

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 наземної навігації
транспортів»

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

спеціальності 171 Електроніка
(шифр і назва спеціальності)

_____ Солопихін В'ячеслав Сергійович

(прізвище та ініціали)

(підпис)

Керівник професор кафедри ЕТ, д.т.н., проф. _____ Анатолій ЗОПІ
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Рецензент зав. кафедри ЕЛІН, к.т.н., доц. _____ Олександр КОЛЛАРОВ
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Рецензент в.о. зав. кафедри АТ, к.т.н., доц. _____ Валерій ПОЦЕПАСВ
(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 наземної навігації транспорту»

Спецчастина: _____

Виконавець, студент

гр. ЕЛТм – 21

В'ячеслав СОЛОПІХІН

(підпис, дата, Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

Керівник

Анатолій ЗОРІ

(підпис, дата, Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

Консультанти:

Олександр ВОВНА

(підпис, дата, Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

Анатолій ЗОРІ

(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

Солопін В'ячеслав Сергійович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) Розробка та дослідження електронної системи наземної навігації транспорту

керівник проекту (роботи) Зорі Анатолій Анатолійович, д.т.н., проф.

(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	проф. каф. ЕТ, д.т.н., проф. Зорі А.А.		
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 характеристик і параметрів гіроскопа для наземної навігації транспорту		
2	Розробка математичної моделі волоконно-оптичного гіроскопа з обліком впливу дестабілізуючих факторів		
3	Удосконалення способу розширення вимірювального діапазону волоконно-оптичного гіроскопа		
4	Обґрунтування структурної схеми електронної системи наземної навігації транспорту		
5	Додаток А – Охорона праці та безпека під час надзвичайних ситуацій на підприємстві		

Студент

_____ **В'ячеслав СОЛОПІХІН**
(підпис) (Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

Керівник роботи

_____ **Анатолій ЗОРІ**
(підпис) (Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

ЛИСТ ЗАУВАЖЕНЬ

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

АНОТАЦІЯ

Солопихін, В.С. Розробка та дослідження електронної системи наземної навігації транспорту / Випускна кваліфікаційна робота на здобуття освітнього ступеня «магістр» зі спеціальності 171 Електроніка. – ДВНЗ «ДонНТУ», Луцьк, 2022.

Пояснювальна записка: 82 стор., 28 рис., 1 табл., 38 посилань.

Отримав подальшого розвитку спосіб компенсації виникнення хибного фазового зсуву у вихідному сигналі гіроскопа, що базується на безперервному використанні функції когерентності оптичного джерела та чотирьох ступеневої схеми фазової модуляції.

Удосконалено спосіб компенсації зміни коефіцієнта модуляції від температурного дрейфу, який базується на використанні чотирьох ступеневої схеми фазової модуляції, що дає змогу усунути вплив кутової швидкості на результати вимірювання лінійних і кутових переміщень.

Розроблено алгоритм формування сигналу компенсації вихідного сигналу від зміни температури, а також від кутової швидкості, значення якої також визначається волоконно-оптичним гіроскопом.

Розроблено апаратно-програмну реалізацію удосконаленого способу компенсації виникнення хибного фазового зсуву, що дозволило в два рази розширити межі однозначності під час роботи волоконно-оптичного гіроскопа.

Ключові слова: система навігації, гіроскоп, оптична схема, інтерферометр, спосіб компенсації, шум, температура, регулятор.

ABSTRACT

Solopikhin, V.S. Development and research of the electronic system of land navigation of transport / Graduation qualification work for obtaining an educational degree 'Master' in specialty 171 Electronics. – SHEI 'DonNTU', Lutsk, 2022.

Explanatory note: 82 p., 28 fig., 1 table, 38 references.

The method of compensating the occurrence of a false phase shift in the output signal of the gyroscope, which is based on the continuous use of the coherence function of the optical source and a four-stage phase modulation scheme, received further development.

The method of compensating the change in the modulation coefficient due to temperature drift has been improved, which is based on the use of a four-stage phase modulation scheme, which makes it possible to eliminate the influence of angular velocity on the results of measuring linear and angular displacements.

A signal formation algorithm for compensation of the output signal from temperature changes, as well as from angular velocity, the value of which is also determined by a fiber-optic gyroscope, has been developed.

A hardware and software implementation of an improved method of compensating the occurrence of a false phase shift was developed, which made it possible to expand the limits of unambiguity during the operation of a fiber-optic gyroscope by two times.

Key words: navigation system, gyroscope, optical circuit, interferometer, compensation method, noise, temperature, regulator.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	9
1 АНАЛІЗ ХАРАКТЕРИСТИК І ПАРАМЕТРІВ ГІРОСКОПА ДЛЯ НАЗЕМНОЇ НАВІГАЦІЇ ТРАНСПОРТУ.....	12
1.1 Аналіз принципу роботи волоконно-оптичних гіроскопів.....	12
1.1.1 Аналіз структури інтерферометра Сан'яка.....	12
1.1.2 Застосування допоміжної модуляції в інтерферометрі.....	13
1.1.3 Волоконно-оптичних гіроскоп зі закритим контуром.....	16
1.2 Функціонування волоконно-оптичного гіроскопу в розширеному вимірювальному діапазоні.....	20
1.2.1 Неоднозначність вихідного сигналу гіроскопа.....	21
1.2.2 Забезпечення регулювання параметрів волоконно-оптичного гіроскопа.....	25
2 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНОГО ГІРОСКОПА З ОБЛІКОМ ВПЛИВУ ДЕСТАБІЛІЗУЮЧИХ ФАКТОРІВ...	27
2.1 Розробка функціональної схеми волоконно-оптичного гіроскопа.....	27
2.2 Облік впливу зміни температури на характеристики гіроскопа.....	30
2.3 Аналіз способів компенсації температурного дрейфу гіроскопа.....	32
2.4 Висновки.....	45
3 УДОСКОНАЛЕННЯ СПОСОБУ РОЗШИРЕННЯ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ДІАПАЗОНУ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНОГО ГІРОСКОПА.....	47
3.1 Розробка чисельної моделі волоконно-оптичного гіроскопа.....	47
3.2 Розробка алгоритму формування сигналу модуляції гіроскопа.....	48
3.3 Висновки.....	55
4 ОБҐРУНТУВАННЯ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ЕЛЕКТРОННОЇ СИСТЕМИ НАЗЕМНОЇ НАВІГАЦІЇ ТРАНСПОРТУ.....	56
4.1 Розробка структурної схеми електронної системи з корекцією нелінійної передавальної характеристики інтерферометра.....	56

4.2 Розробка заходів для компенсації затримки регулювання.....	61
4.3 Висновки.....	69
ВИСНОВКИ.....	70
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	72
ДОДАТОК А – Охорона праці та безпека під час надзвичайних ситуаціях на підприємстві.....	76

ВСТУП

Актуальність теми. У теперішній час істотно розширюється сфера застосування пристроїв позиціювання та навігаційних систем, що потребує розробки на удосконалення інформаційно-вимірювальних систем за рядом їх параметрів і характеристик. Доволі жорсткі вимоги висуваються до метрологічних параметрів, а також експлуатаційних характеристик сенсорів кутового та лінійного переміщення, які є невід'ємною частиною систем навігації. Одним з перспективних високоточних сенсорів кутового переміщення є гіроскоп на базі інтерферометра Сан'яка.

У зазначеного волоконно-оптичного гіроскопа є ряд переваг у порівнянні з його механічними аналогами, а також з іншими оптико-електронними гіроскопами на базі лазерної техніки. До переваг волоконно-оптичного гіроскопа можна віднести доволі високу величину чутливості, що має місце в значному діапазоні кутової швидкості, лінійність характеристики перетворення, високе значення швидкодії, простота виготовлення та ін.

У останні роки досягнуто доволі значні успіхи в створенні гіроскопів для систем навігації, проте виникає доволі значні проблеми, які обумовлено принциповими особливостями електронної схеми на базі інтерферометра Сан'яка, а також складністю апаратної реалізації таких систем. Так, для отримання високого значення чутливості волоконно-оптичного гіроскопа необхідно істотно збільшити довжину оптичного кола, що є причиною зменшення однозначності під час визначення інтерференційного відгуку. Збільшення довжини оптичного кола призводить до утворення значних похибок фазового зсуву під час роботи навігаційної систем.

Під час аналізу існуючих рішень виявлено, що у переважної більшості випадків необхідно зробити удосконалення процесу обробки вимірювальної інформації, що дасть змогу ефективно розв'язувати такі завдання, тому зазначений підхід отримав розповсюдження в інженерній практиці.

Мета та завдання дослідження. Метою роботи є підвищення точності роботи волоконно-оптичного гіроскопа та його експлуатаційних характеристик для наземної навігації транспорту.

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

- виконати аналіз характеристик і параметрів гіроскопа для наземної навігації транспорту;
- розробити математичну модель волоконно-оптичного гіроскопа з обліком впливу дестабілізуючих факторів;
- удосконалити спосіб розширення вимірювального діапазону волоконно-оптичного гіроскопа;
- обґрунтувати структурну схему електронної системи наземної навігації транспорту.

Об'єкт дослідження: процеси, що протікають у вимірювальному каналі волоконно-оптичного гіроскопа для навігації наземного транспорту.

Предмет дослідження: методи та засоби підвищення точності вимірювання навігаційних параметрів наземного транспорту.

Методи дослідження базуються на положеннях теорії випадкових процесів, теорії вірогідності та математичної статистики, теорії вимірювальних оптико-електронних систем, планування експерименту, математичного моделювання.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Отримав подальшого розвитку спосіб компенсації виникнення хибного фазового зсуву у вихідному сигналі гіроскопа, що базується на безперервному використанні функції когерентності оптичного джерела та чотирьох ступеневої схеми фазової модуляції.

2. Удосконалено спосіб компенсації зміни коефіцієнта модуляції від температурного дрейфу, який базується на використанні чотирьох ступеневої схеми фазової модуляції, що дає змогу усунути вплив кутової швидкості на результати вимірювання лінійних і кутових переміщень.

Практичне значення одержаних результатів.

1. Розроблено алгоритм формування сигналу компенсації вихідного сигналу від зміни температури, а також від кутової швидкості, значення якої також визначається волоконно-оптичним гіроскопом.

2. Розроблено апаратно-програмну реалізацію удосконаленого способу компенсації виникнення хибного фазового зсуву, що дозволило в два рази розширити межі однозначності під час роботи волоконно-оптичного гіроскопа.

Особистий внесок здобувача. Основні положення та результати випускної кваліфікаційної роботи магістра одержані автором самостійно. Автором особисто: виконано аналіз характеристик і параметрів гіроскопа для наземної навігації транспорту; розроблено математичну модель волоконно-оптичного гіроскопа з обліком впливу дестабілізуючих факторів; удосконалено спосіб розширення вимірювального діапазону волоконно-оптичного гіроскопа; обґрунтовано структурну схему електронної системи наземної навігації транспорту.

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 82 сторінки машинописного тексту, зокрема 75 сторінок основного тексту, 28 рисунків, 1 таблиця та список використаних джерел із 38 найменувань.

1 АНАЛІЗ ХАРАКТЕРИСТИК І ПАРАМЕТРІВ ГІРОСКОПА ДЛЯ НАЗЕМНОЇ НАВІГАЦІЇ ТРАНСПОРТУ

1.1 Аналіз принципу роботи волоконно-оптичних гіроскопів

1.1.1 Аналіз структури інтерферометра Сан'яка

Ефект, який відкрив Жорж Сан'як у 1913 році, базується на тому, що утворюється приріст фазового зсуву $\Delta\Phi_R$, який має місце між двома променями світла, що зустрічно між собою обходять інтерферометр, який має форму кільця з площею S , а зазначені світлові промені мають ненульове значення кутової швидкості Ω [1, 2]:

$$\Delta\Phi_R = \Omega \cdot \frac{8 \cdot \pi \cdot S}{c \cdot \lambda}, \quad (1.1)$$

де S – площа кругового інтерферометра Сан'яка;

c – швидкість світла;

λ – довжина хвилі оптичного випромінювання;

Ω – кутова швидкість;

$\Delta\Phi_R$ – приріст фазового зсуву між двома променями світла;

Волоконно-оптичний гіроскоп на базі інтерферометра Сан'яка виготовляють у вигляді замкнутого контуру з багатьма витками, довжина волокна цього контуру складає L , а його діаметр дорівнює D . Співвідношення для визначення приросту фазового зсуву для цієї конструкції матиме вигляд:

$$\Delta\Phi_R = \Omega \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot D \cdot L}{c \cdot \lambda}. \quad (1.2)$$

Структурну схему волоконно-оптичного гіроскопа на баз інтерферометра Сан'яка наведено на рис. 1.1. Під час розробки інтерферометра Сан'яка необхідно дотримуватися принципу взаємності: підвищення якості інтерференційної картини можна отримати, якщо підвищити ступінь ідентичності шляхів, за якими розповсюджуються оптичні промені. Для дотримання цієї важливої умови необхідно до складу оптичної схеми гіроскопа ввести поляризатор та одномодове волокно, що дасть змогу забезпечити модову фільтрацію.

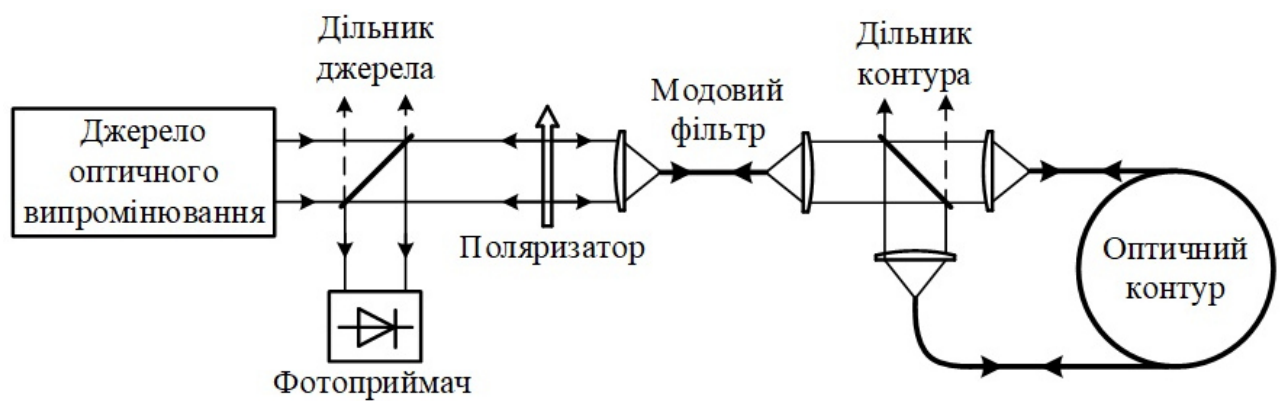


Рисунок 1.1 – Структурна схема волоконно-оптичного гіроскопа на баз інтерферометра Сан'яка

1.1.2 Застосування допоміжної модуляції в інтерферометрі

Волоконно-оптичний гіроскоп на базі інтерферометра Сан'яка, якщо використана мінімальна необхідна кількість блоків, має достатньо велику кількість недоліків. Одним з найважливіших недоліків є низька величина чутливості щодо зміни фази під час дії невеликої швидкості обертання. Максимальне значення інтерференційної функції має практично нульове значення коефіцієнт нахилу. Для збільшення величини чутливості координати робочої точки інтерферометра Сан'яка зсувають до лінійної ділянки функції зі застосуванням додаткової фазової модуляції [2, 3].

Фазовий модулятор розташовано на одному з кінців волоконно-

оптичного контуру, як наведено на рис. 1.2, а. Якщо застосовується таке схемне рішення, то кожний зі світлових променів має однакове значення фазового зсуву $\Phi_b(t)$, а затримка у часі дорівнює значенню τ . Отже, значення оптичної потужності P на вході фотоприймального пристрої можна розрахувати за такою функціональною залежністю:

$$P(\Delta\Phi_R, t) = P_0 \cdot (1 + \cos(\Phi_b(t) - \Phi_b(t - \tau) + \Delta\Phi_R(t))), \quad (1.3)$$

де P_0 – величина максимальної оптичної потужності інтерференції.

Зазвичай, як сигнал зсуву застосовується імпульсний прямокутний сигнал, шпаруватість якого дорівнює 2, а частота $f = (0,5 \cdot \tau - 1)$ Гц. Під час цього, діапазон зміни сигналу вибирають в межах від $0,5 \cdot \pi$ до $0,75 \cdot \pi$ рад. У зазначеному діапазоні можна отримати оптимальне значення відношення сигналу до шум, якщо має місце лінійність відгуку [2]. Якщо амплітуда сигналу зсуву дорівнює $0,5 \cdot \pi$ рад, то величину оптичної потужності можна визначити за такою функціональною залежністю:

$$P(\Delta\Phi_R) = P_0 \cdot (1 \pm \sin(\Delta\Phi_R)); \quad (1.4)$$

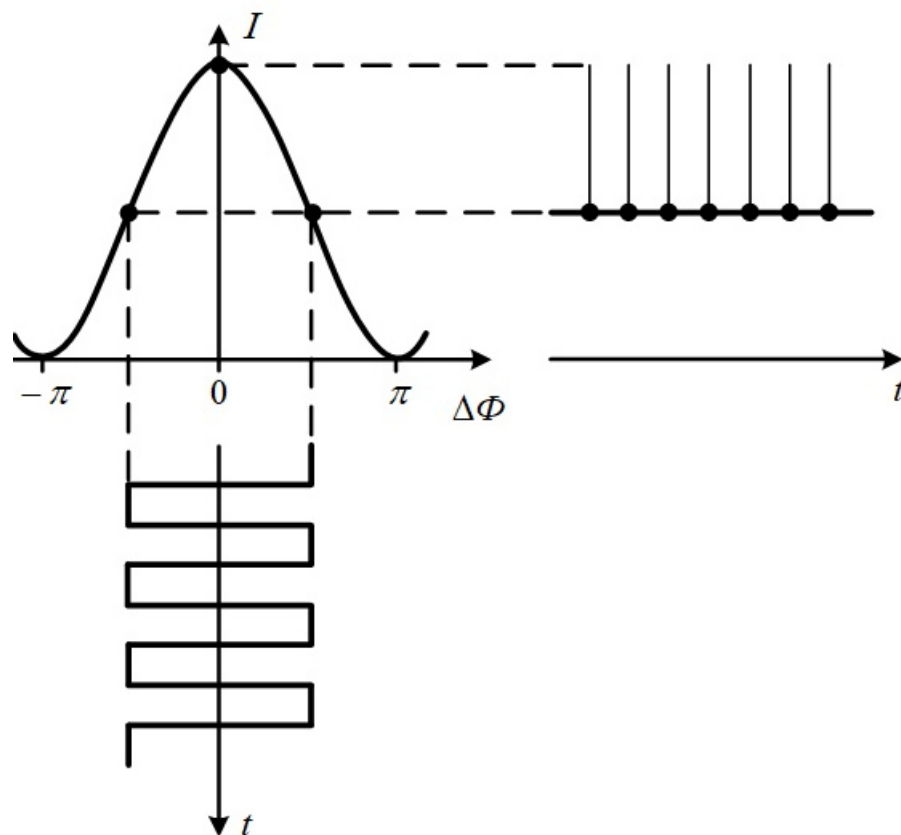
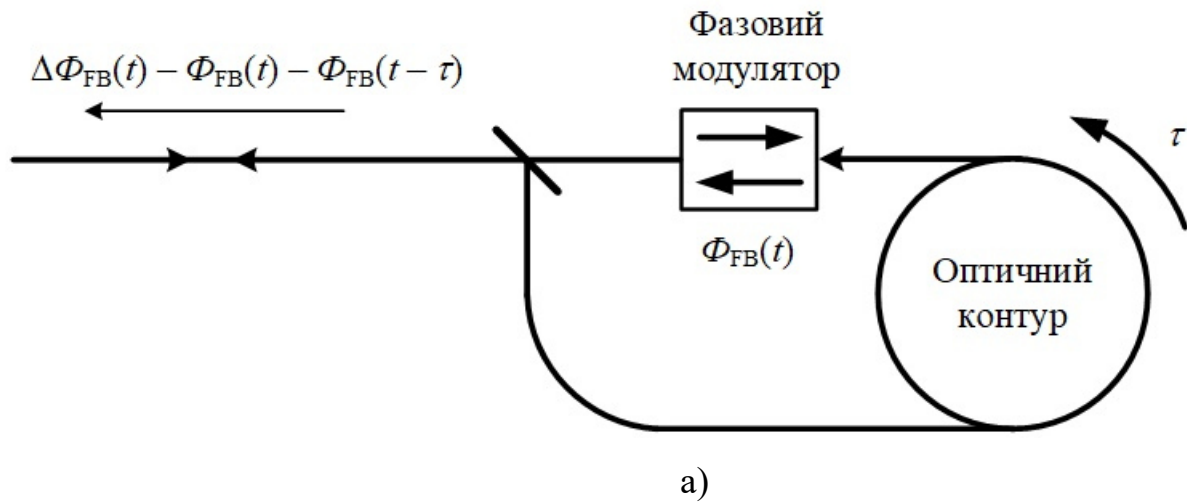
$$P(\Delta\Phi_R) \approx P_0 \cdot (1 \pm \Delta\Phi_R), \quad (1.5)$$

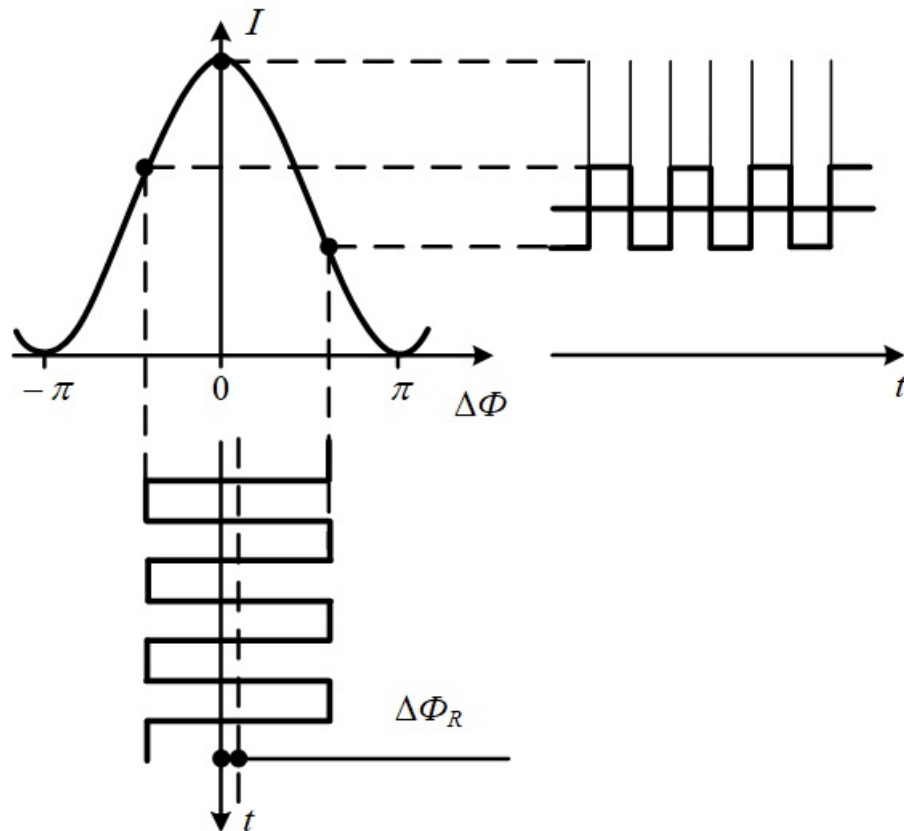
якщо $\Delta\Phi_R \approx 0$.

