

Хмельницький національний університет  
Факультет інформаційних технологій  
Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ

бакалавр

Освітній рівень

Електронний гіроскоп

Назва теми

КІТР.020050.01.02 ПЗ

Галузь знань 17 «Електроніка та телекомунікації»

Шифр, назва

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

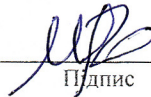
Шифр, назва

Освітня програма «Телекомунікації та інформаційно-комунікаційні технології»

Шифр, назва

Виконав:

студент IV курсу, група TP2-20-1

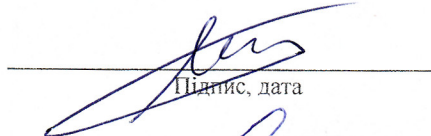


Підпис

Роман МІЩУК

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Керівник

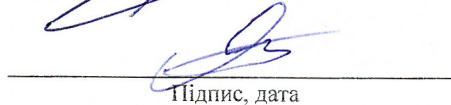


Підпис, дата

Костянтин ГОРЯЩЕНКО

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Нормоконтролер



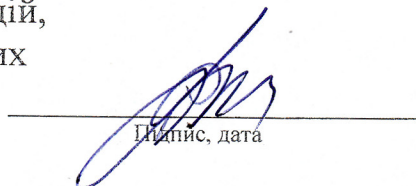
Підпис, дата

Віктор Стецюк

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

До захисту допускаю:

зав. кафедри телекомунікацій,  
медійних та інтелектуальних  
технологій



Підпис, дата

Сергій ПІДЧЕНКО

Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

« 14 » сервія 2024 р.

Хмельницький 2024

Хмельницький національний університет

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

Освітній рівень бакалавр

Галузь знань 17 «Електроніка та телекомунікації»

Шифр, назва

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Шифр, назва

Освітня програма «телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій»

Шифр, назва

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри Сергій ПІДЧЕНКО

« 15 » лютого 2024 р.

**ЗАВДАННЯ  
НА КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ**

Роман Олексійович МІЩУК

(Прізвище, ім'я, по батькові студента)

1 Тема проєкту Електронний гіроскоп

керівник проєкту Костянтин ГОРЯЩЕНКО, к.т.н., доцент

(Прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, учене звання)

Затверджено

наказом ректора університету від 15 лютого 2024 р. № 8

2 Строк подання студентом проєкту на кафедру «31» травня 2024 р.

3 Вихідні дані до проєкту

1. Розглянути принципи роботи гіроскопів, та їх принципи роботи.

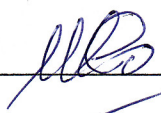
2. Виконати аналіз та розробити структурну схеми лазерного гіроскопа.


3. Виконати електричні розрахунки пристрою

4 Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Вступ. 2. Огляд гіроскопів та принципів їх роботи. 3. Проектування

структурної схеми лазерного гіроскопа. 4 Схема електрична пристрою

Завдання отримав 

Науковий керівник 

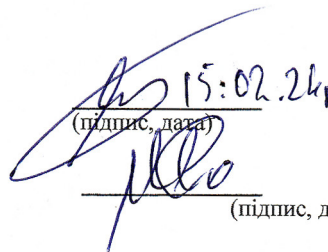
Консультанти розділів кваліфікаційного проєкту

Розділ	Ім'я, ПРІЗВИЩЕ та посада консультанта	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв

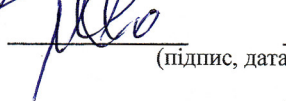
**ПЛАН ІНДИВІДУАЛЬНОЇ РОБОТИ**

№ п/п	Найменування виду роботи	Форма звітності, термін виконання	Відмітка наукового керівника
1	Вступ	12.02.2024	Виконано
2	Огляд літератури, аналіз доцільності розробки	11.03.2024	Виконано
3	Принципи роботи гіроскопів та моделювання	8.04.2024	Виконано
4	Аналіз та моделювання роботи окремих вузлів гіроскопа	6.05.2024	Виконано
5	Розробка схеми електричної принципової та розрахунки	13.05.2024	Виконано
6	Оформлення пояснювальної записки до КПТР	20.05.2024	Виконано
7	Оформлення презентаційних матеріалів	27.05.2024	Виконано

Науковий керівник

 15.02.24  
(підпис, дата) Костянтин ГОРЯЩЕНКО

Студент

  
(підпис, дата) Роман МІЩУК

## Анотація

УДК 621.396

Виконав: Роман МІЩУК

Керівник: Костянтин ГОРЯЩЕНКО

Лазерний гіроскоп. Кваліфікаційний проєкт.

74 с., Бібліограф. Найменувань 24, ілюстрацій 18, таблиць 6.

В кваліфікаційному проєкті розглянуті питання з проектування оптичного гіроскопа. Представлено дослідження принципів роботи вимірювача кута зсуву фази під час роботи. Прилад вимірює кутову швидкість і кути повороту об'єкту, на якому він встановлений. Даний прилад може бути використаний в авіаційних та морських науково-дослідних інститутах та навчальні, а також підприємства радіоелектронної промисловості. Прилад також може використовуватися у якості обладнання при проведенні лабораторних та практичних занять студентів авіаційних та морських напрямків. В ході проектування проведене моделювання принципів роботи, виконані основні електричні та конструкторські розрахунки, моделювання на ЕОМ.

Ключові слова: кут зсуву фази, підсилювач, волоконно-оптичний кабель, випромінювання

## Annotation

UDC 621.396

Autor: Roman MISHUK

Supervisor: Kostyantyn HORIASHCHENKO

Laser gyroscope. Qualification project.

74 pages, Bibliography. names 16, illustrations 18, tables 6.

In a diploma project the considered questions from planning of optical gyroscope, a device measures an angulator and corners of turn of object which he is set on. This device can be used in aviation and marine researches institutes and educational, and also enterprises of radio electronic industry. Device also can be used in the internalss of equipment at conducted laboratory and practical employments of students of aviation and marine directions. During designing were conducted technical and economic assessment, basic electric and designer's calculations on computer.

## Зміст

ВСТУП.....	4
1 ОГЛЯД ГІРОСКОПІВ ТА ПРИНЦИПІВ ЇХ РОБОТИ.....	5
1.1 Принципи роботи оптичного гіроскопа.....	5
1.2 Оптичний гіроскоп на ефекті Саньяка.....	8
1.3 Основні технічні показники аналога і нової розробки.....	10
1.4 Висновок.....	12
2 ПРОЕКТУВАННЯ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ЛАЗЕРНОГО ГІРОСКОПА .....	13
2.1 Структурні схеми гіроскопів .....	13
2.2 Аналіз принципів роботи оптичного гіроскопа .....	15
2.3 Кільцевий лазерний гіроскоп.....	16
2.4 Моделювання роботи оптичного гіроскопа .....	23
2.5 Висновки з моделювання .....	28
2.6 Моделювання роботи вимірювача зсуву фази.....	31
2.6.1 Визначення основних вузлів.....	31
2.6.2 Аналіз методів вимірювання фази .....	32
2.6.3 Класичні методи побудови цифрових фазометрів. ....	33
2.7 Застосування ноніусних методів вимірювання.....	38
2.8 Визначення структурну схему вимірювання фазового зсуву ноніус ним методом .....	40
2.9 Проблеми застосування фазових методів вимірювання кута зсуву фази для волоконно-оптичної лінії.....	40
2.9.1 Вплив перевідбиттів на розповсюдження сигналу у волоконі.....	41
2.9.2 Проблема проходження сигналу за умов двох деформацій волоконно-оптичного кабелю.....	43

<i>КПТР.020050.01.02 ПЗ</i>				
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата
Виконав		<i>Мишук К.</i>	<i>[Підпис]</i>	10.06.24
Перевір.		<i>Горяченко К.</i>	<i>[Підпис]</i>	10.06.24
Т.Контр.				
Н.контр.				
Затвер.		<i>Підченко С.</i>	<i>[Підпис]</i>	10.06.24

Літера	Аркуш	Аркушів
у	2	
<i>Електронний гіроскоп Пояснювальна записка</i>		
<i>ТР2-20-1, ХНУ</i>		

2.10 Висновки .....	47
3 ПРОЄКТУВАННЯ ВУЗЛІВ ТА ПРИСТРОЮ В ЦІЛОМУ .....	48
3.1 Вибір структурної схеми .....	48
3.2 Проектування лічильника кута зсуву фази .....	49
3.2.1 Перемикальні таблиці .....	49
3.2.2 Аналіз функціонування пристрою, та повний перемикальний граф.....	52
3.2.3 Моделювання роботи лічильника засобами обчислювальної техніки.....	54
3.3 Розрахунок підсилювача сигналів для вимірювача кута зсуву фази.....	56
3.3.1 Розрахунок колекторного кола.....	57
3.3.2 Розрахунок вхідного кола.....	60
3.3.3 Розрахунок за змінним струмом .....	69
3.4 Висновки .....	71
ВИСНОВКИ З РОБОТИ .....	72
ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ .....	73
ДОДАТКИ .....	75

## ВСТУП

Гіроскопом можна назвати абсолютний тахометр, структурний елемент інерціальної навігаційної системи, який виконує функцію датчика кутової швидкості в інерційному просторі і обробляє інформацію про місцезнаходження літака або судна.

Проектування волоконно-оптичного гіроскопа вимагає хорошого розуміння теоретичних принципів, а також знання компонентів і технологій, що використовуються для виробництва гіроскопів. Ця робота узагальнює теоретичні вимоги та можливості технології проектування гіроскопа.

					<i>КПТР.020050.01.02 ПЗ</i>	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		4

# 1 ОГЛЯД ГІРОСКОПІВ ТА ПРИНЦИПІВ ЇХ РОБОТИ

## 1.1 Принципи роботи оптичного гіроскопа

Гіроскопом можна назвати абсолютний тахометр, структурний елемент інерціальної навігаційної системи, який виконує функцію датчика кутової швидкості в інерційному просторі і обробляє інформацію про місцезнаходження літака або судна.

Система зазвичай включає три Гіроскопи для вимірювання швидкості обертання навколо трьох ортогональних осей, три акселерометри для визначення швидкості, відстані та напрямку по трьох осях та комп'ютер для обробки вихідних сигналів цих пристроїв. До літакових гіроскопів пред'являються дуже високі вимоги: роздільна здатність і дрейф нуля 0,01 м / год, 6-значний динамічний діапазон і висока стабільність масштабного коефіцієнта ( $10^{-5}$ ) для перетворення кута повороту у вихідний сигнал. До цих пір використовувалися в основному механічні гіроскопи, але засновані на ефекті утримання осі обертання тіла в одному напрямку в інерційному просторі (закон збереження моменту імпульсу).

Це дорогі пристрої, оскільки вони вимагають високої точності форми обертового тіла і мінімально можливого тертя підшипників. Наприклад, на відміну від механічних оптичних гіроскопів, волоконно-оптичні гіроскопи, створені на основі ефекту Саньяка, мають статичний тип конструкції і мають безліч переваг. Їх основними перевагами є: як наслідок, стійкість до прискорення через відсутність рухомих частин. Простота конструкції. Короткий час запуску. Висока чутливість. Висока лінійність властивостей. Низьке енергоспоживання. Крім того, за рахунок впровадження оптичної інтегральної схеми можна знизити вартість волоконно-оптичного гіроскопа. Поряд з його використанням в літаках і на кораблях, можна очікувати прогресу

					КПТР.020050.01.02 ПЗ	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		5



в кільцевому інтерферометрі, що обертається (рис. 1.1). Джерело світла  $S$  являє собою світловий дільник на дві хвилі, що поширюються в протилежних напрямках по траєкторії радіуса  $R$ .

Джерело світла і детектор  $D$  обертаються з кутовою швидкістю  $\Omega$  так, що світловий промінь проходить у напрямі обертання більшу відстань  $L^+$  за більший час  $t^+$ , тоді як зустрічний світловий промінь проходить коротшу відстань за короткий час  $t^-$  для  $L^-$ . На рис. 1.2 показано фазовий зсув ефекту Саньяка при зміні довжини хвилі.

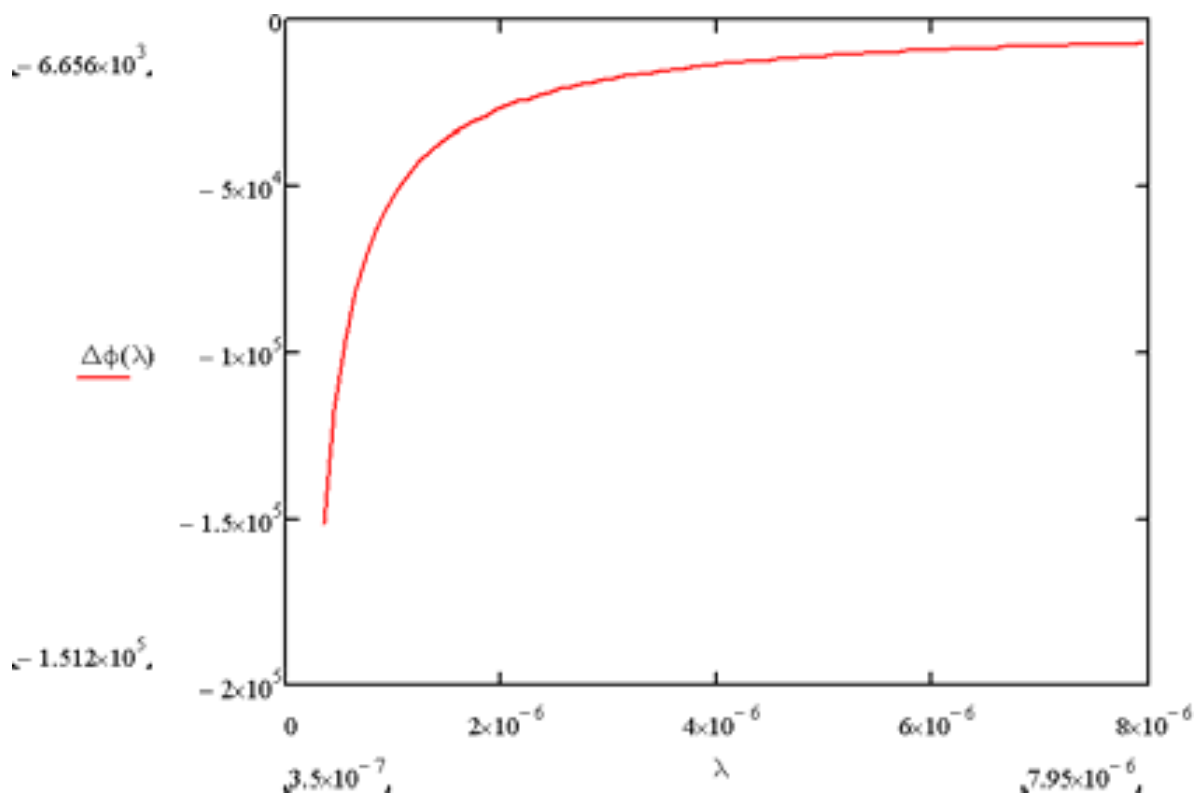


Рисунок 1.2 – Фазовий зсув у ефекті Саньяка

Ця різниця фаз пропорційна охоплюваній площі та кутовій швидкості. Для дуже малих швидкостей обертання і відносно невеликої площі контуру ефект Саньяка зменшується, внаслідок чого промені зберігають ефект синхронізації, отже, інтерферометр не показує фазового зсуву. Обмеження фазового розщеплення залежить від конструкції інтерферометра.

