

ДВНЗ «Донецький національний технічний університет»
Факультет комп'ютерно-інформаційних технологій та автоматизації
(повне найменування інституту, назва факультету)

Кафедра електронної техніки
(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри електронної техніки

_____ Олександр ВОВНА
(підпис) (ініціали, прізвище)

«__» _____ 2022 р.

Випускна кваліфікаційна робота

_____ магістра

(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему «Розробка та дослідження електронної системи інтерферометричних
сенсорів»

Виконав студент 2 курсу, групи ЕЛТм-21
(шифр групи)

спеціальності 171 Електроніка
(шифр і назва спеціальності)

_____ Фіногенов Владислав Ігорович

(прізвище та ініціали)

(підпис)

Керівник зав. кафедри ЕТ, д.т.н., проф. _____ Олександр ВОВНА
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Рецензент доцент кафедри ЕЛІН, к.ф.-м.н., доц. _____ Олена ЛЮБИМЕНКО
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Рецензент в.о. зав. кафедри ПМІ, к.т.н., доц. _____ Наталія МАСЛОВА
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Нормоконтроль

зав. кафедри ЕТ, д.т.н., проф.

*Засвідчую, що у цій випускній кваліфікаційній
роботі немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.*

_____ Олександр ВОВНА
(підпис)

Студент _____
(підпис)

Луцьк – 2022 р.

ДВНЗ «Донецький національний технічний університет»
Факультет комп'ютерно-інформаційних технологій та автоматизації
(повне найменування інституту, назва факультету)

Кафедра електронної техніки
(повна назва кафедри)

Захист відбувся _____
(дата)

з оцінкою _____

Секретар ДЕК _____
(підпис)

Випускна кваліфікаційна робота
_____магістра_____

Тема: «Розробка та дослідження електронної системи інтерферометричних сенсорів»

Спецчастина: _____

Виконавець, студент

гр. ЕЛТм – 21

Владислав ФІНОГЕНОВ

(підпис, дата, Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

Керівник

Олександр ВОВНА

(підпис, дата, Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

Консультанти:

Анатолій ЗОРІ

(підпис, дата, Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

Олександр ВОВНА

(підпис, дата, Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

Олександр ШТЕПА

(підпис, дата, Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

**Державний вищий навчальний заклад
"Донецький національний технічний університет"**

Інститут, факультет Комп'ютерно-інформаційних технологій та автоматизації
Кафедра Електронна техніка
Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр
Галузі знань 17 Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)
Спеціальність 171 Електроніка
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри електронної техніки

Олександр ВОВНА

« _____ » 2022 року

З А В Д А Н Н Я
НА ВИПУСКНУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ МАГІСТРА

Фіногенов Владислав Ігорович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) Розробка та дослідження електронної системи інтерферометричних сенсорів

керівник проекту (роботи) Вовна Олександр Володимирович, д.т.н., проф.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від 28.09.2022 року № 446

2. Строк подання студентом проекту (роботи)_____

3. Вихідні дані до проекту (роботи)_____

Технічна документація та матеріали з переддипломної практики_____

4.Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) аналіз технічних характеристик об'єкту; аналіз та узагальнення відомих результатів у предметній області досліджень; математична модель вимірювального блоку електронної системи; обґрунтування та розробка структури електронної системи; розробка структурної та принципової схем електронної системи

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1	зав. каф. ЕТ, д.т.н., проф. Вовна О.В.		
2	проф. каф. ЕТ, д.т.н., проф. Зорі А.А.		
3	зав. каф. ЕТ, д.т.н., проф. Вовна О.В.		
4	доц. каф. ЕТ, к.т.н., доц. Штепа О.А.		

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Аналіз базових схем побудови волоконно-оптичних інтерферометричних сенсорів		
2	Розробка алгоритмів демодуляції вихідних сигналів інтерферометричних сенсорів		
3	Удосконалення способів підвищення точності вимірювання параметрів вихідних сигналів інтерферометричних сенсорів		
4	Розробка та дослідження математичної моделі способу адитивної компенсації фазових шумів		
5	Додаток А – Охорона праці та безпека під час надзвичайних ситуацій на підприємстві		

Студент _____ **Владислав ФІНОГЕНОВ**
(підпис) (Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

Керівник роботи _____ **Олександр ВОВНА**
(підпис) (Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

ЛИСТ ЗАУВАЖЕНЬ

Посада П.І.Б.	Суть зауваження, оцінка та підпис

АНОТАЦІЯ

Фіногенов, В.І. Розробка та дослідження електронної системи інтерферометричних сенсорів / Випускна кваліфікаційна робота на здобуття освітнього ступеня «магістр» зі спеціальності 171 Електроніка. – ДВНЗ «ДонНТУ», Луцьк, 2022.

Пояснювальна записка: 83 стор., 22 рис., 1 табл., 37 посилань.

Удосконалено спосіб адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання у вихідних сигналах інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів, технічна реалізація якого дозволить зменшити вплив цих шумів, які обумовлено нестабільністю центральної довжини хвилі випромінювання від оптичного джерела.

Удосконалено спосіб гомодинної демодуляції вихідних сигналів у масивах інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів, завдяки реалізації якого виконується демодуляція інтерференційних сигналів під час застосування адаптивної компенсації фазових шумів від оптичного джерела випромінювання.

Удосконалений спосіб можна застосувати для здійснення адаптивної компенсації фазових шумів у масивах інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів, які входять до складу сейсмічних систем.

Удосконалений спосіб демодуляції сигналів можна використати під час практичної реалізації разом зі способом адаптивної компенсації фазових шумів, а також незалежно від нього, для здійснення обробки вихідних сигналів інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів.

Ключові слова: сенсор, інтерферометрія, шум, перешкода, довжина хвилі, оптичне волокно, демодуляція, компенсація, спосіб, математична моделі.

ABSTRACT

Finochenov, V.I. Development and research of the electronic system of interferometric sensors / Graduation qualification work for obtaining an educational degree 'Master' in specialty 171 Electronics. – SHEI 'DonNTU', Luts'k, 2022.

Explanatory note: 83 p., 22 fig., 1 tables, 37 references.

The method of adaptive compensation of phase noises of the optical radiation source in the output signals of interferometric fiber-optic sensors has been improved, the technical implementation of which will allow to reduce the influence of these noises, which are caused by the instability of the central wavelength of radiation from the optical source.

The method of homodyne demodulation of output signals in arrays of interferometric fiber-optic sensors has been improved, thanks to the implementation of which demodulation of interference signals is performed during the application of adaptive compensation of phase noise from an optical radiation source.

The improved method can be used for adaptive compensation of phase noise in arrays of interferometric fiber-optic sensors, which are part of seismic systems.

The improved method of demodulation of signals can be used during practical implementation together with the method of adaptive compensation of phase noises, as well as independently of it, for the processing of output signals of interferometric fiber-optic sensors.

Key words: sensor, interferometry, noise, interference, wavelength, optical fiber, demodulation, compensation, method, mathematical model.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	9
1 АНАЛІЗ БАЗОВИХ СХЕМ ПОБУДОВИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ.....	12
1.1 Оптична схема на базі інтерферометра Маха-Цендера.....	12
1.2 Оптична схема на базі інтерферометра Майкельсона.....	14
1.3 Оптична схема на базі інтерферометра Сан'яка.....	15
1.4 Оптична схема на базі інтерферометра Фабрі-Перо.....	16
1.5 Оптичні схеми масивів волоконно-оптичних сенсорів.....	17
1.6 Визначення положення робочої точки інтерферометра.....	25
1.7 Висновки.....	30
2 РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ ДЕМОДУЛЯЦІЇ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ.....	31
2.1 Розробка алгоритму активної демодуляції інтерферометричних сигналів.....	31
2.2 Алгоритм пасивної демодуляції сигналів на базі розгалужувачів.....	34
2.3 Удосконалення алгоритму демодуляції сигналів на базі розгалужувачів.....	40
3 УДОСКОНАЛЕННЯ СПОСОБІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ.....	42
3.1 Спосіб адитивної компенсації фазових шумів джерела випромінювання.....	42
3.2 Спосіб демодуляції сигналів щодо зміни глибини модуляції.....	53
3.3 Висновки.....	60
4 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ СПОСОБУ АДИТИВНОЇ КОМПЕНСАЦІЇ ФАЗОВИХ ШУМІВ.....	61

ВИСНОВКИ.....	72
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	73
ДОДАТОК А – Охорона праці та безпека під час надзвичайних ситуацій на підприємстві.....	77

ВСТУП

Актуальність теми. У теперішній час інтерферометричні волоконно-оптичні сенсори отримали стрімкий розвиток як вимірювальні засоби таких фізичних величин: кутова швидкість та прискорення, температура, тиск, деформація та ін. Підвищена зацікавленість у інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорах базується на таких їх властивостях, як легкість, компактність, висока величина чутливості, стійкість до впливу електромагнітного наведення, а також відносна простота мультиплексування.

Проте, відносно велика величина чутливості інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів може бути причиною надмірного впливу перешкод та шумів, які мають різну природу, таких як зовнішні сигнали перешкод і фазові шуми від оптичного джерела випромінювання. Одним з основних джерел шумів у інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорах є фазовий шум від оптичного джерела випромінювання. Також, присутні такі дестабілізуючі фактори, зміни яких мають значний вплив, як нестабільність центральної довжини хвилі оптичного випромінювання від джерела, присутність ненульового значення різниці між довжиною плеч оптичного інтерферометра, що обумовлено градієнтом температури та наявністю механічної напруги.

Під час підвищення рівня власних шумів інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів, що обумовлено фазовими шумами від оптичного джерела випромінювання, погіршуються характеристики динамічного діапазону та порогове значення чутливості. Це однією з причин погіршення характеристик інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів є наявність фазових перешкод, що мають місце під час впливу зовнішніх перешкод на компоненти оптичної схеми сенсора. Отже, розробка способів і технічних засобів для придушення перешкод і фазових шумів у масивах інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів є актуальною науково-технічною задачею.

Мета та завдання дослідження. Метою роботи є підвищення точності вимірювання параметрів вихідних сигналів інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів.

Для досягнення зазначеної мети в дослідженні сформульовано **такі задачі:**

- провести аналіз базових схем побудови волоконно-оптичних інтерферометричних сенсорів;
- розробити алгоритми демодуляції вихідних сигналів інтерферометричних сенсорів;
- удосконалити способи підвищення точності вимірювання параметрів вихідних сигналів інтерферометричних сенсорів;
- розробити та дослідити математичну модель способу адитивної компенсації фазових шумів.

Об'єкт дослідження: процеси, що протікають у вимірювальних волоконно-оптичних каналах на базі інтерферометричних сенсорів.

Предмет дослідження: методи та засоби підвищення чутливості та точності вимірювання параметрів вихідних сигналів інтерферометричних сенсорів.

Методи дослідження базуються на положеннях теорії вірогідності та математичної статистики, теорії систем, теорії випадкових процесів, теорії планування наукового експерименту, комп'ютерного моделювання.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Удосконалено спосіб адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання у вихідних сигналах інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів, технічна реалізація якого дозволить зменшити вплив цих шумів, які обумовлено нестабільністю центральної довжини хвилі випромінювання від оптичного джерела.

2. Удосконалено спосіб гомодинної демодуляції вихідних сигналів у масивах інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів, завдяки реалізації якого виконується демодуляція інтерференційних сигналів під час застосування

адаптивної компенсації фазових шумів від оптичного джерела випромінювання.

Практичне значення одержаних результатів.

1. Удосконалений спосіб можна застосувати для здійснення адаптивної компенсації фазових шумів у масивах інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів, які входять до складу сейсмічних систем.

2. Удосконалений спосіб демодуляції сигналів можна використати під час практичної реалізації разом зі способом адаптивної компенсації фазових шумів, а також незалежно від нього, для здійснення обробки вихідних сигналів інтерферометричних волоконно-оптичних сенсорів.

Особистий внесок здобувача. Основні положення та результати випускної кваліфікаційної роботи магістра одержані автором самостійно. Автором особисто: виконаний аналіз базових схем побудови волоконно-оптичних інтерферометричних сенсорів; розроблено алгоритми демодуляції вихідних сигналів інтерферометричних сенсорів; удосконалено спосіб адитивної компенсації фазових шумів джерела випромінювання; удосконалено способи підвищення точності вимірювання параметрів вихідних сигналів інтерферометричних сенсорів; розроблено та досліджено математичну модель способу адитивної компенсації фазових шумів.

Апробація результатів роботи. Основні розділи роботи пройшли апробацію на наукових семінарах кафедри електронної техніки ДВНЗ «Донецький національний технічний університет» (м. Покровськ, 2021 – 2022 рр.).

Структура та обсяг кваліфікаційної роботи магістра. Структура випускної кваліфікаційної роботи магістра визначена загальною схемою наукового дослідження, метою досліджень та шляхами її досягнення. Випускна кваліфікаційна робота складається зі вступу, чотирьох розділів, основних висновків та списку використаних джерел. Загальний обсяг роботи містить 83 сторінки машинописного тексту, зокрема 76 сторінок основного тексту, 22 рисунки, 1 таблиця та список використаних джерел із 37 найменувань.

1 АНАЛІЗ БАЗОВИХ СХЕМ ПОБУДОВИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ

Виконаємо аналіз чотирьох базових типів волоконно-оптичних інтерферометрів, що можна застосувати для побудови волоконно-оптичних інтерферометричних сенсорів [1 – 4]: інтерферометр Маха-Цендера, інтерферометр Майкельсона, інтерферометр Сан'яка та інтерферометр Фабрі-Перо.

1.1 Оптична схема на базі інтерферометра Маха-Цендера

Схему оптичну волоконно-оптичного інтерферометричного сенсора, яку побудовано на базі інтерферометра Маха-Цендера, наведено на рис. 1.1.

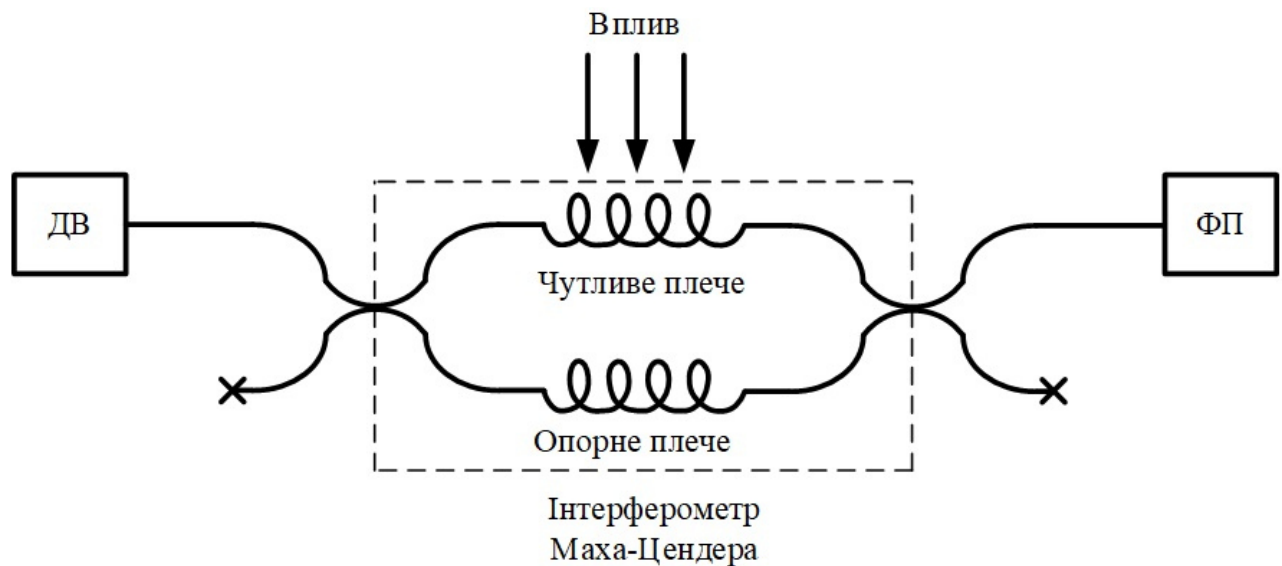


Рисунок 1.1 – Схема оптична волоконно-оптичного інтерферометричного сенсора, яку побудовано на базі інтерферометра Маха-Цендера

Джерело оптичного випромінювання (ДВ) формує імпульс (див. рис. 1.1), який подається до входу інтерферометра Маха-Цендера, у якому здійснюється розділення на два потоки оптичного випромінювання, ці потоки проходять

через опорне та чутливе плече інтерферометра. Чутливе плече є чутливим елементом, яке виконано у переважній більшості випадків у вигляді циліндра. Цей циліндр виготовлено з матеріалу, який є чутливими до акустичного впливу. На циліндр здійснюється намотування оптичного волокна [5, 6]. Опорне плече виготовлено як оптичне волокно, що має ізоляцію від зовнішнього впливу акустичних збурень, що має місце у переважній більшості випадків зі застосуванням конструкції волоконно-оптичного інтерференційного сенсора, або металевого покриття [7].

Інтерферометр виготовляється так, щоб довжина оптичних плечей дорівнювала між собою, що дозволяє отримати максимальну видимість сигналу інтерференції, а також мінімальний рівень фазових шумів волоконно-оптичного інтерференційного сенсора [8]. Якщо на інтерферометр має місце зовнішній вплив, то в оптичних імпульсах його плеч має місце різниця фаз, зміна якої несе інформацію щодо вимірювального значення фазового сигналу. Величина різниці фаз перетворюється до зміни оптичної інтенсивності під час інтерференції сигналів у плечах на виході інтерферометра, що і є інтерференційним сигналом, який передається до вікна фотоприймача (ФП).

До основних переваг інтерферометра Маха-Цендера можна віднести можливість застосування масивів волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на його базі; розподілення у просторі джерела оптичного випромінювання, фотоприймача, чутливого елемента та схеми перетворення. До недоліків інтерферометра Маха-Цендера можна віднести чутливість сигналу інтерференції до наявності поляризації випромінювання [5, 6]. Одним розповсюджених способів усунення впливу поляризації є застосування під час розробки інтерферометра волокна, яке зберігає поляризаційні властивості (polarization maintaining fiber – PMF). Проте, під час застосування в складі інтерферометра оптичного волокна, яке зберігає поляризаційні властивості, може призвести до істотного збільшення вартості волоконно-оптичного інтерференційного сенсора.

1.2 Оптична схема на базі інтерферометра Майкельсона

Схему оптичну волоконно-оптичного інтерференційного сенсора на базі інтерферометра Майкельсона наведено на рис. 1.2.

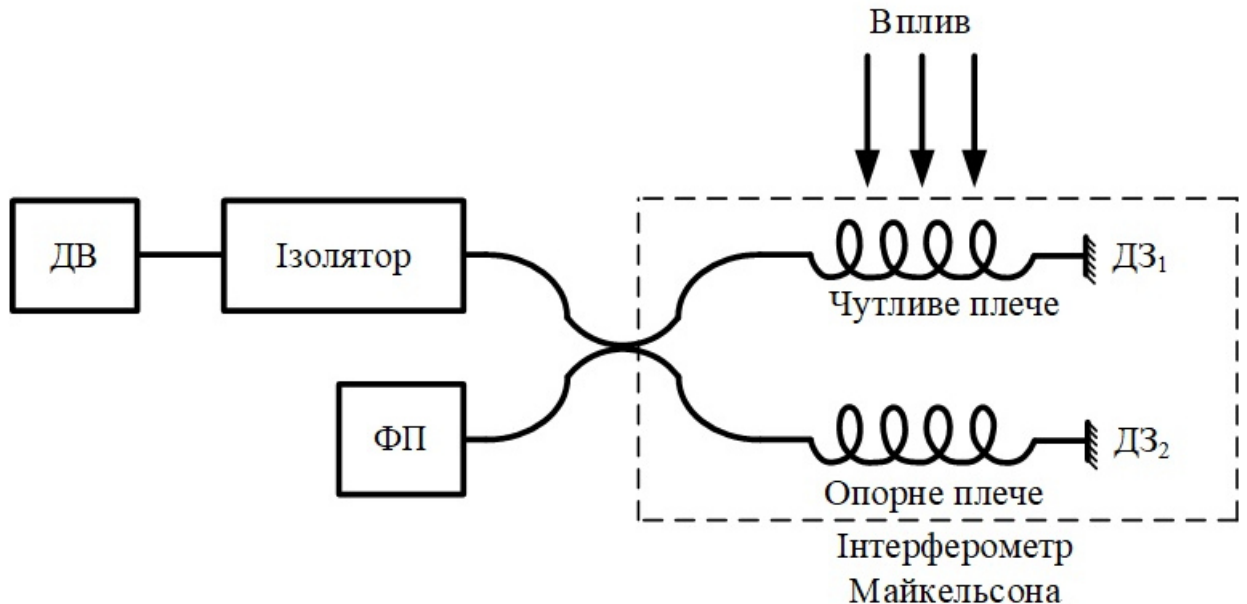


Рисунок 1.2 – Схема оптична волоконно-оптичного інтерференційного сенсора на базі інтерферометра Майкельсона

Схема волоконно-оптичного інтерферометричного сенсора на базі інтерферометра Майкельсон (див. рис. 1.2) є альтернативним варіантом інтерферометру Маха-Цендера. У схемі інтерферометра Майкельсона оптичні імпульси утворюють джерелом оптичного випромінювання, вони проходять через ізолятор, який застосовується для того, щоб оптичне випромінювання не розповсюджувалося у зворотному напрямку. Потім оптичне випромінювання проходить через опорне та чутливе плече інтерферометра Майкельсона та віддзеркалюється від відповідних дзеркал ДЗ₁ та ДЗ₂ чутливого та опорного плеча. Після віддзеркалення оптичне випромінювання проходить через обидва плеча інтерферометра, а вже у зворотному напрямку має місце інтерференція на виході. Одержаний сигнал інтерференції реєструється зі застосуванням фотоприймача (ФП).

Схема на базі інтерферометра Майкельсона має всі наведені вище переваги схеми волоконно-оптичного інтерференційного сенсора на основі інтерферометра Маха-Цендера. Проте, до однієї з головних переваг інтерферометра Майкельсона можна віднести те, що у схемі має місце проходження оптичних сигналів у плечах у обох напрямках, що практично вдвічі підвищує чутливості волоконно-оптичного інтерференційного сенсора у порівнянні з інтерферометром Маха-Цендера [2, 3].