Якщо має місце невелике значення кутової швидкості, то відгук інтерферометра Сан'яка можна описати лінійною функціональною залежністю від зміни $\Delta\Phi_R$. Якщо значення кутової швидкості дорівнює нулю, то рівні $P(\Delta\Phi_R)$, які відповідають протилежним величинам сигналу зсуву $\Phi_b(t)$, дорівнюють між собою (див. рис. 1.2,б). У всіх інших випадках вихідний сигнал представлено послідовністю імпульсів з амплітудою, величина якої є

пропорційною за значення кутової швидкості (див. рис. 1.2, в).

Одним з різновидів сигналу зсуву можна застосовувати чотирьохтактний сигнал модуляції, у якого важливою відмінністю є подвоєне значення несучої частота, що дорівнює $f = (\tau - 1)$ Гц. Цей сигнал є основою для великої кількості модифікацій та удосконалень схемотехнічних рішень волоконно-оптичного гіроскопа [4 – 7].





в)

Рисунок 1.2 – Формування вихідного сигналу волоконно-оптичного гіроскопа під час застосування модуляції зсуву з амплітудою $\pm 0,25 \cdot \pi$ рад: схема фазового модулятора (а); форма вихідного сигналу, якщо має місце нульове значення кутової швидкості (б), а також під час ненульового значення кутової швидкості (в)

1.1.3 Волоконно-оптичних гіроскоп зі закритим контуром

Функціональна залежність інтерференції не є лінійною, тому застосування сигналу зсуву забезпечує лінійність відгуку тільки в деяких межах величини $\Delta\Phi_R$. Якщо величина $\Delta\Phi_R$ знаходиться поз діапазоном від $-\pi$ до π рад, то має місце неоднозначність у вихідному сигналі інтерферометра Сан'яка, що пояснюється періодичним характером функції відгуку.

Для удосконаленням електронної частини вимірювального блоку

необхідно ввести до її складу негативний зворотній зв'язок, завдяки якому здійснюється стабілізація значень координат робочої точки на лінійній ділянці функції інтерференції.

Однією з реалізацій цієї схеми є волоконно-оптичний гіроскоп зі закритим контуром та застосуванням серодинної модуляцією (Digital Serrodyne Closed-Loop FOG) [8 – 11]. До фазового модулятора разом з сигналом зсуву $\Phi_b(t)$ подають компенсаційний сигнал $\Delta\Phi_{FB}$ для забезпечення виконання такої вимоги:

$$\Delta\Phi_{FB} = -\Delta\Phi_R. \quad (1.6)$$

Значення $\Delta\Phi_{FB}$ визначається як приріст $\Phi_{FB}(t)$ за інтервалі τ . Отже, для здійснення компенсації забезпечують формування імпульсної послідовності, що безперервно збільшується, а величина коефіцієнту нахилу під час цього дорівнює $(-\Delta\Phi_R / \tau)$:

$$\Delta\Phi_{FB}(t) = \Phi_{FB}(t) - \Phi_{FB}(t - \tau). \quad (1.7)$$

Значення оптичної потужності визначається функціональною залежністю:

$$P(\Delta\Phi_R) = P_0 \cdot (1 + \cos(\Delta\Phi_{FB}(t) + \Delta\Phi_R(t) + \Delta\Phi_b(t))), \quad (1.8)$$

або

$$P(\Delta\Phi_R) = P_0 \cdot (1 \pm (\Delta\Phi_{FB}(t) + \Delta\Phi_R(t))), \quad (1.9)$$

якщо $\Phi_b = \pm 0,25 \cdot \pi$ рад..

Отже, значення $\Delta\Phi_{FB}$ забезпечує постійну величину оптичної потужності, що надходить до фотоприймача, воно задовольняє рівності та є вихідним сигналом інтерферометра Сан'яка.

Для реального модулятора межі зміни фазової модуляції є обмеженими, тому замість компенсаційного сигналу компенсації, який повинен зростати нескінченно, застосовують сигнал пілкоподібний форми. Якщо досягається гранична межа значення сигналу фазової модуляції, то компенсаційний сигнал зсувається до значення $\pm 2 \cdot \pi$ рад. Це практично не впливає на значення вихідного сигналу інтерферометра через періодичний характер інтерференційної функції (див. рис. 1.3). Наведений підхід у переважній більшості режимів роботи може забезпечити підвищення чутливості перетворювача, а також лінійність відгуку пристрою у широких межах зміни кутової швидкості.

Розроблено та досліджено інші способи реалізації волоконо-оптичного гіроскопа компенсаційного типу. Так, розроблено спосіб, який забезпечує стабільність координат робочої точки зі застосуванням імпульсного сигналу трикутної форми (Dual-Ramp Closed-Loop FOG) [12, 13], у якого є рід переваг, що є суттєвими для розробки волоконно-оптичних гіроскопів з невеликою точністю вимірювання. Як основні переваги цього типу волоконно-оптичних гіроскопів можна відзначити можливість роботи тільки на базі волоконних компонентів, а також відсутність застосування широкосмугового модулятора, до якого висуваються відносно невисокі показники точності визначення значення зсуву фази під час скидання.

Одним із фазових блоків системи компенсації волоконно-оптичного гіроскопа зі закритим контуром є фазова модуляція. У теперішній час найбільшого розповсюдження отримали модулятори на базі кристалу ніобату літію (LiNbO_3) [14 – 16]. До базових переваг зазначених модуляторів можна віднести широку смугу пропускання (до 100 ГГц), а також високе значення ефективності фазового впливу: значення $2 \cdot \pi$ може досягати більше ніж 1 В. Волоконно-оптичних гіроскопах, які мають високу точність, застосовують інтегрально-оптичні багатофункціональні схеми, які мають на одному кристалі декілька функціональних блоків: розгалужувач, поляризатор та двоплечовий модулятор [17].

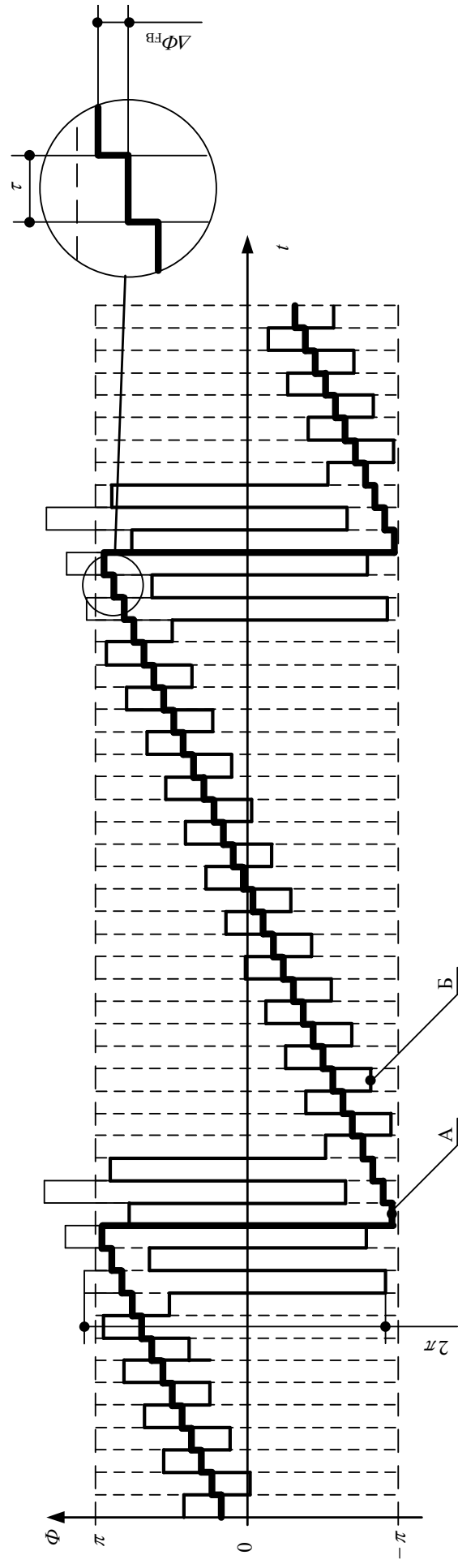


Рисунок 1.3 – Сигнал з цифровою серродинною модуляцією волоконно-оптичного гіроскопа:

А – сигнал пилоподібної форми для компенсації зсуву фази;

Б – сумарне значення сигналів компенсації та додаткового сигналу зсуву

Ефективність роботи фазових модуляторів на базі ніобату літію під час використання їх у високоточних волоконно-оптичних гіроскопах обмежено через наявність паразитних ефектів. Здійснити кількісну оцінку ступеня впливу кожного ефекту до загальної величини зміни спотворення характеристики перетворення є доволі складною задачею [18 – 24].

1.2 Функціонування волоконно-оптичного гіроскопу в розширеному вимірювальному діапазоні

Волоконно-оптичні гіроскопи використовують в сферах, де доволі жорсткі вимоги, які висувають до механічної стійкості конструктиву вимірювального блоку системи, а також до стабільної роботи алгоритму функціонування. Так, застосування волоконно-оптичного гіроскопа в навігаційних системах літальних засобів або озброєння можливо тільки, якщо зберігаються функціональні можливості цих системи у максимально можливих режимах [25 – 27]. Волоконно-оптичні гіроскопи мають доволі невеликі геометричні розміри та вагу, до складу їх конструкції не входять частин, що рухаються в конструкції, тому зазначені сенсори отримали широкого застосування в тих областях, де традиційно застосовувалися інші типи сенсорів кутової швидкості. Однією з головних причин доволі широкого розповсюдження волоконно-оптичних гіроскопів є практично не обмежені межі вимірювання величини кутової швидкості, а також незначний вплив на результат вимірювання наявності кутового прискорення. Також, потрібно сказати, що наявність деяких особливостей електронного інформаційно-вимірювального блоку системи призводить до погіршення метрологічних характеристик і параметрів, а також стійкості та стабільності функціонування волоконно-оптичних гіроскопів, що істотно обмежує їх потенціальні можливості під час застосування.

1.2.1 Неоднозначність вихідного сигналу гіроскопа

Характерною особливістю схеми волоконно-оптичного гіроскопа є неоднозначність відгуку, що пояснюється періодичним характером інтерференційної функції [2]. Зазначений фактор не впливає на зміну вихідного сигналу під час плавного збільшення величини кутової швидкості, проте зміна цього фактору призводить до утворення помилкового зсуву фази під час запуску волоконно-оптичного гіроскопа, який має кутову швидкість, а також на результат вимірювання істотно впливають механічні дестабілізуючі впливи, вібрації та удари, вібрації. Якщо фактичне значення кутової швидкості волоконно-оптичного гіроскопа Ω під час включення пристрою виходить за межі однозначності, то зсув фаз під час включення пристрою зсуваю координати робочої точки гіроскопа до від $-\pi$ до π :

$$\Omega_{\pi} = \frac{c \cdot \bar{\lambda}}{2 \cdot D \cdot L}, \quad (1.10)$$

де $-\Omega_{\pi} < \Omega < \Omega_{\pi}$ – величина максимальної оптичної потужності інтерференції.

У алгоритмі компенсації формується значення зустрічного фазового зсуву Φ_{FB} , що забезпечує зсув координат робочої точки до максимального значення функції інтерференції. Отже, отриманий вихідний сигнал волоконно-оптичного гіроскопа відрізняється від початкового на величину, яка є кратною $\Omega_{2\pi}$ (див. рис. 1.4). Постійне значення фальшивого зсуву фаз може утворюватися через значну величину кутового прискорення волоконно-оптичного гіроскопа. Однією з причин утворення зсуву фаз під час дії ударних або вібраційних впливів є одноразове збільшення сигналу у вигляді стрибка як похибка компенсації, що утворюється за один інтервал. Це може бути обумовлено як наявністю кутового прискорення, так й тривалим накопиченням компенсаційної похибки, якщо система регулювання волоконно-оптичним гіроскопом має недостатню величину швидкодії.

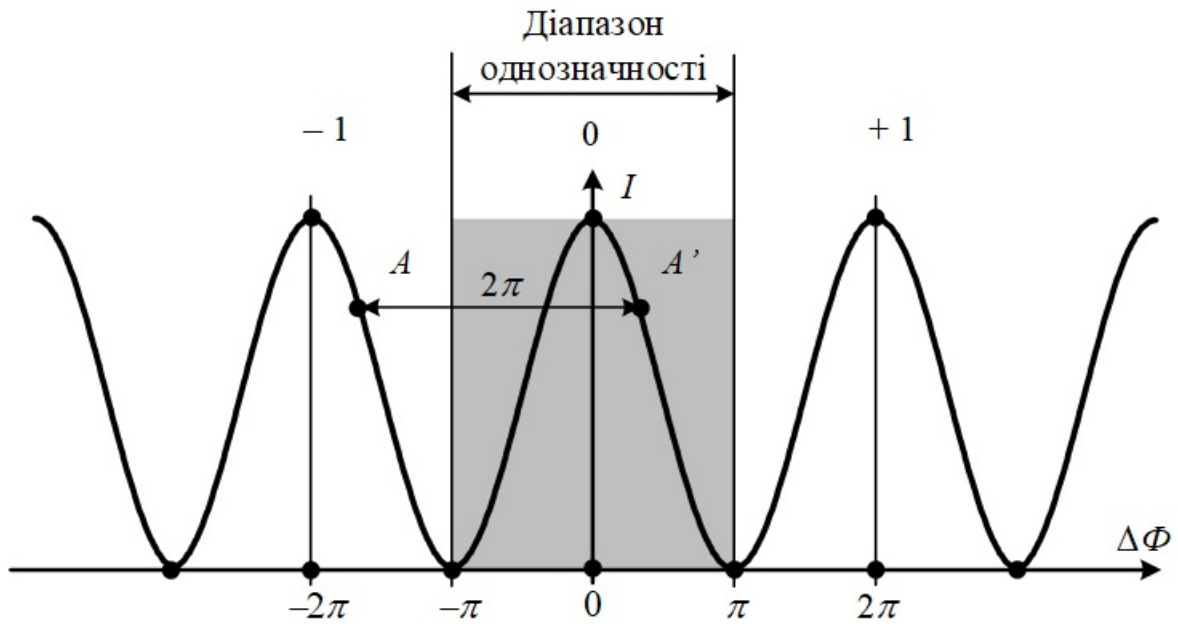


Рисунок 1.4 – Утворення хибного фазового зсуву під час включення волоконно-оптичного гіроскопа, у якого величина кутової швидкості поза межами $-\Omega_\pi < \Omega < \Omega_\pi$:

A – істинне положення робочої точки гіроскопа;

A' – зсув робочої точки за результатами вимірювання

У відомому способі зменшення впливу неоднозначності волоконно-оптичного гіроскопа є використання в схемі двох оптичних джерел випромінювання, які мають різне значення центральної довжини хвилі (див. рис. 1.5) [28].

Центральна довжина хвилі оптичного випромінювання визначає період інтерференційної функції, тому під час синхронного застосування схем модуляції-демодуляції на двох центральних довжинах хвиль, якщо відома величини різниці між ними, однозначно визначаються координати робочої точки функції інтерференції завдяки визначенню різниці між відгуками інтерференції:

$$\Delta\Phi_{R_{1,2}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot D \cdot L}{c \cdot \lambda_{1,2}}; \quad (1.11)$$

$$\Delta I = I_{\Delta\Phi_{R_1}} - I_{\Delta\Phi_{R_2}}. \quad (1.12)$$

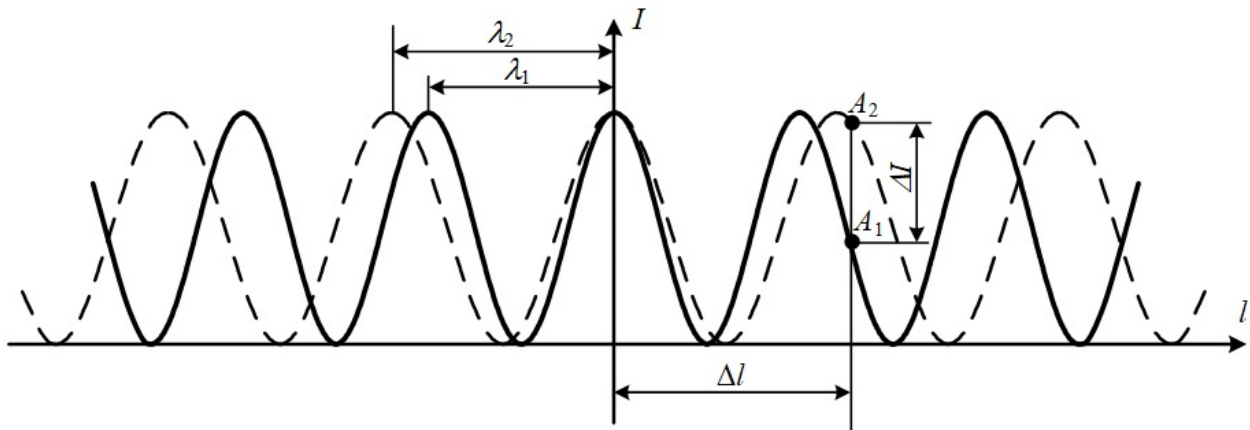


Рисунок 1.5 – Усунення неоднозначності вимірювання волоконно-оптичним гіроскопом з двома довжинами хвиль оптичного випромінювання $\lambda_{1,2}$: Δl – різниця шляхів, що проходить оптичне випромінювання в контурі; $A_{1,2}$ – координати робочої точки на різних довжинах хвиль оптичного випромінювання; ΔI – різниця між інтенсивністю випромінювання

Іншим способом зменшення ступеня неоднозначності волоконно-оптичного гіроскопа є використання схеми, яка має в своєму складі контрольний гіроскоп. Принцип роботи цієї схеми базується на синхронному вимірюванні величин кутової швидкості базовим та контрольним гіроскопами, причому останній має більш широкі межі однозначності. Якщо здійснюється синхронна реєстрації вимірювальних значень швидкості обертання, то зі застосуванням контрольного гіроскопу визначається інтерференція для поточної координати робочої точки, а також зменшення величини помилкового зсуву фаз (див. рис. 1.6).

До метрологічних характеристик контрольного гіроскопа не ставляться високі вимоги, лише, щоб його довірчий інтервал не був більше ніж $2 \cdot \Omega_{\pi}$. Зазвичай, як контрольний застосовують мікронний електромеханічний гіроскоп, який є дешевим та компактним, а його значення діапазону однозначності складає тисячі градусів за годину.

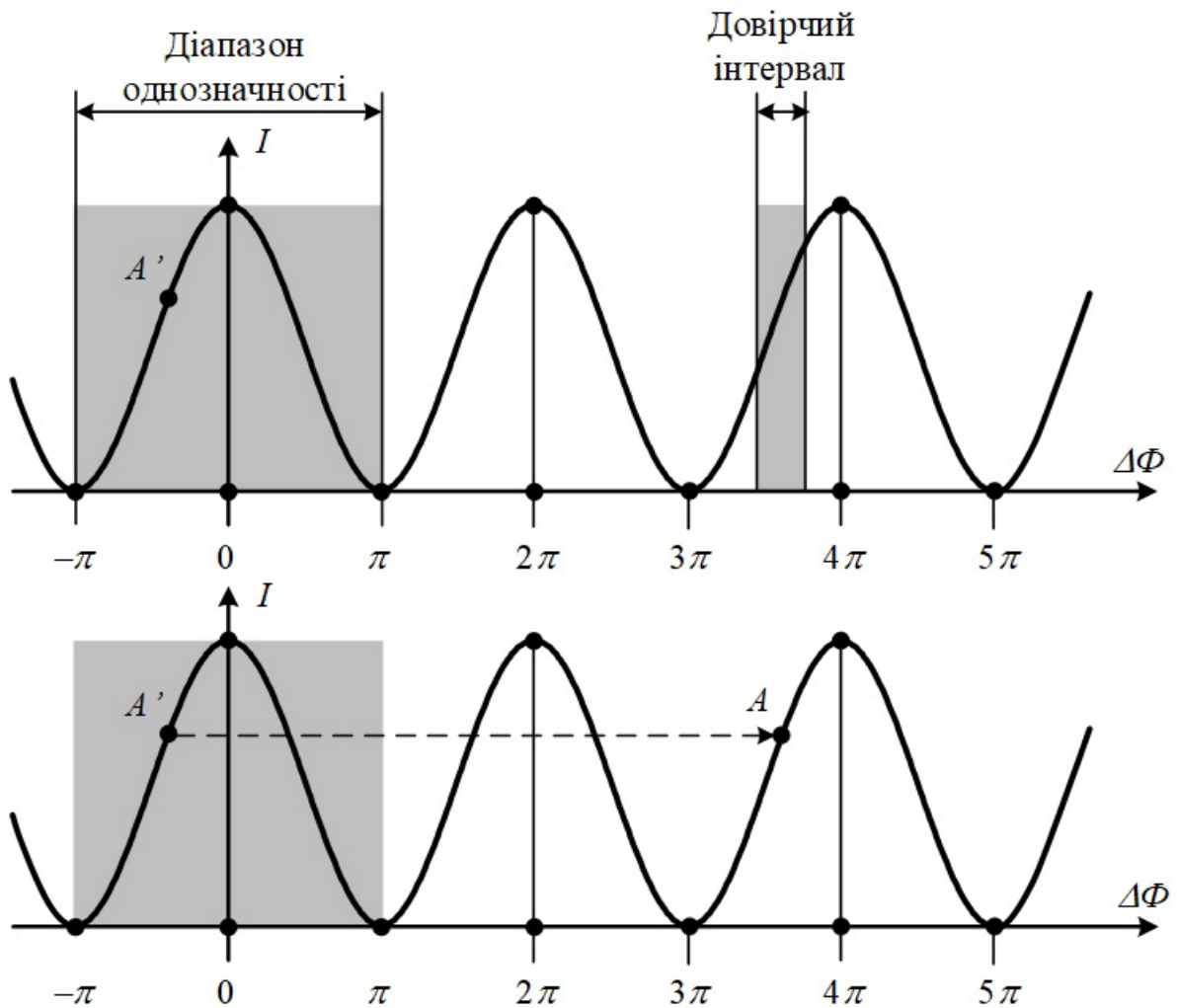


Рисунок 1.6 – Зменшення впливу неоднозначності волоконно-оптичного гіроскопа зі застосуванням контрольного:

A – початкові координати робочої точки гіроскопа;

A' – справжні координати робочої точки гіроскопа

Основним з основних недоліків неведених способів є удосконалення як апаратної, так і програмної компоненти схеми волоконно-оптичного гіроскопа. Для застосування в оптичній частині додаткової довжини хвилі потрібно використовувати схему спектрального мультиплексування та демультимплексування, що призведе до подвоєння операцій розрахунку, які використовуються для формування компенсаційного сигналу. Під час застосування контрольного гіроскопу потрібно здійснити перероблення апаратної частини гіроскопа, а також його конструктиву, змінити інтерфейс передачі даних, що є складною задачею в готовому варіанті пристрою.