Метод, відомий як дизеринг, підмішування до первинного сигналу псевдовипадкового шуму спеціально підбраного спектра, може бути використаний для зменшення негативного ефекту квантування сигналу (дробового шуму). Після певного порога інтерферометр Саньяка чутливий до відмінностей у фазах через обертання [3].

## 1.2 Оптичний гіроскоп на ефекті Саньяка

Принцип дії оптичного гіроскопа заснований на ефекті Саньяка. Уздовж кругової оптичної траєкторії, як показано на рисунку 1.3, роздільник променя змушує світло поширюватися в двох протилежних напрямках. Якщо система нерухома щодо інерційного простору, обидва світлових променя поширюються назустріч один одному по оптичному шляху однакової довжини.

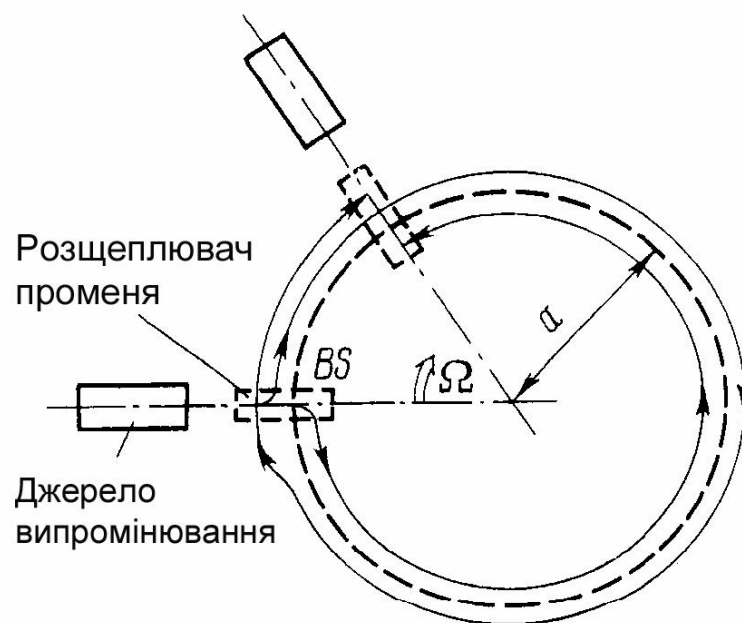


Рисунок 1.3 - Принцип виникнення ефекту Саньяка

Таким чином, при налаштуванні променя в роздільнику після закінчення шляху фазовий зсув відсутній. Однак, коли оптична система обертається в інерційному просторі з кутовою швидкістю  $\Omega$ , між світловими хвилями виникає різниця фаз. Це явище і називається ефектом Саньяка.

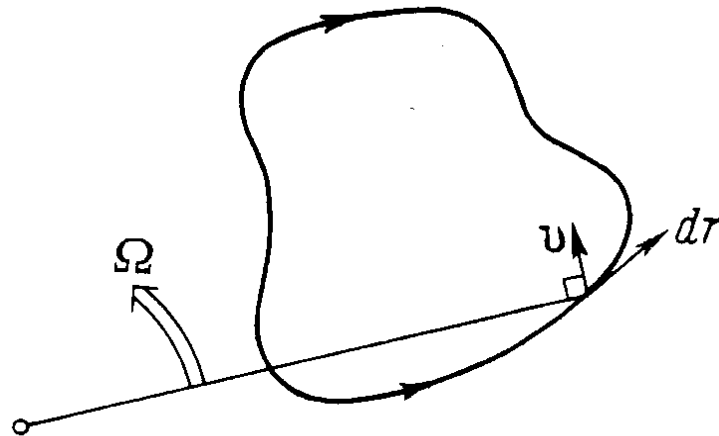


Рисунок 1.4 - Ефект Саньяка при оптичному шляху довільної форми

Високий показник заломлення на оптичному шляху  $n = 1$ . У радіусі оптичного шляху  $a$  час, за який світло, що рухається за годинниковою стрілкою, досягне розділювача променя, представлений наступним чином.

$$t_r = (2\pi a + a\Omega t_r) / c, \quad (1.1)$$

у протилежному напрямі —

$$t_l = (2\pi a - a\Omega t_l) / c, \quad (1.2)$$

де  $c$  — швидкість світла.

З формул (1.1) і (1.2) різниця часу розповсюдження двох світлових хвиль з урахуванням  $c \gg a\Omega$

$$\Delta t = t_r - t_l = \frac{4\pi a^2}{c^2} \Omega = \frac{4S}{c^2} \Omega. \quad (1.3)$$

Це означає, що з'являється різниця довжини оптичних шляхів

$$\Delta L = \frac{4S}{c} \Omega \quad (1.4)$$

або, інакше кажучи, різниця фаз

$$\Delta \psi = \frac{4kS}{c} \Omega. \quad (1.5)$$

Тут  $S$  — площа, облямована оптичним шляхом;  $\Omega$  — хвильове число.

Рівняння (1.5) випливає з рівняння (1.3), припускаючи, що  $n = 1$  і оптичний шлях є круговим, але ми можемо довести, що рівняння (1.5) є основним з ефектів Саньяка. Це не залежить від форми оптичного шляху, положення центру обертання та показника заломлення.

### 1.3 Основні технічні показники аналога і нової розробки

Основні технічні показники аналога і нової розробки наведені в таблиці

1.1. З таблиці 1.1 видно, що розробляються оптичні гіроскопи за технічними параметрами не поступаються аналогам, а їх продуктивність значно краще.

Таким чином, при використанні сучасних напівпровідникових елементів, заснованих на польових технологіях, можна домогтися необхідних результатів з мінімальними витратами.

					<i>КПТР.020050.01.02 ПЗ</i>	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		10

Таблиця 1.1 - Основні технічні показники аналога і нової розробки

Показники	Одиниця виміру	Аналог	Нова розробка	Відношення параметрів нової розробки до параметрів аналога
Капітальні вкладення	грн.	1540	1228	1,25
Експлуатаційні витрати	грн./рік.	1870	1386	1,3
Споживана потужність	Вт	30	30	1
Похибка виміру	град.	5	1	5
Час виміру	мс	0,1	0,03	3,3
Маса	Кг	8	1	8

Проектовані оптичні гіроскопи розроблені для використання в авіаційних і морських науково-дослідних інститутах і навчальних закладах, а також на підприємствах індустрії бездротової електроніки. Обладнання, що розробляється, також може бути використано в якості пристрою для проведення лабораторних і практичних занять для студентів авіаційних і морських спеціальностей.

Розробляючи цей пристрій для промисловості, я ставив перед собою кілька цілей: максимально звести до мінімуму помилки в роботі і знизити вартість пристрою.

Метою даного проекту є створення високоякісного оптичного гіроскопа, заснованого на принципі використання ефекту Саньяка в польових технологіях. Це дозволяє вирішити деякі протиріччя, що виникають при проектуванні аналогічних пристроїв з використанням традиційних і розповсюджених технологій.

#### 1.4 Висновок

Спроектований пристрій в сучасних умовах є досить доцільним і ефективним. Забезпечується покращання технічних характеристик: похибок вимірювання, масо-габаритних показників і т.д. Поряд з покращанням технічних характеристик, пристрій забезпечує також економію за питомими капіталовкладеннями та експлуатаційними витратами.

					<i>КПТР.020050.01.02 ПЗ</i>	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		12

## 2 ПРОЕКТУВАННЯ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ЛАЗЕРНОГО ГІРОСКОПА

### 2.1 Структурні схеми гіроскопів

Мабуть, саме класичний інтерферометр Саньяка найкраще демонструє необхідність високоточної реєстрації неінерціального руху в області моделювання.

Найпростіший інтерферометр Саньяка складається з наступних компонентів:

- Джерело світла
- Светоделитель для направлення світла від джерела по двох різних траєкторіях і їх об'єднання
- Набір дзеркал (зазвичай включає в себе 2 або 3 дзеркала)

Розділювачі променів і дзеркала утворюють трикутну або прямокутну траєкторію, по якій світло рухається в обох напрямках. У цей час сама навігаційна система (і літак або космічний апарат, на якому вона встановлена) також обертаються з певною кутовою швидкістю. Спостерігаючи за інтерференцією світлових променів, що поширюються по цих траєкторіях (завдяки ефекту Саньяка), ми можемо визначити швидкість обертання системи з дуже високою точністю.

Вимірювання малих оборотів має важливе значення для визначення і контролю орієнтації об'єктів в сучасній оборонній і космічній промисловості. В даний час найбільш широко використовуються кільцеві лазери і волоконно-оптичні гіроскопи, принцип роботи яких також заснований на ефекті Саньяка. Зверніть увагу, що кільцевий лазерний гіроскоп, на відміну від механічного гіроскопа, не містить обертових частин, тому він відрізняється високою точністю, недорогий і простий в обслуговуванні.

На рис. 2.1 показана загальна схема системи, призначеної для підвищення точності вимірювань. Кільцевий лазерний гіроскоп (рис. 2.1, а) використовує високочастотні світлові хвилі частотою до декількох сотень терагерц.

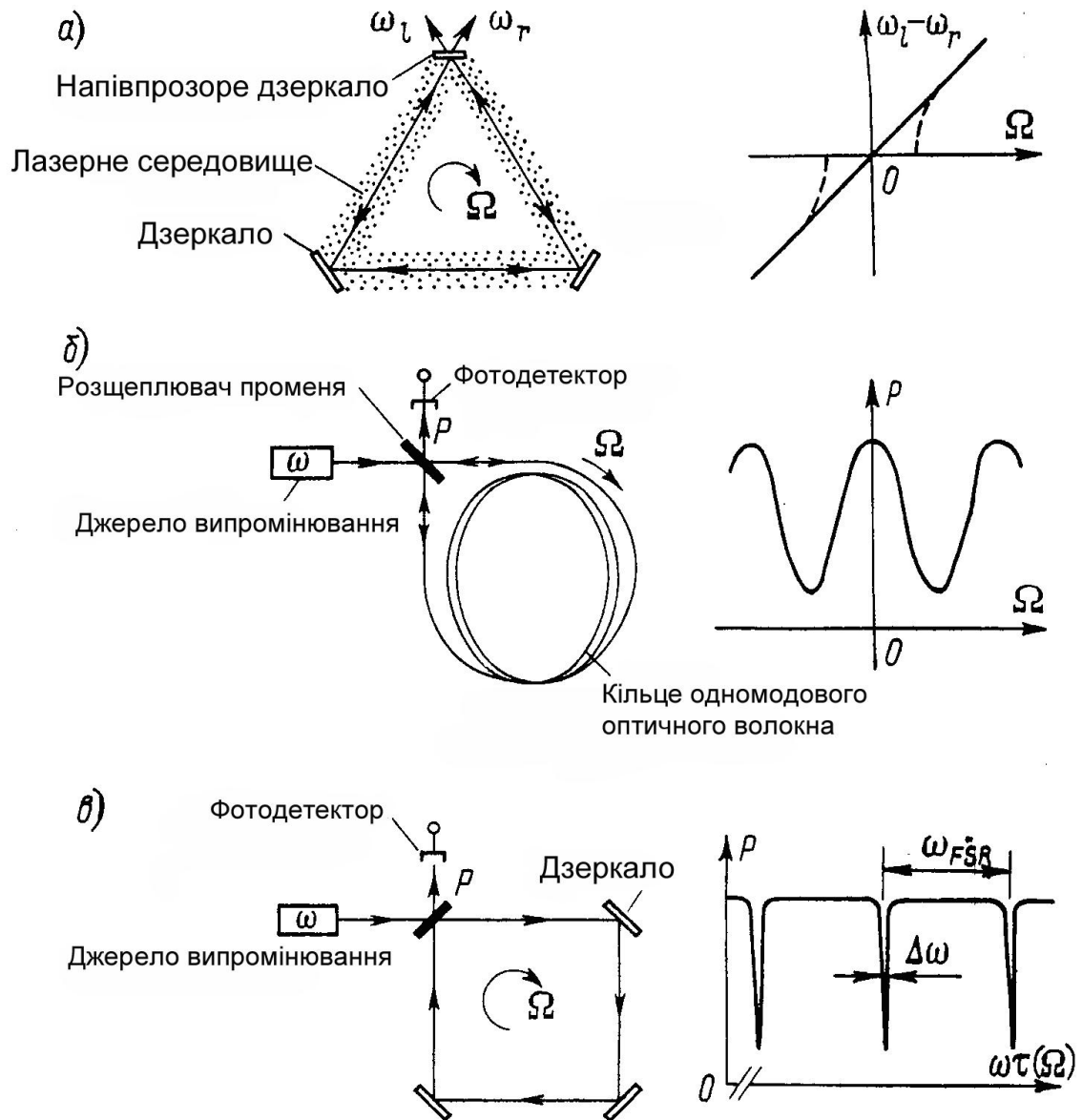


Рисунок 2.1 – Структурні схеми гіроскопів на ефекті Саньяка:  $\omega_l$  і  $\omega_r$  - частота генерації світла з правим і лівим обертанням;  $\tau$  - час, необхідний для одноразового проходження світлом кільцевого оптичного шляху;  $\omega_{FSR}$  - повний спектральний діапазон

Волоконно-оптичний гіроскоп на рис. 2.1 (В) має високу чутливість, оскільки використовує довге одномодове оптичне волокно з невеликими втратами. Пасивний тип з оптичним гіроскопом і кільцевим резонатором (рис. 2.1, в) використовує характеристики гострого резонансу резонатора.

