисту через випаровування хрому при 1200 Å. Рідина для узгодження індексів була вставлена між ґратами, які були вирівняні під мікроскопом таким чином, що вони були паралельні та зміщені відносно одна одної на половину ширини смуги, щоб гарантувати, що датчик працює в області максимальної та лінійної чутливості [25].

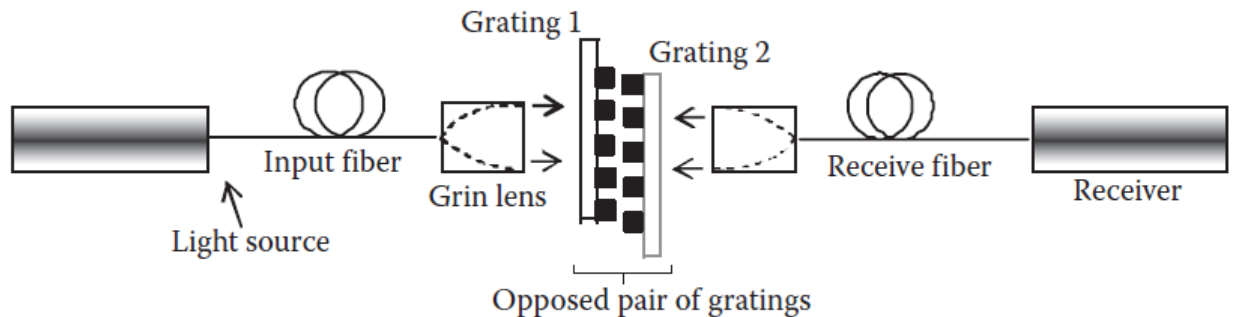


Рисунок 1.7 – Схема датчика акустичного поля/тиску на основі протилежних ґраток, розміщених у зазорі між парою багатомодових волокон: решітка 1 (прикріплена до діафрагми) рухається вимірюваною величиною відносно решітки 2 (закріплена на основі); пара мікролінз GRIN використовувалася для колімації світла (від вхідного волокна) і фокусування (у приймаючому волокні)

Область перекриття двох предметних стекол була запечатана м'якою епоксидною смолою, як RTV, що дозволило розміщення однієї решітки відносно іншої, а також забезпечували пружну відновлюючу силу. Волокна склалися з двох пластикових волокон діаметром 200 мкм, покритих пластиком. Вихідне світло He-Ne лазера від вхідного волокна було колімовано за допомогою прикріпленої до нього лінзи GRIN Selfoc [26]. Цей колімований промінь після проходження через вузол решітки був перефокусований за допомогою другої лінзи GRIN на вхідний кінець приймального волокна; ця процедура призвела до ізоляції вхідної та вихідної сполучної оптики від ґраток. Було показано, що такий пристрій чутливий до акустичного тиску менше ніж 60 дБ (відносно 1 мкПа) у частотному діапазоні від 100 Гц до 3 кГц, і він може розпізнавати відносні зміщення всього лише кілька ангстрем з динамічним діапазоном 125 дБ. Перед тестуванням внутрішню частину датчика заповнили дистильованою водою через отвір для скидання тиску. Крім того, він був відносно нечутливим до статичного тиску та добре реагував на коливання змінного тиску для використання як гідрофон [27].

Відбиваючі волоконно-оптичні датчики

У відбивних датчиках вимірювана величина викликає модуляцію світла, відбитого від поверхні, що відбиває. У своїй найпростішій формі волоконно-оптичний зонд із Y-роз'єднувачем, що складається з двох багатомодових волокон, з'єднаних/сплавлених уздовж певної частини їхньої довжини (два пучки волокон також можуть бути замінені на їх місці) для формування дільника потужності, становить відбиваюче волоконно-оптичний датчик. Наприклад, якщо світло вводиться через порт 1 Y-подібного дільника потужності на світловідбиваючу діафрагму, а зібране назад відбите світло виходить через порт 3, його інтенсивність залежатиме від відстані відбиваючої цілі від волоконний зонд (див. Рисунок 1.8). Динамічний діапазон таких датчиків може бути розширений за рахунок використання лінзи, яка знаходиться між волоконним зондом і відбиваючою ціллю. Такі датчики можна використовувати для виявлення переміщення, тиску або навіть положення поплавця у витратомірі зі змінною площею [26]. Використання таких відбивних волоконно-оптичних датчиків було продемонстровано для визначення текстури поверхні (Uena 1973), потоку суспензії целюлози в трубі в діапазоні $\sim 1\text{--}10$ м/с (Окі та ін. 1975), тиску над діапазон ~ 100 psi [27-30], у медичних катетерах як перетворювач міжсерцевого тиску з чутливістю ~ 1 мм рт.ст. і лінійністю в діапазоні $0\text{--}200$ мм рт.ст. [31-35], вібрації [36,37], а також як волоконний лазерний доплерівський анемометр (волоконний LDA) [38].

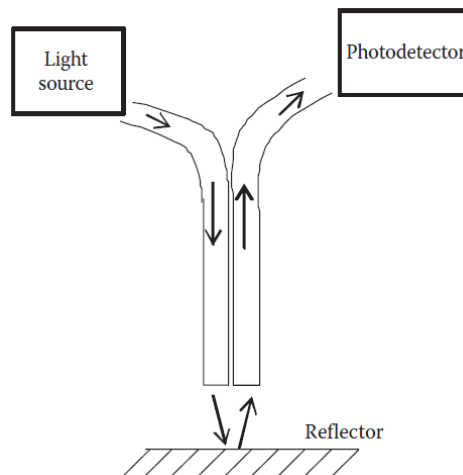


Рисунок 1.8 – Схема відбиваючого датчика, в якому одне волокно/пучок волокон передає світло від джерела до поверхні, що відбиває, а інше волокно/пучок волокон приймає відбите світло як канал для виявлення детектором

Волоконно-оптичний датчик рівня рідини

Порушене повне внутрішнє відображення використовується в

волоконно-оптичному датчику порогового рівня рідини, як показано на рисунку 1.9. Світло від джерела світла поєднується у волокно, яке закріплюється оптичним адгезивом на одному кінці основи 90° скляної мікропризми, а друге волокно також оптимально фіксується на іншому кінці основи призми до збирати повне внутрішньо відбите світло (TIR). Коли рівень рідини піднімається і торкається призми, відбувається невдалий TIR, і друге волокно більше не отримує світла, і, отже, вимірювач потужності негайно виявляє значне падіння сигналу. Цю конфігурацію датчика можна використовувати як пороговий цифровий датчик рівня рідини, який можна використовувати для зупинки, наприклад, електричного насоса, який часто використовується для заповнення верхнього резервуара для води для побутове використання. Таку саму конфігурацію також можна використовувати для спрацьовування сигналу тривоги після досягнення заданого рівня рідини, щоб уникнути розливу [40].

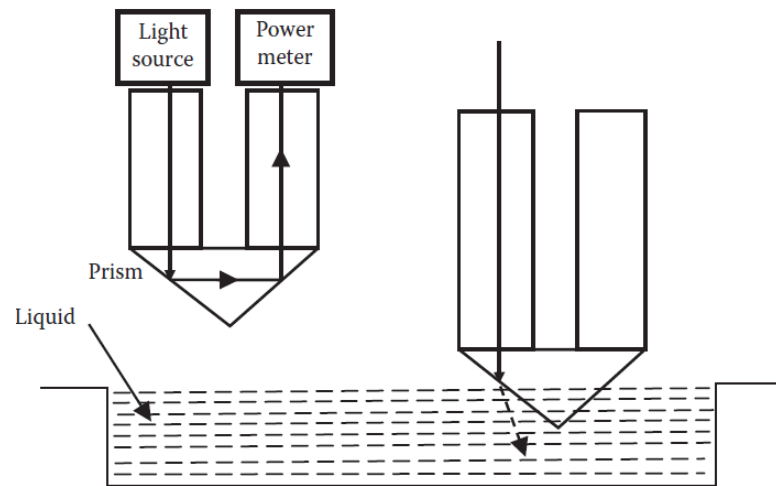


Рисунок 1.9 – Схема датчика рівня рідини, принцип роботи якого заснований на порушеному повному внутрішньому відбиванні, як описано в тексті

Волоконно-оптичний датчик мікровигину

Зовнішнє збурення, наприклад, введення вигину на волокні призводить до передачі втрати. Цей ефект необхідно враховувати при прокладанні волокна для використання в телекомунікаціях зв'язку, щоб ніде волокно не стикалося з тугим вигином. Простий експеримент, який передбачає запуск видимого лазерного світла, такого як He-Ne лазер, у волокно один раз, коли воно тримається прямим, і один раз, коли те саме волокно згинається в коло (наприклад, за допомогою петлі одного волокна навколо пальця експериментатора) негайно виявити, що волокно зазнає втрат випромінювання при вигині. Фізично це можна пояснити, оцінивши, що

фракційна модальна потужність, яка рухається в оболонці вздовж периферії зігнутого волокна, повинна рухатися зі швидкістю, вищою за швидкість місцевої плоскої хвилі світла, щоб підтримувати рівнофазні фронти через радіальні площини. Оскільки це фізично заборонено, частина модального поля випромінюється. На відміну від втрат передачі через постійну кривизну, спричинених вигином, якщо прокладка волокна проходить через послідовність дуже маленьких вигинів (див. Рисунок 1.10), то волокно демонструє втрати передачі через те, що називається втратою, спричиненою мікробендами у волокні. Фізично мікробенд призводить до перерозподілу потужності між модами волокна, а також до передачі деякої потужності від деяких керованих мод високого порядку до мод випромінювання і, отже, до втрати пропускної здатності [41-45]. За допомогою теоретичного аналізу пов'язаних мод можна показати, що сильний зв'язок між p -ю та q -ю модами волокна буде мати місце, якщо $\Delta\beta = |\beta_p - \beta_q|$ відповідає просторовому хвильовому числу ($=2\pi/\Lambda$) мікробендера. Це явище можна використати для виявлення різноманітних волоконно-оптичних датчиків. Спочатку вони використовувалися як гідрофони та датчики переміщення. Залежно від конфігурації мікробендера, те саме явище можна використати для створення волоконно-оптичного датчика, який можна використовувати для визначення кількох інших змін навколишнього середовища, таких як температура, прискорення, електричні та магнітні поля.

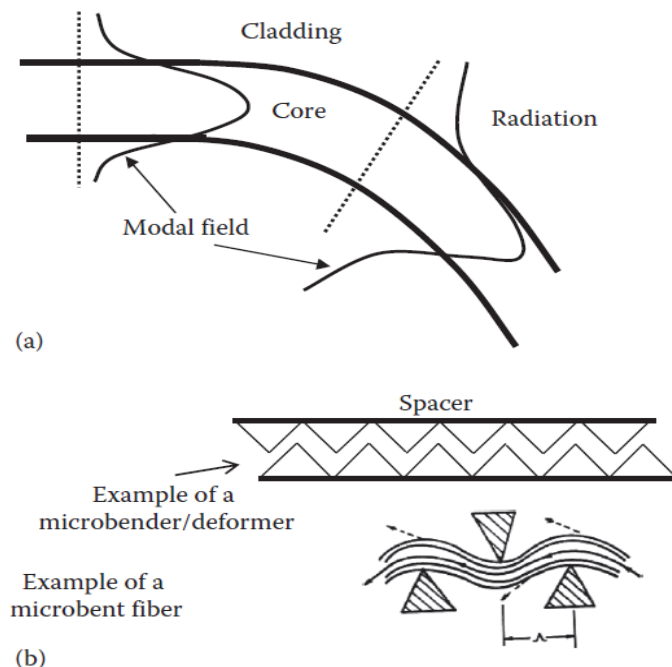


Рисунок 1.10 – Схематичний приклад волоконно-оптичного датчика з модуляцією інтенсивності (а) макробендину та (б) мікробендину; Λ представляє просторову довжину хвилі мікробендера

Наприклад, щоб функціонувати як датчик температури, деформатор повинен бути виготовлений з металу; для електричного поля це має бути п'єзоелектричний матеріал, а для магнітного поля – магнітострикційний матеріал. У таблиці 1.2 ми наводимо мінімальну відчутність різних змін навколишнього середовища, досяжних у таких волоконних датчиках мікровигину.

Таблиця 1.2 – Мінімальна можливість виявлення змін середовища

Environment	Minimum Detectability
Pressure	$3 \times 10^{-4} \text{ dyn/cm}^2$
Temperature	$4 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}$
Magnetic field	$9.6 \times 10^{-5} \text{ Oe}$
Electric field	$1.7 \times 10^{-1} \text{ V/m}$

Волоконно-оптичне хімічне зондування

Повідомлялося про різні форми волоконно-оптичних хімічних датчиків. Цікаве застосування датчиків мікрозгинів для хімічного зондування використовує відгалуження телекомунікаційної галузі, а саме оптичний рефлектометр у часовій області (OTDR), який широко використовується для моніторингу працездатності оптичної телекомунікаційної мережі. OTDR у поєднанні з локальними втратами на мікровигинах у волокні, спричиненими вимірюваною величиною, використовувався для розподіленого виявлення локального проникнення води в будівельні споруди або локального розливу нафти тощо (Maclean та ін. 2003). Основний функціональний принцип OTDR полягає в тому, що він фіксує знімок сигналу зворотного розсіювання від волокна, коли оптичний світловий імпульс надходить на його вхідний кінець. Характеристика сигналу зворотного розсіювання в термінах виявленого рівня потужності як функції довжини волокна вловлюється на самому вхідному кінці через волоконний сполучник, як показано на рисунку 1.11, (та наведено в додатку А рис.3). Місцевий сигнал в точці.

Оптичний імпульс (850 нм) вздовж волокна можна розрізнити на самій трасі OTDR, оскільки вісь x траси OTDR відкалібровано за довжиною волокна, тоді як вісь y представляє рівень потужності захопленого сигналу. Будь-яка локальна втрата по довжині волокна буде відображена як падіння рівня сигналу в цьому місці на трасі OTDR.

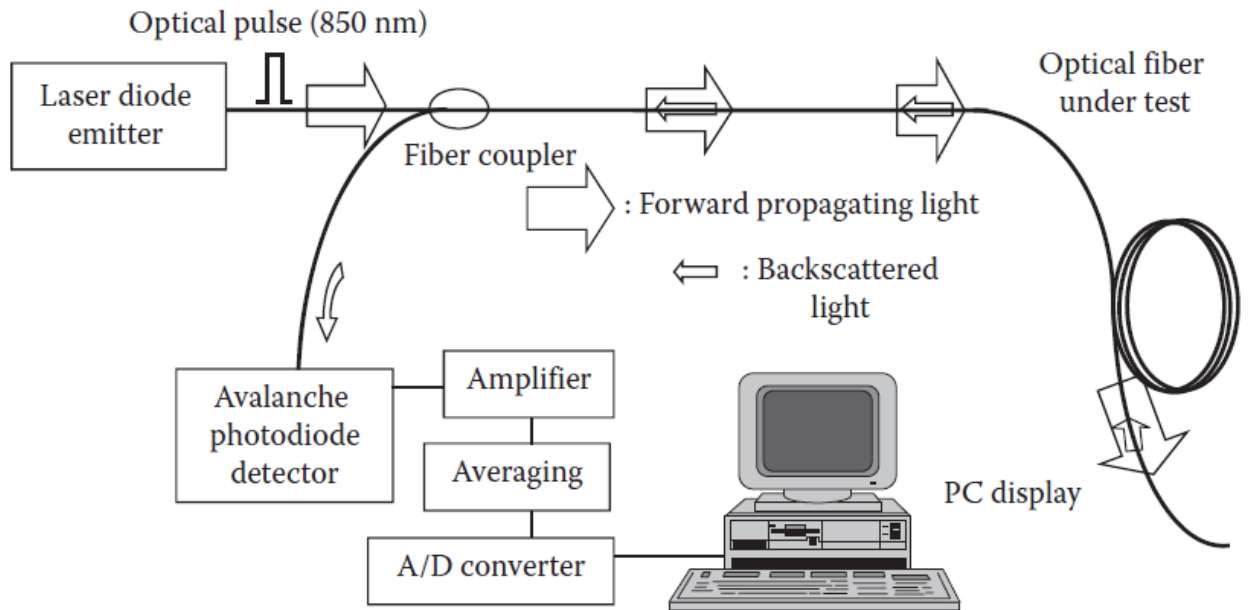


Рисунок 1.11 – Схема волоконно-оптичного датчика з модуляцією інтенсивності на основі OTDR

На рисунку 1.12а представлено схему конфігурації оптоволоконного кабелю. Ці кабелі призначені для розподіленого вимірювання мікровигинів. Спеціальний полімерний матеріал у формі гелю, який набухає через потрапляння води, наприклад, оточує центральний стрижень GRP; ця комбінація утримується вздовж кабелю разом із багатомодовим оптичним волокном за допомогою спіральної обмотки кевларовою мотузкою навколо полімеру. Загальна комбінація утримується в захисній оболонці з мікропорами. Якщо в будь-якому місці вздовж прокладки кабелю буде локальний розлив води, вода проникне в кабель через ці пори, і хімічно активний гідрогель розбухне через поглинання води. Відповідно, розбухлий гелю спричинить локальне мікровигинання волокна всередині кабелю (див. Рисунок 1.12b) і, отже, внесе там локальні втрати, які можуть бути миттєво зафіксовані на трасі OTDR, як показано на Рисунку 1.12c. Той самий принцип може бути використаний для виявлення розливу інших рідин, наприклад бензину, якщо гідрогель замінити іншим гелем, який розбухає через поглинання бензину, тобто потрібно зібрати інший спеціальний кабель із спеціальним гелем. Для цієї мети. Таким чином можна було б спроектувати та виготовити оптоволоконні кабелі датчиків, розроблені на замовлення для визначення розливу рідин, таких як бензин, гас, дизель, сира нафта тощо.

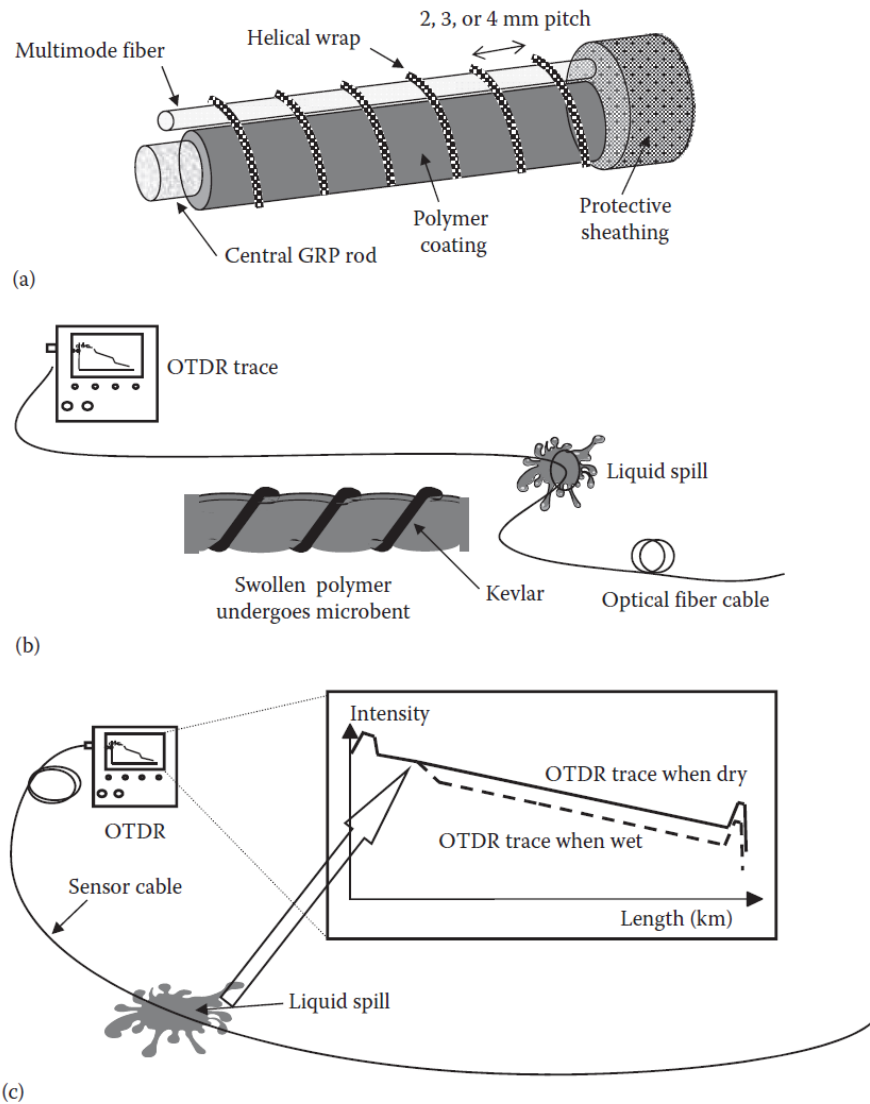


Рисунок 1.12 – (а) Схема конфігурації оптоволоконного кабелю для оптоволоконного датчика мікробента; (б) частина поперечного перерізу волокна мікробенту внаслідок набухання полімеру через потрапляння води або рідини хімічних речовин, і результуючий слід ОТДР від волокна; (с) схема рефлектометра від волоконно-чутливого кабелю в сухих і вологих умовах

Ще один приклад оптоволоконна хімічне зондування показано на рисунку 1.13, який схематично зображує вимірювання шляхом збудження та збирання флуоресцентного випромінювання. Оскільки флуоресценція характерна для матеріалу, її спектроскопічне вимірювання може дати інформацію про присутність і концентрацію в розчині. Для таких вимірювань можна використовувати волоконно-оптичні зонди різної конструкції. Ці зонди також називаються в літературі оптродами [46-50].

Загальна схема оптичного датчика на основі оптрода показана на рисунку 1.14а, а кілька можливих прикладів поперечних перерізів оптрода

показані на рисунку 1.14b. Такий датчик на основі оптродів знаходить застосування в біомедичній оптиці в онкології, наприклад, для виявлення ракових клітин, а також для діагностики та моніторингу анатомічних ділянок, тоді як у хімічній промисловості вони можуть бути корисними у небезпечних та агресивних середовищах, наприклад, кислотні, ядерні та легкозаймисті хімікати.

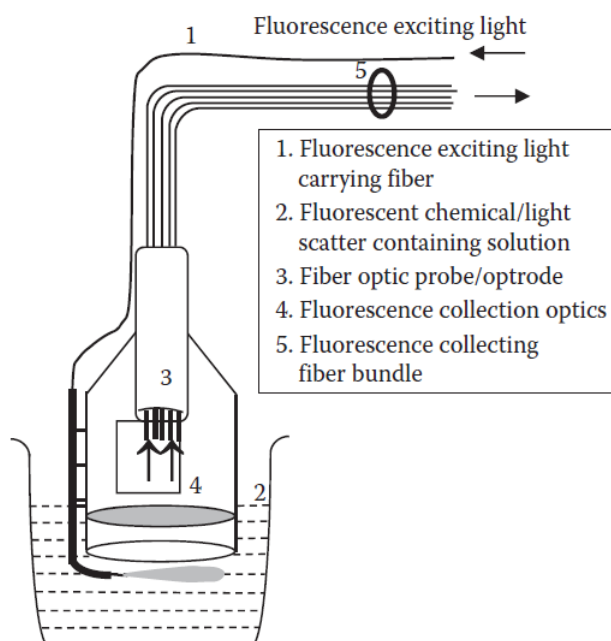
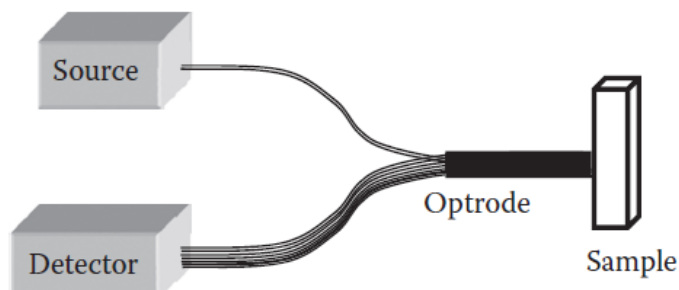
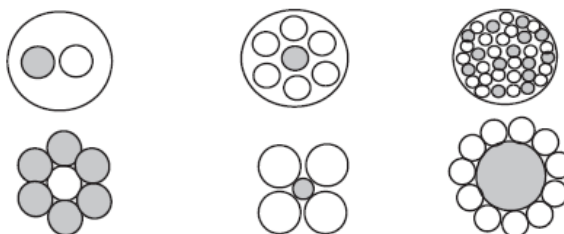


Рисунок 1.13 – Схематичний приклад оптоволоконного флуоресцентного датчика



(a)



(b)

Рисунок 1.14 – Схематичний приклад (a) а волоконно-оптичні флуоресценція датчик, в котрий флуоресценція збуджується і збирається через оптрод; (b) приклади кількох можливих варіацій поперечного перерізу

оптрода; освітлююче волокно позначено зафарбованими колами, а світлозбиральні волокна - незамкненими колами

Подібні оптроди також можна використовувати як відбивні датчики, згадані в розділі 1.2.3, використовуючи центральне волокно як несуче світло зонда та збираючи відбите світло від відбиваючої поверхні через периферійні волокна. Так само можна використовувати для вимірювання розсіяного світла від розчину, наприклад, для вимірювання каламутності. У конфігурації датчика каламутності (див. рис. 1.15), розсіяне світло від каламутного розчину збирається після відбиття від увігнутого дзеркала. Каламутність конкретного розчину можна оцінити через сумарний коефіцієнт взаємодії, який визначається як сума коефіцієнтів поглинання та розсіювання.

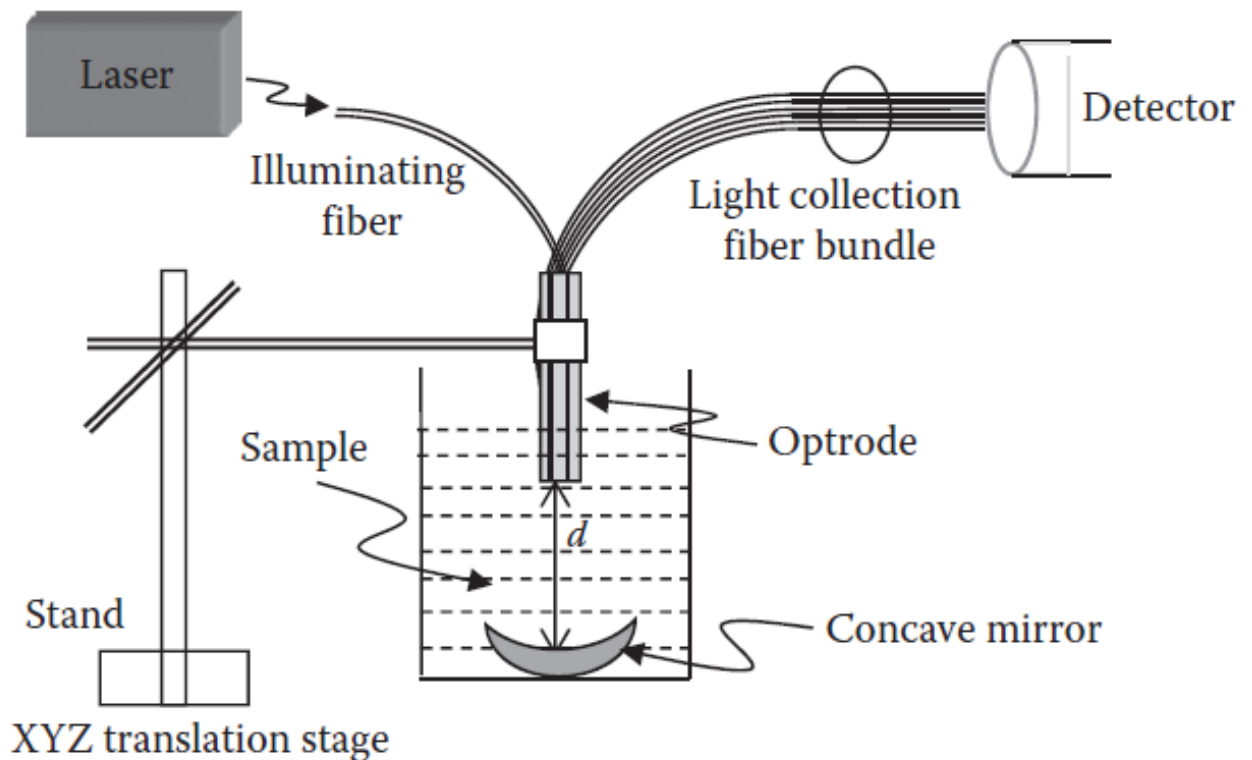


Рисунок 1.15 – Схема експериментальної установки для збору розсіяного світла від зразків

Можна знайти численні результати моделювання за методом Монте-Карло (див. рисунок 1.16а) щодо збору світла на основі оптрода з посиланням на експериментальну установку (показану на рисунку 1.15) з каламутного розчину та відповідні експериментальні результати (рисунок 1.16б).

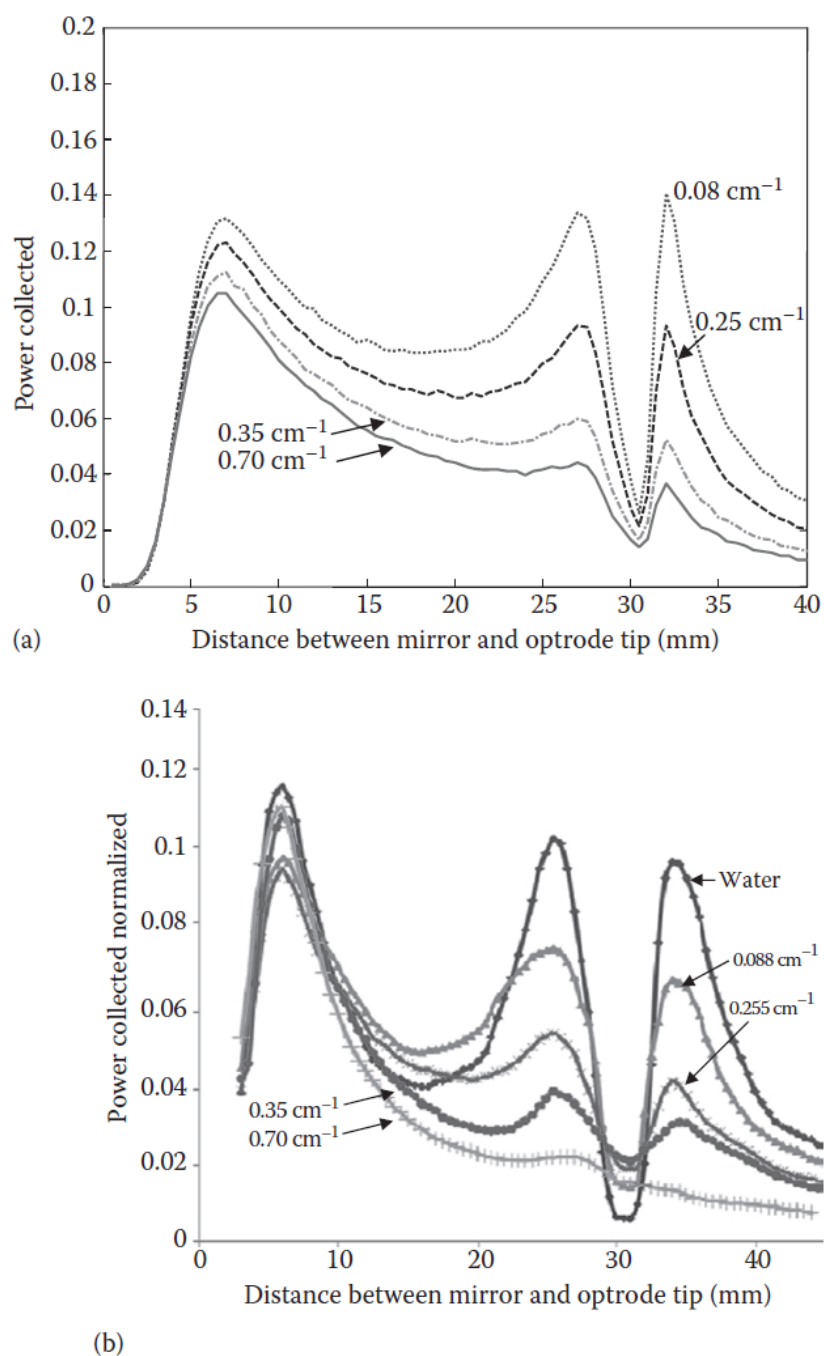


Рисунок 1.16 – (а) Результати моделювання методом Монте-Карло для зібраної потужності як функції d для різних зразків каламутного розчину, кожен з яких характеризується різним коефіцієнтом взаємодії (μt), який позначає різні криві; (б) експериментальні результати для зібраної потужності як функції d для різних зразків каламутного розчину, кожен з яких характеризується різним коефіцієнтом взаємодії (μt), який позначає різні криві

Волоконно-оптичний рефрактометр

Розпізнавання показника заломлення є важливою характеристикою в багатьох галузях хімічної промисловості. Рефрактометр на основі

багатомодового волокна, базується на багатомодовому волокні з силікатною серцевиною, покриті пластиком, має невелику конічну секцію. На рисунку 1.17 представлена геометрія такого конічного волокна.

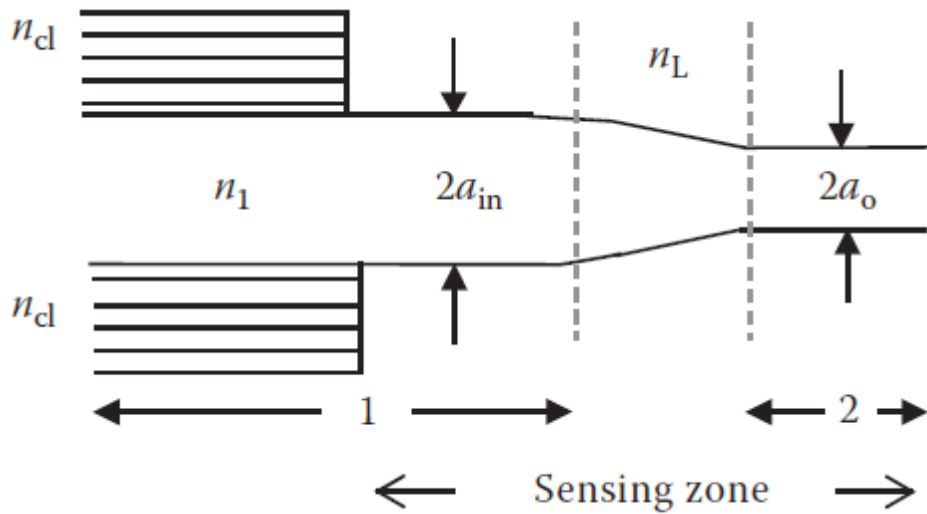


Рисунок 1.17 – Рефрактометр на основі конічного багатомодового волокна

Конічну частину можна розглядати як з'єднання двох волокон: #1 з діаметром серцевини $2a_{in}$ і #2 з діаметром серцевини $2a_o$ ($a_o < a_{in}$). Волокна №1, №2 та конічна зона сполучення мають однакові показники заломлення серцевини та оболонки n_1 та n_2 відповідно, за винятком початкової ділянки волокна №1, у якій показник оболонки становить n_{cl} , тобто пластикове покриття. Керована мода з ефективним індексом n_{e1} ($=n_1 \cos \theta_1$, θ_1 є характерним кутом поширення моди) у волокні №1 перетворюється на відповідний ефективний індекс n_{e2} характеристичної моди у волокні як

$$n_{e2} = \left[n_1^2 - R^2 (n_1^2 - n_{cl}^2) \right]^{1/2}$$

де $R (=a_{in}/a_o)$ – коефіцієнт конусності. Щоб режим керувався у волокні №2, потрібно

$$n_{e1} \geq \left[n_1^2 - \frac{n_1^2 - n_L^2}{R^2} \right]^{1/2} \equiv n_{e1}^{\min}$$

Якщо P_o представляє загальну потужність, що надходить у напрямлені моди волокна №1, то потужності в режимах з $n_{e1} > n_{e1}^{\min}$ буде надано

$$P_b = P_o \frac{n_1^2 - n_L^2}{R^2 (n_1^2 - n_{cl}^2)}$$

Таким чином, з рівняння 1.3 видно, що потужність, що подається на волокно №2 через конус, лінійно збільшується з пропорційним зменшенням n^2 . Цей результат був використаний для конструювання волоконний рефрактометр на основі волокна з кремнеземним сердечником, покритого пластиком, з невеликої частини якого було видалено пластик, а потім цю оголену частину волокна перетворили на конус шляхом нагрівання та розтягування в полум'яному пальнику. Конічну зону занурювали в рідину з показником заломлення nL ($<n1$). Занурюючи конус у ряд інших рідин, ретельно очищаючи конусну зону щоразу належним чином, і контролюючи відповідну потужність, що досягає волокна №2, можна створити калібрувальну криву для даної конусності волокна. Таким чином, вимірювання вихідної потужності, що виходить з волокна №2 для рідини з невідомим показником заломлення, дасть показник заломлення цієї рідини. В принципі та ж техніка може бути використана для побудови волоконно-оптичного датчика температури шляхом інкапсуляції конуса металевою капсулою, наповненою термооптичною рідиною, показник заломлення якої змінюється залежно від температури. Насправді кремнеземні волокна, покриті пластиком, забезпечують чудову платформу для конфігурації ряду волоконно-оптичних датчиків із модуляцією інтенсивності. Наприклад, невелику оголену ділянку такого волокна можна покрити золь-гелевим матеріалом для утворення пористої оболонки, яку можна використовувати як підкладку для захоплення газу/рідини, яка утворить там локальну оболонку і, отже, модулюватиме інтенсивність світла, що поширюється в цій області. Демодуляція цього пропущеного світла може дати інформацію про цей газ/рідину.