1.2.2 Забезпечення регулювання параметрів волоконно-оптичного гіроскопа

Для забезпечення стабільності роботи волоконно-оптичного гіроскопа із закритим контуром необхідно виконати коректну настройку. Зазвичай під час застосування компенсаційного блоку волоконно-оптичного гіроскопа використовують ПІД-регулятор, який достатньо ефективно працює та має просту структуру [29 – 31].

Ефективність роботи ПІД-регулятора визначається його стаціонарністю та лінійністю характеристики передачі системи регулювання [6, 32]. Під час застосування волоконно-оптичного гіроскопа зі закритим контуром наявність значної величини кутового прискорення може призводити до істотних зсувів робочої точки з початкового положення, що через нелінійний вид функції інтерференції може бути причиною зміни характеристик регулювання. Під час ударного впливу, що може призвести до зсуву фази на $\Delta\Phi_\beta$, має місце зсув координат робочої точки від A до A' та утворенні додаткової величини похибки регулювання, значення якої є пропорційним від ΔI_β (див. рис. 1.7).

Стан наведеної проблеми може бути погіршено через наявності у негативному зворотному зв'язку волоконно-оптичного гіроскопа затримки, величина якої обумовлена дискретністю системи, а також затримкою розрахунку значень компенсаційного сигналу. Якщо має місце затримка, то суттєво зменшується ефективність роботи ПІД-регулятора, а також може бути причиною утворення коливальних процесів [32, 33].

Для розв'язання зазначеної проблеми необхідно здійснити удосконалення регулятора волоконно-оптичного гіроскопа. Для цього розроблено спосіб компенсації затримки впливу регулювання волоконно-оптичного гіроскопа зі закритим контуром на базі предиктора Сміта [6].

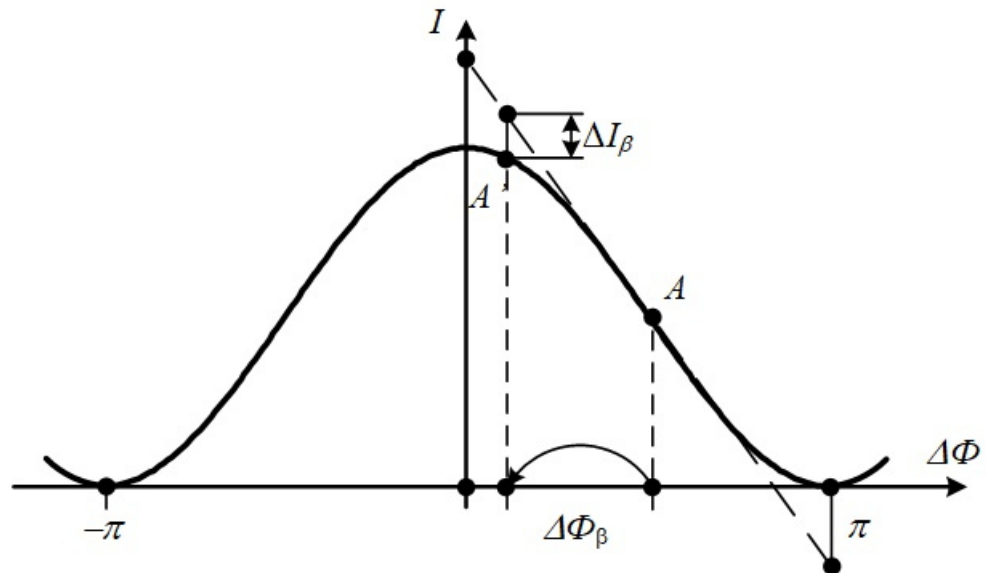


Рисунок 1.7 – Зсув координат робочої точки A до нелінійної ділянки під впливом кутового прискорення β

Зазначене схемотехнічне рішення дозволяє підвищити ефективність системи регулювання волоконно-оптичного гіроскопа на базі оптоволоконного контуру, довжина цього контуру може становити 5000 м [34]. Під час попередніх досліджень встановлено, якщо розробити дискретну модель системи, то можна практично повністю усунути затримку в негативному зворотному зв'язку.

2 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНОГО ГІРОСКОПА З ОБЛІКОМ ВПЛИВУ ДЕСТАБІЛІЗУЮЧИХ ФАКТОРІВ

Одна з важливих проблем волоконно-оптичного гіроскопа є забезпечення стабілізації масштабного коефіцієнта. Для цього стабілізації масштабного коефіцієнта необхідно забезпечити стабілізацію ряду факторів, які схильні щодо зовнішнього впливу, наприклад, зміни температури. У роботах [2, 3, 35] розглядаються питання стабілізації масштабного коефіцієнта волоконно-оптичного гіроскопа, проте через велику кількість різних апаратних реалізацій, технологій виготовлення волоконно-оптичних гіроскопів на кожному підприємстві, а також особливостей застосування, не всі розглянуті способи є універсальними.

2.1 Розробка функціональної схеми волоконно-оптичного гіроскопа

Для визначення масштабного коефіцієнта волоконно-оптичного гіроскопа розглянемо компенсаційну структуру зі схемою цифрової обробки, яку наведено на рис. 2.1 [7], де позначено K_1 – коефіцієнт перетворення різниці фаз інтерферометра до величини фотоструму; K_2 – коефіцієнт підсилення трансїмпедансного підсилювача; K_3 – коефіцієнт передачі за нвапругою вихідного сигналу цифро-аналогового перетворювача; K_4 – електрооптичний коефіцієнт перетворення модулятора фази; K_{ADC} – коефіцієнт перетворення аналого-цифрового перетворювача; K_{DAC} – коефіцієнт перетворення цифро-аналогового перетворювача; K_S – коефіцієнт перетворення величини кутової швидкості Ω до значення зсуву фази Сан'яка Φ_R ; K_p , K_I та K_D – коефіцієнти передачі ПІД-регулятора; Φ_M – сигнал компенсації різниці фаз.

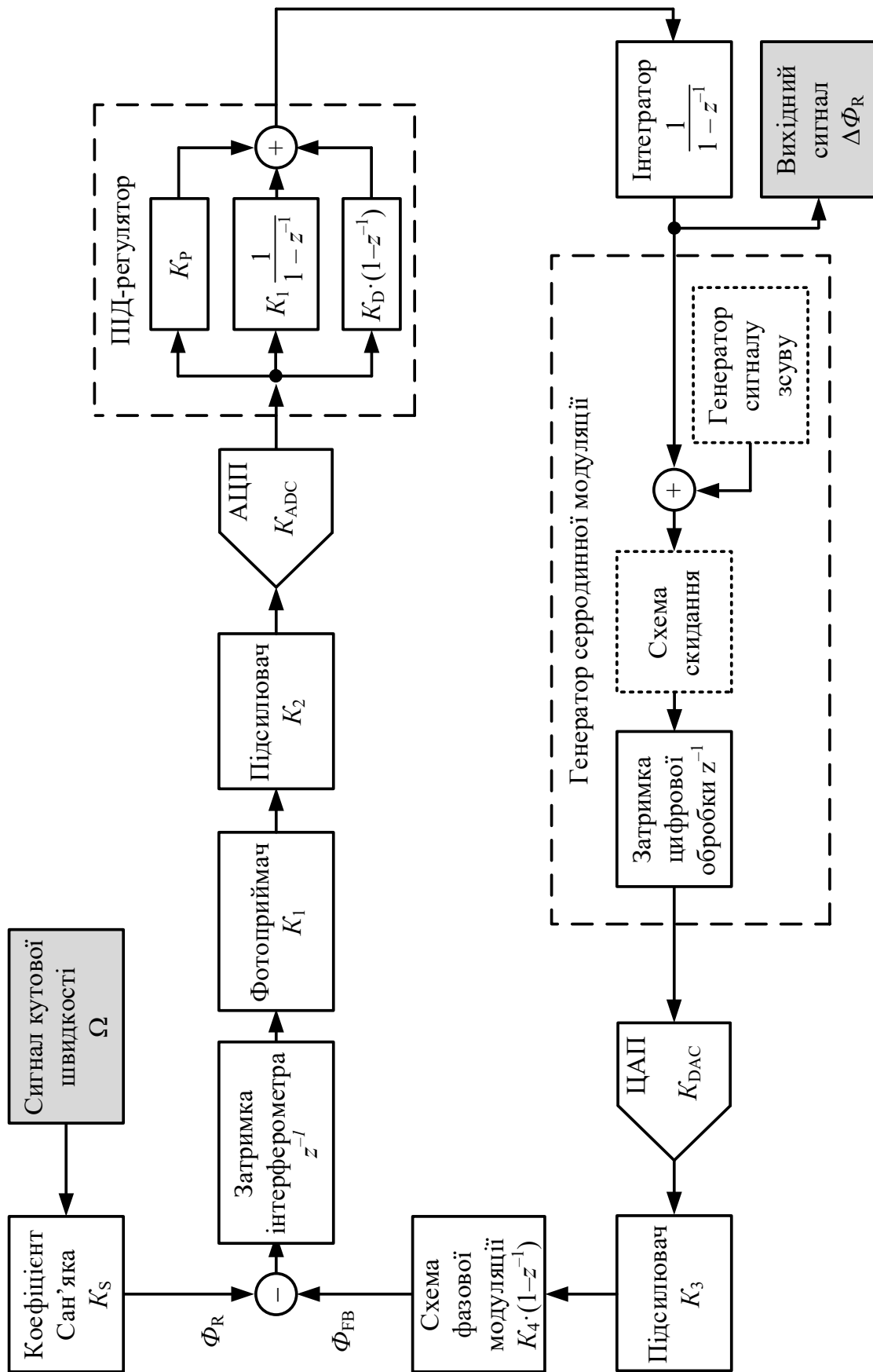


Рисунок 2.1 – Компенсаційна структура волоконно-оптичного гіроскопа зі схемою цифрової обробки

Функція передачі волоконно-оптичного гіроскопа, що відповідає схемі на рис. 2.1, має такий вигляд:

$$\Phi(z) = K_S \cdot \frac{K_{ADC} \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot \left(K_D + K_P + K_I \cdot \frac{1}{1-z^{-1}} \right) \cdot z^{-1}}{1 + K_{ADC} \cdot K_{DAC} \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4 \cdot \left(K_D + K_P + K_I \cdot \frac{1}{1-z^{-1}} \right)}. \quad (2.1)$$

Після проведення алгебраїчних спрощень, а також заміни змінних, функція передачі матиме такий вигляд:

$$\Phi(z) = K_S \cdot \frac{K_A \cdot \left(K_D \cdot (1-z^{-1}) + K_I + K_P \cdot (1-z^{-1}) \right)}{z-1 + z^{-1} \cdot K_A \cdot K_B \cdot \left(K_D \cdot (1-z^{-1}) + K_I + K_P \cdot (1-z^{-1}) \right)}, \quad (2.2)$$

де $K_A = K_{ADC} \cdot K_1 \cdot K_2$;

$K_B = K_{DAC} \cdot K_3 \cdot K_4$.

Величину вихідного сигналу волоконно-оптичного гіроскопа після подачі до входу ступінчастої форми, яка має амплітудне значення K_{STEP} , можна розрахувати зі застосуванням теореми щодо кінцевих значень:

$$\lim_{z \rightarrow 1} \left(\Phi(z) \cdot (z-1) \cdot K_{STEP} \cdot \frac{z}{z-1} \right) = \frac{K_{STEP}}{K_B} \cdot K_S. \quad (2.3)$$

Масштабний коефіцієнт K_{FOG} визначається як відношенням значення амплітуди вихідного до вхідного сигналів:

$$K_{FOG} = \frac{K_{STEP}}{K_B \cdot K_{STEP}} \cdot K_S = \frac{K_S}{K_{DAC} \cdot K_3 \cdot K_4} = \frac{1}{K_{DAC} \cdot K_3 \cdot K_4} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot D \cdot L}{c \cdot \lambda}. \quad (2.4)$$

2.2 Облік впливу зміни температури на характеристики гіроскопа

Певний внесок до загальної величини нестабільності масштабного коефіцієнта волоконно-оптичного гіроскопа має залежність параметрів складових системи від зміни атмосферного тиску, відносної вологості, а також під час деградації та старіння компонентів оптичної схеми, проте найбільший вплив має зміна параметрів оптичних компонентів інтерферометра від температури навколишнього середовища (див. табл. 2.1) [3, 34, 36]. Під час регулювання однією з базових причиною зміни параметрів є залежність значення електрооптичного коефіцієнта ніобату літію від температури.

Таблиця 2.1 – Температурні коефіцієнти базових компонентів вимірювальної схеми волоконно-оптичного гіроскопа

Параметр	Позначення	Температурний коефіцієнт ($10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)
Довжина хвилі	$\bar{\lambda}$	не більше 300
Діаметр контуру	D	від 5 до 20
Довжина контуру	L	від 0,5 до 5
Масштабний коефіцієнт модульованого кола	$K_{\text{DAC}} \cdot K_3 \cdot K_4$	від 600 до 800

Для модулятора на базі зсуву кристала значення напівхвильової напруги можна розрахувати за співвідношенням, у якому напруга лінійно змінюється від температури в межах від $+20$ до $+200^{\circ}\text{C}$ (див. рис. 2.2) [37].

$$U_{\pi} = 0,25 \cdot \frac{d \cdot \lambda}{l \cdot r_{33} \cdot n_e^3}, \quad (2.5)$$

де n_e — показник заломлення оптичного променя;

l — довжина електродів;

d — відстань між електродами;

r_{33} – електро-оптичний коефіцієнт.

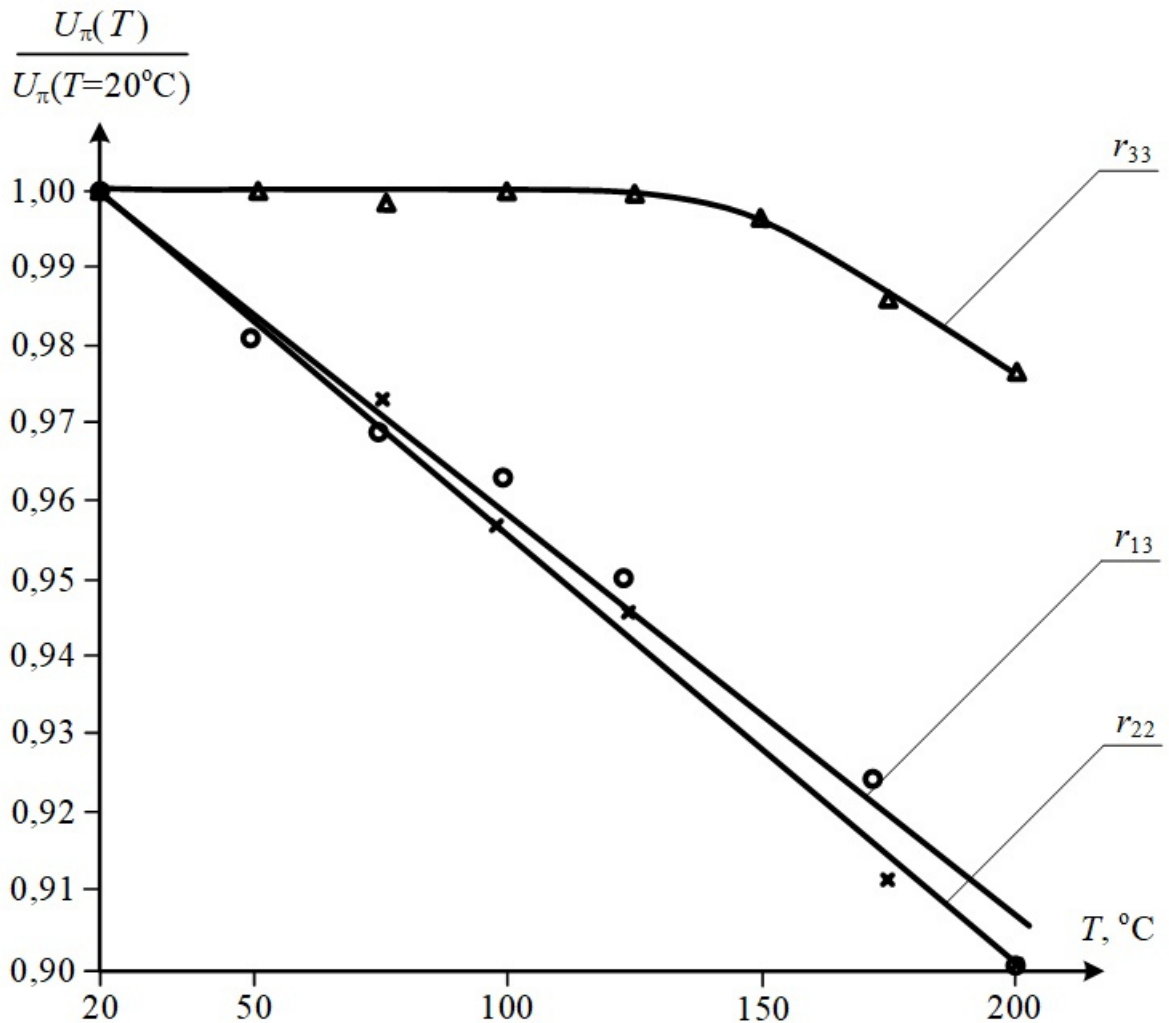


Рисунок 2.2 – Залежність зміни напівхвильової напруги від температури для різних типів кристалографічних осей

Під час аналізу даних, що наведено в табл. 2.1, виявлено вплив зміни другого за величиною фактору від температури, який є центральною довжиною хвилі оптичного випромінювання джерела. Тому для побудови вимірювальної системи необхідно застосовувати оптичне джерело, що має стабілізовані спектральні характеристики. Значення масштабного коефіцієнта волоконно-оптичного гіроскопа, що обумовлено зміною температури, повинно не перевищувати $5 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, що суттєво зменшує вплив зміни зазначеного фактору на результат вимірювання.

2.3 Аналіз способів компенсації температурного дрейфу гіроскопа

Фактори, що входять до складу формули K_{FOG} розділяються умовно на дві складові. До однієї складової входять геометричні значення контуру (D та L), а також центральна довжина хвилі оптичного випромінювання від джерела (λ). Указані величини входять до складу коефіцієнта K_s , у відповідності зі структурою схемою, що наведено на рис. 2.1, їх зміна впливає на величину вихідного сигналу та спотворює вимірювальне значення невзаємного зсуву фази. Ще одним способом усунення температурної стабільності під час зміни зазначених факторів є застосування зовнішнього блоку термостатування. Усі інші способи активної та пасивної температурної стабілізації зміни факторів величин D , L та λ потребують зміни на апаратному рівні структури електронної інформаційно-вимірювальної системи або побудови температурних моделей компонентів оптичної системи.

Один із відомих способів забезпечення стабілізації центральної довжини хвилі оптичного випромінювання базується на застосуванні чотиритактної схеми формування сигналу модуляції на основі спектральної фільтрації. Розкладання на дві складові спектру вихідного оптичного сигналу від джерела, а також використання мультиплексування за часом сигналів фазової модуляції дозволяє виконати оцінки зсуву величини й здійснювати корекцію значення вихідного сигналу волоконно-оптичного гіроскопа.

Інший відомий спосіб базується на використанні спектральної фільтрації зі застосуванням волоконних ґрат решіток Брегга, за допомогою яких можна забезпечити стабілізацію не гірше ніж 10^{-7} відносних одиниць у робочому діапазоні температур [38].

До іншої групи можна віднести коефіцієнти K_3 , K_4 і K_{DAC} , з яких складається масштабний коефіцієнт кола модуляції. З аналізу особливостей побудови схеми інтерференції, зміни величини масштабного коефіцієнта кола модуляції можна виконати аналіз модифікованого алгоритму модуляції

волоконно-оптичного гіроскопа без введення апаратних змін до вимірювального блоку системи.

У переважній більшості розроблених способів визначення відхилень масштабного коефіцієнта кола модуляції від його істинного значення здійснюється завдяки порівнянню значення інтенсивності в точках, які зсунуті за фазою між собою на величину, що є кратною $2 \cdot \pi$ радіан, якщо прийняти значення періоду функції інтерференції постійною в межах нульової смуги. Якщо рівні інтенсивності відрізняються між собою, то у значенні масштабного коефіцієнта кола модуляції входить помилка, що застосовується як вхідний сигнал помилки контуру негативного зворотного зв'язку. У цьому випадку корекцію можна виконувати під час підстроювання величини коефіцієнта K_3 (див. рис. 2.1), завдяки зміні значення опорної напруги під час застосування цифро-аналогового перетворювача помножувачого типу, або завдяки помноженню сигналу до подачі його на цифро-аналоговий перетворювача в програмній компоненті вимірювальної системи [3].

Також розроблено спосіб визначення величини відхилення масштабного коефіцієнта сигналу модуляції за рівнем вихідного сигналу фотоприймального пристрою, коли має місце зміна режиму сигналу пилкоподібної форми до фазової модуляції серродинам (див. рис. 2.3) [2, 3]. До одного з головних недоліків зазначеного способу можна віднести те, що має місце залежність частоти генерації сигналу помилки від зміни значення кутової швидкості.

Зазначений ефект можна пояснити тим, що різній величині кутової швидкості волоконно-оптичного гіроскопа відповідає різні значення кута нахилу компенсаційного сигналу, який має ступінчасту пилкоподібну форму. Значення інтервалу часу між скиданням модуляційного сигналу та сигналом негативного зворотного зв'язку, є величина, яка зворотно пропорційна від $\Delta\Phi_{FB}$, що може бути причиною утворення спотворень у сигналі масштабного коефіцієнта сигналу модуляції під час дії кутової швидкості, яке має невелике значення коефіцієнта нахилу сигналу, що має пилкоподібну форму.