По круговому оптичному шляху завдяки розщеплювачу променя світло розповсюджується в двох протилежних напрямках. Якщо при цьому система знаходиться у спокої щодо інерціального простору, обидва світлові промені розповсюджуються назустріч по оптичному шляху однакової довжини. Тому при складанні проміння в розщеплювачі після закінчення шляху немає фазового зсуву. Проте, коли оптична система обертається в інерціальному просторі з кутовою швидкістю  $\Omega$ , між світловими хвилями виникає різниця фаз. Це явище і називається ефектом Саньяка.

## 2.2 Аналіз принципів роботи оптичного гіроскопа

Нехай коефіцієнт заломлення на оптичному шляху  $n=1$ . При радіусі оптичного шляху  $a$  час досягнення розщеплювача проміння світлом, рухомих за годинниковою стрілкою, виражається як

$$t_r = (2\pi a + a\Omega t_r) / c, \quad (2.1)$$

у протилежному напрямі —

$$t_l = (2\pi a - a\Omega t_l) / c, \quad (2.2)$$

де  $c$  — швидкість світла.

					<i>КПТР.020050.01.02 ПЗ</i>	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		15

З формул (2.1) і (2.2) різниця часу розповсюдження двох світлових хвиль з урахуванням  $c \gg a\Omega$

$$\Delta t = t_r - t_l = \frac{4\pi a^2}{c^2} \Omega = \frac{4S}{c^2} \Omega. \quad (2.3)$$

Це означає, що з'являється різниця довжини оптичних шляхів

$$\Delta L = \frac{4S}{c} \Omega \quad (2.4)$$

або, інакше кажучи, різниця фаз

$$\Delta \psi = \frac{4kS}{c} \Omega. \quad (2.5)$$

Тут  $S$  — площа, облямована оптичним шляхом;  $k$  — хвильове число.

Формула (2.5) витікає з формули (2.3) при допущенні, що  $n=1$  і оптичний шлях має кругову форму, але можливо довести, що формула (2.5) є основною для ефекту Саньяка. Вона не залежить від форми оптичного шляху, положення центру обертання і коефіцієнта заломлення.

### 2.3 Кільцевий лазерний гіроскоп

Кільцевий лазерний гіроскоп виготовлений за аналогією з газовим лазером: порожнина (канал) у формі трикутника розплавляється в суміші гелію і неону, а довжина хвилі випромінювання, створюваного лазером, становить 632,8 нм. Як правило, частота генерації змінюється в залежності від довжини лазерного резонатора. І в цьому випадку частоти двох генерованих світлових

хвиль, що поширюються в протилежному напрямку вздовж трикутної оптичної траєкторії (рис. 2.1, а), не збігаються через різницю в оптичній довжині та  $\Delta L$  [див.рівняння (2.4)]. Отже, його можна виміряти, використовуючи частоти биття обох генерованих світлових хвиль, а саме:

$$\Delta f = \frac{4S}{\lambda L} \Omega. \quad (2.6)$$

де  $L$  — загальна довжина оптичного шляху в кільцевому резонаторі;  
 $\lambda$  — довжина хвилі генерації в стані спокою.

Тобто, вимірюючи  $\Delta f$ , можна визначити кутову швидкість щодо інерційного простору. Частота світла становить кілька сотень терагерц, тому навіть при найменшій зміні можна виміряти різницю частот. Якщо вихідний сигнал має частоту, пропорційну кутовій швидкості, то підрахунок вихідної хвилі дозволяє визначити збільшення кута повороту в цифровому вигляді, що забезпечує високу точність інформації, що надходить в навігаційне обчислювальний пристрій. Широкий динамічний діапазон дозволяє вимірювати частоту, що може розширити динамічний діапазон кільцевого лазерного гіроскопа і зробити його достатнім для інерційних навігаційних систем. Це велика перевага даних гіроскопів.

Дослідження кільцевих лазерних гіроскопів почалися в 60-х роках, і на сьогоднішній день дозвіл і стабільність в нульовій точці досягнуті на рівні близько 0,001 °/год. Недавно кільцевий лазерний гіроскоп використовується для інерційних систем відліку не тільки в літаках Boeing 757/767, але і в Airbus A310. В Японії опубліковано звіт про вимірювання кутової швидкості, що дорівнює 0,01 °/год.

Таким чином, кільцевий лазерний гіроскоп вже досяг стадії практичного застосування, але, тим не менш, залишається багато невирішених проблем:

1. Нелінійність вихідного сигналу при низькій кутовій швидкості (ефект синхронізації).

2. Дрейф вихідного сигналу в газових потоках, що проходять через лазер.

3. Змінюється довжина оптичного шляху під впливом теплового розширення, тиску і механічної деформації.

З цих проблем перша є найбільш важливою. При низьких кутових швидкостях різниця частот генеруються світлових хвиль зменшується, що призводить до неможливості виявлення синхронізації ( $f=0$ ) і обертання. (Типовий поріг виявлення становить  $10 \text{ }^\circ/\text{год}$ ) зона нечутливості до синхронізації показана на рис. 3 пунктирними лініями. Зазначена вище роздільна здатність виявлення  $0,001 \text{ }^\circ/\text{год}$  забезпечується за рахунок придушення явища синхронізації шляхом проведення мікрровимірювань всієї системи (метод Deise). Однак нелінійність при невеликому обертанні все одно зберігається, і, крім того, це означає, що така перевага оптичного гіроскопа, як його нерухомість, не використовується.

Явище синхронізації відбувається в кільцевому лазерному гіроскопі, оскільки він є активною конструкцією, а сама оптична Котушка для виявлення обертання є частиною лазерного генератора. І навпаки, в інтерферометрі Саньяка, показаному на малюнку, це інтерферометр Саньяка, показаний на малюнку. Як показано на малюнку 1, описаного вище явища не відбувається, оскільки джерело світла є пасивною конструкцією, розташованою поза чутливим контуром. Основна увага тут приділяється оптичному волокну, яке зменшує його втрати.



$$\Omega_{\max} \approx \pm 3,7 \text{ рад/с} \approx \pm 212^\circ/\text{с}.$$

Характеристика гіроскопа в робочому діапазоні не є лінійною, тобто значення сигналу не є лінійними і залежать від зсуву фаз, як показано на рис. 2.3. Для розв'язання проблеми чутливості гіроскопа використовують фазову модуляцію, що забезпечує зсув робочої точки в зону максимальної чутливості.

Принципова схема волоконно-оптичного гіроскопа що розробляється показана на рисунку нижче.

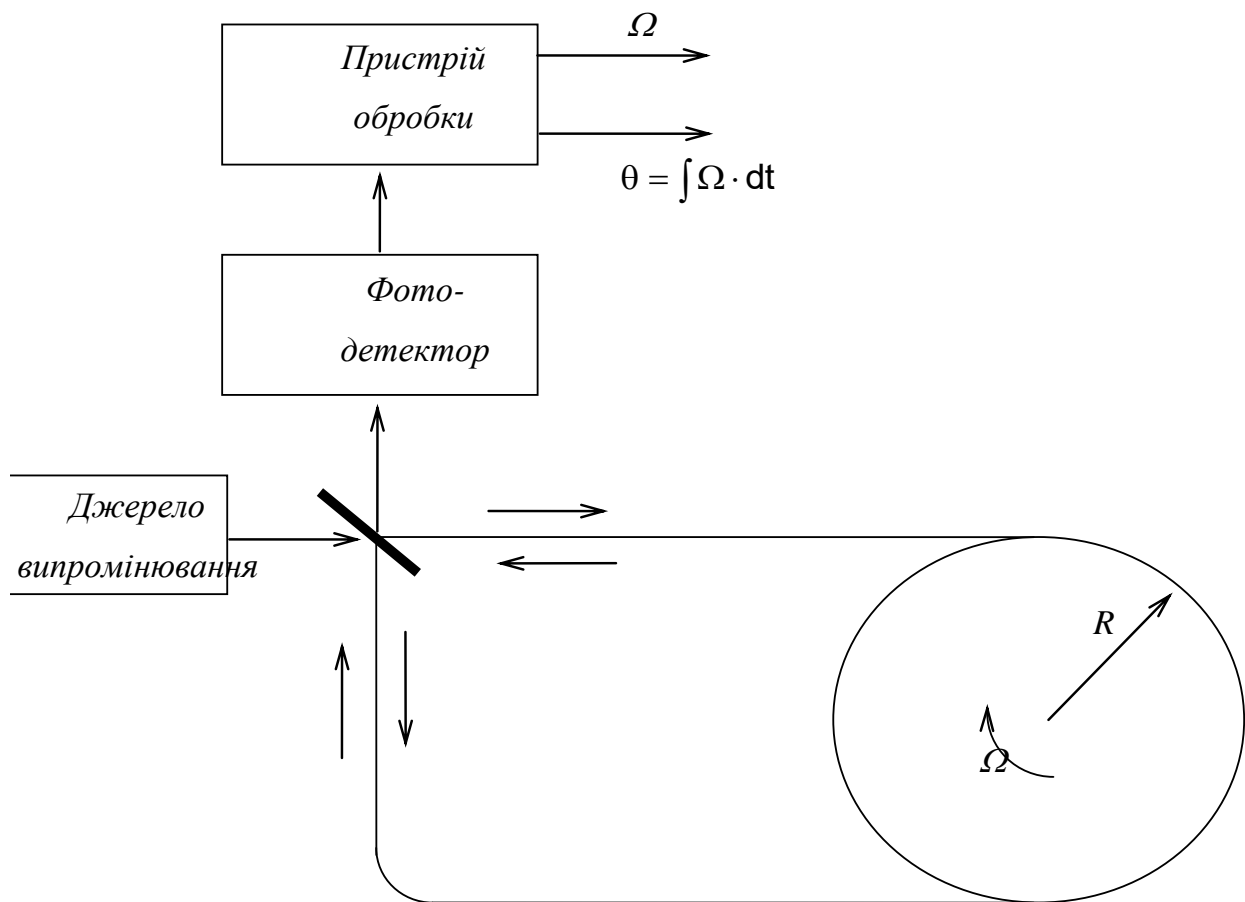


Рисунок 2.3 – Принципова схема волоконно-оптичного гіроскопа

Якщо контур волоконно-оптичного гіроскопа (ВОГ) утворити ниткою оптичного волокна завдовжки  $L$ , намотаного на циліндр радіусу  $R$ , то фаза Саньяка

$$\Delta\varphi_c = \frac{4 \cdot \pi \cdot R \cdot L}{\lambda_c} \cdot \Omega = \frac{8 \cdot \pi \cdot N \cdot S_B}{\lambda_c} \cdot \Omega \quad (2.7)$$

де  $R$  - радіус витка контура;

$N$  - число витків;

$S$  - площа витка контура.

Відповідно до рисунка 2.3, випромінювання джерела подається на світлоподільник і розділяється на два промені. Два промені, що обійшли контур в протилежних напрямках, рекомбінують на світлоподільнику і змішуються у фотодетекторі. Результуюче коливання можна записати у вигляді

$$u = A_1 \cdot \exp[j \cdot (\omega \cdot t + \varphi_1)] + A_2 \cdot \exp[j \cdot (\omega \cdot t + \varphi_2)] \quad (2.8)$$

де  $A_1, A_2$  - амплітуди коливань;  $\omega$  - частота випромінювання;  $\varphi_1 = \varphi_0 + \frac{1}{2} \cdot \Delta\varphi_c$ ;  
 $\varphi_2 = \varphi_0 - \frac{1}{2} \cdot \Delta\varphi_c$ ;  $\varphi_0$  - початкова фаза коливання;  $\Delta\varphi_c$  - фаза Саньяка.

Інтенсивність випромінювання на фотодетекторі

$$I = u \cdot u^* = A_1^2 + A_2^2 + 2 \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \quad (2.9)$$

Позначивши інтенсивність випромінювання на виході лазерного діода  $I_0$  вважаючи, що у волоконному контурі відсутні втрати, і вважаючи, що світлоподільник розділяє енергію точно порівну, маємо:

$$A_1^2 = A_2^2 = I_0 / 4 \quad (2.10)$$

Тоді вираз (2.9) приймає вигляд:

$$I = \frac{1}{2} \cdot I_0 \cdot (1 + \cos \Delta\varphi_c) \quad (2.11)$$

Аналіз виразу дозволяє зробити висновок про низьку чутливість приладу в даній конфігурації до малих кутових швидкостей:

$$(1/I_0) \cdot (dI / d\Delta\varphi_c) = \frac{1}{2} \cdot \sin \Delta\varphi_c \quad (2.12)$$

Щоб максимально підвищити чутливість до невеликих змін корисних параметрів (фаза Саньяка), на контурі волокна повинен бути встановлений простий фазовий модулятор, який забезпечує "невзаємний" фазовий зсув в  $\pi/2$  між двома протилежними променями. Потім інтенсивність випромінювання фотоприймача змінюється майже лінійно з низькою кутовою швидкістю:

$$I = 0.5 \cdot I_0 \cdot (1 - \sin \Delta\varphi_c) \quad (2.13)$$

а чутливість ВОГ знаходитиметься на максимальному значенні 0.5.

Різні способи введення «невзаємного» фазового зсуву будуть розглянуті нижче.