Схеми волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі інтерферометрів Маха-Цендера та Майкельсона, що мають невелике значення неузгодженості, яке складає порядку кількох сантиметрів між обома плечами, а також зі застосуванням частотною модуляцією джерела оптичного випромінювання можна застосовувати для розробки схем масивів сенсорів з мультиплексуванням. Зазначені вимірювальні схеми називають схемами волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів та обробки сигналів інтерференції зі застосуванням несучої з модуляцією за фазою (phase-generated carrier – PGC) [2].

1.3 Оптична схема на базі інтерферометра Сан'яка

Схему оптичну волоконно-оптичного інтерференційного сенсора на базі інтерферометра Сан'яка наведено на рис. 1.3.

У схемі, що наведено на рис. 1.3, оптичний сигнал, який формується джерелом випромінювання, потрапляє до входу інтерферометра Сан'яка. У цьому інтерферометрі оптичний сигнал розділяється та розповсюджується в протилежному напрямку по котушці Сан'яка. Під час обертання котушки Сан'яка навколо своєї осі утворюється різниця фаз, що обумовлена ефектом Сан'яка. Оптичні сигнали, які розповсюджуються в протилежному напрямку, інтерферують, це призводить до утворення сигналу інтерференції, який подається для реєстрації до фотоприймача.

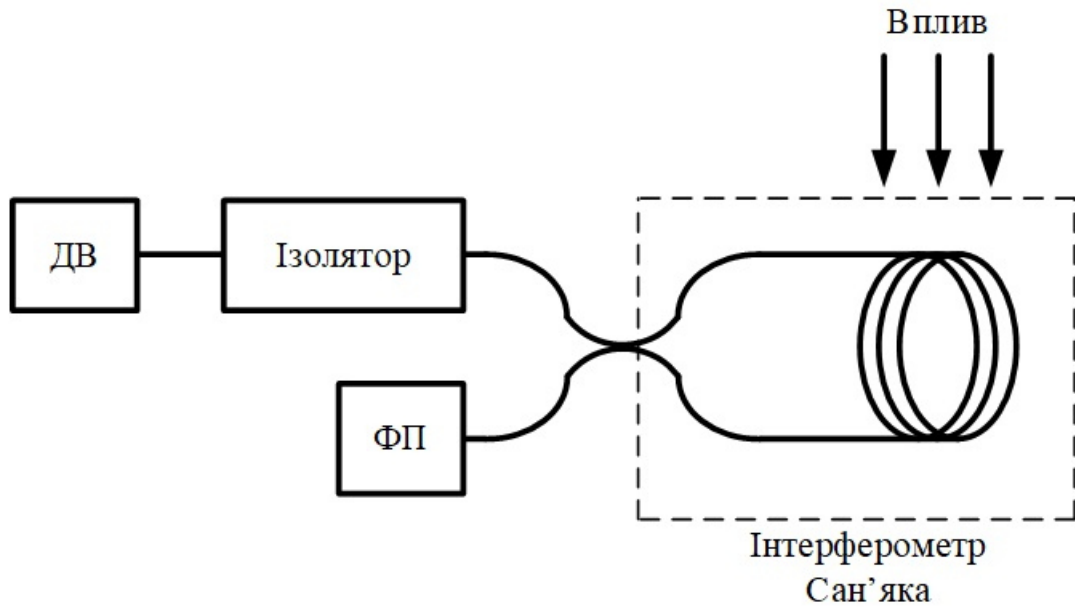


Рисунок 1.3 – Схема оптична волоконно-оптичного інтерференційного сенсора на базі інтерферометра Сан'яка

До переваг основних переваг схеми на основі інтерферометра Сан'яка відносять повну узгодженість між довжинами плечей інтерферометра, тому що обидва плеча є одним оптичним волокном, що дозволяє застосовувати джерела оптичного випромінювання, які мають невелику когерентність. Проте, одним з головних недоліків зазначеного інтерферометра є необхідність застосування доволі довгого волоконно-оптичного контуру, довжина якого становить декілька кілометрів. Це потрібно для отримання необхідної величини чутливості, значення якої визначається кількістю витків та площею волоконно-оптичного контуру [9]. Одним з базових застосувань волоконно-оптичного інтерференційного сенсора, що виготовляється на базі інтерферометра Сан'яка, є волоконно-оптичні гіроскопи [1 – 4, 9].

1.4 Оптична схема на базі інтерферометра Фабрі-Перо

Схему оптичну волоконно-оптичного інтерференційного сенсора на базі інтерферометра Фабрі-Перо наведено на рис. 1.4.

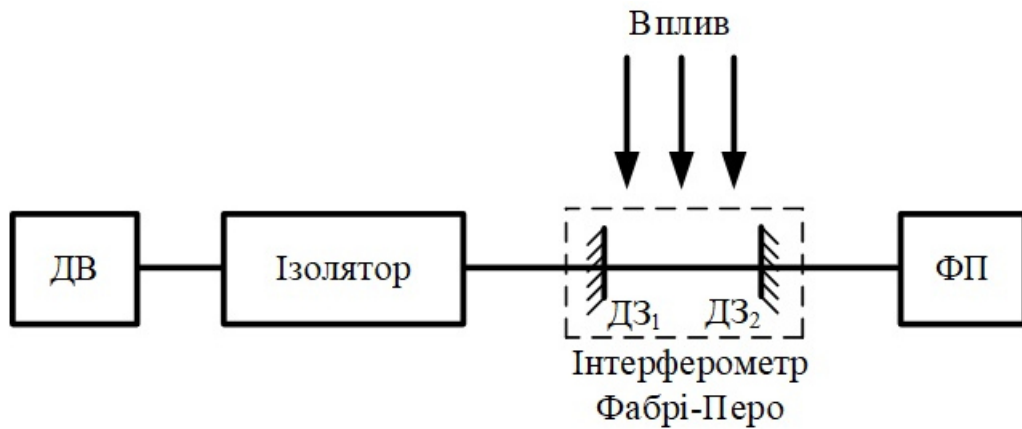


Рисунок 1.4 – Схема оптична волоконно-оптичного інтерференційного сенсора на базі інтерферометра Фабрі-Перо

Джерело випромінювання формує оптичний імпульс, який надходить до інтерферометра Фабрі-Перо, який має в своєму складі декілька напівпрозорих дзеркал. У схемі має місце багаторазове віддзеркалення зі застосуванням дзеркал та утворення сигналу інтерференції з віддзеркалених імпульсів. Під час цього утворюється багатопроточна інтерференція та інтерференційний сигнал, параметри якого реєструються фотоприймачем.

До базової переваги розглянутої схеми можна віднести високу величину чутливості. До недоліку зазначеної схеми на основі інтерферометра Фабрі-Перо можна віднести неможливість здійснення процедури вимірювання параметрів зовнішніх сигналів, значення яких повинно знаходитися в невеликих межах, що істотно обмежує динамічний діапазон [1, 2, 4]. Волоконно-оптичні інтерференційні сенсори на базі інтерферометра Фабрі-Перо застосовуються для здійснення вимірювання температури, тиску та механічних коливань [2, 3].

1.5 Оптичні схеми масивів волоконно-оптичних сенсорів

У теперішній час викликає особливого інтересу розробка масивів волоконно-оптичних інтерферометричних гідроакустичних сенсорів, які мають в своєму складі декілька волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів.

Масиви волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів можуть застосовуватися як багатофункціональних гідроакустичні комплексів, комплекси, що здійснюють охорону периметра під водою та ін. [2, 5, 7, 10 – 12].

Розроблено та впроваджено технології об'єднання волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів до масивів зі застосуванням мультиплексування у часі (time-division multiplexing – TDM). За один період здійснюється опитування масиву сенсорів, вимірювальні данні від кожного з них мають місце у виділений проміжок часу зі застосуванням частотного способу мультиплексування (frequency-division multiplexing – FDM). У деякій смузі частот, яка застосовується для реєстрації сигналів з масиву сенсорів, інформація від кожного з них розміщується у конкретному інтервалі частот для здійснення мультиплексування за довжиною хвилі (wavelength-division multiplexing – WDM). Для забезпечення процедури опитування сенсорів застосовуються імпульси, у яких певна довжина хвилі випромінювання. Зазначені імпульси формуються від декількох джерел оптичного випромінювання, що мають різне значення довжини хвилі, або зі застосуванням одного джерела випромінювання, довжину хвилі якого може бути змінено.

Однією з найбільш розповсюджених схем об'єднання до масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів є схема на базі волоконних ґрат Брегга (ВГБ). Схему оптичну масиву з чотирьох волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі волоконних ґрат Брегга наведено на рис. 1.5.

Масив волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі волоконних ґрат Брегга є оптичне волокно, у якому розташовано ґрати Брегга. Відстань між цими ґратами дорівнює величині різниці довжин плеч компенсаційного інтерферометра (КІ). У наведеній схемі волоконна ґрата Брегга застосовується як дзеркало, яке частково віддзеркалює. Значення коефіцієнта віддзеркалення цього дзеркала задається під час виготовлення [13]. Чутливим елементом масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів є відрізок волокна, що знаходиться між двома волоконним ґратами Брегга.

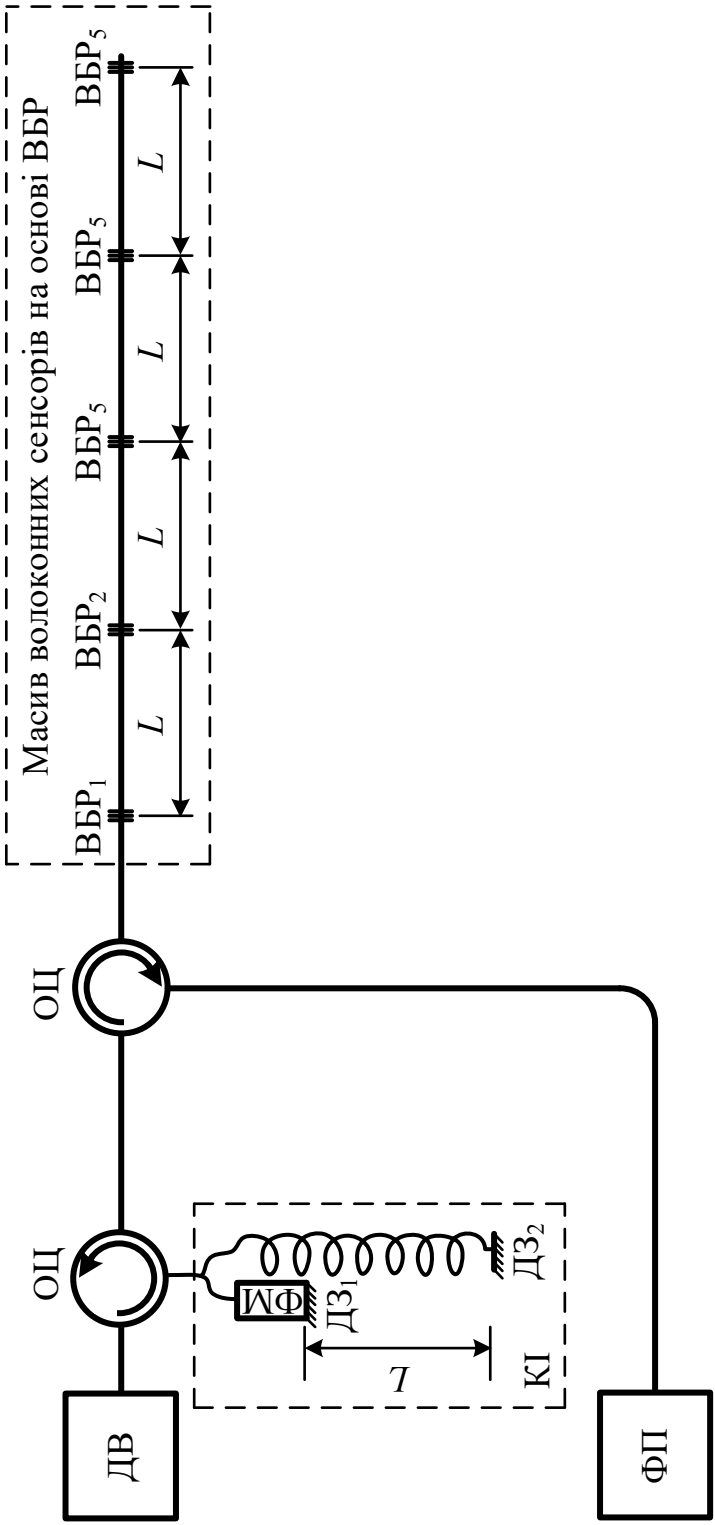


Рисунок 1.5 – Схема оптическая массиву з чотирьох волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі волоконних ґрат Бреґга

Часову діаграму, що пояснює принцип роботи масиву сенсорів на базі волоконних ґрат Брегга, наведено на рис. 1.6. Джерело випромінювання формує одиночний оптичний імпульс, який через оптичний циркулятор потрапляє до компенсаційного інтерферометра. У компенсаційному інтерферометрі формується два імпульси, які повинні проходити через коротке та довге плече інтерферометра. Ці імпульси віддзеркалюються від дзеркал ДЗ₁ та ДЗ₂ через оптичний циркулятор вони подаються до масиву волоконних сенсорів на базі волоконних ґрат Брегга. Між імпульсами утворюється затримка у часі, значення якої дорівнює подвоєній величині часу розповсюдження випромінювання між плечами компенсаційного інтерферометра.

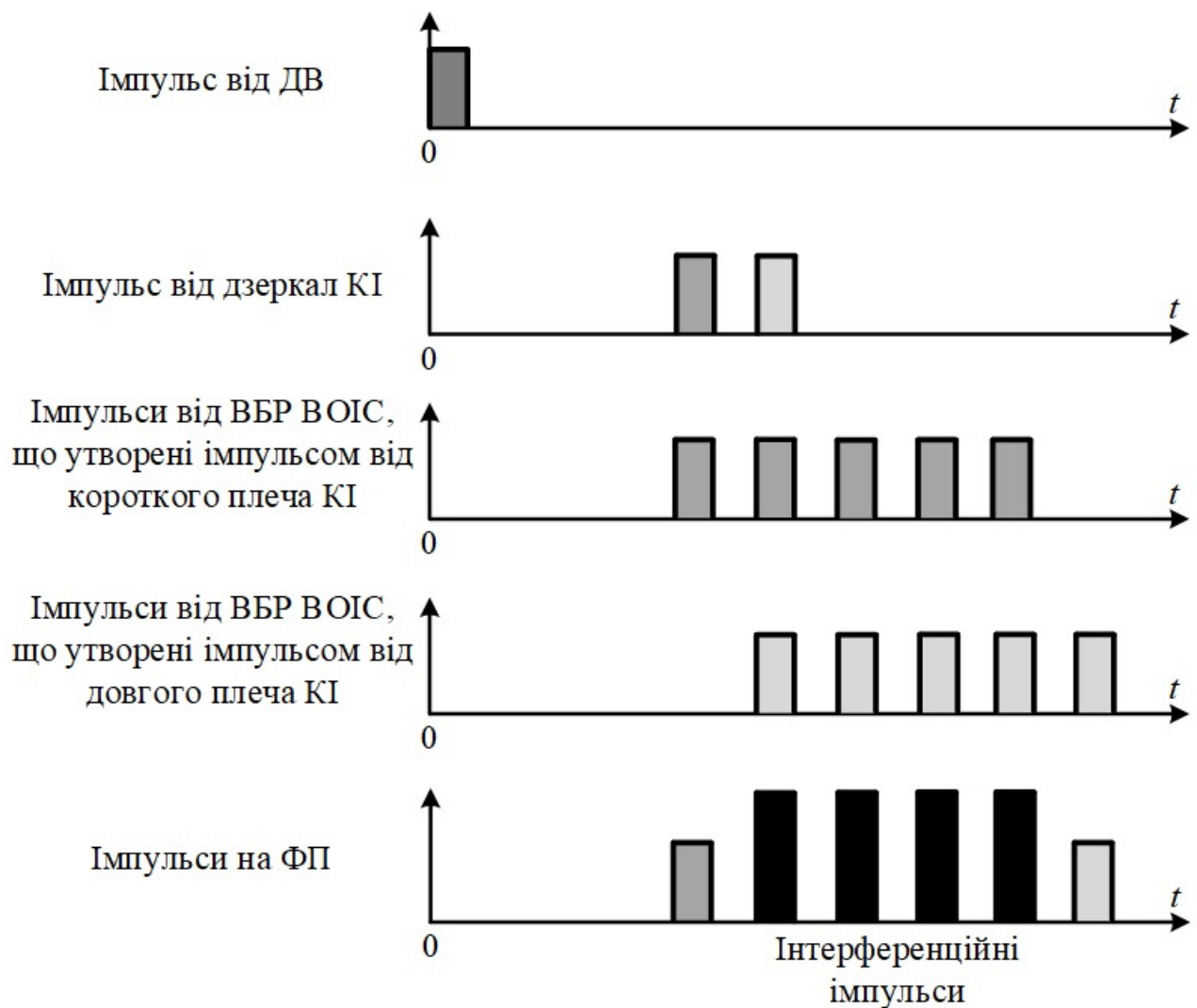


Рисунок 1.6 – Часова діаграма, що пояснює принцип роботи масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі волоконних ґрат Брегга

Під час розробки схеми масивів волоконно-оптичних сенсорів на базі вибіркової ґрати Бреґґа необхідно вибирати відстань між сусідніми ґратами, значення якої буде дорівнювати різниці довжин плеч компенсаційного інтерферометра. На вході фотоприймача формується послідовність імпульсів масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів. Оптичний імпульс, який пройшов через довге плече компенсаційного інтерферометра, віддзеркалюється від волоконної ґрати ВБР₁, інтерферує з імпульсом, який пройшов через коротке плече компенсаційного інтерферометра, віддзеркалюється від волоконної ґрати ВБР₂, утворює інтерференційний імпульс, у якому знаходиться вимірювальна інформація щодо деформації волокна між ґратами ВБР₁ та ВБР₂ у вигляді сигналу зсуву фази. Аналогічно утворюються сигнали інтерференції від інших волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів, реєстрація яких здійснюється фотоприймачем.

Однією з головних переваг схеми, що наведено на рис. 1.5, є доволі проста конструкція оптичної частини, а також можливість здійснення мультиплексування доволі великого числа сенсорів на одному волокні без застосування ускладнення схеми. До недоліків необхідно віднести сприйнятливість сигналів інтерференції до поляризації оптичних імпульсів (polarization fading problem) [1, 2, 4, 14, 15], а також утворення перехресних перешкод (crosstalk), що обумовлено багаторазовими віддзеркаленням імпульсів від волоконної ґрати Бреґґа [16]. Для зменшення впливу поляризації оптичних імпульсів використовується або оптичне волокно, яке має збережену поляризацію, або апаратно-програмні методи компенсації впливу поляризації оптичного випромінювання на сигнал інтерференції волоконно-оптичного інтерференційного сенсора [14, 15]. Для компенсації впливу перехресних перешкод також запропоновано та розроблено апаратно-програмні методи [16].

Одним з розповсюджених методів організації масивів волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів є схеми на базі дзеркал Фарадея. Схему масиву з чотирьох волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі дзеркал Фарадея наведено на рис. 1.7.

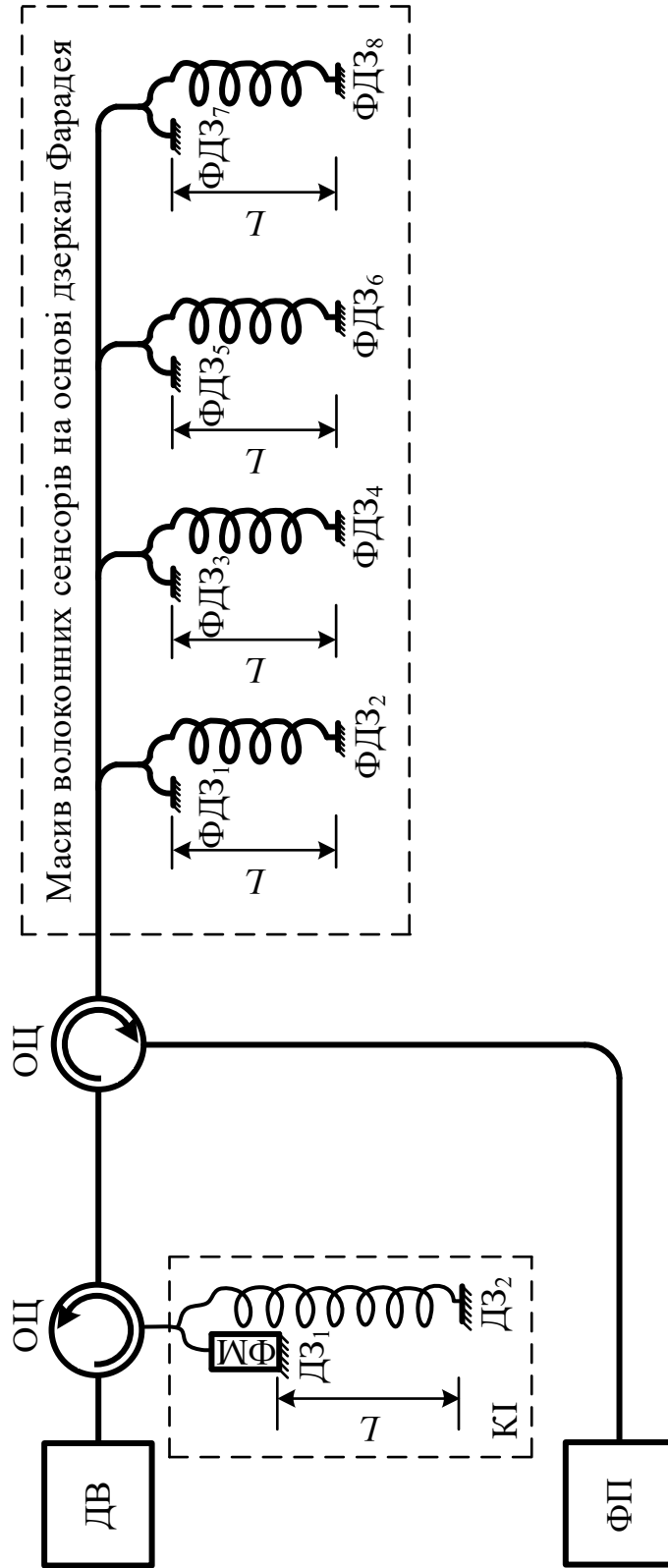


Рисунок 1.7 – Схема масива з чотирьох волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі дзеркал Фарадея

Масив волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі дзеркал Фарадея є інтерферометром Майкельсона, у якого різниця довжин кожного плеча дорівнює значенню різниці довжин плечей компенсаційного інтерферометра. Зазвичай, як чутливий елемент масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів застосовується неузгоджений інтерферометр Майкельсона, у якого плечі намотуються на поверхню кабелю або циліндр, під час виготовлення яких застосовуються матеріалів, які мають високе значення чутливості до акустичних впливів [17]. Волоконно-оптичні інтерференційні сенсори виготовляють так, щоб різниці між двома плечами дорівнювала значенню різниці між плечами компенсаційного інтерферометра, що дозволить забезпечити максимальне значення видимості сигналів інтерференції та мінімальний рівень фазових шумів, величину яких обумовлено зміною центральної довжини оптичного випромінювання джерела [8, 18]. Часові діаграми роботи масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі дзеркал Фарадея наведено на рис. 1.8.