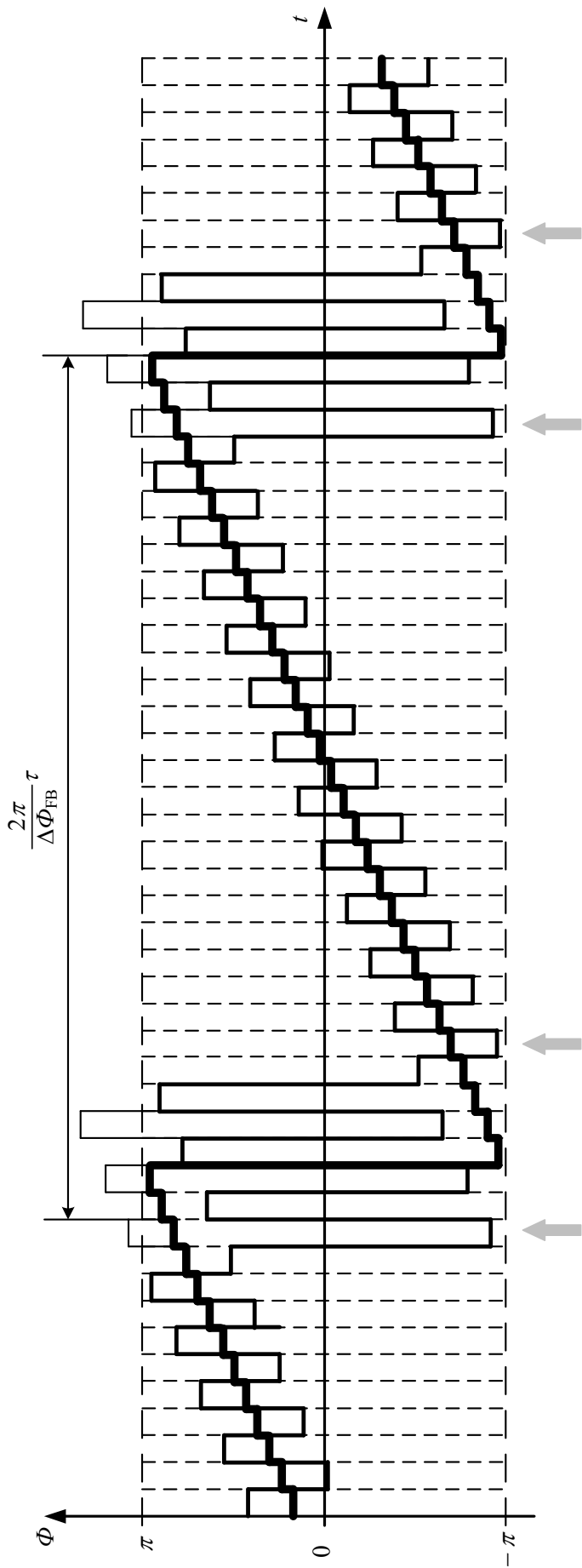


Рисунок 2.3 – Сигнал цифрової серродинної модуляції волоконно-оптичного гіроскопа, де зі застосуванням стрілок показано моменти відліку для визначення масштабного коефіцієнта сигналу модуляції

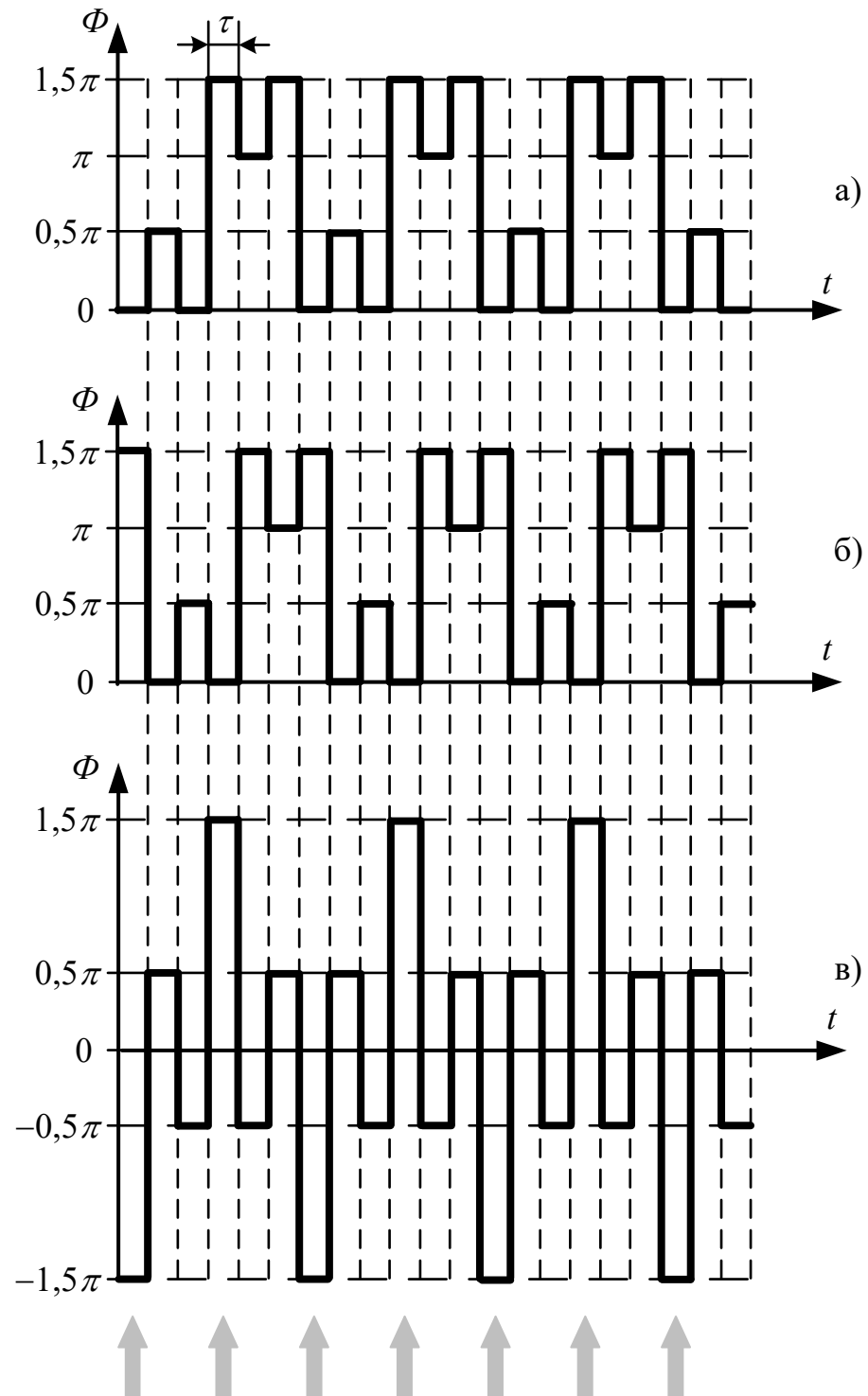
У відомому способі модуляції здійснюється вимірювання величини масштабного коефіцієнта, значення якої не залежить від кутової швидкості. У запропонованому способі до модулятора фази подають прямокутні імпульси, тривалість яких дорівнює τ . Під час цього мають місце рівні, що застосовуються для генерування квадратурної модуляції, а також рівні, зі застосуванням яких забезпечується утворення різниці фаз зсуву $2 \cdot \pi$ радіан. Зовнішній вигляд описаного сигналу представлено як постідовність імпульсних рівнів, що наведено на рис. 2.4, а.

У зазначеному сигналі різниці фаз, що наведено на рис. 2.4, в, має місце чергування зсуву квадратурної модуляції $\pm 0,5 \cdot \pi$ рад та зсуву допоміжної модуляції $\pm 2 \cdot \pi$ рад. Значення цих рівнів забезпечує здійснення оцінки відхилення величини масштабного коефіцієнта модуляції.

До недоліку зазначеного способу можна віднести зменшення значення частоти формування вихідного сигналу волоконно-оптичного гіроскопа. Якщо необхідно отримати нульове значення похибки під час компенсації, то забезпечують рівність величин $\Delta\Phi_R$ та $-\Delta\Phi_{FB}$. Тому допоміжна величина зсуву сигналу різниці фаз на величину, значення якої відповідає величині періоду інтерференції, істотно не впливає на значення вихідного сигналу фотоприймача. Якщо виникає зміна значення кутової швидкості, то має місце похибка компенсації. Під час цього значення масштабного коефіцієнта модуляції відрізняється від істинного за наведених умов, тому величину зміни вихідного сигналу фотоприймача не можливо однозначно визначити.

Для розв'язання такої задачі необхідно розрахувати лінійні комбінації для декількох послідовностей вихідного сигналу фотоприймача. Це призводить до накопичення масивів вимірювальних, а також зменшення величини частоти генерування вихідного сигналу волоконно-оптичного гіроскопа у наведеному способі (див. рис. 2.4, а – в). Частота сигналу обертання дорівнює $1/6 \cdot \tau$ Гц, а значення частота сигналу неузгодженості масштабного коефіцієнта модуляції складає $1/3 \cdot \tau$ Гц. Сигнал модуляції у цьому випадку є компромісним між величиною швидкодією вимірювальної системи для компенсації зсуву фаз

Сан'яка, а також швидкодією системи для компенсації відхилень масштабного коефіцієнта модуляції.



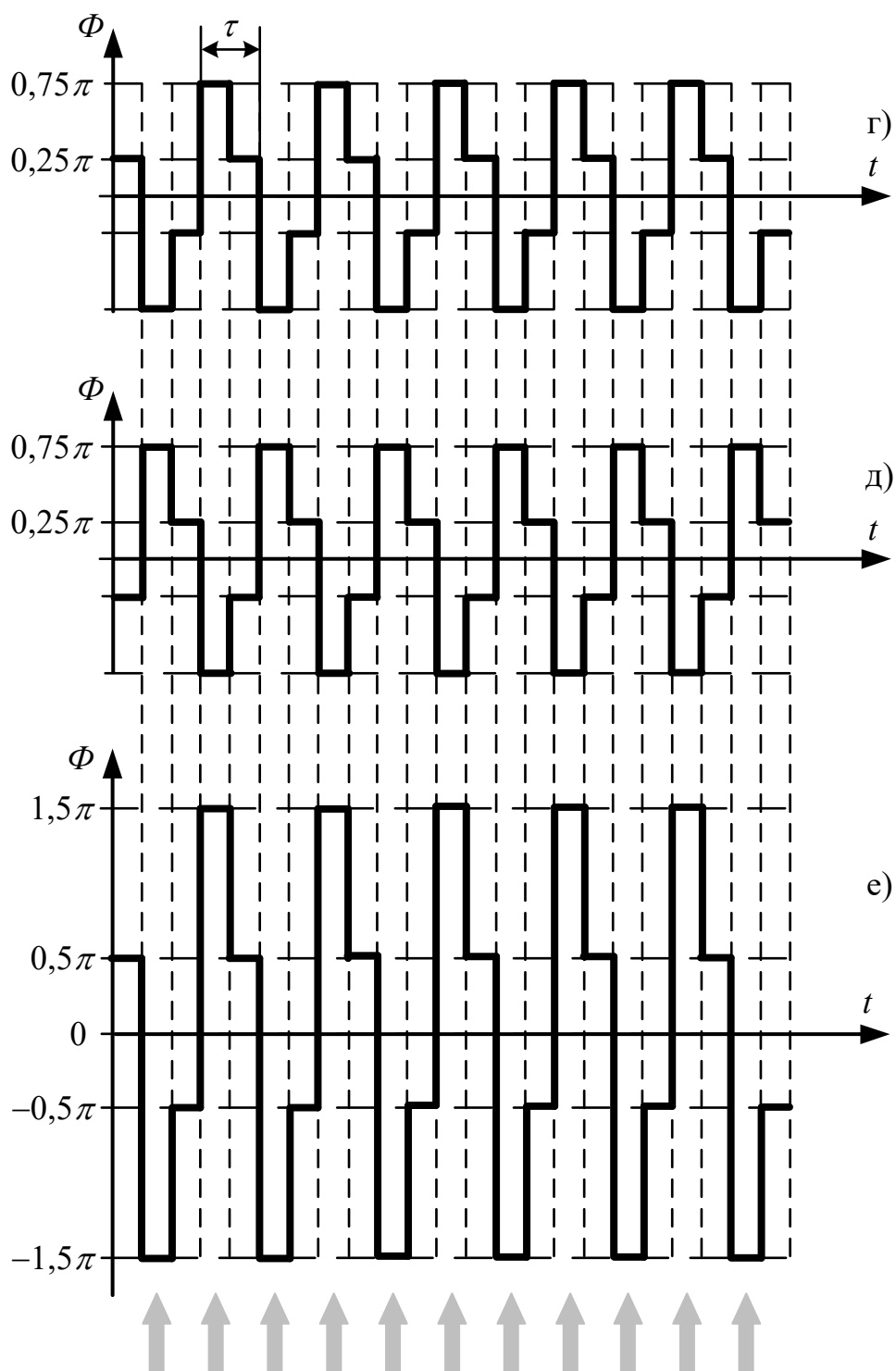


Рисунок 2.4 – Сигнали різниці фаз під час амплітудної модуляції:
 сигнал зсуву $\pm 0,25 \cdot \pi$ рад та сигнал допоміжної модуляції $\pm 0,75 \cdot \pi$ рад:
 вихідний сигнал зсуву (а, г), сигнал зі затримкою (б, д), з величиною τ ,
 сигнал різниці фаз (в, е), стрілками позначено моменти часу
 утворення зсуву, величина якого дорівнює $2 \cdot \pi$

Для стабілізації величини масштабного коефіцієнта модуляції може використовуватися спосіб чотириступінчастої модуляції, під час реалізації якого застосовують сигнал, послідовність рівнів якого має значення 0,5. Величину амплітудних значень вихідного сигналу пристрою модуляції вибирають так, щоб форма сигналу різниці фаз між двома променями на інтерферометрі була наступною: непарні рівні мають модуляцію зсуву, амплітудне значення яких дорівнює $\pm\Phi_b$, а у парних амплітуда дорівнює $\pm a \cdot \Phi_b$ (див. рис. 2.4, г), за такою умовою:

$$\cos(\Phi_b) = \cos(a \cdot \Phi_b). \quad (2.6)$$

Лінійні комбінації значень вихідних сигналів x_1, x_2, x_3 та x_4 , величини яких визначаються зі застосуванням фотоприймача, крім інформації щодо значення невзаємного зсуву фази, мають інформацію щодо продуктивності фазової модуляції.

$$X_p = (x_4 + x_1) - (x_3 + x_2); \quad (2.7)$$

$$X_g = (x_3 + x_1) - (x_4 + x_2); \quad (2.8)$$

де X_p – сигнал помилки;

X_g – сигнал помилки під час реалізації компенсації.

Як зі застосуванням модуляції, що має форму пили, тривалість якої дорівнює τ , у наведеному способі є можливість здійснення компенсації зсуву фази Сан'яка зі значенням частоти $1/\tau$ Гц, дестабілізації величини масштабного коефіцієнта модуляції усувається завдяки застосуванню мультиплексування сигналу в часі з використанням допоміжного сигналу, що забезпечує утворення зсувів $2 \cdot \pi$ на цих частотах.

Виконаємо аналіз чотириступінчастої послідовності, яку утворено під час модулювання, у межах від $-\pi$ до π рад, коли обертання волоконно-оптичного гіроскопа здійснюється з постійною величиною кутової швидкості (див. рис. 2.5). Якщо досягається або нижня, або верхня межа від $-\pi$ до π рад, то має місце скидання. Кожен з рівнів зсувається на значення $2 \cdot \pi \cdot n$ рад, це виконується для того, що запобігти виходу за межі своїх значень сигналу модуляції.

Додавання додаткового значення зсуву, величина якого дорівнює $2 \cdot \pi \cdot n$ рад, призводить до того, що зникають перепади у сигналі різниці фаз, а та також значення X_p присвоюється нулю, що є еквівалентом розмикання контуру стабілізації масштабного коефіцієнта.

Для усунення зазначеного недоліку необхідно збільшити діапазон фазової модуляції та удосконалити процедури в алгоритмі скидання (див. рис. 2.6). У описаному варіанті скидання сигналу, що має пилкоподібну форму, виконується тоді, коли рівень компенсаційного сигналу Φ_{FB} виходить за діапазон значень від $-\pi$ до π рад, під час цього має місце накладання модуляції зсуву, а допоміжний сигнал формується без обліку обмеження діапазону модуляції.

До недоліку зазначеного способу можна віднести те, що необхідно здійснювати розширення меж фазової модуляції, що потребує розширення діапазону значень напруги модуляції, або необхідно застосовувати модулятор, який має велике значення електрооптичного коефіцієнта, що потребує додаткової апаратної реалізації. Застосування зазначених змін може негативно впливати на точність роботи волоконно-оптичного гіроскопа. Це має місце під час збільшення меж модуляції фази, де проявляється паразитна модуляція інтенсивності, а також зміни значення показника заломлення оптичного випромінювання.

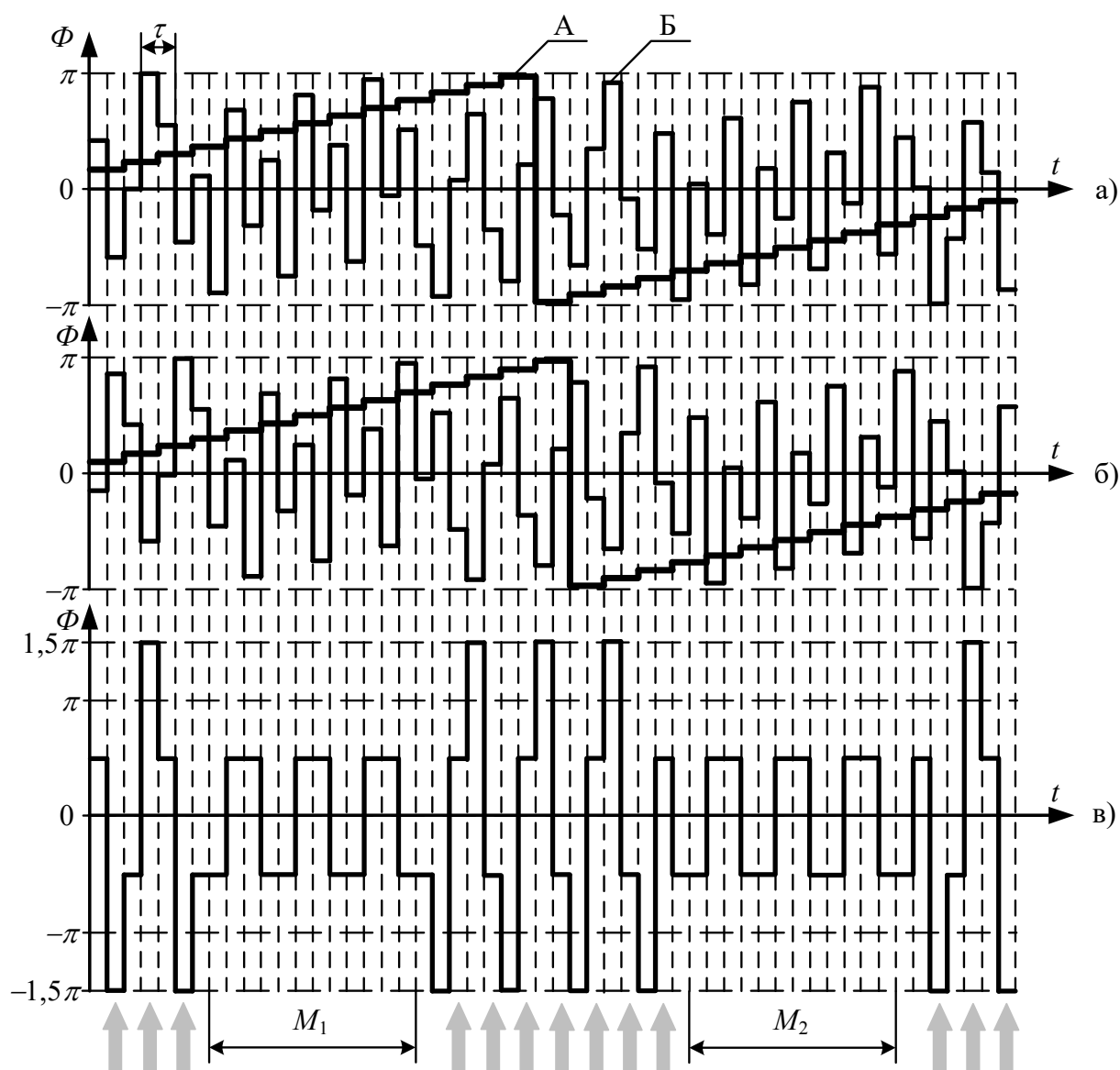


Рисунок 2.5 – Сигнали фазового зсуву в межах модуляції фази

від $-\pi$ до π рад: вихідний сигнал зсуву (а);

сигнал зі затримкою (б), з величиною τ ; сигнал різниці фаз (в);

A – компенсаційний сигнал фази Сан'яка;

Б – сумарне значення сигналу компенсації та сигналу зсуву;

M_1, M_2 – інтервали нульового значення сигналу компенсації
масштабного коефіцієнта модуляції

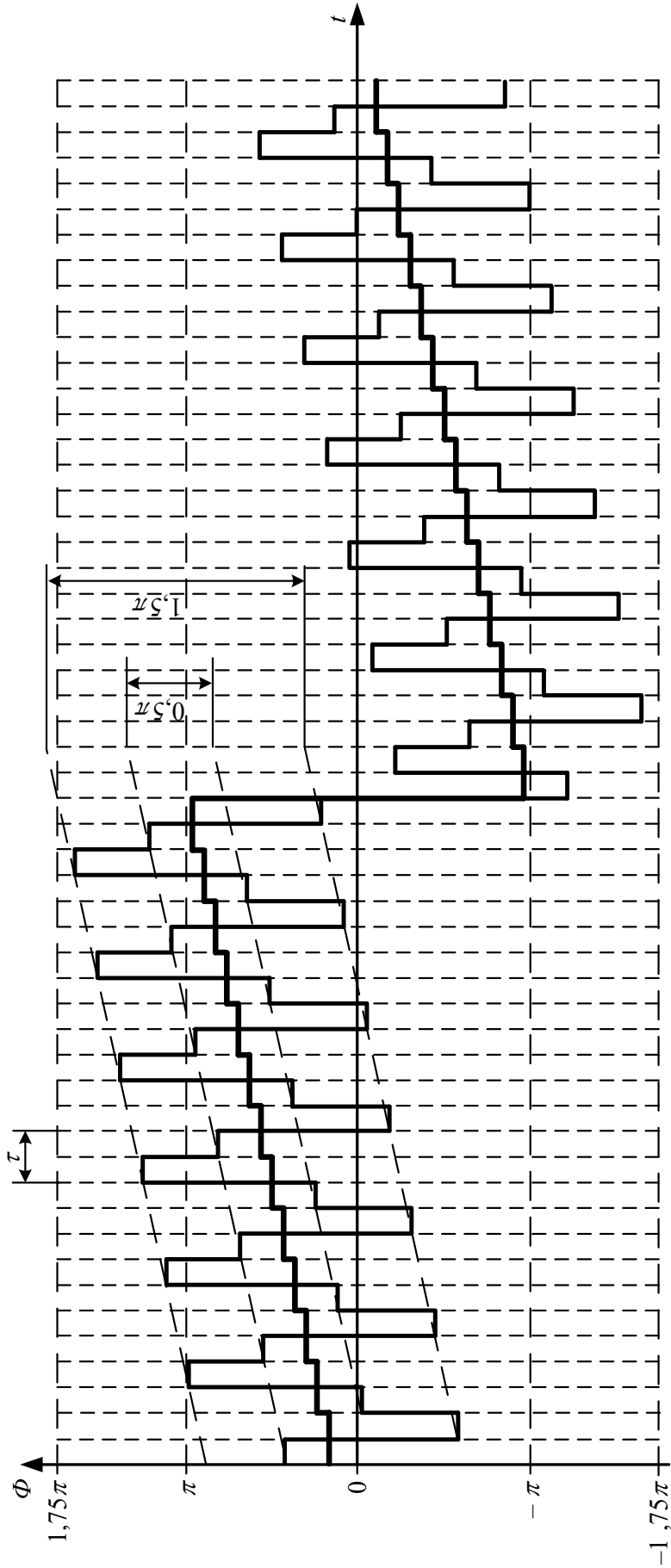


Рисунок 2.6 – Реалізації способу складання амплітуди сигналу модуляції зсуву та допоміжної модуляції

Один з ефективних способів стабілізації значення масштабного коефіцієнта модуляції є гомодинна демодуляція. Спосіб є результатом удосконалення чотиритактної схеми модулювання: у вихідному сигналі непарних виводів має місце сума сигналів, які мають форму пилки, а також сигналів модуляції зсуву зі значенням амплітуди $\pm\Phi_b$, а у вихідних сигналах парних виводів має місце добуток імпульсного сигналу.