У конфігурації, приведеній на рисунку 2.3, вихідний струм фотодетектора повторює зміни інтенсивності (потужності) вхідного випромінювання, тобто:

$$i = D_\phi \cdot I = (\eta \cdot q / h \cdot f) \cdot I \quad (2.14)$$

де  $\eta$  - квантова ефективність фотодетектора;  $q$  - заряд електрона;  $h$  - постійна Планка;  $f$  - частота оптичного випромінювання.

Якщо нехтувати постійній складовій вихідного струму, то на виході фотодетектора одержимо сигнал

$$i_c = 0.5 \cdot D_\phi \cdot I_0 \cdot \cos \Delta\varphi_c \quad (2.15)$$

При введенні невзаємного фазового зрушення  $\pi/2$  і для малих значень  $\Delta\varphi_c$  вихідний струм:

$$i_c = 0.5 \cdot D_\phi \cdot I_0 \cdot \sin \Delta\varphi_c \approx 0.5 \cdot D_\phi \cdot I_0 \cdot \Delta\varphi_c \quad (2.16)$$

Таким чином, значення вихідного струму пропорційні фазі Саньяка, яка в свою чергу пропорційна кутовій швидкості обертання контура  $\Omega$ .

Завдяки вдосконаленню технології виробництва волокна виходять з дуже низькою собівартістю. Щоб не пошкодити волокна, намотування здійснюється в рулон радіусом в кілька сантиметрів. При цьому не відбувається помітного збільшення втрат. Можна створити відносно невеликий і чутливий інтерферометр Саньяка з котушкою малого радіуса (2...5 см), намотавши на неї довгі волокна. Завдяки оптимальній оптичній системі зміна фази може бути виміряна з високою точністю (в інерційній навігації — порядку  $10^{-6}$  рад).

## 2.4 Моделювання роботи оптичного гіроскопа

Принцип роботи гіроскопа звичайного волокна та фотонного кристалічного волокна однаковий, але вихід відрізняється через різні

					<i>КПТР.020050.01.02 ПЗ</i>	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		23

характеристики волокна. Волокно дійсно є одномодовим при передачі випромінювання (1330 нм °). У літературі вказано значення необхідної частоти схеми Саньяка в межах  $f_0 \approx 36$  кГц.

Тому ми модулюємо гіроскоп при  $f = 36$  кГц. Глибина модуляції вибирається  $\lambda/4$ , що близьке до оптимального значення для максимальної чутливості. Вимірний вихідний сигнал  $F$  дорівнює  $12$  °/с. Він є пропорційний швидкості обертання до максимального значення.

Коефіцієнт пропорційності був використаний для калібрування рівня шуму гіроскопа в одиницях швидкості обертання волоконно-оптичного гіроскопа на основі ефекту Саньяка.[5]

У обертовій петлі оптичного волокна (оптичний тракт) ефект Саньяка викликає оптичну різницю фаз  $\Delta \Phi$  між двома зустрічними хвилями (ПЧ  $\lambda = 1330$  nm).[6]

На рисунку 2.4 показана схема волоконно-оптичного гіроскопа з фазовою модуляцією, заснованого на принципі прямого зв'язку. Вони широко використовуються в комерційних додатках, де обмеження динамічного діапазону та лінійності не є критичними.

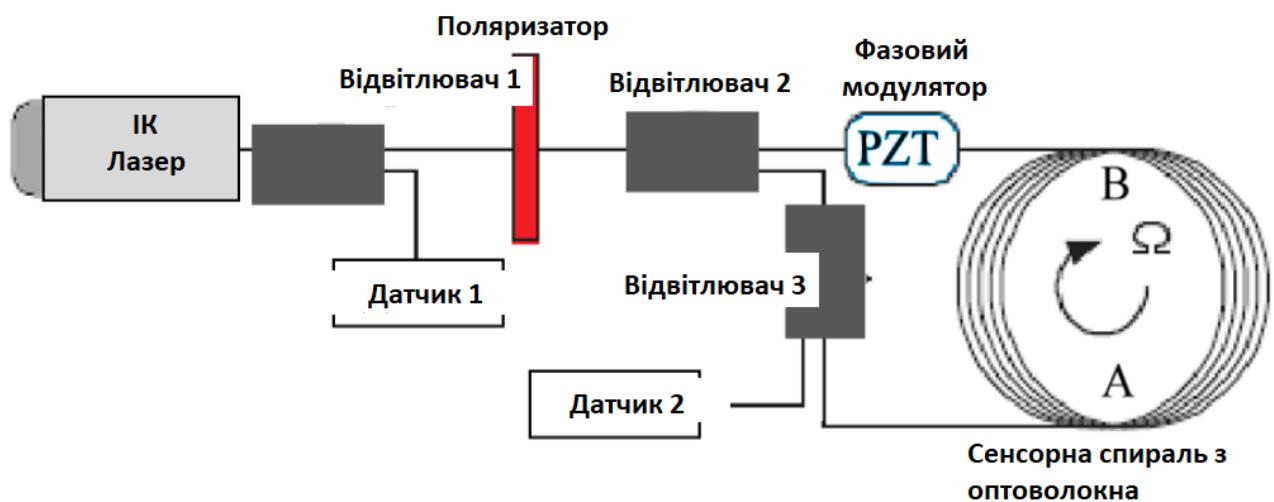


Рисунок 2.4 – Структурна схема оптоволоконного гіроскопа

Для чіткого і точного визначення кутової швидкості на основі виміряного значення різниці фаз зустрічних хвиль необхідно виключити можливі адитивні та мультиплікативні ефекти інших фізичних впливів. Основним завданням під час вимірювання різниці фаз із високою точністю є дрейф нуля, що проявляється у вихідному сигналі фізично стаціонарного гіроскопа, не пов'язаному з обертанням контуру.

В оптоволоконні практично неможливо отримати стійкі коливання оптичної фази. Тому в волоконно-оптичних гіроскопах може виникати адитивний фазовий шум. Однією з причин появи цих сигналів є розсіювання та відбиття у волоконному тракті. Під час проходження сенсорної спіралі обертання  $\Omega$  відбуваються удавані зміни відстані між точками А і В для зустрічних променів.

Це світло потрапляє через оптичний ізолятор (поляризатор) і атенюатор потужності - 3-dB (дБ) у волоконний розщеплювач. Для хвилі, що поширюється з точки А в точку В, тобто в напрямку, що збігається з напрямком обертання контуру, відстань збільшується, за момент часу  $dt$  точка В зміститься на кут  $d\varphi = \Omega \cdot dt$ . Це подовження шляху світлового променя пропорційне  $dt$ . Оскільки в кожний момент часу промінь направлений по дотичній до контуру, то тангенціальна лінійна швидкість має проекцію

$$\vec{u} = \vec{u} \cdot \cos a = \omega r \cdot \cos a$$

Таким чином, довжина шляху, що проходить пройденого променем, дорівнює  $Dl + \vec{u} dt$ . Аналогічно для зустрічного світлового променя відбудеться зменшення прохідного відрізка шляху  $Dl - \vec{u} dt$ . З огляду на те, що швидкість світла інваріантна, подовження і скорочення шляхів для зустрічних пучків, що здаються, можна вважати еквівалентним розширенням і стисненням інтервалів часу, тобто основні перераховані принципи роботи волоконно-оптичного

						КПТР.020050.01.02 ПЗ	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата			25

гіроскопа не дають змоги зрозуміти обмеження, що накладаються, на точність вимірювань, які він виконує.

До цих пір кварцові оптичні волокна, що використовуються в оптичному зв'язку, використовувались у волоконно-оптичних гіроскопах. У цьому оптичному волокні, яке є аморфним, майже однорідним та ізотропним середовищем, можуть поширюватися поперечні світлові хвилі. Світло, відбите від інтерфейсу серцевина-оболонка, поширюється вздовж серцевини у вигляді власної хвилі оптичного хвилеводу в результаті повного внутрішнього відображення.

Ефекти подвійного променезаломлення, Керра, Фарадея та ін. негативно впливають на реєстрацію фазового зсуву світлових хвиль при обертанні контуру волоконно-оптичного гіроскопа, а електромагнітні хвилі поширюються вздовж волокна з фазовою швидкістю, обернено пропорційною показнику заломлення.

Навіть найменша неоднорідність може мати кумулятивний ефект і спотворити результати вимірювань. Таке фізичне явище впливає на сигнал, оскільки світлове випромінювання поширюється через матеріальне середовище оптичних волокон, виготовлених з кварцу або кварцового скла. Ці ефекти пов'язані з процесом поширення світлового випромінювання в матеріалі оптичного середовища, який призводить до зсуву фази протилежної хвилі незалежно від обертання замкнутого контуру.

Негативний ефект також пов'язаний з процесом розсіювання і відбиття світла на оптичному тракті, асиметричним розташуванням анізотропних елементів щодо центру волокна або ефектом невзаємності поляризації, пов'язаним з анізотропними властивостями волокна.

Однак основна проблема волоконно-оптичних гіроскопів полягає в тому, що точність вимірювань і зниження сигналу при низьких кутових швидкостях залежать від оптичних ефектів, які не залежать від кутового переміщення оптичного контуру (волоконно-оптичні гіроскопи).

					<i>КПТР.020050.01.02 ПЗ</i>	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		26

Оскільки світлове випромінювання поширюється в матеріальному середовищі оптичних волокон, виготовлених з кварцу або кварцового скла, виникають такі фізичні явища, як ефект подвійного заломлення, ефект Керра та ефект Фарадея. Під час обертання петля волоконно-оптичного гіроскопа негативно впливає на реєстрацію фазового зсуву світлової хвилі. Ці ефекти пов'язані з процесом поширення світлового випромінювання в матеріалі оптичного середовища, який призводить до зсуву фази протилежної хвилі незалежно від обертання замкнутого контуру.

Негативний результат також пов'язаний з процесом розсіювання і відбиття світла на оптичному шляху, ефектом невзаємності поляризації, пов'язаним з асиметричним розташуванням анізотропних елементів щодо центру волокна, або анізотропними властивостями волокна. Ця проблема вирішується шляхом використання частотної і фазової модуляції світлового випромінювання для зміщення нульової точки в область максимальної чутливості інтерференційного сигналу.

Однак неможливо позбутися фазових зрушень, які не викликані обертанням, і коли вони відбуваються асиметрично щодо осі волокна, вони пов'язані з локальними взаємними нестационарними змінами властивостей волокна. Основними ефектами є ефект Фарадея, ефект Френеля-Фізо та нелінійно-оптичний ефект Керра.

Використання немонохроматичного SLD-випромінювання (суперсвітловипромінюючих діодів з довжиною когерентності 10-20 мкм) практично усуває проблему впливу відбитого і розсіяного випромінювання на фазу вихідного сигналу. Однак використання SLD усуває лише деякі проблеми, які призводять до появи додаткових сигналів.

## 2.5 Висновки з моделювання

У ближній інфрачервоній області (1330 nm) чистий кремній має малі втрати на поглинання і зростаючі смуги поглинання в дальній інфрачервоній області та ультрафіолеті. Домішки, зокрема води у формі гідроксильних іонів, є домінуючими причинами поглинання в комерційних оптоволоконнах. Останні досягнення щодо підвищення чистоти волокна знизили втрати на загасання. Найкращі зразки можуть мати загасання близько 0,1 дБ/км. На рис. 2.5 показано типове спектральне поглинання в кремнії.

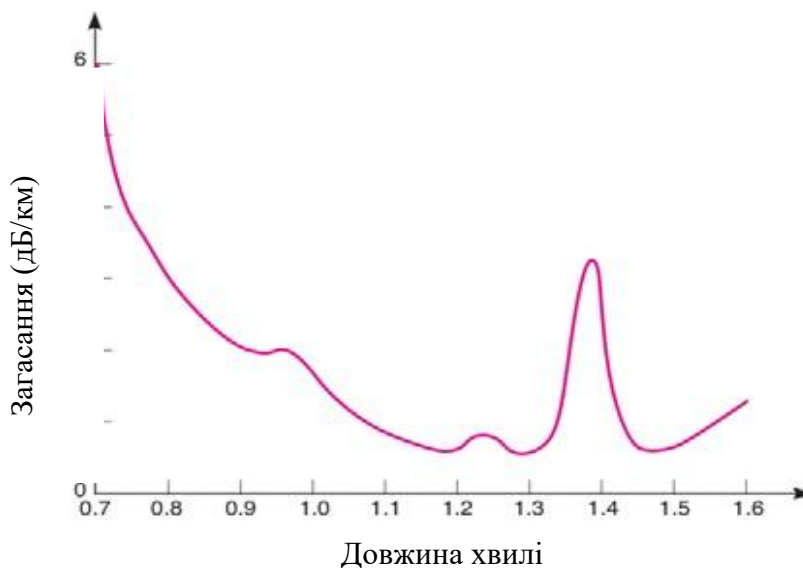


Рисунок 2.5 – Типове спектральне поглинання в кремнії

Розсіювання енергії відбувається під час проходження випромінювання і призводить до втрати енергії в оптичному волокні. Є неминучі втрати розсіювання Релея через дрібномасштабні флуктуації щільності волокна при його застиганні. Це дає загасання, пропорційне  $1/\lambda^4$ . Також спричиняють розсіювання аномалії в перерізі форми сердечника і геометрії напрямку осі волокна.

Зм.	№докум.	Підпис	Дата	



Рисунок 2.6 – Волокно SMF28 ULL (Ultra Low Losses)

Будь-який процес, який накладає просторові аномалії, такі як мікронапруги, спричиняє зростання розсіювання і, отже, ослаблення сигналу.

Використовуване фотонно-кристалічне волокно (SMF28 ULL) з повітряним осердям (1550-02-НС) має такі характеристики згідно зі специфікацією виробника: мінімальні втрати  $\sim 19$  дБ/км, за довжини 235 м  $\sim 4,5$  дБ, загалом втрати сигналу становлять 10 дБ. Решта втрат  $\sim 2,7$  дБ можуть бути віднесені до двох стикових з'єднань.