Волоконно-оптичний датчик на основі полірованих збоку волоконних напівмуфт

Полірований збоку одномодовий оптоволоконний напівперехідник (SP-SMF) забезпечує універсальність сенсорна технологічна платформа, в якій можна використовувати фазовий резонансний зв'язок SP-SMF з багатомодовим накладним хвилеводом (MMOW). Високочутливий температурний датчик, заснований на зв'язку швидкоплинного поля між полірованою волоконною напівпарою (SPFHC) і термооптичним MMOW, був розроблений і реалізований у статті [28] (див. рис. 1.18).

Така структура, по суті, функціонує як асиметричний спрямований зв'язувач із характеристикою затримки смуги, яка пояснюється залежним від довжини хвилі резонансним зв'язком між режимом SPFHC та одним або декількома режимами MMOW. Чутливість приладу до довжини хвилі

становила $\sim 5,3 \text{ nm}/^\circ\text{C}$ в діапазоні вимірювань $26^\circ\text{C} - 70^\circ\text{C}$; ця чутливість більш ніж у п'ять разів вища порівняно з раніше зареєстрованими температурними датчиками такого типу. SPFHC було виготовлено шляхом селективного полірування оболонки з одного боку зігнутого телекомунікаційного стандартного одномодового волокна, а MMOW було сформовано поверх SPFHC за допомогою спінінгового покриття. Напівчисловий строгий аналіз нормального режиму використовувався на етапі проектування шляхом включення ефекту кривизни прокладки волокна в блоці напівмуфти та результуючого z-залежного механізму швидкоплинного зв'язку. Узгодженість між теоретичними та експериментальними результатами була чудовою.

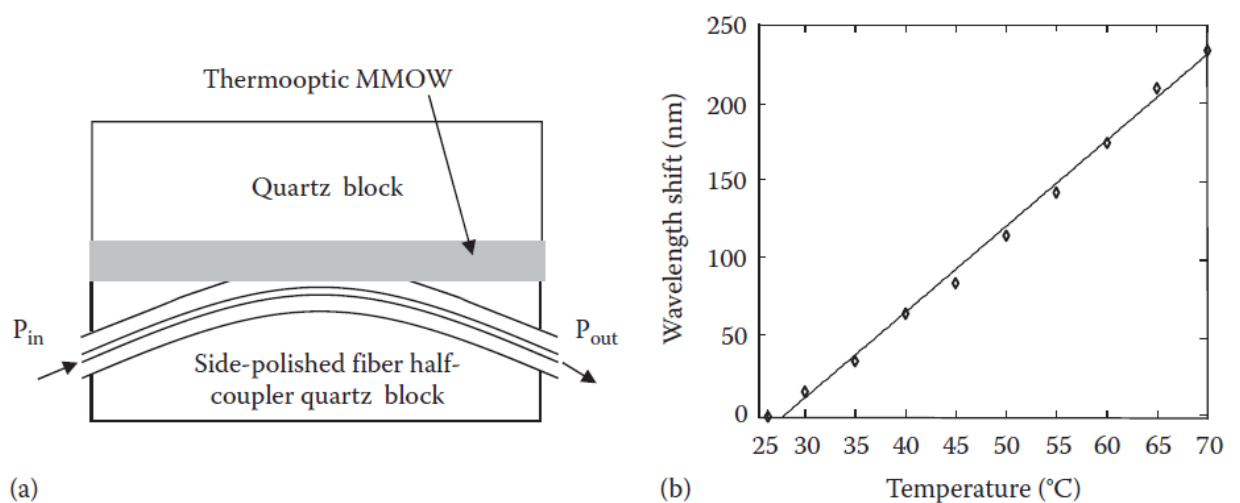


Рисунок 1.18 – (а) Принципова діаграма чутливого пристрою; (б) зміщення резонансної довжини хвилі з температурою (суцільна крива є лінійною підгонкою через точки експериментальних даних)

Діапазон температур, який можна вимірювати цим датчиком, був обмежений термооптичним накладним матеріалом, який використовувався; можна вибрати інший відповідний матеріал MMOW відповідної товщини, щоб адаптувати такий пристрій для вимірювання температури в інших діапазонах.

1.3 Інтерферометричні волоконно-оптичні датчики

Інтерферометричні волоконно-оптичні датчики є надвисокочутливими датчиками, які базуються на інтерферометричних вимірюваннях зміни фази світла, що поширюється у волокні, викликаній вимірюваною величиною. Ці датчики пропонують величезний потенціал у різноманітних застосуваннях, особливо для високочутливих вимірювань вимірюваних величин низької

величини. Часом їх надчутлива природа створює проблему для точного вимірювання вимірюваної величини через чутливість до навколишніх умов, і, отже, обробка сигналу вимірюваного параметра є важливою проблемою. Чутливість інтерферометра до вимірюваної величини включає два основні критерії: ефективність інтерфейсу між вимірюваною величиною та оптичною затримкою у волокні та здатність одночасно відкидати заважаючі вимірювані величини. Фазова чутливість змінюється залежно від вимірюваної величини, наприклад, у випадку деформації, приблизно 10 рад на мікродеформацію на метр, для температури приблизно 100 рад на градус на метр і для тиску приблизно 10 рад на бар на метр. Зважаючи на відносно вищу чутливість до деформації, тиск або магнітні поля вимірюються шляхом відповідного перетворення деформації, як у волоконно-оптичному гідрофоні та магнітометрі.

Принципи та методи, пов'язані з оптичним зондуванням на основі інтерферометричної модуляції, представлені в наступних розділах і детально описані далі. Хоча більшість представленого матеріалу пов'язана з оптичним волокном, він є досить загальним і однаково застосовним до інших оптичних сенсорних платформ.

Волоконно-оптичний інтерферометр Маха-Цендера

Волоконно-оптичний датчик інтерферометра Маха-Цендера (MZI) показаний на рисунку 1.19. Можна побачити, що два 3 дБ волоконних розгалужувачі з'єднані, щоб утворити інтерферометр [31].

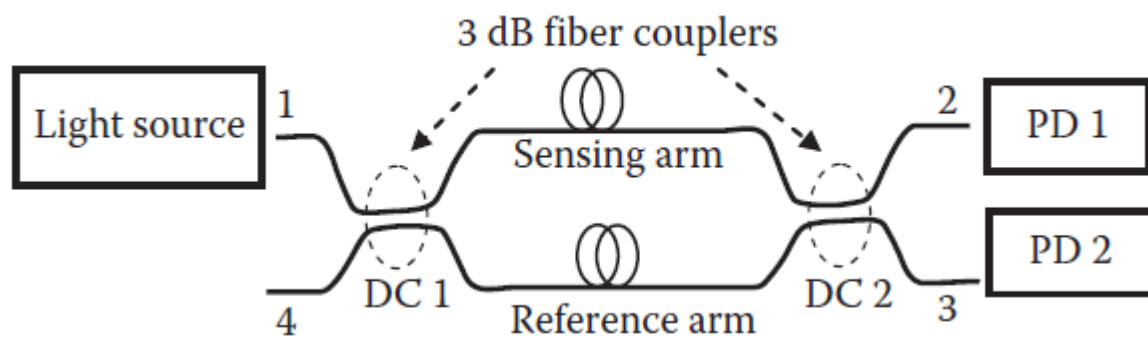


Рисунок 1.19 – Волоконно-оптичний інтерферометр Маха-Цендера, в якому два волоконних зв'язувачі 3 дБ (DC 1,2) з'єднані, щоб утворити його; PD 1,2 є двома фотодетекторами, кожен з яких може бути використаний для реєстрації інтерференційної картини

Якщо амплітуда світла, що вводиться в порт 1, дорівнює E_{in} , відповідна інтенсивність буде $I_{in} (=|E_{in}|^2)$. Якщо ми вважаємо, що світло від порту 1

досягає порту 2 через верхнє та нижнє плечі інтерферометра, його інтенсивність, виявлена PD 1, буде

$$I_1 = E_1 \cdot E_1^* = \frac{1}{2} E_{in} \left[e^{i\phi_1} + e^{i(\pi+\phi_2)} \right] \cdot \frac{1}{2} E_{in} \left[e^{-i\phi_1} + e^{-i(\pi+\phi_2)} \right]$$

$$= \frac{I_{in}}{2} (1 - \cos \Delta\phi) = I_{in} \sin^2 \frac{\Delta\phi}{2}$$

де $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$; $\phi_{1,2}$ відповідають відповідній фазі, накопиченій уздовж довжини верхнього та нижнього плечей інтерферометра. У рівнянні було враховано додаткову фазу $\pi/2$, накопичену пов'язаним світлом на кожному з двох волоконних сполучників (Pal 2000), що враховує додаткову фазу π , накопичену світлом, що проходить через нижню плече інтерферометра досягне PD 1 після подвійного перетину на двох елементах зв'язку. Подібним чином, інтенсивність світла, що досягає PD 2, буде визначена як

$$I_2 = I_{in} \cos^2 \frac{\Delta\phi}{2}$$

Нормований I_2 проти $\Delta\phi$ нанесено на графік Рисунок 1.20. Для $\Delta\phi = 0$ $I_2 = I_{in}$, а для $\Delta\phi = \pi$ $I_2 = 0$. Відповідний графік I_1 з $\Delta\phi$ був би додатковим до нього. На практиці $\Delta\phi$, викликане вимірюваною величиною, є малим, і, отже, зміна ϕ буде дуже малою навколо максимуму та мінімуму $I_{1,2}$ як функції $\Delta\phi$. Найбільш чутлива робоча точка буде відповідати квадратурній точці, де $\Delta\phi = (2m + 1) \pi/2$; $m = 0, 1, 2, \dots \Rightarrow \Delta\phi$ дорівнює $\pi/2$, або $3\pi/2$, або $5\pi/2$, Навколо цієї точки $I_{2,1}$ змінюється лінійно залежно від фази. Це фазове зміщення може бути введено шляхом розтягування волокна, наприклад, шляхом обгортання частини плеча опорного волокна на п'єзоелектричному барабані, що приводиться в дію генератором сигналу; будь-яке невелике відхилення $\Delta\phi$ навколо точки квадратурного зсуву може активно контролюватись через п'єзодрайвер. Таким чином, якщо зміна фази, спричинена вимірюваною величиною, становить $\delta\phi$ навколо точки квадратури, $\Delta\phi = \pi/2 + \delta\phi$, тоді

$$I_1 = I_{in} \sin^2 \left(\frac{\pi}{4} + \frac{\delta\phi}{2} \right) \approx \frac{I_{in}}{2} (1 + \delta\phi)$$

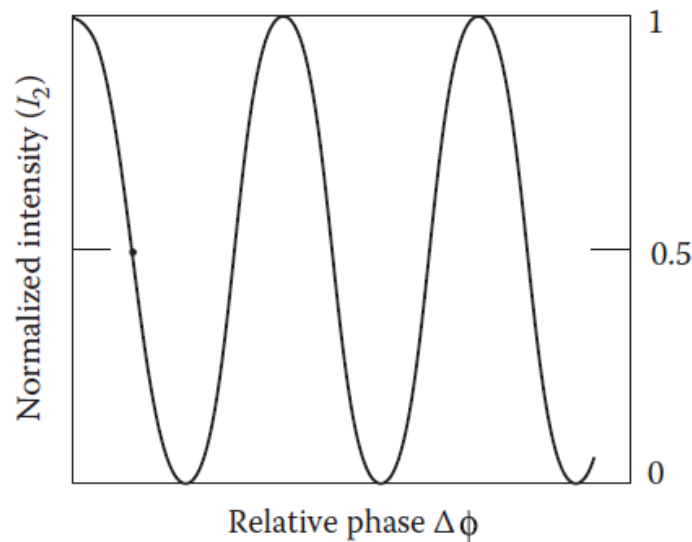


Рисунок 1.20 – Вихідна інтенсивність інтерферометра Маха-Цендера I_2 зі зміною фази; квадратурна точка, в якій $\Delta\phi$ дорівнює $\pi/2$, позначене крапкою на рисунку, для якого нормалізований I_2 становить 0,5

Це показує, що $I_1 \propto \delta\phi$, тобто різниця фаз перетворюється в інтенсивність, яку можна виміряти квадратичним детектором. Для системи виявлення з обмеженим постріловим шумом, припускаючи, що $\text{SNR} = 1$, можна показати, що мінімальна виявлена зміна фази в смузі частот виявлення ($\Delta\nu$) задана

$$\delta\phi_{\min} = 2 \left(\frac{e\Delta\nu}{I_{\text{in}}\rho} \right)^{1/2}$$

де ρ – чутливість (А/Вт) детектора; e – заряд електрона = $1,6 \times 10^{-19}$ Кл

Якщо $I_{\text{in}} = 1$ мВт, $\Delta\nu = 1$ Гц і $\rho = 0,5$ А/Вт, $\delta\phi_{\min}$ становить $\cong 3,6 \times 10^{-8}$ рад, що справді дуже мало. Якщо цей $\delta\phi_{\min}$ справді виникає на довжині хвилі $\lambda_0 = 1550$ нм через зміну довжини волокна (δL), то

$$\delta L = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\lambda_0 n_{\text{eff}}} = \frac{3,6 \times 10^{-8} \times 1,55 \times 10^{-6}}{2 \times \pi \times 1,449} \approx 6 \times 10^{-13} \text{ м}$$

Таким чином, якщо зміна довжини волокна викликає згадану раніше фазову зміну $\delta\phi_{\min}$, і якщо це можна виміряти, то δL , наведене раніше, буде складати незначну зміну довжини волокна приблизно на 100 фм ($\sim 10^{-13}$ м)! Це справді надзвичайно мало. Однак, оскільки детектор зазвичай не обмежений постріловим шумом, вимірний $\delta\phi_{\min}$ приблизно на один-два

порядки більший, і, отже, δ_L , відповідно, буде приблизно пікометром [42].

У волокнах термооптичний коефіцієнт домінує над членом лінійного розширення; таким чином, перший член у дужці в рівнянні 1.10 є домінуючим членом для визначення зміни фази на одиницю довжини кремнеземного волокна внаслідок зміни температури. З попереднього тексту очевидно, що сигнал змінюватиметься від максимуму до мінімуму залежно від $\Delta\phi$. Однак на практиці ця повна модуляція не спостерігається, і можна асоціювати видимість смуги V , визначену як

$$\frac{\Delta\phi}{L\Delta T} = k_0 \left(\frac{dn_{\text{eff}}}{dT} + n_{\text{eff}} \frac{\Delta L}{L\Delta T} \right)$$

$$V = \frac{I_{\text{max}} - I_{\text{min}}}{I_{\text{max}} + I_{\text{min}}}$$

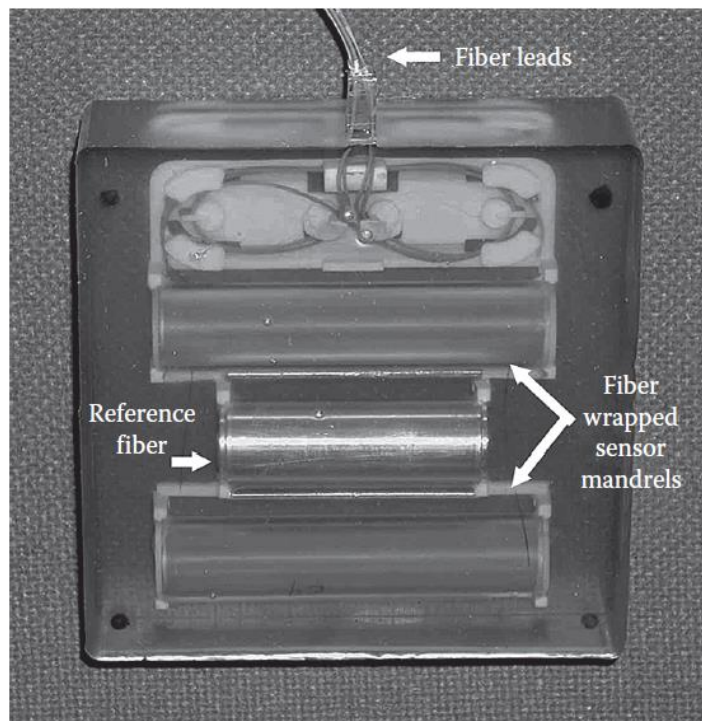


Рисунок 1.21 – Фотографія волоконно-оптичного гідрофону класу Virginia

так що

$$I_{2,1} = \frac{I_{in}}{2} (1 \pm V \cos \Delta\phi)$$

На початку волоконно-оптичних МЗІ розробка детектування акустичних хвиль, яка призвела до розробки волоконно-оптичних гідрофонів (див. рис. 1.21), була найбільш поширеною схемою зондування на основі волоконно-оптичних МЗІ [47].

Крім того, волоконно-оптичний MZI широко використовувався для визначення температури, лінійної деформації, осьового навантаження, електричного поля, магнітного поля, сейсмічних сигналів і вібрації. У деяких випадках механічна конструкція чутливого елемента є надзвичайно важливою проблемою, як-от природа волоконного покриття. Оскільки n_{eff} в оболонці менший, ніж у серцевині, два різні шляхи, якими проходять два різні промені, а саме, один як мода серцевини, а інший як мода серцевина–оболонка–серцевина, призводять до різниці оптичних шляхів і отже, утворюють двопроменеву інтерференційну картину, подібну до тієї, що описана раніше в MZI. Було показано, що такі MZI на основі LPG виявляють зміни показника заломлення на рівні $\sim 1,8 \times 10^{-6}$ для виявлення водню. Розпізнавання витoku водню стало надзвичайно важливим у контексті широкого інтересу до паливних елементів останнім часом.

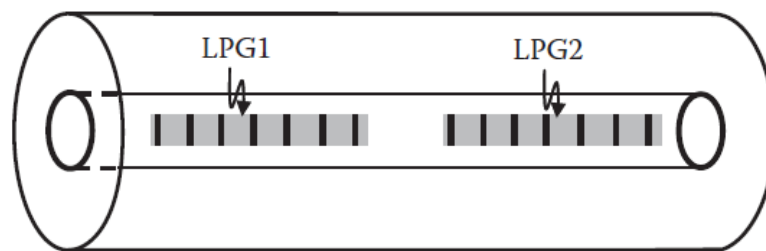


Рисунок 1.22 – Схема MZI, утворена з парою LPG, розділених на певну відстань

LPG1 індукує часткове сполучення потужності від режиму ядра до режиму оболонки, який після поширення як режим оболонки повертається назад до режиму ядра після взаємодії з другим LPG. Ці два набори променів, що йдуть різними шляхами, при рекомбінації після другого LPG утворюють інтерференційну картину, характерну для MZI.

Волоконно-оптичний інтерферометр Майкельсона

Волоконно-оптичні інтерферометри Майкельсона (MI) є іншою платформою для двопроменевих інтерферометричних датчиків, подібних до MZI, з тією різницею, що вони включають лише один 3 дБ волоконний сполучник для поділу одного променя на два, обидва з яких відбиваються назад двома дзеркалами, розміщеними на їх кінцях, як показано на рисунку 1.23а., (та наведено в додатку А рис.4).

Світло від джерела розбивається на два пучки, показані на рисунку повними товстими стрілками на 3 дБ. Відбиті промені (суцільний і

штриховий — обидві тонкі стрілки для двох відбитих променів від дзеркал M1 і M2 через плечі a і b) досягають PD у порту 4, де вони заважають. Ці промені руйнівню заважають порту 1, оскільки частина відбитих променів, що досягають джерела через плечі a і b, досягають туди з різницею фаз π . Алгебраїчний аналіз пропускання MZI, представлений у [51].

Волоконно-оптичний інтерферометр Майкельсона, в якому одне з плечей функціонує як опорне плече. Інше плече як плече сигналу піддається впливу вимірюваної величини, яка викликає зміну довжини оптичного шляху, і, отже, відносна фаза між двома шляхами світла змінюється. У результаті на фотоприймачі (ФП) формується інтерференційна картина, яка змінюється залежно від вимірюваної величини; (b) альтернативна версія волоконно-оптичного інтерферометра Майкельсона для зондування, в якому зріджений газ використовується для розділення та рекомбінації відбитих світлового потоку серцевини та оболонки для формування перешкод, і те саме фіксується на OSA; циркуляційний насос використовується замість волоконного з'єднувача.

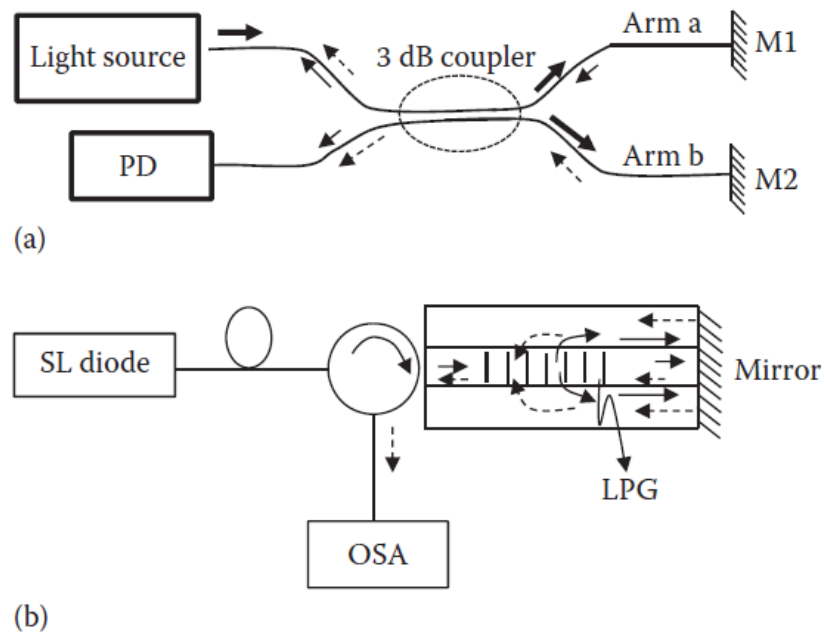


Рисунок 1.23 – (a) Волоконно-оптичний інтерферометр Майкельсона (b) альтернативна версія волоконно-оптичного інтерферометра Майкельсона для зондування

Зріджений газ з інтенсивністю зв'язку близько 50% розділяє світло, що поширюється в сердечнику, на два шляхи — один уздовж сердечника через LPG, а інший уздовж оболонки як режим оболонки — обидва вони відбиваються спільним дзеркалом, виготовленим безпосередньо на кінець

волокна. Ці два відбиті промені утворюють два плеча МІ та формують інтерференційні смуги після змішування через той самий зріджений газ на вхідній стороні, який захоплюється через циркуляційний насос на оптичному аналізаторі спектру. Такий МІ використовувався як рефрактометр. Перехресну чутливість до температури можна було б зменшити в цих вимірюваннях за допомогою двох типів волокон.

Волоконно-оптичний інтерферометр Саньяка

Обертання зондування представляє значний інтерес у кількох сферах, наприклад, в інерціальній навігації в літаках/космічних апаратах, геодезії, де потрібне точне визначення геодезичної широти та азимута, у визначенні крутильних коливань землі внаслідок землетрусів, у визначенні астрономічної широти, а також у моніторингу полярного руху через різні геофізичні ефекти. Традиційно датчики обертання були механічними гіроскопами, заснованими на обертових колесах і поклалися на збереження кутового моменту. Однак волоконно-оптичні гіроскопи (ВОГ) останнім часом привертають набагато більший інтерес через відсутність рухомих частин, відсутність часу на розігрів і чутливість до гравітації. Типова вимога до точності в навігації літака лежить в діапазоні $0,001\text{--}0,01^\circ/\text{год}$. З точки зору швидкості обертання Землі ($\Omega_E = 15^\circ/\text{год}$), це становить $10\text{--}4\text{--}10\text{--}3$ разів Ω_E . Ці датчики виробляються комерційно для підтримки автомобільних навігаційних систем високого класу, для наведення та відстеження супутникових антен, інерціальної навігації для літаків і ракет, а також як резервна система наведення для комерційних літаків, таких як Boeing 777 [56]. Інші сфери застосування оптоволоконних гіроскопів — це видобуток корисних копалин, прокладання тунелів, радіокероване керування вертольотами, керування безпілотними вантажівками тощо. Інтерферометр Саньяка в його класичній формі використовує дільник променя для поділу світлового променя, який спрямовується по квадратній або трикутній траєкторії в протилежних напрямках до вхідного кінця, де ці рекомбінуються, щоб заважати. У ВОГ два протилежно спрямовані світлові промені поділяються на два зустрічних променя через котушку/петлю одномодового волокна довжиною кілька сотень метрів — один за годинниковою стрілкою (cw), а інший проти годинникової стрілки (ccw), як показано на рисунку 1.24.

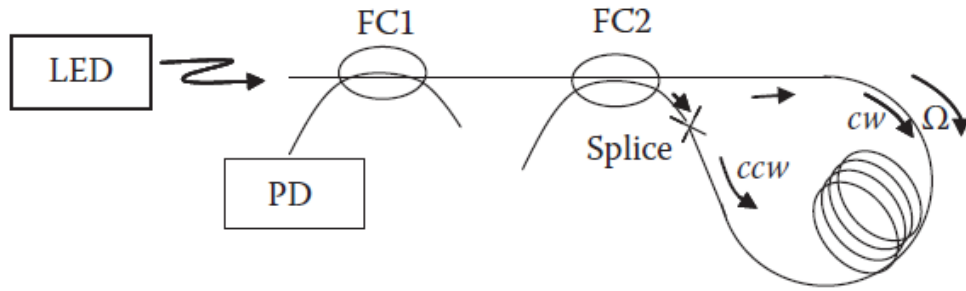


Рисунок 1.24 – Волоконно-оптичний інтерферометр Саньяка для визначення обертання; FC1 і FC2 представляють два волоконних муфти; PD — фотоприймач для вимірювання інтерференції між зустрічними неперервними та протипоперечними променями; Ω являє собою кутову швидкість обертаної рами, на якій встановлено волоконну петлю

Ці два незмінних і протилежних промені, що виходять із волоконної петлі, рекомбінуються для формування інтерференційної картини на PD для подальшої обробки сигналу. Потрібні два сполучники FC1 і FC2, щоб промені, що поширюються безперервно та протилежно, проходили ідентичні шляхи, оскільки додаткове фіксоване фазове запізнювання $\pi/2$ (за відсутності вимірюваної величини) вводиться зв'язувачем до зв'язаного променя. Щоб зрозуміти принцип роботи, ми наведемо нижче простий аналіз, наведений у Єзекіїля та Ардітті (1982), який ігнорує релятивістську механіку. Розглянемо диск радіуса R , який обертається за годинниковою стрілкою з кутовою швидкістю Ω навколо осі, перпендикулярної до площини диска, як показано на рисунку 1.25.

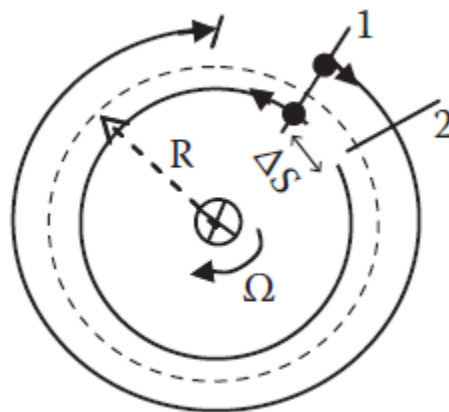


Рисунок 1.25 – Функціональний принцип інтерферометра Саньяка для вимірювання обертання

Якщо ми припустимо, що волокно довжиною 500 м намотане в петлю радіусом 3,2 см, $\rho = 0,5$ А/Вт, $I_{\text{вх}} = 1$ мВт, $\lambda_0 = 1,3$ мкм і $\Delta\nu = 1$ Гц, тоді $\Omega_{\text{min}} \sim 30 \times 10^{-8}$ рад/с. Кілька компаній продають спеціалізовані ВОГ, наприклад, для систем наведення ракет, навігаційних систем комерційних літаків,

військових гелікоптерів, а також морських і підводних навігаційних систем, картографування газопроводів, компаси для будівництва тунелів, ракет і навіть для автомобільної навігації. системи. Двопроменезаломлюючі волокна (включаючи двопроменезаломлюючі мікроструктуровані волокна) також використовувалися у волоконно-оптичних інтерферометрах Саньяка для вимірювання тиску, температури та деформації.

Волоконно-оптичний інтерферометр Фабрі–Перо

У будь-якому з датчиків, наведених раніше, взаємодія вимірюваної величини з направленим світлом у волокні є найважливішою, і її потрібно максимізувати для максимальної чутливості датчика. Щоб підвищити цю взаємодію і, отже, чутливість датчика, можна сконструювати датчик таким чином, щоб світло кілька разів проходило через однакову довжину сигнального волокна, що стало можливим завдяки використанню багатопрменевої інтерферометрії, як в інтерферометрі Фабрі–Перо (FPI). Загалом FPI, який також часто називають еталоном FP, складається з двох паралельних відбиваючих поверхонь з невеликою відстанню між ними, як показано на рисунку 1.26а. У формі внутрішнього волокна (що в літературі називається FFPI) відбивні дзеркала утворюються або всередині самого волокна (див. рис. 1.26b) шляхом утворення решіток Бреґга або за допомогою мікрообробки.

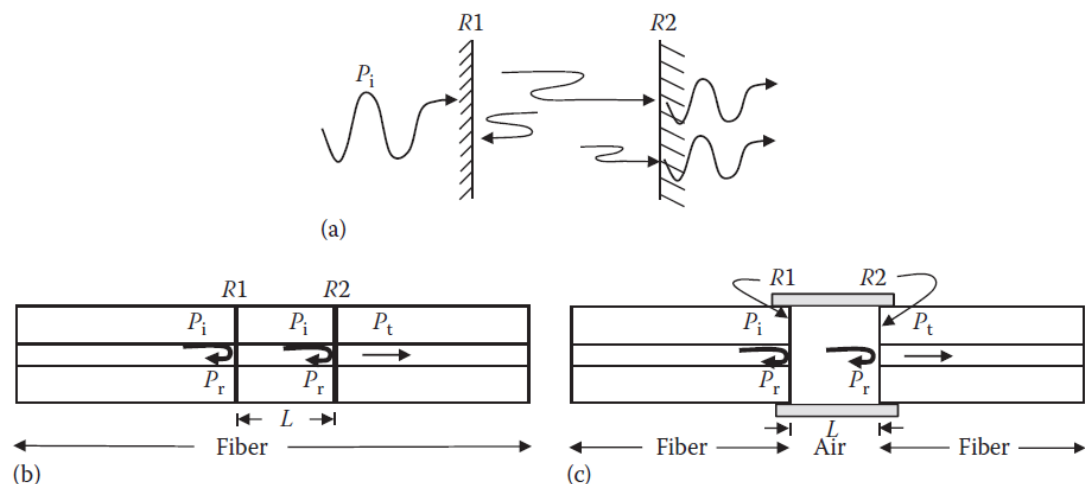


Рисунок 1.26 – (а) Базова структура інтерферометра Фабрі–Перо (FPI); вхідна потужність P_i падає на дзеркало, яке має відбивну здатність $R1$. Частина цього світла пропускається, а частково відбивається дзеркало, тоді як світло, що пройшло, знову частково відбивається та пропускається на дзеркалі $R2$. (b) Внутрішній і (c) зовнішній волоконно-оптичний датчик на основі FPI

З іншого боку, зовнішня версія (відома як EFPI) показана на рисунку

1.26с, у якій один дзеркальний кінець кожного волокна утворює два відбивачі з повітряним проміжком між ними; частини двох дзеркальних кінців волокна зберігаються всередині капіляра для стабільності. В обох випадках R1 і R2 разом із розділенням між ними утворюють порожнину довжиною L; світло, що потрапляє в резонатор через R1, що частково відбиває, частково відбивається і частково пропускається через R2. Відбита хвиля від R2 зазнає подальших часткових відображень на R1 і R2. Ті довжини хвилі, для яких L є цілим кратним половині довжини хвилі всередині резонатора (результат одного проходження через резонатор є цілим кратним довжині хвилі), дадуть фазу при передачі через R2. Будь-яке збурення резонатора щодо його довжини або показника заломлення величиною, яка вимірюється через будь-яке з дзеркал, вплине на довжину оптичного шляху резонатора. В принципі, порожнина може бути надзвичайно маленькою, імітуючи точковий датчик. Слід зазначити, що волоконно-оптичний датчик FPI є менш складним, ніж волоконно-оптичні датчики MZI та MI, описані раніше, оскільки датчик FPI не потребує жодних сполучників; найперша форма волоконно-оптичних датчиків FPI включала добре сколені торці волокна [47] або діелектричні дзеркала як дзеркала [35]. Якщо знехтувати будь-якими потенційними втратами через розсіювання та поглинання в дзеркалах, класичні вирази для пропускання, визначені як відношення переданої потужності до падаючої потужності, а також для відбиття дзеркал у FPI.

Датчики на основі волоконної решітки

Внутрішньо волоконні решітки широко використовуються в мультиплексованих оптичних лініях зв'язку зі щільним розподілом по довжині хвилі, в яких неминуче використовуються волоконні підсилювачі. Ґрати у волокні також привабливі для використання як датчики деформації та температури, зокрема для розподілених вимірювань. Однією з важливих властивостей внутрішньо волоконних ґратчастих датчиків у порівнянні зі звичайними волоконно-оптичними датчиками з модуляцією інтенсивності є те, що інформація про вимірювану величину закодована за довжиною хвилі, що робить датчик незалежним від коливань інтенсивності джерела під час вимірювання.

Схема волоконної бреггівської решітки (FBG) із просторовим періодом Λ , яка формується/записується через інтерференцію між двома косими УФ-променями, що падають (через оболонку з кремнезему з одного боку) всередині фоточутливого ядра, виготовленого з діоксиду кремнію, легованого Германією, показано на рисунку 1.27а. Завдяки фоточутливості матеріалу серцевини інтерференційна картина призводить до періодичної

зміни показника заломлення в області серцевини, яка піддається впливу інтерференційної картини.

Якщо світло від широкопasmового джерела потрапляє в це волокно, у серцевині якого є FBG, конкретна довжина хвилі λ_B міститься в широкопasmовому джерелі, що задовольняє умову фазового узгодження Брегга.

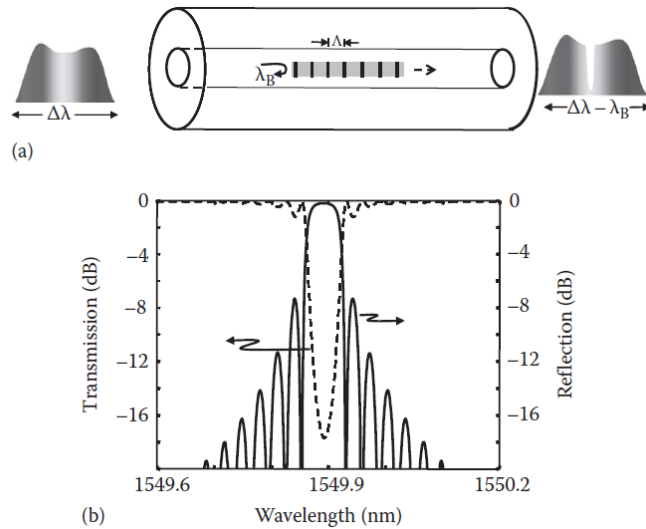


Рисунок 1.27 – (а) Схема волоконної бреггівської решітки (FBG) всередині сердечника, довжина хвилі якої закодована за допомогою специфічна довжина хвилі Брегга λ_B , яка відбивається від широкопasmового світла, що потрапляє у волокно, а решта спектра передається; (б) типові спектри відбиття та пропускання FBG

На рисунку 1.27b завдяки цій кодованій довжині хвилі реакції (для відбитого світла) кілька волоконних решіток з різними просторовими періодами можуть бути сформовані в різних місцях на тому самому волокні розподіленим чином у мережі, що забезпечує розподілені вимірювання деформації та температура. Ця функція є дуже привабливою для локального виявлення пошкоджень у цивільних структурах, таких як мости, будівлі, літаки, а також для картографування внутрішніх деформацій. з високою просторовою роздільною здатністю.

Дзеркальна характеристика FBG відкриває нові можливості для інтерферометричного зондування. Як приклад, волоконно-оптичний МІ на основі волоконного з'єднувача, в якому FBG розміщено в одному з його плечей, як показано на рисунку 1.28, можна використовувати для вимірювання спричиненого деформацією зміщення довжини хвилі Брегга і, отже, деформації.

1.4 Висновки до розділу

У цьому розділі проведено уніфікований опис основних функціональних принципів і застосувань різноманітних оптичних хвилеводних сенсорних платформ на основі модуляції інтенсивності, фази, поляризації та довжини хвилі світла, які здебільшого підтримуються оптичними волокнами. Розглянуто застосування цих датчиків, відповідно даний розділ має бути корисним як вступ до основ, технології та застосувань цих типів датчиків.

2 РОЗРОБКА ЧАСТОТНИХ СЕНСОРІВ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ

Для виготовлення частотного сенсора оптичного випромінювання у вигляді інтегральної схеми необхідно виготовити пасивну індуктивність за допомогою плівкової технології, але така індуктивність має досить низьку добротність і крім того, розміри на частоті до 10^6 Гц будуть занадто великі та несумісні з розмірами інтегральної схеми сенсора [59-68]. Для вирішення цієї задачі можна використати індуктивний характер імпедансу біполярного транзистора з фазозсувним колом, це дає можливість реалізувати частотний сенсор оптичного випромінювання в інтегральному виконанні.

2.1 Розрахунок вольт-амперної характеристики частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності

Підвищення чутливості частотного сенсора оптичного випромінювання досягається використанням реактивних властивостей фоточутливого біполярного транзистора для транзисторного аналога індуктивності [69-72]. На рис. 2.1, та наведено в додатку А рис.5), подана схема оптичного частотного сенсора з чутливим елементом – біполярним фото чутливий транзистором $VT3$, яка складається з МДН-транзистора $VT1$ та біполярного транзистора $VT2$, живлення яких здійснюють джерела напруги $U1$ та $U2$. Роль індуктивної складової виконує біполярний фото чутливий транзистор $VT3$ з RC -колом, утвореним конденсатором $C2$ та резистором $R4$. Коливальний контур оптичного частотного сенсора утворено ємнісною складовою імпедансу на електродах колектор-стік транзисторів $VT2$ та $VT1$ та індуктивною складовою імпедансу на електродах емітер-колектор фоточутливого біполярного транзистора $VT2$.