Кожен рівень інтенсивності I , значення якого дорівнює парному рівню вихідного модуляційного сигналу модуляції, утворюється під час перетворення:

$$I(t) = I_0 \cdot \left(1 + \cos \left(A' \cdot \sin \left(2 \cdot \pi \cdot (t - 0,5 \cdot \tau) \cdot (f_{2\tau} - f_0) \right) + \Delta\Phi_R(t) \right) \right); \quad (2.9)$$

$$A' = 2 \cdot A \cdot \sin \left(\frac{f_0 \cdot \pi}{2 \cdot f_{2\tau}} \right), \quad (2.10)$$

де A' – амплітудне значення гармонійного сигналу після того, як він пройшов оптичний контур;

$f_{2\tau}$ – частота контуру;

$\Delta\Phi_R(t)$ – зсув фаз Сан'яка;

Демодуляцію здійснюється завдяки множенню сигналу $I(t)$ на значення гармоніки, що мають кратні частоти, а також потім застосовують фільтр низької частоти, так амплітудні значення перших чотирьох гармонік можна визначити за функціональною залежністю:

$$S_1(t) = -J_1(C) \cdot B \cdot \sin(\varphi(t)); \quad (2.11)$$

$$S_2(t) = -J_2(C) \cdot B \cdot \cos(\varphi(t)); \quad (2.12)$$

$$S_3(t) = -J_3(C) \cdot B \cdot \sin(\varphi(t)); \quad (2.13)$$

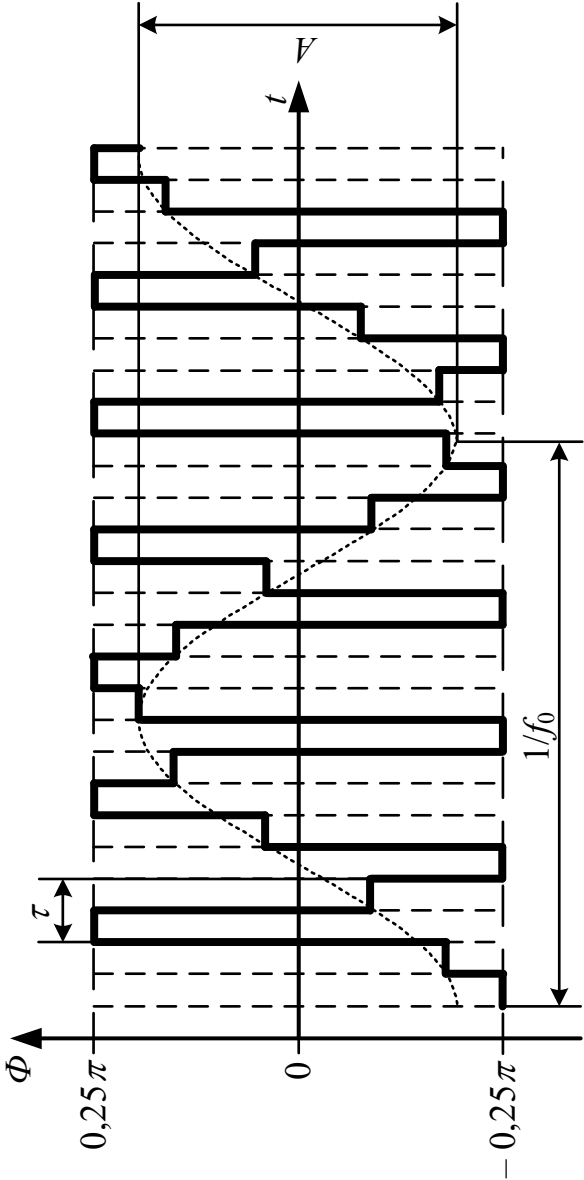


Рисунок 2.7 – Вигляд сигналу фазової модуляції

$$S_4(t) = -J_4(C) \cdot B \cdot \cos(\varphi(t)), \quad (2.14)$$

де J_k – функція Беселя першого роду k -го порядку;

B – коефіцієнт, значення якого залежить від величини потужності випромінювання та діапазону зміни сигналу інтерференції.

Значення похибки під час підстроювання масштабного коефіцієнта модуляції Δ_{FB} можна розрахувати за співвідношенням:

$$\Delta_{\text{FB}} = 1 - \frac{(S_1(t))^2 + (S_2(t))^2}{X \cdot (S_3(t))^2 + Y \cdot (S_4(t))^2}; \quad (2.15)$$

$$X = \frac{(J_1(A_{\text{opt}}))^2}{(J_3(A_{\text{opt}}))^2}; \quad (2.16)$$

$$Y = \frac{(J_2(A_{\text{opt}}))^2}{(J_4(A_{\text{opt}}))^2}, \quad (2.17)$$

де A_{opt} – необхідне амплітудне значення допоміжного сигналу.

Основною перевагою наведено способу стабілізації є стійкість до зміни кутового прискорення волоконно-оптичного гіроскопа. Під час зсуву координат робочої точки інтерферометра система здійснює стабілізаційні заходи щодо зміни величини масштабного коефіцієнта модуляції. Як головний недолік способу можна відзначити істотні труднощі під час реалізації його програмної компоненти цифрової обробки вихідних сигналів.

Для компенсації залежності зміни значення електрооптичного коефіцієнта від температури під час застосування лінійної апроксимації залежності U_π від температури (див. рис. 2.8).

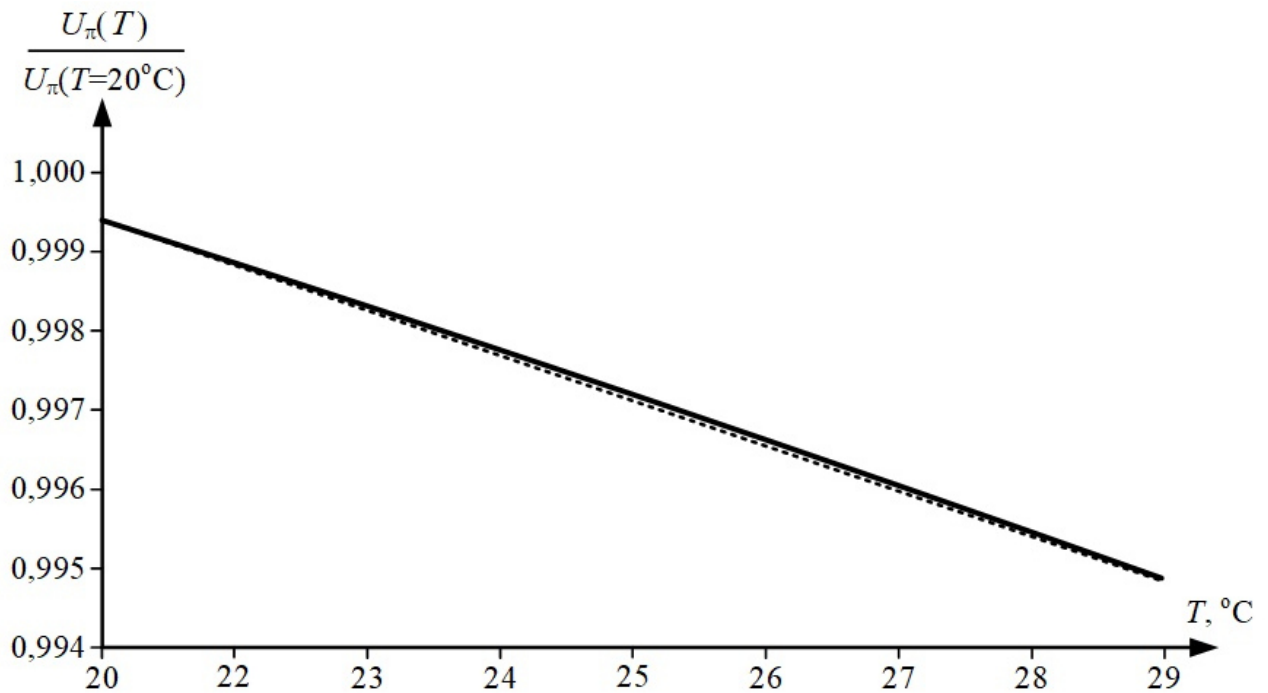


Рисунок 2.8 – Залежність зміни U_π від температури в діапазоні від $+20$ до $+30^\circ\text{C}$ для волоконно-оптичного гіроскопа

До недоліку цього способу можна віднести нестабільність залежності U_π від зміни температури. Коефіцієнт нахилу цієї прямої може змінюватися у часі, що є причиною зменшення ефективності компенсації, а також підвищення величини похибки результатів вимірювання.

2.4 Висновки

Незважаючи на стрімкий розвиток інженерних і наукових підходів щодо удосконалення існуючих і створення нових видів волоконно-оптичних гіроскопів, має місце деякі проблем, які обмежують покращення метрологічних характеристики пристроїв та систем навігації, а такої їх експлуатаційні характеристики. До цих проблем можна віднести:

- утворення помилкових зсувів, які мають місце у вихідному сигналі, під час підключення компенсаційної системи волоконно-оптичного гіроскопа в обертальні моменти з кутовою швидкістю, значення якої знаходиться поза

межами діапазону однозначності або під час дії значної величини кутового прискорення; у розроблених способах зменшити вплив зазначеного фактору можна, якщо виконати суттєве удосконалення як апаратної, так і програмної компоненти системи навігації;

– недостатнє значення стійкості щодо ударних і вібраційних впливів через недосконалий рівень ефективності системи регулювання, це є причиною утворення затримки в компенсаційному контурі, а також наявності нелінійної залежності схеми інтерференції під час дії режиму критичного обертання;

– температурна нестабільність значень масштабного коефіцієнту модуляції, що призводить до утворення похибки у вихідному сигналі; кожен з розглянутих способів має певні недоліки та під час дії деяких умов зазначені способи мають або малу ефективність, або їх використання доволі ускладнено.

Процес удосконалення компонентів електронно-оптичної схеми волоконно-оптичного гіроскопа є поштовхом до створення схем модуляції фази з використанням мультиплексування у часі сигналів. Це дозволить істотно підвищити ефективність застосування вимірювальних систем, а також ідентифікацію та компенсацію змін дестабілізуючих факторів волоконно-оптичного гіроскопа.

3 УДОСКОНАЛЕННЯ СПОСОБУ РОЗШИРЕННЯ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ДІАПАЗОНУ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНОГО ГІРОСКОПА

3.1 Розробка чисельної моделі волоконно-оптичного гіроскопа

Для дослідження процесів, що мають місце у вимірювальній схемі волоконно-оптичного гіроскопа в пакеті прикладних програм MATLAB Simulink, розроблено імітаційну модель роботи блоків системи компенсаційного типу на базі цифрової обробки вихідних сигналів, що наведено на рис. 3.1, де позначено: 1 – блок генерування вхідного впливу; 2 – ЦАП; 3 – оптико-електронний модулятор; 4 – оптичний контур; 5 – блок фотоприймача; 6 – АЦП; 7 – блок демодуляції вихідних сигналів; 8 – регулятор; 9 – блок формування компенсаційного сигналу.

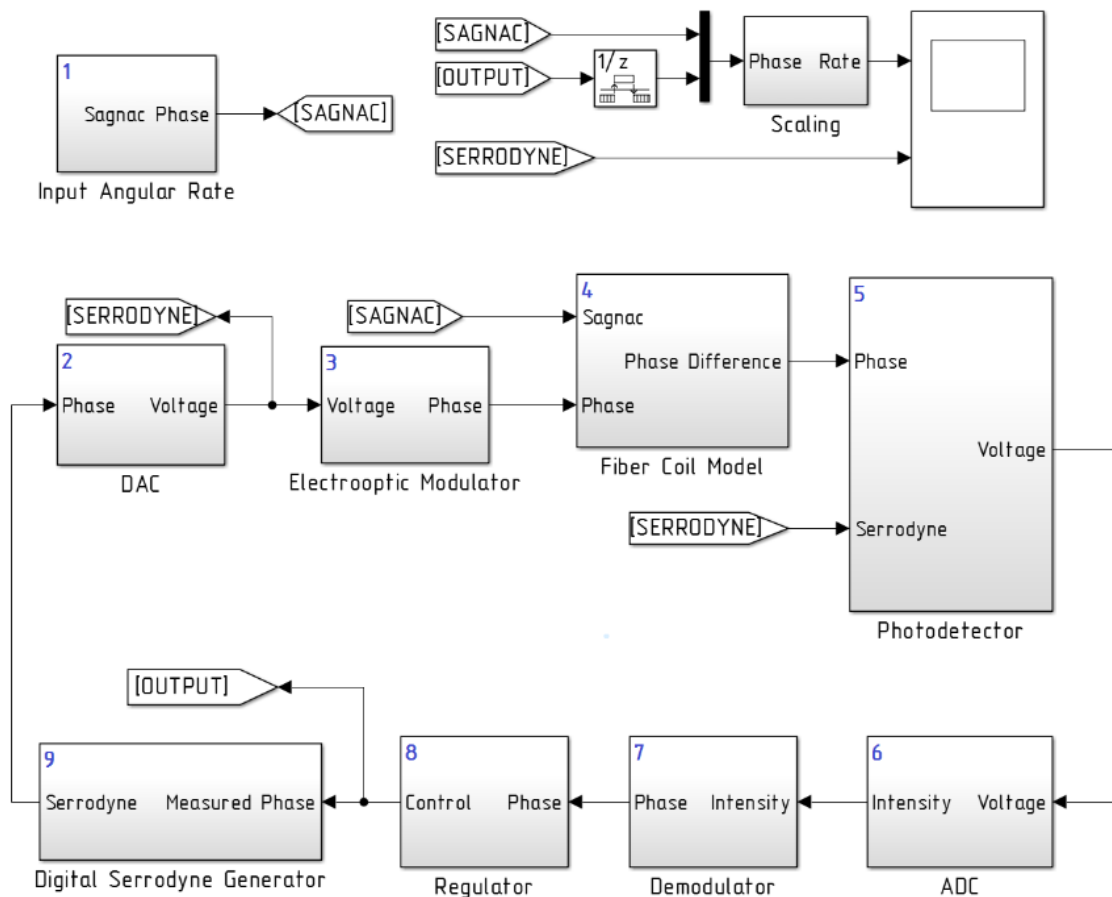


Рисунок 3.1 – Модель волоконно-оптичного гіроскопа в MatLAB Simulink

Розроблена модель базується на структурі волоконно-оптичного гіроскопа компенсаційного типу, деякі елементи системи перетворення вимірювальних даних побудовано на основі відомих реалізацій. Блоки, які здійснюють цифрову обробку вихідних сигналів (2, 6, 7, 8 та 9 на рис. 3.1), працюють на частоті τ Гц. Значення частоти функціонування блоків, які здійснюють перетворення фізичних величин схеми інтерференції (1, 3, 4 та 5 на рис. 3.1), можна змінювати в доволі значному діапазоні, що залежить від мети моделювання. Рівень адекватності розробленої математичної моделі залежить від параметрів підпрограми ініціалізації. Зазначений підхід до реалізації дозволив застосувати розроблену математичну модель для розв'язання низки інженерних і наукових завдань.

3.2 Розробка алгоритму формування сигналу модуляції гіроскопа

Компенсуючий вплив волоконно-оптичного гіроскопа реалізовано як фазове наростання. Це сигнал через низку апаратних обмежень системи модуляції представлено у пилкоподібній формі. У волоконно-оптичному гіроскопі компенсаційного типу на базі цифрової системи обробки вихідних сигналів компенсаючої модуляції застосовано імпульсну послідовність, тривалість якої дорівнює τ . Однією з особливостей зазначеного типу сигналу є наявність допустимого значення величини компенсаючої фази, що пояснюється обмеженістю кута нахилу імпульсного сигналу, який має пилкоподібну форму. Гранична значення компенсаційної величини за один такт послідовності модуляції визначається межами модуляції фази, мінімальне значення якої складає $2 \cdot \pi$ рад, що відповідає величині кутової швидкості, значення якої можна розрахувати за співвідношенням:

$$\Omega_{2\pi} = \frac{c \cdot \bar{\lambda}}{D \cdot L}, \quad (3.1)$$

де D – діаметр чутливої котушки;

L – довжина контуру оптичного волокна;

c – швидкість світла;

$\bar{\lambda}$ – центральна довжина хвилі оптичного випромінювання.

Під час обертання волоконно-оптичного гіроскопа з кутовою швидкістю, величина якої складає не більше $\Omega_{2\pi}$, для забезпечення роботи в діапазоні модуляції за кожним з тактів модуляційної послідовності, необхідно здійснювати зсув величини сигналу на $2 \cdot \pi$ рад. Компенсаційний сигнал під час цього знову набуває форму пилки. Форма отриманого сигналу практично повністю співпадає з необхідним зсувом Сан'яка, який відрізняється на величину $2 \cdot \pi \cdot N$ рад.

Якщо зсув відрізняється на величину $\pi \cdot (2 \cdot N + 1)$ рад, то сумарна величина компенсаційного сигналу та сигналу зсуву модуляції, що має амплітудне значення $\pm 0,25 \cdot \pi$ рад, дорівнюють між собою, хоча компенсаційні сигнали мають різну форму (див. рис. 3.2, в).

Якщо не зважати на практично повну ідентичність компенсаційних сигналів пилкоподібної форми для різних зсувів Сан'яка, то неоднозначність вимірювання величини кутової швидкості не виникає. Це обумовлено тим, що значенню кутової швидкості відповідає величині фази для забезпечення компенсації $\Delta\Phi_R$, що застосовується як вихідний сигнал системи. Значення $\Delta\Phi_R$ має в своєму складі сигнал помилки під час компенсації, що утворюється на кожному з інтервалів, у тому числі під час плавного збільшення значення кутової швидкості. Для коректної роботи схеми компенсації значення $\Delta\Phi_R$ може бути більше в декілька разів за величину $2 \cdot \pi$ рад. Також, необхідно сказати, що утворення неоднозначності у компенсаційному сигналі можливо у деяких режимах роботи волоконно-оптичного гіроскопа.

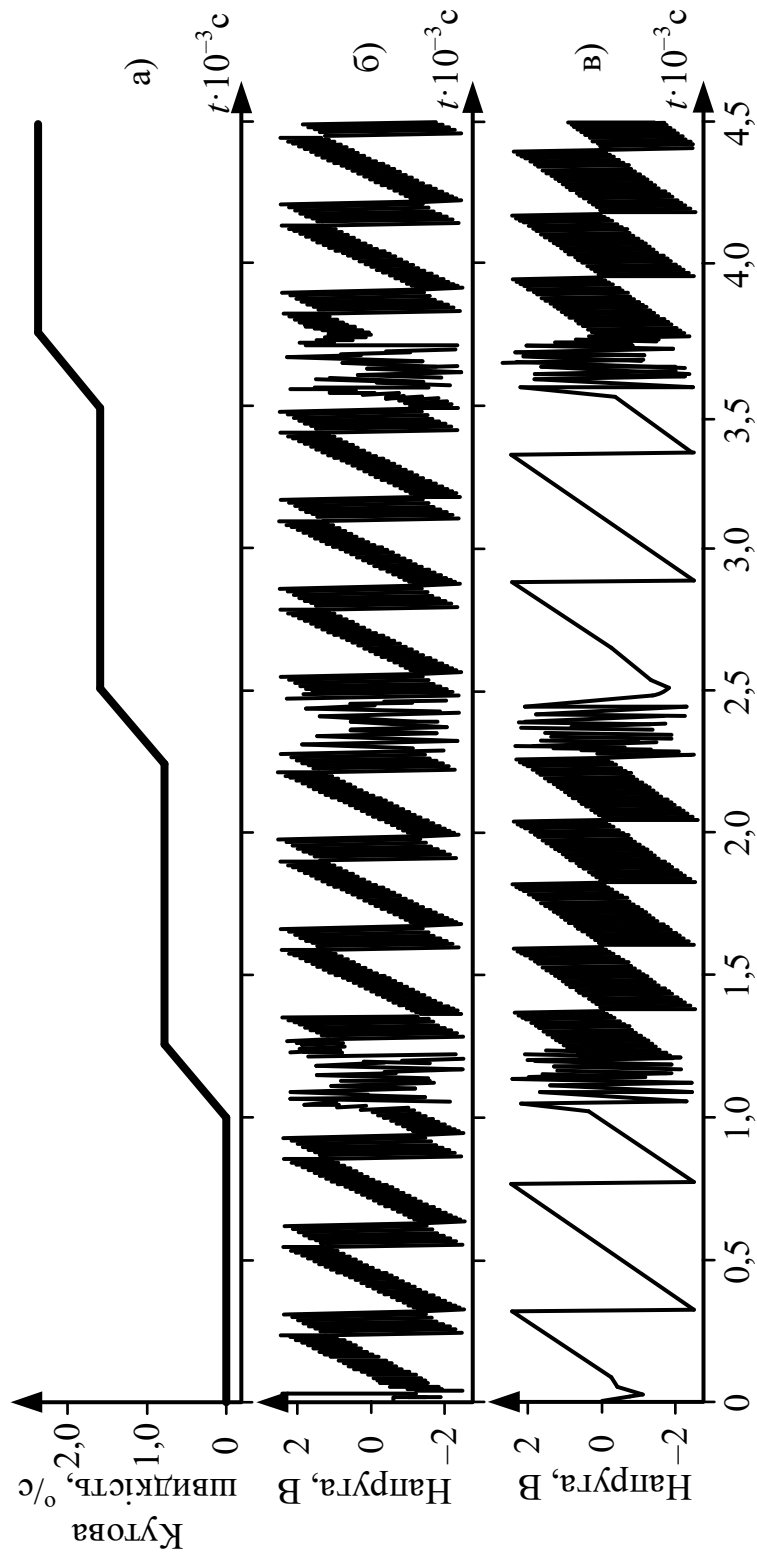


Рисунок 3.2 – Компенсаційний сигнал під час здійснення обертання волоконно-оптичного гіроскопа з кутовою швидкістю: кутова швидкість (а); модулюючий (б); компенсаційний (в)

На базі математичної моделі волоконно-оптичного гіроскопа розроблений алгоритм генерування модуляційного сигналу. У алгоритмі здійснюється вимірювання величини кутової швидкості в широких межах, а також реалізація алгоритму не вимагає визначення абсолютної величини координат робочої точки гіроскопа. Блок-схему алгоритму генерування модуляційного сигналу наведено на рис. 3.3, де позначено: Φ_S – компенсаційний сигнал пилкоподібної форми; $\Delta\Phi_R$ – приріст компенсаційного сигналу; Φ_b – модуляційний сигнал, що забезпечує зсув.