Виміряне двоприменезаломлення становило приблизно  $6 \times 10^{-5}$ . Величина групового індексу основної моди п'ятиметрового стандартного оптоволокна (1.44) і для 235-метрового фотонно-кристалічного волокна (1.04), розрахована для ідеального з повітряним осердям волокна з тим самим радіусом осердя [7]. Розщеплювач підібраний таким чином, що реєстрована вихідна потужність, яка реєструється, однакова для всіх вимірювань ( $-30$  дБм).

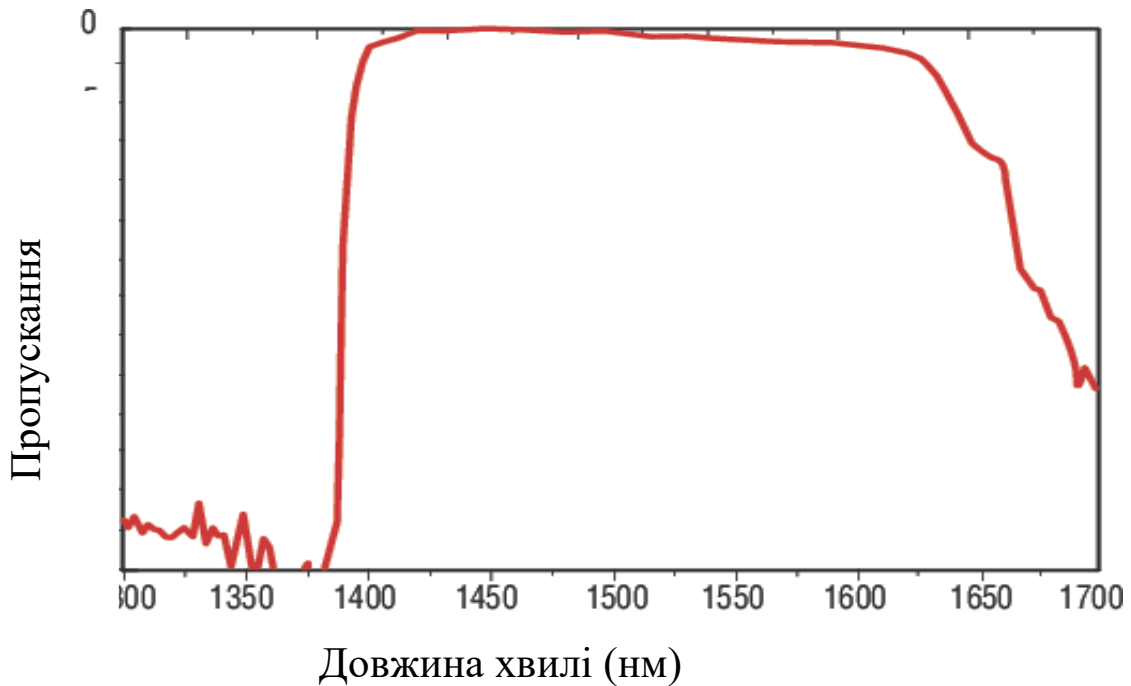


Рисунок 2.7 – Типовий спектр пропускання волокна з повітряним сердечником

Ця величина показує важливий результат - порівнянність фазового шуму під час використання у ВОГ волокна з повітряним сердечником і звичайного волокна за однакової довжини, детекторів та електроніки. Короткостроковий шум, спостережуваний у волокні SMF28(TM), пояснюється дробовим шумом, шумом релеєвського зворотного розсіювання та електромагнітними перешкодами.

Внесок у фазовий шум від дробового ефекту визначено вимірюванням падіння потужності на детекторі на 0,01 мВт [8] за прийнятої квантової ефективності детектора 0,8, що становить 0,4 мрад. Для оптичного гіроскопа на волокні з повітряним осердям за того самого детектора і рівня сигналу внесок дробового шуму також 0,4 мрад. Шум зворотного розсіювання становить  $\sim 0,4$  мрад (у припущенні, що коефіцієнт зворотного розсіювання Релея для волокна з повітряним осердям становить  $1,12 \times 10^{-7} \text{ м}^{-1}$ , або в 3,5 раза сильніший, ніж у волокна SMF28(TM)).

Оскільки в обох випробуваннях гіроскопи використовують одну й ту саму електроніку та рівні сигналу, внесок електронного шуму має бути таким самим,

як і для волокна SMF28(TM), а саме 2 мрад. Також для волокна з повітряним сердечником в оптичному гіроскопі зворотні відбиття на двох стикових з'єднаннях можуть бути джерелом шуму. Нещодавні теоретичні дослідження показують, що відбиття потужності стикових з'єднань волокна з повітряним осердям становить  $\sim 2 \times 10^{-6}$ .

Скоригувавши приблизний розрахунок фазового шуму, представлений у роботі [9], на цю величину, ми вважаємо, що фазовий шум через ці два некогерентні відбиття буде оцінюватися в 1 мрад. Близькість виміряного і розрахункового рівня шумів підвищує довіру до розрахункових значень внесків джерел шуму, прийнятому значенню коефіцієнта розсіювання Релея у волокні з повітряним осердям і до висновку, що в обох гіроскопах більша частина шуму має загальне електронне походження.

## 2.6 Моделювання роботи вимірювача зсуву фази

### 2.6.1 Визначення основних вузлів

Розглянуті вище схеми конструктивно добре виконані але мають той недолік що вимірювання проводиться на постійному струмі, тобто ускладнюється використання типових вимірювальних приладів, як наприклад фазометр.

Для того щоб це зробити, ми переносимо наші вимірювання на постійну частоту змінного струму, ця постійно частота задається різницею двох кварцових генераторів за допомогою яких живеться акустооптичні модулятори.

					КПТР.020050.01.02 ПЗ	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		31



пристроїв широко використовуються в радіотехнічних системах і створюють передумови для їх вдосконалення.

У той же час розвиток радіотехнічних систем призводить до необхідності створення більш досконалих вимірювальних пристроїв і вагових баз. Все це вимагає прогресивної розробки сценічного вимірювального обладнання, постійного оновлення парку сценічного вимірювального обладнання та створення спеціалізованого обладнання [1]. Це вимагало розробки нового, високоточного та швидкого методу вимірювання фазового зсуву сигналу.

### 2.6.3 Класичні методи побудови цифрових фазометрів.

Існуючі методи побудови цифрового фазометра (ЦФ) можна розділити на методи рівноважного (компенсаційного) і прямого перетворення. Компенсаційний ЦФ побудований у відповідності з класичною структурою вимірювального пристрою з рівноважним перетворенням, заснованого на послідовному і побітовому балансуванні. Цифровий фазометр прямого перетворення більш різноманітний за своєю структурою.

Спосіб побудови прямого перетворення CF можна розділити на методи з перетворенням "фазовий зсув (FS)–напруга–цифровий код", "FS–часовий інтервал–цифровий код", а також кореляційний і ортогональний за часовим інтервалом одноперіодний і двоперіодний перетворювачі FS є найбільш популярними.

Перетворювачі (рис.2.9) включають в себе формувальні пристрої (ФП) і RS-тригери, які перетворюють вхідні гармонійні сигнали та імпульси, прив'язані до переходів вхідного сигналу через нульовий рівень: в однопівперіодних перетворювачах – до одного переходу, в двухпівперіодних – до двох переходів [2].

Цифрові фазометри з перетворенням ФС-інтервали часу-код поділяються на ЦФ з вимірюванням за період і за час набагато більше періоду. Дані

фазометри будуються у двох варіантах: з вимірюванням за ціле число періодів і з постійним вимірювальним часом.

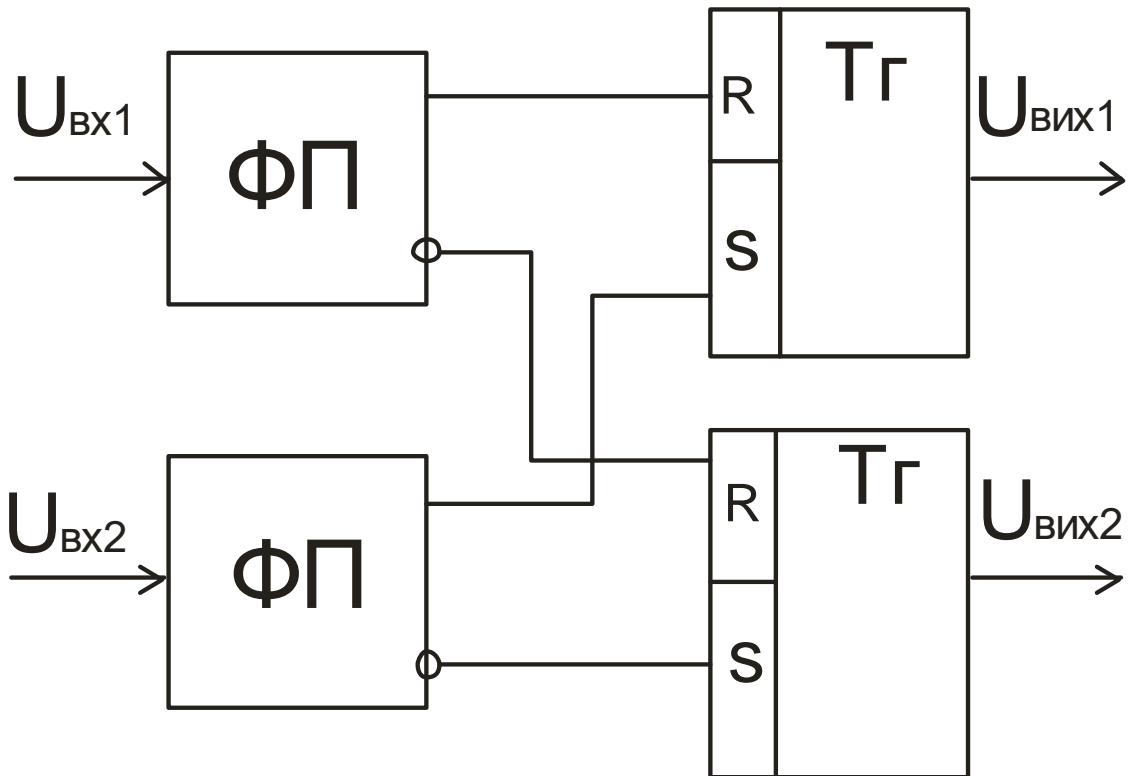


Рисунок 2.9 – Структурна схема перетворювача ФС в інтервали часу

Цифровий фазометр з вимірюванням за ціле число періодів (рис. 2.10) складається з двохпівперіодного перетворювача ФС в інтервали часу (ПР), схеми співпадіння (СС<sub>1</sub> – СС<sub>4</sub>), на перші входи яких подаються прямокутні імпульси, на другі входи – зсунуті на півперіод квантуючі імпульси від формувача імпульсів (Ф), генератора імпульсів (ГІ), схеми АБО, часозадаючого пристрою (ЧП), лічильників (Л<sub>1</sub> і Л<sub>2</sub>) і мікропроцесорного обчислювального блоку (МОБ).

Зм.	№докум.	Підпис	Дата	

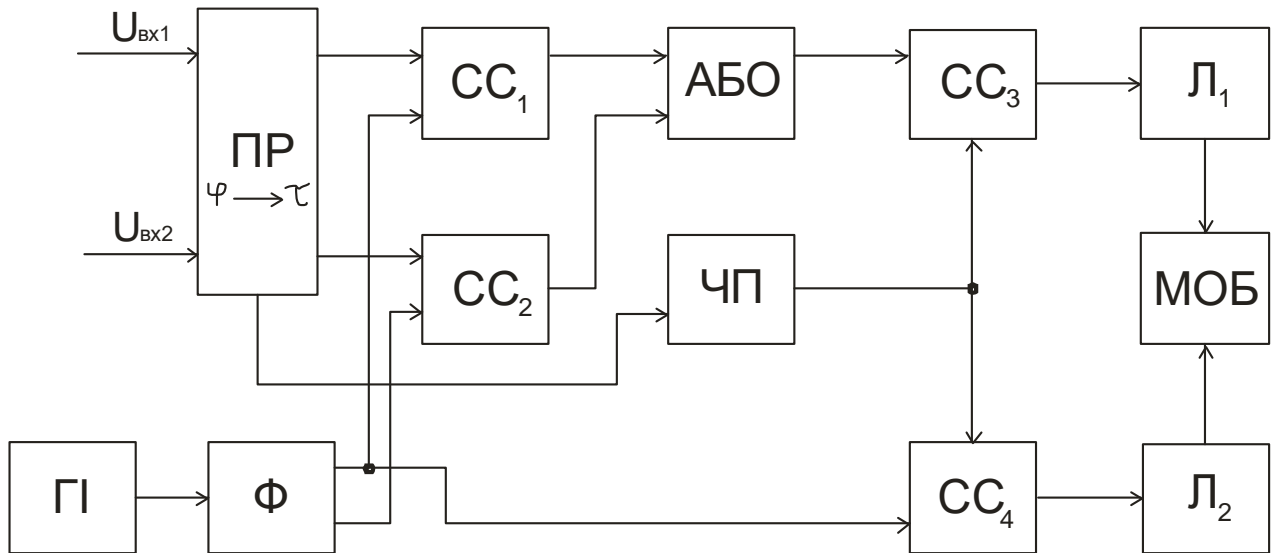


Рисунок 2.10 – Структурна схема цифрового фазометра з вимірюванням за ціле число періодів