Джерело оптичного випромінювання формує оптичний імпульс, який надходить до компенсаційного інтерферометра, поділяється на два імпульсів. Кожен з цих імпульсів проходить через коротке та довге плечам компенсаційного інтерферометра у прямому та зворотному напрямках. Через це на виході компенсаційного інтерферометра утворюється два імпульси, що мають затримку у часі між собою на величину, значення якої дорівнює подвоєному часу розповсюдження випромінювання між плечами компенсаційного інтерферометра. Ці імпульси надходять до масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі дзеркал Фарадея, де різниця між довжинами плеч компенсаційного інтерферометра та чутливих елементів волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів дорівнюють між собою, то має місце інтерференція між цими імпульсами, що пройшли через довге плече компенсаційного інтерферометра та опорне плече волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів. Під час цього, на вході фотоприймача формується послідовність імпульсів інтерференції.

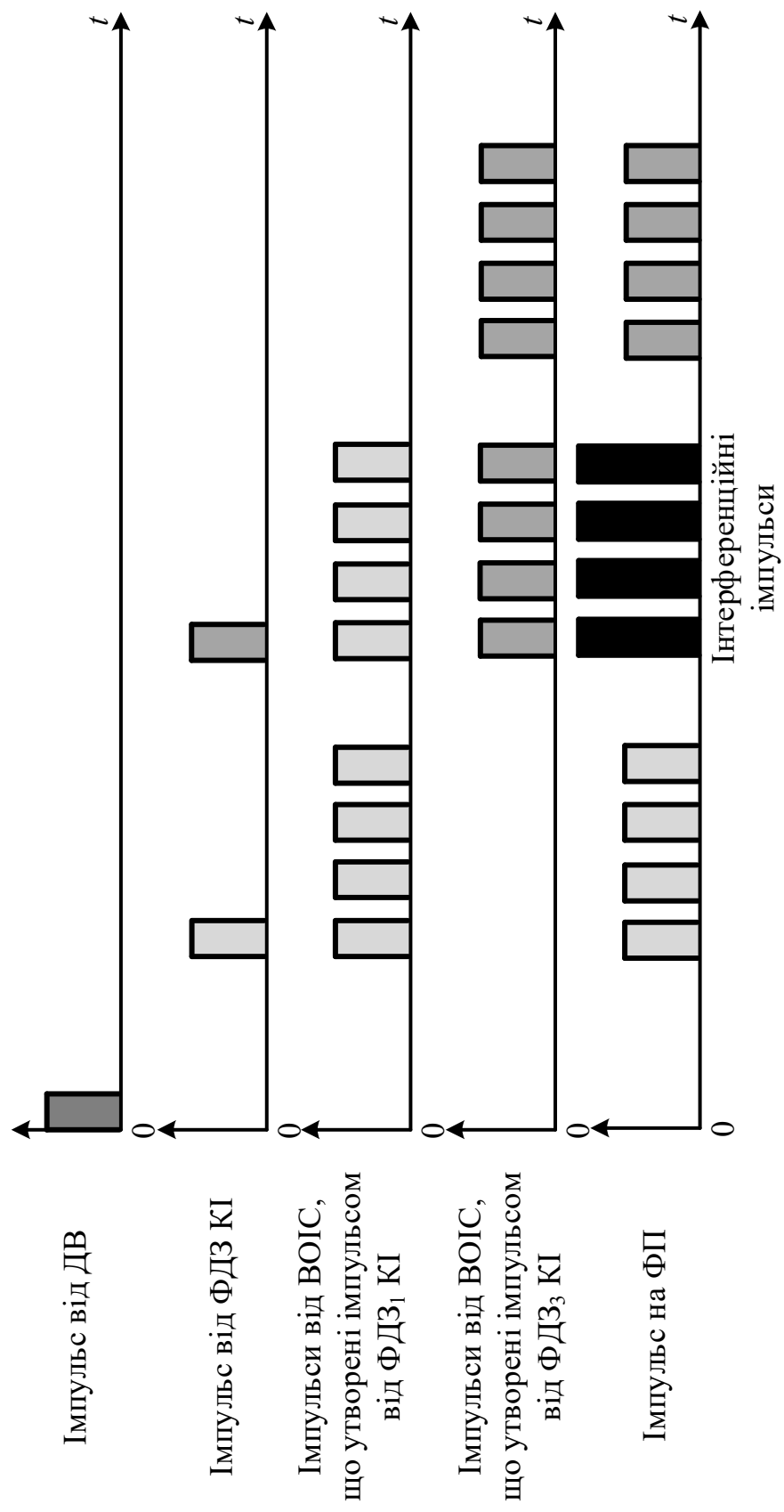


Рисунок 1.8 – Часові діаграми роботи масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі дзеркал Фарадея

Схема масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів на базі дзеркал Фарадея має однакові переваги, як і у схемі на базі волоконної ґрати Брегга. Проте, у схемі на базі дзеркал Фарадея, у порівнянні зі схемою на базі вибіркового ґрати Брегга, відсутнє багаторазове віддзеркалення, тому перехресні перешкоди не утворюються. Також до переваг можна віднести те, що застосування дзеркал Фарадея дозволить усунути вплив поляризації оптичного випромінювання на імпульси інтерференції, що істотно зменшить вартість розробки цього масиву сенсорів у порівнянні з масивом, який застосовує волоконні ґрати Брегга. Так, під час віддзеркалення оптичного імпульсу від дзеркал Фарадея має місце повертання поляризації на 90 градусів завдяки ефекту Фарадея. Це відбувається через те, що під час проходження оптичного випромінювання в зворотному напрямку має місце компенсація всіх змін поляризації випромінювання, що вноситься оптичним волокном.

1.6 Визначення положення робочої точки інтерферометра

Визначення інтенсивності сигналу інтерференції для двопрменевої інтерференції (для всіх наведених вище схем побудови волоконно-оптичного інтерференційного сенсора, за винятком схеми на базі інтерферометра Фабрі-Перо) можна визначити зі застосуванням такої формули:

$$I = I_2 + I_1 + 2 \cdot \sqrt{I_2 \cdot I_1} \cdot \cos \Delta\varphi, \quad (1.1)$$

де $\Delta\varphi$ – різниця фаз між імпульсами інтерференції;

I_1 та I_2 – інтенсивність першого та другого імпульсів інтерференції.

Значення величини різниці фаз $\Delta\varphi$ з формули (1.1) можна визначити:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\text{зовн}} + \varphi_0, \quad (1.2)$$

де φ_0 – положення робочої точки інтерферометра;

$\Delta\varphi_{\text{зовн}}$ – різницю фаз, що має місце під час дії зовнішніх впливів на чутливий елемент волоконно-оптичного інтерференційного сенсора.

Якщо зміну різниці фаз $\Delta\varphi_{\text{зовн}}$ у формулі (1.2) можна описати гармонійним сигналом, яким має амплітудне значення D та циклічну частоту ω :

$$\Delta\varphi_{\text{зовн}} = D \cdot \cos(\omega \cdot t), \quad (1.3)$$

тоді зі застосуванням формули (1.3) функціональну залежність (1.1) можна перетворити до такого вигляду:

$$I(t) = A + B \cdot \cos(D \cdot \cos(\omega \cdot t) + \varphi_0), \quad (1.4)$$

де $A = I_1 + I_2$ та $B = 2 \cdot \sqrt{I_2 \cdot I_1}$ – постійне значення та амплітудне значення сигналу інтерференції.

Перетворення функціональної залежності (1.4) може бути виконано зі застосуванням таких тригонометричних формул:

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cdot \cos \beta - \sin \alpha \cdot \sin \beta; \quad (1.5)$$

$$\cos(\alpha - \beta) = \cos \alpha \cdot \cos \beta + \sin \alpha \cdot \sin \beta; \quad (1.6)$$

З обліком функціональної залежності (1.5) та (1.6) функцію (1.4) можна представити наступним чином:

$$I(t) = A + B \cdot \cos(D \cdot \cos(\omega \cdot t)) \cdot \cos \varphi_0 - B \cdot \sin(D \cdot \cos(\omega \cdot t)) \cdot \sin \varphi_0. \quad (1.7)$$

Функціональну залежність (1.7) можна представити як суму гармонійних складових сигналів зі застосуванням відомого розкладання за допомогою функцій Бесселя:

$$\cos(z \cdot \cos \theta) = J_0(z) + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot J_{2n}(z) \cdot \cos(2 \cdot n \cdot \theta); \quad (1.8)$$

$$\sin(z \cdot \cos \theta) = -2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot J_{2n-1}(z) \cdot \cos((2 \cdot n - 1) \cdot \theta), \quad (1.9)$$

де $J_{2n}(z)$ та $J_{2n-1}(z)$ – функції Бесселя першого роду, які мають порядок $2n$ та $2n-1$.

З обліком функціональної залежності (1.8) та (1.9) функцію (1.7) можна представити так:

$$\begin{aligned} I(t) = & A + B \cdot \cos(\varphi_0) \cdot \left(2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot J_{2n}(D) \cdot \cos(2 \cdot n \cdot \omega \cdot t) + J_0(D) \right) \\ & + B \cdot \sin(\varphi_0) \cdot \left(2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot J_{2n-1}(D) \cdot \cos((2 \cdot n - 1) \cdot \omega \cdot t) + J_0(D) \right). \end{aligned} \quad (1.10)$$

У відповідності з функціональною залежністю (1.10) вимірюване значення фазового сигналу в інтерференції можна представити як суму гармонійних складових вимірюваного значення фазового сигналу, який має амплітудне значення функцій Бесселя $J_k(D)$ з циклічними частотами $k \cdot \omega$, де k – порядок функції Бесселя першого роду.

Залежність зміни амплітуд функцій Бесселя першого роду від нульового до третього порядків включено наведено на рис. 1.9.

З аналізу залежності, що наведено на рис. 1.9 можна зробити висновок, що під час підвищення амплітуди фазового сигналу D , відповідно збільшується кількість його гармонійних складових. Якщо має місце невеликі

амплітудні значення вимірюваного сигналу ($D < 0,1$), то функціональну залежність (1.10) можна скоротити до наступного вигляду:

$$I(t) = A + B \cdot \cos(\varphi_0) + B \cdot D \cdot \sin(\varphi_0) \cdot \cos(\omega \cdot t). \quad (1.11)$$

З аналізу отриманої функціональної залежності (1.11) можна зробити висновок, що амплітудне значення вихідного сигналу інтерферометра залежить від амплітудного значення сигналу інтерференції, що змінюється завдяки зміни величини потужності випромінювання.

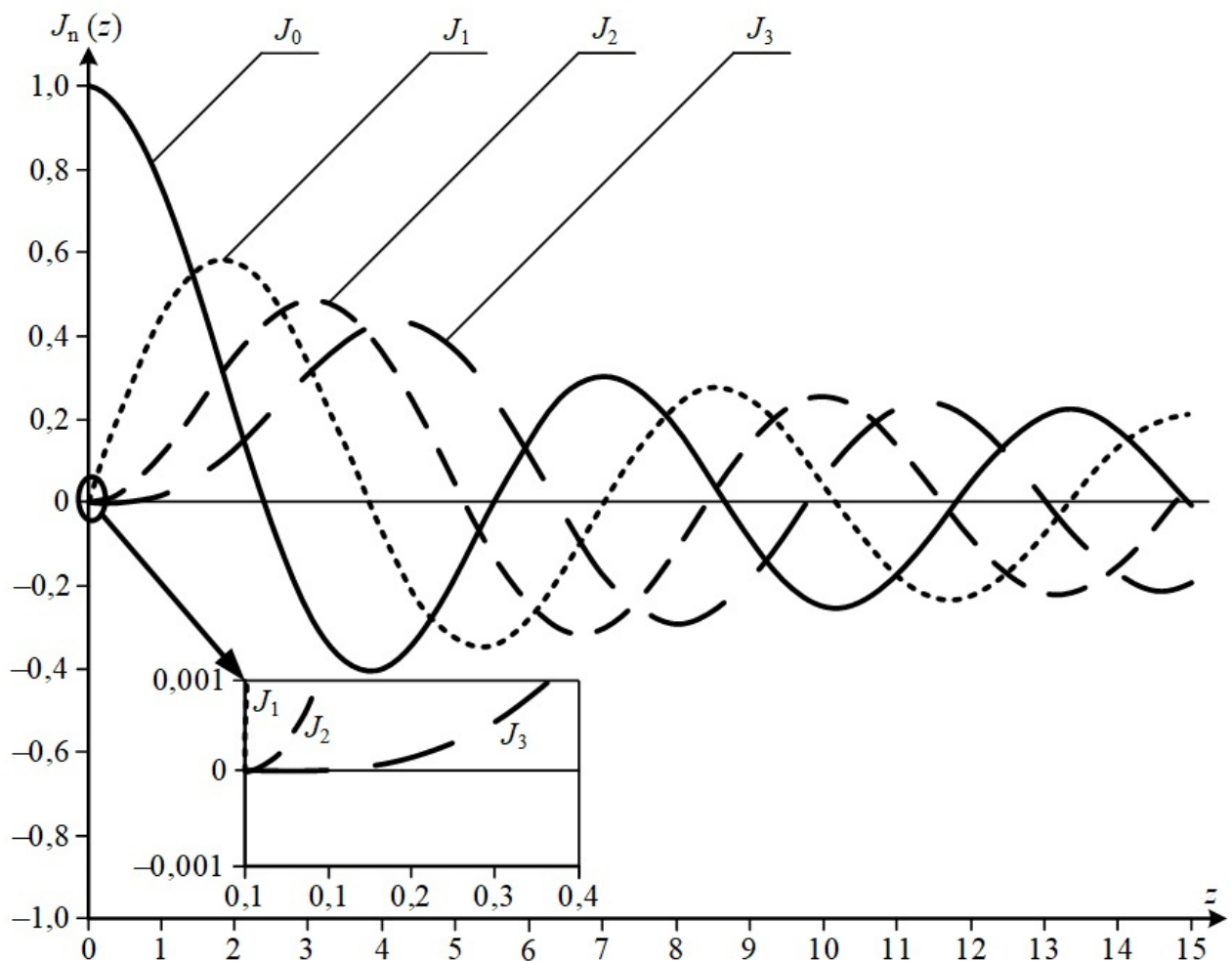


Рисунок 1.9 – Залежність зміни амплітуд функцій Бесселя першого роду від нульового до третього порядків включено

Якщо координати робочої точки інтерферометра дорівнюють $\pm\pi \cdot n / 2$ рад, де n – ціле число $\sin(\varphi_0)$, то амплітудне значення вихідного сигналу інтерферометра може бути максимальним. Залежність зміни вихідного фазового сигналу від координат робочої точки інтерферометра наведено на рис. 1.10.

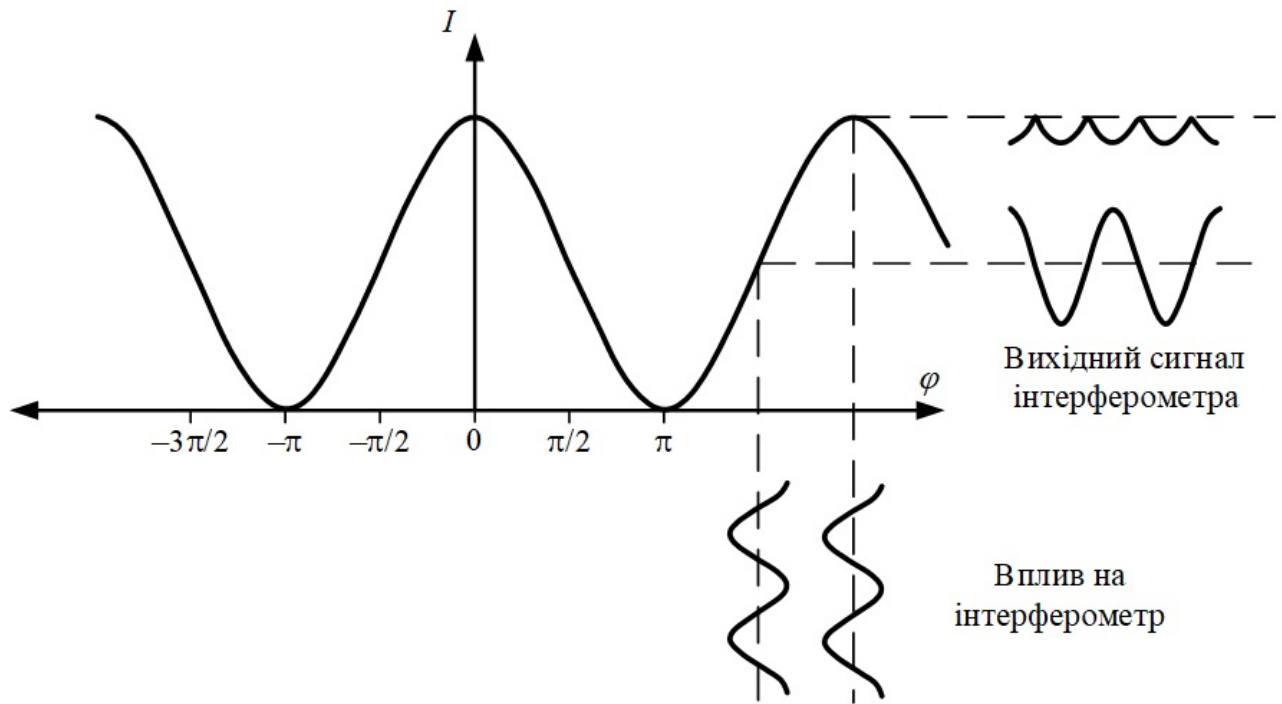


Рисунок 1.10 – Залежність зміни вихідного фазового сигналу від координат робочої точки інтерферометра

З аналізу отриманої залежності, що наведено на рис. 1.10 можна зробити висновок, що коли здійснюється вимірювання амплітуди фазових сигналів у різних координатах робочої точки інтерферометра, які дорівнюють $\pm\pi \cdot n / 2$ рад, то має місце максимальне значення чутливості, а також лінійності характеристики передачі інтерферометра. Це справедливо під час дії малих амплітудних значень фазових сигналів. Якщо застосовуються інші координати робочої точки інтерферометра, то має місце спотворення у вихідному сигналі інтерферометра. Це може призвести до втрат інформаційної складової під час дії зовнішнього впливу на інтерферометр. Для зменшення цього впливу для

вимірювання фазових сигналів розроблено спеціальні апаратно-програмні рішення демодуляції сигналів інтерференції, що істотно зменшують вплив від зміни координат робочої точки інтерферометра.

1.7 Висновки

Виконано аналіз базових оптичних схем волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів, а також способів обробки вихідних сигналів інтерференції. Під час аналізу розглянуто основні переваги та недоліки існуючих оптичних схем.

Виконаний аналіз параметрів інтерференційного сигналу, що впливають на характеристики волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів.

Проаналізовано причини виникнення основних перешкод і шумів, що мають місце у схемах масивів волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів, які можна розділити на джерела власних шумів, до яких відносяться фазові шуми оптичного джерела випромінювання, а також зовнішні перешкоди, які мають місце під час впливу на масив волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів.

2 РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ ДЕМОДУЛЯЦІЇ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ

2.1 Розробка алгоритму активної демодуляції інтерферометричних сигналів

У схемах обробки сигналів інтерференції застосовують способи стабілізації положення координат робочої точки інтерферометру. Зазначені способи називають алгоритмами гомодинної демодуляції сигналів. Зазвичай зазначені алгоритми мають в своєму складі оптичну схему з інтерференційного волоконно-оптичного сенсора. Також до складу оптичної схеми входить чутливе та опорне плече, у чутливому плечі використано додатково фазовий модулятор. Зі застосуванням контуру зворотного зв'язку визначається сигнал помилки щодо зміни координат робочої точки інтерферометра. Цей результуючий сигнал передається до фазового модулятора, що дозволяє стабілізувати положення робочої точки інтерферометра в межах квадратури. Реалізації алгоритму активної гомодинної демодуляції сигналів інтерференції волоконно-оптичного інтерференційного сенсора наведено на рис. 2.1 [6, 19].

Схема оптична волоконно-оптичного інтерференційного сенсора базується на інтерферометрі Маха-Цендера. До складу чутливого плеча зазначеного інтерферометра входить п'єзокерамічний модулятор, керування якого здійснюється від електричної схеми. Джерело оптичного випромінювання формує оптичний сигнал, який передається до інтерферометра Маха-Цендера. У цьому інтерферометрі потік оптичного випромінювання розділяється на два потоки. Зазначені потоки подаються до двох плечей інтерферометра: чутливому та опорному. Під час проходження через опорне та чутливе плече інтерферометра у оптичних сигналах утворюється різниця фаз, яке представляє собою інформативний фазовий сигнал, параметри якого необхідно вимірювати в електронній схемі.