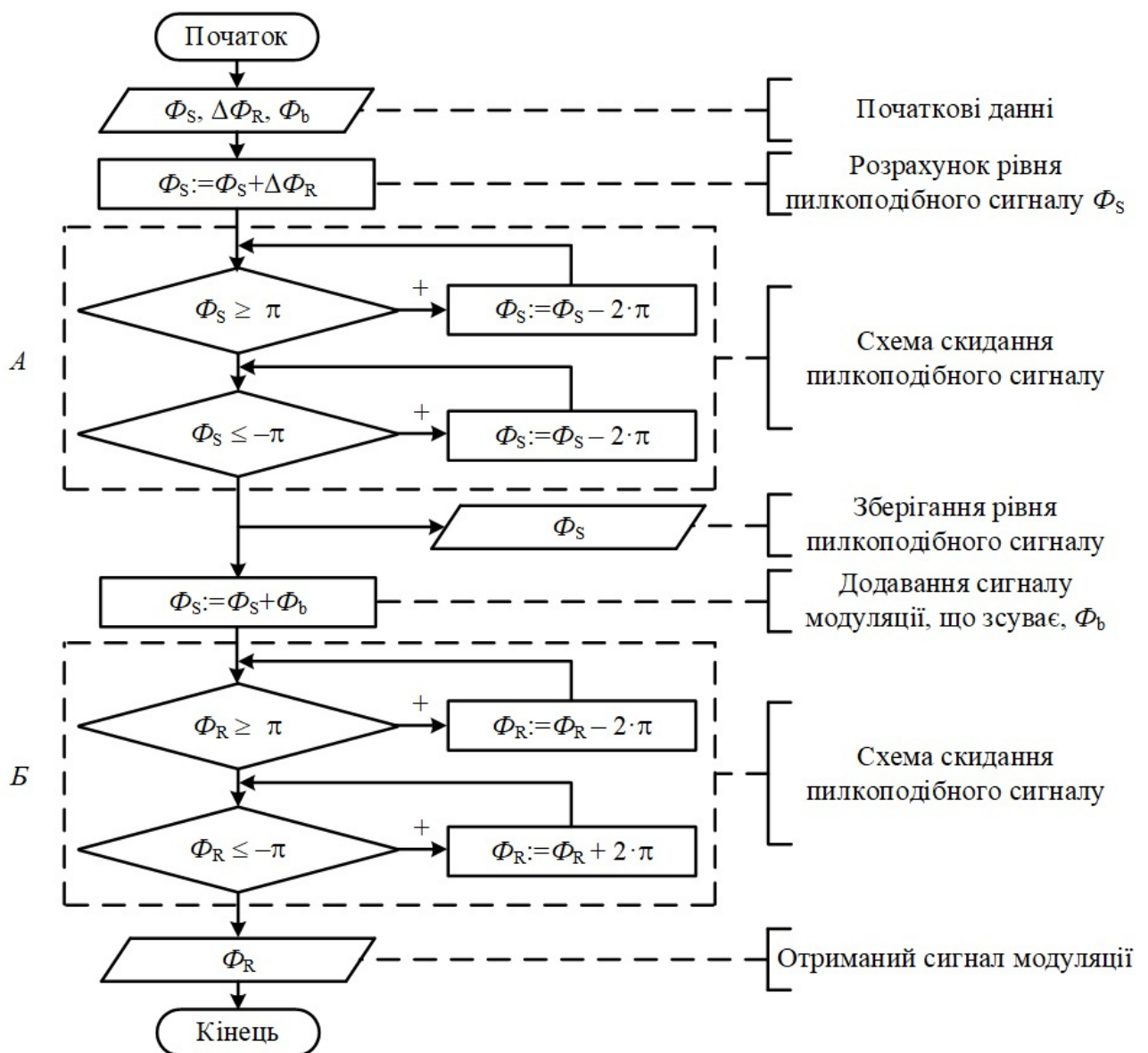


Рисунок 3.3 – Блок-схема алгоритму генерування модуляційного сигналу

Спочатку генерується компенсаційний сигнал, який має пілкоподібну форму Φ_s . Величина цього сигналу визначається як сума компенсаційного сигналу з попереднього інтервалу та збільшення компенсаційного сигналу $\Delta\Phi_R$, величина якого визначається за поточним інтервалом. Одержане значення компенсаційного сигналу необхідно зсунути у мажах здійснення фазової модуляції від $-\pi$ до π рад (див. рис. 3.3, А). Результат розрахунку Φ_s потрібно зберегти до пам'яті контролера для визначення за його результатом модуляційного сигналу на наступному інтервалі.

Після необхідно розрахувати сумарне значення сигналу Φ_s та модуляційного сигналу, що має прямокутну форму, завдяки якому здійснюється зсув Φ_b . Після цього одержане значення потрібно зсунути до меж фазової модуляції від $-\pi$ до π рад (див. рис. 3.3, Б).

Результати математичного моделювання розробленого алгоритму функціонування наведено на рис. 3.4. З аналізу отриманих результатів можна зробити висновок, що збільшення величини кутової швидкості від 0 до 100°/с з постійною величиною кутового прискорення, значення якої дорівнює 22000°/с, це не призводить до утворення помилкових зсувів, під час цього координати робочої точки зсуваються від нульового до першого інтерференційного максимуму.

Значення номеру напівперіоду, в діапазоні якого знаходиться координати робочої точки в кожен момент часу, можна розрахувати за функцією:

$$N = (|\Phi_R| + 1) \text{sign}(\Phi_R). \quad (3.2)$$

Однією з головних переваг розробленого алгоритму є можливість його простої апаратної реалізації. Для коректного скидання значення модуляційного сигналу застосовується один й той самий програмний блок компоненти вимірювальної системи (див. рис. 3.3, А та Б).

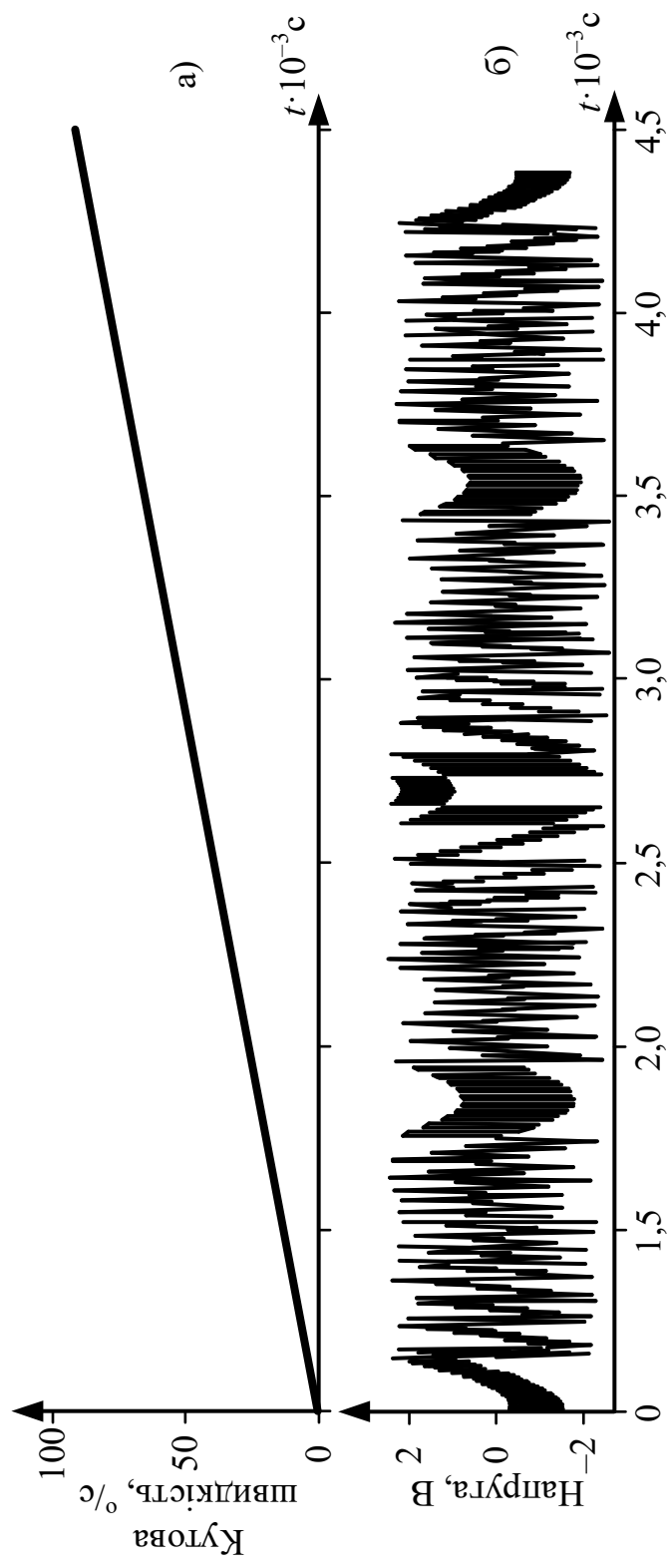


Рисунок 3.4 – Результат математичного моделювання розробленого алгоритму: вхідний сигнал волоконно-оптичного гіроскопа (а); сигнал модуляції фази (б)

Зміна вихідного сигналу волоконно-оптичного гіроскопа під час ступінчастої зміни кутової швидкості у межах від -1500 до $+1500^\circ/\text{с}$ наведено на рис. 3.5. У цьому діапазоні має місце 17 інтерференційних максимумів. Величина кутових прискорень під час цього дорівнює $2000^\circ/\text{с}^2$.

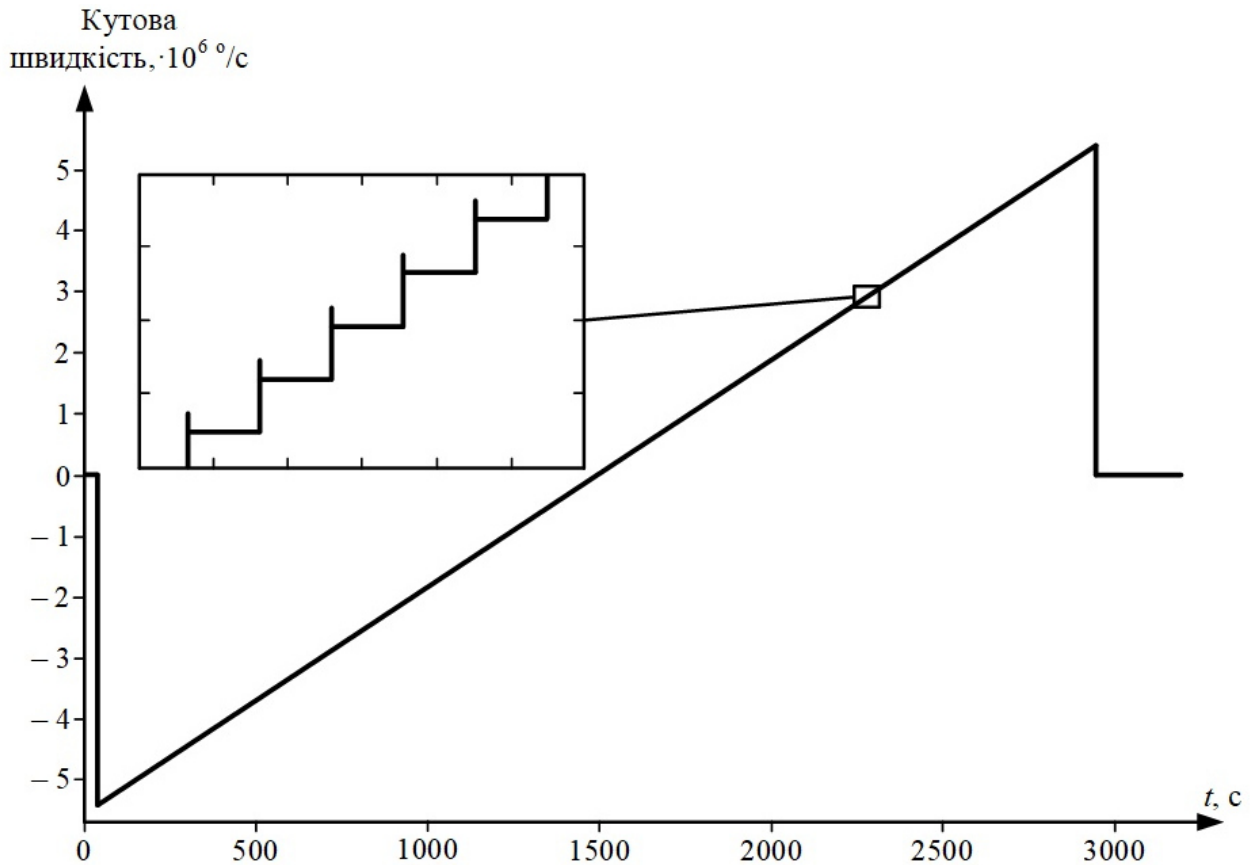


Рисунок 3.5 – Зміна вихідного сигналу волоконно-оптичного гіроскопа з розширений вимірювальним діапазоном

Максимальне вимірювальне значення кутової швидкості волоконно-оптичним гіроскопом під час застосування розробленого алгоритму визначається спектральними параметрами та характеристиками джерела випромінювання. Так, значення часу когерентності, яке залежить від форми та ширини спектра випромінювання, визначає величину чутливості волоконно-оптичного гіроскопа та видимість його інтерференції. Додатковим фактором, що обмежує застосування цього типу пристроїв, є рівень стійкості конструкції пристрою до впливу механічних впливів.

3.3 Висновки

Під час аналізу виявлено особливості формування сигналів фазової модуляції волоконно-оптичного гіроскопа з компенсацією величини кутової швидкості у широкому діапазоні її зміни. Розроблено алгоритм генерації сигналу компенсації, який пристосовано до систем цифрової обробки вимірювальних даних.

До переваг розробленого алгоритму можна віднести те, що у волоконно-оптичному гіроскопі розширено межі вимірювань значення кутової швидкості. Під час цього максимальне значення кутової швидкості практично не обмежено розробленим алгоритмом фазової модуляції.

4 ОБҐРУНТУВАННЯ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ЕЛЕКТРОННОЇ СИСТЕМИ НАЗЕМНОЇ НАВІГАЦІЇ ТРАНСПОРТУ

4.1 Розробка структурної схеми електронної системи з корекцією нелінійної передавальної характеристики інтерферометра

Однією з головних особливостей реальної реалізації інформаційно-виміральної схеми з волоконно-оптичним гіроскопом є наявність гармонійної ланки перетворення, що істотно зменшує показники ефективності регулювання під час дестабілізуючого впливу значних величин кутового прискорення. Застосування квадратурної зі зсувом модуляції дозволяє одержати лінійне значення відгуку інтерферометраичного пристрою тільки в деякому діапазоні, який визначається стрибкоподібною зміною зсуву фаз Сан'яка, та призводить до виходу з лінійної області координат робочої точки інтерферометра, а також зменшення величини коефіцієнта перетворення різниці фаз до інтенсивності оптичного випромінювання.

Зовнішній вигляд функції передачі нелінійної ланки є відомим, отже, одним з ефективних способів розв'язання зазначеної задачі є здійснення лінеаризація зі застосуванням зворотної функції.

Величину вихідної інтенсивності схеми інтерферометра з обліком квадратурної модуляції фази можна визначити зі застосуванням наступної функціональної залежності:

$$I(\Phi, t) = I_0(t) \cdot A(t) \cdot (B(t) \pm C(\Phi) \cdot \sin(\Phi(t))), \quad (4.1)$$

де $I_0(t)$ – інтенсивність джерела оптичного випромінювання;

$A(t)$ – залежність зміни коефіцієнта пропускання оптичної системи;

$B(t)$ – значення постійної складової в робочій точці;

$C(\Phi)$ – видимість інтерференцій.

Зазначені величини, з яких складається функціональна залежність (4.1), можуть змінювати значення протягом часом: величина коефіцієнта $A(t)$ визначається зі зміною температури та деградації під час старіння елементів оптичної системи; стабільність значення інтенсивності оптичного випромінювання $I_0(t)$ визначається апаратною складовою конфігурації джерела оптичного випромінювання; значення постійної складової рівня $B(t)$ залежить від показників точності під час визначення величини масштабного коефіцієнта, якщо контур стабілізації не застосовується, то значення $B(t)$ може змінюватися під час зміни температури модулятора; величина видимості інтерференції $C(\Phi)$ обумовлена спектральними характеристиками джерела оптичного випромінювання.

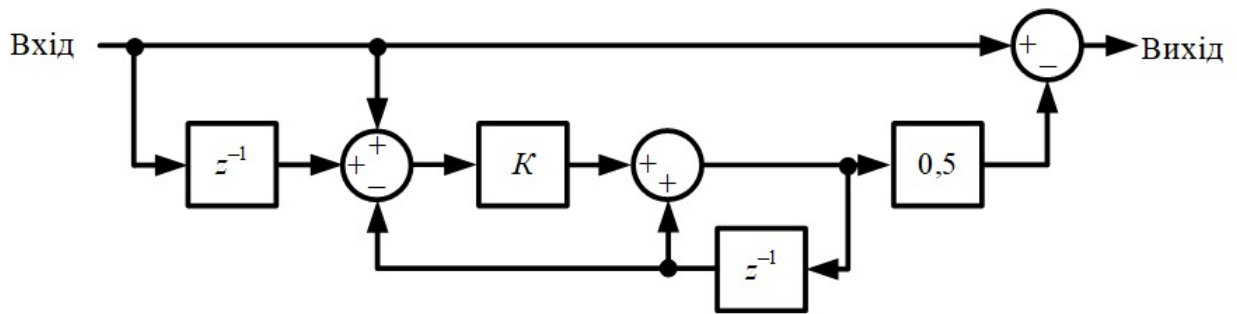
У функціональній залежності (4.1) можна виділити доданок $I_0(t) \cdot A(t) \cdot B(t)$, у якого значення множників, з яких він складається, змінюється доволі повільно. Отже, у схемі демодулятора можна вважати, що величина цього доданку є постійним значенням:

$$I(\Phi, t) = I_0(t) \cdot A(t) \cdot B(t) \pm I_0(t) \cdot A(t) \cdot C(\Phi) \cdot \sin(\Phi(t)). \quad (4.2)$$

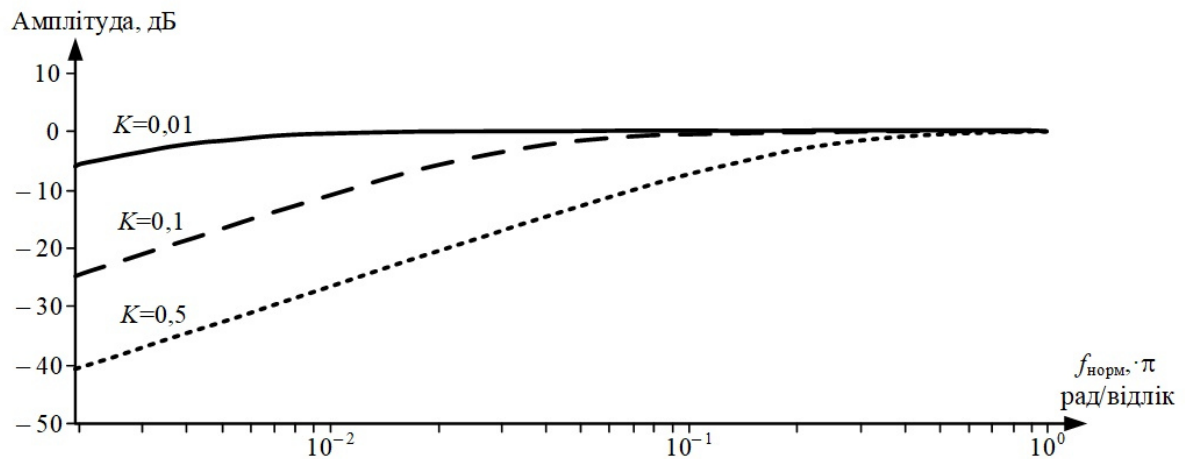
Для усунення постійної складової з сигналу можна застосувати цифровий фільтр, який має доволі мале значення групової затримки (див. рис. 4.1). Коефіцієнт передачі цього фільтра визначає його частотні характеристики. Величина цього коефіцієнта передачі вибирається для забезпечити усунення постійної складової з мінімальним впливом на інформаційну складову сигналу. Характеристика передачі цифрового фільтра має наступний вигляд:

$$H(z) = \frac{(0,5 \cdot K - 1) \cdot z^{-1} - (0,5 \cdot K - 1) \cdot z^0}{(K - 1) \cdot z^{-1} + z^0}. \quad (4.3)$$

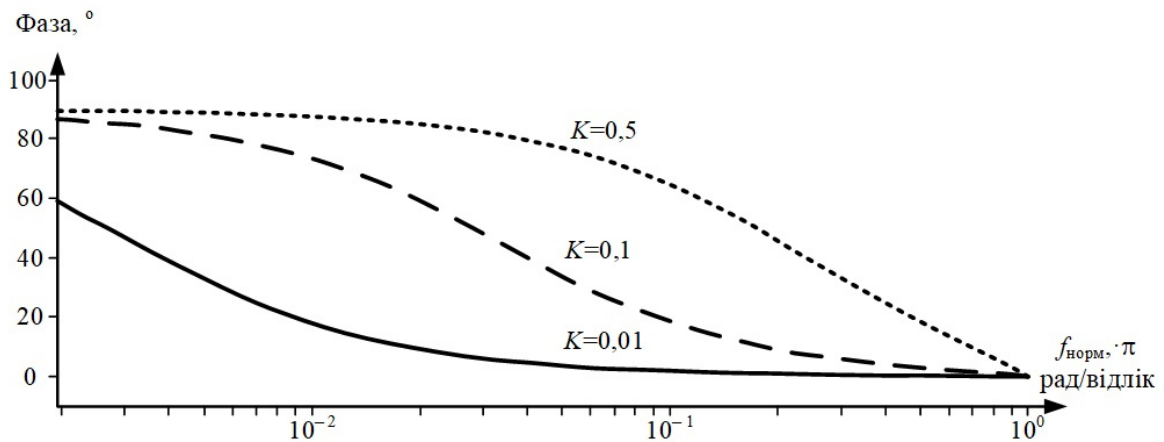
Після здійснення фільтрації сигнал представлено як знакозмінна послідовність. Після множення цього сигналу на меандр, який має одиничне значення амплітуди та період $2 \cdot \tau$, інформаційна складова сигналу переноситься до низькочастотної області.