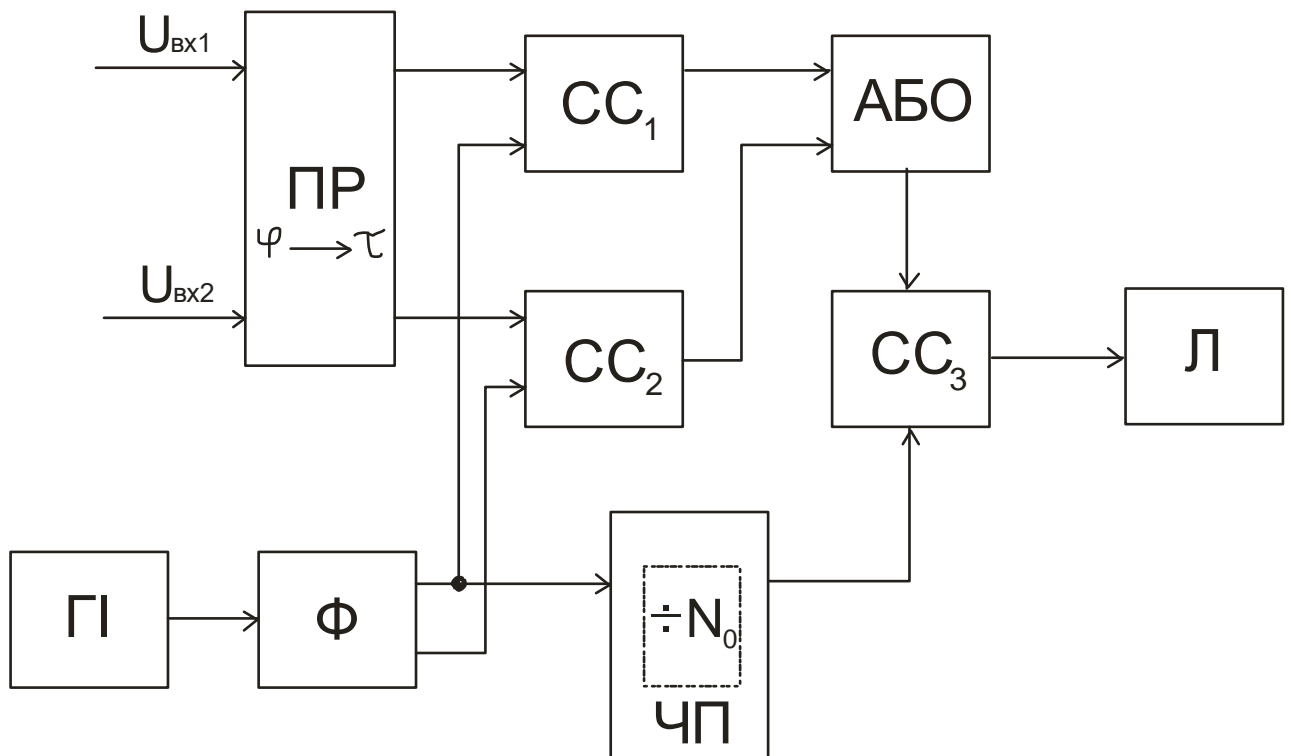


Рисунок 2.11 – Структурна схема цифрових фазометрів з постійним вимірювальним часом

До недоліків ЦФ з вимірюванням за ціле число періодів відноситься необхідність виконання арифметичних операцій. До появи мікропроцесорів даний недолік стримував розвиток даних ЦФ.

Цифрові фазометри з постійним вимірювальним часом (рис. 2.11).

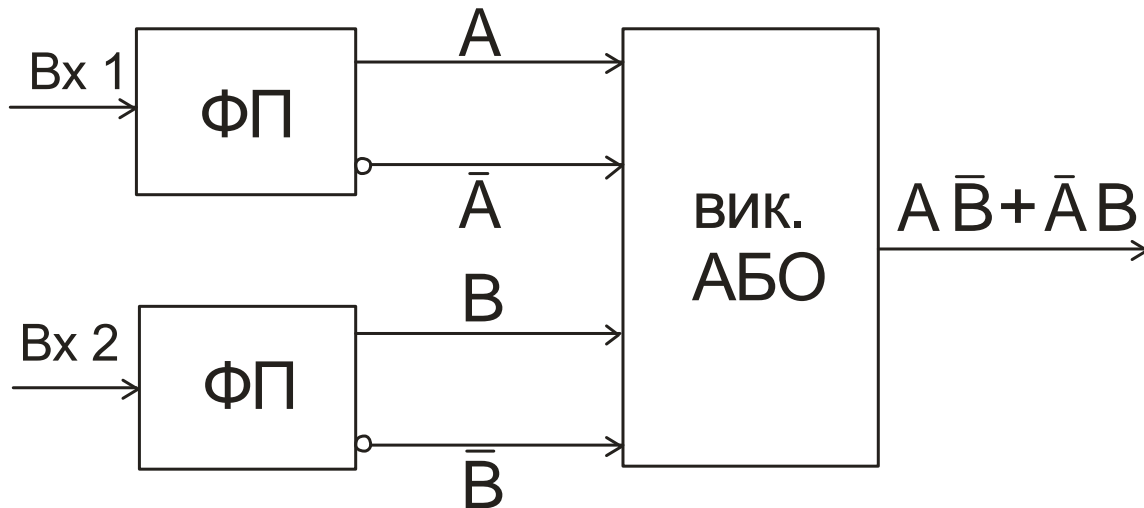


Рисунок 2.12 – Структурна схема кореляційних фазометрів

Кореляційний фазометр (рис. 2.12) реалізований шляхом перетворення вхідного сигналу в прямокутний імпульс шляхом формування пристрою (АЧ).

Недолік кореляційного фазометра пов'язаний з появою систематичних помилок при вимірюванні сигналів ФС при наявності перешкод. 2-й недолік кореляційного фазометра полягає в тому, що вимірювана величина сильно залежить від рівня нелінійних спотворень сигналу.

Також істотним недоліком кореляційного фазометра є нелінійність шкали. Систематичні помилки також виникають при вимірюванні FS шумного сигналу кореляційним фазометром з обмеженим сигналом. Кореляційний фазометр має велику систематичну похибку, яка залежить від відношення сигнал/шум.

Компенсований фазометр володіє високою надійністю, побудований на принципі послідовного пошуку максимального значення функції

правдоподібності, але має недоліки, пов'язані з обмеженням частотного діапазону вимірюваного сигналу.

Частотний діапазон може бути розширений за допомогою перетворювача частоти. Узагальнена структурна схема компенсованого фазометра (рис. 2.13) складається з фазового дискримінатора (ФД), фазоврацателя ( $\Phi O_{\Gamma}$ ) і фазованого фазоврацателя ( $\Phi O_y$ ) для установки нулів.

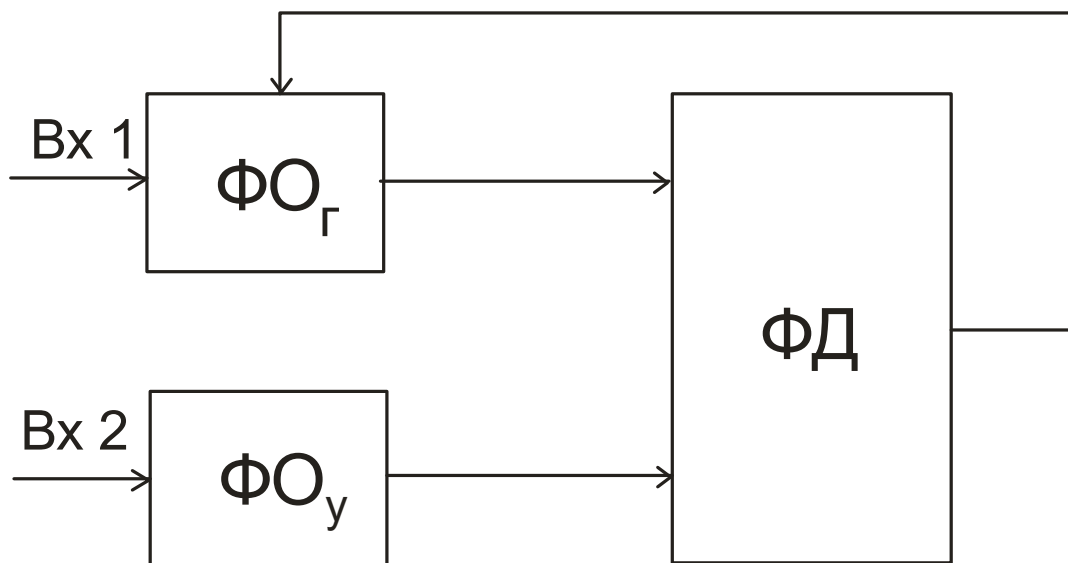


Рисунок 2.13 – Структурна схема компенсаційних цифрових фазометрів

Але, як показали дослідження, похибка компенсаційних ЦФ з фазовими дискримінаторами перевищує похибку оптимальних ЦФ в декілька разів. Також існує ортогональний метод вимірювання фазового зсуву (рис. 2.14), який реалізується двома шляхами. Структурна схема включає генератор опорних сигналів (ГОС), два корелятора, два інтегратора і обчислювач фазових зсувів (ОФС).

Зм.	№докум.	Підпис	Дата	

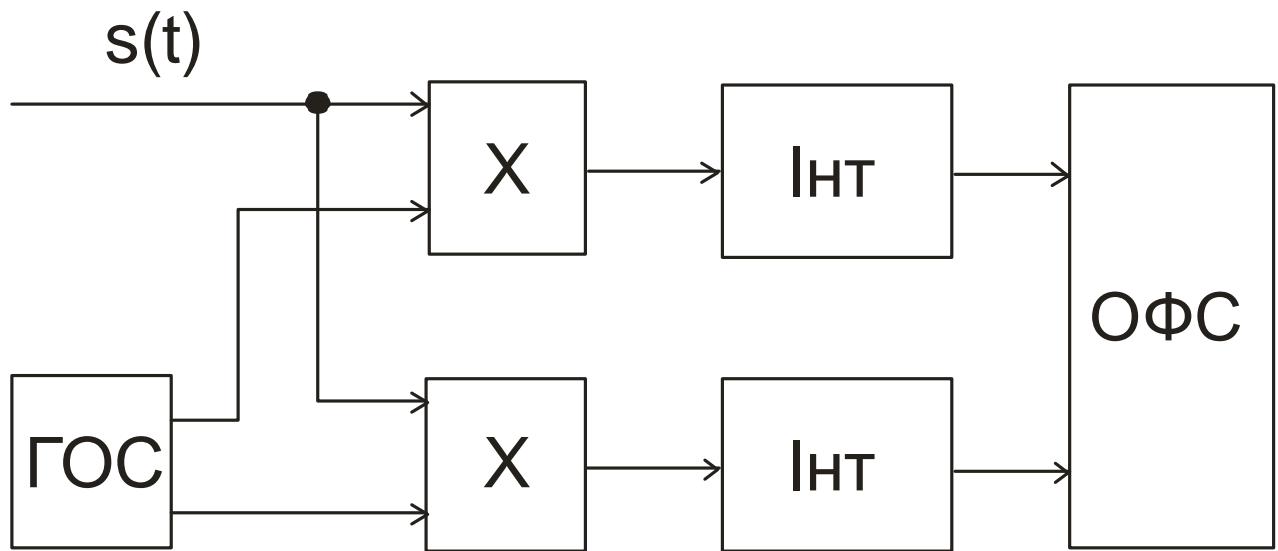


Рисунок 2.14 – Структурна схема фазометрів, які реалізують ортогональний метод вимірювання ФС

У першому випадку використовується множник сигналу в аналоговій формі, результат множення перетворюється в цифрову форму за допомогою АЦП, а потім послідовно виконуються арифметика і тригонометрія в цифровій формі 2. У другому випадку він використовується для безпосереднього перетворення вимірюного і опорного сигналів в цифрову форму [2].

Основним недоліком першого методу є більша похибка пристрою, тоді як другий метод є більш точним, але багаторазове перетворення аналого-цифрового сигналу та результатів АЦП призводить до обмеження робочої частоти, зазначеної вище, через обмежений час роботи АЦП та множника.

## 2.7 Застосування ноніусних методів вимірювання

Загалом, у класичній теорії вимірювання фазової частоти та перетворення радіосигналу (наприклад, AXD), у класичній теорії вимірювання фазової частоти та перетворення радіосигналу (наприклад, AXD) фазовий зсув сигналу визначається наступним чином:

$$\Delta\phi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ = \tau \cdot \frac{1}{T} \cdot 360^\circ, \quad (2.17)$$

де  $\tau$  – інтервал, на який зсунуті дві послідовності імпульсів;  $T$  – період сигналів.

У той же час можна виміряти фазовий зсув сигналу по частоті. Існує багато різних способів вимірювання частоти. [3] описано метод вимірювання частоти, заснований на принципі когерентності, і пропонується використовувати цей метод для вимірювання фазового зсуву сигналу. Формула для вимірювання частот методом узгодження має вигляд:

$$f_k = \frac{N_1}{N_2} \cdot f_{on}, \quad (2.18)$$

де  $N_1, N_2$  – кількість квантуємих імпульсів,  $f_{on}$  – частота опорного коливання.

Частку від ділення одиниці на період  $T$  в формулі (2.17) можна замінити частотою  $f$ , яка вимірюється методом коінциденції за формулою (2.18). Зробивши таку заміну ми уникаємо операції ділення, на яку потрібно було б витратити багато машинного часу, що викликало б зниження параметрів точності, тому що операція ділення – це операція з плаваючою комою. В результаті заміни ми отримаємо наступну формулу:

$$\Delta\phi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ = \tau \cdot \frac{1}{T} \cdot 360^\circ = \tau \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot f_{on} \cdot 360^\circ = \tau \cdot f_k \cdot 360^\circ. \quad (2.19)$$

В формулі (2.19) величини  $(f, 360^\circ)$  нам відомі крім  $\tau$  – інтервалу на який зсунуті синфазні точки послідовностей імпульсів. Отже, для того, щоб виміряти фазу запропонованим нам методом, потрібно лише визначити  $\tau$ .

## 2.8 Визначення структурну схему вимірювання фазового зсуву ноніусним методом

На (рис. 2.15) представлено структурну схему вимірювання часового інтервалу  $\tau$ , тобто фазового зсуву методом співпадіння [1], яка складається з формувачів імпульсів (ФІ), схем співпадіння (СС1 – СС2), лічильників (Л1 – Л4), мікропроцесорного обчислювального блоку (МОБ).