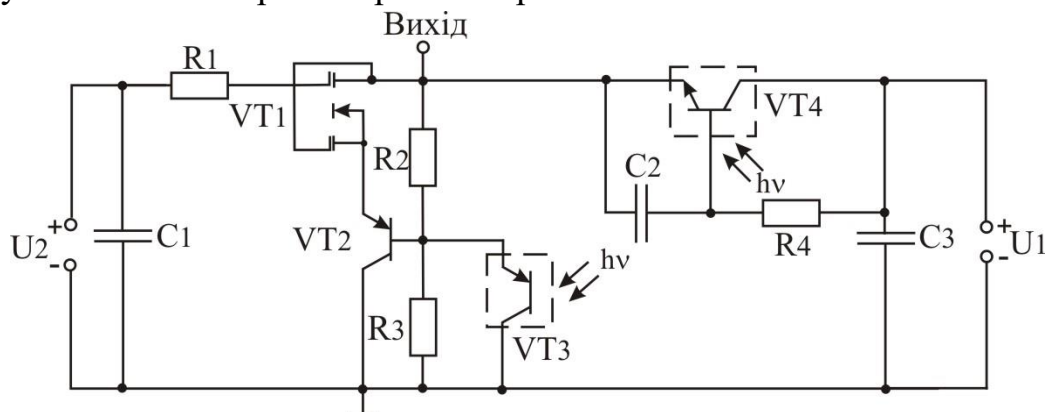


Рисунок 2.1 – Електрична схема частотного сенсора оптичного випромінювання з фоточутливим транзистором та транзисторним аналогом індуктивності

Для визначення вольт-амперної характеристики частотного сенсора оптичного випромінювання з фоточутливим транзистором розглядається еквівалентна схема (рис. 2.2). Визначення аналітичної залежності ВАХ частотного сенсора оптичного випромінювання з фоточутливим транзистором дасть змогу переконатись в існуванні від'ємного диференційного опору, що відповідає падаючій ділянці ВАХ.

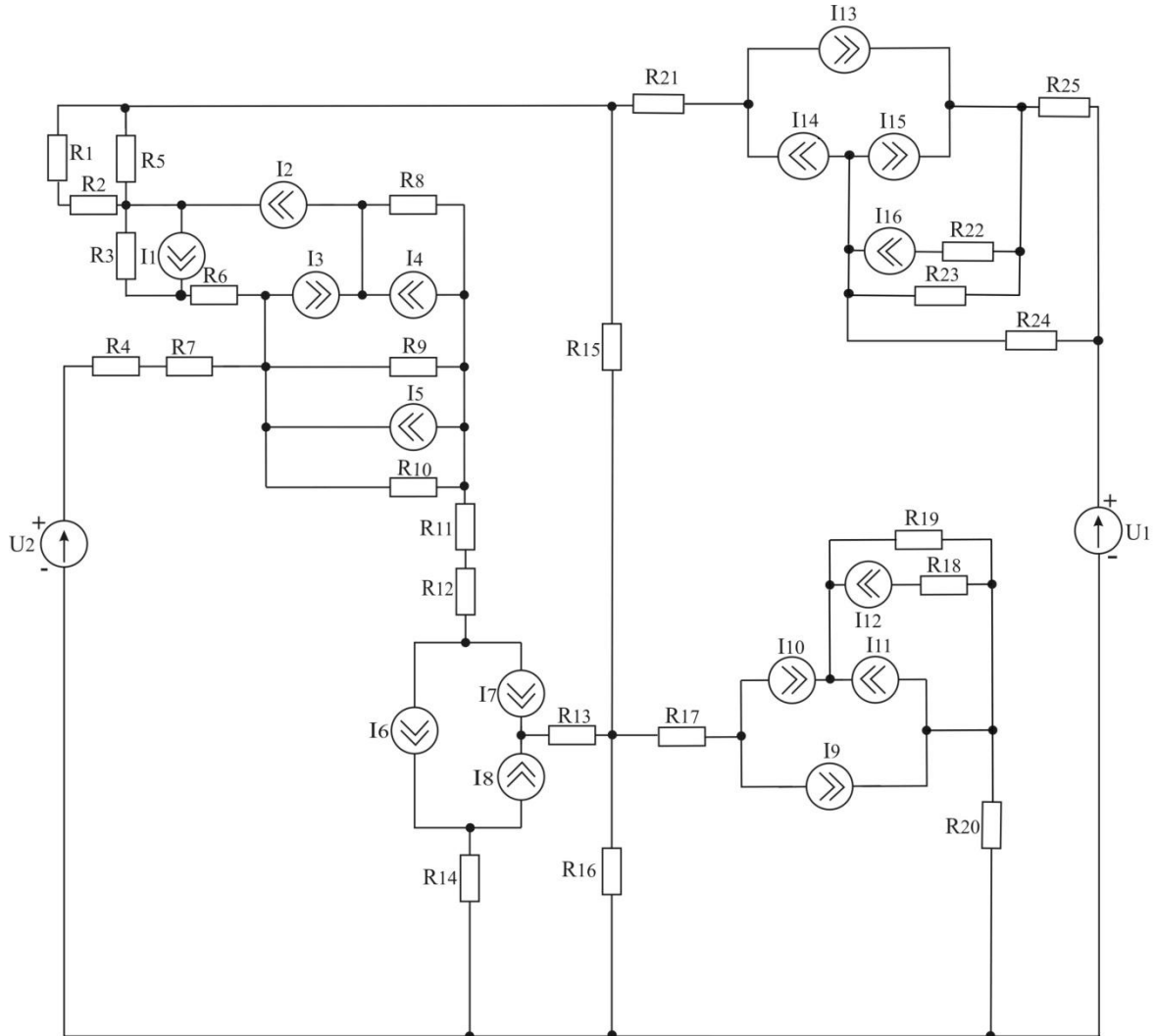


Рисунок 2.2 – Еквівалентна схема частотного сенсора оптичного випромінювання

В еквівалентній схемі частотного сенсора оптичного випромінювання використано наступні позначення: R_3 , R_6 , R_9 - опори витоку-стоку МДН транзистора $VT1$; R_1 - опір другого затвору МДН транзистора $VT1$; R_4 - опір резистора R_1 на схемі на рис. 2.2; R_2 - опір стік-другий затвор МДН транзистора $VT1$; R_7 - омичний опір другого затвору МДН транзистора $VT1$; R_5 - опір р-п переходу стоку транзистора $VT1$; R_8 - опір підкладки МДН транзистора $VT1$; R_{10} - опір витік-перший затвор МДН транзистора $VT1$; R_{11}

- опір витoku МДН транзистора $VT1$; R_{12} , R_{17} , R_{21} - опори емітера біполярного транзистора $VT2$ та фоточутливих біполярних транзисторів $VT2$ та $VT3$ відповідно; R_{13} - опір бази біполярного транзистора $VT2$; R_{14} , R_{20} , R_{25} - опори колектора біполярного транзистора $VT2$ та фоточутливих біполярних транзисторів $VT2$ та $VT3$ відповідно; R_{15} - опір резистора R_2 на схемі на рис. 2.1; R_{16} - опір резистора R_3 на схемі на рис. 2.1; R_{18} та R_{22} - шунтуючий опір, що входить до складу фоточутливого біполярного транзистора $VT3$ та фоточутливого біполярного транзистора $VT4$; R_{19} та R_{23} - опір р-п переходу діода, що входить до складу фоточутливого біполярного транзистора $VT3$ та фоточутливого біполярного транзистора $VT4$; R_{24} - опір резистора R_4 на електричній схемі на рис. 2.1.

Після перетворення схеми частотного сенсора оптичного випромінювання (рис. 2.2) у зручну для проведення розрахунків.

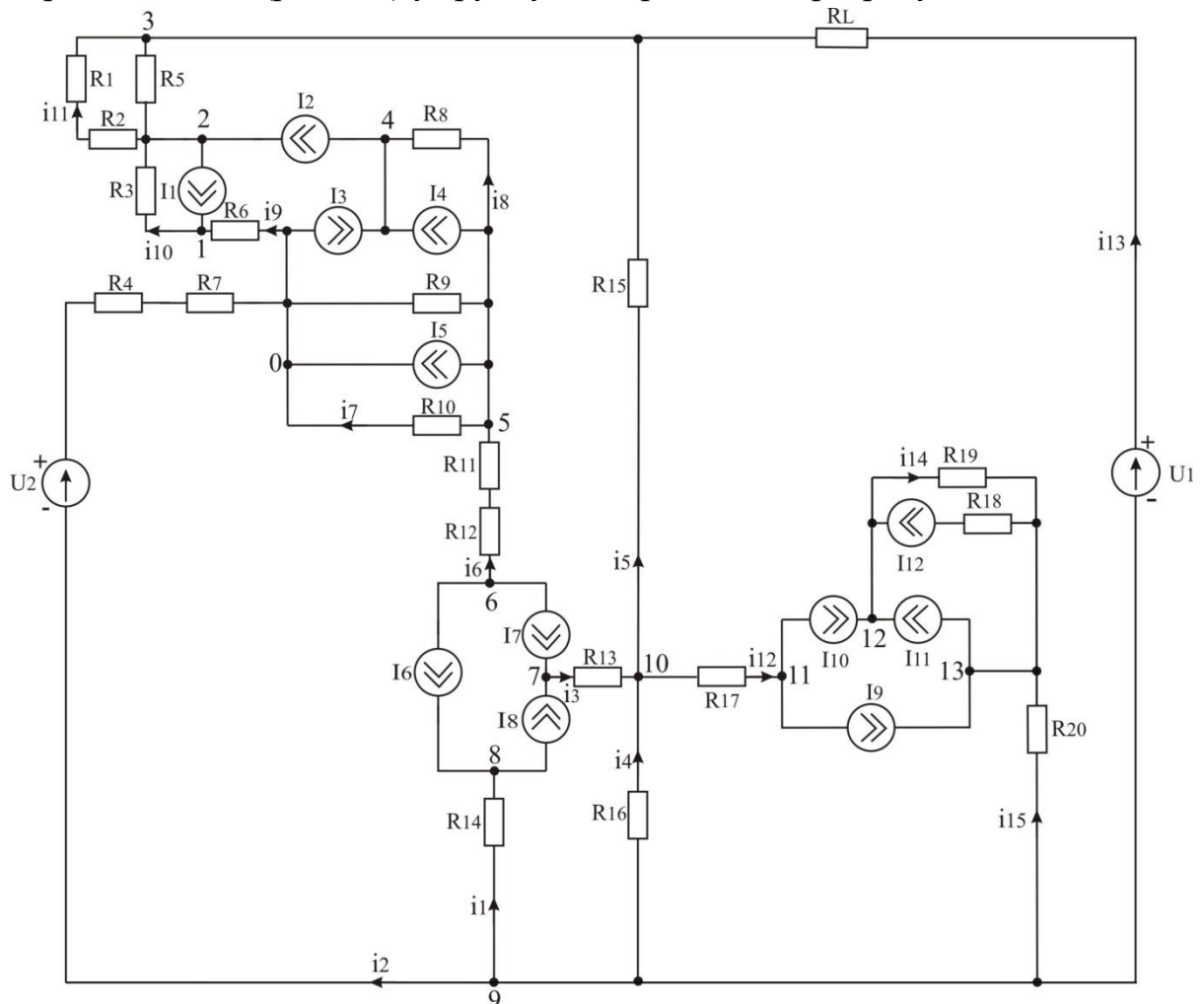


Рисунок 2.3 – Перетворена еквівалентна схема частотного сенсора оптичного випромінювання

Згідно еквівалентної схеми транзисторного аналога індуктивності на рис. 2.4, система рівнянь яка описує поведінку транзисторного аналога індуктивності по постійному струму має вигляд

$$\begin{cases} -(I_{16} - I_{14} - I_{15}) = -\varphi_2(y_2 + y_3) + \varphi_3 y_2 + \varphi_4 y_3; \\ I_{16} - I_{15} - I_{13} = \varphi_2 y_2 - \varphi_3(y_2 + y_4) + \varphi_4 y_4; \\ -U_1 y_1 = \varphi_2 y_3 + \varphi_3 y_4 - \varphi_4(y_4 + y_3 + y_1), \end{cases} \quad (2.5)$$

де провідності гілок у еквівалентній схемі i_1 , i_2 , i_3 та i_4 визначаються за виразами:

$$y_1 = 1/R_{21}; y_2 = (R_{22} + R_{23})/(R_{22}R_{23}); y_3 = 1/R_{24}; y_4 = 1/R_{25}.$$

Введемо в систему рівнянь (2.5) наступні заміни:

$$a = -(I_{16} - I_{14} - I_{15});$$

$$b = I_{16} - I_{15} - I_{13};$$

$$c = -U_1 y_1.$$

Система рівнянь (2.5) прийме вигляд

$$\begin{cases} a = -\varphi_2(y_2 + y_3) + \varphi_3 y_2 + \varphi_4 y_3; \\ b = \varphi_2 y_2 - \varphi_3(y_2 + y_4) + \varphi_4 y_4; \\ c = \varphi_2 y_3 + \varphi_3 y_4 - \varphi_4(y_4 + y_3 + y_1). \end{cases} \quad (2.6)$$

З першого рівняння системи (2.5) знайдемо значення φ_2

$$\varphi_2 = \frac{a}{y_2 + y_3} + \frac{\varphi_3 y_2}{y_2 + y_3} + \frac{\varphi_4 y_3}{y_2 + y_3} \quad (2.7)$$

при підстановці в друге рівняння системи (2.5) отримаємо:

$$b = \frac{a y_2}{y_2 + y_3} + \frac{\varphi_3 y_2^2}{y_2 + y_3} + \frac{\varphi_4 y_2 y_3}{y_2 + y_3} - \varphi_3(y_2 + y_4) + \varphi_4 y_4. \quad (2.8)$$

З рівняння (2.8) знаходимо значення величини φ_3

$$\begin{aligned} \varphi_3 = & \frac{ay_2}{(y_2 + y_3)(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))} - \frac{b}{(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))} + \\ & + \varphi_4 \frac{(y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4)}{(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))}. \end{aligned} \quad (2.9)$$

При підстановці виразу для величини φ_3 у рівняння (2.7)

$$\begin{aligned} \phi_2 = & \frac{a}{y_2 + y_3} + \frac{ay_2^2}{(y_2 + y_3)^2(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))} - \frac{by_2}{(y_2 + y_3)(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))} + \\ & + \phi_4 \frac{y_2(y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4)}{(y_2 + y_3)(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))} + \phi_4 \frac{y_3}{y_2 + y_3}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Після підстановки виразу (2.7) та виразу (2.9) у третє рівняння системи рівнянь (2.5) отримаємо:

$$\begin{aligned} c - \frac{ay_3}{y_2 + Y_3} - \frac{ady_2^2 y_3}{y_2 + y_3} + bdy_2 y_3 - ady_2 y_4 + \frac{by_4}{y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3)} = \\ = \phi_4 (y_2 y_3 d (y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4) + y_3^2 / (y_2 + y_3) + \frac{y_4 (y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4)}{y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3)} - \\ - (y_1 + y_3 + y_4)), \end{aligned} \quad (2.11)$$

де
$$d = \frac{1}{(y_2 + y_3)(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))}.$$

Після введення в рівняння (2.11) таких позначень:

$$\begin{aligned} f = y_2 y_3 d (y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4) + y_3^2 / (y_2 + y_3) + \frac{y_4 (y_2 y_3 / (y_2 + y_3) + y_4)}{y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3)} - \\ - (y_1 + y_3 + y_4). \end{aligned} \quad (2.12)$$

З виразу (2.11) з врахуванням виразу (2.12) визначимо величину φ_4

$$\begin{aligned} \phi_4 = & \frac{c}{f} - \frac{ay_3}{f(y_2 + y_3)} - \frac{ady_2^2 y_3}{f(y_2 + y_3)} + \frac{bdy_2 y_3}{f} - \frac{ady_2 y_4}{f} + \\ & + \frac{by_4}{f(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Для визначення струму i_1 введемо позначення

$$i_1 = (\varphi_1 - \varphi_4)y_1 = -\varphi_4 y_1.$$

Підставивши у формулу для величини φ_4 струм i_1 визначається наступним виразом:

$$\begin{aligned} i_1 = & -\frac{cy_1}{f} + \frac{ay_3 y_1}{f(y_2 + y_3)} + \frac{ady_2^2 y_3 y_1}{f(y_2 + y_3)} - \frac{bdy_2 y_3 y_1}{f} + \frac{ady_2 y_4 y_1}{f} - \\ & - \frac{by_4 y_1}{f(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Визначимо еквівалентний опір R_L частотного сенсора оптичного випромінювання з врахуванням виразу (2.14)

$$R_L = \frac{U_1}{i_1} = \frac{U_1}{\left(-\frac{cy_1}{f} + \frac{ay_3 y_1}{f(y_2 + y_3)} + \frac{ady_2^2 y_3 y_1}{f(y_2 + y_3)} - \frac{bdy_2 y_3 y_1}{f} + \frac{ady_2 y_4 y_1}{f} - \frac{by_4 y_1}{f(y_2 + y_4 - y_2^2 / (y_2 + y_3))} \right)}. \quad (2.15)$$

Для еквівалентної схеми частотного сенсора оптичного випромінювання (рис. 2.3), та наведено в додатку А рис.6), використовуючи метод вузлових потенціалів та прийнявши вузол 0 в якості базису, загальна система рівнянь буде мати вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_1 = -\phi_1(y_9 + y_{10}) + \phi_2 y_{10}; \\ A_2 = \phi_1 y_{10} - \phi_2(y_{10} + y_{11}) + \phi_3 y_{11}; \\ A_3 = \phi_2 y_{11} - \phi_3 B_1 + \phi_9 y_{13} + \phi_{10} y_5; \\ A_4 = -\phi_4 y_8 + \phi_5 y_8; \\ A_5 = \phi_4 y_8 - \phi_5 B_2 + \phi_6 y_6; \\ A_6 = \phi_5 y_6 - \phi_6 y_6; \\ A_7 = -\phi_7 y_3 + \phi_{10} y_3; \\ A_8 = -\phi_8 y_1 + \phi_9 y_1; \\ A_9 = \phi_8 y_1 - \phi_9 B_3 + \phi_3 y_{13} + \phi_{10} y_4 + \phi_{13} y_{15}; \\ 0 = \phi_3 y_5 + \phi_7 y_3 + \phi_9 y_9 - \phi_{10} B_4 + \phi_{11} y_{12}; \\ A_{10} = \phi_{10} y_{12} - \phi_{11} y_{12}; \\ A_{11} = -\phi_{12} y_{14} + \phi_{13} y_{14}; \\ A_{12} = \phi_9 y_{15} + \phi_{12} y_{14} - \phi_{13}(y_{14} + y_{15}), \end{array} \right. \quad (2.16)$$

де

$$\begin{aligned} A_1 &= -I_1; A_2 = I_1 - I_2; A_3 = -U_1 Y_{14}; A_4 = I_2 - I_3; A_5 = I_5 + I_4; A_6 = I_6 + I_7; \\ A_7 &= -I_7 - I_8; A_8 = I_8 - I_6; A_9 = U_1 Y_{13} + U_2 Y_2; A_{10} = I_9 + I_{10}; A_{11} = -(I_{10} + I_{11} + I_{12}); \\ A_{12} &= I_{12} + I_{11} - I_9; \\ B_1 &= y_5 + y_{11} + y_{13}; B_2 = y_6 + y_7 + y_8; B_3 = y_1 + y_2 + y_4 + y_{13} + y_{15}; \\ B_4 &= y_3 + y_4 + y_5 + y_{12}. \end{aligned}$$

Провідності гілок еквівалентної схеми частотного сенсора оптичного випромінювання (рис. 2.3) визначаються на підставі виразів:

$$\begin{aligned} y_1 &= 1/R_{14}, y_2 = 1/(R_4 + R_7), y_3 = 1/R_{13}, y_4 = 1/R_{16}, y_5 = 1/R_{15}, y_6 = 1/(R_{11} + R_{12}), \\ y_7 &= (R_9 + R_{10})/(R_9 R_{10}), y_8 = 1/R_8, y_9 = 1/R_6, y_{10} = 1/R_3, \\ y_{11} &= (R_1 + R_2 + R_5)/(R_5(R_1 + R_2)), y_{12} = 1/R_{17}, y_{13} = 1/R_L, y_{14} = (R_{18} + R_{19})/(R_{18} R_{19}), \\ y_{15} &= 1/R_{20}. \end{aligned}$$

З першого рівняння системи (2.16) визначимо величину потенціалу φ_1

$$\varphi_1 = \varphi_2 y_{10} / (y_9 + y_{10}) - A_1 / (y_9 + y_{10}).$$

Після підстановки виразу для величини φ_1 в друге рівняння системи (2.16) визначимо величину φ_2

$$\varphi_2 = A_2 / C_1 + \frac{A_1 y_{10}}{C_1 (y_9 + y_{10})} - \varphi_3 \frac{y_{11}}{C_1}, \quad (2.17)$$

де $C_1 = y_{10}^2 / (y_9 + y_{10}) - (y_9 + y_{10})$.

Підставимо вираз (2.17) в третє рівняння системи (2.16)

$$A_3 = \frac{A_2 y_{11}}{C_1} + \frac{A_1 y_{10} y_{11}}{C_1 (y_9 + y_{10})} - \varphi_3 \frac{y_{11}^2}{C_1} - \varphi_3 B_1 + \varphi_9 y_{13} + \varphi_{10} y_5. \quad (2.18)$$

З сьомого рівняння системи (2.16) знайдемо величину φ_7

$$\varphi_7 = \varphi_{10} - A_7 / y_3. \quad (2.19)$$

З одинадцятого рівняння системи (2.16) знайдемо величину φ_{11}

$$\varphi_{11} = \varphi_{10} - A_{10} / y_{12}. \quad (2.20)$$

Після підстановки виразу (2.19) та (2.20) в десяте рівняння системи (2.16) отримаємо:

$$0 = \varphi_3 y_5 + \varphi_{10} (y_3 - B_4 + y_{12}) - A_7 + A_{10}. \quad (2.21)$$

З дванадцятого рівняння системи (2.16) знаходимо величину φ_{12}

$$\varphi_{12} = \varphi_{13} - A_{11} / y_{14}. \quad (2.22)$$

Після підстановки виразу (2.22) в тринадцяте рівняння системи (2.16) отримаємо:

$$A_{12} = \varphi_9 y_{15} + \varphi_{13} y_{14} - A_{11} - \varphi_{13} (y_{14} + y_{15}) . \quad (2.23)$$

З восьмого рівняння системи (2.16) знаходимо величину φ_8

$$\varphi_8 = \varphi_9 - A_8 / y_1. \quad (2.24)$$

Після підстановки виразу (2.24) в дев'яте рівняння системи (2.16)

$$A_9 = \varphi_9 (y_1 - B_3) + \varphi_3 y_{13} + \varphi_{10} y_4 + \varphi_{13} y_{15} - A_8. \quad (2.25)$$

З рівняння (2.25) знаходимо величину φ_{13}

$$\varphi_{13} = -\varphi_9 + A_{11}/y_{15} + A_{12}/y_{15}. \quad (2.26)$$

Після підстановки виразу (2.26) у вираз (2.25):

$$A_8 + A_9 = \varphi_3 y_{13} + \varphi_9 (y_1 - B_3) + \varphi_{10} y_4 - \varphi_9 y_{15} + A_{11} + A_{12}. \quad (2.27)$$

З виразу (2.27) знаходимо величину φ_{10}

$$\varphi_{10} = A_9/y_4 + A_8/y_4 - A_{11}/y_4 - \varphi_3 y_{13}/y_4 - \varphi_9 (y_1 - y_{15} - B_3)/y_4. \quad (2.28)$$

Після підстановки виразу (2.28) у рівняння (2.16)

$$A_7 + A_{10} - A_9 C_2 / y_4 + A_8 C_2 / y_4 + A_{11} C_2 / y_4 = \varphi_3 C_4 + \varphi_9 (y_9 - C_2 C_3), \quad (2.29)$$

де $C_2 = y_3 + y_{12} - B_4$, $C_3 = (y_1 - y_{15} - B_3)/y_4$, $C_4 = y_5 - y_{13} C_2 / y_4$.

Після підстановки виразу (2.29) у рівняння (2.16)

$$\begin{aligned} A_3 - A_2 y_{11} / C_1 - A_1 y_{10} y_{11} / (C_1 (y_9 + y_{10})) - A_9 y_5 / y_4 - A_8 y_5 / y_4 + A_{11} y_5 / y_4 = \\ = -\varphi_3 C_5 + \varphi_9 (y_{13} - y_5 C_3), \end{aligned} \quad (2.30)$$

де $C_5 = (y_{11}^2 / C_1 + B_1 + y_{13} y_5 / y_4)$.

З рівняння (2.29) знаходимо величину φ_3

$$\begin{aligned} \varphi_3 = A_7 / C_4 + A_{10} / C_4 - A_9 C_2 / (y_4 C_4) - A_8 C_2 / (y_4 C_4) + A_{11} C_2 / (y_4 C_4) - \\ - \varphi_9 (y_9 - C_2 C_3) / C_4. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Після підстановки виразу (2.31) в рівняння (2.30) та знаходимо величину φ_9

$$\begin{aligned} \varphi_9 = \frac{1}{C_5 (y_9 - C_2 C_3) / C_4 + y_{13} - y_5 C_3} (A_3 - A_2 y_{11} / C_1 - A_9 y_5 / y_4 - A_8 y_5 / y_4 + A_7 C_5 / C_4 + \\ + A_{10} C_5 / C_4 - A_9 C_2 C_5 / C_4 - A_8 C_2 C_5 / (y_4 C_4) + A_{11} C_2 C_5 / (y_4 C_4)). \end{aligned} \quad (2.32)$$

Вираз (2.31) з врахуванням рівняння (2.32) приймає вигляд

$$\begin{aligned} \phi_3 = & A_7 / C_4 + A_{10} / C_4 - A_9 C_2 / (y_4 C_4) - A_8 C_2 / (y_4 C_4) + A_{11} C_2 / (y_4 C_4) - \\ & - \frac{(y_9 - C_2 C_3)}{C_5 y_9 - C_2 C_5 C_3 + C_4 y_3 - C_3 C_4 y_5} (A_3 - A_2 y_{11} / C_1 - A_9 y_5 / y_4 - A_8 y_5 / y_4 + \\ & + A_7 C_5 / C_4 + A_{10} C_5 / C_4 - A_9 C_2 C_5 / C_4 - A_8 C_2 C_5 / (y_4 C_4) + A_{11} C_2 C_5 / (y_4 C_4)). \end{aligned} \quad (2.33)$$

Вольт-амперна характеристика описується аналітичним виразом

$$i_{вих} = i_{13} = (\varphi_9 - \varphi_3 + U_1) y_{13}.$$

Після підстановки виразу в формули (2.32) та (2.33)

$$\begin{aligned} i_{вих} = & \frac{y_{13}}{C_5 (Y_9 - C_2 C_3) / C_4 + y_{13} - y_5 C_3} (A_3 - A_2 y_{11} / C_1 - A_9 y_5 / y_4 - A_8 y_5 / y_4 + A_7 C_5 / C_4 + \\ & + A_{10} C_5 / C_4 - A_9 C_2 C_5 / C_4 - A_8 C_2 C_5 / (y_4 C_4) + A_{11} C_2 C_5 / (y_4 C_4)) - A_7 y_{13} / C_4 - A_{10} y_{13} / C_4 + \\ & + A_9 C_2 y_{13} / (y_4 C_4) + A_8 C_2 y_{13} / (y_4 C_4) - A_{11} C_2 y_{13} / (y_4 C_4) + \frac{y_{13} (y_{10} - C_2 C_3)}{C_5 y_9 - C_2 C_5 C_3 + C_4 y_3 - C_3 C_4 y_5} \times \\ & \times (A_3 - A_2 y_{11} / C_1 - A_9 y_5 / y_4 - A_8 y_5 / y_4 + A_7 C_5 / C_4 + A_{10} C_5 / C_4 - A_9 C_2 C_5 / C_4 - \\ & - A_8 C_2 C_5 / (y_4 C_4) + A_{11} C_2 C_5 / (y_4 C_4)) + U_1 y_{13}. \end{aligned} \quad (2.34)$$

Згідно з аналітичним виразом (2.34) визначена вольт-амперна характеристика частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності. На рисунку 2.5, (та наведено в додатку А рис.7) представлені експериментальні та теоретичні вольт-амперні характеристики частотного сенсора оптичного випромінювання на основі біполярного транзистора ВFT93, МДН транзистора ВF998 і фоточутливого біполярного транзистора РТ928-7С (VT3).

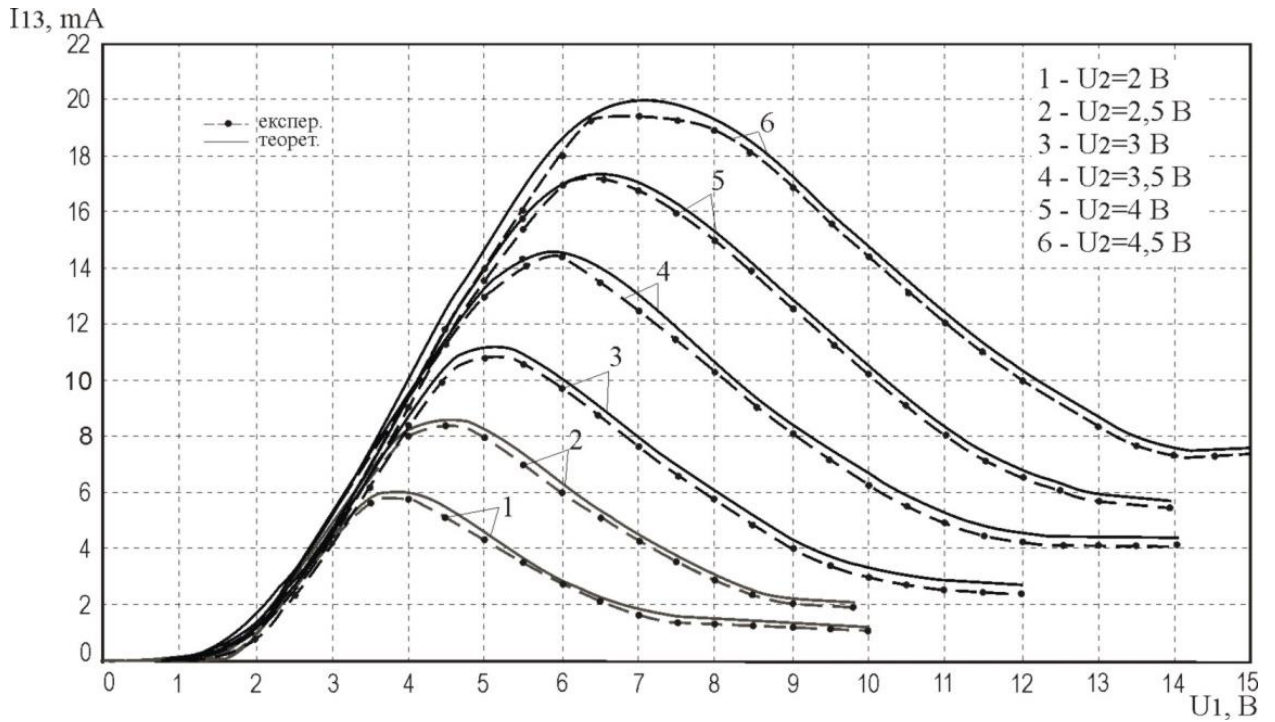


Рисунок 2.5 – Експериментальні та теоретичні ВАХ оптичного частотного сенсора з транзисторним аналогом індуктивності

З графічних залежностей видно, що зі збільшенням напруги керування частотного сенсора оптичного випромінювання збільшується ділянка від'ємного диференційного опору. Таким чином, при напрузі керування $U_2 = 2 \text{ В}$ ділянка від'ємного диференційного опору лежить в діапазоні 4,1–78,3 В, а при напрузі $U_2 = 4 \text{ В}$ лежить в діапазоні 6,2–14 В.

2.2 Визначення аналітичної залежності функції перетворення та рівняння чутливості частотного сенсора оптичного випромінювання

Для виявлення властивостей частотного сенсора оптичного випромінювання розроблено математичну модель, на основі якої отримано аналітичні залежності активної і реактивної складової імпедансу структури від потужності оптичного випромінювання, аналітичний вираз функції перетворення та рівняння чутливості частотного сенсора оптичного випромінювання.

Розрахунки залежності активної і реактивної складової імпедансу виконано на основі еквівалентних нелінійних схем біполярного та МДН транзистора, які складають частотний сенсор оптичного випромінювання на рис. 2.6.

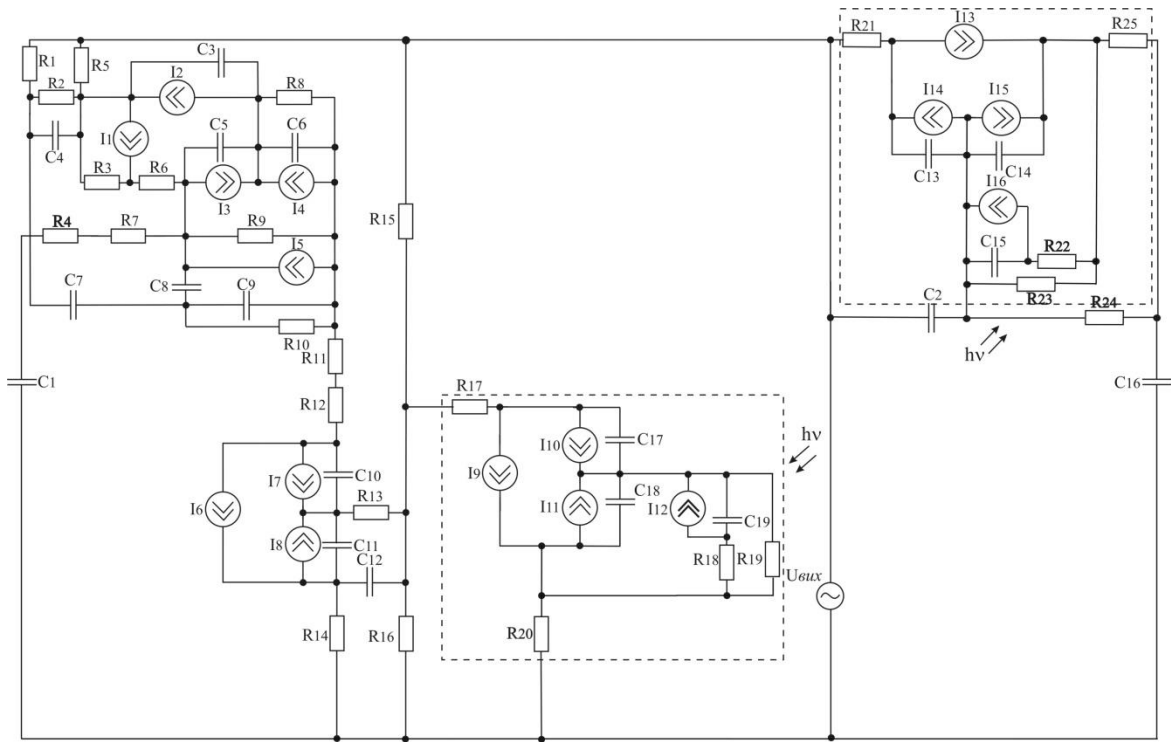


Рисунок 2.6 – Еквівалентна схема частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності

На нелінійній еквівалентній схемі на рис. 2.6 застосовані наступні позначення: C_1 , C_2 та C_{16} - ємності конденсаторів; C_3 та C_5 - ємності підкладка-стік МДН транзистора $VT1$; C_4 та C_9 - ємності перший затвор-стік МДН транзистора $VT1$; C_6 - ємність підкладка-витік МДН транзистора $VT1$; C_7 - ємність між першим і другим затвором МДН транзистора $VT1$; C_8 - ємність затвор-стік МДН транзистора $VT1$; C_{10} , C_{11} - ємність переходу база-емітер та база-колектор транзистора $VT2$; C_{12} - ємність між виводами бази і колектора транзистора $VT2$; C_{13} , C_{14} - ємність переходу база-емітер та база-колектор фоточутливого біполярного транзистора $VT4$ відповідно; C_{15} та C_{19} - ємності р-п переходів діодів фоточутливих біполярних транзисторів $VT4$ та $VT3$; C_{17} , C_{18} - ємність переходу база-емітер та база-колектор фоточутливого біполярного транзистора $VT3$.