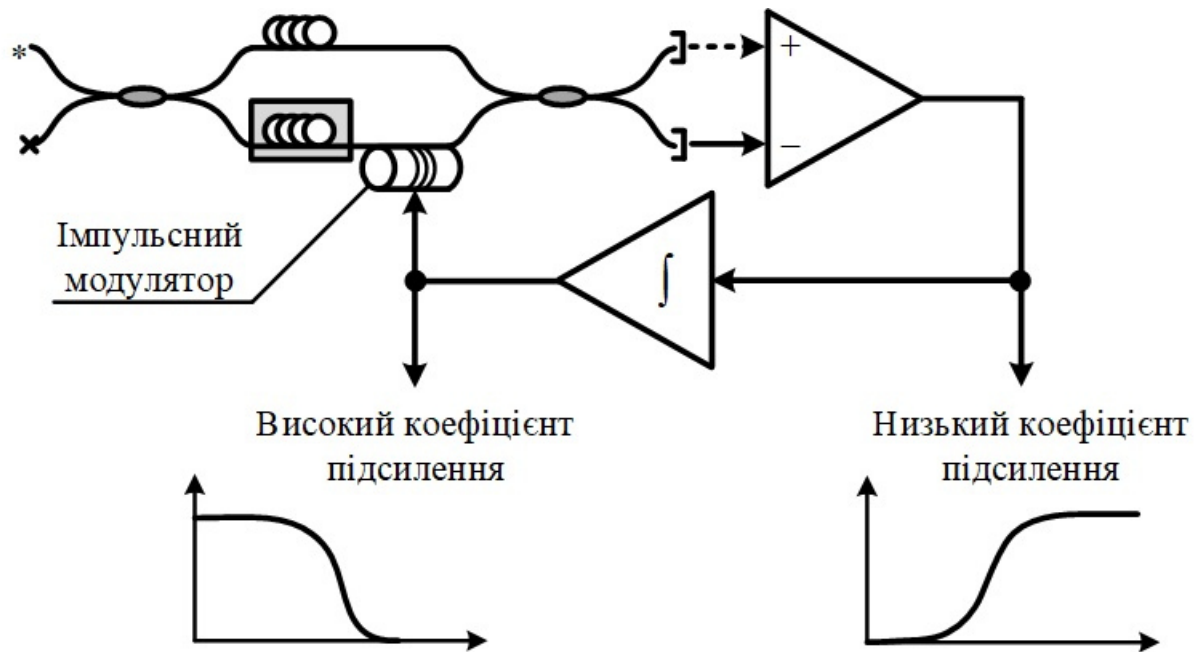


Рисунок 2.1 – Реалізації алгоритму активної гомодинної демодуляції сигналів інтерференції волоконно-оптичного інтерференційного сенсора

Якщо має місце однакове значення довжини плечей інтерферометра, тому обидва оптичних сигнали з різних плечей інтерферометра між собою, на обох виходах розгалужувача утворюється два сигнали інтерференції $I_A(t)$ та $I_B(t)$, зсув фази між якими дорівнює 180° :

$$I_A(t) = A + B \cdot \cos(\varphi(t)); \quad (2.1)$$

$$I_B(t) = A - B \cdot \cos(\varphi(t)), \quad (2.2)$$

де $\varphi(t)$ – фазовий сигнал, зміна параметрів якого необхідно вимірювати.

Під час гармонійного впливу на чутливе плече волоконно-оптичного інтерференційного сенсора, вимірювальний фазовий сигнал можна описати такою функціональною залежністю:

$$\varphi(t) = D \cdot \cos(\omega \cdot t) + \varphi_0, \quad (2.3)$$

де D та ω – амплітудне значення та циклічна частота вимірювального фазового сигналу;

φ_0 – координати робочої точки інтерферометра.

Зі застосуванням диференціального підсилювача з сигналів інтерференцій (2.1) та (2.2) усувається постійне значення A . На виході диференційного підсилювача формується вихідний різницевий сигнал $I(t)$, значення якого є пропорційним від косинусу фазового сигналу, що вимірюється:

$$I(t) = I_A(t) - I_B(t) = 2 \cdot B \cdot \cos(\varphi(t)). \quad (2.4)$$

Одержана функціональна залежність (2.4) застосовується для розрахунку сигналу помилки координат робочої точки інтерферометра зі застосуванням інтегратора. Після інтегратора перетворений сигнал передається до п'єзокерамічного модулятора, в якому здійснюється компенсація зміни координат робочої точки інтерферометра, що дозволяє стабілізувати значення цієї координати в околиці $\pi / 2$.

Розроблено та застосовуються два способи формування фазових сигналів: вихід з малим значення коефіцієнта підсилення (low gain pickoff), що застосовується для сигналів від фотоприймачів, та вихід з високим значення коефіцієнта підсилення (high gain pickoff), що застосовується для сигналів напруги корекції, що подається до п'єзокерамічного елемента. Зі застосуванням другого способу демодуляції можна без спотворень здійснювати відновлення фазових сигналів, амплітудні значення яких менше ніж 0,1 радіана, проте рівень шумів під час реалізації цього способу знаходиться в межах від 0,1 до 1 мкрад, що дозволяє забезпечити доволі широкий динамічний діапазон [2].

Застосування виходу, який має високий коефіцієнт підсилення, дозволить розширити динамічний діапазон способу активної демодуляції сигналів. Під час реалізації зазначеного способу немає потреби дотримуватись необхідних умов малих фазових сигналів, амплітудне значення яких буде меншим ніж

0,1 рад. У наведеному випадку межі динамічного діапазону обмежені максимальним значенням напруги зворотного зв'язку, яка надходить до модулятора фази. Стабілізація координат робочої точки інтерферометра можна забезпечити без застосування додаткового модулятора фази, а зі застосуванням модуляції джерелом оптичного випромінювання [20].

До переваг способу активної демодуляції сигналів можна віднести простоту її технічної реалізації, а також широкий динамічний діапазон [2, 6]. До недоліків зазначених способів відносять: неможливість реалізації функціонування масивів волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів з організацією контурів зворотного зв'язку для кожного сенсора, що істотно зменшує переваги застосування масивів волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів. Також до недоліків можна віднести обмеження максимального значення напруги компонента зворотного зв'язку, що потребує відновлення роботи кола зворотного зв'язку зі застосуванням схеми скидання, через це утворюються стрибки фази у вимірювальному сигналі та виникають спотворення. Отже, спосіб активної гомодинної демодуляції сигналів необхідно замінити більш удосконаленим способом пасивної гомодинної демодуляції сигналів, а також потрібно застосувати спосіб пасивної демодуляції сигналів на базі розгалужувачів.

2.2 Алгоритм пасивної демодуляції сигналів на базі розгалужувачів

Застосування пасивної демодуляції сигналів на базі розгалужувачів є одним із розповсюджених варіантів для стабілізації координат робочої точки інтерферометра. У порівнянні зі способами активної демодуляції сигналів, зі застосуванням алгоритмів пасивної демодуляції на базі розгалужувачів можна здійснювати вимірювання змінних фазових сигналів, незважаючи на поточні координати робочої точки інтерферометра. Проте, це вимагатиме використання розгалужувачів в схемі сенсора. Принципові схем на базі інтерферометрів

МахаЦендера та Майкельсона для способу демодуляції сигналів на базі розгалужувачів наведено на рис. 2.2 та рис. 2.3 [21, 22].

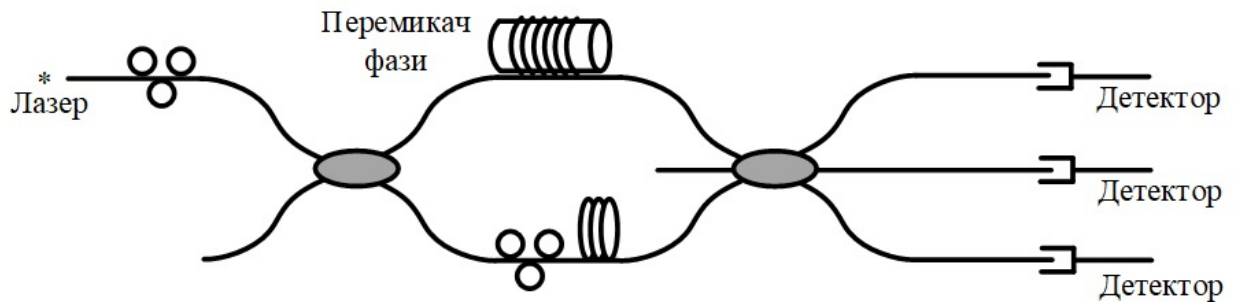


Рисунок 2.2 – Оптична схема на базі інтерферометра МахаЦендера для реалізації способу пасивної демодуляції сигналів на базі розгалужувача

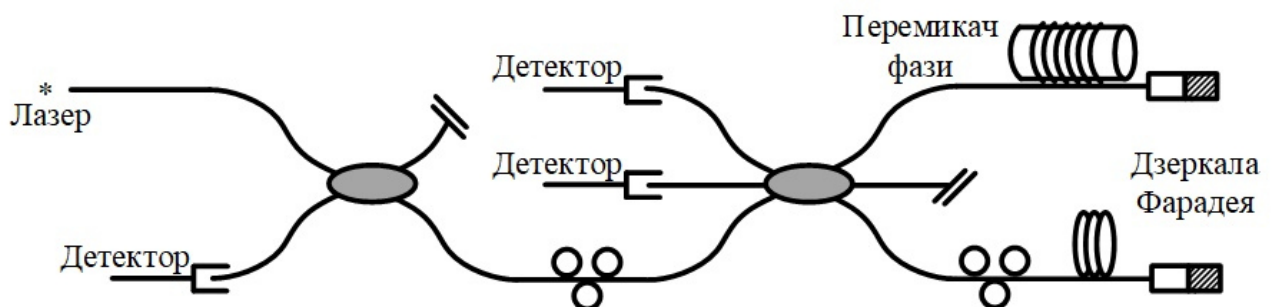


Рисунок 2.3 – Оптична схема на базі інтерферометра Майкельсона для реалізації способу пасивної демодуляції сигналів на базі розгалужувача

Джерело оптичного випромінювання формує оптичний сигнал, який передається до інтерферометра Маха-Цендера або Майкельсона. Цей сигнал розповсюджується через чутливе та опорне плечі, під час цього утворюється фазовий зсув, величина якого є пропорційною значенню фазового сигналу. Після проходження обох плеч має місце інтерференція сигналів між собою та утворюються три сигнали інтерференції на кожному виходів розгалужувача. Оптична схема зі застосуванням інтерферометра Майкельсона має вдвічі більше значення чутливості вихідного сигналу волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів у порівнянні зі схемою на базі інтерферометра Маха-Цендера під час застосування однакової довжини чутливого плеча.

Для вимірювання параметрів інтерференційних сигналів від волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів крім розгалужувача потрібно застосувати декілька фотоприймачів на кожному з трьох виходів розгалужувача. Для забезпечення нормального режиму роботи під час реалізації способу демодуляції сигналів потрібно застосувати симетричний розгалужувач, а також забезпечити формування однакового значення оптичної потужності на кожному зі входів фотоприймачів.

У подвійному розгалужувачі виходи мають зсув між собою 180° , а в потрійному розгалужувачі вони зсунуті між собою на 120° . Це дозволяє одержати лінійну комбінацію квадратурної та синфазної компоненти у сигналі інтерференції. Три вихідні сигнали інтерференції з потрійного розгалужувача можна перетворити до пари сигналів інтерференції, зсув між якими складає 90° , з цих двох сигналів можна одержати фазовий сигнал.

Реалізацію способу пасивної демодуляції сигналів на базі розгалужувача наведено на рис. 2.4 [22].

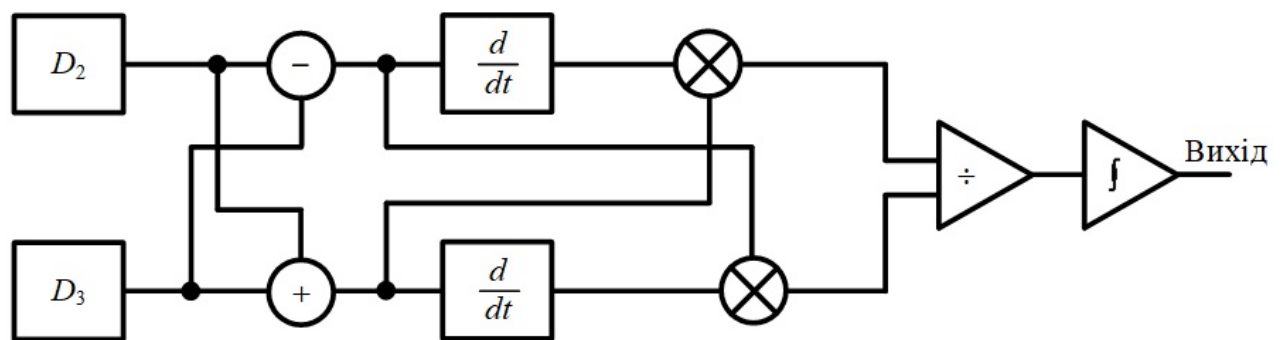


Рисунок 2.4 – Реалізація способу пасивної демодуляції сигналів на базі розгалужувача

Зміну вихідних сигналів інтерференції з розгалужувача можна описати наступною функціональною залежністю:

$$I_1(t) = A + B \cdot \cos(\varphi(t)); \quad (2.5)$$

$$I_2(t) = A + B \cdot \cos(\varphi(t) - 120^\circ); \quad (2.6)$$

$$I_3(t) = A + B \cdot \cos(\varphi(t) + 120^\circ), \quad (2.7)$$

де $I_1(t)$, $I_2(t)$ та $I_3(t)$ – сигнали інтерференції, які подаються до входів першого, другого та третього фотоприймачів

Функціональні залежності (2.6) та (2.7) можна перетворити зі застосуванням відомих тригонометричних співвідношень до такої форми:

$$I_2(t) = A + \frac{\sqrt{3} \cdot B}{2} \cdot \sin(\varphi(t)) - \frac{B}{2} \cdot \cos(\varphi(t)); \quad (2.8)$$

$$I_3(t) = A - \frac{\sqrt{3} \cdot B}{2} \cdot \sin(\varphi(t)) - \frac{B}{2} \cdot \cos(\varphi(t)). \quad (2.9)$$

Під час реалізації способу пасивної демодуляції сигналів здійснюється перетворення сигналів (2.8) та (2.9) до двох квадратурних сигналів зі застосуванням наступних математичних операцій:

$$I_{\cos}(t) = I_3(t) + I_2(t) = 2 \cdot A - B \cdot \cos(\varphi(t)); \quad (2.10)$$

$$I_{\sin}(t) = I_2(t) - I_3(t) = B \cdot \sqrt{3} \cdot \sin(\varphi(t)), \quad (2.11)$$

де $I_{\cos}(t)$ та $I_{\sin}(t)$ – косинусна (квадратурна) та синусна (синфазна) складові сигналу інтерференції.

Потім здійснюється диференціювання, перехресне множення та віднімання функціональної залежності сигналів (2.10) та (2.11) за таким співвідношенням [23]:

$$E(t) = \frac{dI_{\cos}(t)}{dt} \cdot I_{\sin}(t) - \frac{dI_{\sin}(t)}{dt} \cdot I_{\cos}(t). \quad (2.12)$$

Після диференціювання сигнали (2.10) та (2.11) можна описати такою функціональною залежністю:

$$\frac{dI_{\cos}(t)}{dt} = \frac{d\varphi(t)}{dt} \cdot B \cdot \sin(\varphi(t)); \quad (2.13)$$

$$\frac{dI_{\sin}(t)}{dt} = \frac{d\varphi(t)}{dt} \cdot B \cdot \sqrt{3} \cdot \cos(\varphi(t)). \quad (2.14)$$

Якщо підставити функціональну залежність сигналів (2.10, 2.11, 2.13 та 2.14) до співвідношення (2.12), то можна одержати наступну функціональну залежність:

$$E(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \cdot B^2 \cdot \sqrt{3} \cdot (\cos^2(\varphi(t)) + \sin^2(\varphi(t))) - \frac{d\varphi(t)}{dt} \cdot A \cdot B \cdot 2 \cdot \sqrt{3} \cdot \cos(\varphi(t)). \quad (2.15)$$

Функціональну залежність (2.15) можна перетворити зі застосуванням базової тригонометричної формули:

$$\cos^2(\alpha) + \sin^2(\alpha) = 1. \quad (2.16)$$

З обліком тригонометричної формули (2.16) функціональну залежність (2.15) можна представити в наступному вигляді:

$$E(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \cdot (B^2 \cdot \sqrt{3} - A \cdot B \cdot 2 \cdot \sqrt{3} \cdot \cos(\varphi(t))). \quad (2.17)$$

Після здійснюється інтегрування функціональної залежності (2.17), результати якої можна представити у вигляді функції:

$$X(t) = \int E(t) dt = B^2 \cdot \sqrt{3} \cdot \varphi(t) - A \cdot B \cdot 2 \cdot \sqrt{3} \cdot \sin(\varphi(t)). \quad (2.18)$$

З аналізу функціональної залежності (2.18) можна зробити висновок, що до складу сигналу $X(t)$ крім інформативної складової вимірюваного фазового сигналу буде мати місце додаткова складова вихідного сигналу, значення якої є пропорційною за синус вимірюваного значення сигналу, що може призвести до виникнення спотворень під час реалізації демодуляції. Отже, для забезпечення коректної роботи способу потрібно вносити до сигналів інтерференції (2.6) та (2.7) зі застосуванням електронної схеми додатковий зсув для здійснення компенсації величини постійної складової A . Отже, функціональна залежність (2.18) може бути перетворена до такого вигляду:

$$X(t) = B^2 \cdot \sqrt{3} \cdot \varphi(t). \quad (2.19)$$

Під час аналізу отриманої функціональної залежності (2.19) можна зробити висновок, що у вихідному сигналі $X(t)$ способу пасивної демодуляції має місце тільки вимірювальний фазовий сигнал. Також виявлено, що зміна амплітудного значення вихідного сигналу має квадратичну залежність від зміни амплітуди сигналів інтерференції на вході пристрою демодуляції сигналів.

До переваг розробленого способу демодуляції сигналів відносять нечутливість щодо зміни координат робочої точки інтерферометра, а також доволі широкий динамічний діапазон [23]. До недоліків способу демодуляції сигналів відносять необхідність використання в схемі розгалужувача, а також двох фотоприймачів. Також до недоліків можна віднести необхідність застосування однакових рівнів оптичної потужності на входах кожного з фотоприймачів. Це до недоліків способу модуляції можна віднести те, що для

компенсації постійної складової в сигналі інтерференції вводиться додатковий зсув, а також нелінійну функціональну залежність амплітуди вихідного сигналу, що вимірюється, від зміни амплітуди сигналу інтерференції.

Для усунення впливу наведених недоліків у розробленому способі демодуляції сигналів пропонується [24, 25] використовувати симетричну демодуляцію сигналів з розгалужувачем. До переваг симетричного способу демодуляції можна віднести широкий динамічний діапазон [25], нечутливість до зміни координат робочої точки інтерферометра, компенсацію величини постійної складової в сигналі інтерференції, а також нечутливість значення вихідної амплітуди сигналу від зміни амплітудного значення сигналу інтерференції. До недоліків наведеного способу можна віднести необхідність використання однакової величини оптичної потужності на кожному з трьох фотоприймачів, а також відносну складність технічної реалізації розглянутого способу демодуляції.

2.3 Удосконалення алгоритму демодуляції сигналів на базі розгалужувачів

Удосконалений спосіб демодуляції інтерференційних сигналів на базі розгалужувача запропонований у [26]. У цьому способі демодуляції сигналів застосовується три сигнали інтерференції, які описуються функціями (2.5), (2.6) та (2.7), з виходів розгалужувача, потім здійснюється перетворення цих сигналів до фазового сигналу зі застосуванням такого співвідношення:

$$\varphi(t) = a \tan \left(\frac{(I_2(t) - I_3(t)) \cdot \sqrt{3}}{I_2(t) - 2 \cdot I_1(t) + I_3(t)} \right). \quad (2.20)$$

З налізу наведеного співвідношення (2.20) можна зробити висновок, що удосконалений алгоритм демодуляції сигналів усуває постійну складову в

сигналі інтерференції зі застосуванням лінійної комбінації з трьох сигналів, що описуються формулами (2.5), (2.6) та (2.7), а також завдяки такої реалізації (2.20) усувається залежність зміни амплітуди вихідного сигналу.

Удосконалений спосіб демодуляції сигналів має практично всі переваги як і у симетричного способу демодуляції сигналів на базі розгалужувача, проте він має простішу технічну реалізацію. Також необхідно відмітити, що для своєї реалізації удосконалений спосіб, як і симетричний, потребує забезпечення однакової величини оптичної потужності, що надходить до входів фотоприймачів.

Отже, до основного недоліку способу пасивної демодуляції інтерференційних сигналів зі застосуванням розгалужувача необхідно забезпечити однаковий рівень потужності оптичних сигналів, що передаються до входів фотоприймачів. Це можна забезпечити тільки під час застосування симетричного розгалужувача та однакових втратах оптичної потужності в каналах, які підключаються до входів фотоприймачів.

Зазначений підхід потребує виконання додаткових технічних вимог електричної та оптичної схем, а саме потрібно застосовувати три однакових фотоприймача та ідентичних електронних каскади. Ці вимоги обмежують застосування удосконаленого способу демодуляції сигналів для деяких конфігурацій масивів волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів. До інших підходів обробки сигналів інтерференції можна віднести способи пасивної гомодинної демодуляції.

3 УДОСКОНАЛЕННЯ СПОСОБІВ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ ІНТЕРФЕРОМЕТРИЧНИХ СЕНСОРІВ

3.1 Спосіб адитивної компенсації фазових шумів джерела випромінювання

Одним з базових джерел власних шумів є фазовий шум від оптичного джерела випромінювання. Проте рівень цього фазового шуму в сигналі волоконно-оптичного інтерференційного сенсора буде пропорційним щодо зміни різниці плеч сенсорів. Значення довжини волокна може змінюватися під час дії таких зовнішніх дестабілізуючих факторів, як тиск або температура. Це може призвести до зміни величини неузгодженості між компенсаційним інтерферометром та волоконно-оптичним інтерферометричним сенсором, а це в свою чергу, до зміни рівня фазових шумів оптичного джерела випромінювання у вихідному сигналі волоконно-оптичного інтерференційного сенсора.

Фазові шуми оптичного джерела випромінювання у вихідному сигналі сенсора, а також додаткову модуляція зі застосуванням джерела випромінювання можна описати зі застосуванням залежності зміни різниці фаз від довжини хвилі оптичного випромінювання [27]:

$$d\varphi = -\frac{1}{\lambda^2} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \Delta L_{\text{опт}} d\lambda, \quad (3.1)$$

де $d\lambda$ – зміна довжини хвилі оптичного випромінювання;

λ – довжина хвилі оптичного випромінювання;

$\Delta L_{\text{опт}}$ – різниця між довжинами двох плеч інтерферометра;

$d\varphi$ – зміна різниці фаз.