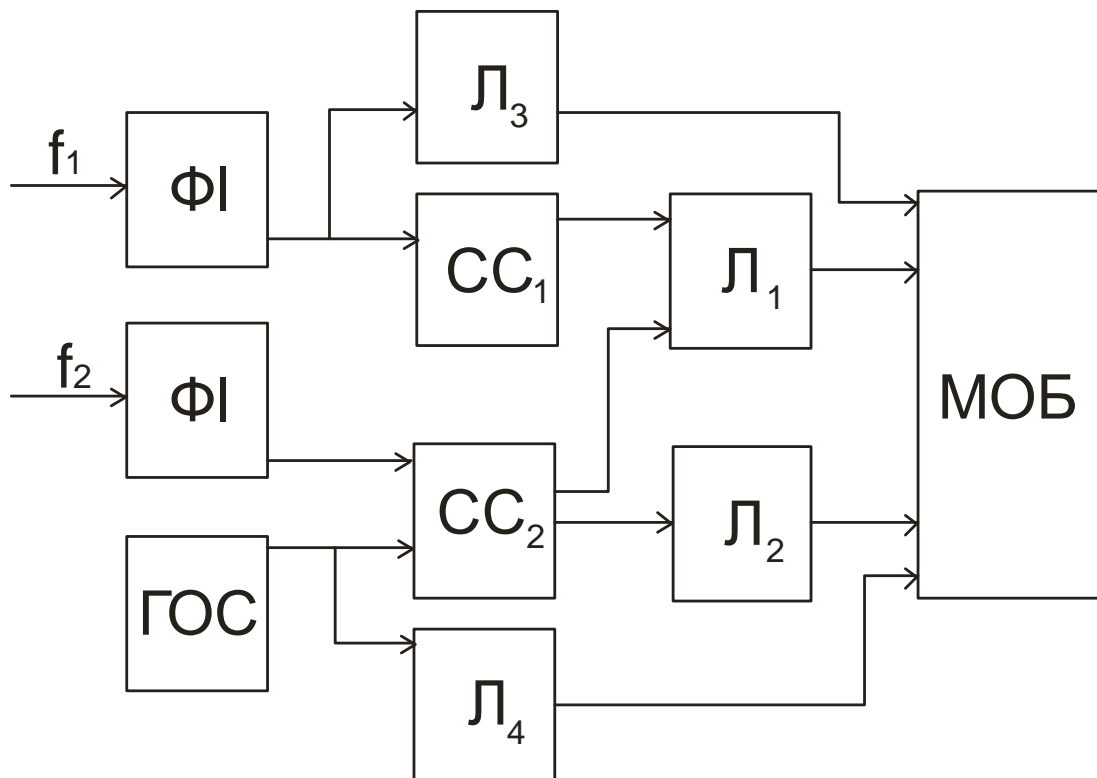


Рисунок 2.15 – Структурна схема вимірювання ФС методом співпадіння

## 2.9 Проблеми застосування фазових методів вимірювання кута зсуву фази для волоконно-оптичної лінії

Застосування фазового методу для вимірювання кута зсуву фази є одним з базових точних методів виконання вимірювань. Найбільше розповсюдження

фазовий метод має для виконання практичних вимірювань відстаней до одного об'єкта.

Роботи [21, 22] присвячені дослідженню можливості виявлення більше ніж одного об'єкта фазовим методом. В них показано можливість застосування вимірювань кутів зсуву фаз на різних частотах для випадку двох або більше пошкоджень.

### 2.9.1 Вплив перевідбиттів на розповсюдження сигналу у волокні

Фазовий метод вимірювання представляє собою вимірювання кута зсуву фази між сигналами, що зондують лінію та відбитим сигналами. Основні принципи використання фазового методу вимірювання відстаней до пошкоджень розглянуті в роботах [18, 19, 20].

Відомо, що фазовий метод в наслідок використання вимірювання кутів зсуву фази має суттєвий недолік – вимірювання відстані до одного об'єкта. Однак, таке вимірювання виконується постійно на одній частоті для кожного з вимірювань.

Аналіз робіт показує, що вираз виду

$$S_{\Sigma}(t) = \sum U_i \cos(\omega t + \varphi_i), \quad (2.20)$$

де  $\varphi_i$  – кути зсувів фаз, що виникають в лінії від кожного  $i$ -го пошкодження, може бути застосовано для аналізу стану лінії у такому вигляді лише за умови відсутності процесів перевідбиттів. Тобто, в лінії будуть відсутні паразитні додаткові сигнали, а вираз (1) буде представляти собою:

$$S_{\Sigma} = \sum U_i \cos \varphi_i, \quad (2.21)$$

при  $t = 0$ .

В оптичній лінії, як і в провідовій лінії, присутнє явище перевідбиття – зміна напрямку руху оптичного сигналу на рух у оберненому напрямку по відношенню до первинного напрямку руху хвилі. Величина відбиття визначається відомим виразом для визначення коефіцієнта перевідбиття [24]:

$$\Gamma = \frac{n_H - n_o}{n_H + n_o}, \quad (2.22)$$

де  $n_o$  – коефіцієнт заломлення лінії;

$n_H$  – коефіцієнт заломлення в місці згину лінії.

Чим більша різниця між значеннями  $n_H$  та  $n_o$ , тим більше відхилення коефіцієнта перевідбиття від нуля, тим більший сигнал повертається до джерела випромінювання. На рис. 2.16 показано процес розповсюдження сигналу від джерела А до пошкодження В. Як видно, сигнал надходить до пошкодження в момент часу  $1T$ , відбивається до  $2T$  і повертається назад.

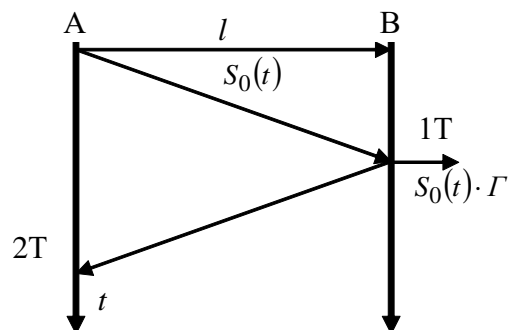


Рисунок 2.16 – Проходження сигналу в лінії з перевідбиттями.  $\Gamma$  – коефіцієнт відбиття сигналу

При наявності лише одного пошкодження для фазового методу немає жодного спотворення (при умові, що в точці А немає перевідбиття знову) і вираз (1) має значення.



Для фазового методу сигнали подаються в лінію зв'язку постійно, а отже, одночасно із відбиттями в лінії одночасно існує і сигнал, що подається в лінію.

Сумарний сигнал в такому випадку, як це видно з рис. 2.17, зі збільшенням часу зондування буде представляти собою постійний процес додавання до вихідного сигналу все нових та нових сигналів. Це, у свою чергу, буде вести до постійного спотворення сумарної картини вихідного сигналу.

Сигнали, що діють на виході лінії у першому наближенні, тобто без врахування існуючого послаблення, можна представити як суміш таких сигналів:

1) відбиття від першого пошкодження:

$$S_1(t) = S_o(\varphi = 2 \cdot 2\pi l_1 / \lambda) \cdot \Gamma_1, \quad (2.23)$$

де  $\Gamma_1$  – коефіцієнт відбиття від 1-го пошкодження;

$\lambda$  – довжина хвилі сигналу, що випромінюється в лінію;

Складова  $\varphi = 2 \cdot 2\pi l_1 / \lambda$  показує величину зсуву фази відбитого сигналу по відношенню до сигналу, що зондує лінію, для якого приймається як  $\varphi = 0$ .

2) відбиття від другого пошкодження:

$$S_2(t, \varphi = 2 \cdot 2\pi(l_1 + l_2) / \lambda) = S_o \cdot (1 - \tilde{A}_1) \cdot \tilde{A}_2 \cdot (1 - \tilde{A}_1), \quad (2.24)$$

де  $\Gamma_2$  – коефіцієнт відбиття від 2-го пошкодження;

Коефіцієнт  $1 - \tilde{A}_1$  показує, яка частина сигналу проходить в лінію. Таких проходжень сигналів в лінії два: при проходженні першого пошкодження у прямому напрямку – від джерела сигналу до другого пошкодження, а у оберненому напрямку – від другого пошкодження у бік джерела сигналу.

Вирази (2.23) та (2.24) показують прямі проходження сигналів, що

виникають в лінії. Саме за таким же принципом проходження прямих відбиттів і ґрунтується робота імпульсного методу. Нажаль, оскільки процес генерування вимірювального сигналу  $S_o$  є постійним процесом, того в лінії і відбиття існують також постійно.

В лінії, окрім прямих перевідбиттів також присутні і інші перевідбиття – більш складніші. У випадку лінії з двома пошкодженнями це проходження сигналу між точками А–В–С (рис. 2). В виразі (5) показано, що частина енергії сигналу передається далі через пошкодження з коефіцієнтом передачі  $1-\Gamma_1$ , у той же час  $\Gamma_1$  – показує, яка частина відбивається.

Відбиття має місце від першого пошкодження (точка В) як з боку лінії зв'язку, так і може мати місце і з боку другого пошкодження. В наслідок того, що  $\Gamma_1 \neq 1$ , можуть виникати ряд перевідбиттів між точками В та С.

В результаті, замість шляху проходження сигналу А–В–С–В–А, який описано виразом (2.24), мають місце й інші шляхи, до таких можна віднести серію наступних: А–В–(С–В–С)<sup>n</sup>–В–А. Де частина шляху С–В–С якраз і пов'язана з перевідбиттями. В загальному, сигнал, що виникає в результаті такого руху можна описати як:

$$S_3(t) = \begin{cases} S_o \left( \varphi = 2\pi(2l_1 + (2l_2) \times 2) / \lambda \right) \cdot (1 - \tilde{A}_1) \cdot \tilde{A}_2 \cdot \tilde{A}_1 \cdot \tilde{A}_2 \cdot (1 - \tilde{A}_1) \\ S_o \left( \varphi = 2\pi(2l_1 + (2l_2) \times 3) / \lambda \right) \cdot (1 - \tilde{A}_1) \cdot \tilde{A}_2 \cdot \tilde{A}_1 \cdot \tilde{A}_2 \cdot \tilde{A}_1 \cdot \tilde{A}_2 \cdot (1 - \tilde{A}_1) \\ \dots \\ S_o \left( \varphi = 2\pi(2l_1 + (2l_2) \times (N + 1)) / \lambda \right) \cdot (1 - \tilde{A}_1) \cdot (\tilde{A}_2 \cdot \tilde{A}_1)^N \cdot \tilde{A}_2 \cdot (1 - \tilde{A}_1) \end{cases},$$

де  $N$  – кількість перевідбиттів від першого пошкодження у бік другого пошкодження.

В ідеальному випадку  $N = \infty$ .

Звідки отримаємо:

$$S_3(t) = \sum_{i=1}^N \left[ S_o \left( \varphi = 2\pi(2l_1 + (2l_2) \times (i+1)) / \lambda \right) \cdot (1 - \tilde{A}_1) \cdot (\tilde{A}_2 \cdot \tilde{A}_1)^i \cdot \tilde{A}_2 \cdot (1 - \tilde{A}_1) \right]. \quad (2.25)$$

Коефіцієнт  $(\Gamma_2 \cdot \Gamma_1)^i$  відповідає за існування в лінії складних перевідбиттів. При  $i=0$  вираз (6) перетворюється на (2.23), тому отримуємо загальний вираз для сигналів, що проходять через перше проходження:

$$S_2(t) = \sum_{i=0}^N \left[ S_o \left( \varphi = 2\pi(2l_1 + (2l_2) \times (i+1)) / \lambda \right) \cdot (1 - \Gamma_1) \cdot (\Gamma_2 \cdot \Gamma_1)^i \cdot \Gamma_2 \cdot (1 - \Gamma_1) \right]. \quad (2.26)$$

Таким чином, сумарний сигнал на виході лінії визначається за виразами (2.22) та (2.26).

Приведені вирази не враховують послаблення сигналу  $\alpha$  при проходженні в лінії зв'язку. Розглянемо вирази з точки зору послаблення проходження сигналів, отримаємо:

– для перевідбиття від першого заломлення кабелю:

$$S_1(t) = S_o \left( \varphi = 2 \cdot 2\pi l_1 / \lambda \right) \cdot \Gamma_1 \cdot \alpha \cdot 2l_1,$$

– для перевідбиттів від другого заломлення кабелю:

$$S_2(t) = \sum_{i=0}^N \left[ S_o \left( \varphi = 2\pi(2l_1 + (2l_2) \times (i+1)) / \lambda \right) \cdot (1 - \Gamma_1) \cdot (\Gamma_2 \cdot \Gamma_1)^i \cdot \Gamma_2 \cdot (1 - \Gamma_1) \cdot \alpha \cdot 2l_1 \cdot (\alpha \cdot 2l_2) \times (i+1) \right]. \quad (2.27)$$

Вираз (2.27) показує, наскільки комплексним сигналом стає сумарний сигнал відбиття від системи двох пошкоджень. Для проведення практичних розрахунків необхідно обмежити кількість повторних повернень сигналів від першого пошкодження у бік другого пошкодження. Такою умовою обмеження

може слугувати рівень шумового процесу  $S_{\delta}$ , що існує в лінії, у порівнянні з  $i$ -ю складовою сумарного сигналу, що утворює вираз (2.27). Збільшення порядкового номеру  $i$  веде до зменшення рівня  $i$ -ї складової.

## 2.10 Висновки

В оптичному гіроскопі має місце постійне генерування оптичного випромінювання. Цей сигнал постійно рухається волоконно-оптичною лінією, а тому при проходженні сигналу виникають перевідбиття.

Наявність цих перевідбиттів призводить до погіршення точності вимірювання кута зсуву фази сигналу, який буде використовуватись для вимірювання руху в гіроскопі за ефектом Саньяка.

Для підвищення точності виявлення кута зсуву фази пропонується використання так званого ноніусного методу визначення кута зсуву фази. Суть методу полягає у визначенні кількості співпадінь між опорним та вимірним сигналом за певний інтервал часу.

					<i>КПТР.020050.01.02 ПЗ</i>	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		47

### 3 ПРОЄКТУВАННЯ ВУЗЛІВ ТА ПРИСТРОЮ В ЦІЛОМУ

#### 3.1 Вибір структурної схеми

Розглянуті вище схеми конструктивно добре виконані але мають той недолік що вимірювання проводиться на постійному струмі, тобто ускладнюється використання типових вимірювальних приладів, як наприклад фазометр.