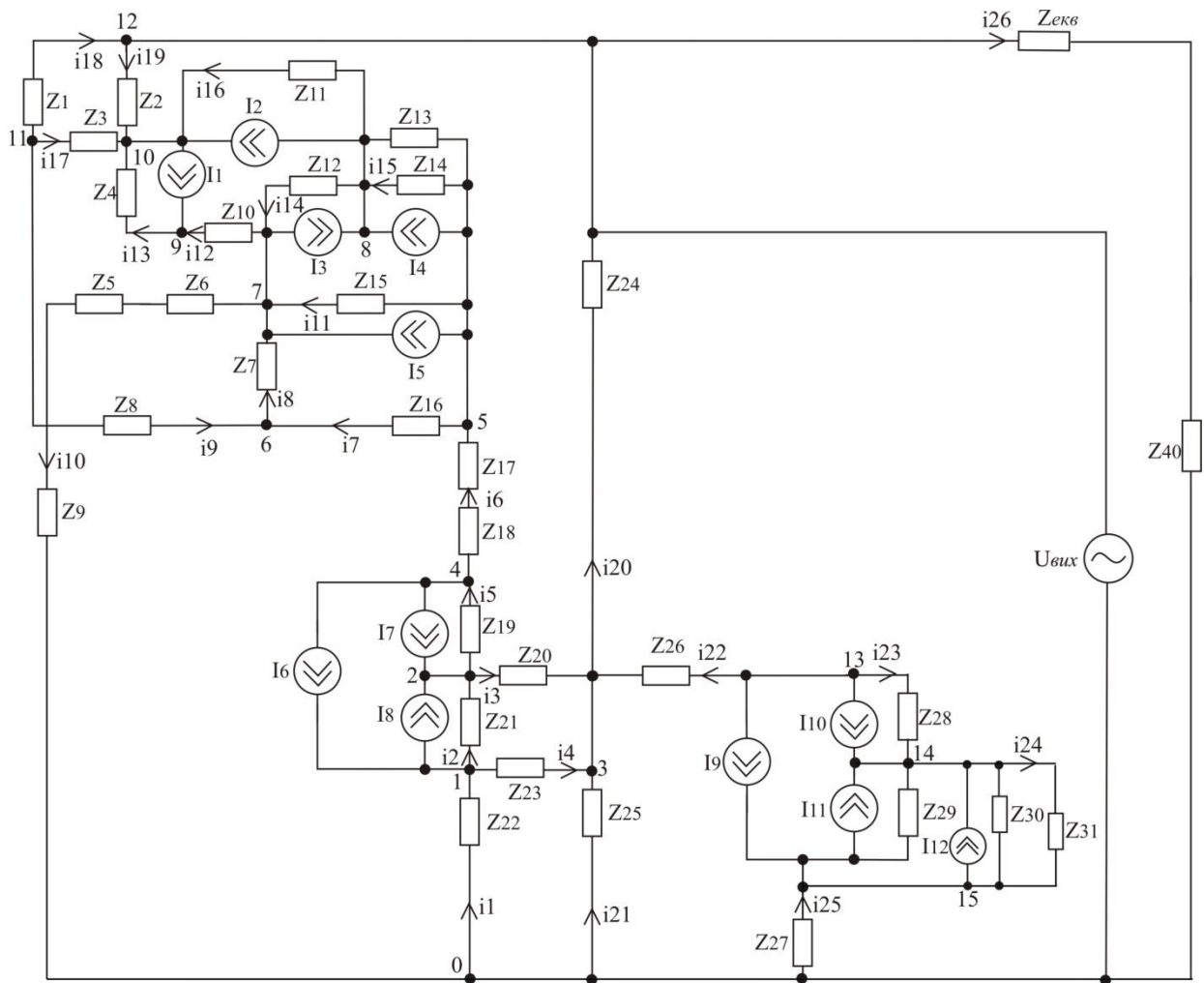


Рисунок 2.7 – Перетворена еквівалентна схема частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності

Для визначення параметрів, які характеризують роботу частотного сенсора оптичного випромінювання (рис. 2.1), на основі еквівалентної нелінійної схеми, наведеної на рисунку 2.7, необхідно розрахувати імпеданс частотного сенсора оптичного випромінювання. Для зручності розрахунків розрахувати імпедансу частотного сенсора оптичного випромінювання на рис. 2.8 представлена перетворена нелінійна еквівалентна схема частотного сенсора оптичного випромінювання.

Система рівнянь, складена на основі нелінійної еквівалентної схеми частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності (рис. 2.7), (базовий вузол – 0), має вигляд

$$\begin{cases}
 I_8 - I_6 = -\phi_1(y_1 + y_2 + y_4) + \phi_2 y_2 + \phi_3 y_4; \\
 -(I_7 + I_8) = \phi_1 y_2 - \phi_2(y_2 + y_3 + y_5) + \phi_3 y_3 + \phi_4 y_5; \\
 0 = \phi_1 y_4 + \phi_2 y_3 - \phi_3(y_{20} + y_{21} + y_4 + y_3 + y_{22}) + \phi_{12} y_{20} + \phi_{17} y_{22}; \\
 I_7 + I_6 = \phi_2 y_5 - \phi_4(y_5 + y_6) + \phi_5 y_6; \\
 I_5 + I_4 = \phi_4 y_6 - \phi_5(y_6 + y_7 + y_{11} + y_{15}) + \phi_6 y_7 + \phi_7 y_{11} + \phi_8 y_{15}; \\
 0 = \phi_5 y_7 - \phi_6(y_7 + y_8 + y_9) + \phi_7 y_8 + \phi_{11} y_9; \\
 I_3 - I_5 = \phi_5 y_{11} + \phi_6 y_8 - \phi_7(y_8 + y_{10} + y_{11} + y_{12} + y_{14}) + \phi_8 y_{14} + \phi_9 y_{12}; \\
 I_2 - I_3 - I_4 = \phi_5 y_{15} + \phi_7 y_{14} - \phi_8(y_{15} + y_{16} + y_{14}) + \phi_{10} y_{16}; \\
 -I_1 = \phi_7 y_{12} - \phi_9(y_{12} + y_{13}) + \phi_{10} y_{13}; \\
 I_1 - I_2 = \phi_8 y_{16} + \phi_9 y_{13} - \phi_{10}(y_{13} + y_{16} + y_{17} + y_{19}) + \phi_{11} y_{17} + \phi_{12} y_{19}; \\
 0 = \phi_6 y_9 + \phi_{10} y_{17} - \phi_{11}(y_9 + y_{17} + y_{18}) + \phi_{12} y_{18}; \\
 U_{\text{вих}}(y_{18} + y_{19} + y_{20} + y_{26}) = \phi_3 y_{20} + \phi_{10} y_{19} + \phi_{11} y_{18}; \\
 I_{10} + I_9 = \phi_3 y_{22} - \phi_{13}(y_{22} + y_{23}) + \phi_{14} y_{23}; \\
 -I_{10} - I_{11} - I_{12} = \phi_{13} y_{23} - \phi_{14}(y_{23} + y_{24}) + \phi_{15} y_{24}; \\
 -I_9 + I_{11} + I_{12} = \phi_{14} y_{24} - \phi_{15}(y_{25} + y_{24}).
 \end{cases}$$

(2.35)

де

$$\begin{aligned}
 y_1 &= 1/Z_{22}; \quad y_2 = 1/Z_{21}; \quad y_3 = 1/Z_{20}; \quad y_4 = 1/Z_{23}; \quad y_5 = 1/Z_{19}; \quad y_6 = 1/(Z_{17} + Z_{18}); \\
 y_7 &= 1/Z_{16}; \quad y_8 = 1/Z_7; \quad y_9 = 1/Z_8; \quad y_{10} = 1/Z_9; \quad y_{11} = 1/Z_{15}; \quad y_{12} = 1/Z_{10}; \\
 y_{13} &= 1/Z_4; \quad y_{14} = 1/Z_{12}; \quad y_{15} = (Z_{13} + Z_{14})/(Z_{13}Z_{14}); \quad y_{16} = 1/Z_{11}; \quad y_{17} = 1/Z_3; \\
 y_{18} &= Z_1; \quad y_{19} = 1/Z_2; \quad y_{20} = 1/Z_{24}; \quad y_{21} = 1/Z_{25}; \quad y_{22} = 1/Z_{26}; \quad y_{23} = 1/Z_{28}; \\
 y_{24} &= (Z_{29} + Z_{30} + Z_{31})/(Z_{29}Z_{30}Z_{31}); \quad y_{25} = 1/Z_{27}; \quad y_{26} = 1/(Z_{\text{екв}} + Z_{40}).
 \end{aligned}$$

Для визначення імпедансу транзисторного аналога індуктивності $Z_{\text{екв}}$ використаємо еквівалентну схему, яка представлена на рисунку 2.8.

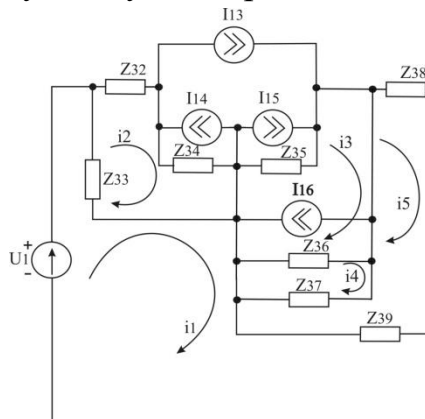


Рисунок 2.8 – Перетворена еквівалентна схема активного індуктивного елемента по змінному струму

Для визначення імпедансу частотного сенсора оптичного

випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності складемо систему рівнянь:

$$\begin{cases} U_1 = i_1(Z_{33} + Z_{39}) - i_2Z_{33} - i_5Z_{39}; \\ 0 = -i_1Z_{33} + i_2(Z_{32} + Z_{33} + Z_{34}) + Z_{34}(-I_{13} - I_{14} + I_{15}); \\ 0 = -i_2Z_{35} + i_3(Z_{35} + Z_{36}) - i_4Z_{36} + Z_{35}(-I_{13} + I_{16} - I_{15}) - Z_{36}I_{16}; \\ 0 = -i_3Z_{36} + i_4(Z_{37} + Z_{38}) - i_5Z_{39} + Z_{38}I_{16}; \\ 0 = -i_1Z_{39} - i_4Z_{37} + i_5(Z_{37} + Z_{38} + Z_{39}). \end{cases} \quad (2.36)$$

Використаємо у системі рівнянь (2.36) такі позначення:

$$\begin{aligned} A_1 &= Z_{33} + Z_{39}; \quad A_2 = Z_{32} + Z_{33} + Z_{34}; \quad A_3 = Z_{34}(-I_{13} - I_{14} + I_{15}); \quad A_4 = Z_{35} + Z_{36}; \\ A_5 &= Z_{35}(-I_{13} - I_{15} + I_{16}) - Z_{36}I_{16}; \quad A_6 = Z_{37} + Z_{36}; \quad A_7 = Z_{37} + Z_{38} + Z_{39}. \end{aligned}$$

Із врахуванням вище наведених позначень, система рівнянь (2.36) прийме вигляд

$$\begin{cases} U_1 = i_1A_1 - i_2Z_{33} - i_5Z_{39}; \\ 0 = -i_1Z_{33} + i_2A_2 + A_3; \\ 0 = -i_2Z_{35} + i_3A_4 - i_4Z_{36} + A_5; \\ 0 = -i_3Z_{36} + i_4A_6 - i_5Z_{37} + Z_{38}I_{16}; \\ 0 = -i_1Z_{39} - i_4Z_{39} + i_5A_7. \end{cases} \quad (2.37)$$

З другого рівняння системи (2.37) знаходимо величину струму i_1

$$i_1 = i_2A_2 / Z_{33} + A_3 / Z_{33}. \quad (2.38)$$

Підставимо рівняння (2.38) в перше і п'яте рівняння системи (2.37):

$$U_1 = i_2A_1A_2 / Z_{33} + A_1A_3 / Z_{33} - i_2Z_{33} - i_5Z_{39}, \quad (2.39)$$

$$0 = -i_2A_2Z_{39} / Z_{33} - A_3Z_{39} / Z_{33} - i_4Z_{37} + i_5A_7. \quad (2.40)$$

Визначимо з рівняння (2.38) величину струму i_2

$$i_2 = U_1 / B_1 + i_5Z_{39} / B_1 - A_1A_3 / (Z_{33}B_1), \quad (2.41)$$

де $B_1 = A_1A_2 / Z_{33} - Z_{33}$.

Підставимо рівняння (2.41) в рівняння (2.40) та визначимо величину

струму i_4

$$i_4 = -\frac{U_1 A_2 Z_{39}}{Z_{33} Z_{37}} + \frac{A_1 A_2 A_3 Z_{39}}{Z_{32}^2 Z_{36} B_1} - \frac{A_3 Z_{38}}{Z_{33} Z_{37}} - i_5 \left(\frac{A_2 Z_{39}^2}{Z_{33} Z_{37} B_1} - \frac{A_7}{Z_{37}} \right). \quad (2.42)$$

Підставимо рівняння (2.42) в третє рівняння системи (2.37) та знайдемо величину струму i_3

$$i_3 = \frac{U_1 Z_{35}}{B_1 A_4} + i_5 \left(\frac{Z_{35} Z_{39}}{B_1 A_4} \right) - \frac{A_1 A_3 Z_{35}}{A_4 Z_{33} B_1} - \frac{A_5}{A_4} - \frac{U_1 A_2 Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33} Z_{37}} + \frac{A_1 A_2 A_3 Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33}^2 Z_{37} B_1} - \frac{A_3 Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33} Z_{37}} + i_5 \left(\frac{A_2 Z_{36} Z_{39}^2}{A_4 Z_{33} Z_{37} B_1} - \frac{A_7 Z_{36}}{A_4 Z_{37}} \right). \quad (2.43)$$

При підстановці рівняння (2.43) у четверте рівняння системи (2.37) знаходимо величину струму i_5

$$i_5 = -\frac{U_1 B_3}{B_2} - \frac{Z_{36} I_{16}}{B_2} - \frac{A_1 A_2 A_3 Z_{39}}{Z_{33}^2 Z_{37} B_1 B_2} + \frac{A_3 A_6 Z_{39}}{Z_{33} Z_{37} B_2} - \frac{A_1 A_3 Z_{35} Z_{36}}{A_4 Z_{33} B_1 B_2} - \frac{A_5 Z_{36}}{A_4 B_2} + \frac{A_1 A_2 A_3 Z_{39} Z_{36}^2}{A_4 Z_{33}^2 Z_{37} B_1 B_2} - \frac{A_3 Z_{39} Z_{38}^2}{A_4 Z_{33} Z_{37} B_2}, \quad (2.44)$$

де

$$B_2 = -Z_{37} - \frac{Z_{35} Z_{36} Z_{39}}{A_4 B_1} - \frac{A_2 Z_{36}^2 Z_{39}^2}{A_4 Z_{33} Z_{37} B_1} + \frac{A_7 Z_{36}^2}{Z_{37} A_4}; \quad B_3 = \frac{A_2 Z_{36}^2 Z_{39}}{A_4 Z_{33} Z_{37}} - \frac{A_2 A_6 Z_{39}}{Z_{33} Z_{37}} - \frac{Z_{35} Z_{36}}{A_4 B_1}.$$

При підстановці рівняння (2.44) в рівняння (2.37)

$$i_1 = U_1 A_2 / (Z_{33} B_1) + i_5 \frac{A_2 Z_{39}}{Z_{33} B_1} - A_1 A_2 A_3 / (Z_{33}^2 B_1). \quad (2.45)$$

При підстановці рівняння (2.45) в рівняння (2.44) отримаємо:

$$i_1 = \frac{U_1 A_2}{Z_{33} B_1} - \frac{A_1 A_2 A_3}{Z_{33}^2 B_1} - \frac{U_1 A_2 Z_{39} B_3}{Z_{33} B_1 B_2} - \frac{A_2 Z_{36} I_{16} Z_{39}}{Z_{33} B_1 B_2} - \frac{A_1 A_2^2 A_3 Z_{39}^2}{Z_{33}^3 Z_{37} B_1 B_2} + \frac{A_2 A_3 A_6 Z_{39}^2}{Z_{33}^2 Z_{37} B_1 B_2} -$$

$$- \frac{A_1 A_2 A_3 Z_{35} Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33}^2 B_1^2 B_2} - \frac{A_2 A_5 Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33} B_1 B_2} + \frac{A_1 A_2^2 A_3 Z_{39}^2 Z_{36}^2}{A_4 Z_{33}^3 Z_{37} B_1^2 B_2} - \frac{A_2 A_3 Z_{39}^2 Z_{36}^2}{A_4 Z_{33}^2 Z_{37} B_2}.$$

Імпеданс транзисторного аналога індуктивності визначається аналітичним виразом:

$$Z_{екв} = U_1 / i_1 = U_1 / \left(\frac{U_1 A_2}{Z_{33} B_1} - \frac{A_1 A_2 A_3}{Z_{33}^2 B_1} - \frac{U_1 A_2 Z_{39} B_3}{Z_{33} B_1 B_2} - \frac{A_2 Z_{36} I_{16} Z_{39}}{Z_{33} B_1 B_2} - \frac{A_1 A_2^2 A_3 Z_{39}^2}{Z_{33}^3 Z_{37} B_1 B_2} + \right.$$

$$+ \frac{A_2 A_3 A_6 Z_{39}^2}{Z_{33}^2 Z_{37} B_1 B_2} - \frac{A_1 A_2 A_3 Z_{35} Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33}^2 B_1^2 B_2} - \frac{A_2 A_5 Z_{36} Z_{39}}{A_4 Z_{33} B_1 B_2} + \frac{A_1 A_2^2 A_3 Z_{39}^2 Z_{36}^2}{A_4 Z_{33}^3 Z_{37} B_1^2 B_2} -$$

$$\left. - \frac{A_2 A_3 Z_{39}^2 Z_{36}^2}{A_4 Z_{33}^2 Z_{37} B_2} \right).$$

(2.46)

В еквівалентних нелінійних схемах (рисунок 2.7 та рисунок 2.8) застосовано такі позначення:

$$Z_1 = R_1, \quad Z_2 = R_5, \quad Z_3 = R_2 / (1 + \omega^2 R_2^2 C_4^2) - j R_2^2 \omega C_4 / (1 + \omega^2 R_2^2 C_4^2), \quad Z_4 = R_3,$$

$$Z_5 = R_4, \quad Z_6 = R_7, \quad Z_7 = -j / (\omega C_8), \quad Z_8 = -j / \omega (C_7), \quad Z_9 = -j / (\omega C_1), \quad Z_{10} = R_6,$$

$$Z_{11} = -j / (\omega C_3), \quad Z_{12} = -j / (\omega C_5), \quad Z_{13} = R_8, \quad Z_{14} = -j / (\omega C_6),$$

$$Z_{15} = R_9 / (1 + \omega^2 R_9^2 C_9^2) - j R_9^2 \omega C_9 / (1 + \omega^2 R_9^2 C_9^2), \quad Z_{16} = R_{10}, \quad Z_{17} = R_{11}, \quad Z_{18} = R_{12},$$

$$Z_{19} = -j / (\omega C_{10}), \quad Z_{20} = R_{13}, \quad Z_{21} = -j / (\omega C_4), \quad Z_{22} = R_{14}, \quad Z_{23} = -j / (\omega C_{12}),$$

$$Z_{24} = R_{15}, \quad Z_{25} = R_{16}, \quad Z_{26} = R_{17}, \quad Z_{27} = R_{20}, \quad Z_{28} = -j / (\omega C_{17}), \quad Z_{29} = -j / (\omega C_{18}),$$

$$Z_{30} = R_{18} / (1 + \omega^2 R_{18}^2 C_{19}^2) - j R_{18}^2 \omega C_{19} / (1 + \omega^2 R_{18}^2 C_{19}^2), \quad Z_{31} = R_{19}, \quad Z_{32} = R_{21},$$

$$Z_{33} = -j / (\omega C_2), \quad Z_{34} = -j / (\omega C_{13}), \quad Z_{35} = -j / (\omega C_{14}),$$

$$Z_{36} = R_{22} / (1 + \omega^2 R_{22}^2 C_{15}^2) - j R_{22}^2 \omega C_{15} / (1 + \omega^2 R_{22}^2 C_{15}^2), \quad Z_{37} = R_{23}, \quad Z_{38} = R_{25},$$

$$Z_{39} = R_{24}, \quad Z_{40} = -j / (\omega C_{16}).$$

На підставі системи рівнянь (2.35) за допомогою пакету Matlab 9.2. розраховані активна та реактивна складові імпедансу. На рисунку 2.9 та рисунку 2.10 наведені теоретичні та експериментальні залежності імпедансу від інтенсивності світла (Вибрана довжина хвилі – 520 нм).

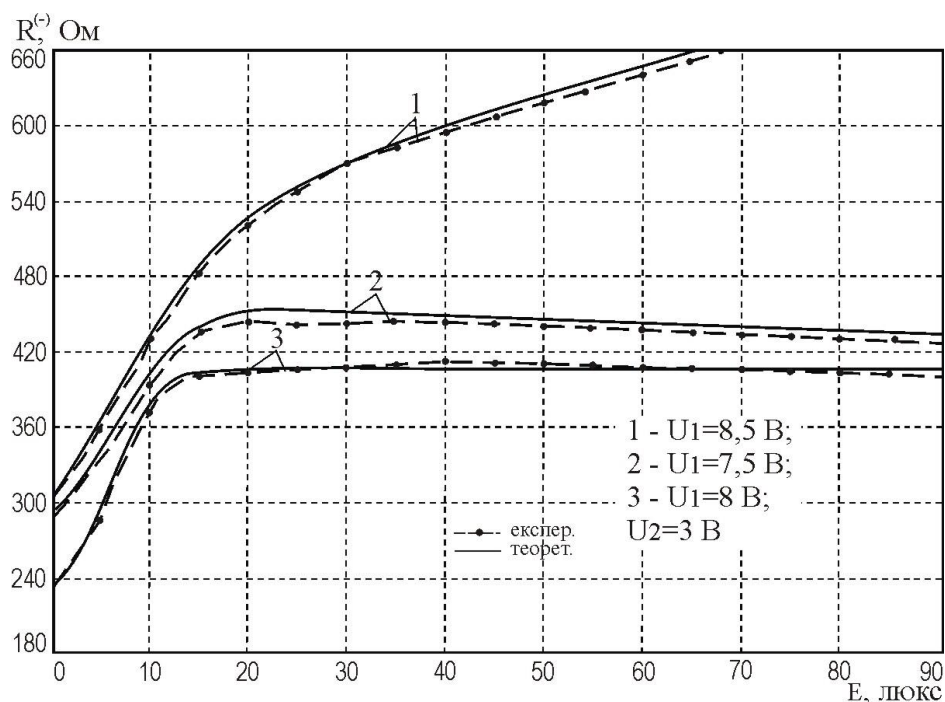


Рисунок 2.9 – Експериментальні та теоретичні залежності активної складової імпедансу від інтенсивності освітлення

З рисунка 2.9 та рисунка 2.10 видно, що при збільшенні інтенсивності освітлення активна і реактивна складова імпедансу суттєво збільшуються.

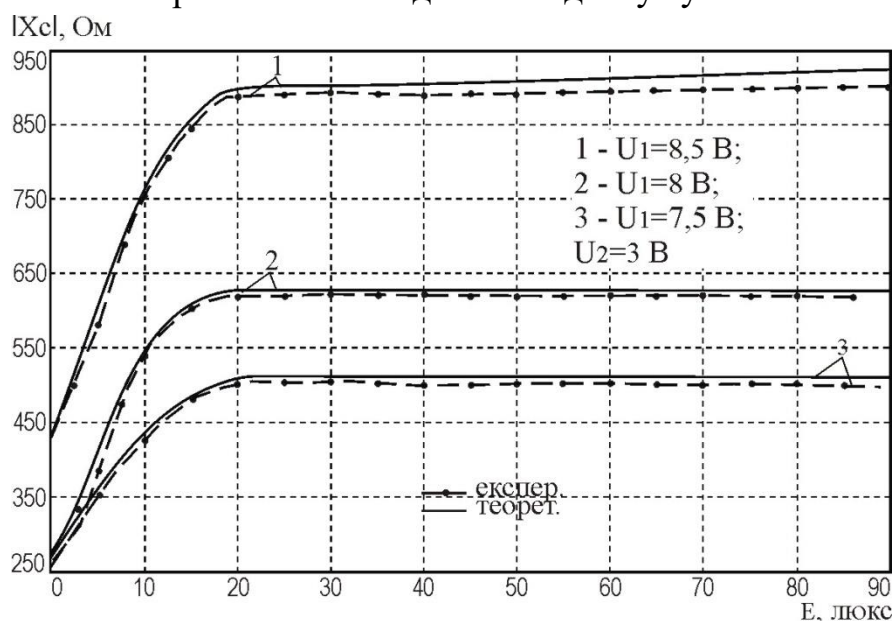


Рисунок 2.10 – Експериментальні та теоретичні залежності реактивної складової імпедансу від інтенсивності освітлення

На рисунку 2.11 та рисунку 2.12 представлені експериментальні залежності частоти генерації частотного сенсора оптичного випромінювання з фоточутливим транзистором та транзисторним аналогом індуктивності.

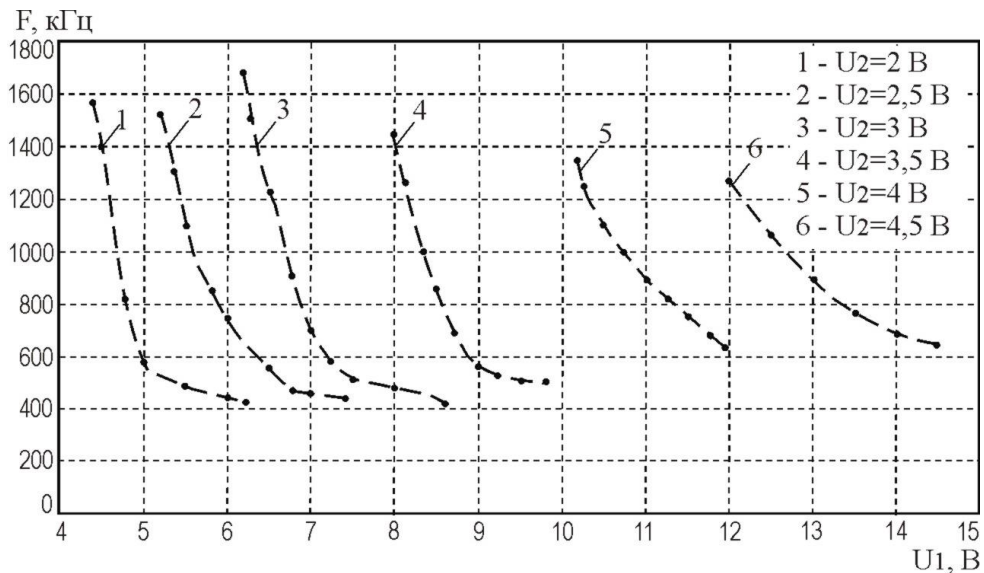


Рисунок 2.11 – Експериментальні залежності частоти генерації частотного сенсора оптичного випромінювання від напруги живлення

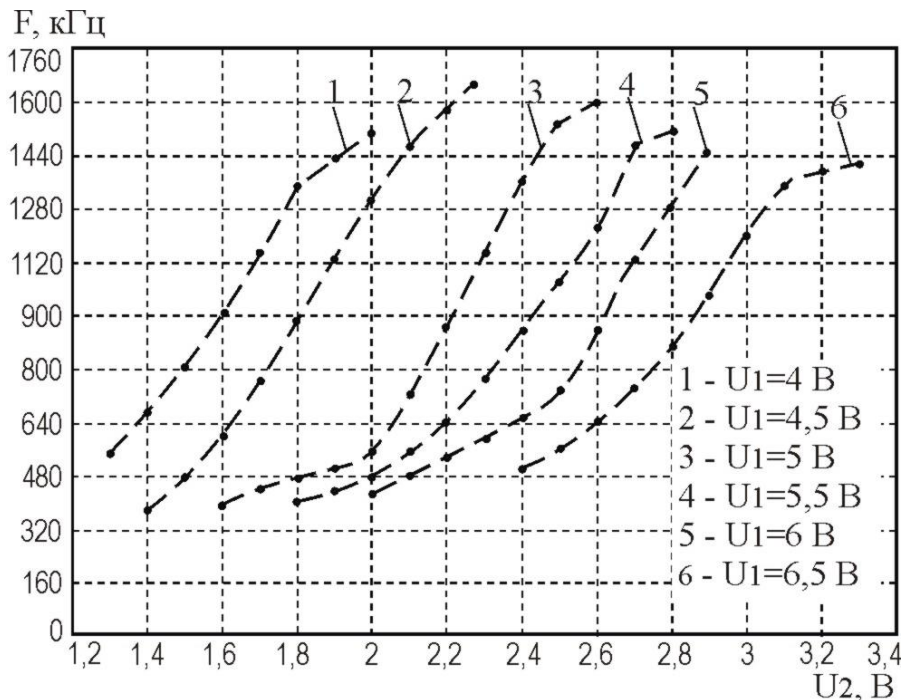


Рисунок 2.12 – Експериментальні частоти генерації частотного сенсора оптичного випромінювання від напруги керування

Із рисунку 2.11 видно, що найкращим режимом роботи частотного сенсора оптичного випромінювання, при якому частота генерації лінійно залежить від напруги живлення, є робота при напрузі керування 3 В. Із рисунка 2.12 видно, що в діапазоні 4...14 В напруги живлення частотний сенсор оптичного випромінювання стабільно генерує, тому і режим роботи частотного сенсора оптичного випромінювання слід вибирати в цьому проміжку напруг.

На рисунку 2.13 представлені експериментальні та теоретичні залежності частоти генерації частотного сенсора оптичного випромінювання від зміни інтенсивності освітленості.

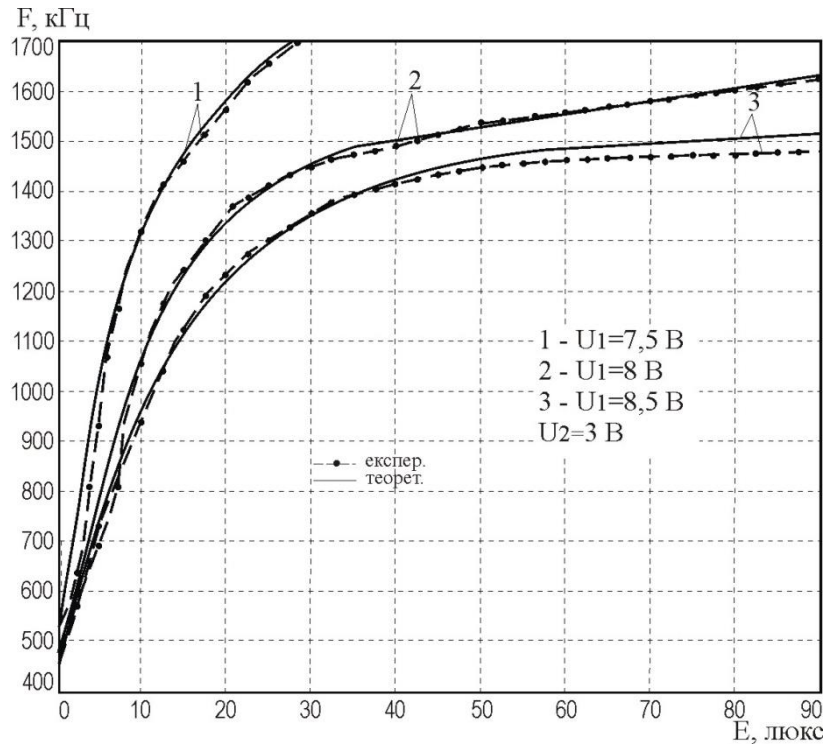


Рисунок 2.13 – Теоретичні та експериментальні залежності частоти генерації частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності від зміни величини освітленості

З рисунку 2.13 видно, що частота генерації частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності збільшується зі збільшенням інтенсивності освітленості, а на ділянці від 1 люкс до 40 люкс спостерігається найбільша залежність зміни частоти генерації частотного сенсора оптичного випромінювання від зміни освітленості. Залежність частоти генерації частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності від інтенсивності освітленості визначається по контуру зворотного струму на основі теорії стійкості Ляпунова.

Функція перетворення частотного сенсора оптичного випромінювання з фоточутливим транзистором та транзисторним аналогом індуктивності описується виразом (2.47)

$$F = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} \sqrt{L_{екв}(E)C_{17}(-L_{екв}(E)C_{17} + R_{19}^2(E)C_{19}^2(E) + R_{19}^2(E)C_{19}(E)C_{17} + A)}}{L_{екв}(E)C_{19}(E)C_{17}R_{19}(E)}, \quad (2.47)$$

де

$$A = \sqrt{\frac{L_{екв}^2(E)C_{17}^2 + 2L_{екв}(E)C_{19}^2(E)C_{17}R_{19}^2(E) - 2L_{екв}(E)C_{17}^2C_{19}(E)R_{19}^2(E) + R_{19}^4(E)C_{19}^4(E) + 2R_{19}^4(E)C_{19}^3(E)C_{17} + R_{19}^4(E)C_{19}^2(E)C_{17}^2}{}}$$

У формулі (2.47) $L_{екв}$ це значення еквівалентної індуктивності транзисторного аналога індуктивності, що визначається із імпедансу $Z_{екв}$ частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності. Залежності чутливості частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності від величини інтенсивності освітленості представлений на рисунку 2.14.

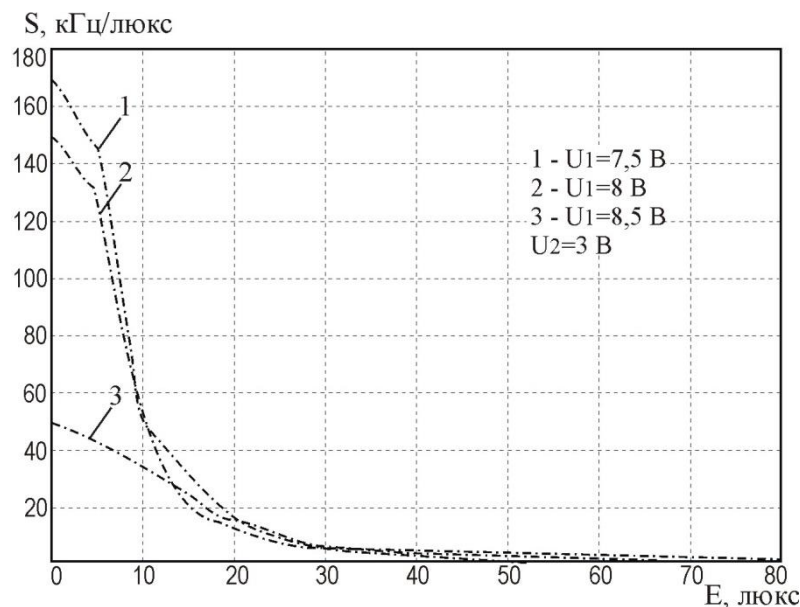


Рисунок 2.14 – Залежність чутливості частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності від величини освітленості

Із рисунка 2.14 видно, що максимальну чутливість частотний сенсор оптичного випромінювання з фототранзистором має при напрузі живлення 7,5 В та напрузі керування 2 В. Зі зміною інтенсивності освітленості від 10 люкс до 50 люкс, чутливість частотного сенсора оптичного випромінювання з транзисторним аналогом індуктивності змінюється від 170 кГц/люкс до 2 кГц/люкс.

На основі аналітичної залежності функції перетворення визначено аналітичний вираз для чутливості частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності

$$\begin{aligned}
S = & \frac{1}{4}\sqrt{2}\left(\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right)C_{17}(D_1+D_2)+L_{\text{екб}}(E)C_{17}^2\left(-\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right)+2R_{19}(E)C_{19}^2(E)\times\right.\right. \\
& \times\left.\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right)+2R_{19}^2(E)C_{19}(E)\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right)+2R_{19}(E)C_{19}(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right)+\right. \\
& +R_{19}^2(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right)+\frac{1}{2}(2L_{\text{екб}}(E)C_{17}^2\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right)+2R_{19}^2(E)C_{19}^2(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right)+ \\
& +4L_{\text{екб}}(E)R_{19}(E)C_{19}^2(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right)+4L_{\text{екб}}(E)R_{19}(E)C_{19}^2(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right)+4L_{\text{екб}}(E)\times \\
& \times R_{19}^2(E)C_{19}(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right)-2R_{19}^2(E)C_{19}(E)C_{17}^2\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right)-4L_{\text{екб}}(E)R_{19}(E)C_{19}(E)C_{17}^2\times \\
& \times\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right)-2L_{\text{екб}}(E)R_{19}^2(E)C_{17}^2\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right)+4R_{19}^3(E)C_{19}^4(E)\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right)+4R_{19}^4(E)C_{19}^3\times \\
& \times(E)\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right)+8R_{19}^3(E)C_{19}^3(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right)+6R_{19}^4(E)C_{19}^2(E)C_{17}\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right)+ \\
& +4R_{19}^3(E)C_{19}^2(E)C_{17}^2\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right)+2R_{19}^4(E)C_{19}(E)C_{17}^2\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right)\left.\right)/D_2\left.\right)\left.\right)/ \\
& / \left(\sqrt{L_{\text{екб}}^2(E)C_{19}(E)R_{19}(E)C_{17}^2(D_1+D_2)}\right)-\frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{\frac{L_{\text{екб}}(E)C_{17}(D_1+D_2)\left(\frac{\partial}{\partial E}L_{\text{екб}}(E)\right)}{L_{\text{екб}}^2(E)R_{19}(E)C_{19}(E)C_{17}}}- \\
& -\frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{\frac{L_{\text{екб}}(E)C_{17}(D_1+D_2)\left(\frac{\partial}{\partial E}R_{19}(E)\right)}{L_{\text{екб}}(E)R_{19}^2(E)C_{19}(E)C_{17}}}-\frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{\frac{L_{\text{екб}}(E)C_{17}(D_1+D_2)\left(\frac{\partial}{\partial E}C_{19}(E)\right)}{L_{\text{екб}}(E)R_{19}(E)C_{19}^2(E)C_{17}}}, \tag{2.48}
\end{aligned}$$

де

$$D_1 = -L_{\text{екб}}(E)C_{17} + R_{19}^2(E)C_{19}^2(E) + R_{19}^2(E)C_{19}(E)C_{17};$$

$$D_1 = \sqrt{L_{\text{екб}}^2(E)C_{17}^2 + 2L_{\text{екб}}(E)C_{17}R_{19}^2(E)C_{19}^2(E) - 2L_{\text{екб}}(E)C_{17}^2R_{19}^2(E)C_{19}(E) + R_{19}^4(E)C_{19}^4(E) + 2R_{19}^4(E)C_{19}^3(E)C_{17} + R_{19}^4(E)C_{19}^2(E)C_{17}^2}.$$

На рисунку 2.15 представлена залежність відхилення теоретичних значень математичної моделі від експериментальних значень.

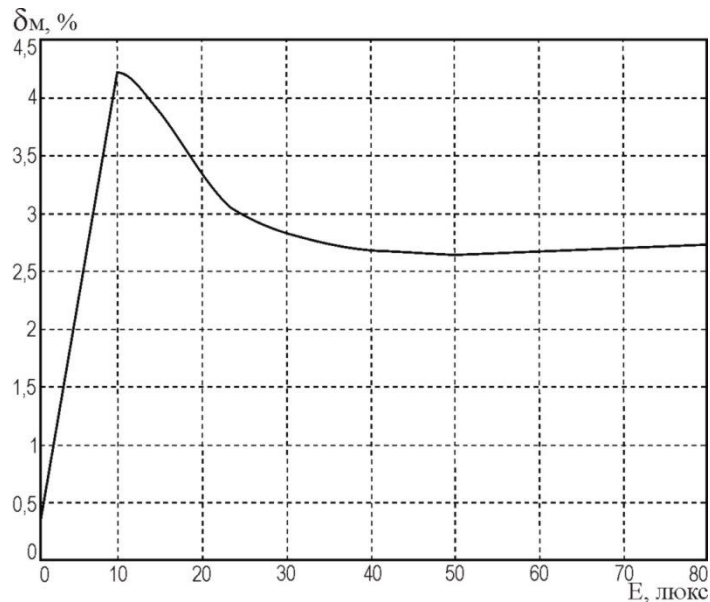


Рисунок 2.15 – Залежність відхилення теоретичної математичної моделі від експерименту

З рисунку 2.15 видно, що розбіжність теоретичних та експериментальних значень не перевищує 4,1%.