а)



б)



в)

Рисунок 4.1 – Структурна схема (а) та частотні характеристики (б, в) цифрового фільтра

Функціональна залежність зміни вихідного сигналу є доданком та описується такою залежністю:

$$I(\Phi, t) = I_0(t) \cdot A(t) \cdot C(\Phi) \cdot \sin(\Phi(t)). \quad (4.4)$$

Для виділення синуса з сигналу потрібно розділити його на значення постійного зсуву $I_0(t) \cdot A(t) \cdot B(t)$, що одержано після фільтрації. Якщо здійснюється стабілізація масштабного коефіцієнта модуляції, то значення $B(t)$ дорівнює одиниці, а $C(\Phi)$, якщо має місце стабільна форма спектру, то воно практично не змінюється та його можна визначити для різних координат робочої точки:

$$I(\Phi, t) = \frac{C(\Phi)}{B(t)} \cdot \sin(\Phi(t)). \quad (4.5)$$

Одним з альтернативних способів виділення синуса є визначення максимального значення інтенсивності $I_{\max}$ під час максимуму інтерференції та застосування одержаного значення для нормування функціональної залежності. Якщо відняти від $I_{\max}$ значення постійного зсуву, то можна одержати $I_0(t) \cdot A(t) \cdot C(\Phi)$. Також для визначення величини максимуму інтенсивності можна використати алгоритм на базі чотиритактного сигналу:

$$I_{\max} = I_0(t) \cdot A(t) \cdot (C(\Phi) \cdot \cos 0 + B(t)); \quad (4.6)$$

$$I_{\max} = I_0(t) \cdot A(t) \cdot C(\Phi) + I_0(t) \cdot A(t) \cdot B(t). \quad (4.7)$$

Аргумент синусу може бути виділений зі застосуванням функції арксинусу.

$$\Phi(t) = a \sin(\sin(\Phi(t))). \quad (4.8)$$

Розроблений алгоритм лінеаризації реалізовано в математичній моделі волоконно-оптичного гіроскопа, порівняння відгуків на зміну дестабілізуючих впливів представлено на рис. 4.2. Як вхідний вплив у математичній моделі застосовано сигнали, що лінійно збільшуються, під час цього величина коефіцієнту нахилу підвищується до моменту, коли утворюється збільшення значення похибки вихідного сигналу.

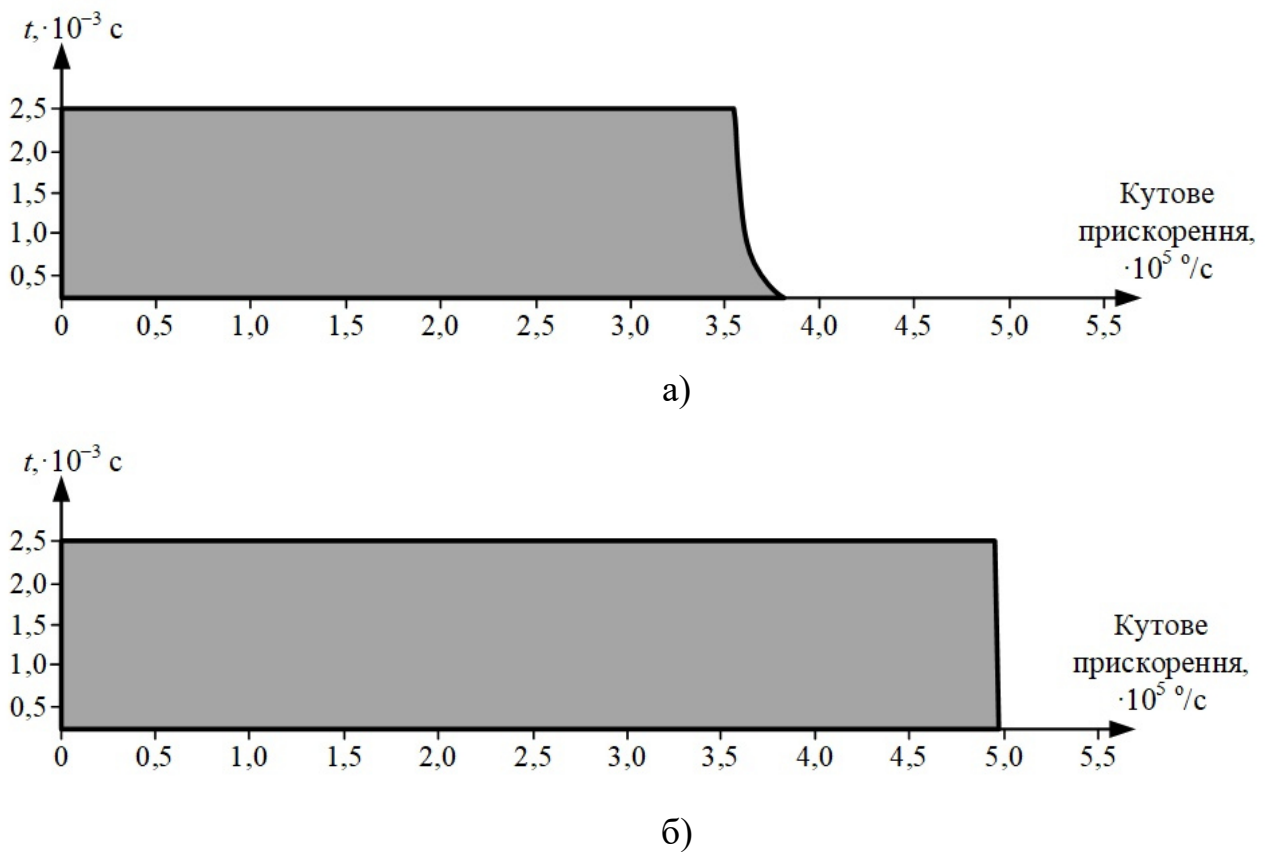


Рисунок 4.2 – Порівняння значень з дестабілізуючим кутовим прискоренням волоконно-оптичного гіроскопа без лінеаризації (а) та з лінеаризацією (б) блоку демодуляції

З аналізу результатів математичного моделювання визначено, що під час дії різних значень коефіцієнтів ПД-регулятора величина дестабілізуючого кутового прискорення збільшується від 25 до 45%. Під час дії ефективних щодо

відпрацювання впливів значення коефіцієнтів ПІД-регулятора дорівнює $K_p = 0,26$; $K_i = 0,41$ та $K_D = 0,24$, а збільшення величини граничного прискорення не перевищує 30 %.

Під час адаптування алгоритму лінеаризації до застосування в схемі цифрової обробки сигналів можна розкласти арксинус до ряду Тейлора. Це дещо зменшить навантаження на контролер та забезпечить розширення лінійного діапазону характеристики передачі.

4.2 Розробка заходів для компенсації затримки регулювання

Інформаційно-вимірювальну схему волоконно-оптичного гіроскопа можна описати лінійною дискретною математичною моделлю (див. рис. 4.3), характеристика передачі якої описується наступною функціональною залежністю:

$$H(z) = \frac{K_{PID} \cdot K_C \cdot z^{-2} \cdot (1 + z^{-1})}{1 + K_{PID} \cdot K_C \cdot z^{-2} \cdot (1 + z^{-1})}, \quad (4.9)$$

де K_{PID} – характеристика передачі ПІД-регулятора;

$K_C = K_{PD} \cdot K_{EO} \cdot K_{ADC} \cdot K_{DAC}$ – коефіцієнт підсилення.

Однією з особливостей інформаційно-вимірювальної схеми є наявність затримки зі значенням $2 \cdot \tau$, яка має місце в колі регулювання. Перша ланка затримки обумовлена дискретністю інформаційно-вимірювальної системи: значення зсуву фази визначається з частотою дискретизації, величина якої дорівнює $f_d = 1/\tau$. Друга затримка виникає через неможливість миттєво сформулювати вплив регулювання.

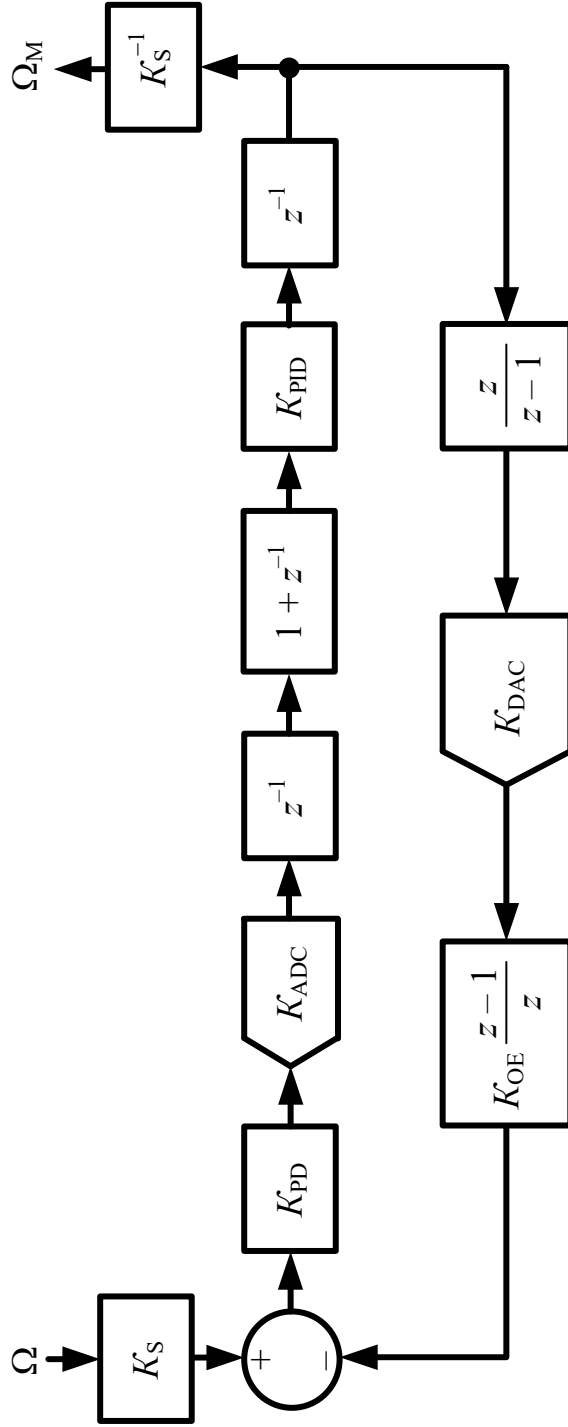


Рисунок 4.3, а – Лінійна дискретна математична модель волоконно-оптичного гіроскопа зі схемою цифрової обробки; початковий варіант (а); еквівалентна схема (б): K_S – коефіцієнт Сан'яка; K_{PD} – коефіцієнт перетворення фотоприймача; K_{ADC} та K_{DAC} – коефіцієнти перетворення АЦП та ЦАП; K_{EO} – коефіцієнт перетворення електрооптичного модулятора; K_{PID} – коефіцієнти ПД-регулятора

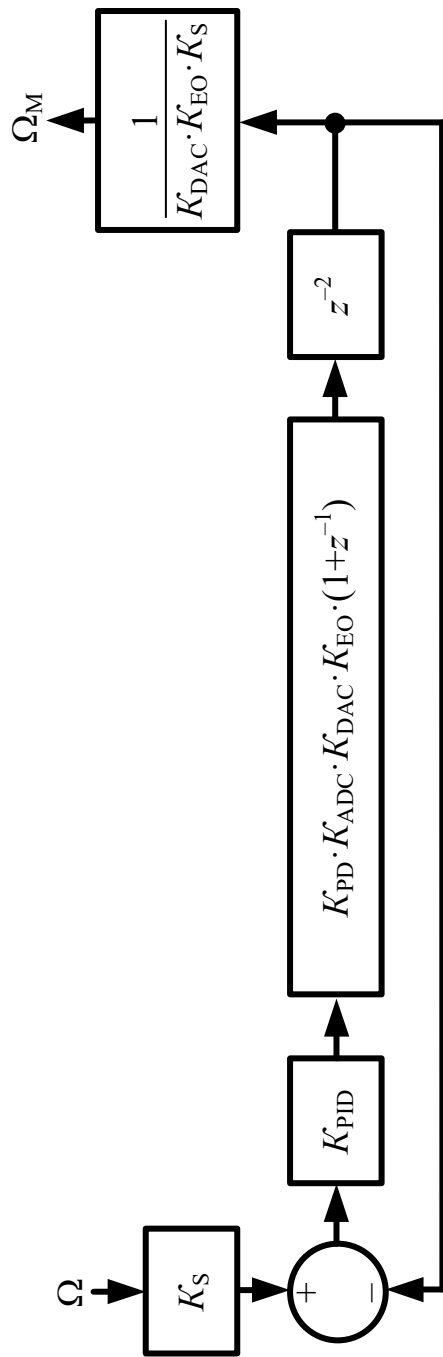


Рисунок 4.3, б – Лінійна дискретна математична модель волоконно-оптичного гіроскопа зі схемою цифрової обробки: початковий варіант (а); еквівалентна схема (б): K_S – коефіцієнт Сан'яка; K_{PD} – коефіцієнт перетворення фотоприймача; K_{ADC} та K_{DAC} – коефіцієнти перетворення АЦП та ЦАП; K_{EO} – коефіцієнт перетворення електрооптичного модулятора; K_{PID} – коефіцієнти ПІД-регулятора

Завантаження інформаційних даних до ЦАП та математичні перетворення займають деякий час, тому формування компенсаційного впливу на модулятор здійснюється через деякий проміжок часу після завершення всіх перетворень (див. рис. 4.4).

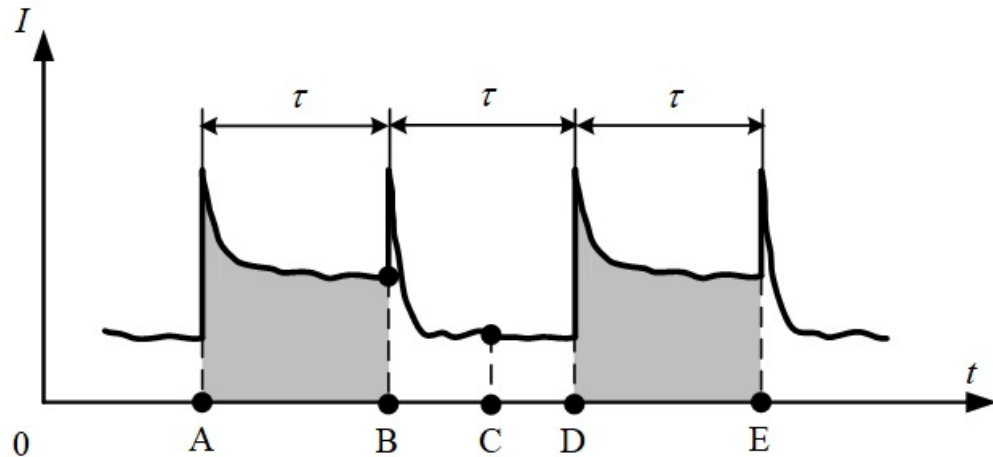


Рисунок 4.4 – Затримка в колі регулятора волоконно-оптичного гіроскопа: AB – інтегрування; B – початок відліку АЦП; BC – проміжок часу для розрахунку впливу регулювання; CD – проміжок часу на очікування; DE – інтервал подачі впливу регулювання

Якщо має місце затримка в системі регулювання, то ця система має невеликий запас стійкості, що істотно підвищує час закінчення перехідних процесів, а також може призвести під час дії певних умов до утворення коливальних процесів. Одним з ефективних способів зменшення величини затримки регулювання, якщо відомий об'єкт керування, є застосування предиктивного регулятора (див. рис. 4.5). Характеристика передачі волоконно-оптичного гіроскопа (див. рис. 4.3), як об'єкта керування визначається функціональною залежністю:

$$G(z) = K_C \cdot (1 + z^{-1}) = K_{PD} \cdot K_{EO} \cdot K_{ADC} \cdot K_{DAC} \cdot (1 + z^{-1}). \quad (4.10)$$

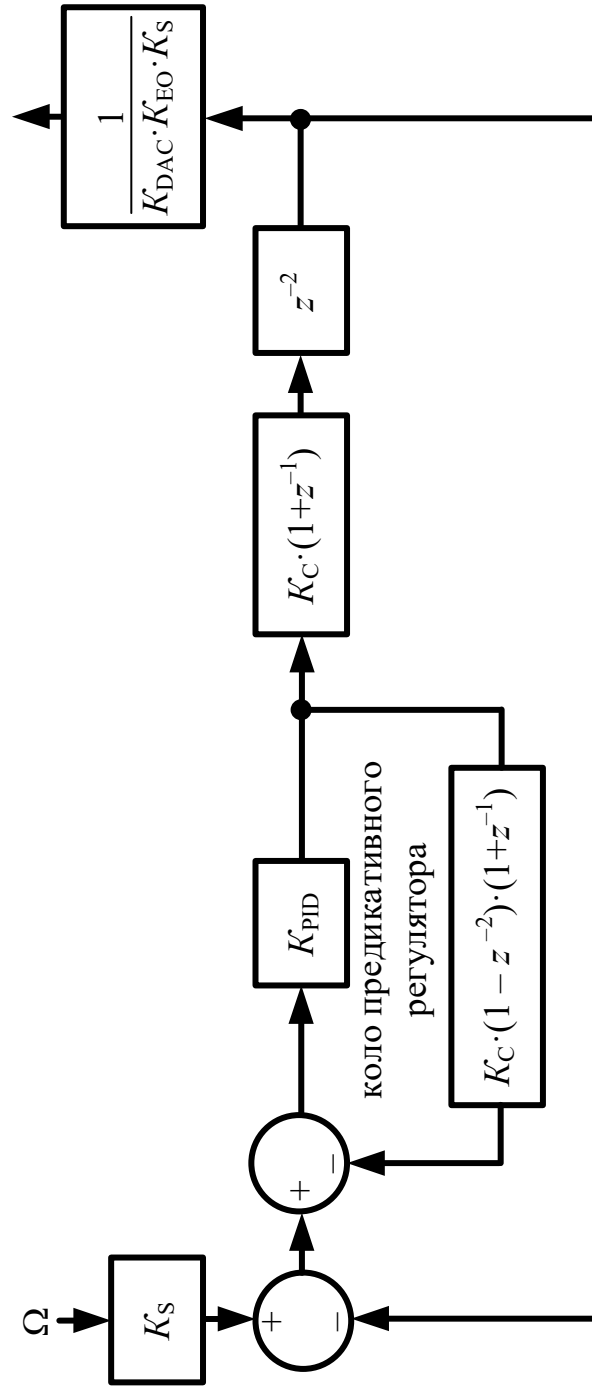


Рисунок 4.5 – Математична модель волоконного оптичного гіроскопа з предиктивним регулятором

Передавальну характеристику контуру предиктивного регулятора можна описати такою функціональною залежністю:

$$G_p(z) = K_c \cdot (1 - z^{-2})(1 + z^{-1}). \quad (4.11)$$

Предиктивний регулятор реалізовано у математичній моделі волоконно-оптичного гіроскопа. Можливі реакції для варіантів системи регулювання під час дії імпульсного впливу та постійних значень коефіцієнтів ПД-регулятора наведено на рис. 4.6, а. З аналізу результатів моделювання можна зробити висновок, що час закінчення перехідного процесу зменшено в 3 рази, проте величина перерегулювання практично не змінилася. Вихідний сигнал інформаційно-вимірювальної системи, до складу якої входить передиктова петля регулятора має форму, яка співпадає з формою сигналу, що має нульову затримку зворотного зв'язку, це вказує на ефективність розробленого рішення.

Значення коефіцієнтів ПД-регулятора, який має в своєму складі предиктор, дещо відрізняються від коефіцієнтів регулятора без предиктора. Під час застосування однакових значень коефіцієнтів системи з та без предиктора поведуться себе по-різному (див. рис. 4.6, б). З аналізу отриманих частотних характеристик, які наведено на рис. 4.7, можна зробити висновок, що рівень стабільності системи істотно підвищено у всій смузі частот.

Для реалізації предиктивного регулятора у цифровому форматі приводять його характеристику передачі до виду:

$$G_R(z) = \frac{N_2 \cdot z^{-2} + N_1 \cdot z^{-1} + N_0}{D_5 \cdot z^{-5} + D_4 \cdot z^{-4} + D_3 \cdot z^{-3} + D_2 \cdot z^{-2} + D_1 \cdot z^{-1} + D_0}, \quad (4.12)$$

де $N_0 = K_p + K_i + K_d$;

$$N_1 = -K_p - 2 \cdot K_d;$$

$$N_2 = K_i - K_d - 1 / K_c;$$

$$D_0 = K_I + K_P + K_D + 1 / K_C;$$

$$D_1 = K_I - K_D - 1 / K_C;$$

$$D_2 = -2 \cdot K_P - 2 \cdot K_D - K_I;$$

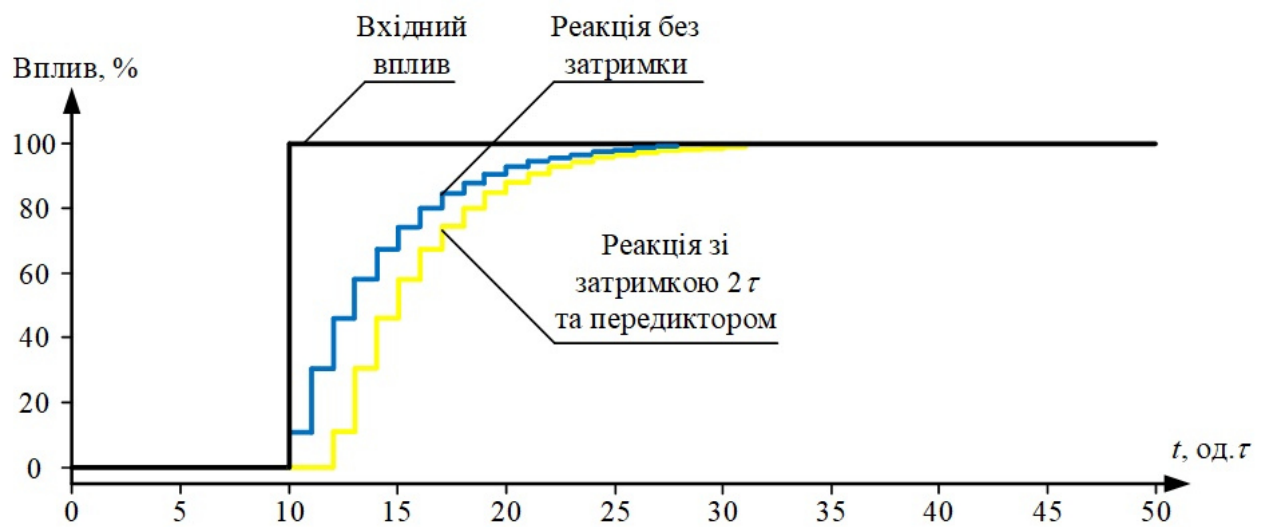
$$D_3 = 2 \cdot K_D - K_I;$$

$$D_4 = K_P + K_D;$$

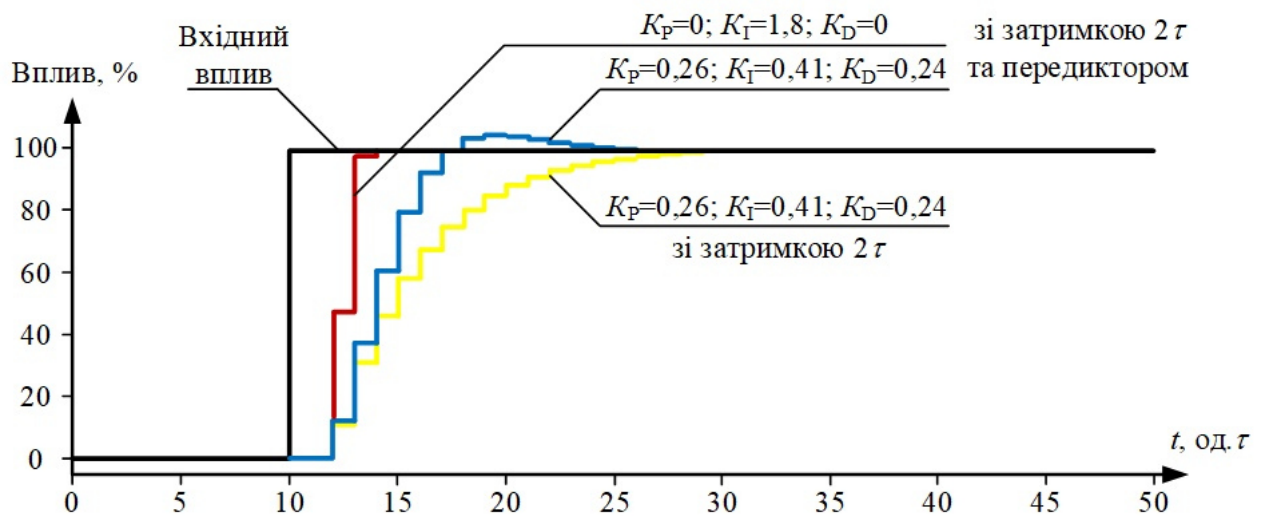
$$D_5 = -2 \cdot K_D;$$

K_P, K_I, K_D – коефіцієнти ПД-регулятора;

$K_C = K_{PD} \cdot K_{EO} \cdot K_{ADC} \cdot K_{DAC}$ – коефіцієнт підсилення.