Під час аналізу залежності (3.1) можна зробити висновок, що наявність фазових шумів джерела оптичного випромінювання, які мають місце у вихідному сигналі волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів, обумовлено зміною центральної довжини хвилі випромінювання, ця величина є пропорційною від зміни різниці довжин плеч інтерферометра. Також, під час зовнішньої або внутрішньої зміни значення центральної довжини хвилі оптичного джерела випромінювання утворюється сигнал частотної модуляції. У зазначеному сигналі значення глибини модуляції пропорційні від зміни різниці між довжинами плеч інтерферометра. Тому, для визначення рівня фазових шумів оптичного джерела випромінювання, що мають місце у вихідному сигналі волоконно-оптичного інтерференційного сенсора необхідно визначати зміни глибини частотної модуляції цього сигналу.

Отже, запропоновано удосконалити спосіб адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання, зі застосуванням зазначеного способу зменшується рівень фазових шумів, величина якого залежить від різниці між довжинами між плеч інтерферометра. Удосконалення способу адаптивної компенсації фазових шумів базується на утворенні допоміжної модуляції за частотою джерела випромінювання. Значення глибини частотної модуляції буде залежати від зміни різниці між довжинами плеч волоконно-оптичного сенсора, а також від амплітудного значення фазових шумів, які мають місце у вихідному сигналі зазначеного сенсора.

Під час застосування опорного сенсора, що застосовується для вимірювання рівні фазових шумів оптичного джерела випромінювання, можна забезпечити зменшення значення цього фазового шуму в масиві волоконно-оптичних сенсорів завдяки відніманню від інформаційного сигналу опорного інтерферометра сигналу від кожного з волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів, що є пропорційним відношенню різниці між довжинами плечей у волоконно-оптичному інтерференційному та опорному сенсорах. Оптичну схему реалізації способу адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела вимірювання наведено на рис. 3.1.

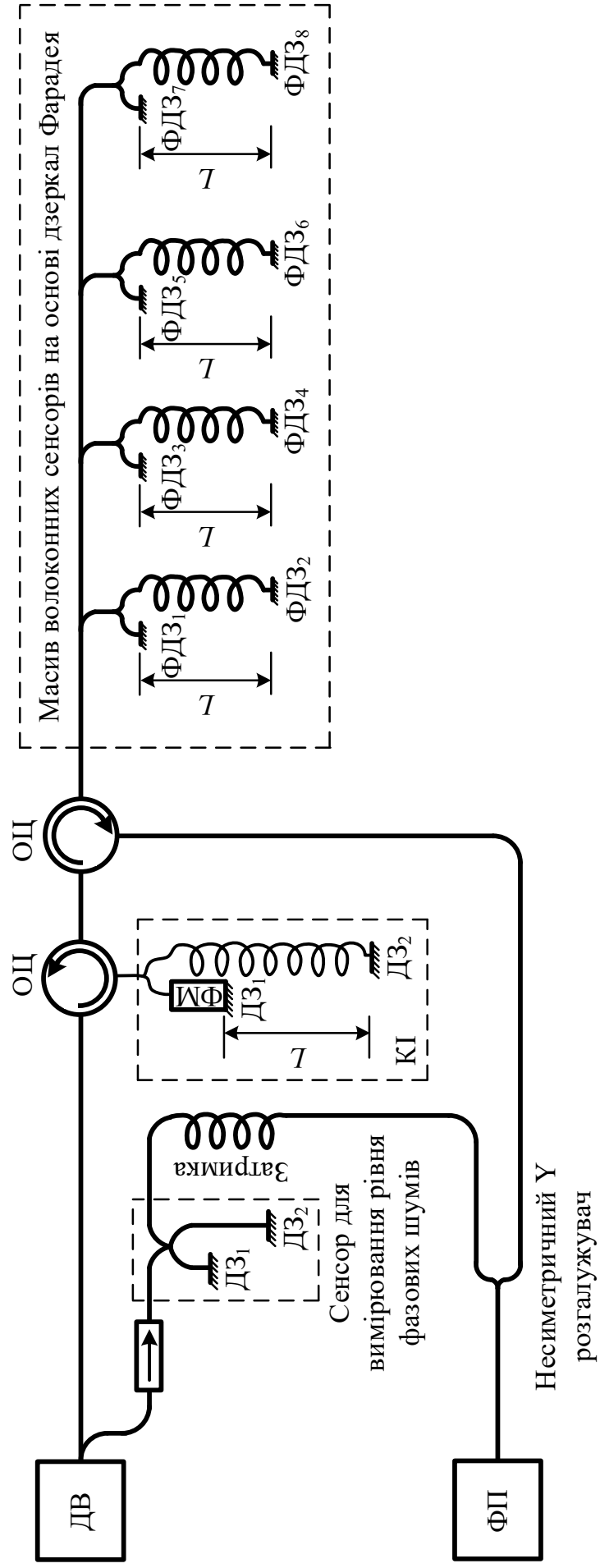


Рисунок 3.1 – Оптична схема реалізації способу адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела вимірювання

Джерело оптичного випромінювання формує оптичний імпульс, який зі застосуванням розгалужувача розділяється на два. Зазначені імпульси подаються до компенсаційного інтерферометра та опорного сенсора, що вимірює рівень фазових шумів. Зі застосуванням компенсаційного інтерферометра та масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів формується рівниця імпульсів інтерференції, які надходять до фотоприймача. У зазначених імпульсах є інформаційна складова щодо зміни вимірювального значення фазового сигналу, а також фазових шумів оптичного джерела випромінювання.

Оптичний імпульс під час передачі на опорний сенсор фазових шумів, розділяється на два імпульси, що проходять по плечах. Під час незначної неузгодженості між плечами опорного сенсора, значення цієї неузгодженості становить менше ніж довжина одного оптичного імпульсу, має місце інтерференція обох оптичних імпульсів, що є причиною формування сигналу інтерференції, який має в своєму складі складову фазового шуму джерела оптичного випромінювання. Вихідний сигнал інтерференції опорного сенсора передається до лінії затримки для того, щоб під час його потрапляння до фотоприймача не мало місце накладання імпульсів масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів.

Часові діаграми технічної реалізації оптичної схеми способу адаптивної компенсації фазових шумів наведено на рис. 3.2. На вході фотоприймача формуються результуючі імпульси інтерференції, першим з цих імпульсів є імпульс від опорного сенсора фазових шумів, а інші є імпульсами від волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів. Зазначені імпульси інтерференції від волоконно-оптичних інтерференційних та опорного сенсорів можна описати такою функціональною залежністю:

$$I_{\text{внм}}(t) = A_{\text{внм}} + B_{\text{внм}} \cdot \cos \left(\varphi(t) + k_{\text{внм}} \cdot n_{\text{фаз}}(t) + M_{\text{внм}} \cdot \cos(\omega_{\text{дв}} \cdot t) + C \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \right); \quad (3.2)$$

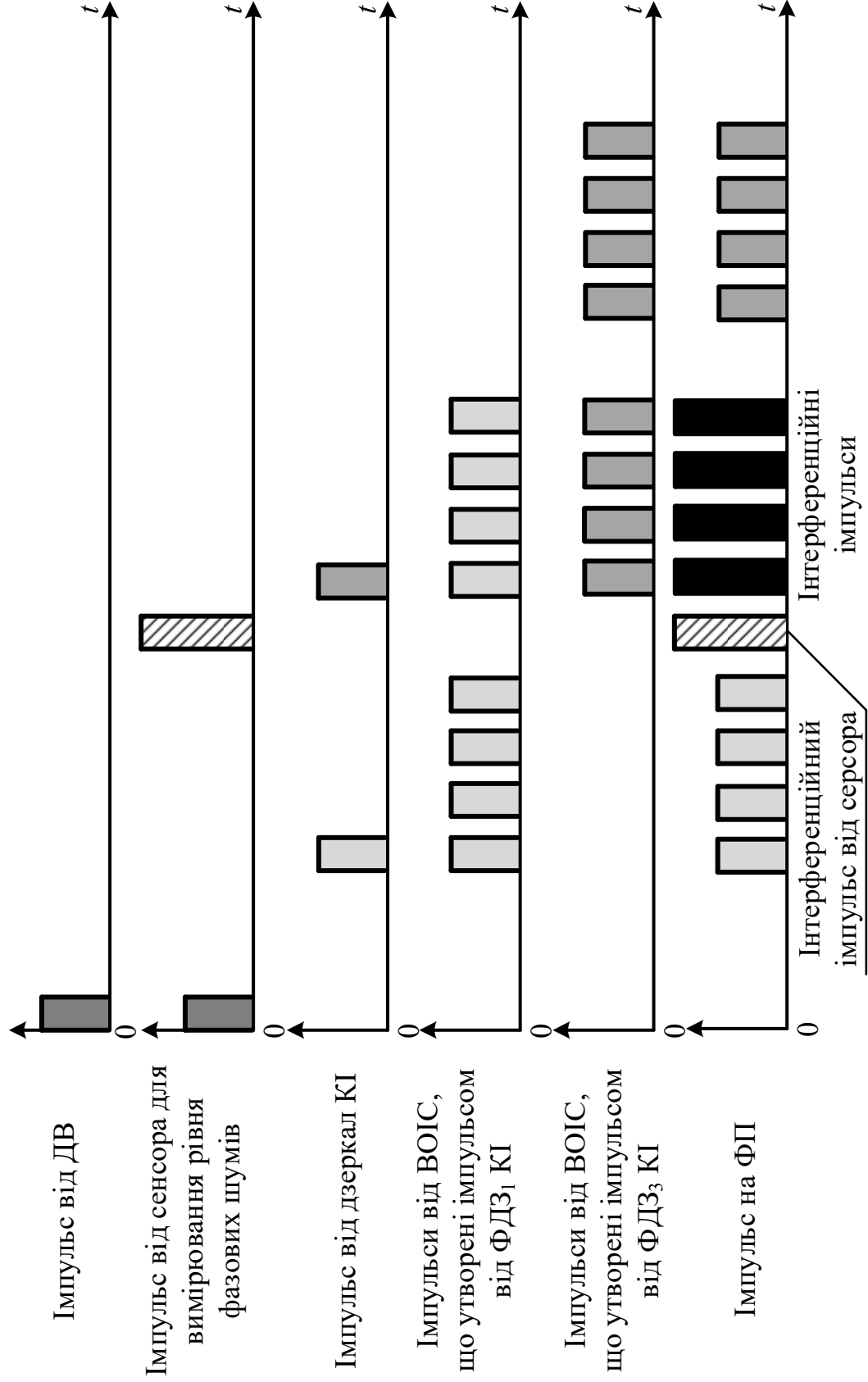


Рисунок 3.2 – Часові діаграми технічної реалізації оптичної схеми способу адаптивної компенсації фазових шумів

$$I_{\text{шум}}(t) = A_{\text{шум}} + B_{\text{шум}} \cdot \cos(k_{\text{шум}} \cdot n_{\text{фаз}}(t) + M_{\text{шум}} \cdot \cos(\omega_{\text{ДВ}} \cdot t)), \quad (3.3)$$

де $I_{\text{шум}}(t)$ та $I_{\text{вим}}(t)$ – інтерференційні сигнали від опорного сенсора фазових шумів та волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів;

C – глибина додаткової фазової модуляції;

ω_0 – циклічна частота сигналу додаткової фазової модуляції;

$\omega_{\text{ДВ}}$ – циклічна частота сигналу модуляції оптичного джерела випромінювання;

$\varphi(t)$ – фазовий сигнал, характеристики та параметри якого вимірюються;

$n_{\text{фаз}}(t)$ – фазовий шум оптичного джерела випромінювання;

$k_{\text{шум}}$ та $k_{\text{вим}}$ – коефіцієнти, значення яких є пропорційним від різниці довжин плеч волоконно-оптичних інтерференційних та опорного сенсорів;

$M_{\text{шум}}$ та $M_{\text{вим}}$ – глибина модуляції оптичного джерела випромінювання у волоконно-оптичних інтерференційних та опорного сенсорах;

$A_{\text{вим}}$, $B_{\text{вим}}$, $A_{\text{шум}}$ та $B_{\text{шум}}$ – коефіцієнти, значення яких є пропорційним рівню потужності оптичного сигналу та видимості сигналу інтерференції волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів та опорного сенсора фазових шумів.

Імпульси інтерференції передаються до аналого-цифрового перетворювача та обробляються зі застосуванням способу демодуляції сигналів інтерференції. На виході технічної реалізації способу демодуляції сигналів інтерференції утворюються фазові сигнали від волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів та опорного сенсора фазових шумів, що можна описати наступною функціональною залежністю:

$$\varphi_{\text{шум}}(t) = k_{\text{шум}} \cdot n_{\text{фаз}}(t); \quad (3.4)$$

$$\varphi_{\text{вим}}(t) = \varphi(t) + k_{\text{вим}} \cdot n_{\text{фаз}}(t); \quad (3.5)$$

де $\varphi_{\text{шум}}(t)$ та $\varphi_{\text{вим}}(t)$ – вихідні фазові сигнали інтерференції опорного сенсора фазових шумів та волоконно-оптичного інтерференційного сенсора.

Під час обробки сигналів інтерференції виконується розрахунок глибини модуляції оптичного джерела випромінювання, що має місце в сигналах волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів та опорного сенсора фазових шумів. Відношення між глибинами частотної модуляції оптичного джерела випромінювання між сигналами інтерференції волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів та опорного сенсора фазових шумів можна визначити за таким співвідношенням:

$$\frac{M_{\text{вим}}}{M_{\text{шум}}} = \frac{k_{\text{вим}}}{k_{\text{шум}}}. \quad (3.6)$$

Зі застосуванням одержаного співвідношення між рівнями фазових шумів оптичного джерела випромінювання в сенсорах $(k_{\text{вим}} / k_{\text{шум}})$, а також сигналів (3.4) та (3.5), можна отримати сигнал $\varphi_{\text{різн}}(t)$, що описується залежністю:

$$\varphi_{\text{різн}}(t) = \varphi_{\text{вим}}(t) - \varphi_{\text{шум}}(t) \cdot \frac{k_{\text{вим}}}{k_{\text{шум}}} = \varphi(t). \quad (3.7)$$

У відповідності зі залежністю (3.7), фазовий сигнал (3.4) помножується на відношення рівнів фазових шумів у сенсорах, що забезпечує однакову величину фазових шумів оптичного джерела випромінювання в опорному сенсорі, а також у волоконно-оптичних інтерференційних сенсорах. Після цього одержаний сигнал віднімається від (3.5). З аналізу отриманої залежності можна зробити висновок, що в результуючому сигналі практично повністю усунуто фазовий шум оптичного джерела випромінювання, лише має місце тільки вимірювальний фазовий сигнал. Структурну схему реалізації способу адаптивної компенсації фазових шумів наведено на рис. 3.3.

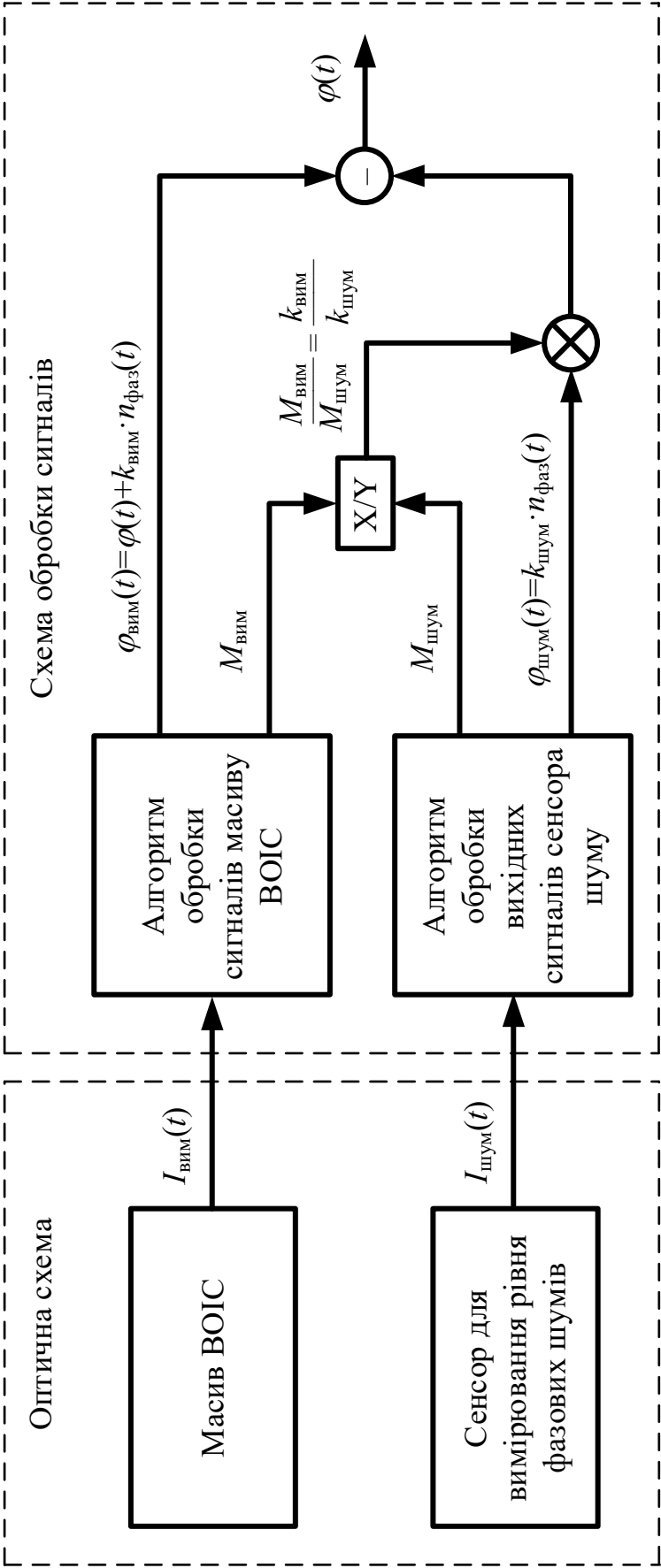


Рисунок 3.3 – Структурна схема реалізації способу адаптивної компенсації фазових шумів

З аналізу структурної схеми, яку наведено на рис. 3.3, можна зробити висновок, що для обробки сигналів інтерференції від опорного сенсора фазових шумів та визначення значення фазових шумів кожного з волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів у схемі виконується додаткова модуляція зі застосуванням оптичного джерела випромінювання. Також, для здійснення обробки сигналів інтерференції масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів та одержання фазових сигналів від кожного з сенсорів застосовується допоміжна фазова модуляція, яка здійснюється фазовим модулятором компенсаційного інтерферометра.

Отже, для роботи схеми масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів, що наведено на рис. 3.2, сигнал частотної модуляції оптичного джерела випромінювання повинен знаходитися поза смугою робочих частот волоконно-оптичних сенсорів. Для цього у способі обробки сигналів масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів та опорного сенсора фазових шумів необхідно розраховувати глибину модуляції оптичного джерела випромінювання та здійснюватися демодуляція сигналів інтерференції сенсорів.

Спосіб обробки сигналів від опорного сенсора фазових шумів має в своєму складі спосіб демодуляції сигналів інтерференції, зі застосуванням якого можна одержати вимірювальні фазові сигнали від опорного сенсора, а також способу розрахунку глибини фазової модуляції оптичного джерела випромінювання. Під час реалізації способу визначення глибини частотної модуляції оптичного джерела випромінювання розраховуються значення чотирьох гармонійних складових сигналу інтерференції $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$ та $S_4(t)$, зі застосуванням яких визначається поточна величини глибини фазової модуляції за таким співвідношенням:

$$C(t) = \sqrt{\left| \frac{24 \cdot S_3(t) \cdot S_2(t)}{(S_4(t) - S_2(t)) \cdot (S_3(t) - S_1(t))} \right|}. \quad (3.8)$$

До переваг наведено способу можна віднести те, що функціонування здійснюється у межах зміни глибин модуляції від 0,5 до 8 рад. У співвідношенні (3.8) для розрахунку глибини частотної модуляції оптичного джерела випромінювання має місце максимальний робочий діапазон зміни глибин модуляції серед відомих способів визначення глибини модуляції [28 – 36]. До складу способу обробки сигналів масиву волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів входить спосіб демодуляції сигналів інтерференції від опорного сенсора та синхронного детектора, у якому здійснюється розрахунок глибини частотної модуляції оптичного джерела випромінювання, що наведено на рис. 3.4.

Функціональні перетворення, що виконуються в синхронному детекторі, є аналогічними тим, які мають місце під час реалізації способу пасивної гомодинної демодуляції.

Для демодуляції сигналів інтерференції зі застосуванням PGC-DCM або PGC-Atan значення глибини модуляції повинна бути в оптимальних межах. Проте, для здійснення демодуляції сигналів інтерференції опорного сенсора фазових шумів застосовується сигнал модуляції оптичного джерела випромінювання, глибина модуляції якого змінюється в залежності від впливу на волокно. Отже, потрібно або здійснювати стабілізацію значення глибини модуляції до оптимальних меж, або застосовувати способи демодуляції сигналів для зменшення чутливості щодо зміни глибини фазової модуляції типу PGC.

Якщо застосовується спосіб автоматичного підстроювання глибини модуляції оптичного джерела випромінювання, то можна використати сигнал зворотного зв'язку для розрахунку поточного значення глибини модуляції оптичного джерела випромінювання. Реалізація способів автоматичного підстроювання значення глибини модуляції оптичного джерела випромінювання може залежати від типу джерела випромінювання, електронної схеми, що здійснює керування його роботою, а також від схеми обробки сигналів інтерференції.