2.3 Висновки до розділу

1. Представлено математичні моделі частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності, в яких враховано залежність параметрів нелінійних еквівалентних елементів транзисторів які входять до складу частотного сенсора оптичного випромінювання від зміни інтенсивності освітленості, що дало змогу отримати аналітичні вирази для опису чутливості і функції перетворення.
2. Проведено експериментальні дослідження частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності, які показали, чутливість розробленого сенсора в діапазоні від 10 люкс до 50 люкс, змінюється від 175 кГц/люкс до 2,5 кГц/люкс.

3 ЗАСТОСУВАННЯ ОПТИЧНОГО СЕНСОРА В МІКРОЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІЙ СИСТЕМІ СВІТЛОСТАБІЛІЗАЦІЇ

У цьому розділі розглядаються аспекти застосування оптичного датчика мікроелектромеханічної системи [36-43]. Крім того, наданий аналіз обмежується проблемами застосування, що виникають у дослідницьких або промислових застосуваннях. Зокрема, розглядався випадок, коли датчик використовувався як джерело сигналу зворотного зв'язку. Його вихідний сигнал використовується для стабілізації потоку світлодіодної лампи. Таким чином, функцією датчика було періодичне вимірювання розподілу спектрального потоку. Завданням застосування такого датчика є формування вихідного аналогового сигналу [46, 47]. Це необхідно для виконання аналого-цифрового перетворення та подальшої цифрової обробки. У розглянутому випадку обмеження конструкції впливають із специфіки вихідного сигналу. Цей сигнал являє собою послідовність прямокутних імпульсів, які можуть мати різну частоту, а їх амплітуда змінюється в широкому діапазоні. Той факт, що такий сигнал повинен бути обумовлений, додатково відлякує деяких оптичних дослідників від використання таких датчиків. Розроблений драйвер дозволяє проводити вимірювання за допомогою оптичного датчика світла в діапазоні від 340 нм до 780 нм з роздільною здатністю близько 12 нм; в діапазоні значень потоку від приблизно 10 нВт до 1 мкВт і частот до кількох кГц. Розроблено та випробувано запропонований драйвер датчика. Результати вимірювань представлені в заключній частині розділу.

3.1 Застосування технології MEMS у спектральному аналізі

Мініатюризація датчиків, розподілені вимірювальні системи та складні алгоритми обробки вимірювальних даних стають невід'ємними функціями сучасних вимірювальних систем. Ця тенденція спостерігається і в оптичній метрології [33] і це призводить до нових перспектив застосування [34]. Застосування нових технологій з використанням інтегрованих оптичних модулів також зростає в спектральній метрології. Звичайні настільні спектрометри зазвичай складаються з системи вхідного коліматора, багатоступеневого керованого монохроматора, чутливого фотодетектора та настільного комп'ютера для керування системою та обробки даних [35]. Стаціонарність цих приладів дозволила досягти високої спектральної роздільної здатності, отримати широку смугу вимірювань і підтримувати великі динамічні діапазони вхідного сигналу. У цих рішеннях не було

обмежень щодо простору чи енергії. У таких вимірювальних системах, окрім складної електроніки, присутні спеціалізовані механічні системи, які приводять у рух модулі монохроматора. Отже, деякі з таких конструкцій споживають потужність у кілька тисяч ват, вони важать кілька сотень кілограмів і займають простір у декілька кубічних метрів. Високе енергоспоживання та великі розміри цих приладів практично виключають їх з мобільних додатків, включаючи схеми керування вимірювальними системами.

Технологічний розвиток мініатюризації монохроматорів та їх інтеграція з ПЗЗ-матрицями призвели до створення нової категорії спектрометрів, а саме міні-спектрометрів. Повна вимірювальна система міні-спектрометра складається з двох основних модулів: монохроматора, інтегрованого з CCD, і зовнішнього портативного комп'ютера. Оскільки модуль монохроматора має об'єм близько 1 кубічного дециметра і споживає кілька ват електроенергії, вся система більш мобільна, ніж стаціонарний спектрометр. Важливою перевагою цих систем є відсутність багатоступеневих монохроматорів з механічним приводом. Модуль монохроматора зазвичай складається з вхідної щілини, колімуючої лінзи, трансмісійної або відбиваючої решітки, дзеркала для фокусування, лінійного ПЗЗ-датчика і необхідної електроніки (рис.3.1), (та наведено в додатку А рис.12).

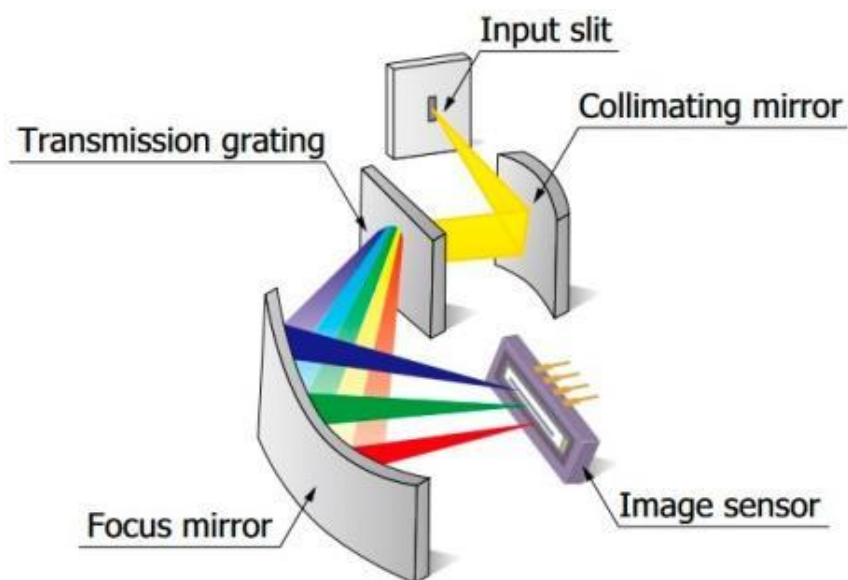


Рисунок 3.1 – Приклад архітектури вбудованого монохроматора в міні-спектрометрі

Як і при використанні інших технологій, міні-спектрометри мають певний рівень похибок вимірювань. У цьому випадку джерелами похибок є темновий струм, термочутливість, розсіяне світло, нелінійність

фотоелектричного перетворення та помилки електронної схеми. У доступній бібліографії ви можете знайти описи методів, прийомів та інструментів для мінімізації впливу цих джерел помилок [36]. Вимірювальні прилади в технології ПЗЗ-спектрометрів завдяки своїй мобільності знайшли своє місце в лабораторних приладах і частково замінюють стаціонарні спектрометри.

Однак прогрес мініатюризації не зупинився на рівні міні-спектрометрів, оскільки були розроблені оптичні датчики, що використовують технологію мікроелектромеханічних систем (MEMS). Тим часом було випущено ряд наукових публікацій, присвячених дослідженням у різних сферах застосування цих сенсорів [37]. На жаль, були також критичні думки щодо застосування технології MEMS у спектральному аналізі. Такий стан справ посилив занепокоєння деяких оптичних дослідників і призвело до недовірливого підходу до застосування цих чіпів у їхніх лабораторіях.

Основним запереченням проти оптичних MEMS-спектрометрів є високий рівень розсіяного світла. Звичайно, певний рівень розсіяного світла має бути в структурі MEMS. Однак це не так відрізняється за значенням порівняно з іншими спектрометрами, що містять однокаскадні монохроматори. У деяких рішеннях MEMS-спектрометрів [37], ослаблення розсіяного світла становить приблизно 30 дБ. Це значення ослаблення розсіяного світла, яке досягається в міні-спектрометрах ПЗС, які вважаються вимірювальними інструментами середнього діапазону. Другим критикованим параметром у MEMS-спектрометрах є значення спектрального дозволу. Насправді, у видимому діапазоні це майже вдвічі перевищує значення, можливе для міні-спектрометрів. Метою MEMS-спектрометрів є не заміна лабораторного вимірювального обладнання. Тому трохи вище значення спектрального дозволу в даному випадку не є критичним параметром. Цього значення достатньо для багатьох промислових, наукових, медичних або сільськогосподарських застосувань [37].

Темою цієї роботи не є аналіз оптичного шляху в MEMS-спектрометрі. Це питання вивчено та опубліковано в науковій літературі, в якій представлено багато рішень фотоелектричного перетворення. Ця стаття стосується прикладних дослідження, а не фундаментальне дослідження, отже використаний стиль написання статті схожий на звіти про такі дослідження, а не комплексний аналітичний підхід. Автор статті хоче звернути увагу на проблеми застосування MEMS-спектрометрів, які суттєво впливають на якісні параметри всієї системи. Технічна документація, що надається виробником MEMS-спектрометра, обмежена, і вона не пропонує конкретних прикладних рішень та їх можливих версій.

Такий стан може збентежити багатьох потенційних користувачів цих датчиків, тому автор цієї статті пропонує власне оригінальне рішення для драйвера MEMS, що є його внеском у сферу прикладних досліджень на цю тему. Метою цієї статті є звернути увагу на обмеження застосування та представити пропозиції щодо нескладних систем підтримки спектрометрів MEMS.

3.2 Структура MEMS-спектрометра

Цей експеримент було проведено з використанням C12666MA MEMS-спектрометр з дисперсійною оптикою. Його внутрішня будова показана на рисунку 3.2. Цей модуль міститься в металевому корпусі з розмірами: 20,1 мм 12,5 мм 10,1 мм і важить близько 5 г. Усі контакти електронного сигналу мають 10-контактний стандарт DIP.

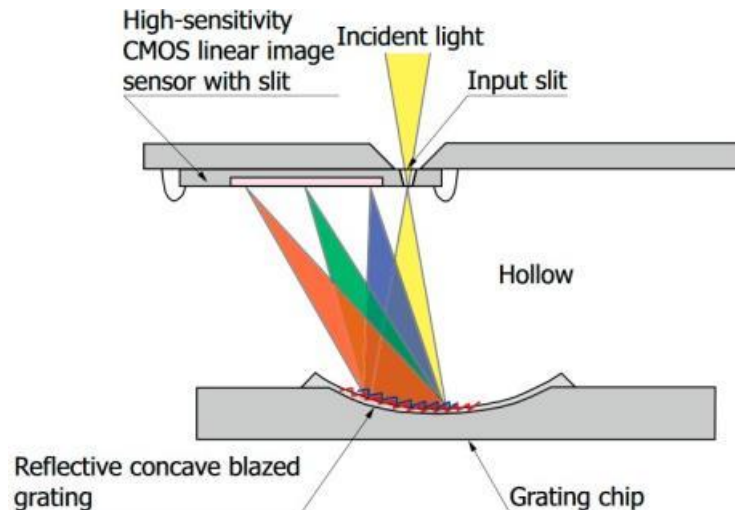


Рисунок 3.2 – Внутрішня структура MEMS-спектрометра

Цей чіп використовувався в апаратному симуляторі тепличної лампи. Оскільки світлодіодні лампи мають нестабільні оптичні параметри в часі, необхідна корекція їх світлового потоку. Для цього необхідно відстежувати значення потоку та його спектральний розподіл в режимі онлайн. Однак в описаному застосуванні не потрібна дуже точна спектральна роздільна здатність, але необхідний широкий динамічний діапазон вимірюваних значень потоку. Для цього використовується MEMS-спектрометрадекватне рішення для шляху вимірювання. Окремий сенсор MEMS не стає повною системою вимірювання; для цього потрібне джерело живлення та обробка сигналів керування та вихідного сигналу вимірювання.

У описаному прикладі повна система симулятора складалася з 4

основних модулів, показаних на рисунку 3.3. Оригінальне власне світлодіодне матричне рішення (рис. 3.4а) складається з 25 світлодіодів з різним спектральним розподілом, які живляться незалежно. Набір значень струму для кожного світлодіода визначає результуючий спектральний розподіл лампи. Ці струми визначаються матрицею потужності та модулем охолодження таким чином, щоб отримати спектральні характеристики джерела. Ця характеристика має бути подібною до кривих поглинання рослин, які були розроблені шляхом фундаментальних досліджень [38]. Усі поточні параметри цього модуля можна налаштувати автоматично за допомогою модуля FPGA [39] або вручну. Модуль FPGA є лише апаратним рівнем, для якого необхідно розробити відповідне програмне забезпечення. Для проекту замість мікроконтролера було обрано мікросхему FPGA, оскільки вона дозволяє виконувати декілька процесів керування незалежно один від одного й одночасно. Поточний потік світлодіодної матриці вимірювався мікросхемою C1266MA (рис. 3.4б) і потім перетворюється на цифрові сигнали в модулі MEMS-спектрометра. Модуль FPGA порівнює вимірний розподіл потоку світлодіодної матриці з еталонним розподілом, що зберігається в його пам'яті. Якщо ці значення суттєво відрізняються, модуль FPGA надсилає команду матриці живлення та модулю охолодження зменшити або збільшити струми, що живлять певні світлодіоди.

Описана система адаптивних і еталонних світлодіодних джерел є складною і багатогранною, тому в даній роботі вона не описувалася детально. У цьому документі розглядається лише один компонент цієї системи, але необхідно було описати передумови.

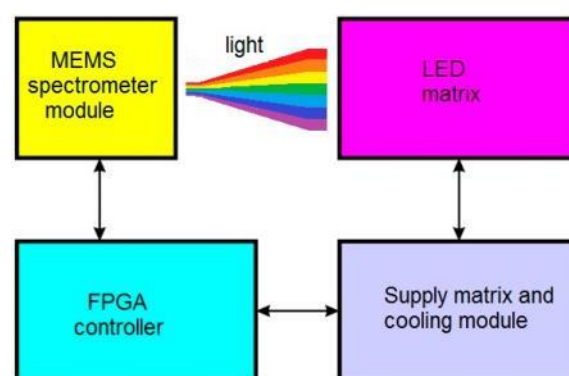


Рисунок 3.3 – Блок-схема апаратного симулятора лампи

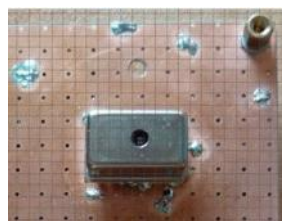
Усі допоміжні компоненти датчика MEMS, такі як регулятори напруги, ізолюючий підсилювач, аналого-цифровий перетворювач і транслятори рівня, були встановлені на платі прототипу схеми MEMS. Ця дошка була закріплена у вході інтегруючої сфери (рис. 3.5), таким чином, щоб датчик

MEMS був орієнтований на внутрішню частину лабораторної сфери. Світлодіодну матрицю встановлювали у другому вході інтегруючої сфери, спрямовуючи активну сторону матриці також у порожнину сфери. Всі драйверні модулі були з'єднані один з одним і приєднані до джерела живлення та осцилографа, як показано на рисунку 3.5, (та наведено в додатку А рис.13).

На цьому рисунку для кращої видимості не показані модулі охолодження та термостабілізації світлодіодної матриці. Це модуль Пельтьє та активний кулер Master Liquid Lite 240. Як модуль Пельтьє, так і активна охолоджуюча головка зазвичай монтуються на зовнішній стороні світлодіодної матриці. Ці модулі живляться від плати керування матрицею та можуть керуватися платою FPGA.



а)



б)

Рисунок 3.4 – Виділені компоненти апаратного симулятора: (а) світлодіодна матриця на алюмінієвій підкладці; (б) MEMS-датчик на нижній стороні плати MEMS-спектрометричного модуля

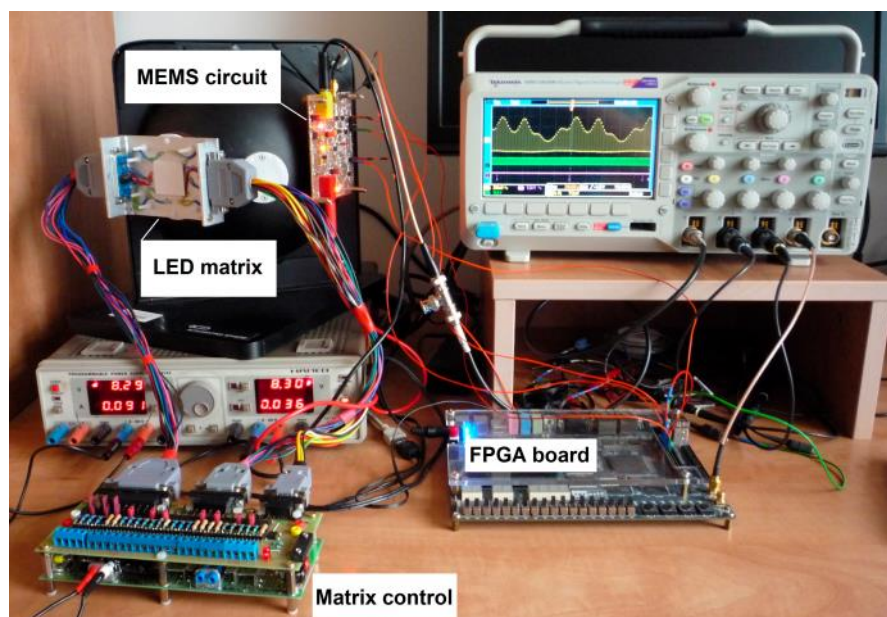


Рисунок 3.5 – Вимірювальний стендпрототип драйвера MEMS

Згаданий вимірювальний стенд (рис. 3.5) нарешті буде використано для створення прототипу апаратного симулятора лампи для садівництва. З іншого боку, на ранній стадії дослідження він використовувався для вимірювання та оцінки застосовності датчика MEMS для всієї системи. Водночас це стало основою для проведення досліджень драйвера MEMS, запропонованого та описаного в цій статті. Отже, вигляд випробувального стенду на рис.3.5 не сумісний із загальною блок-схемою симулятора лампи на рисунку 3.3. На початку розробки плата MEMS була побудована відповідно до схеми, показаної на рисунку 3.6, (та наведено в додатку А рис.14), який рекомендовано виробником датчика. Ця схема включає наступне: U1 – MEMS-спектрометр, U2 – підсилювач/сепаратор, U4 – аналого-цифровий перетворювач, а також транслятори логічних рівнів U3 і U5–U7. Підсилювач блоку посилення U2 відокремлюється вихід C12666MA від решти схеми. Аналоговий сигнал від розділового підсилювача перетворюється в цифровий перетворювачем U4. Цифровий сигнал від перетворювача U4 передається по шині SPI, яка містить сигнали Dout, CS і SCLK. Оскільки всі цифрові сигнали в описаній схемі мають стандарт 5 В, необхідно перетворити їх на стандарт 3,3 В, який є домінуючим стандартом у мікросхемах FPGA і мікроконтролерах. У представленій схемі перетворення цифрових сигналів між стандартними напругами 3,3 В і 5 В виконують мікросхеми U3, U5, U6 і U7.

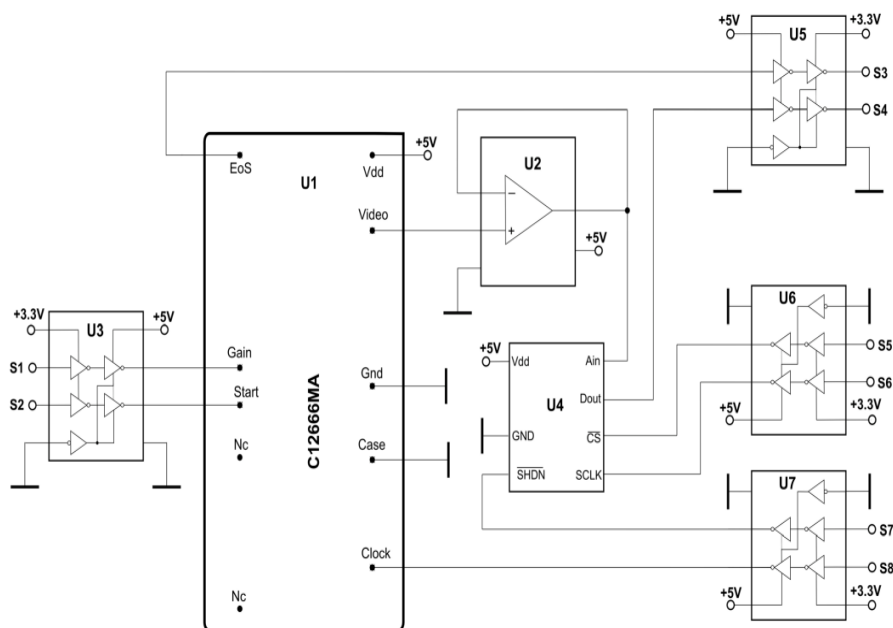


Рисунок 3.6 – Стандартна схема датчика C12666MA

Найважливіші часові характеристики датчика були досліджені у

вищезгаданій системі, і результати вимірювань вказали на недоліки схеми за замовчуванням. Ці результати стали мотивацією для розробки нового драйвера MEMS-спектрометра, який описано нижче.

3.3 Дослідження та розробка оптичного MEMS сенсора

Досліджуваний датчик MEMS має нелінійну спектральну характеристику відгуку (рис.3.7). Однак це не є проблемою, оскільки її корекція може бути реалізована аналітично в FPGA або шляхом апаратного скорочення чи подовження часу інтегрування в окремих спектральних інтервалах. Ця властивість відсутня в більшості стаціонарних спектрометрів або міні-спектрометрів, де час інтеграції є фіксованим.

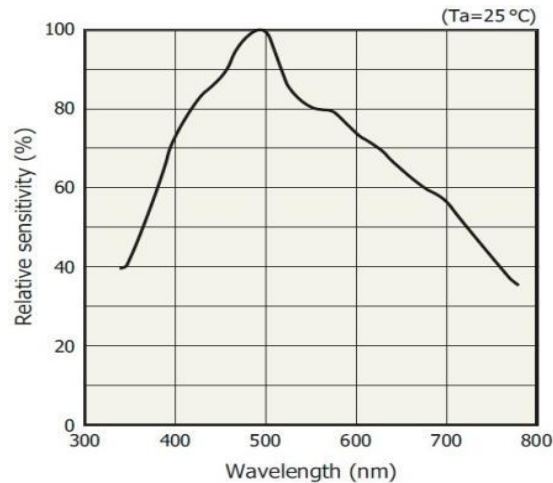


Рисунок 3.7 – Типовий спектральний відгук датчика MEMS

Подібним чином, змінюючи час інтегрування або посилення шляху вимірювання, можна виправити нелінійність MEMS-спектрометра зі спектральною роздільною здатністю (рис.3.8).

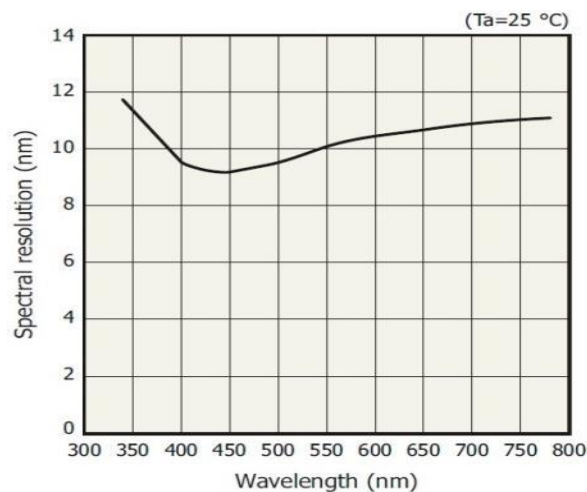


Рисунок 3.8 – Типова спектральна роздільна здатність від довжини хвилі датчика MEMS

MEMS C12666CA також характеризується нелінійністю фотоелектрики перетворення (рис.3.9), особливо для короткого часу інтеграції. Отже, потрібна цифрова корекція виміряних значень потоку на стороні FPGA. Бажано працювати з датчиком із якомога довшим часом інтеграції через відносно високий рівень внутрішнього шуму датчика 0,5 мВ. Оскільки більшість шумів характеризується нульовим середнім значенням, їх усереднення є важливим для покращення відношення сигнал/шум на виході системи. Таким чином, на додаток до вибору часу інтегрування, також важливим є відповідне посилення драйвером датчика. Відповідна розробка архітектури і параметрів драйвер-підсилювача була суттю даної роботи. Основний недолік схеми, зображеної на рис.3.6 є невідповідністю між аналоговою частиною вимірювального тракту та характеристиками відеосигналу на виході датчика C12666MA. Мікросхема фотодетектора MEMS-спектрометра дозволяє вимірювати значення потоку в широкому діапазоні від суб-піковат до майже 1 мікровоат.

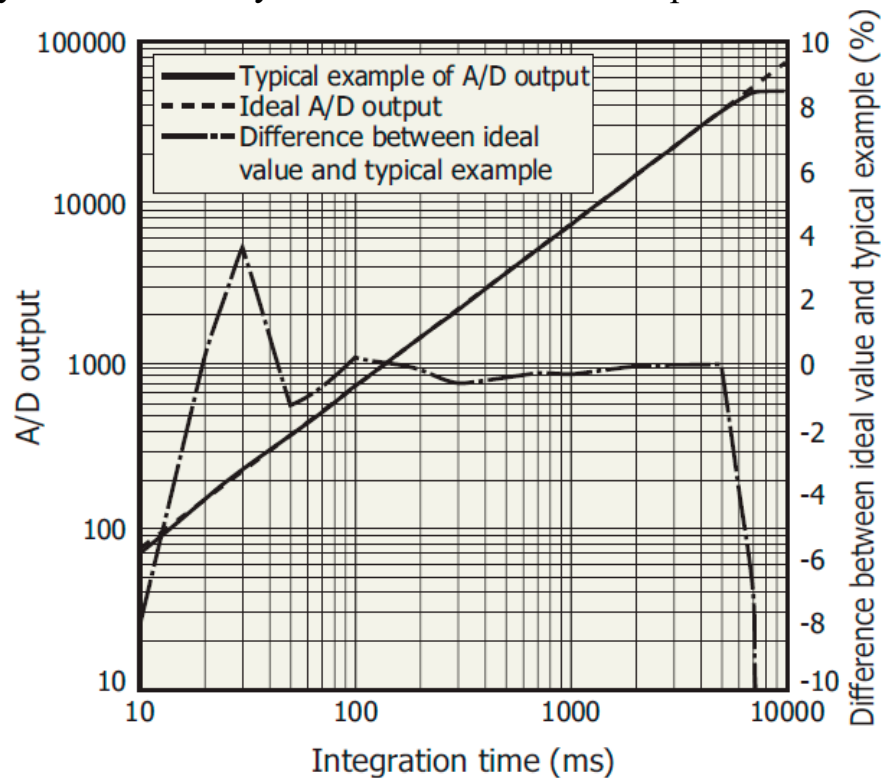


Рисунок 3.9 – Лінійність MEMS C12666CA

Це означає, що в датчику, що живиться від +5 В, вихідний відеосигнал повинен змінюватися приблизно від 1 мкВ до кількох В. Аналого-цифрове перетворення вхідного сигналу на рівні кількох мкВ практично неможливо, оскільки виміряний змінний сигнал з'являється на фоні пари вольт постійного струму.

Таке високе значення постійної складової на виході датчика деякі

оптичні метрологи неправильно сприймають як складову вихідного сигналу, спричинену розсіяним світлом. З цієї причини деякі метрологи відмовляються від використання датчиків MEMS. Компонент постійного струму в кілька вольт не може бути створений розсіяним світлом, оскільки він внутрішньо ослаблений проти вхідного світла на 25-33 дБ. Ця складова постійного струму є результатом нормальної роботи електронної схеми, особливо коли на таку схему подається несиметрична напруга, а робоча точка її вихідного каскаду знаходиться поблизу підсилювачів класу А. Рисунок 3.10, (та наведено в додатку А рис.15), показує вибрані форми хвиль у схемі MEMS-спектрометра. Жовтий сигнал – це відеосигнал на виході підсилювача U2, показаний на рисунку 3.6. Схема U2 була низьковольтним операційним підсилювачем входу/виходу «рейка-рейка». Таким чином, він не змінив суттєво відеосигнал з виходу мікросхеми C12666MA. Як показано на рисунку, відеосигнал (жовтий сигнал) є повторюваною послідовністю прямокутних імпульсів. Він складається приблизно з 40 імпульсів, кожен з яких відповідає інтервалу спектрального вимірювання приблизно 10 нм. Амплітуда імпульсу відповідає потоку, вимірюваному в цьому інтервалі. Отже, амплітуди всіх імпульсів являють собою спектральний розподіл випромінювання у всьому видимому діапазоні. Таким чином, відповідна електронна схема повинна вимірювати амплітуди всіх імпульсів, щоб відтворити повний спектральний розподіл вимірюваного випромінювання. Через те, що лише змінна складова відеосигналу надає інформацію про значення інтервалів потоків, постійна складова у відеосигналі непотрібна. Таким чином, з точки зору ефективності шляху вимірювання, відеосигнал слід позбавити компонента постійного струму перед виконання аналого-цифрового перетворення, як показано на рисунку 3.11, (та наведено в додатку А рис.16).

Це особливо важливо при вимірюванні слабких оптичних сигналів. Це пов'язано з тим, що підсилення інтегрованого відеосигналу, який містить як змінну, так і постійну складові, значно зменшить динамічний діапазон вимірювального шляху.

Тому перед аналого-цифровим перетворенням змінну складову та постійну складову слід відокремити від відеосигналу. Обидва ці компоненти необхідно кондиціонувати незалежно перед входом в аналого-цифровий перетворювач. У наступному розділі представлено концепцію електронної схеми, яка виконує функції фільтрації обох компонентів, підсилює змінну складову та узгоджує її рівень із діапазоном вхідної напруги АЦП. Схема, зображена на рис.3.12, (та наведено в додатку А рис.17), на додаток до C12666MA датчик і модуль FPGA і транслятори рівня, включає наступне:

8-вхідний AD конвертер, фільтр низьких частот (LP) і фільтр високих частот (HP) разом із підсилювачем.

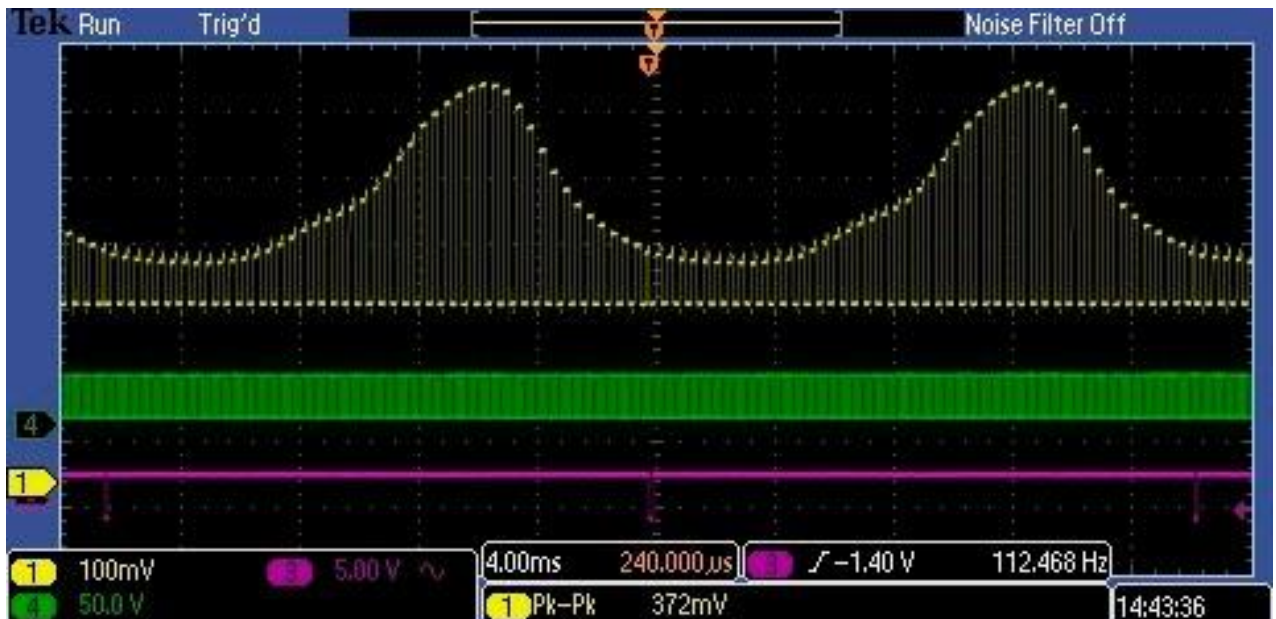


Рисунок 3.10 – Виміряні форми хвиль MEMS-спектрометра в схемі, жовтий показує відеосигнал, зелений – годинник, а фіолетовий – кінець сканування C12666MA

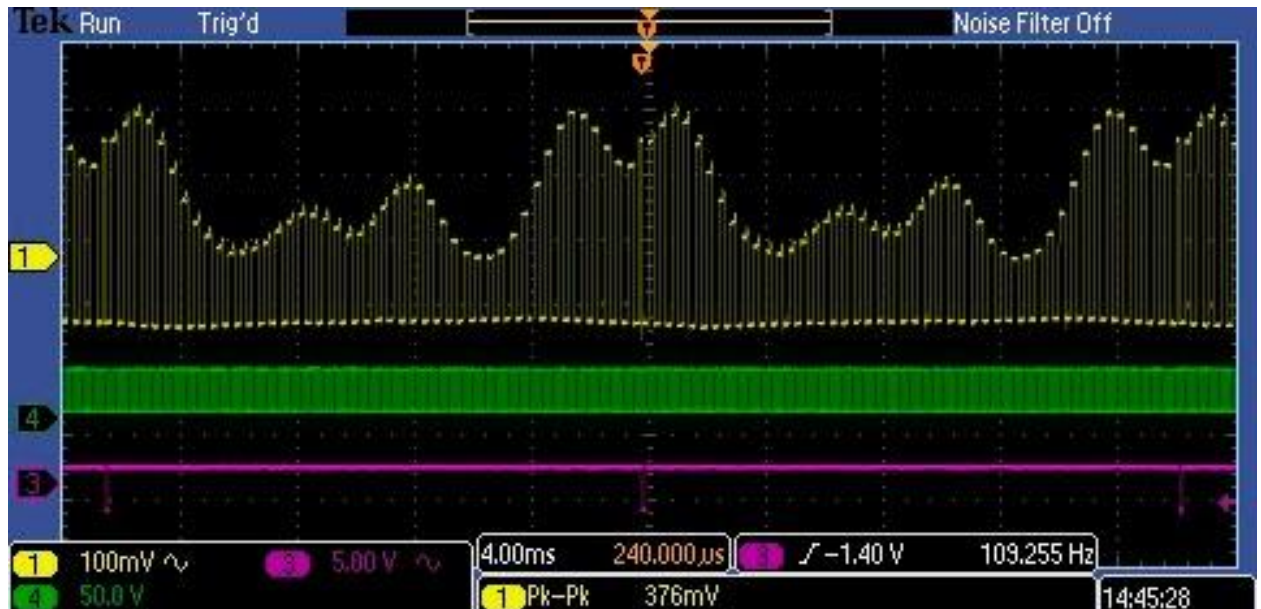


Рисунок 3.11 – Виміряні форми хвиль MEMS, коли відео містить лише змінну складову.

З наведеного вище пояснення була виведена методологія проведення дослідницької роботи таким чином:

- Розробка загальної концепції контролера MEMS;

- Конструкція електронної схеми за схемою виробника на рис.3.6;
- Виготовлення плати контролера;
- проектування програмного забезпечення FPGA;
- перевірка програмного забезпечення FPGA;
- Вимірювання побудованої системи на верстаку на рис.3.5;
- Критичний аналіз отриманих результатів;
- Прийняття рішення про розробку індивідуального макету;
- Новий контролер, розробка концепції;
- Конструкція складання нового контролера на рис.3.9;
- Аналітичні розрахунки схеми підсилювача та фільтра;
- Моделювання обраних модулів контролера;
- Проектна реалізація нового контролера;
- Модифікація програмного забезпечення ПЛІС;
- Випробування готової схеми на верстаку на рис.3.5.