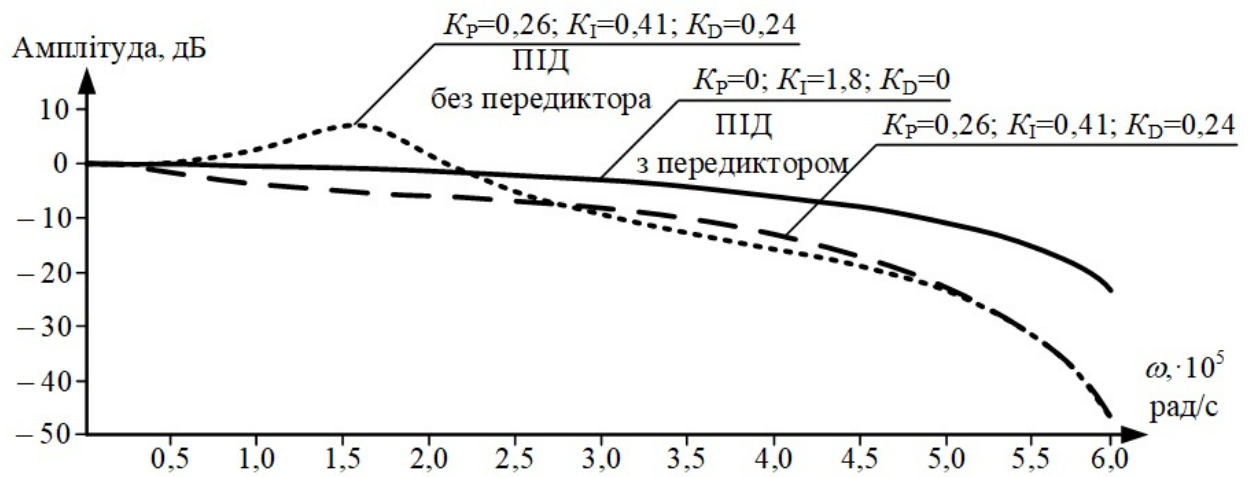


а)

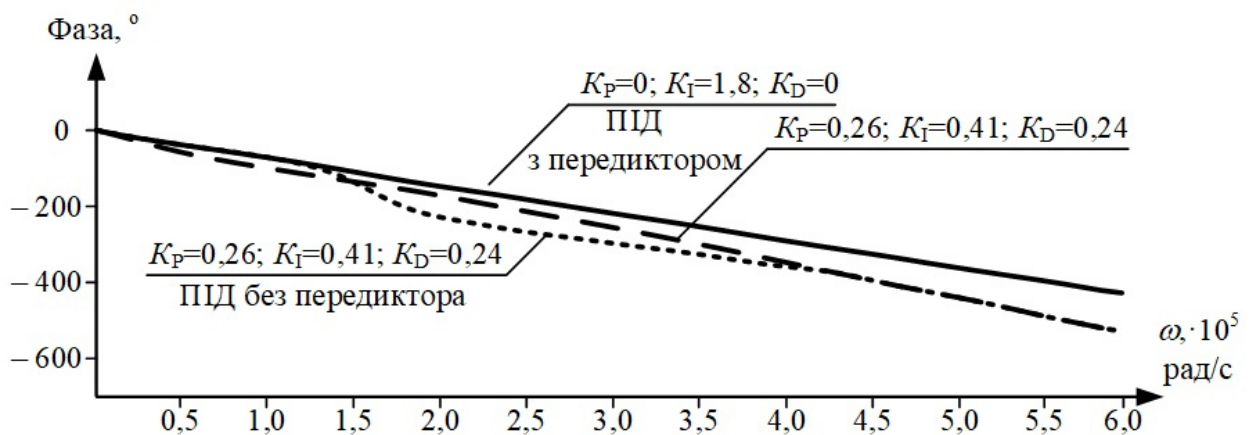


б)

Рисунок 4.6 – Перехідні характеристик гіроскопа з різними регуляторами



а)



б)

Рисунок 4.7 – Амплітудно-частотна (а) та фазочастотна (б) передаточні характеристики волоконно-оптичного гіроскопа з різними регуляторами

Відповідний цифровий фільтр з нескінченною імпульсною характеристикою, структурну схему якого наведено на рис. 4.8, можна реалізувати в контролері для обробки цифрових вимірювальних даних.

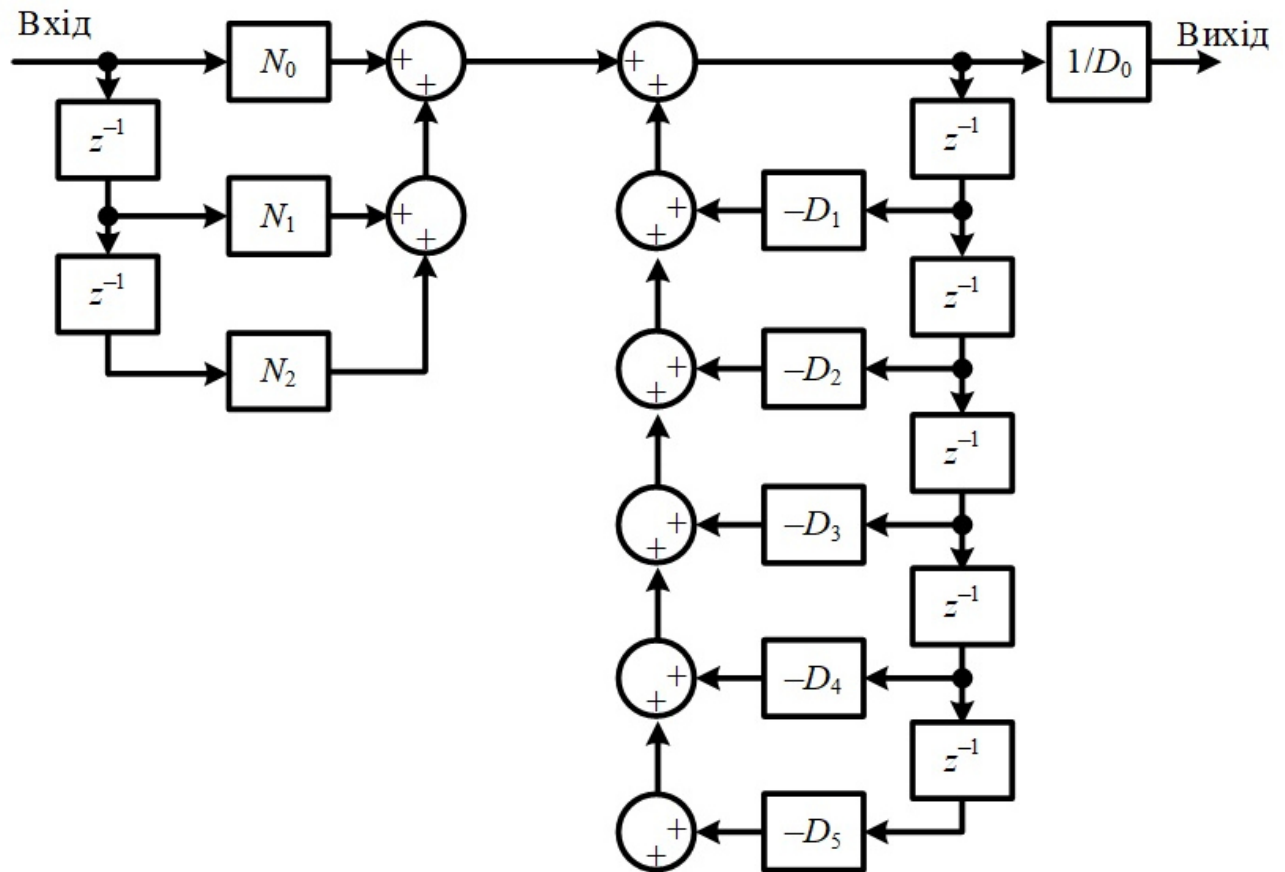


Рисунок 4.8 – Структура цифрового фільтра для реалізації регулятора

4.3 Висновки

Удосконалений спосіб лінеаризації характеристики передачі інтерферометра із застосуванням арксинусу, що дозволило підвищити стійкість гіроскопа до дестабілізуючих впливів зміни кутових прискорень завдяки забезпеченню постійного значення чутливості у різних положення робочої точки інтерферометра. Під час моделювання встановлено, що має місце збільшення величини дестабілізуючого прискорення від 25 до 45 % для різних типів регулятора. Розроблений на базі дискретної моделі волоконно-оптичного гіроскопа регулятор дозволив практично компенсувати величину затримку. З результатів математичного моделювання встановлено, що тривалість перехідного процесу зменшено в 3 рази, а величина перерегулювання практично не змінилася.

ВИСНОВКИ

Незважаючи на стрімкий розвиток інженерних і наукових підходів щодо удосконалення існуючих і створення нових видів волоконно-оптичних гіроскопів, має місце деякі проблем, які обмежують покращення метрологічних характеристики пристроїв та систем навігації, а такої їх експлуатаційні характеристики. До цих проблем можна віднести:

- утворення помилкових зсувів, які мають місце у вихідному сигналі, під час підключення компенсаційної системи волоконно-оптичного гіроскопа в обертальні моменти з кутовою швидкістю, значення якої знаходиться поза межами діапазону однозначності або під час дії значної величини кутового прискорення; у розроблених способах зменшити вплив зазначеного фактору можна, якщо виконати суттєве удосконалення як апаратної, так і програмної компоненти системи навігації;

- недостатнє значення стійкості щодо ударних і вібраційних впливів через недосконалий рівень ефективності системи регулювання, це є причиною утворення затримки в компенсаційному контурі, а також наявності нелінійної залежності схеми інтерференції під час дії режиму критичного обертання;

- температурна нестабільність значень масштабного коефіцієнту модуляції, що призводить до утворення похибки у вихідному сигналі; кожен з розглянутих способів має певні недоліки та під час дії деяких умов зазначені способи мають або малу ефективність, або їх використання доволі ускладнено.

Процес удосконалення компонентів електронно-оптичної схеми волоконно-оптичного гіроскопа є поштовхом до створення схем модуляції фази з використанням мультиплексування у часі сигналів. Це дозволить істотно підвищити ефективність застосування вимірювальних систем, а також ідентифікацію та компенсацію змін дестабілізуючих факторів волоконно-оптичного гіроскопа.

Під час аналізу виявлено особливості формування сигналів фазової модуляції волоконно-оптичного гіроскопа з компенсацією величини кутової швидкості у широкому діапазоні її зміни. Розроблено алгоритм генерації сигналу компенсації, який пристосовано до систем цифрової обробки вимірювальних даних.

До переваг розробленого алгоритму можна віднести те, що у волоконно-оптичному гіроскопі розширено межі вимірювань значення кутової швидкості. Під час цього максимальне значення кутової швидкості практично не обмежено розробленим алгоритмом фазової модуляції.

Удосконалений спосіб лінеаризації характеристики передачі інтерферометра зі застосуванням арксинусу, що дозволило підвищити стійкість гіроскопа до дестабілізуючих впливів зміни кутових прискорень завдяки забезпеченню постійного значення чутливості у різних положення робочої точки інтерферометра. Під час моделювання встановлено, що має місце збільшення величини дестабілізуючого прискорення від 25 до 45 % для різних типів регулятора.

Розроблений на базі дискретної моделі волоконно-оптичного гіроскопа регулятор дозволив практично компенсувати величину затримку. З результатів математичного моделювання встановлено, що тривалість перехідного процесу зменшено в 3 рази, а величина перерегулювання практично не змінилася.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Малыкин, Г.Б. Эффект Саньяка. Корректные и некорректные объяснения / Г.Б. Малыкин // Успехи физических наук, 2000. – Т. 170. – № 12. – С. 1325 – 1349.
2. Lefevre, H.C. The Fiber Optic Gyroscope / H.C. Lefevre. – 2 -d edition – Boston: Artech House, 2014. – 405 p.
3. Pavlath, G.A. Closed-Loop Fiber Optic Gyros / G.A. Pavlath // Fiber Optic Gyros: 20-th Anniversary Conference. Proc. of SPIE, 1996. – Vol. 2837. – PP. 46 – 60.
4. Lefevre, H.C. Latest Advances in Fiber-Optic Gyroscope Technology at Photonetics / H.C. Lefevre, P. Martin, T. Gaiffe // Fiber Optic and Laser Sensors XII. Proc. of SPIE, 1994. – Vol. 2292. – P. 156 – 165.
5. Li, X. Four-State Modulation in Fiber Optic Gyro / X. Li, Y. Zhang, Q. Yu // International Conference on Mechatronics and Automation. Proc. of IEEE, 2008. – P. 198 – 192.
6. Xingshan, L. Control Method based on Smith Estimator Applied in Closed-loop I-FOG / L. Xingshan, Y. Huizheng, G.A. Huiwen // 25th Chinese Control and Decision Conference, 2013. – P. 178 – 181.
7. Zhang, Y. Modeling and Simulation of the Second Feedback Loop for Fiber Optic Gyroscope / Y. Zhang, Z. Gao, G. Wang // International Symposium on Photoelectronic Detection and Imaging. Proc. of SPIE, 2013. – Vol. 8914. – P. 89140E-1 – 89140E-7.
8. Çelikel, O. Establishment of All Digital Closed-Loop Interferometric Fiber-Optic Gyroscope and Scale Factor Comparison for Open-Loop and All Digital Closed-Loop Configurations / O. Çelikel, E.S. San. // Sensors Journal. Proc. of IEEE, 2009. – Vol. 9. – Issue 2. – P. 176 – 186.
9. Kay, C. J. Serrodyne Modulator in a Fibre-Optic Gyroscope / C. J. Kay // Optoelectronics. Proc. of IEEE, 1985. – Vol. 132. – Issue 5. – P. 259 – 264.

10. Lefevre, H.C. High Dynamic Range Fiber Gyro with AllDigital Signal Processing / H.C. Lefevre, P. Martin, J. Morisse // Fiber Optic and Laser Sensors VIII. Proc. of SPIE, 1990. – Vol. 1367. – P. 72 – 80.
11. Merlo, S. Handbook of Fibre Optic Sensing Technology / S. Merlo, M. Norgia, S. Donati. – Wiley & Sons Ltd, 2000. – 828 p.
12. Arvinda, R. Digital Dual Ramp Phase Modulator For Fiber Optic Gyroscope / R. Arvinda, S.S. Pathaka, T.K. Alex // Computers and Electrical Engineering, 1999. – Vol. 25. – P. 17 – 27.
13. Bergh, R.A. Dual-Ramp Closed-Loop Fiber-Optic Gyroscope / R.A. Bergh // Fiber Optic and Laser Sensors VII. Proc. of SPIE, 1989. – Vol. 1169. – P. 429 – 439.
14. Becker, R. A. Comparison of Guidedwave Interferometric Modulators Fabricated On LiNbO₃ Via Ti Indiffusion and Proton Exchange / R. A. Becker // Applied Physics Letters, 1983. – Vol. 43. – Issue 2. – P. 131 – 133.
15. Minakata, M. LiNbO₃ Optical Waveguide Devices / M. Minakata // Electron. Commun. Japan, 1994. – Vol. 77. – Issue 11. P. 37 – 51.
16. Wooten, E.L. A Review of Lithium Niobate Modulators for Fiber-Optic Communications Systems / E.L. Wooten, K.M. Kissa, E.J. Murphy // Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2000. – Vol. 6. – Issue 1. – P. 69 – 81.
17. Chen, E. Broadband Optical Modulators: Science, Technology, and Applications / E. Chen, A. Murphy // London: CRC Press, 2011. – 517 p.
18. Bulmer, C.H. Pyroelectric Effects in LiNbO₃ ChannelWaveguide Devices / C.H. Bulmer, W.K. Burns, S.C. Hiser // Applied Physics Letters, 1986. – Vol. 43. – Issue 16. – P. 1036 – 1038.
19. Kiesel, E. Impact of Modulation Induced Signal Instabilities on Fiber Gyro Performance / E. Kiesel // Fiber Optic and Laser Sensors V. SPIE, 1987. – Vol. 838. – P. 129 – 139.
20. Salvestrini, J.P. Analysis and Control of the DC Drift in LiNbO₃-Based Mach-Zehnder Modulators / J.P. Salvestrini, L. Guilbert, M. Fontana // Journal of Lightwave Technology, 2011. – Vol. 29. – Issue 10. – P. 1522 – 1534.

21. Sathian, J. Intensity Dependent Residual Amplitude Modulation in Electro-Optic Phase Modulators / J. Sathian // *Applied Optics*, 2012. – Vol. 51. – Issue 16. – P. 3684 – 3691.
22. Sun, F. Study on the Drift of Modulated Phase in Interference Fiber Optic Gyroscope / F. Sun, L. Wang, G. Wang // *Journal of Computers*, 2010. – Vol. 5. – Issue 3. – P. 394 – 400.
23. Yamada, S. DC Drift Phenomena in LiNbO₃ Optical Waveguide Devices / S. Yamada, M. Minikata // *Japanese Journal of Applied Physics*, 1981. – Vol. 20. – Issue 4. – P. 73 – 77.
24. Zook, J.D. Temperature Dependence and Model of the Electrooptic Effect in LiNbO₃ / J.D. Zook, D. Chen, G.N. Otto // *Applied Physics Letters*, 1967. – Vol. 11. – Issue 5. – P. 159 – 161.
25. Moslehia, B.M. Compact and Robust Open-Loop Fiber-Optic Gyroscope for Applications in Harsh Environments / B.M. Moslehia, R. Yahalomb, F. Faridiana // *Nanophotonics and Macrophotonics for Space Environments VII. Proc. of SPIE*, 2010. – Vol. 7817. – P. 78170Q-1 – 78170Q-12.
26. Zhang, Y. Analysis of Shock Error in Fiber Optic Gyroscope induced by Underwater Explosion / Y. Zhang, N. Sun, Z. Gao // *International Conference on Mechatronics and Automation. Proc. of IEEE*, 2014. – P. 1913 – 1917.
27. Zhuomin, Z. Vibration Error Research of Fiber Optic Gyroscope in Engineering Surveying / Z. Zhuomin, H. Wenbin, L. Fang // *Telkomnika*, 2013. – Vol. 11. – Issue 4. – P. 1948 – 1955.
28. Kersey, A. Two-Wavelength Fibre Gyroscope with Wide Dynamic Range / A. Kersey, A. Dandridge, W.K. Burns // *Electronics Letters*, 1986. – Vol. 22. – Issue 18. – P. 935 – 937.
29. Денисенко, В. ПИД-регуляторы: вопросы реализации / В. Денисенко // *Современные технологии автоматизации*, 2007. – № Vol. 4. – С. 86 – 97.
30. Bergh, R.A. Simplified Control for Closed-Loop Fiber-Optic Gyroscopes / R.A. Bergh // *Fiber Optic and Laser Sensors X. Proc. of SPIE*, 1992. – Vol. 1795. – P. 126 – 134.

31. Dostálek, P. Microcontroller Based Self-Tuning Digital PID Controller/ P. Dostálek, L. Pekař, V. Vašek // Latest Trends On Systems, 2010. – Vol. 1. – P. 248 – 251.
32. Hikichi, Y. A Discrete PID Control System Using Predictors and an Observer for the Influence of a Time Delay / Y. Hikichi, K. Sasaki, R. Tanaka // International Journal of Modeling and Optimization, 2013. – Vol. 3. – Issue 1. – P. 75 – 83.
33. Zhang, Y. Digital PID Controller Design for Delayed Multivariable Systems / Y. Zhang, L. Shieh, C.M. Akujuobi // Asian Journal of Control, 2004. – Vol. 6. – Issue 4. – P. 483 – 495.
34. Lefèvre, H.C. The Fiber-Optic Gyroscope: Challenges to Become the Ultimate Rotation-Sensing Technology / H.C. Lefèvre // Optical Fiber Technology, 2013. – Vol. 19. – Issue 6. – P. 828 – 832.
35. Zhao, D. Temperature Compensation of FOG Scale Factor Based on CPSO-BPNN / D. Zhao, J. Chen, Y. Han // Chinese Control and Decision Conference. Proc. of IEEE, 2010. – P. 2898 – 2901.
36. Yunzhao, Z. Research on FOG Factors Nonlinear Compensation / Z. Yunzhao, W. Shunting, M. Lingjuan // Symposium on Test Automation and Instrumentation, 2006. – P. 1489 – 1492.
37. Ярив, А. Введение в оптическую электронику / А. Ярив. – М.: Высшая школа, 1983. – 399 с.
38. Gaiffe, T. Wavelength Stabilization of an ErbiumDoped-Fiber Source with a Fiber Bragg Grating for High-Accuracy FOG / T. Gaiffe, P. Simonpietri, J. Morisse // Fiber Optic Gyros: 20th Anniversary Conference. Proc. of SPIE, 1996. – Vol. 2837. – P. 375 – 380.

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:

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

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:

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