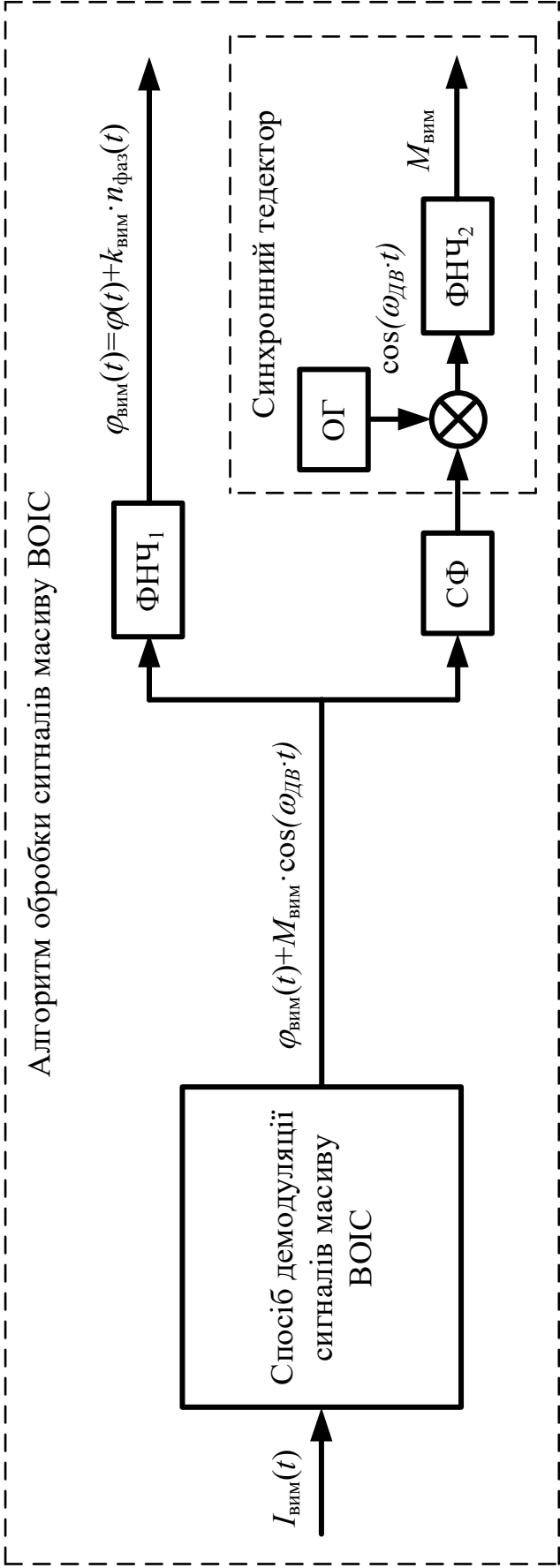


Рисунок 3.4 – Реалізація алгоритму обробки сигналів масивів волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів

Застосування способів демодуляції сигналів інтерференції, які зменшують чутливість до змін значення глибини фазової модуляції є більш універсальним технічним рішенням. З аналізу результатів попередніх досліджень виявлено, що найбільш ефективний робочий діапазон значень глибини допоміжної модуляції знаходиться в межах від 1,5 до 3,5 рад, що забезпечується способом PGC [31]. Проте, наведені межі зміни глибини допоміжної модуляції є недостатніми під час застосування наведено способу адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання.

3.2 Спосіб демодуляції сигналів щодо зміни глибини модуляції

Удосконалений спосіб гомодінної демодуляції сигналів, застосування якого дозволяє зменшити чутливість зміни глибини модуляції, базується на визначенні чотирьох гармонійних складових сигналу інтерференції $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$ та $S_4(t)$, а також співвідношень функцій Бесселя першого роду.

Реалізацію способу гомодінної демодуляції сигналів, який є нечутливим до зміни глибини фазової модуляції, наведено на рис. 3.5.

Зміну сигналу інтерференції, що має місце на вході способу гомодінної демодуляції сигналів, можна описати такою функцією:

$$I(t) = A + B \cdot \cos(C \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + \varphi(t)), \quad (3.9)$$

де A та B – коефіцієнти, значення яких є пропорційним від зміни потужності випромінювання та видимості сигналу інтерференції.

Під час здійснення множення функції (3.9) на гармонійні складові $\cos(\omega_0 \cdot t)$, $\cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t)$, $\cos(3 \cdot \omega_0 \cdot t)$ та $\cos(4 \cdot \omega_0 \cdot t)$, які формуються опорним генератором, а також фільтрація зі застосуванням фільтра низьких частот, що здійснює виділення чотирьох гармонійних складових з сигналу інтерференції:

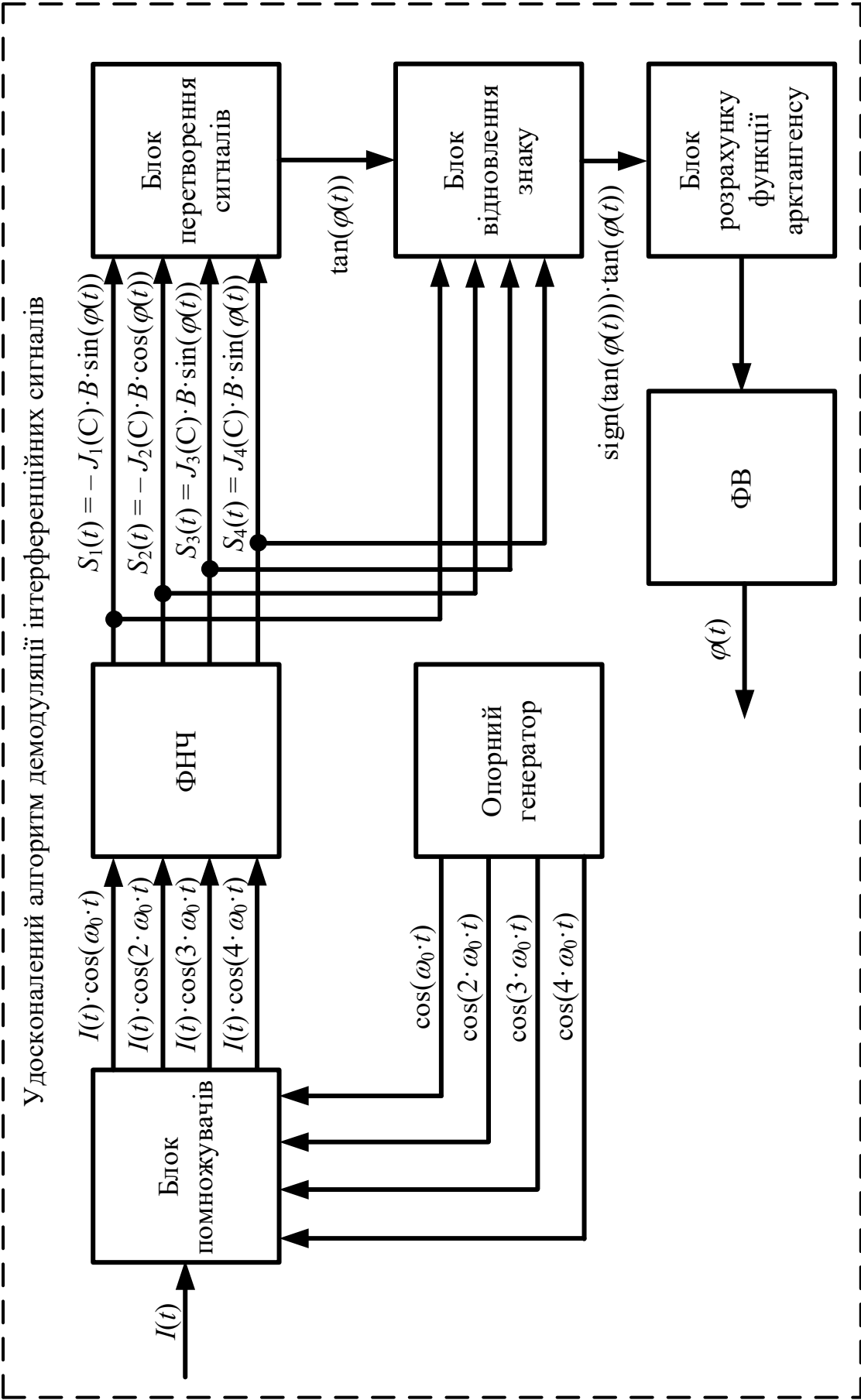


Рисунок 3.5 – Реалізація способу гомодинної демодуляції сигналів, який є нечутливим до зміни глибини фазової модуляції

$$S_1(t) = -J_1(C) \cdot B \cdot \sin(\varphi(t)); \quad (3.10)$$

$$S_2(t) = -J_2(C) \cdot B \cdot \cos(\varphi(t)); \quad (3.11)$$

$$S_3(t) = J_3(C) \cdot B \cdot \sin(\varphi(t)); \quad (3.12)$$

$$S_4(t) = J_4(C) \cdot B \cdot \cos(\varphi(t)), \quad (3.13)$$

де $J_1(C)$, $J_2(C)$, $J_3(C)$ та $J_4(C)$ – функції Бесселя першого роду першого, другого, третього та четвертого порядку;

$S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$ та $S_4(t)$ – перша, друга, третя та четверта гармонійні складові сигналу інтерференції.

Рекурентну функцію Бесселя першого роду може представити таким чином:

$$J_{k+1}(C) + J_{k-1}(C) = J_k(C) \cdot \frac{2 \cdot k}{C}, \quad (3.14)$$

де $J_{k+1}(C)$, $J_k(C)$ та $J_{k-1}(C)$ – функції Бесселя першого роду $k+1$, k та $k-1$ порядку.

З обліком рекурентної функцію (3.14) у блоці перетворення сигналів, реалізацію якого наведено на рис. 3.5, формується гармонійних складових сигналу інтерференції (3.10) – (3.13) такі залежності:

$$\begin{aligned} S_3(t) - S_1(t) &= (J_1(C) + J_3(C)) \cdot B \cdot \sin(\varphi(t)) = \\ &= J_2(C) \cdot B \cdot \frac{4}{C} \cdot \sin(\varphi(t)); \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned}
S_2(t) - S_4(t) &= -(J_4(C) + J_2(C)) \cdot B \cdot \cos(\varphi(t)) = \\
&= -J_3(C) \cdot B \cdot \frac{6}{C} \cdot \cos(\varphi(t)).
\end{aligned}
\tag{3.16}$$

Після цього з функцій гармонійних складових сигналів інтерференції (3.11) та (3.12), а також сигналів (3.15) та (3.16) утворюється наступна функціональна залежність:

$$\begin{aligned}
X_1(t) &= (S_3(t) - S_1(t)) \cdot 3 \cdot S_3(t) = \\
&= J_2(C) \cdot J_3(C) \cdot B^2 \cdot \frac{12}{C} \cdot \sin^2(\varphi(t));
\end{aligned}
\tag{3.17}$$

$$\begin{aligned}
X_2(t) &= (S_2(t) - S_4(t)) \cdot 3 \cdot S_2(t) = \\
&= J_2(C) \cdot J_3(C) \cdot B^2 \cdot \frac{12}{C} \cdot \cos^2(\varphi(t)),
\end{aligned}
\tag{3.18}$$

де $X_1(t)$ та $X_2(t)$ – функціональна залежність сигналів, що одержано під час множення гармонійних складових сигналів інтерференції $S_2(t)$ та $S_3(t)$, а також сигналів $S_3(t) - S_1(t)$ та $S_2(t) - S_4(t)$.

Після цього сигнали (3.17) та (3.18) перетворюються до такого вигляду:

$$G(t) = \frac{X_1(t)}{X_2(t)} = \frac{J_2(C) \cdot J_3(C) \cdot B^2 \cdot \frac{12}{C} \cdot \sin^2(\varphi(t))}{J_2(C) \cdot J_3(C) \cdot B^2 \cdot \frac{12}{C} \cdot \cos^2(\varphi(t))} = \frac{\sin^2(\varphi(t))}{\cos^2(\varphi(t))}, \tag{3.19}$$

де $G(t)$ – сигнал, який отримано в результаті операції ділення двох сигналів $X_1(t)$ та $X_2(t)$.

З одержаного співвідношення (3.19) зі застосуванням блоку розрахунку значень функції арктангенса, а також фазообертача утворюється вихідний

фазовий сигнал за такою формулою:

$$\varphi(t) = a \tan\left(\sqrt{|G(t)|}\right) = a \tan\left(\tan(\varphi(t))\right). \quad (3.20)$$

З аналізу отриманої функціональної залежності (3.20) можна зробити висновок, що зміна вихідного сигналу $\varphi(t)$ не залежить від величини глибини допоміжної модуляції, а також від зміни амплітудного значення сигналу інтерференції. Загальне функціональне співвідношення удосконаленого способу гомодінної демодуляції сигналів з обліком сигналів (3.17) – (3.20) можна описати такою залежністю:

$$\varphi(t) = a \tan\left(\sqrt{\left|\frac{3 \cdot (S_3(t) - S_1(t)) \cdot S_3(t)}{2 \cdot (S_2(t) - S_4(t)) \cdot S_2(t)}\right|}\right). \quad (3.21)$$

Зі застосуванням отриманої функціональної залежності (3.21) можна розрахувати значення вимірювального фазового сигналу незалежно від величини глибини допоміжної модуляції, а також від амплітудного значення сигналу інтерференції, проте, під час перетворення має місце втрата знаку у вимірюваному фазовому сигналі, це може призвести до виникнення спотворень сигналу на виході. Для усунення зазначеної проблеми застосовується у складі електронної системи блок відновлення знаку (див. рис. 3.5).

До входу блоку відновлення знаку подаються чотири гармонійні складові сигналу інтерференції $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$ та $S_4(t)$, а також $\tan(\varphi(t))$. Здійснюється інвертування $S_2(t)$ та $S_3(t)$ гармонійних складових сигналу інтерференції та множення їх на (3.15) та (3.16), у результаті утворюються:

$$\begin{aligned} Y_1(t) &= -S_2(t) \cdot (S_3(t) - S_1(t)) = \\ &= J_2^2(C) \cdot B^2 \cdot \frac{4}{C} \cdot \cos(\varphi(t)) \cdot \sin(\varphi(t)); \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned}
Y_2(t) &= -S_3(t) \cdot (S_2(t) - S_4(t)) = \\
&= J_3^2(C) \cdot B^2 \cdot \frac{6}{C} \cdot \cos(\varphi(t)) \cdot \sin(\varphi(t));
\end{aligned}
\tag{3.23}$$

де $Y_1(t)$ та $Y_2(t)$ – сигнали, які одержано під час множення гармонійних складових сигналів інтерференції $S_2(t)$ та $S_3(t)$, а також сигналів $S_3(t) - S_1(t)$ та $S_2(t) - S_4(t)$.

Після цього здійснюється формування суми (3.22) та (3.23), а визначення знаку відбувається зі застосуванням такої залежності:

$$\begin{aligned}
&\text{sign}(Y_1(t) + Y_2(t)) = \\
&= \text{sign}\left(\frac{2}{C} \cdot B^2 \cdot (3 \cdot J_3^2(C) + 2 \cdot J_2^2(C)) \cdot \sin(\varphi(t)) \cdot \cos(\varphi(t))\right) = \\
&= \text{sign}\left(\frac{2}{C}\right) \cdot \text{sign}(B^2) \cdot \text{sign}(3 \cdot J_3^2(C) + 2 \cdot J_2^2(C)) \times \\
&\times \text{sign}(\sin(\varphi(t)) \cdot \cos(\varphi(t)));
\end{aligned}
\tag{3.24}$$

де sign – функція, яка повертає значення 1, якщо знак аргументу позитивний, у протилежному випадку функція повертає -1 .

Результати роботи функції sign не залежать від співвідношення аргументів, що може бути відношенням a/b або добутком $a \cdot b$:

$$\text{sign}(a \cdot b) = \text{sign}\left(\frac{a}{b}\right),$$

то компонента

$$\text{sign}(\sin(\varphi(t)) \cdot \cos(\varphi(t)));$$

тому функціональну залежність (3.24) можна перетворити до наступному вигляду:

$$\text{sign}(\sin(\varphi(t)) \cdot \cos(\varphi(t))) = \text{sign}\left(\frac{\sin(\varphi(t))}{\cos(\varphi(t))}\right) = \text{sign}(\tan(\varphi(t))), \quad (3.25)$$

де $\text{sign}(\tan(\varphi(t)))$ – компонента, що має в своєму складі потрібну інформаційну складову щодо зміни знаку вимірювального фазового сигналу.

З обліком функціональної залежності (3.24) та співвідношення $\text{sign}(a \cdot b) = \text{sign}\left(\frac{a}{b}\right)$, компоненту (3.25) можна представити наступним чином:

$$\begin{aligned} \text{sign}(\tan(\varphi(t))) &= \text{sign}(Y_2(t) + Y_1(t)) \cdot \text{sign}\left(\frac{2}{C}\right) \times \\ &\times \text{sign}(B^2) \cdot \text{sign}(3 \cdot J_3^2(t) + 2 \cdot J_2^2(t)), \end{aligned} \quad (3.26)$$

Під час аналізу функціональної залежності (3.26) виявлено, що $\text{sign}(\tan(\varphi(t)))$ має в своєму складі чотири складові: $\text{sign}(Y_2(t) + Y_1(t))$, $\text{sign}(2/C)$, $\text{sign}(B^2)$ та $\text{sign}(3 \cdot J_3^2(t) + 2 \cdot J_2^2(t))$. Під час дії будь-яких значень параметра B та функцій Бесселю $J_3(t)$ та $J_2(t)$, третя та перша складові функції (3.26) будуть завжди позитивними: $\text{sign}(B^2) = 1$ та $\text{sign}(3 \cdot J_3^2(t) + 2 \cdot J_2^2(t)) = 1$. Значення глибини допоміжної модуляції не може приймати негативних значень $\text{sign}(C \geq 0)$, тому значення складової $\text{sign}(2/C) = 1$. Отже, функціональна залежність (3.26) дорівнює значенню компоненті $\text{sign}(Y_2(t) + Y_1(t))$:

$$\text{sign}(\tan(\varphi(t))) = \text{sign}(Y_2(t) + Y_1(t)). \quad (3.27)$$

Блок відновлення знаку формує знак функції (3.27), завдяки цьому відбувається відновлення знаку фазового сигналу. Отже, з обліком (3.27) формула реалізації удосконаленого алгоритму гомодінної демодуляції сигналів (3.21) матиме наступний вигляд:

$$\varphi(t) = \text{sign}\left(\tan\left(\varphi(t)\right)\right) \arctan\left(\sqrt{\frac{3 \cdot (S_3(t) - S_1(t)) \cdot S_3(t)}{2 \cdot (S_2(t) - S_4(t)) \cdot S_2(t)}}\right). \quad (3.28)$$

З аналізу співвідношення (3.28) можна зробити висновок, що удосконалений спосіб гомодінної демодуляції сигналів може здійснювати відновлення знаку вимірювального фазового сигналу. Також, застосування способу дозволяє здійснювати розрахунки незалежно від різної глибини допоміжної модуляції, а також від зміни амплітудних значень сигналу інтерференції.

3.3 Висновки

Удосконалено спосіб адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання в схемі волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів, під час реалізації якого необхідно забезпечення умови узгодження волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів і компенсаційного інтерферометра.

Технічна реалізація удосконаленого способу дозволить зменшити рівень фазових шумів оптичного джерела вимірювання під час зміни значень зовнішніх дестабілізуючих факторів. Виконано теоретичне обґрунтування та моделювання роботи удосконаленого способу компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання.

4 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ СПОСОБУ АДИТИВНОЇ КОМПЕНСАЦІЇ ФАЗОВИХ ШУМІВ

Для виконання досліджень удосконаленого способу адаптивної компенсації фазових шумів розроблено математичну модель в пакеті прикладних програм MatLAB. Базовим завданням під час математичного моделювання було визначення ефективності функціонування удосконаленого способу компенсації фазових шумів, який засновано на визначенні відношення сигнал щодо шуму, а також динамічних меж зміни вихідного сигналу.

Як вхідні сигнали у моделі застосовано сигнали інтерференції волоконно-оптичного інтерференційного сенсора $I_{\text{вим}}(t)$ (3.2), а також опорного сенсора фазових шумів $I_{\text{шум}}(t)$ (3.3). Вихідними сигналами математичної моделі є $\varphi_{\text{вим}}(t)$, $\varphi_{\text{шум}}(t)$ та $\varphi_{\text{різн}}(t)$, що отримано під час демодуляції сигналів інтерференції волоконно-оптичних інтерференційних та опорного сенсорів.

Для здійснення демодуляції сигналів інтерференції $I_{\text{вим}}(t)$ та $I_{\text{шум}}(t)$ застосовано удосконалений спосіб гомодинної демодуляції сигналів. Під час реалізації зазначеного способу демодуляції можна одержати вимірювальний фазовий сигнал, значення якого не залежать від зміни глибини допоміжної фазової модуляції у межах від 0,9 до 5 рад. Для розрахунку поточної величини глибини модуляції оптичного джерела випромінювання в сигналі інтерференції волоконно-оптичного інтерференційного сенсора застосовується синхронний детектор, який наведено на рис. 3.4. Для розрахунку поточної величини глибини модуляції оптичного джерела випромінювання в сигналі інтерференції опорного сенсора фазових шумів застосовується перетворення (3.8).

Для визначення ступеня зміни відношення сигнал щодо шуму, а також динамічних меж вихідного сигналу та оцінки ефективності функціонування удосконаленого способу компенсації фазових шумів обрано наступні параметри розробленої моделі. Значення частоти модуляції оптичного джерела

випромінювання дорівнює 1 кГц, величина частоти допоміжної фазової модуляції складає 50 кГц, а значення частоти дискретизації математичної моделі дорівнює 1 МГц. Час здійснення сигналів під час моделювання дорівнює 1 с, а смуга пропускання фільтра низьких частот складає 20 кГц для реалізації способу демодуляції сигналів інтерференції волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів та 1 кГц для реалізації способу демодуляції сигналу інтерференції опорного сенсора. Межі смуги пропускання фільтра низьких частот дорівнюють 600 Гц. Значення параметру B , який відповідає за амплітудне значення сигналу інтерференції, дорівнює 32767 одиниці молодшого розрядів. Обраний діапазон відповідає розрядності 16-бітного аналого-цифрового перетворювача.

Координати робочої точки інтерферометра φ_0 відповідають значенням $\pi/4$ та $\pi/2$ рад для сигналу інтерференції волоконно-оптичного інтерференційного та опорного сенсорів. Величини глибина допоміжної фазової модуляції C складає 3,33 рад. Значення глибини модуляції $M_{\text{вим}}$ та $M_{\text{шум}}$, а також рівень фазового шуму оптичного джерела випромінювання визначаються на базі оптичної довжини неузгодженості між волоконно-оптичним інтерференційним сенсором та компенсаційним інтерферометром, значення якої дорівнює 100 мм та оптичної довжини неузгодженості між плечами опорного сенсора фазових шумів, значення якого дорівнює 200 мм. Адитивна складова шуму електронних компонентів дорівнює 40 мкрад/Гц^{0,5} на частоті сигналу 500 Гц [37]. Цифрові фільтри синтезовано зі застосуванням FDATool середовища MatLAB.