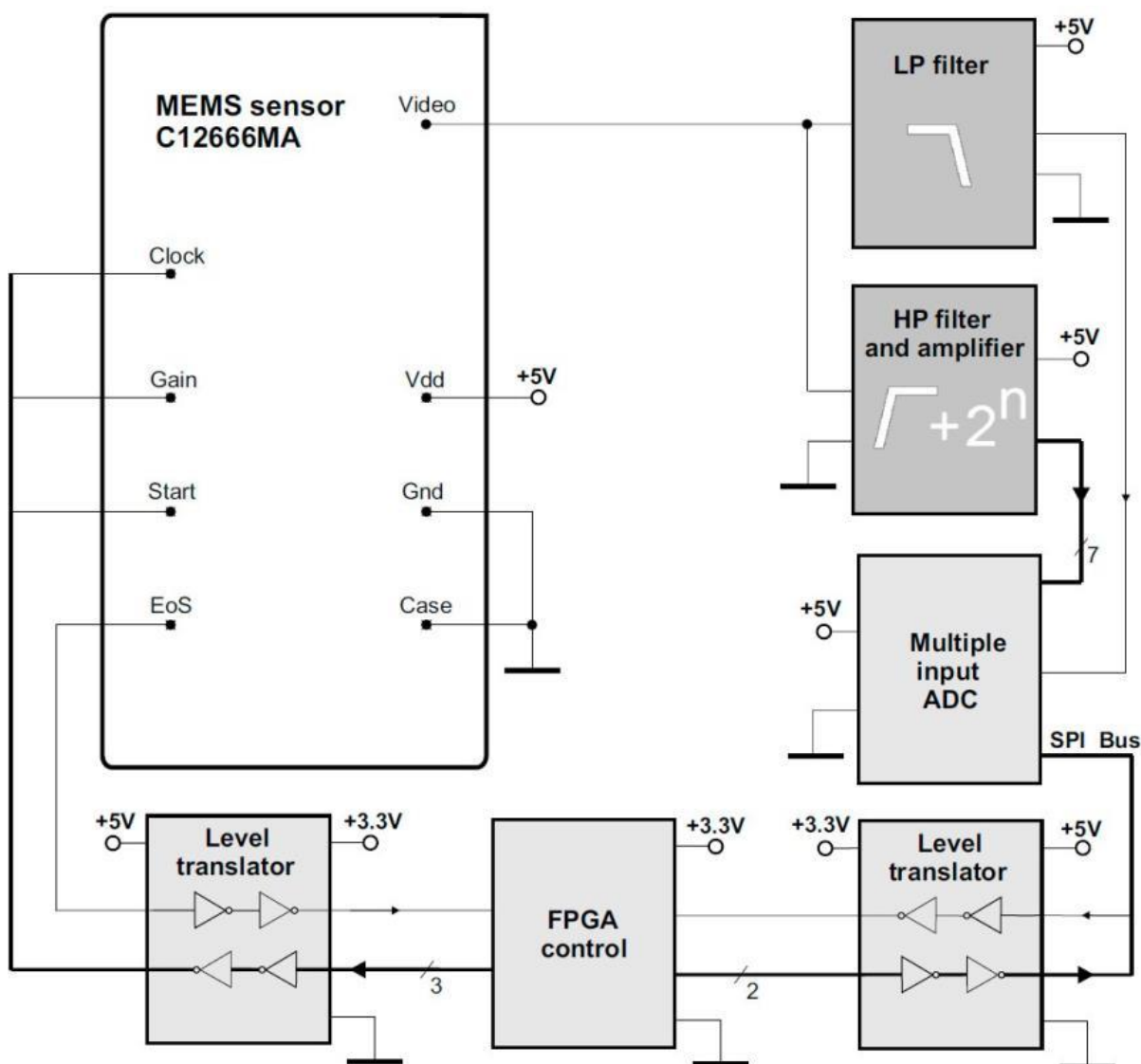


Рисунок 3.12 – Блок-схема нової концепції схеми датчика MEMS

Вихідні сигнали для постійної складової з виходу LP і 7-канального вихідного сигналу змінної складової HP надходять на входи АЦП. Детальна реалізація фільтра підсилення для змінної складової показана на рисунку 3.13.

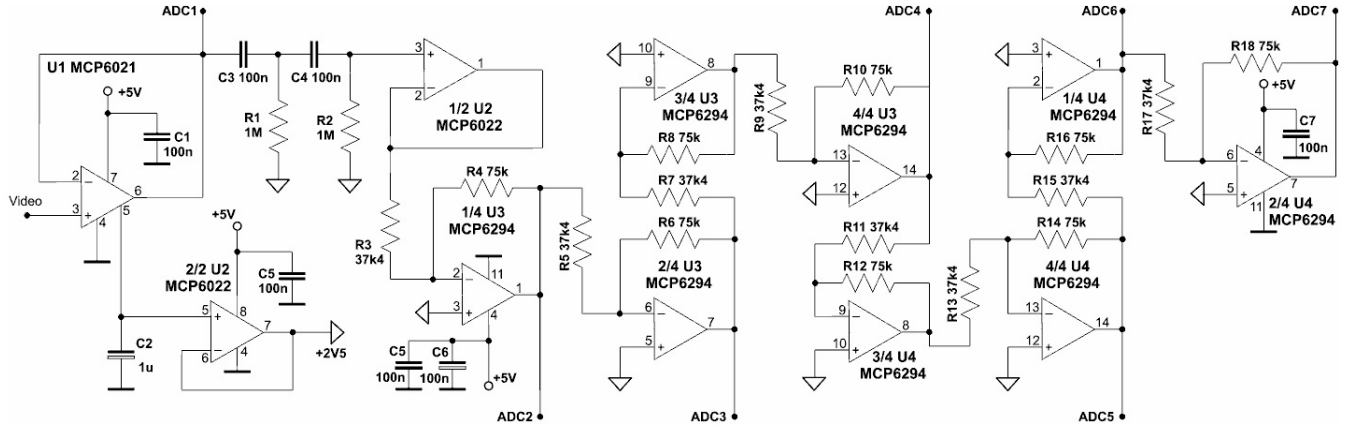


Рисунок 3.13 – Перевірена схема формування відеоімпульсу

Вхідний підсилювач U1 відокремлює вихід датчика від решти шляху змінного струму. Інтегрований відеосигнал з виходу U1 може бути вимірний безпосередньо AD перетворювача на вході АЦП1. У той же час цей сигнал проходить через фільтр високих частот другого порядку (частини: C3, R1, C4, R2 і 1/2 U2). Цей фільтр відсікає компонент постійного струму з відеосигналу. Розроблений і використовуваний фільтр високих частот має відносно низьку частоту зрізу близько 2 Гц (рис.3.14). Його значення, перевірене емпірично, обумовлено необхідністю проходження прямокутних імпульсів до 200 Гц.

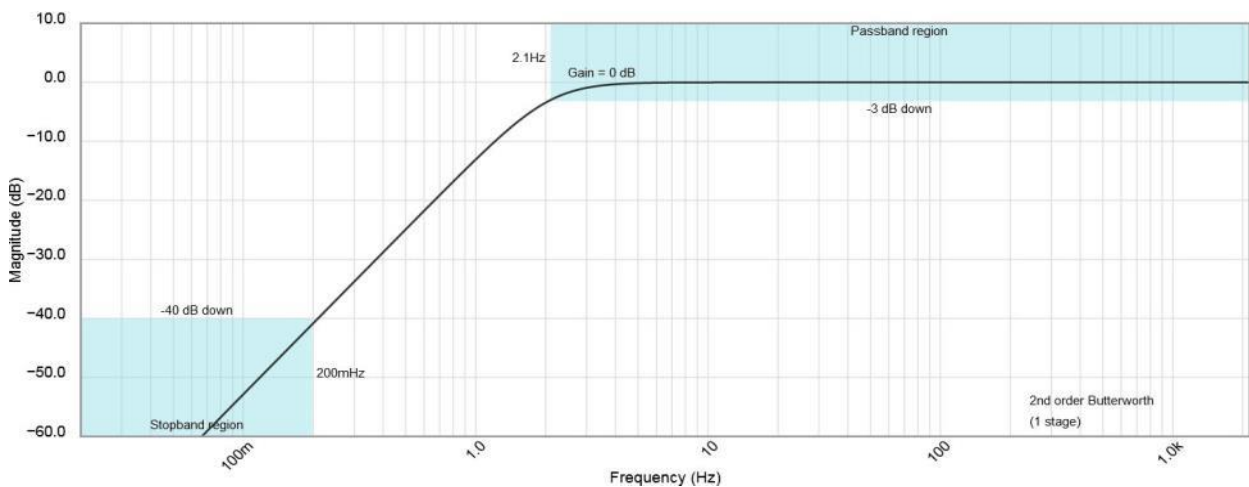


Рисунок 3.14 – Результати моделювання амплітудних характеристик фільтра високих частот

Відфільтрований компонент змінного струму посилюється у 8-каскадному каскодному підсилювачі. Частина секції підсилювача підключається безпосередньо до входів AD перетворювача, а саме: ADC2, ADC3, AC4, ADC5, ADC6 і ADC7. Кожен із складових каскадів підсилює відеоімпульси в два рази. Це означає, що аналого-цифровий перетворювач обробляє сигнал змінного струму, який посилюється: один раз, двічі, 8 разів, 32 рази, 64 рази і 128 разів. Оскільки значення підсилення є кратними двом, це полегшує повторне калібрування значень відеосигналу на цифровій стороні, оскільки цифрове ділення на два означає відхилення біта LSB. Застосування багатовиходового підсилювача, який поєднується з багатовхідним АЦП, дозволяє уникнути побудови складного однокаскадного підсилювача. Залежно від перетвореної амплітуди відеосигналу FPGA виконує функцію автоматичного регулювання посилення в реальному часі. Для цього він вибирає сигнал із того входу АЦП, на якому відеоімпульси найбільші, але все ще знаходяться в межах вхідного діапазону АЦП. Інверсія фази відеосигналу в інвертуючих підсилювачах неважлива, оскільки АЦП здатний вимірювати як низький, так і високий рівні відеоімпульсів, а FPGA може обчислити значення різниці рівнів. В обох випадках блакитний сигнал представляє вхідний відеосигнал, який має перекис постійного струму приблизно 1,5 В і амплітуду імпульсу приблизно 250 мВ. Зелений і фіолетовий сигнали представляють посилені імпульси на сусідніх етапах.

Як видно, схема підсилює і не спотворює імпульси нижчої частоти. А більші спотворення імпульсів можна спостерігати на 100 кГц. Тут ми бачимо не лише зміну нахилу нахилу пульсу, але й його рівнів. На цій частоті імпульси все ще можуть бути виміряні АЦП. Спотворення посиленних імпульсів, які спостерігаються, залежать від параметрів використовуваних операційних підсилювачів. Два з них мають найбільший вплив: швидкість наростання (SR) і посилення пропускну здатності (GBP). У досліджуваній схемі використовувалися популярні підсилювачі з SR 6,5 В/с і GBP 10 МГц. Широкий частотний діапазон тракту підсилення важливий, оскільки зміна частоти тактового імпульсу дозволяє контролювати час інтегрування в датчику MEMS. Цей час є додатковим фактором для регулювання посилення сигналу.

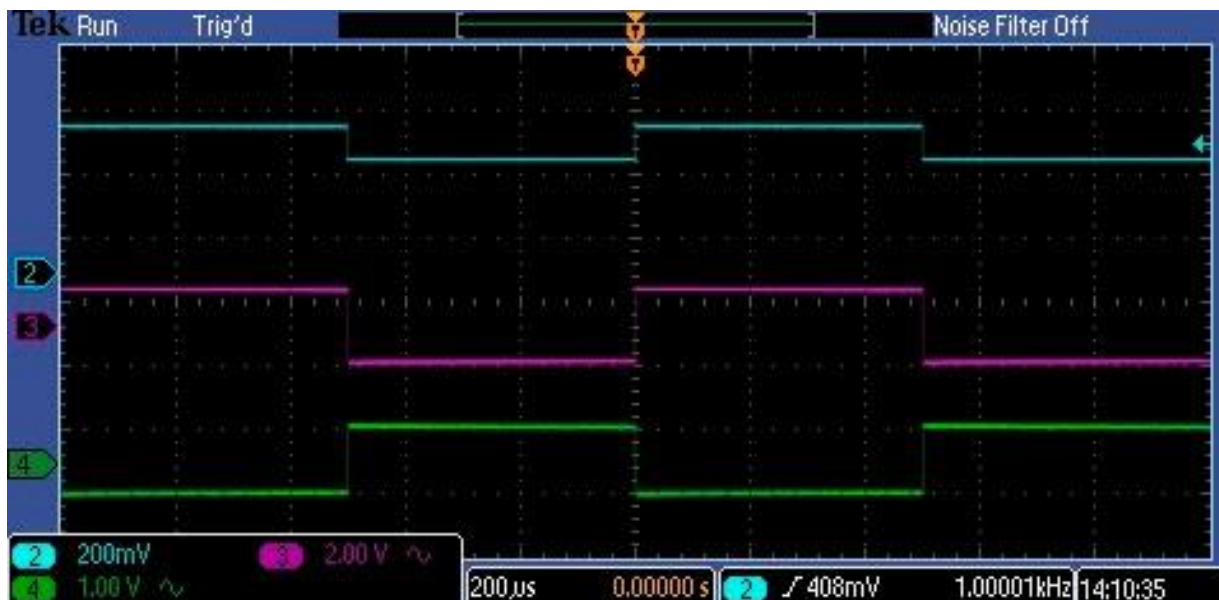


Рисунок 3.15 – Посилені форми імпульсу на 1 кГц

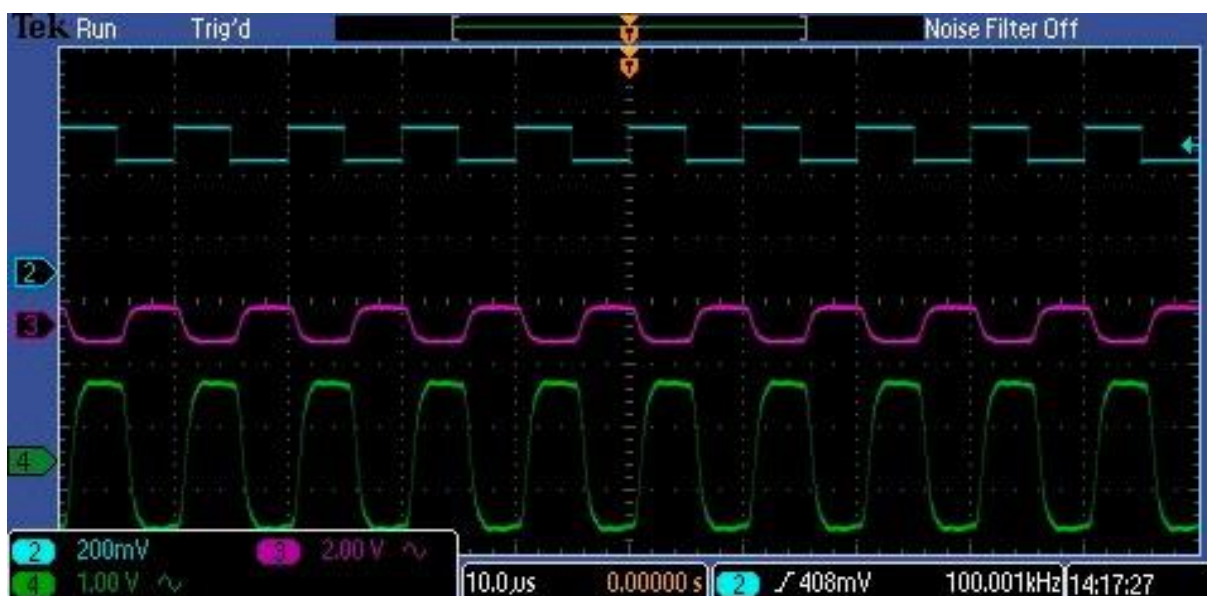


Рисунок 3.16 – Посилені форми імпульсу на 100 кГц

Значення постійного струму на виході датчика MEMS становить приблизно один В. Такий високий рівень не вимагає підсилення, а лише фільтрації. Схема фільтра низького тиску, використана в дослідженні, показана на рисунку 3.17.

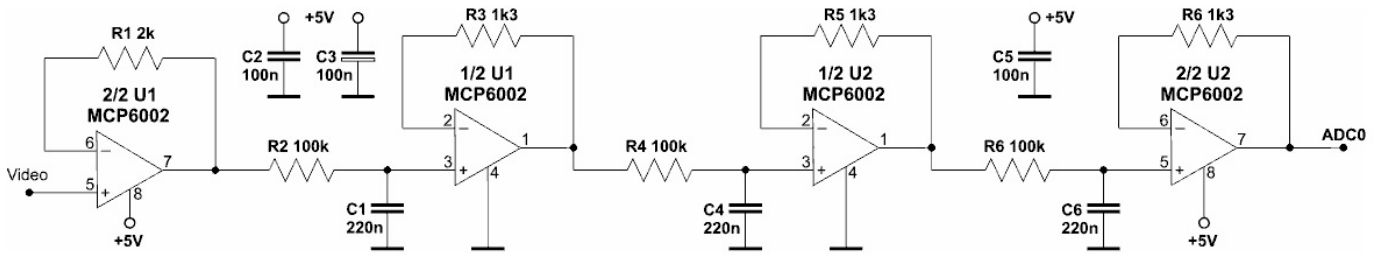


Рисунок 3.17 – Схема фільтра низьких частот, що використовується в схемі вимірювання

Частота зрізу фільтра низьких частот (рис.3.18) становила приблизно 7 Гц. У схемі драйвера уникали активних фільтрів через стабільність операційних підсилювачів у цих схемах фільтрів.

Вихідний сигнал з AD перетворювача надсилається на FPGA за допомогою шини SPI. Модуль FPGA виробляє всі керуючі сигнали для MEMS-спектрометра та АЦП. У представленій системі 10-розрядний чіп зі швидкістю перетворення понад 200 тис./с достатньо як AD конвертера. Деталі структури контролю компонентів в FPGA не наводяться. Модуль керування в FPGA був розроблений з використанням програмного забезпечення Intel PLD CAD Quartus II Prime Light Edition [47]. Як приклад розробленого програмного забезпечення, верхнього рівняння представлено файл одного модуля (рис.3.19). Це модуль, який генерує основні керуючі сигнали для датчика MEMS, щоб можна було запустити MEMS-спектрометр і виміряти його електричні сигнали.

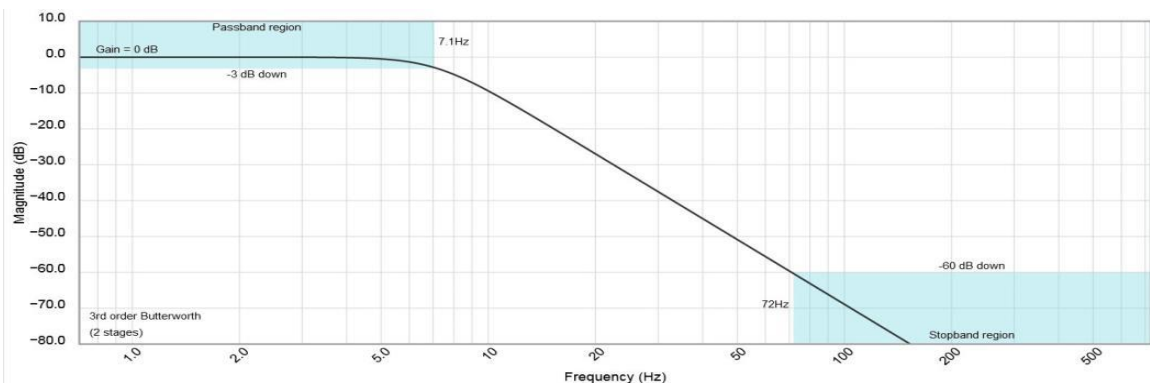


Рисунок 3.18 – Результати моделювання амплітудних характеристик фільтра низьких частот

Модуль містить петлю фазової синхронізації Petla, яка ділить системну частоту модуля FPGA на необхідну користувачеві частоту тактового сигналу датчика MEMS. Другий модуль, Sterow, генерує

керуючі сигнали для MEMS-спектрометра. Він був розроблений з використанням техніки кінцевого автомата на мові VHDL. Насправді повне програмне забезпечення FPGA є більш складним, оскільки воно також обробляє процеси аналого-цифрового перетворювача, цифрову обробку вимірних сигналів, включаючи масштабування та усереднення, і основний процес, який координує компонентні модулі. Через широту проблеми повне програмне забезпечення FPGA не розглядається в даному розділі.

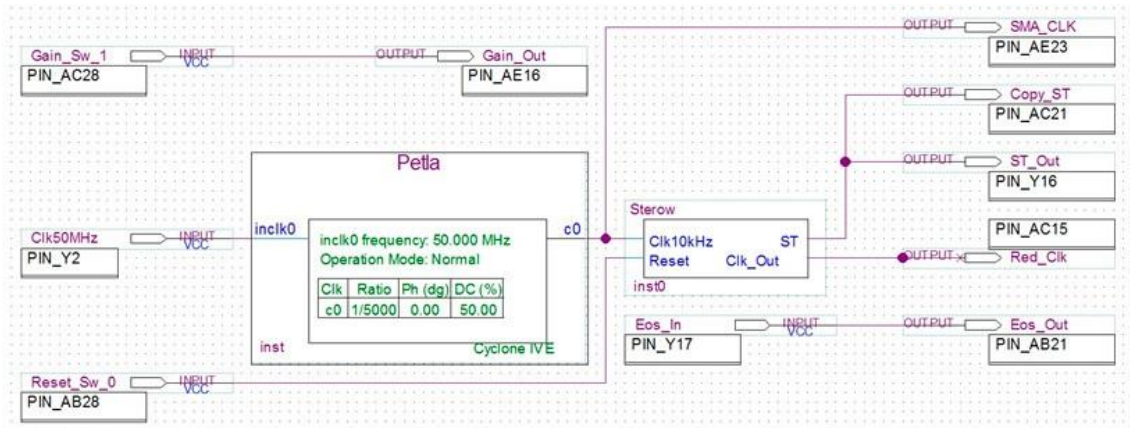


Рисунок 3.19 – Результати моделювання амплітудних характеристик фільтра низьких частот

3.4 Висновки до розділу

Представлено дослідження які полягали в тому, щоб представити оригінальний електронний драйвер для керування оптичним датчиком MEMS і формування вихідного сигналу. В описаному випадку об'єктом дослідження був мініатюрний спектрометр, що працює у видимому діапазоні випромінювання. Розроблена оригінальна схема управління сенсором, схеми живлення датчика, схеми підсилення та фільтрації, спосіб перетворення вихідного сигналу в цифрову форму, підтверджено можливість цифрового керування з рівня FPGA.

Розроблений підсилювач, який передає і підсилює вихідні імпульси в усьому робочому діапазоні частот датчика. Цей підсилювач має спеціальну запатентовану архітектуру пульсації, щоб підтримувати широку частотну характеристику при низькому посиленні. У той же час ця схема підсилювача-фільтра реалізує структуровану функцію автоматичного регулювання посилення без необхідності додаткових елементів перемикачів рівня посилення. Крім того, розроблена схема фільтра ефективно відокремлює вихідний компонент постійного струму від виміряного фотоелектричного сигналу.

4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

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

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

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

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

4.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

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

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

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПІБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	0	0	0
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (повному або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	0	48	52
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	40	0	0
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	0	0	0
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
Середнє значення балів експертів		46,7		

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

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

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	0	62	0
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	60	0	60
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
Середнє значення балів експертів	60,7		

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

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [Козловський В.О., Лесько О.Й., Кавецький В.В.]

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

де $k_{\text{нов}}$, $k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного

опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{нов} = 46,7, k_{теор} = 60,7$ балів;

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

$$E_{нау} = 0,6 \cdot k_{нов} + 0,4 \cdot k_{теор} = 0,6 \cdot 46,7 + 0,4 \cdot 60,67 = 52,27 \text{ балів.}$$

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

Таблиця 4.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

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

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж», даний рівень становить 52,27 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

4.2.1 Витрати на оплату праці

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

оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [Козловський В.О., Лесько О.Й., Кавецький В.В.]

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

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

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

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

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

$$Z_o = 15830,00 \cdot 36 / 21 = 27137,14 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник науково-дослідної роботи з дослідження частотних сенсорів оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж	15830,00	753,81	36	27137,14
Старший науковий співробітник	14700,00	700,00	36	25200,00
Інженер-метролог	12300,00	585,71	8	4685,71
Інженер-дослідник (інженер-розробник телекомунікаційних систем)	12350,00	588,10	22	12938,10
Лаборант	6850,00	326,19	18	5871,43
Всього				75832,38

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» розраховуємо за

формулою

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

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

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

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою

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

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

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [Козловський В.О., Лесько О.Й., Кавецький В.В.];

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

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

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

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

$$Z_{p1} = 59,22 \cdot 5,50 = 325,73 \text{ (грн.)}$$

Таблиця 4.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Встановлення дослідного обладнання бездротових сенсорних мереж	5,50	2	1,10	59,22	325,73

Продовження таблиці 4.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Встановлення вимірювального та реєструючого обладнання	4,50	4	1,50	80,76	363,42
Монтаж частин дослідних компонентів бездротових сенсорних мереж	5,75	4	1,50	80,76	464,36
Формування схеми моделі №1	4,50	5	1,70	91,53	411,87
Формування схеми моделі №2	5,60	5	1,70	91,53	512,55
Монтаж частотних сенсорів	3,80	4	1,50	80,76	306,88
Налаштування обладнання	4,60	4	1,50	80,76	371,49
Обслуговування експерименту	12,00	2	1,10	59,22	710,68
Всього					3466,98

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

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

де $H_{\text{доп}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 11%.

$$Z_{\text{доп}} = (75832,38 + 3466,98) \cdot 11 / 100\% = 8722,93 \text{ (грн.)}$$

4.2.2 Відрахування на соціальні заходи

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

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

де H_{zn} – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (75832,38 + 3466,98 + 8722,93) \cdot 22 / 100\% = 19364,90 \text{ (грн.)}$$

4.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж».

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

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

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

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

n – кількість видів матеріалів;

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

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

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

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

$$M_1 = 3,0 \cdot 186,00 \cdot 1,05 - 0 \cdot 0 = 585,90 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.6.

Таблиця 4.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Офісний папір 500-8 А4	186,00	3,0	-	-	585,90
Папір для записів А5 С+	126,00	3,0	-	-	396,90
Органайзер офісний	235,00	3,0	-	-	740,25
Набір офісного працівника	196,00	3,0	-	-	617,40
Картридж для принтера	1286,00	2,0	-	-	2700,60
Диск оптичний	24,00	5,0	-	-	126,00
Flesh-пам'ять 32 GB	135,00	2,0	-	-	283,50
Тека для паперів А4	88,00	3,0	-	-	277,20
Інше	202,00	1,0	-	-	212,10
Хлорне залізо	190,00	0,1000	-	-	19,95
Дріт монтажний	90,00	0,1000	-	-	9,45
Лак УР-231	345,00	0,0500	-	-	18,11
Спирт етиловий	170,00	0,2500	-	-	44,63
Припій ПОС-61	528,00	0,0300	-	-	16,63
Флюс БС-2	165,00	0,0100	-	-	1,73
Кабель силовий	85,00	0,2100	-	-	18,74
Всього					6069,09

4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

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

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

C_j – покупна ціна комплектуючих j -го виду, (грн.);
 K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$).

$$K_g = 1 \cdot 510,00 \cdot 1,05 = 535,50 \text{ (грн.)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.7.

Таблиця 4.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Мікроконтролер ESP 32 DIVKIT3	1	510,00	535,50
Сенсор оптичного випромінювання	1	148,00	155,40
Транзистори BF928	1	25,60	26,88
BFP450	1	41,00	43,05
BFT93	1	62,50	65,63
Всього			826,46

4.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

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

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою

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

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

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

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

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 16599,00 \cdot 1 \cdot 1,05 = 17428,95 \text{ (грн.)}.$$

Отримані результати зведемо до таблиці 4.8.

Таблиця 4.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Метрологічний комплекс МКВТ-1246	1	16599,00	17428,95
Осцилограф Singlent 1052	1	12850,00	13492,50
Паяльна станція ПС-280-А/8	1	1590,00	1669,50
Вольтметр цифровий	1	6500,00	6825,00
Імітатор рухомих частин сенсорного пристрою	1	3650,00	3832,50
Всього			43248,45

4.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

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

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою

$$B_{npz} = \sum_{i=1}^k C_{inprz} \cdot C_{npz.i} \cdot K_i, \quad (4.10)$$

де C_{inprz} – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, (грн.);

$C_{npz.i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

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

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{npz} = 4520,00 \cdot 1 \cdot 1,05 = 4746,00 \text{ (грн.)}$$

Отримані результати зведемо до таблиці 4.9.

Таблиця 4.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Пакет Visual System Simulator	1	4520,00	4746,00
Пакет Microwave Office	1	3710,00	3895,50
Пакет MATLAB SIMULINK	1	4290,00	4504,50
Всього			13146,00

4.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

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

$$A_{обл} = \frac{Ц_б}{T_в} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.11)$$

де $Ц_б$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

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

$T_в$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (26200,00 \cdot 2) / (2 \cdot 12) = 2183,33 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.10.

Таблиця 4.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Персональний комп'ютер	26200,00	2	2	2183,33
Робоче місце розробника-дослідника	8100,00	5	2	270,00
Пристрої виводу інформації	8500,00	4	2	354,17

Продовження таблиці 4.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Оргтехніка	7400,00	4	2	308,33
Приміщення лабораторії	320000,00	25	2	2133,33
ОС Windows 11	5630,00	3	2	312,78
Прикладний пакет Microsoft Office 2021 Professional Plus	5220,00	3	2	290,00
Всього				5851,94

4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою

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

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

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

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

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

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

$$B_e = 0,23 \cdot 280,0 \cdot 7,50 \cdot 0,95 / 0,97 = 483,00 \text{ (грн.)}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 4.11.

Таблиця 4.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Персональний комп'ютер	0,23	280,0	483,00
Робоче місце розробника-дослідника	0,08	280,0	168,00
Пристрої виводу інформації	0,12	3,8	3,42

Продовження таблиці 4.11 – Витрати на електроенергію

Оргтехніка	0,32	2,0	4,80
Метрологічний комплекс МКВТ-1246	0,25	140,0	262,50
Осцилограф Singlent 1052	0,16	140,0	168,00
Паяльна станція ПС-280-А/8	0,10	12,0	9,00
Вольтметр цифровий	0,08	140,0	84,00
Імітатор рухомих частин сенсорного пристрою	0,12	140,0	126,00
Всього			1308,72

4.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

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

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

де H_{cv} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», приймемо $H_{cv} = 22\%$.

$$B_{cv} = (75832,38 + 3466,98) \cdot 22 / 100\% = 17445,86 \text{ (грн.)}.$$

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

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

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

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

$$B_{cn} = (75832,38 + 3466,98) \cdot 30 / 100\% = 23789,81 \text{ (грн.)}$$

4.2.11 Інші витрати

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

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

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

де H_{ig} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{ig} = 50\%$.

$$I_g = (75832,38 + 3466,98) \cdot 50 / 100\% = 39649,68 \text{ (грн.)}$$

4.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

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

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

$$B_{n36} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{n36}}{100\%}, \quad (4.16)$$

де H_{n36} – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі)

витрати», прийємо $N_{нзв} = 100\%$.

$$B_{нзв} = (75832,38 + 3466,98) \cdot 100 / 100\% = 79299,36 \text{ (грн.)}$$

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

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

$$B_{заг} = 75832,38 + 3466,98 + 8722,93 + 19364,90 + 6069,09 + 826,46 + 43248,45 + 13146,00 + 5851,94 + 1308,72 + 17445,86 + 23789,81 + 39649,68 + 79299,36 = 338022,57 \text{ (грн.)}$$

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

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

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийємо $\eta=0,9$.

$$ZB = 338022,57 / 0,9 = 375580,63 \text{ (грн.)}$$

4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

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

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

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

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

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

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

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

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

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 375580,63$ грн;

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

Визначення показників I , n , T_c , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [Козловський В.О., Лесько О.Й., Кавецький В.В.].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t} = \frac{4^3 \cdot 3 \cdot 4}{375,6 \cdot 0,17} = 12,27.$$

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

4.4 Висновок до розділу

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» складають 375580,63 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

На законодавчому рівні відповідно до ст. 49 Конституції України закріплено право кожного громадянина на охорону здоров'я, медичну допомогу і медичне страхування. Ця норма відображає вимоги міжнародних правових стандартів у сфері охорони здоров'я щодо закріплення відповідного права, а також засоби його забезпечення, що має держава у своєму розпорядженні. Кожен роботодавець зобов'язаний розробити програму заходів у сфері охорони праці, у тому числі і заходів щодо охорони праці на робочих місцях, із метою уникнення або мінімізації загроз для стану здоров'я та життя працівників, які можуть бути пов'язані з виконуваними ними професійними завданнями чи посадовими обов'язками. Водночас об'єктом необхідних для цього на практиці заходів мають стати методи роботи персоналу, загальна організація робочого процесу й умови праці, періодичне підвищення рівня кваліфікації працівників, обладнання й конструкції, що є на його робочому місці тощо.

На працівника під час проведення дослідження на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» можуть мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори (згідно Державних санітарних норм та правил «Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу») [74]:

1. Фізичні: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищена чи понижена температура повітря робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищена чи понижена вологість повітря; підвищений рівень електромагнітного випромінювання; підвищена чи понижена іонізація повітря; недостатня освітленість робочої зони; відсутність чи нестача природного освітлення.

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

Відповідно до визначених факторів здійснюємо планування щодо безпечного виконання роботи.

5.1 Технічні рішення з безпечного виконання роботи

5.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця

Сучасний розвиток технічного та технологічного стану виробництва передбачає постійну автоматизацію та оптимізацію виробничих процесів.

Проведення дослідження на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» передбачало використання персонального комп'ютера (ПК) та відповідного програмного забезпечення. Через масовий характер робіт, що виконуються працівниками за допомогою комп'ютера, законодавством України чітко врегульовано норми та вимоги до використання комп'ютерної техніки на підприємстві, безпосередньо й охорона праці на підприємстві при роботі за комп'ютером.

Приміщення, в яких планується установка та подальша робота з комп'ютером, повинні відповідати проектній документації будинку, погодженій з уповноваженими державними органами. Крім того, роботодавець повинен враховувати чинні санітарні нормативи освітлення, вимоги до параметрів мікроклімату (температура, відносна вологість), ступеня і сили вібрації, звукового шуму і вогнестійкості приміщення, а також характеристики електромагнітного, ультрафіолетового та інфрачервоного полів.

Так, наприклад, роботодавцю заборонено установлювати комп'ютери в приміщеннях, розташованих у підвалах будинків. Для уникнення можливих аварій та замикань, поряд з приміщеннями, де вестиметься робота з комп'ютером (над чи під ними), також не дозволяється проведення робіт, що потребують здійснення надмірно вологих технологічних процесів. Розмір одного робочого місця має становити не менше 6 м². При необхідності, суміжні робочі місця співробітників, що працюють з комп'ютером, слід розділити перегородками висотою до 2 метрів. При визначенні достатнього розміру приміщення і робочого місця на одну особу необхідно додатково враховувати шафи, сейфи, тумби або інші предмети меблів чи обладнання, які знаходяться в кімнаті.

На столі працівника можливо розмістити допоміжні для роботи пристрої (принтери, колонки, сканери), а також місця для зберігання документів, за умови, що це не обмежуватиме видимість екрану і не заважатиме працівнику. У разі надмірного шуму чи вібрації технічного обладнання, роботодавець повинен забезпечити працівників антивібраційними килимками.

Робочий стілець дослідника має бути підйомно-поворотним, легко регульованим за висотою та забезпечувати належну підтримку та зручне положення спини і хребта особи. Щодня необхідно проводити вологе прибирання приміщення, та очищати робоче місце та безпосередньо монітор комп'ютера від запиленості.

Забороняється:

– проводити ремонт та технічне обслуговування комп'ютера за робочим місцем працівника;

- самочинно ремонтувати або намагаться здійснити технічне налагодження комп'ютера без залучення компетентних спеціалістів;
- складувати на робочому місці зайві документи, деталі та предмети, що не потрібні для роботи;
- використовувати монітори з нечітким зображенням та монітори, у яких наявні поламки екрану.

Приміщення з ПК мають бути оснащені аптечками першої медичної допомоги. При виробничих приміщеннях мають бути обладнані побутові приміщення для відпочинку під час роботи, кімната психологічного розвантаження [75]/

5.1.2 Електробезпека приміщення

Лінія електромережі для живлення ПК, периферійних пристроїв ПК та устаткування для обслуговування, ремонту та налагодження ПК в досліджуваному приміщенні виконана, як окрема групова трипровідна мережа, шляхом прокладання фазового, нульового робочого та нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення (занулення) електроприймачів.

Приміщення, де виконувалася робота, має бути безпечним для людей і обладнання. Для цього необхідно використовувати технічні засоби захисту, які відповідають діючим нормативним документам. Основними технічними засобами захисту в таких приміщеннях є:

- заземлення та занулення, що забезпечують захист від ураження електричним струмом у разі пробією ізоляції електропроводки;
- захисні вимикачі, які забезпечують відключення електроживлення у разі перевантаження або короткого замикання в електромережі;
- захисні пристрої від перенапруги, що забезпечують захист обладнання від пошкоджень, викликаних стрибками напруги в електромережі.

Провідники відповідають параметрам мережі та навантаження, умовам навколишнього середовища, розподілу провідників, температурному режиму та типам апаратури захисту, а також вимогам Правил улаштування електроустановок (ПУЕ) [75]. Не дозволяється підключати комп'ютери та периферійні пристрої до звичайної двопровідної електромережі, навіть із використанням перехідних пристроїв. Індивідуальні та групові штепсельні з'єднання та електророзетки встановлені на негорючих або важкогорючих пластинах відповідно до вимог ПУЕ та Правил пожежної безпеки в Україні. Для підключення переносної електроапаратури використовують гнучкі проводи в надійній ізоляції.

5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

5.2.1 Мікроклімат

Нормальне протікання фізіологічних процесів, добре самопочуття можливе лише тоді, коли тепло, що виділяється організмом людини, постійно відводиться у навколишнє середовище. Теплообмін організму людини з навколишнім середовищем здійснюється такими способами (шляхами): конвекція, кондукція (теплопровідність), випромінювання та випаровування вологи з поверхні шкіри. Це можливо лише в тих випадках, коли параметри мікроклімату відповідають нормативним показникам

Проведення дослідження на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» за енерговитратами відноситься до категорії І б, енерговитрати за таких робіт складають 138...174 Дж/с (І б). Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл.5.1. [76]

Таблиця 5.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	40-60	0,1-0,3
Холодний	20-24	75	0,2

Забезпечення допустимих параметрів мікроклімату в приміщенні є важливою умовою для створення комфортних умов праці та відпочинку. Для цього використовуються різні комплексні заходи та способи, які можна розділити на такі групи: будівельно-планувальні (вибір матеріалів для будівництва і обробки, які мають хороші теплоізоляційні властивості), організаційно-технологічні заходи спрямовані на раціональну організацію праці та виробництва в приміщенні та санітарно-гігієнічні (регулярне вологе прибирання приміщення, своєчасне провітрювання приміщення) та технічні (централізована система опалення та системи вентиляції) заходи.

Додаткові заходи, які можуть бути використані для забезпечення допустимих параметрів мікроклімату в приміщенні: застосування рослинності, яка допомагає покращити якість повітря в приміщенні, використання природних матеріалів в обробці приміщення, які мають хороші теплоізоляційні властивості та впровадження енергозберігаючих технологій, які дозволяють зменшити витрати на опалення та вентиляцію.

5.2.2 Склад повітря робочої зони

Склад повітря робочої зони важливий для забезпечення здорових і безпечних умов праці. Невідповідність складу повітря робочої зони допустимим нормам може призвести до таких наслідків:

- дефіцит кисню може викликати гіпоксію, яка призводить до погіршення самопочуття, зниження працездатності, а в деяких випадках – навіть до смерті;
- надлишок вуглекислого газу може викликати гіперкапнію, яка викликає головний біль, запаморочення, нудоту;
- недостатня вологість повітря може викликати сухість шкіри і слизових оболонок, а також підвищити ризик розвитку респіраторних захворювань.

Забруднене повітря може викликати різні захворювання органів дихання, серцево-судинної системи та інших органів і систем. В приміщенні, де здійснюється дослідження на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» можливими шкідливими речовинами у повітрі є вуглекислий газ, пил та озон. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Вуглекислий газ	3	1	4
Пил нетоксичний	10	4	4
Озон	0,16	0,03	4

Забезпечення складу повітря робочої зони здійснюється за допомогою системи кондиціонування та вологого прибирання.

5.2.3 Виробниче освітлення

Освітленням називають використання світлової енергії сонця і штучних джерел світла для забезпечення зорового сприйняття довкілля. Освітлення дає сприятливий психофізіологічний ефект, впливає на працездатність людини і на безпеку праці. Раціональне освітлення в цехах промислових підприємств є показником естетики виробництва й високого рівня культури

праці. Освітлення є важливим стимулятором організму людини, і тому недостатній рівень його підвищує втому зорового аналізатора у процесі виконання роботи, чим сприяє травматизму. В умовах виробництва застосовують природне, штучне і комбіноване.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО при природному та сумісному освітленні відповідно до ДБН В.2.5-28:2018 [76] Природне і штучне освітлення зазначені у таблиці 5.3:

Таблиця 5.3 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Високої точності	0,3 - 0,5	III	г	великий	світлий	700	300	5	2	3	1,2

Для забезпечення достатнього освітлення на робочому місці передбачені такі заходи:

1) використання пересувних ламп на спеціальних шарнірах для місцевого освітлення. Кріплення світильника передбачає можливість його переміщення у відповідності з індивідуальними особливостями працівника;

2) віконні отвори в приміщенні обладнані регульованими світлозахисними пристроями (жалюзі);

3) систематичне очищення вікон і світильників, не рідше двох разів на рік і своєчасна заміна перегорілих ламп.

5.2.4 Виробничий шум

Шум – один із найбільш поширених несприятливих факторів виробничого середовища. Короткочасний, навіть одноразовий вплив шуму високої інтенсивності може спричинити розрив барабанної перетинки, що супроводжується почуттям закладеності та різким болем у вухах. Наслідком

баротравми нерідко буває повна втрата слуху. У виробничих умовах такі травми спостерігаються надзвичайно рідко, здебільшого під час аварій та вибухів.

Основною ознакою впливу шуму є зниження слуху по типу кохлеарного невриту. Професійне зниження слуху зазвичай буває двостороннім. Стійкі зміни слуху, як правило, розвиваються повільно, нерідко їм передують адаптація до шуму, яка характеризується нестійким зниженням слуху, що виникає безпосередньо після його впливу і зникає після припинення його дії. Початкові прояви професійної приглухуватості найчастіше зустрічаються у осіб зі стажем роботи в умовах шуму. При високих рівнях шуму слухова чутливість падає вже через 1-2 роки, при середніх – виявляється набагато пізніше, через 5-10 років, тобто зниження слуху відбувається повільно, хвороба розвивається поступово.

Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку відображені в ДСН 3.3.6.037-99 [79] Допустимі рівні звукового тиску для виконання роботи наведені в таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 – Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного широкополосного шуму

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

Для захисту працівників від шуму доцільними є такі заходи: організаційні (вибір оптимального режиму роботи обладнання, яке є джерелом шуму, використання шумопоглинаючих матеріалів), технічні (звукоізоляція) та медичні, спрямовані на своєчасне виявлення і лікування захворювань, викликаних шумом.

У досліджуваному приміщенні шумовий фон в нормі. Це означає, що в даний час немає необхідності в застосуванні додаткових заходів щодо захисту працівників від шуму. Однак, в разі перевищення шумового фону, будуть використані звукоізоляційні перегородки.

5.2.5 Виробничі випромінювання

У приміщенні, де здійснюється дослідження на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» можлива поява електромагнітне випромінювання. Гранично допустимі значення характеристик ЕМП для умов праці, в яких знаходиться дослідник, вказана в таблиці 5.5 [80]

Таблиця 5.5 - Гранично допустимі значення характеристик ЕМП

Найменування параметрів	Допустиме Значення
Напруженість електромагнітного поля по електричній складовій на відстані 50 см від поверхні відеомонітора	10 В / м
Напруженість електромагнітного поля по магнітній складовій на відстані 50 см від поверхні відеомонітора	0,3 А / м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати для дорослих користувачів	20 кВ / м
Напруженість електромагнітного поля на відстані 50 см навколо ВДТ по електричній складовій повинна бути не більше:	
в діапазоні частот 5 Гц - 2 кГц;	25 В / м
в діапазоні частот 2 - 400 кГц	2,5 В / м
Щільність магнітного потоку повинна бути не більше:	
в діапазоні частот 5 Гц - 2 кГц;	250нТл
в діапазоні частот 2 - 400 кГц	25 нТл
Поверхневий електростатичний потенціал не повинен перевищувати	500 В

Для забезпечення безпеки проектувальника необхідно дотримуватися вимог НПАОП 0.00-7.15-18 [81] та встановленого режиму часу під час роботи з ПК.

5.2.6 Психофізіологічні фактори

Надмірні фізичні та нервово-психічні перевантаження зумовлюють зміни у фізіологічному та психічному станах працівника, призводять до розвитку втоми та перевтоми. це призводить до порушення координації рухів, зорових розладів, неувважності, втрати пильності та контролю реальної ситуації. При цьому працівник порушує вимоги технологічних інструкцій,

припускається помилок та неузгодженості в роботі; у нього знижується відчуття небезпеки. Крім того, переважно супроводжується хронічною гіпоксією (кисневою недостатністю), порушенням нервової діяльності.

Оцінка психофізіологічних факторів під час дослідження на тему «Частотні сенсори оптичного випромінювання для бездротових сенсорних мереж» здійснюється відповідно до Гігієнічної класифікацією праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу.

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

Класи умов праці за показниками напруженості праці:

Інтелектуальні навантаження:

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

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

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

Сенсорні навантаження:

Зосередження (%за зміну) – до 5-75%;

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

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

Спостереження за екранами відеотерміналів (годин на зміну) – 4-6 год.

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

Емоційне навантаження:

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

Режим праці:

Тривалість робочого дня – більше 8 год;

Змінність роботи – однозмінна (без нічної зміни).

За зазначеними показниками важкості та напруженості праці, робота, яка виконується належить до допустимого класу умов праці (напруженість праці середнього ступеня) [82].

5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи в умовах дії загрозливих факторів надзвичайних ситуацій

5.3.1 Дія радіації на живі організми

Так як 70% маси тіла складається з води, то під впливом радіації розпочинається утворення вільних радикалів гідроксогрупи і гідрогени, які в свою чергу утворюють пероксид гідрогену. Утворені радикали окислюють і відновлюють молекули органічних сполук. Цими речовинами є білки, ліпіди, нуклеопротейди, ферменти та інші.

Кінцевим результатом початкової дії іонізуючих випромінювань є порушення структури тканини і клітин.

Після припинення процесу опромінення живого організму біохімічні зміни не припиняються тому, що утворені іони і радикали продовжують свою активну дію ще деякий період часу. Виникає період вторинної дії променів.

Особливості біологічної дії іонізуючих випромінювань такі:

- біологічний ефект залежить від поглинутої дози випромінювання. Ця залежність прямо пропорційна – із зростанням дози посилюється ефект;

- ефект опромінення пов'язаний із розподілом дози за часом, тобто із місткістю поглинання енергії. Ступінь променевого ураження залежить від розділу сумарної дози на окремі фракції. Якщо число фракцій зростає;

- ураження живого організму зменшується тому, що в ньому між окремими порціями ураження розпочинається відновлення деяких функцій.

Біологічна дія залежить від виду випромінювання. Залежно від передатної енергії зарядженій частці на одиницю довжини пробігу в речовині всі іонізуючі випромінювання ділять на рідко-іонізуючі і щільно-іонізуючі. Довжина пробігу частинок випромінювання в людському організмові називається лінією передачі енергії.

Лінія передачі енергії заряджених частинок збільшується при зниженні її швидкості тому в кінці пробігу віддана енергія найбільша.

Наявність прихованого періоду дії реакції. Прихованим періодом називається проміжок часу, що охоплює період від моменту опромінення до появи змін, які реєструються клінічно. Тривалість цього періоду зворотно-пропорційна поглинутій дозі. Чим вища поглинута доза тим коротший прихований період.

Властивість кумуляції – накопичення. Це означає, якщо якась ділянку опромінювати кілька раз, то загальний біологічний ефект залежить від загальної поглинутої дози.

У формуванні біологічного ефекту особливу роль відіграє діяльність інтегруючих систем організму – нервової системи, ендокринного апарату гуморальної системи, що утворилася внаслідок опромінення.

Кінцевим результатом біологічної дії ультра-випромінювання є виникнення променевої хвороби різних ступенів важкості.

Для зниження рівня забруднення радіоактивними речовинами використовують дезактивацію. [84].

5.3.2 Визначення товщин захисних шарів сховища в умовах радіоактивного випромінювання

Вихідні дані: $t_n = 1,6$ год; $t_k = 10,4$ год; $P_{\text{max}} = 260$ Р/год; $D_0 = 2,2$ Р; $h_1 = h_2$; сховище – окремо розташоване.

Коефіцієнт послаблення для сховища визначається за формулою

$$K_{\text{носл.сх}} = K_p \prod_{i=1}^n 2^{h_i/d_i}, \quad (5.1)$$

де K_p – коефіцієнт розташування сховища (для окремо розташованих $K_p = 1$);

n – кількість захисних шарів перекриття;

d_i – товщина половинного ослаблення i -го захисного шару, см;

h_i – товщина i -го захисного шару, см.

Оскільки за умовою задачі $h_1 = h_2 = h$, то попередня формула зводиться до наступної [84]

$$K_{\text{носл.сх}} = K_p 2^{h/d_1} 2^{h/d_2} = K_p 2^{2h(1/d_1 + 1/d_2)}, \quad (5.2)$$

звідки можна виразити товщину захисного шару

$$h = \frac{\lg(K_{\text{носл.сх}} / K_p)}{2(1/d_1 + 1/d_2) \lg 2} \text{ [см]}. \quad (5.3)$$

Коефіцієнт послаблення для сховища можна виразити із формули

$$D_D = \frac{1,33P_{1\max} \left(\sqrt[4]{t_k^3} - \sqrt[4]{t_n^3} \right)}{K_{\text{носл.сх}}} [P], \quad (5.4)$$

звідки

$$K_{\text{носл.сх}} = \frac{1,33P_{1\max} \left(\sqrt[4]{t_k^3} - \sqrt[4]{t_n^3} \right)}{D_D}; \quad (5.5)$$

$$K_{\text{носл.сх}} = \frac{1,33 \cdot 260 \left(\sqrt[4]{10,4^3} - \sqrt[4]{1,6^3} \right)}{2,2} = 687.$$

Товщина шару половинного ослаблення для радіоактивного зараження: бетон – $d_1 = 5,7$ см, ґрунт – $d_2 = 8,1$ см.

Отже, товщини захисних шарів бетону та ґрунту дорівнюють

$$h_1 = h_2 = h = \frac{\lg(687/1)}{2(1/5,7 + 1/8,1)\lg 2} = 15,76 \text{ (см)}.$$

5.4 Висновки до розділу

Наявність прихованого періоду дії реакції. Прихованим періодом називається проміжок часу, що охоплює період від моменту опромінення до появи змін, які реєструються клінічно. Тривалість цього періоду зворотно-пропорційна поглинутій дозі. Чим вища поглинута доза тим коротший прихований період.

Властивість кумуляції – накопичення. Це означає, якщо якась ділянку опромінювати кілька раз, то загальний біологічний ефект залежить від загальної поглинутої дози.

У формуванні біологічного ефекту особливу роль відіграє діяльність інтегруючих систем організму – нервової системи, ендокринного апарату гуморальної системи, що утворилася внаслідок опромінення.

Кінцевим результатом біологічної дії ультра-випромінювання є виникнення променевих хвороб різних ступенів важкості.

Для зниження рівня забруднення радіоактивними речовинами використовують дезактивацію.

Встановлено, що товщини захисних шарів бетону та ґрунту для захисту від радіоактивного випромінювання мають складати 15,76 см.

ВИСНОВКИ

1. У першому розділі проведено уніфікований опис основних функціональних принципів і застосувань різноманітних оптичних хвилеводних сенсорних платформ на основі модуляції інтенсивності, фази, поляризації та довжини хвилі світла, які здебільшого підтримуються оптичними волокнами. Розглянуто застосування цих датчиків, відповідно даний розділ має бути корисним як вступ до основ, технології та застосувань цих типів датчиків.

2. У другому розділі представлено математичні моделі частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності, в яких враховано залежність параметрів нелінійних еквівалентних елементів транзисторів які входять до складу частотного сенсора оптичного випромінювання від зміни інтенсивності освітленості, що дало змогу отримати аналітичні вирази для опису чутливості і функції перетворення.

3. Проведено експериментальні дослідження частотного сенсора оптичного випромінювання з фототранзистором та транзисторним аналогом індуктивності, які показали, чутливість розробленого сенсора в діапазоні від 10 люкс до 50 люкс, змінюється від 175 кГц/люкс до 2,5 кГц/люкс.

4. У третьому розділі представлено дослідження які полягали в тому, щоб представити оригінальний електронний драйвер для керування оптичним датчиком MEMS і формування вихідного сигналу. В описаному випадку об'єктом дослідження був мініатюрний спектрометр, що працює у видимому діапазоні випромінювання. Розроблена оригінальна схема управління сенсором, схеми живлення датчика, схеми підсилення та фільтрації, спосіб перетворення вихідного сигналу в цифрову форму, підтверджено можливість цифрового керування з рівня FPGA.

5. Розроблений підсилювач, який передає і підсилює вихідні імпульси в усьому робочому діапазоні частот датчика. Цей підсилювач має спеціальну запатентовану архітектуру пульсації, щоб підтримувати широку частотну характеристику при низькому посиленні. У той же час ця схема підсилювача-фільтра реалізує структуровану функцію автоматичного регулювання посилення без необхідності додаткових елементів перемикачів рівня посилення. Крім того, розроблена схема фільтра ефективно відокремлює вихідний компонент постійного струму від виміряного фотоелектричного сигналу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. J. Rifkin, "The Zero Marginal Cost Society: The Internet of Things, the Collaborative Commons, and the Eclipse of Capitalism: Book," Apr. 2014.
2. S. Agrawal and J. Agrawal, "Survey on Anomaly Detection using Data Mining Techniques," *Procedia Computer Science*, vol. 60, pp. 708–713, Jan. 2015. [Online]. Available:
3. U. N. IDC, Intel, "A Guide to the Internet of Things Infographic," Feb. 2015. [Online]. Available: <https://www.intel.com/content/www/us/en/internet-of-things/infographics/guide-to-iot.html>
4. F. Al-Turjman, H. Zahmatkesh, "An Overview of Security and Privacy in Smart Cities" *IoT Communications*, Wiley Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, 2019. DOI. 10.1002/ett.3677.
5. F. Al-Turjman, "Intelligence and Security in Big 5G-oriented IoNT: An Overview", *Elsevier Future Generation Computer Systems*, vol. 102, no. 1, pp. 357-368, 2020.
6. O. Vermesan and P. Friess, "Internet of Things Applications - From Research and Innovation to Market Deployment Book," River Publishers, Jun. 2014. [Online]. Available: <http://www.internet-ofthingsresearch.eu/pdf/IERC> Cluster Book 2014 Ch.3 SRIA WEB.pdf
7. I.F. Akyildiz et al., "Wireless sensor networks: A survey", *Computer Networks* 38 (4) (2002) 393–422.
8. Yun Zhou et al., "Securing Wireless Sensor Networks: A Survey", *IEEE Communication Surveys*, Volume 10, No.3, 2008.
9. S.H. Jokhio et al., "Node capture attack detection and defense in wireless sensor networks, Published in *IET Wireless Sensor Systems*", 8 August 2011.
10. AbrorAbduvaliyev et al., "On the Vital Areas of Intrusion Detection Systems in Wireless Sensor Networks", *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, Vol. 15, No. 3, Third Quarter 2013.
11. Yuxin Mao, "A Semantic-based Intrusion Detection Framework for Wireless Sensor Network", *Networked Computing (INC)*, 6th International Conference, Gyeongju, South Korea 2010.
12. Rung-Ching Chen, Chia-Fen Hsieh and Yung-Fa Huang, "An Isolation Intrusion Detection System for Hierarchical Wireless Sensor Network", *Journal of Networks*, Vol. 5, Number March 2010.
- A. L. Buczak and E. Guven, "A Survey of Data Mining and Machine Learning Methods for Cyber Security Intrusion Detection," *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp. 1153–1176, 2016.

13. L. Wang and R. Jones, "Big Data Analytics for Network Intrusion Detection: A Survey," *International Journal of Networks and Communications*, vol. 7, no. 1, pp. 24–31, 2017.
14. Baptista, J. M., J. L. Santos, and A. S. Lage. 2000. Self-referenced fiber optic intensity sensor based on a multiple beam Sagnac interferometer. *Optics Communication* 181: 287–294.
15. Barrett, M. D., E. H. Peterson, and J. W. Grant. 1999. Extrinsic Fabry–Perot interferometer for measuring the stiffness of ciliary bundles on hair cells. *IEEE Transaction on Biomedical Engineering* 46: 331–339.
16. Ben-Simon, U., I. Kressel, Y. Botsev et al. 2007. Residual strain measurement in bonded composite repairs for aging aircraft by embedded fiber Bragg grating sensors. Third European Workshop on Optical Fibre Sensors, July 2, 2007; Proceedings of SPIE 6619: 661944–661949. <http://dx.doi.org/10.1117/12.738849>.
17. Bhatia, V. 1999. Applications of long period gratings to single and multi-parameter sensing. *Optics Express* 4: 457–466.
18. Bhatia, V. and A. M. Vengsarkar. 1996. Optical fiber long period grating sensors. *Optics Letters* 21: 692–694.
19. Brakel, A. V. and P. L. Swart. 2005. Temperature-compensated optical fiber Michelson interferometer. *Optical Engineering* 44: 1576–1580.
20. Briffod, F., D. Alasia, L. Thevenaz et al. 2002. Extreme current measurements using a fiber optic current sensor. The 15th Optical Fiber Sensors Conference, Technical Digest, Portland, OR, Post-deadline paper PD3.
21. Cole, J. H., C. Kirkendall, A. Dandridge et al. 2004. Twenty-five years of interferometric fiber optic acoustic sensors at the Naval Research Laboratory. *Washington Academy of Science Journal* 90: 40–57.
22. Culshaw, B. 1992. Interferometric optical fiber sensors. In *Fundamentals of Fiber Optics in Telecommunication and Sensor Systems*, B. P. Pal, ed. Wiley Eastern, New Delhi, India. Culshaw, B. 2004. Optical fiber sensor technologies: Opportunities and pitfalls. *IEEE Journal of Lightwave Technology* 22: 39–50.
23. Culshaw, B. 2006. Principles of fiber optic sensors. In *Guided Wave Optical Components and Devices: Basics, Technology and Applications*, B. P. Pal, ed. Academic Press, Burlington, MA. Cusano, A., P. Capoluongo, S. Campopiano et al. 2006. Experimental modal analysis of an aircraft model wing by embedded fiber grating sensors. *IEEE Sensors Journal* 6: 67–77.
24. Dong, B., J. Hao, C. Y. Liaw et al. 2011. Cladding-mode resonance in polarization-maintaining photonic-crystal-fiber-based Sagnac interferometer and its application for fiber sensor. *Journal of Lightwave Technology* 29: 1759–1763.

25. Frazao, O., J. M. Baptista, J. L. Santos et al. 2008. Curvature sensor using a highly birefringent photonic crystal fiber with two asymmetric hole regions in a Sagnac interferometer. *Applied Optics* 47: 2520–2523.
26. Frazao, O., L. M. Marques, J. L. Santos et al. 2006. Simultaneous measurement for strain and temperature based on long period grating combined with a high-birefringent fiber loop mirror. *Photonics Technology Letters* 18: 2407–2409.
27. Fu, H. Y., H. Y. Tam, L. Y. Shao et al. 2008. Pressure sensor realized with polarization-maintaining photonic crystal fiber-based Sagnac interferometer. *Applied Optics* 47: 2835–2839.
28. Gangopadhyay, T. K. 2012. Personal communication. CGCRI, Kolkata, India.
29. Gangopadhyay, T. K., M. Majumdar, A. K. Chakraborty et al. 2009a. Fiber Bragg grating strain sensor and study of its packaging material for use in critical analysis on steel structure. *Sensors and Actuators A* 150: 78–86.
30. Gangopadhyay, T. K., M. Paul, and L. Bjerkan. 2009b. Fiber-optic sensors for real-time monitoring of temperature on high voltage (400 kV) power transmission lines. *Proceedings of SPIE* 7503: 75034M01–75034M04.
31. Andujar, J.M.; Mejias, A.; Marquez, M.A. Augmented Reality for the Improvement of Remote Laboratories: An Augmented Remote Laboratory. *IEEE Trans. Educ.* 2011, 54, 492–500.
32. Wu, C.; Xu, D.; Yuan, H.; Yu, Y.; Zhao, H.; Zhou, W.; Pu, H.; Liu, F.; Pei, J.; Song, J.; et al. Hybrid Overlay Control Solution with CDSEM and Optical Metrology. In *Proceedings of the SPIE 11611 Metrology, Inspection, and Process Control for Semiconductor Manufacturing XXXV*, Bellingham, WA, USA, 22 February 2021; p. 8.
33. Quercioli, F. Beyond laser safety glasses: Augmented reality in optics laboratories. *Appl. Opt.* 2017, 56, 1148–1150.
34. Wozniak, P.; Vauderwange, O.; Curticapean, D.; Javahiraly, N.; Israel, K. Perform Light and Optic Experiments in Augmented Reality. In *Proceedings of the Conference: Education and Training in Optics and Photonics*, Bordeaux, France, 29 June–2 July 2015.
35. Vaughan, M. *The Fabry-Perot Interferometer-History, Theory, Practice and Applications*; Taylor & Francis Group: London, UK, 2017; p. 604.
36. Shah, N.; Arain, B.A.; Soylak, M. New Generation Green Solvents for Separation and Preconcentration of Organic and Inorganic Species- Chapter 2- Historical Background: Milestones in the Field of Development of Analytical Instrumentation; Elsevier B.V.: Amsterdam, The Netherlands, 2020; pp. 45–73.
37. Hamamatsu Photonics, K.K. C10082CA/C10083C High Sensitivity Type CCD Image Sensor. (accessed on 10 December 2022).
38. Nehir, M.; Frank, C.; Aßmann, S.; Achterberg, E.P. Improving Optical

- Measurements: Non-Linearity Compensation of Compact Charge-Coupled Device (CCD) Spectrometers. *Sensors* 2019, 19, 2833.
39. Thomas, F.; Petzold, R.; Becker, C.; Werban, U. Application of Low-Cost MEMS Spectrometers for Forest Topsoil Properties Prediction. *Sensors* 2021, 21, 3927.
40. Muhiyudin, M.; Hutson, D.; Gibson, D.; Waddell, E.; Song, S.; Ahmadzadeh, S. Miniaturised Infrared Spectrophotometer for Low Power Consumption Multi-Gas Sensing. *Sensors* 2020, 20, 3843.
41. Maruyama, S.; Hizawa, T.; Takahashi, K.; Sawada, K. Optical-Interferometry-Based CMOS-MEMS Sensor Transduced by Stress-Induced Nanomechanical Deflection. *Sensors* 2018, 18, 138.
42. Merlo, S.; Poma, P.; Crisà, E.; Faralli, D.; Soldo, M. Testing of Piezo-Actuated Glass Micro-Membranes by Optical Low-Coherence Reflectometry. *Sensors* 2017, 17, 462.
43. Wei, M.S.; Xing, F.; Li, B.; You, Z. Investigation of Digital Sun Sensor Technology with an N-Shaped Slit Mask. *Sensors* 2011, 11, 9764–9777.
44. Passian, A.; Muralidharan, G.; Kouchekian, S.; Mehta, A.; Cherian, S.; Ferrell, T.L.; Thundat, T. Dynamics of self-driven microcantilevers. *J. Appl. Phys.* 2002, 91, 4693–4700.
45. Hamamatsu Photonics, K.K. C15912MA UV Mini-Spectrometer Head. Available online: <https://www.hamamatsu.com> (accessed on 14 December 2022).
46. Yang, Z.; Albrow-Owen, T.; Cai, W.; Hasan, T. Miniaturization of optical spectrometers. *Science* 2021, 371, 6528.
47. Hamamatsu Photonics, K.K. Fingertip Size, Ultra-Compact Spectrometer Head Integrating MEMS and Image Sensor Technologies. Available online: https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/ssd/c12666ma_kacc1216e.pdf (accessed on 10 December 2022).
48. Gilewski, M. The role of light in the plants world. *Photonics Lett. Pol.* 2019, 11, 115–117.
49. Sabrie Soloman. *Sensors. Handbook / Sabrie Soloman.* – New York: McGraw-Hill Companies. 2010. -1352 p.
50. Kim J.H. Development of an IoT-Based Construction Worker Physiological Data Monitoring Platform at High Temperatures / Kim J.H., Jo B.W., Jo J.H., Kim D.K. // *Sensors.* 2020; 20(19):5682.
51. Ghafoori Y. A Review of Measurement Calibration and Interpretation for Seepage Monitoring by Optical Fiber Distributed Temperature Sensors / Ghafoori Y., Vidmar A., Říha J., Kryžanowski A. // *Sensors.* 2020; 20(19):5696.

52. Jebelli H. Application of Wearable Biosensors to Construction Sites. II: Assessing Workers' Physical Demand / Jebelli H., Choi B., Lee S. // J. Constr. Eng. Manag. 2019, 145, 04019080.
53. Sergey Y. Yurish. Sensors and Applications in Measuring and Automation Control Systems, (Book Series: Advances in Sensors: Reviews, Vol. 4) / Sergey Y. Yurish. IFSA Publishing, S.L. (Barcelona, Spain). 2016. –507 p.
54. Ettahri O. A Real-Time Thermal Monitoring System Intended for Embedded Sensors Interfaces / Ettahri O., Oukaira A., Ali M., Hassan A., Nabavi M., Savaria Y., Lakhssassi A. // Sensors. 2020; 20(19):5657.
55. Rao S. Integrated Amorphous Silicon p-i-n Temperature Sensor for CMOS Photonics / Rao S., Pangallo G., Della Corte F.G. // Sensors. 2016; 16(1):67.
56. Oukaira A. Simulation and validation of thermal stability for complex system design high power dissipation / Oukaira A., Taheri S., Nour M., Lakhssassi A. // IEEE Int. Conf. Smart Energy Grid Eng. 2017. –P.229–233.
57. Shafique K. Internet of things (IoT) for next-generation smart systems: A review of current challenges, future trends and prospects for emerging 5G-IoT Scenarios / Shafique K., Khawaja B.A., Sabir F., Qazi S., Mustaqim M. // IEEE Access 2020, 8. –P.23022–23040.
58. Safi A. A Fault Tolerant Surveillance System for Fire Detection and Prevention Using LoRaWAN in Smart Buildings / Safi A., Ahmad Z., Jehangiri A.I., Latip R., Zaman S.K.u., Khan M.A., Ghoniem R.M. // Sensors 2022, 22, 8411.
59. Осадчук В. С. Радіовимірювальні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором для неруйнівного теплового контролю / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, С. В. Барабан. – Вінниця: ВНТУ, 2015. –212с.
60. Осадчук В.С. Реактивные свойства транзисторов и транзисторных схем / В.С. Осадчук, А.В. Осадчук – Винница: «Универсум-Винница», 1999. – 275 с.
61. Osadchuk O.V. Investigation of a radio-frequency temperature transducer with a thermosensitive resistive element based on a complex compound of heterometallic β -diketonate / O.V. Osadchuk, V.S. Osadchuk, I.O. Osadchuk, A.O. Semenov, V.V. Martyniuk, M.O. Prytula // ICEMS-BIOMED-2022 IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering 1254 (2022) 012027
62. Осадчук В. С. Мікроелектронні сенсори температури з частотним виходом / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, Н. С. Кравчук. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 162 с.
63. Осадчук О.В. Дослідження сенсора температури з частотним виходом на основі квантової гетероструктури з диференційним від'ємним опором / О.В. Осадчук, В.С. Осадчук, Я.О. Осадчук // Вісник Хмельницького національного університету, №2, 2021 (295) – С.156-164.

64. Osadchuk A.V. The Mathematical Model of Radio-measuring Frequency Transducer of Optical Radiation Based on MOS Transistor Structures with Negative Differential Resistance / A.V. Osadchuk, I.O. Osadchuk, A.O. Semenov // Journal of Nano- and Electronic Physics. Scientific journal. Vol. 13 No 4, 04001(6 pp) (2021).
65. Осадчук Я.О. Дослідження автогенераторних параметричних сенсорів температури / Я.О.Осадчук, О.В.Осадчук, В.С.Осадчук // Вісник Хмельницького національного університету, №1, 2022 (305) – С.172-180.
66. Osadchuk I.O. Microwave Oscillator on Transistor Structures with Dielectric Resonators / I.O.Osadchuk, O.V.Osadchuk, V.S.Osadchuk, A.O.Semenov, K.O.Koval // Proceedings of the 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), Kharkiv, Ukraine, 21 – 25 September 2020. Volume 3 on 2020 IEEE 10th International Kharkiv Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW). –P. 902-906.
67. Osadchuk O.V., Osadchuk V.S., Semenov A.O., Osadchuk I.O., Semenova O.O., Baraban S.V., Prytula M.O. Radiomeasuring Optical-Frequency Transducers Based on Reactive Properties of Transistor Structures with Negative Differential Resistance. Chapter 12. In: Radivilova T., Ageyev D., Kryvinska N. (eds) Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies, vol. 48, Springer, Cham. 21 June 2020, –P. 229-261.
68. Osadchuk A.V., Osadchuk I.O., Semenov A.O. The Mathematical Model of Radio-measuring Frequency Transducer of Optical Radiation Based on MOS Transistor Structures with Negative Differential Resistance // Journal of Nano- and Electronic Physics. Scientific journal. 2021. Vol. 13 No 4, 04001(6 p.)
69. Osadchuk A.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.A., Ilchuk D.R., Pastushenko G.A. Solid State Radio-Measuring Optical-Frequency Transducer of Gas Flow Rate // Physics and chemistry of solid state. V. 22, No. 2 (2021). –P. 224-232.
70. Osadchuk A.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.A. Mathematical Model of the Generator on the Basis of Transistor Structure with the Negative Differential Resistance // Proceedings of the 2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering. Lviv-Slavske, Ukraine February 20-24, 2018. ISBN (IEEE): 978-1-5386-2555-2. Paper 33.
71. Osadchuk O.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.O. Research of self-generating parametric optical sensors // Scientific papers of TNU named after V.I. Vernadskyi. Series: Technical sciences. Volume 33(72), No. 3 2022. – P. 106-114. DOI <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.3/17>
72. Osadchuk A.V., Osadchuk V.S., Osadchuk I.A., Seletska O.O., Kisała P.,

- Nurseitova K. Theory of photoreactive effect in bipolar and MOSFET transistors. Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, Volume 11176, 2019, Article number 111761I. ISSN 0277-786X. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2538264>
73. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.
74. Наказ від 08.04.2014 № 248 Про затвердження Державних санітарних норм та правил Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу- [Електронний ресурс]- Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14_nakazy_ta_rozpor_183575/248+58074-detail.html
75. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php
76. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги - [Електронний ресурс] - http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028
77. ДСан ПіН 3.3.2.007-98 Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин ЕОМ - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/derz-nor4881.html>
78. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.- [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>
79. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. [Електронний ресурс] – Режим доступу до сторінки: http://hrliga.com/index.php?module=norm_base&op=view&id=819
80. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>
81. СанПіН 2.2.4.1294-03 «Фізичні фактори виробничого середовища. Гігієнічні вимоги до аероіонного складу повітря виробничих і громадських приміщень» - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.ionization.ru/issue/iss5.htm>
82. СанПіН 2.2.4.1191-03 «Електромагнітні поля у виробничих умовах» - [Електронний ресурс]- Режим доступу: <http://www.vrednost.ru/2241191->

[03.php](#)

83. ДБН В.2.5-28:2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=79885
84. Методичні вказівки до самостійної та індивідуальної роботи з дисципліни "Цивільний захист та охорона праці в галузі. Частина 1. Цивільний захист" / Уклад. О. В. Поліщук, О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 32 с.


Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА


ЧАСТОТНІ СЕНСОРИ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ

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

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)


Ходацький А.І.
(прізвище та ініціали)

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


Осадчук В.С.
(прізвище та ініціали)

«15» 12 2023 р.