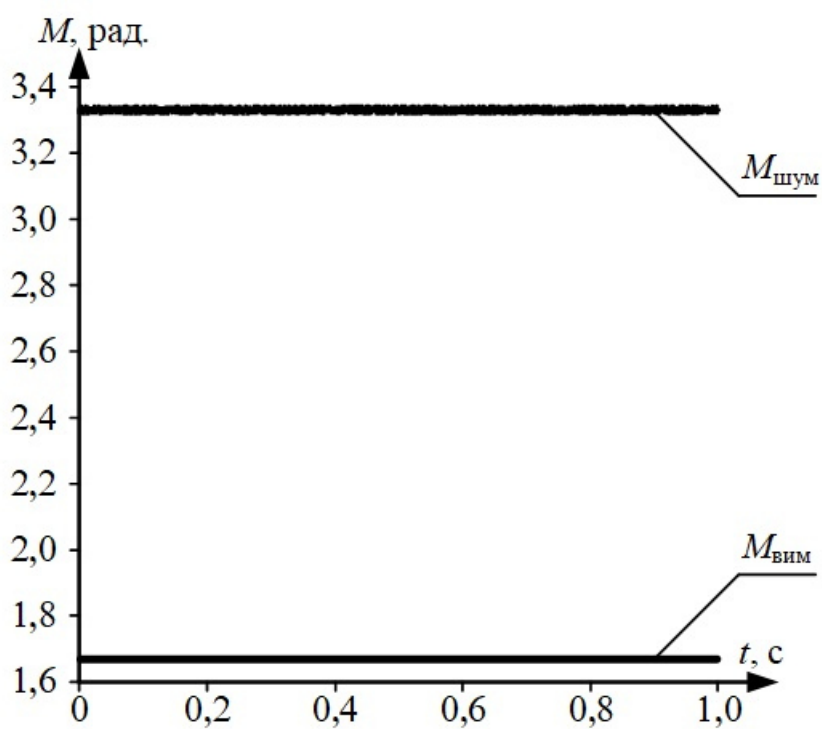
Значення частоти модуляції оптичного джерела випромінювання вибиралось так, щоб модуляційний сигнал джерела випромінювання був поза межами смуги фазових сигналів волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів. Для сигналу інтерференції волоконно-оптичного інтерференційного сенсора як несуча частота застосовується частота допоміжної фазової модуляції, значення якої дорівнює 50 кГц. Для сигналу інтерференції опорного сенсора значення частоти модуляції оптичного джерела випромінювання

складає 1 кГц. Для здійснення демодуляції зазначених сигналів застосовується дві схеми з двома опорними генераторами.

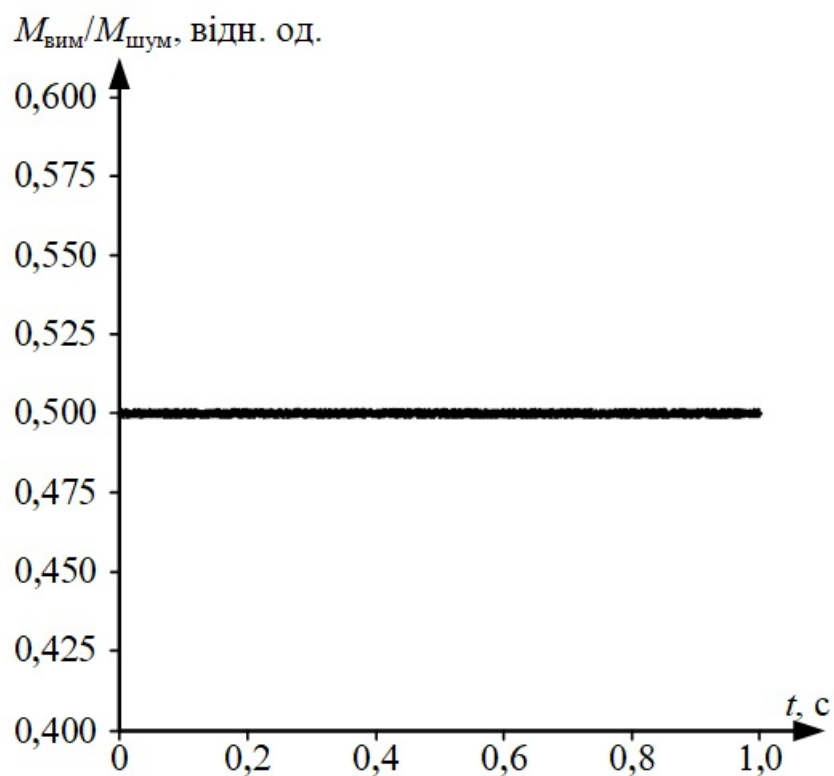
Процедура обробка сигналів інтерференції волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів виконується у відповідності з удосконаленим способом демодуляції сигналів зі застосуванням чотирьох складових $\cos(\omega_0 \cdot t)$, $\cos(2 \cdot \omega_0 \cdot t)$, $\cos(3 \cdot \omega_0 \cdot t)$ та $\cos(4 \cdot \omega_0 \cdot t)$, які формуються зі застосуванням опорних генераторів на частотах 50, 100, 150 та 200 кГц. Після здійснення демодуляції сигналу інтерференції волоконно-оптичного інтерференційного сенсора розраховується сигнал, з параметрів якого визначається глибина частотної модуляції оптичного джерела випромінювання $M_{\text{вим}}$ зі застосуванням синхронного детектора (див. рис. 3.4). Обробка сигналів інтерференції опорного сенсора виконується також на базі удосконаленого способу демодуляції сигналів, проте для формування гармонійних складових сигналу інтерференції застосовуються $\cos(\omega_{\text{дв}} \cdot t)$, $\cos(2 \cdot \omega_{\text{дв}} \cdot t)$, $\cos(3 \cdot \omega_{\text{дв}} \cdot t)$ та $\cos(4 \cdot \omega_{\text{дв}} \cdot t)$, які формуються опорним генератором на частотах 1, 2, 3 та 4 кГц.

Під час здійснення демодуляції сигналів інтерференції розраховується поточна величина глибини модуляції оптичного джерела випромінювання $M_{\text{шум}}$ зі застосуванням математичних перетворень, які відповідають (3.8). Результати моделювання зміни глибини модуляції оптичного джерела випромінювання в сигналах інтерференції сенсорів та відношення глибини модуляції $M_{\text{вим}}$ до $M_{\text{шум}}$ наведено на рис. 4.1.

З аналізу отриманої графічної залежності можна визначити, що значення глибини частотної модуляції оптичного джерела випромінювання $M_{\text{вим}}$ до $M_{\text{шум}}$ становить 1,5 та 3,31 рад, величина їх відношення приблизно складає 0,5. Результати моделювання функціонування способу адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання наведено на рис. 4.2.



а)



б)

Рисунок 4.1 – Результати моделювання зміни глибини модуляції оптичного джерела випромінювання в сигналах інтерференції сенсорів (а) та відношення глибини модуляції $M_{\text{вим}}$ до $M_{\text{шум}}$ (б)

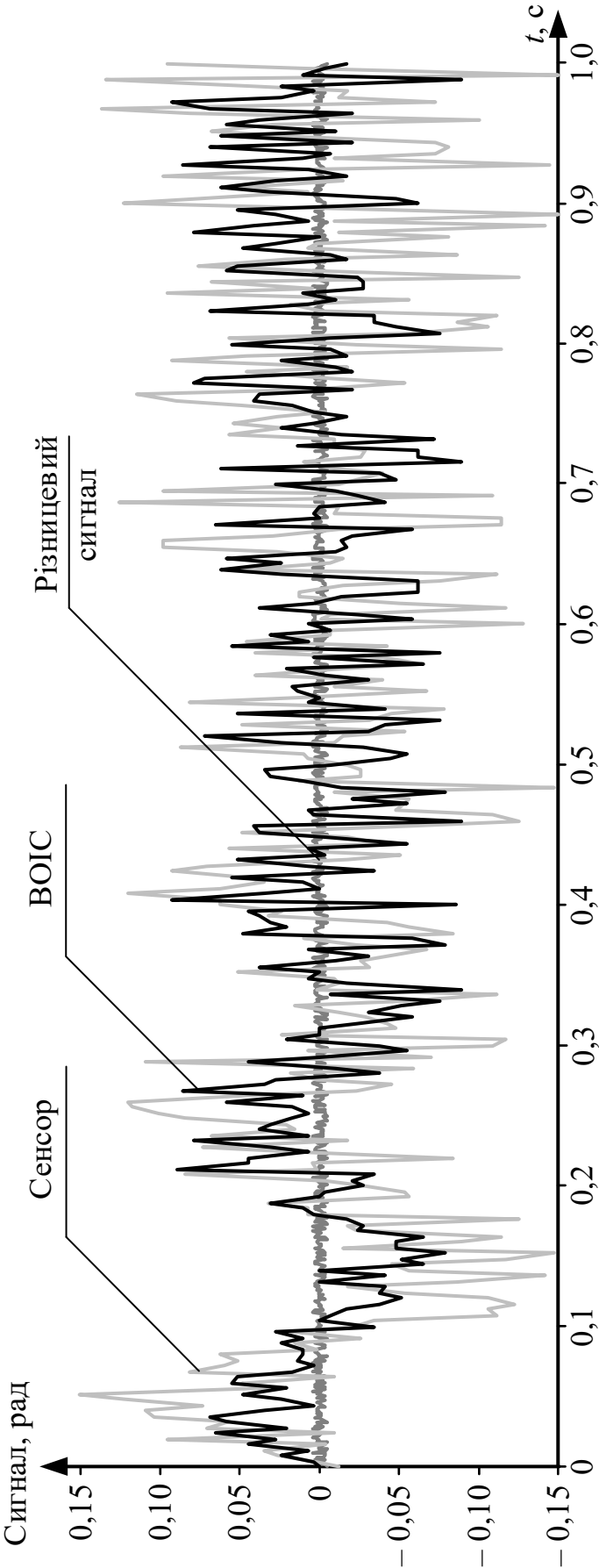


Рисунок 4.2, а – Результати моделювання функціонування способу адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання

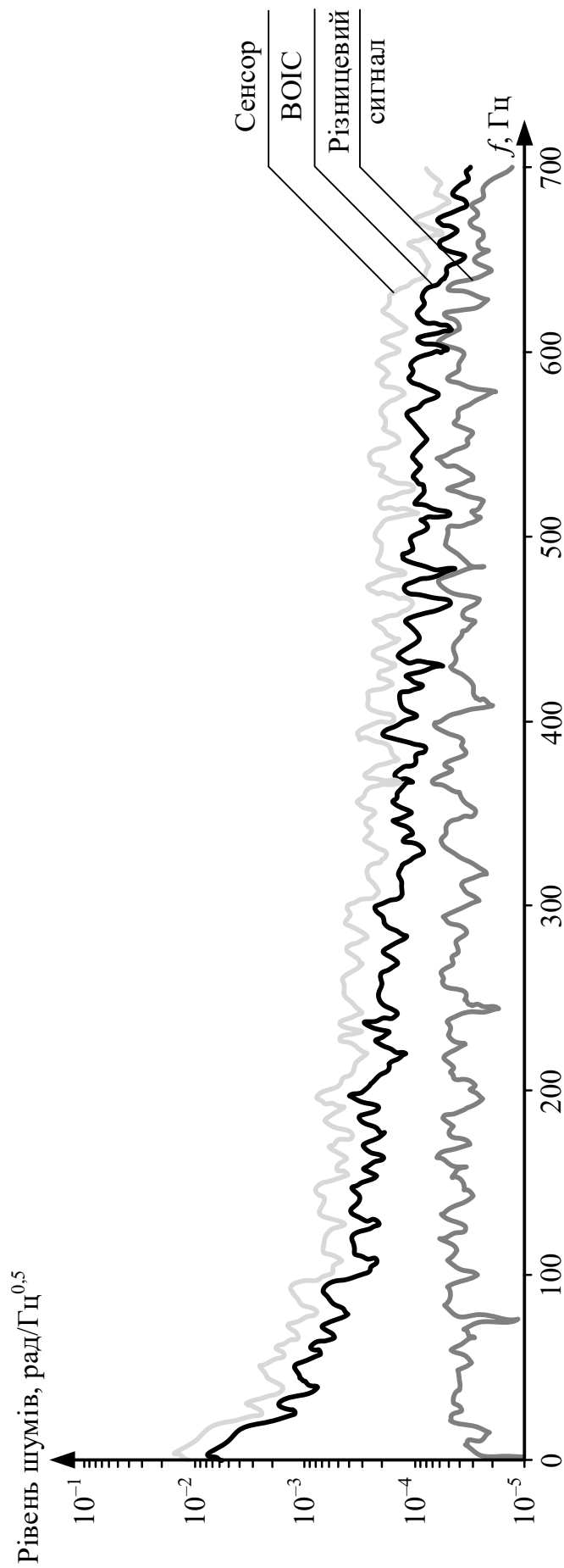


Рисунок 4.2, б – Результати моделювання функціонування способу адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання

З аналізу результатів математичного моделювання, які наведені на рис. 4.2 можна зробити висновок, що зі застосуванням удосконаленого способу має місце зменшення рівня фазових шумів оптичного джерела випромінювання у різницевому сигналі $\varphi_{\text{різн}}(t)$ до значення вихідного фазового сигналу волоконно-оптичного інтерференційного сенсора $\varphi_{\text{вим}}(t)$, яке приблизно дорівнює 28,7 дБ у діапазоні частот від 5 до 500 Гц.

Фазові шуми, які мають місце у вимірюваних сигналах волоконно-оптичного інтерференційного та опорного сенсорів, повинні бути корельовано між собою, що дозволить забезпечити повну компенсацію (див. рис. 4.2). Для досягнення цієї умови необхідно здійснювати опитування вихідних сигналів волоконно-оптичних інтерференційних та опорного сенсорів за однаковий період, тобто одним оптичним імпульсом, який формується від оптичного джерела випромінювання. Імпульси інтерференції масиву волоконно-оптичних інтерференційних та опорного сенсорів повинні реєструватися в один часовий інтервал між оптичними імпульсами.

Під час демодуляції сигналів інтерференції волоконно-оптичного інтерференційного та опорного сенсорів застосовують фільтр низької частоти в удосконаленому способі демодуляції сигналів. Цей фільтр має різні смуги пропускання та різне значення часової затримки, що вноситься до сигналу під час здійснення фільтрації. Зазначені часові затримки порушують синхронізацію (кореляцію) між фазовими сигналами волоконно-оптичних інтерференційних та опорного сенсорів, що може призвести до збільшення рівня власних шумів на виході удосконаленого способу та порушити його працездатність. Отже, потрібно здійснювати розрахунок різниці між часовою затримкою фільтрів під час розробки способу демодуляції сигналів, а також забезпечити компенсацію цих параметрів зі застосуванням додаткового блоку затримки, що буде додавати додаткове значення часу затримки до один з фазових сигналів. Значення рівнів власних шумів у вимірювальних сигналах під час реалізації адаптивного способу компенсації фазових шумів наведено в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Значення рівнів власних шумів у вимірювальних сигналах під час реалізації адаптивного способу компенсації фазових шумів

Частота, Гц	Рівень шумів у сигналі сенсора шумів, мкрад/Гц ^{0,5}	Рівень шумів у сигналі сенсора, мкрад/Гц ^{0,5}	Рівень сигналу різниці, мкрад/Гц ^{0,5}	Збільшення відношення сигнал-шум у порівнянні з сигналом сенсора, дБ
500	226	110	52	6,5
250	390	208	35	15,5
100	620	306	26	21,4
50	2475	1240	40	29,8
20	5546	2738	41	36,5
10	10360	5183	34	43,7
5	14020	7010	28	48,0

З аналізу даних, які наведено в табл. 4.1, можна зробити висновок, що удосконалений спосіб забезпечує рівень власних шумів від 28 до 52 мкрад/Гц^{0,5} у робочому частотному діапазоні волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів від 5 до 500 Гц.

Технічна реалізація удосконаленого способу забезпечить підвищення відношення сигнал щодо шуму в різницевому сигналі на 28,7 дБ у частотному діапазоні від 5 до 500 Гц, а у вихідному сигналі волоконно-оптичного інтерференційного сенсора на 34,7 дБ, якщо порівнювати з вихідним сигналом опорного сенсора фазових шумів. Через істотне зменшення величини власних шумів у різницевому сигналі має місце зниження нижньої межі діапазону, що призведе до розширення динамічного діапазону на величину відношення сигнал щодо шуму, на 28,7 дБ в частотному діапазоні від 5 до 500 Гц, якщо здійснювати порівняння з вихідним сигналом волоконно-оптичного інтерференційного сенсора.

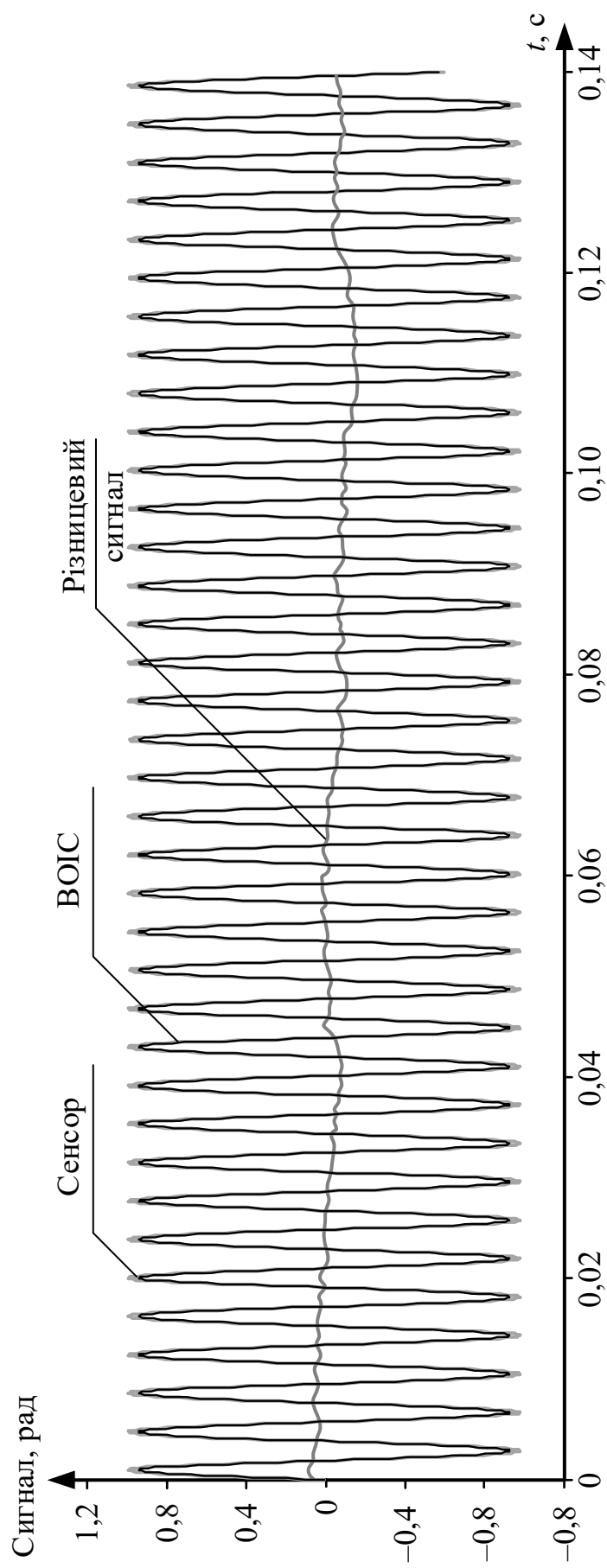


Рисунок 4.3, а – Результати моделювання функціонування способу адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання з сигналом на частоті 250 Гц

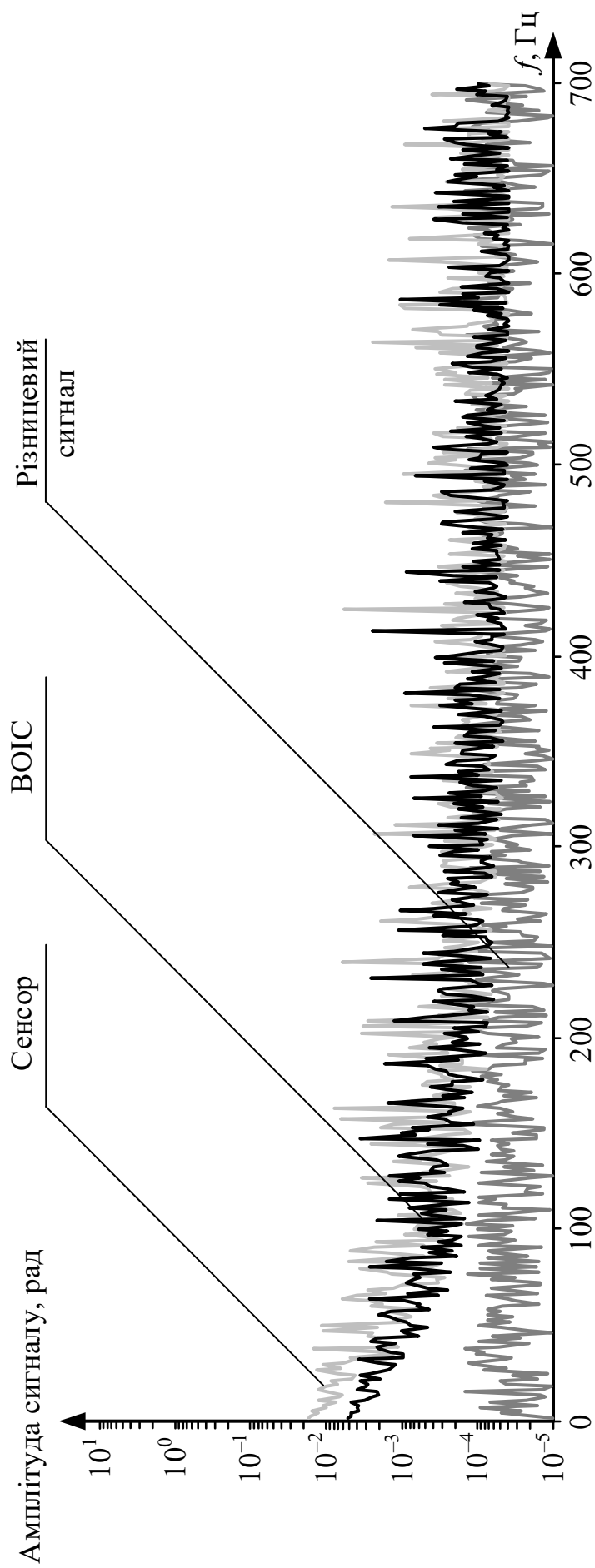


Рисунок 4.3, б – Результати моделювання функціонування способу адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання з сигналом на частоті 250 Гц

Для перевірки працездатності удосконаленого способу під час наявності фазових сигналів, до моделі включено фазовий сигнал $\varphi(t)$, який має амплітудне значення 1 рад та циклічну частоту 250 Гц, що здійснює імітацію впливу на волоконно-оптичний інтерференційний сенсор. Результати математичного моделювання удосконаленого способу адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання з сигналом на частоті 250 Гц наведено рис. 4.3. З аналізу отриманої графічної залежності можна зробити висновок, що удосконалений спосіб зменшує рівень фазових шумів в частотному діапазоні сигналів волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів. Також зазначена реалізації удосконаленого способу не вносить спотворення до фазового сигналу, що імітує зміни вихідного сигналу волоконно-оптичного інтерференційного сенсора.