Вінниця ВНТУ - 2023 рік

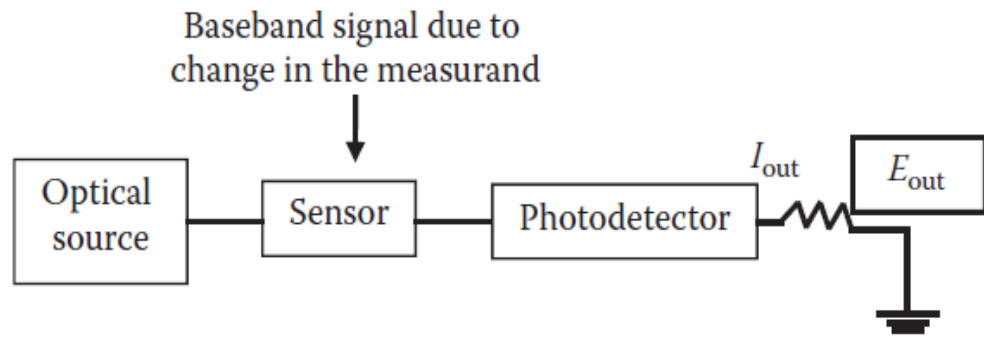


Рисунок 1 – Загальний принцип волоконно-оптичного датчика з модуляцією інтенсивності, в якому I_{out} представляє модульований оптичний вихід в оптичній ланцюзі зі спрямованою хвилею, а E_{out} є огинаючою модуляції у вихідній напрузі

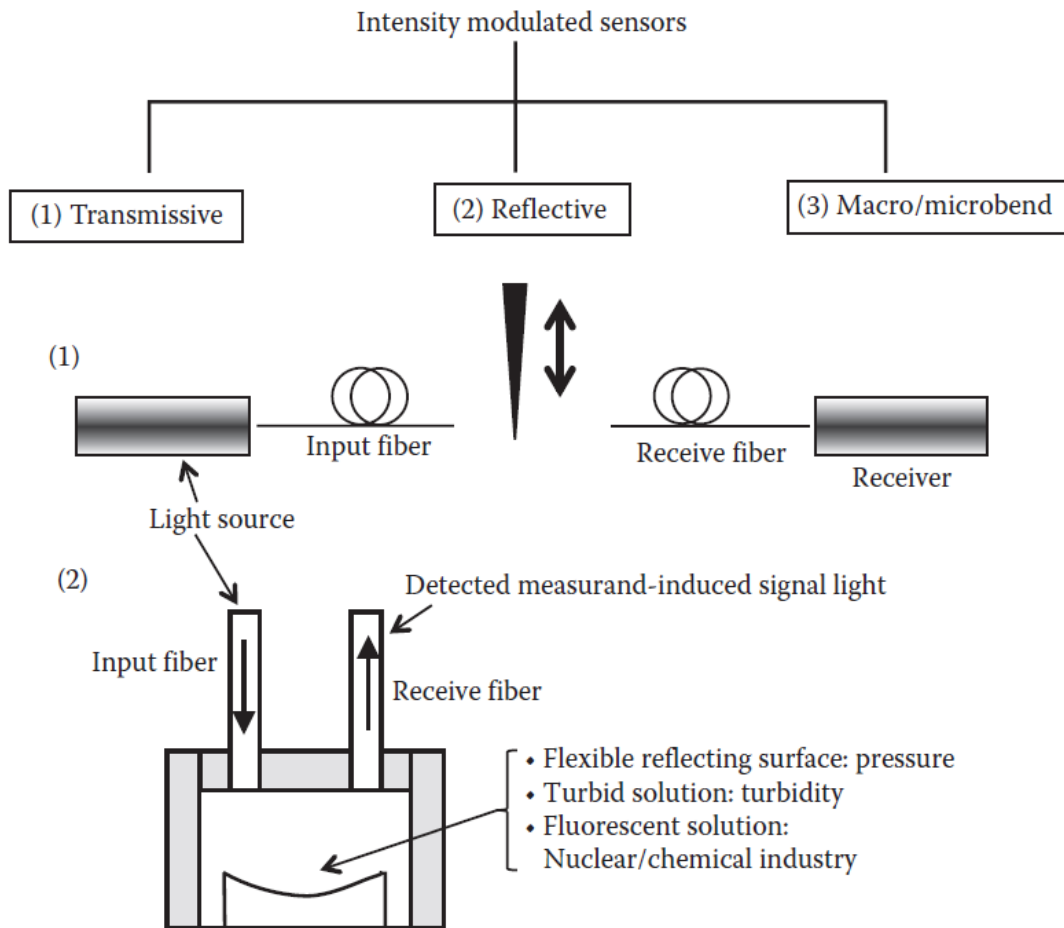


Рисунок 2 – Класифікація датчиків з модуляцією інтенсивності: (1) модуляція світла, що проходить через проміжок між двома волокнами, викликана вимірюваною величиною; (2) викликана вимірюваною величиною модуляція відбитого світла від гнучкого відбивача, що покриває середовище під тиском, або фіксованого відбивача в кінці каламутного або флуоресцируючого розчину

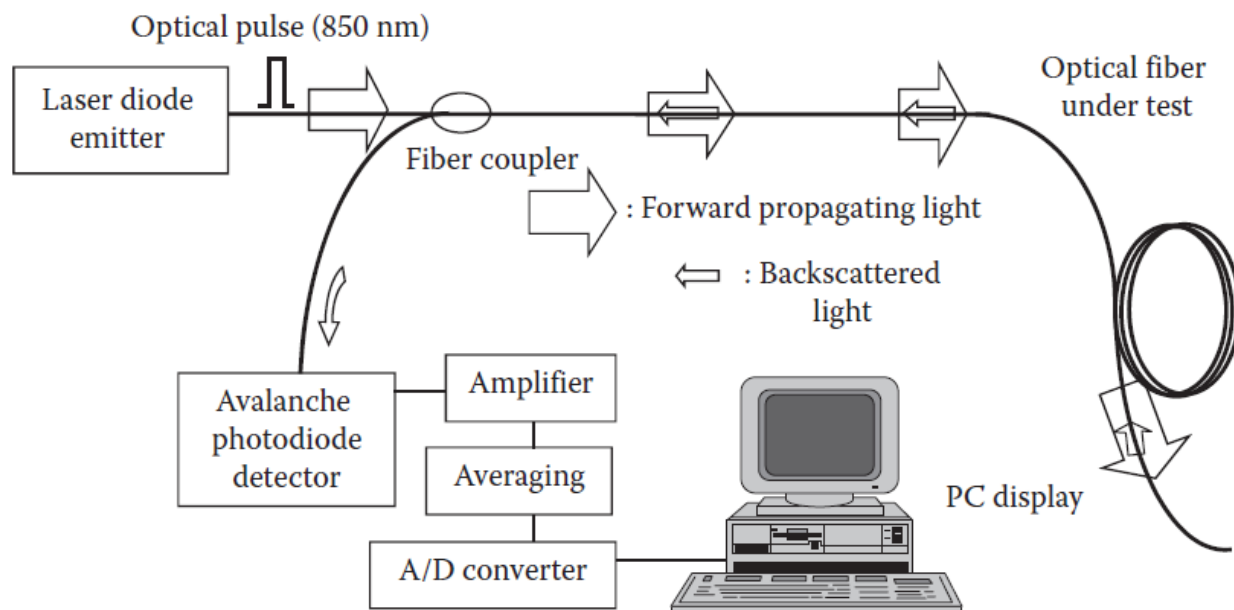


Рисунок 3 – Схема волоконно-оптичного датчика з модуляцією інтенсивності на основі OTDR

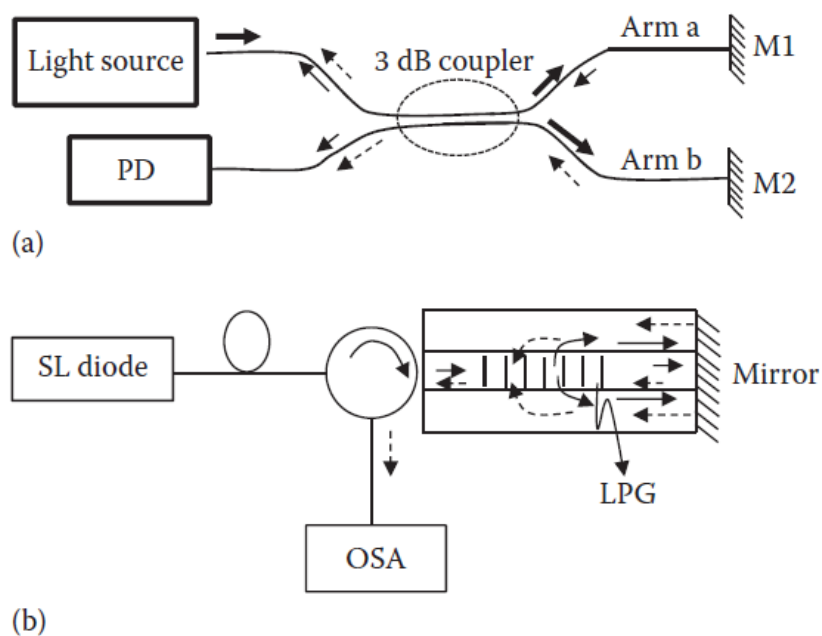


Рисунок 4 – (а) Волоконно-оптичний інтерферометр Майкельсона

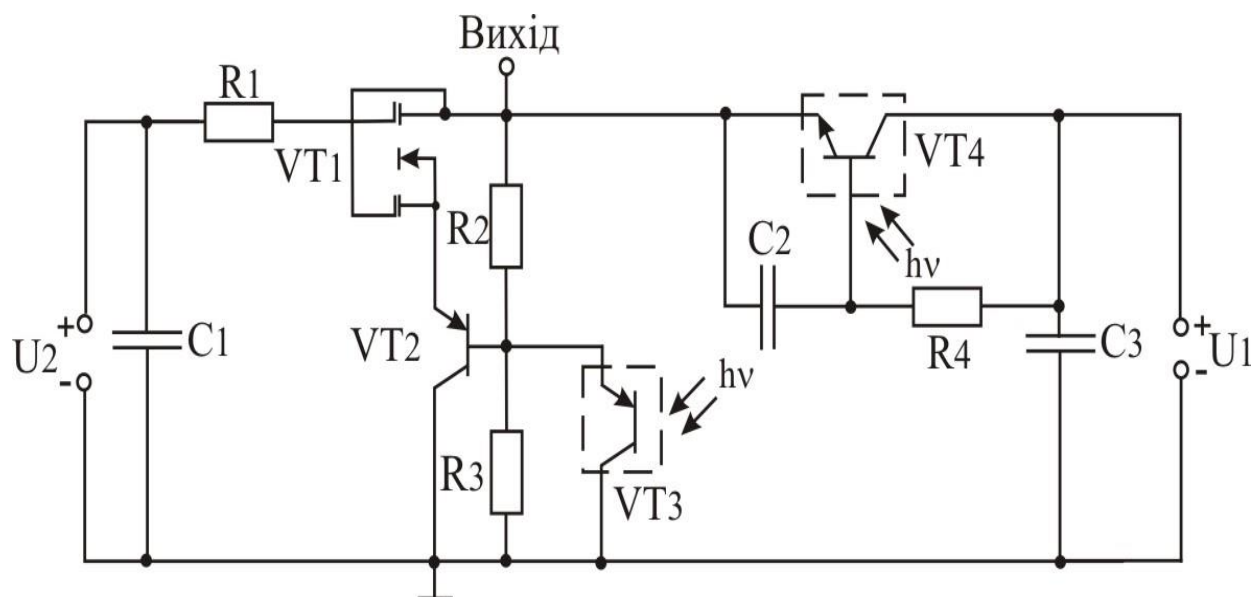


Рисунок 5 – Електрична схема частотного сенсора оптичного випромінювання з фоточутливим транзистором та транзисторним аналогом індуктивності

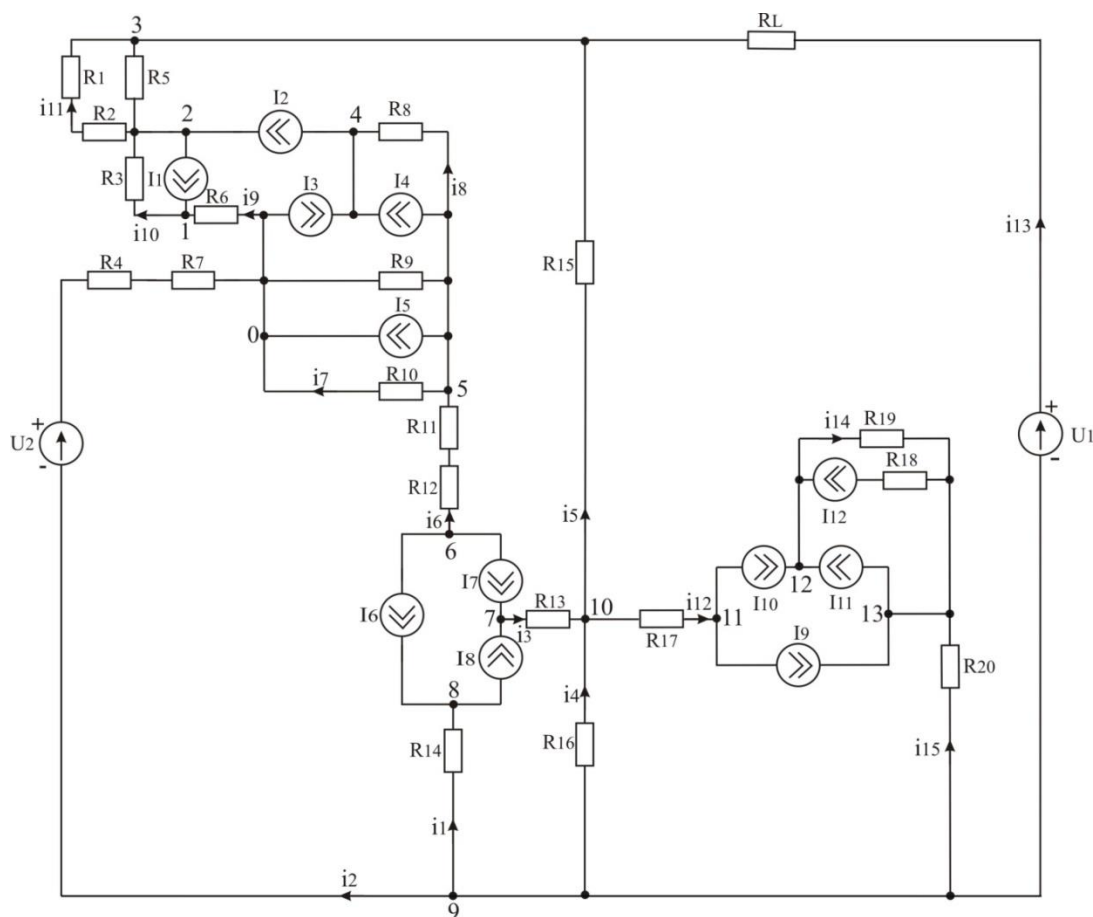


Рисунок 6 – Перетворена еквівалентна схема частотного сенсора оптичного випромінювання

$$\left\{ \begin{array}{l}
 A_1 = -\phi_1(y_9 + y_{10}) + \phi_2 y_{10}; \\
 A_2 = \phi_1 y_{10} - \phi_2(y_{10} + y_{11}) + \phi_3 y_{11}; \\
 A_3 = \phi_2 y_{11} - \phi_3 B_1 + \phi_9 y_{13} + \phi_{10} y_5; \\
 A_4 = -\phi_4 y_8 + \phi_5 y_8; \\
 A_5 = \phi_4 y_8 - \phi_5 B_2 + \phi_6 y_6; \\
 A_6 = \phi_5 y_6 - \phi_6 y_6; \\
 A_7 = -\phi_7 y_3 + \phi_{10} y_3; \\
 A_8 = -\phi_8 y_1 + \phi_9 y_1; \\
 A_9 = \phi_8 y_1 - \phi_9 B_3 + \phi_3 y_{13} + \phi_{10} y_4 + \phi_{13} y_{15}; \\
 0 = \phi_3 y_5 + \phi_7 y_3 + \phi_9 y_9 - \phi_{10} B_4 + \phi_{11} y_{12}; \\
 A_{10} = \phi_{10} y_{12} - \phi_{11} y_{12}; \\
 A_{11} = -\phi_{12} y_{14} + \phi_{13} y_{14}; \\
 A_{12} = \phi_9 y_{15} + \phi_{12} y_{14} - \phi_{13}(y_{14} + y_{15}),
 \end{array} \right.$$

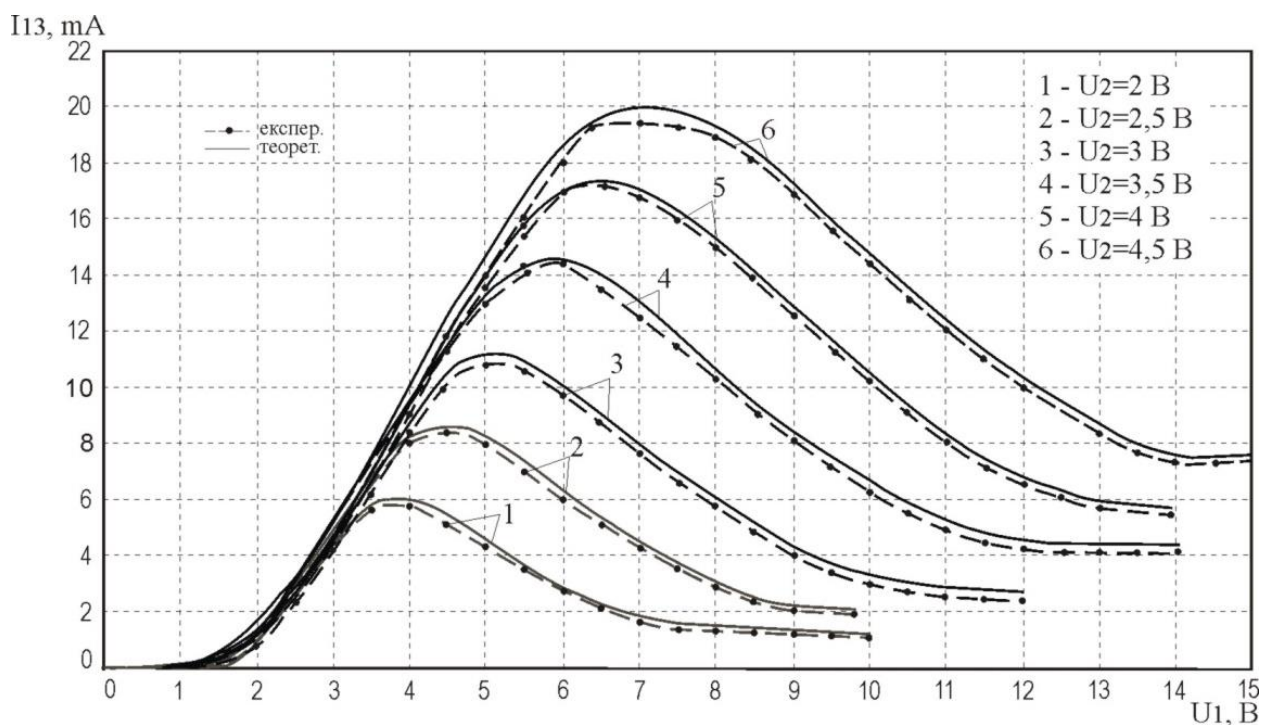


Рисунок 7 – Експериментальні та теоретичні ВАХ оптичного частотного сенсора з транзисторним аналогом індуктивності

$$\begin{aligned}
 i_{\text{вих}} = & \frac{y_{13}}{C_5(Y_9 - C_2C_3)/C_4 + y_{13} - y_5C_3} (A_3 - A_2y_{11}/C_1 - A_9y_5/y_4 - A_8y_5/y_4 + A_7C_5/C_4 + \\
 & + A_{10}C_5/C_4 - A_9C_2C_5/C_4 - A_8C_2C_5/(y_4C_4) + A_{11}C_2C_5/(y_4C_4)) - A_7y_{13}/C_4 - A_{10}y_{13}/C_4 + \\
 & + A_9C_2y_{13}/(y_4C_4) + A_8C_2y_{13}/(y_4C_4) - A_{11}C_2y_{13}/(y_4C_4) + \frac{y_{13}(y_{10} - C_2C_3)}{C_5y_9 - C_2C_5C_3 + C_4Y_3 - C_3C_4y_5} \times \\
 & \times (A_3 - A_2y_{11}/C_1 - A_9y_5/y_4 - A_8y_5/y_4 + A_7C_5/C_4 + A_{10}C_5/C_4 - A_9C_2C_5/C_4 - \\
 & - A_8C_2C_5/(y_4C_4) + A_{11}C_2C_5/(y_4C_4)) + U_1y_{13}.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 y_1 &= 1/Z_{22}; \quad y_2 = 1/Z_{21}; \quad y_3 = 1/Z_{20}; \quad y_4 = 1/Z_{23}; \quad y_5 = 1/Z_{19}; \quad y_6 = 1/(Z_{17} + Z_{18}); \\
 y_7 &= 1/Z_{16}; \quad y_8 = 1/Z_7; \quad y_9 = 1/Z_8; \quad y_{10} = 1/Z_9; \quad y_{11} = 1/Z_{15}; \quad y_{12} = 1/Z_{10}; \\
 y_{13} &= 1/Z_4; \quad y_{14} = 1/Z_{12}; \quad y_{15} = (Z_{13} + Z_{14})/(Z_{13}Z_{14}); \quad y_{16} = 1/Z_{11}; \quad y_{17} = 1/Z_3; \\
 y_{18} &= Z_1; \quad y_{19} = 1/Z_2; \quad y_{20} = 1/Z_{24}; \quad y_{21} = 1/Z_{25}; \quad y_{22} = 1/Z_{26}; \quad y_{23} = 1/Z_{28}; \\
 y_{24} &= (Z_{29} + Z_{30} + Z_{31})/(Z_{29}Z_{30}Z_{31}); \quad y_{25} = 1/Z_{27}; \quad y_{26} = 1/(Z_{екв} + Z_{40}).
 \end{aligned}$$

На підставі системи рівнянь за допомогою пакету Matlab 9.2. розраховані активна та реактивна складові імпедансу. На рисунку 8 та рисунку 9 наведені теоретичні та експериментальні залежності імпедансу від інтенсивності світла (Вибрана довжина хвилі – 520 нм).

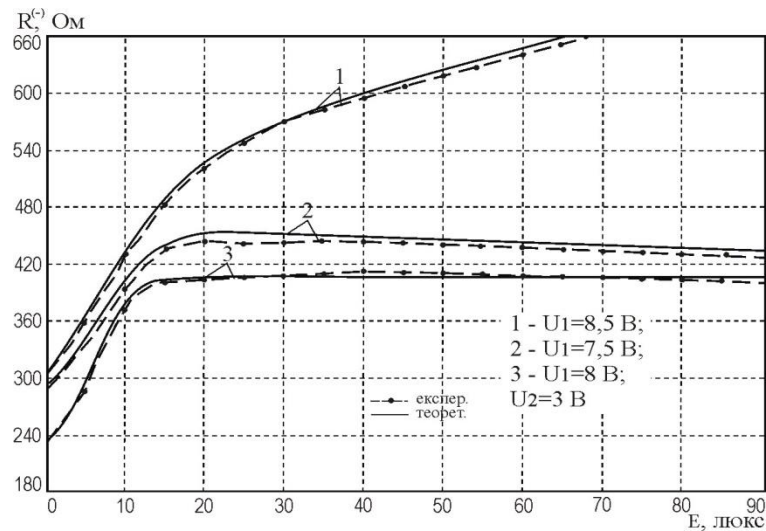


Рисунок 8 – Експериментальні та теоретичні залежності активної складової імпедансу від інтенсивності освітлення

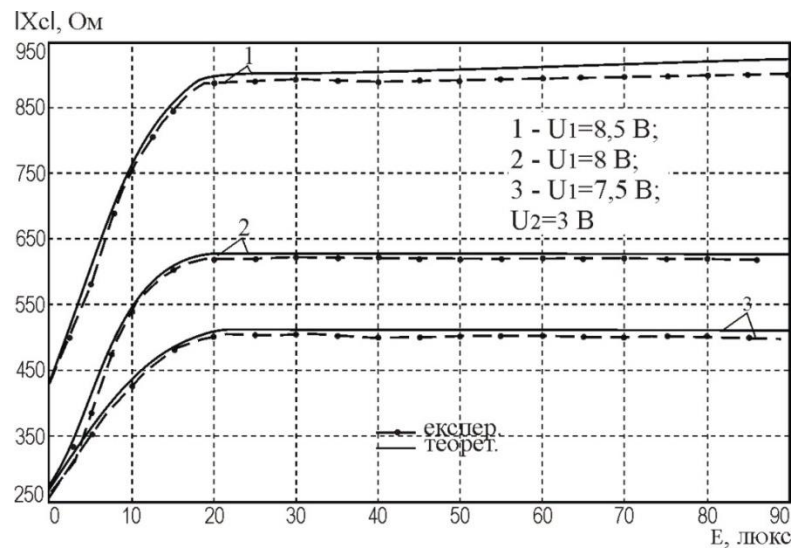


Рисунок 9 – Експериментальні та теоретичні залежності реактивної складової імпедансу від інтенсивності освітлення

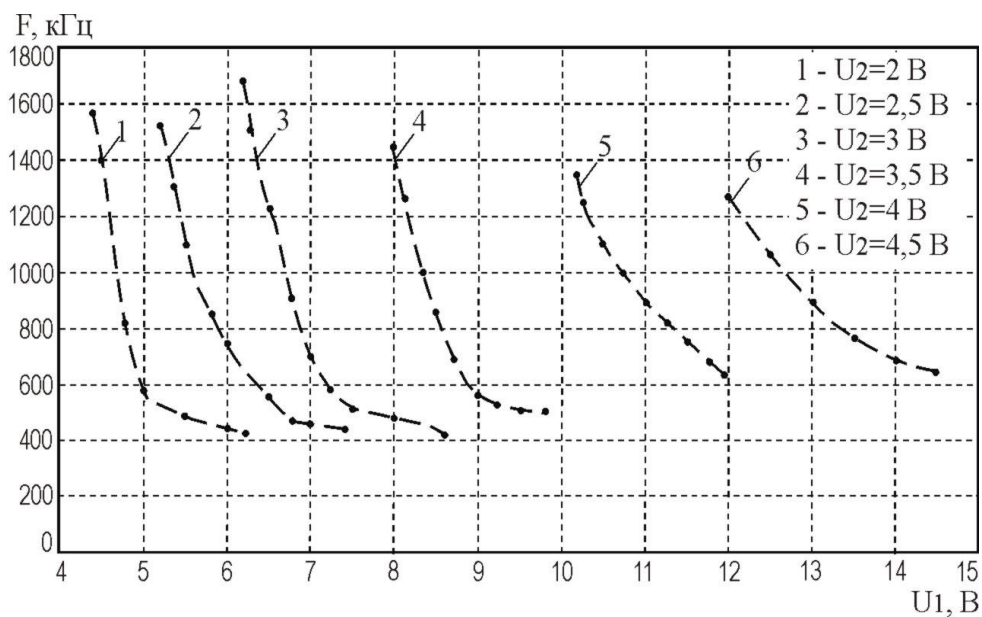


Рисунок 10 – Експериментальні залежності частоти генерації частотного сенсора оптичного випромінювання від напруги живлення

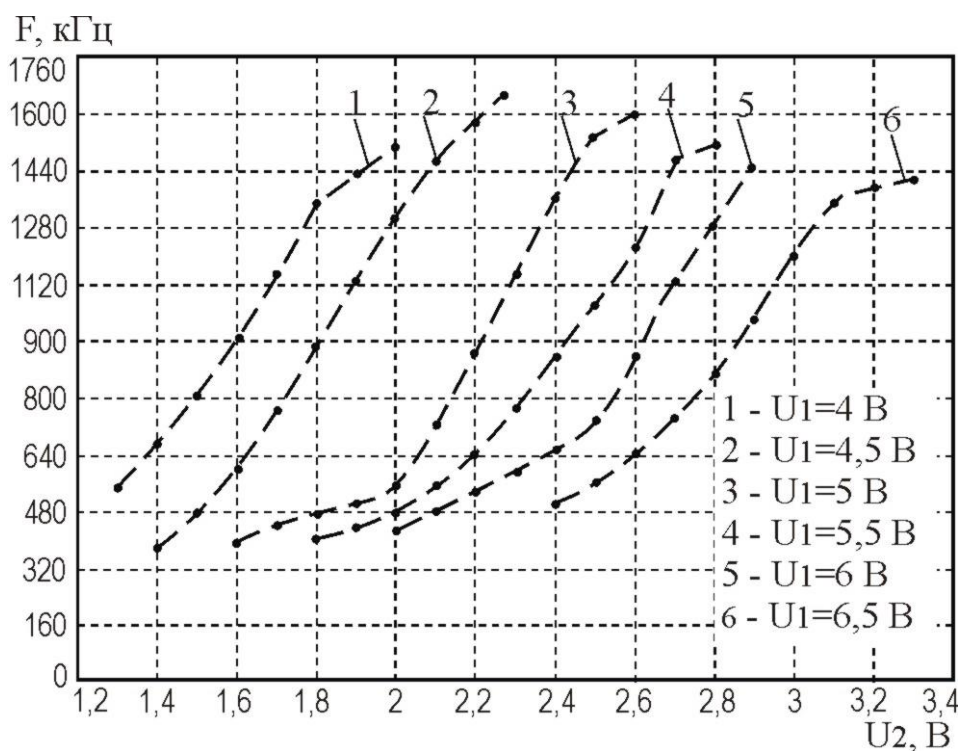


Рисунок 11 – Експериментальні частоти генерації частотного сенсора оптичного випромінювання від напруги керування

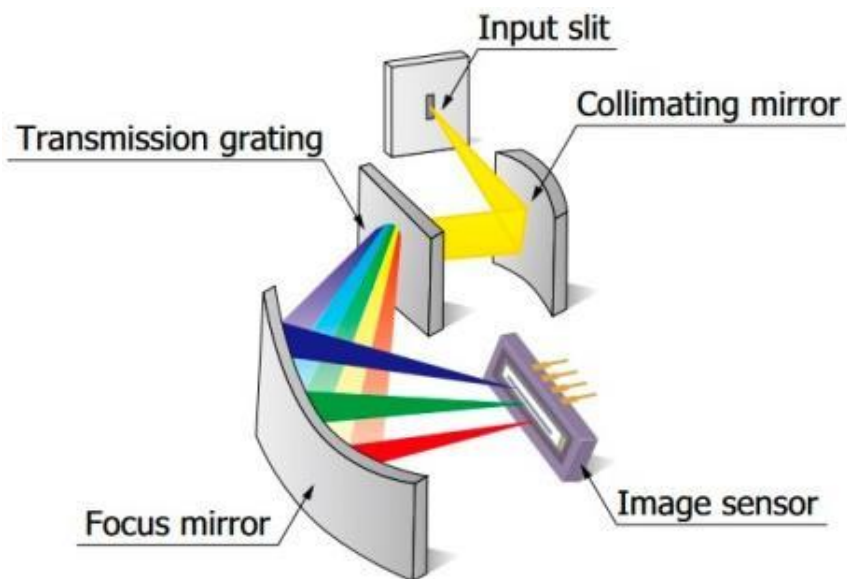


Рисунок 12 – Приклад архітектури вбудованого монохроматора в міні-спектрометрі

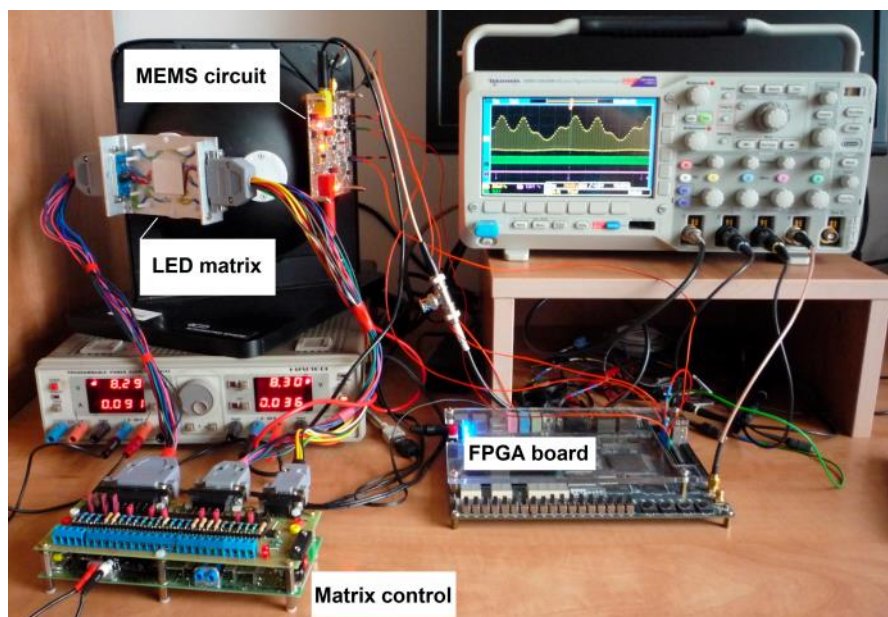


Рисунок 13 – Вимірювальний стендпрототип драйвера MEMS

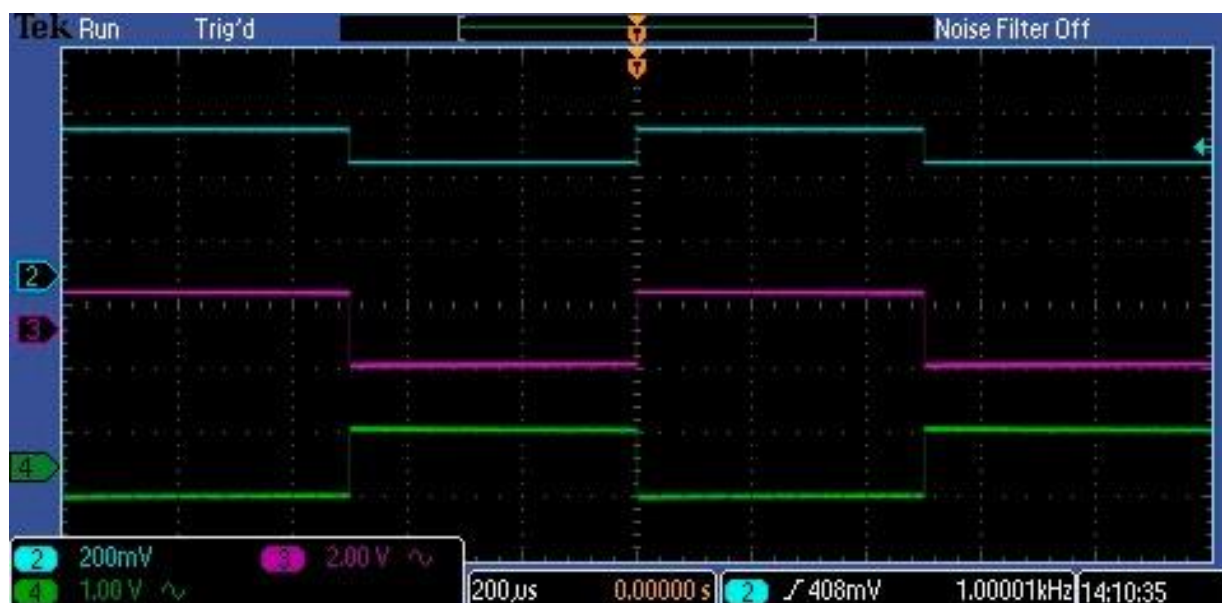


Рисунок 15 – Вимірні форми хвиль MEMS-спектрометра в схемі, жовтий показує відеосигнал, зелений – годинник, а фіолетовий – кінець сканування C12666MA

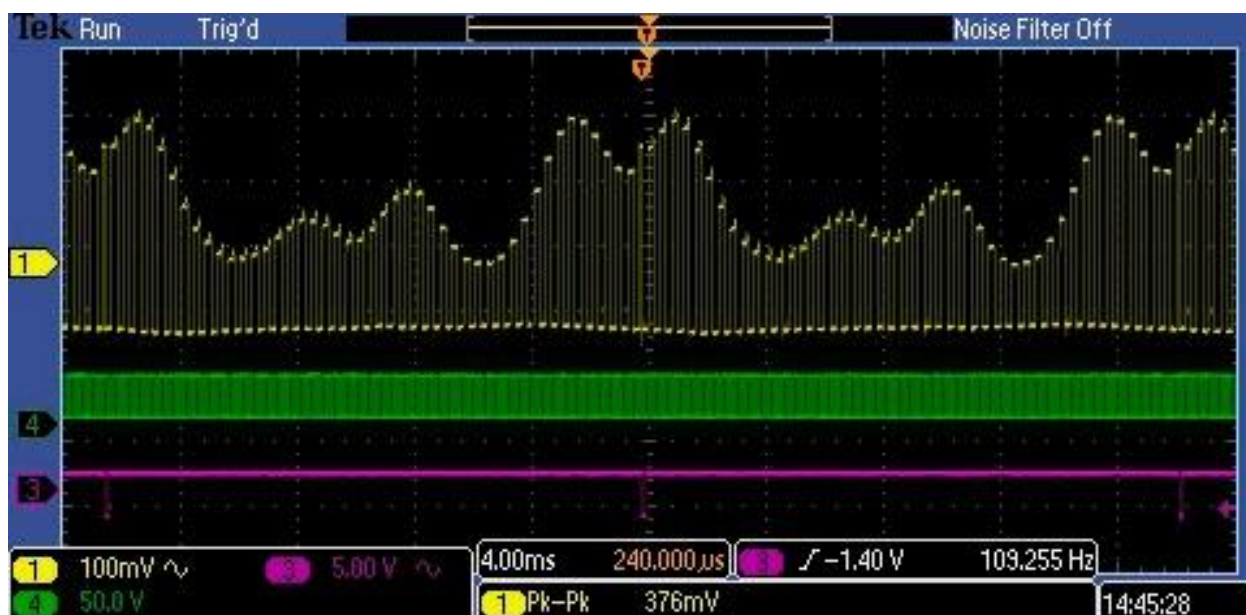


Рисунок 16 – Вимірні форми хвиль MEMS, коли відео містить лише змінну складову

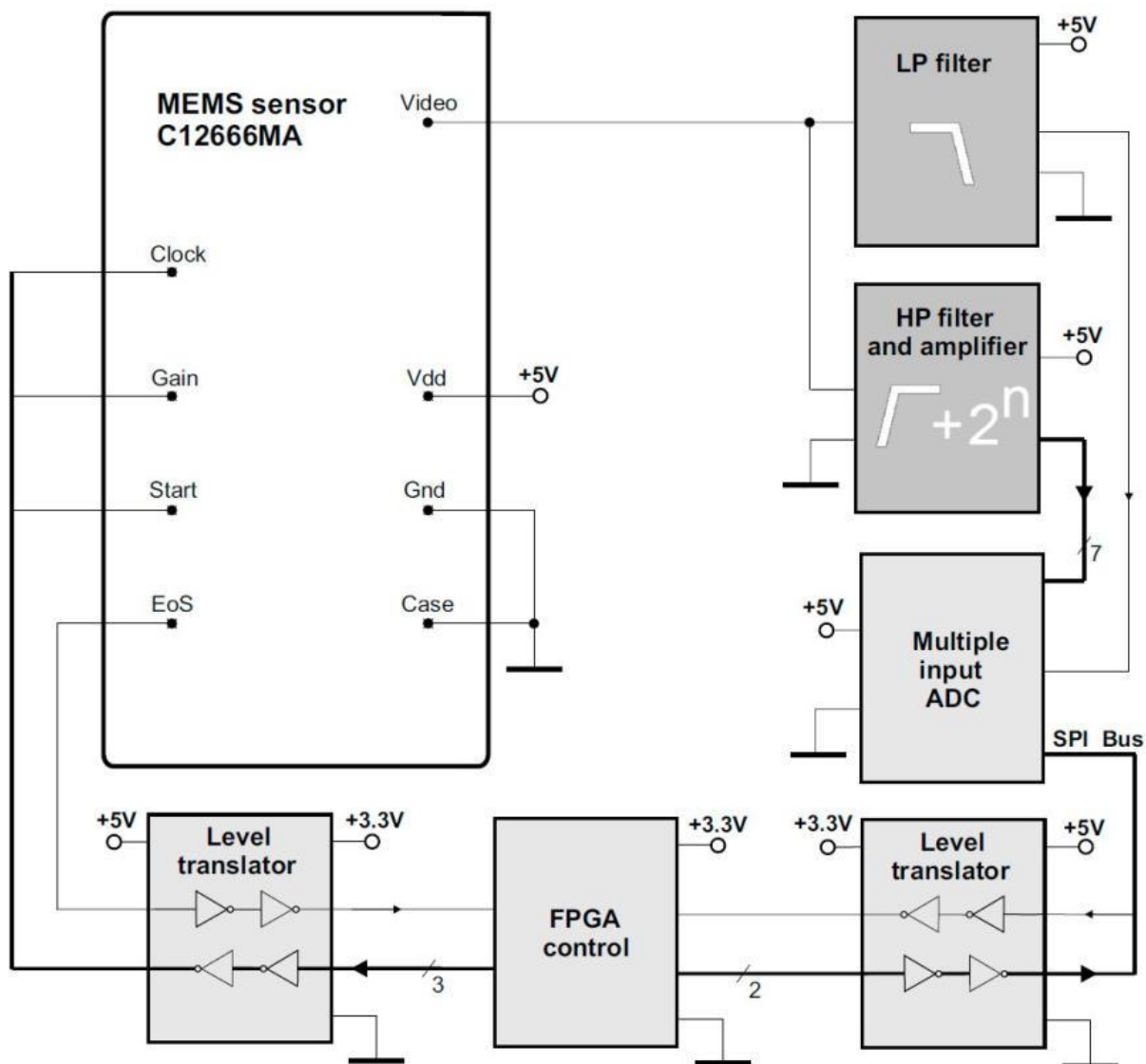


Рисунок 17 – Блок-схема нової концепції схеми датчика MEMS

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
ЧАСТОТНІ СЕНСОРИ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ ДЛЯ
БЕЗДРОТОВИХ СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ

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

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

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра ІРТС
(кафедра, факультет)


Показники звіту подібності Unicheck

Оригінальність 91,15% Схожість 8,85%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

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

Особа, відповідальна за перевірку


(підпис)

Звягін О.С.
(прізвище, ініціали)

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

Автор роботи


(підпис)

Ходацький А.І.
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Осадчук В.С.
(прізвище, ініціали)