На базі аналізу результатів математичного моделювання можна зробити висновок, що удосконалений спосіб адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання підвищив відношення сигнал щодо шум на 28,7 дБ, що порівняно з фазовим сигналом волоконно-оптичного сенсора у діапазоні частот від 5 до 500 Гц.

ВИСНОВКИ

Виконано аналіз базових оптичних схем волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів, а також способів обробки вихідних сигналів інтерференції. Під час аналізу розглянуто основні переваги та недоліки існуючих оптичних схем.

Виконаний аналіз параметрів інтерференційного сигналу, що впливають на характеристики волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів.

Проаналізовано причини виникнення основних перешкод і шумів, що мають місце у схемах масивів волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів, які можна розділити на джерела власних шумів, до яких відносяться фазові шуми оптичного джерела випромінювання, а також зовнішні перешкоди, які мають місце під час впливу на масив волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів.

Удосконалено спосіб адаптивної компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання в схемі волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів, під час реалізації якого необхідно забезпечення умови узгодження волоконно-оптичних інтерференційних сенсорів і компенсаційного інтерферометра.

Технічна реалізація удосконаленого способу дозволить зменшити рівень фазових шумів оптичного джерела вимірювання під час зміни значень зовнішніх дестабілізуючих факторів. Виконано теоретичне обґрунтування та моделювання роботи удосконаленого способу компенсації фазових шумів оптичного джерела випромінювання.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Shizhuo, Y. Fiber Optic Sensors / Y. Shizhuo, P.B. Ruffin, T.S. Francis. – Second Edition. – CRC Press, Taylor & Francis Group, 2008. – 494 p.
2. Udd, E. Fiber Optic Sensors: An Introduction for Engineers and Scientists / E. Udd, B. William, Jr. Spillman. – Second Edition. – John Wiley & Sons, Inc., 2011. – 506 p.
3. Окоси, Т. Волоконно-оптические датчики / Т. Окоси. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.
4. Бутусов, М.М. Волоконная оптика и приборостроение / М.М. Бутусов, С.Л. Галкин, С.П. Оробинский. – Л.: Машиностроение, 1987. – 328 с.
5. Cole, J. H. Twenty-five years of interferometric fiber optic acoustic sensors at the Naval Research Laboratory / J.H. Cole, C. Kirkendall, A. Dandridge etc // Washington Academic Science Journal. – 2004. – Vol. 90. – Issue 3. – P. 18.
6. Kirkendall, C.K. Overview of high performance fibre-optic sensing / C.K. Kirkendall, A. Dandridge // Applied Physics. – 2004. – Vol. 37. – Issue 18. – P. R197 – R216.
7. Lagakos, N. Acoustic desensitization of single-mode fibers utilizing nickel coatings / N. Lagakos etc. // Optics letters. – 1982. – Vol. 7. – Issue 9. – C. 460 – 462.
8. Dandridge, A. Zero path-length difference in fiber-optic interferometers / A. Dandridge // Journal of Lightwave Technology. – 1983. – Vol. 1. – Issue 3. – P. 514 – 516.
9. Lefevre, H.C. Fiber Optic Gyroscope / H.C. Lefevre. – London: Artech House, 1992. – 314 p.
10. Cranch, G.A. Large-scale remotely interrogated arrays of fiber-optic interferometric sensors for underwater acoustic applications / G.A. Cranch, P.J. Nash, C.K. Kirkendall // IEEE Sensors Journal, IEEE. – 2003. – Vol. 3. – Issue 1. – P. 19 – 30.

11. Digonnet, M.J.F. Acoustic Fiber Sensor Arrays / M.J.F. Digonnet // Second European Workshop on Optical Fibre Sensors. Proceedings of SPIE. – 2004. – Vol. 5502. – P. 39 – 50.

12. Nunes, L.C.S. FBG sensor multiplexing system based on the TDM and fixed filters approach / L.C.S. Nunes, B.S. Olivieri, C.C. Kato etc // Sensors and actuators. A, Physical. – 2007. – Vol. 138. – P. 341 – 349.

13. Варжель, С.В. Запись брэгговских решеток в двулучепреломляющем оптическом волокне одиночным 20–нс импульсом эксимерного лазера / С.В. Варжель., А.В. Куликов, И.К. Мешковский и др. // Оптический журнал. – 2012. – Т. 79. – № 4. – С. 85 – 88.

14. Saijyou, K. Fiber Bragg grating hydrophone with polarization-maintaining fiber for mitigation of polarization-induced fading / K. Saijyou etc // Acoustical Science and Technology. – 2012. – Vol. 33. – Issue 4. – P. 239 – 246.

15. Wanser, K.H. Remote polarization control for fiber-optic interferometers / K.H. Wanser, N.H. Safar // Optics letters. – 1987. – Vol. 12. – Issue 3. – P. 217 – 219.

16. Jiang, P. Crosstalk reduction and demodulation stability promotion in inline fiber Fabry–Pérot sensor array using phase generated carrier scheme / P. Jiang etc // Journal of Lightwave Technology. – 2016. – Vol. 34. – Issue 3. – P. 1006 – 1014.

17. Lavrov, V.S. Experimental investigation of the thin fiber-optic hydrophone array based on fiber Bragg gratings / V.S. Lavrov etc. // Optical Fiber Technology. – 2017. – Vol. 34. – P. 4751.

18. Blotekjaer, K. Fundamental noise sources that limit the ultimate resolution of fiber optic sensors / K. Blotekjaer // SPIE. – 1998. – Vol. 3555 – P. 1 – 12.

19. Jackson, D.A. Measurement of small phase shifts using a single-mode optical-fiber interferometer / D.A. Jackson, A. Dandridge, S.K. Sheem // Optics Letters. – 1980. – Vol. 5. – Issue 4. – P. 139 – 141.

20. Dandridge, A. Phase compensation in interferometric fiber-optic sensors / A. Dandridge, A.B. Tveten // Optics letters. – 1982. – Vol. 7. – Issue 6. – P. 279 – 281.

21. Dandridge, A.D. Performance of 3 x 3 couplers in fiber optic sensor systems / A.D. Dandridge etc // Tenth International Conference on Optical Fibre Sensors. – International Society for Optics and Photonics. – 1994. – Vol. 2360. – P. 549 – 553.

22. Koo, K.P. Passive stabilization scheme for fiber interferometers using (3×3) fiber directional couplers / K.P. Koo, A.B. Tveten, A. Dandridge // Applied Physics Letters. – 1982. – Vol. 41. – Issue 7. – P. 616 – 618.

23. Chojnacki, M. Unbalanced Michelson's interferometer as a fiber optic distributed sensor of external signals / M. Chojnacki, M. Szustakowski, M. Zyczkowski // Optical Sensing for Public Safety, Health, and Security. – International Society for Optics and Photonics, 2001. – Vol. 4535. – P. 205 – 213.

24. Cameron, C.B. A symmetric analogue demodulator for optical fiber interferometric sensors / C.B. Cameron, R.M. Keolian, S.L. Garrett // Proceedings of the 34th Midwest Symposium on Circuits and Systems. – 1991. – P. 666 – 671.

25. Chiu, B. Digital demodulation for passive homodyne optical fiber interferometry based on a 3 by 3 coupler / B. Chiu, M.C. Hastings // Fiber Optic and Laser Sensors XII. International Society for Optics and Photonics. – 1994. – Vol. 2292. – P. 371 – 383.

26. Todd, M.D. Improved, operationally-passive interferometric demodulation method using 3/spl times/3 coupler / M.D. Todd, M. Seaver, F. Bucholtz // Electronics Letters. – 2002. – Vol. 38. – Issue 15. – P. 784 – 786.

27. Kersey, A.D. Passive laser phase noise suppression technique for fiber interferometers / A.D. Kersey, T.A. Berkoff // Fiber Optic and Laser Sensors VIII. International Society for Optics and Photonics. – 1991. – Vol. 1367. – P. 310 – 319.

28. Christian, T.R. Real-time analog and digital demodulator for interferometric fiber optic sensors / T.R. Christian, P.A. Frank, B.H. Houston // Smart Sensing, Processing, and Instrumentation. – International Society for Optics and Photonics. – 1994. – Vol. 2191. – P. 324 – 337.

29. Dandridge, A. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier / A. Dandridge, A.B. Tveten, T.G. Giallorenzi // IEEE

Transactions on microwave theory and techniques. – 1982. – Vol. 30. – Issue 10. – P. 1635 – 1641.

30. Wang, L. The arctangent approach of digital PGC demodulation for optic interferometric sensors / L. Wang etc // International Society for Optics and Photonics. – 2006. – Vol. 6292. – P. 62921E.

31. He, J. High performance wavelength demodulator for DFB fiber laser sensor using novel PGC algorithm and reference compensation method / J. He etc // International Society for Optics and Photonics. – 2011. – Vol. 7753. – P. 775333.

32. He, J. An ameliorated phase generated carrier demodulation algorithm with low harmonic distortion and high stability / J. He etc // Journal of Lightwave Technology. – 2010. – Vol. 28. – Issue 22. – P. 3258 – 3265.

33. Tong, Y. Improved phase generated carrier demodulation algorithm for eliminating light intensity disturbance and phase modulation amplitude variation / Y. Tong etc // Applied optics. – 2012. – Vol. 51. – Issue 29. – P. 6962 – 6967.

34. Wu, B. Optimized phase generated carrier (PGC) demodulation algorithm insensitive to C value / B. Wu etc // International Society for Optics and Photonics. – 2015. – Vol. 9655. – P. 96550C.

35. Liokumovich, L. Signal detection algorithms for interferometric sensors with harmonic phase modulation: distortion analysis and suppression / L. Liokumovich etc // Applied optics. – 2017. – Vol. 56. – Issue 28. – P. 7960 – 7968.

36. Peng, F. An improved fixed phased demodulation method combined with phase generated carrier (PGC) and ellipse fitting algorithm / F. Peng etc // Optical Sensors and Applications. – International Society for Optics and Photonics. – 2015. – Vol. 9620. – P. 96200S.

37. Plotnikov, M.Y. Thin cable fiber-optic hydrophone array for passive acoustic surveillance applications / M.Y. Plotnikov etc // IEEE Sensors Journal. – 2019. – Vol. 19. – Issue 9. – P 3376 – 3382.

ДОДАТОК А

Охорона праці та безпека під час надзвичайних ситуацій на підприємстві

До приміщення науково-дослідного відділу та організації робочого місця з обліком шкідливих виробничих факторів пред'являється ряд вимог. Приміщення, в якому знаходиться робоче місце з персональним комп'ютером, повинно мати природне освітлення, бажано з однобічним розміщенням світових прорізів, площа осклянілості яких не повинна перевищувати 25 % від площі стіни світових прорізів. Віконні прорізи в приміщенні з персональним комп'ютером повинні мати регульовані жалюзі чи занавіски або інші сонцезахисні пристрої. Не допускається розташування робочих місць з персональним комп'ютером у підвальних і цокольних поверхах. Робочі місця з персональними комп'ютерами рекомендується розміщувати в окремих приміщеннях. Площа на одного працюючого з персональним комп'ютером повинна складати 6 м², об'єм – 20 м³. Неприпустиме розташування персонального комп'ютера, під час якого працюючий звернений обличчям або спиною до вікон чи кімнати задньої частини персонального комп'ютера, де монтуються вентилятори.

Забороняється застосовувати для обробки інтер'єра приміщень з персональними комп'ютерами полімерні матеріали (дерев'яностружечні плити, шпалери, що миються, плівкові та рулоні синтетичні матеріали, шаруватий паперовий пластик та ін.), що виділяються в повітря шкідливі хімічні речовини, що перевищують гранично допустимі концентрації, не включені до «Переліку дозволених, МЗ» 1977-1985 р.

У лабораторії вимірювальної техніки та науково-дослідної роботи робочі місця з персональними комп'ютерами розташовані від стіни з вікнами на відстані 1 м, відстань між столами 3 м. Екрани моніторів знаходяться від очей користувача на відстані 700 мм відповідно до СН 512-78, приміщення ($S=21 \text{ м}^2$, $V=73,5 \text{ м}^3$) дозволяє розташовувати більше 3 робочих місця.

Робочі місця в положенні сидячі відповідають вимогам ДСТ 12.2.032 – 78 та ДСТ 12.2.029 – 77. Поверхня робочого столу знаходиться на висоті 0,75 м від підлоги, розміри робочої поверхні стільниці складають 1050x590 міліметрів, розміри вільного простору для ніг під столом складає висота 650, глибина 550, ширина 450 міліметрів, відповідно. Робочий стілець оснащений підйомно-поворотним пристроєм, що забезпечує регуляцію висоти сидіння та спинки, пневматичним і гідравлічними амортизаторами та обладнанні підлокітниками.

А.1 Мікроклімат робочого місця

У приміщенні науково-дослідного відділу є джерела тепловиділення, тому необхідно визначити необхідні умови його вентильовання. Витрати повітря в приміщенні з додатковим тепловиділенням визначаються за формулою:

$$L = \frac{Q_{\text{НАД}}}{c \cdot p \cdot (t_{\text{В}} - t_{\text{Н}})}, \quad (\text{A.1})$$

де $Q_{\text{НАД}}$ – надлишкове виділення тепла в робочому приміщенні, ккал/год.;

c – теплоємність повітря (0,237 ккал/кг);

p – об'ємна вага повітря (1,226 кг/м³);

$t_{\text{В}}$ – температура витяжного повітря (30°C);

$t_{\text{Н}}$ – температура приточного повітря (20°C).

Розраховується надлишкове надходження тепла за формулою:

$$Q_{\text{НАД}} = Q_{\text{УСТ}} + Q_{\text{ПЕР}} + Q_{\text{ОСВ}} + Q_{\text{СР}}, \quad (\text{A.2})$$

де $Q_{\text{уст}}$ – виділення тепла від устаткування;

$Q_{\text{пер}}$ – виділення тепла від персоналу;

$Q_{\text{осв}}$ – надходження тепла від електричного освітлення;

$Q_{\text{ср}}$ – надходження тепла від сонячної радіації через вікна.

Визначається виділення тепла від устаткування за формулою:

$$Q_{\text{уст}} = P \cdot K_a \cdot K_6 \cdot 860, \quad (\text{A.3})$$

де P – сумарна потужність устаткування, кВт/год;

K_a – коефіцієнт установленної потужності (0,95);

K_6 – коефіцієнт одночасної роботи (1,0).

$$\begin{aligned} Q_{\text{уст}} &= [x_1 \cdot k_1 + x_2 \cdot k_2 + x_3 \cdot k_3 + x_4 \cdot k_4 + x_5 \cdot k_5 + x_6 \cdot k_6 + x_7 \cdot k_7 + \\ &+ x_8 \cdot k_8 + x_9 \cdot k_9] \cdot K_a \cdot K_6 \cdot 860 = \\ &= [1 \cdot 0,5 + 1 \cdot 0,1 + 1 \cdot 0,07 + 2 \cdot 0,4 + 1 \cdot 0,06 + 1 \cdot 0,05 + 1 \cdot 0,6 + 4 \cdot 0,15 + \\ &+ 1 \cdot 3,5] \cdot 0,95 \cdot 1 \cdot 860 = 5131 \text{ ккал/год.} \end{aligned}$$

Визначається виділення тепла від обслуговуючого персоналу за допомогою формули:

$$Q_{\text{пер}} = n \cdot g = 2 \cdot 100 = 200 \text{ ккал/год,} \quad (\text{A.4})$$

де n – кількість працюючих;

g – кількість тепла, що виділяє один працівник за годину (100 ккал/год.).

Визначається надходження тепла від електричного освітлення за формулою:

$$Q_{\text{осв}} = E_m \cdot g_l \cdot S = 300 \cdot 0,05 \cdot 21 = 315 \text{ ккал/год,} \quad (\text{A.5})$$

де E_M – нормована освітленість для зорової роботи, величина якої дорівнює 300 лк;

g_1 – питома тепловиділення на 1 м² підлоги під час освітленості в 1 лк (для люмінесцентних ламп – 0,05 ккал/год.);

S – площа приміщення, м².

Визначається надходження тепла від сонячної радіації через вікна за формулою:

$$Q_{CP} = F \cdot g_2 \cdot K_{OCL} = 7,5 \cdot 65 \cdot 0,4 = 195 \text{ ккал/год}, \quad (A.6)$$

де F – площа віконних прорізів (3 x 2,5=7,5 м²);

g_2 – кількість тепла, що надходить через 1 м² віконного прорізу (65 ккал/год.);

K_{OCL} – коефіцієнт ослаблення, приймається 0,4.

Визначається кількість надлишкового тепла:

$$Q_{HAД} = Q_{УСТ} + Q_{ПЕР} + Q_{ОСВ} + Q_{CP} = 5131 + 200 + 315 + 195 = 5841 \text{ ккал/год.}$$

Визначаються витрати повітря в приміщенні:

$$L = \frac{Q_{HAД}}{c \cdot p \cdot (t_B - t_H)} = \frac{5848}{0,237 \cdot 1,226 \cdot (30 - 20)} = 2010 \text{ м}^3 / \text{год.}$$

Існуюча в наявності система кондиціонування та вентилявання має продуктивність 2200 м³/год., що задовольняє необхідним нормативам.

Параметри мікроклімату на робочих місцях регламентуються ДНАОП 0.03.3.15 – 86 «Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень № 4088–86». Відповідно доданих санітарних норм температура повітря, швидкість руху повітря та відносна вологість у холодні періоди року повинна складати

(22 – 24) градуса за Цельсієм, 0,1 метра в секунду та (40 – 60) %, відповідно. Під час збереження всіх параметрів можливе коливання температури від 21 до 25 градусів Цельсія. У теплі періоди року температура повітря повинна складати (23 – 25) градусів Цельсія, швидкість руху повітря (0,1 – 0,2) метрів в секунду, вологість (40 – 60) %. Температура може коливатися від 22 до 26 градусів Цельсія під час збереження всіх інших параметрів мікроклімату. Вище зазначені норми цілком відповідають фактичним даним приміщення лабораторії вимірювальної техніки та науково-дослідним відділом.

А.2.2 Розрахунок системи загального рівномірного освітлення з лампами розжарювання для приміщення, в якому використовуються зорові роботи високої точності

Розміри приміщення: довжина ($a=6$ м), ширина ($b=3,5$ м), висота ($H=3,5$ м). Приміщення має світлу побілку: коефіцієнт відбиття $P_{\text{стелі}} = 70$ %, $P_{\text{стін}} = 50$ %. Висота робочих поверхонь (столів) $h_p = 0,7$ м. Для освітлення прийнято світильники типу УПМ-15, що розташовано на стелі, відстань від світильника до стелі $h_c = 0,4$ м. Мінімальна освітленість за нормами $E=200$ лк.

1) Визначається висота підвісу світильників над підлогою:

$$h_0 = H - h_c = 3,5 - 0,4 = 3,1 \text{ м.}$$

Для світильників загального освітлення з лампами розжарювання потужністю до 200 Вт мінімальна висота підвісу над підлогою відповідно до СНІП П-4-79 повинна бути в межах (2,5 – 4,0) м, залежно від характеристики світильника. Освітлення лабораторії вимірювальної техніки та науково-дослідного відділу відповідає цій вимозі.

2) Визначається висота підвісу світильника над робочою поверхнею:

$$h = h_0 - h_p = 3,1 - 0,7 = 2,4 \text{ м.}$$

Рівномірність освітлення досягається під час відповідного співвідношення відстані між світильниками (L) та висоти їх підвісу (h).

3) Визначається рекомендована відстань між світильниками:

$$L = 0,7 \cdot h = 0,7 \cdot 2,4 = 1,68 \text{ м.}$$

4) Розраховується необхідна кількість світильників:

$$N = \frac{a \cdot b}{L^2} = \frac{6 \cdot 3,5}{1,68^2} = 7,4.$$

Приймається 8 світильників, з обліком розмірів приміщення вони розташовуються у два ряди по 4 штуки.

5) Світловий потік лампи світильника ($\Phi_{\text{л}}$) визначається за формулою:

$$\Phi_{\text{л}} = \frac{E \cdot K_3 \cdot S \cdot Z}{N \cdot n \cdot \eta},$$

де E – нормативна освітленість, лк;

K_3 – коефіцієнт запасу, який враховує зниження освітленості в результаті забруднення та старіння ламп;

S – площа приміщення, що освітлюється, м²;

Z – коефіцієнт нерівномірності освітлення для ламп розширювання (1,15);

N – кількість світильників;

n – кількість ламп у світильнику;

η – коефіцієнт використання світового потоку, що визначається за

світлотехнічними таблицями залежно від показника приміщення (i) та коефіцієнтів відбиття стін і стелі.

6) Визначається показник приміщення:

$$i = \frac{a \cdot b}{h \cdot (a + b)} = \frac{6 \cdot 3,5}{3,5 \cdot (6 + 3,5)} = 2,21.$$

Коефіцієнт використання $\eta = 0,48$ для світильника УПМ-15 ($i = 2,5$, $P_{\text{стелі}} = 70\%$, $P_{\text{стін}} = 50\%$)

Світловий потік одного світильника, а значить і лампи, оскільки за конструктивним виконанням у світильнику цього типу встановлена лише одна лампа, дорівнює:

$$\Phi_{\text{л}} = \frac{E \cdot S \cdot Z}{N \cdot n \cdot \eta} = \frac{200 \cdot 21 \cdot 1,15}{6 \cdot 1 \cdot 0,48} = 1677 \text{ лм.}$$

9) обирається лампа Б-150 потужністю 150 Вт, світловий потік якої дорівнює 2000 лм. Хоча це значення на 19,2 % більше розрахованого, проте не перевищує встановлену норму ($-0\% < \Phi_{\text{л}} < +20\%$). Сумарна електрична потужність усіх світильників, встановлених у приміщенні становить:

$$P_{\text{св}} = P \cdot N = 150 \cdot 8 = 1200 \text{ Вт.}$$