Для того щоб це зробити, ми переносимо наші вимірювання на постійну частоту змінного струму, ця постійно частота задається різницею двох кварцових генераторів за допомогою яких живеться акусто оптичні модулятори.

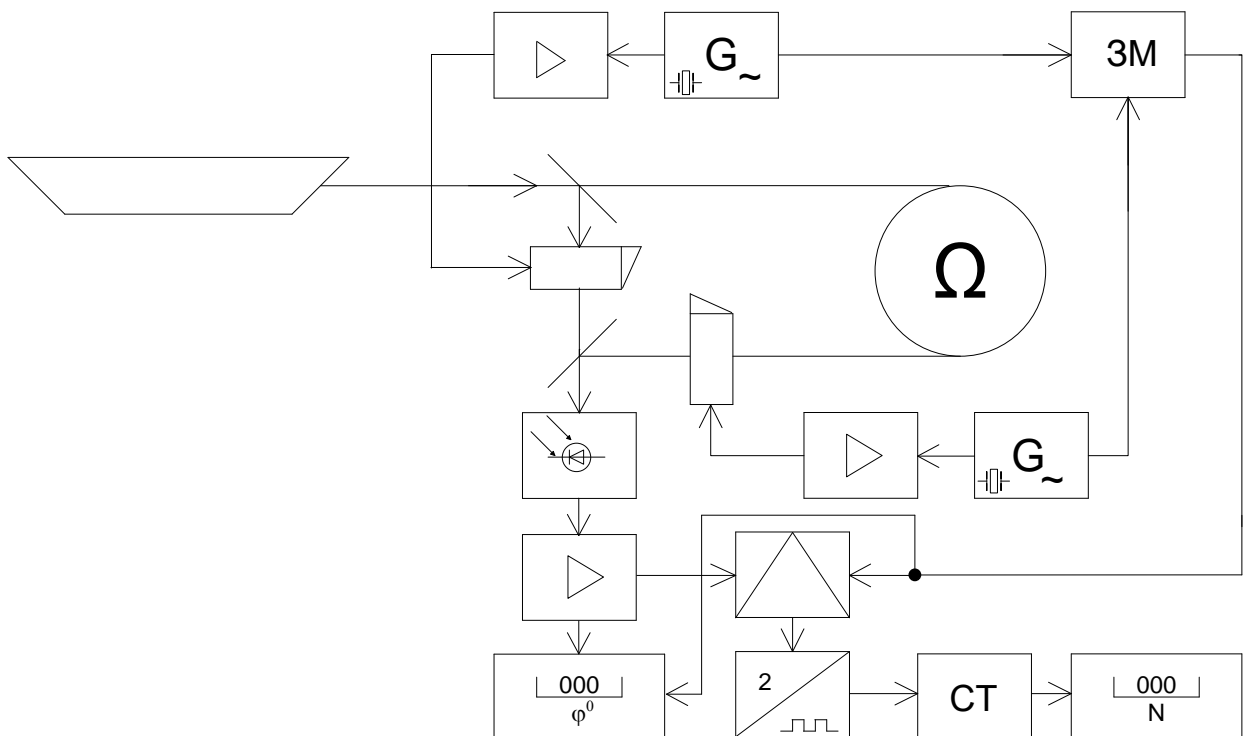


Рисунок 3.1 – Функціональна схема оптичного гіроскопа

Зм.	№докум.	Підпис	Дата	

Для вимірювання дробової частини інтерференційної складової використовується типовий промисловий фазометр, а для вимірювання цілої кількості чисел – фазовий детектор і цифровий лічильник. Схема такого гіроскопа приведена на рисунку 3.1

### 3.2 Проектування лічильника кута зсуву фази

#### 3.2.1 Перемикальні таблиці

Лічильник недвійковий підсумовувальний СТ2.

Розрядність  $n=5$ .

Складемо перемикальну таблицю 3.1 та 3.2:

Таблиця 3.1 – Таблиця перемикачів лічильників

i	N	m	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	Rm
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	1	0
2	2	0	0	0	0	1	0	0
3	3	0	0	0	0	1	1	0
4	4	0	0	0	1	0	0	0
5	5	0	0	0	1	0	1	0
6	6	0	0	0	1	1	0	0
7	7	0	0	0	1	1	1	0
8	8	0	0	1	0	0	0	0
9	9	0	0	1	0	0	1	0
10	10	0	0	1	0	1	0	1
11	11	11						X
...	...	...						X
31	31	31						X
32	0	1	0	0	0	0	0	0
33	1	1	0	0	0	0	1	0
34	2	1	0	0	0	1	0	0

Таблиця 3.2

I	N	m	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	Rm
35	3	1	0	0	0	1	1	0
36	4	1	0	0	1	0	0	0
37	5	1	0	0	1	0	1	0
38	6	1	0	0	1	1	0	0
39	7	1	0	0	1	1	1	0
40	8	1	0	1	0	0	0	0
41	9	1	0	1	0	0	1	0
42	10	1	0	1	0	1	0	0
43	11	1	0	1	0	1	1	0
44	12	1	0	1	1	0	0	0
45	13	1	0	1	1	0	1	0
46	14	1	0	1	1	1	0	0
47	15	1	1	0	1	1	1	0
48	16	1	1	0	0	0	0	0
49	17	1	1	0	0	0	1	0
50	18	1	1	0	0	1	0	0
51	19	1	1	0	0	1	1	0
52	20	1	1	0	1	0	0	0
53	21	1	1	0	1	0	1	1
...	...							X
63	31							X

За перемикальною таблицею складемо діаграму термів:

	$\overline{Q_0}$				$Q_0$			
	0	0	0	0	x	x	x	x
$Q_2$	0	0	0	0	x	x	x	x
	x	x	x	x	x	x	x	x
	0	0	1	x	x	x	x	x
	0	0	0	0	x	x	x	x
$Q_2$	0	0	0	0	x	x	x	x
	0	0	0	0	x	x	1	0
	0	0	0	0	0	0	0	0
	$Q_1$				$Q_4$			
	$m$							

Та визначаємо з отриманої таблиці істинності рівняння

$$R_m = Q_1 \overline{Q_2} Q_3 \overline{m} + Q_0 Q_2 Q_4 = \overline{\overline{Q_1} \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{m} \cdot Q_0 Q_2 Q_4}$$

Перевіримо розподільник імпульсів на самовідновність:

Згідно з функцією побудуємо схему:

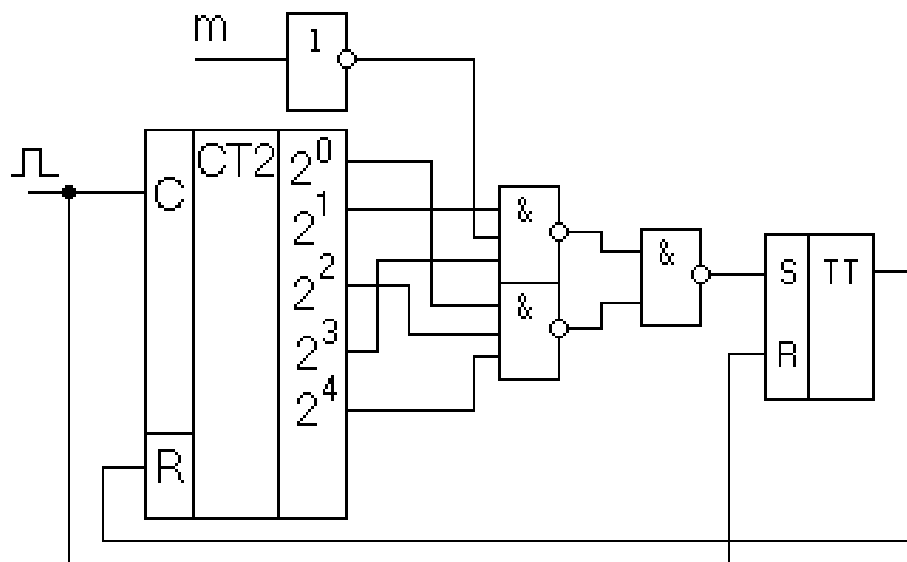


Рисунок 3.2 – Схема недвійкового лічильника

Часові діаграми лічильника:

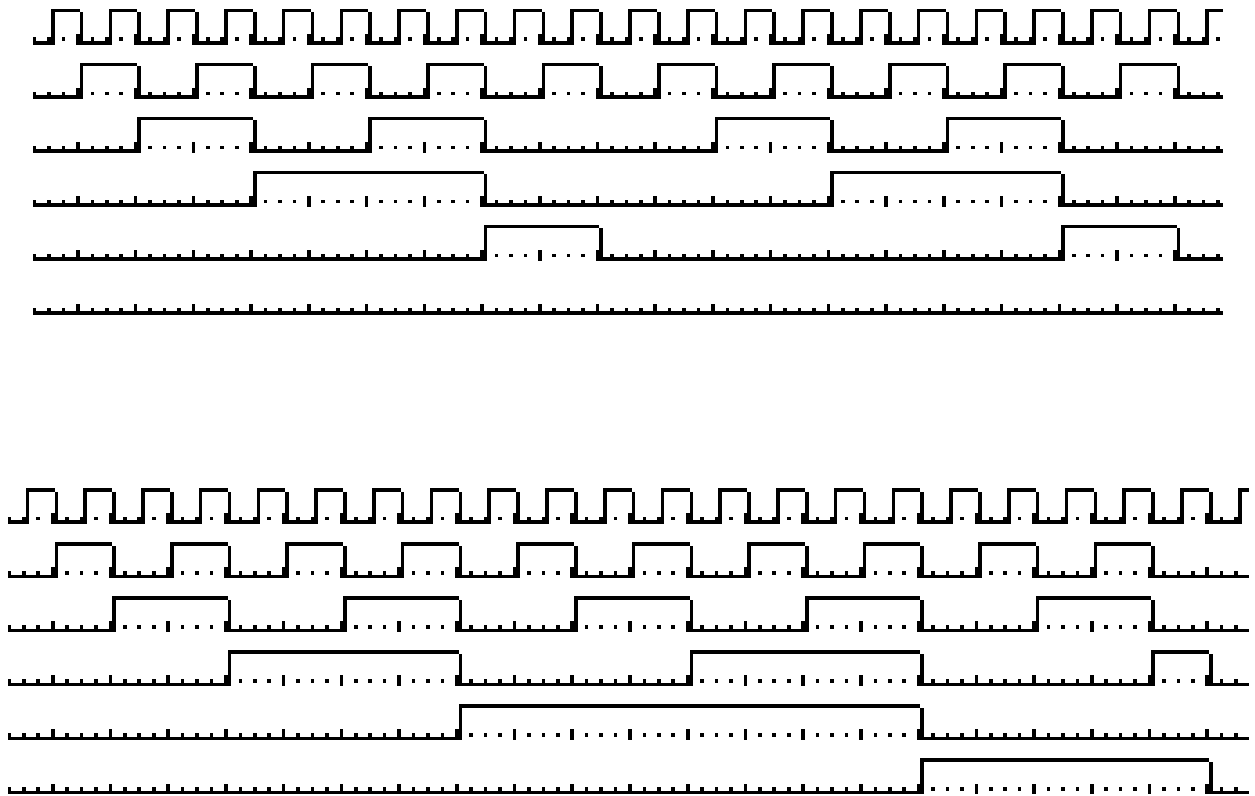


Рисунок 3.3 – Часові діаграми розподільника імпульсів.

3.2.2 Аналіз функціонування пристрою, та повний перемикальний граф.

За функціями збудження встановлюємо сигнали на входах лічильника та визначаємо наступний стан.

Таблиця 3.3

N	m	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	Rm		N	m	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	Rm
1	2	3	4	5	6	7	8		1	2	3	4	5	6	7	8
0	0	0	0	0	0	0	0		0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1	0		1	1	0	0	0	0	1	0
2	0	0	0	0	1	0	0		2	1	0	0	0	1	0	0
3	0	0	0	0	1	1	0		3	1	0	0	0	1	1	0

Продовження табл. 3.3

1	2	3	4	5	6	7	8		1	2	3	4	5	6	7	8
4	0	0	0	1	0	0	0		4	1	0	0	1	0	0	0
5	0	0	0	1	0	1	0		5	1	0	0	1	0	1	0
6	0	0	0	1	1	0	0		6	1	0	0	1	1	0	0
7	0	0	0	1	1	1	0		7	1	0	0	1	1	1	0
8	0	0	1	0	0	0	0		8	1	0	1	0	0	0	0
9	0	0	1	0	0	1	0		9	1	0	1	0	0	1	0
10	0	0	1	0	1	0	1		10	1	0	1	0	1	0	0
11	0	0	1	0	1	1	1		11	1	0	1	0	1	1	0
12	0	0	1	1	0	0	0		12	1	0	1	1	0	0	0
13	0	0	1	1	0	1	0		13	1	0	1	1	0	1	0
14	0	0	1	1	1	0	1		14	1	0	1	1	1	0	0
15	0	1	0	1	1	1	1		15	1	1	0	1	1	1	0
16	0	1	0	0	0	0	0		16	1	1	0	0	0	0	0
17	0	1	0	0	0	1	0		17	1	1	0	0	0	1	0
18	0	1	0	0	1	0	0		18	1	1	0	0	1	0	0
19	0	1	0	0	1	1	0		19	1	1	0	0	1	1	0
20	0	1	0	1	0	0	0		20	1	1	0	1	0	0	0
21	0	1	0	1	0	1	1		21	1	1	0	1	0	1	1
22	0	1	0	1	1	0	0		22	1	1	0	1	1	0	0
23	0	1	0	1	1	1	1		23	1	1	0	1	1	1	1
24	0	1	1	0	0	0	0		24	1	1	1	0	0	0	0
25	0	1	1	0	0	1	0		25	1	1	1	0	0	1	0
26	0	1	1	0	1	0	1		26	1	1	1	0	1	0	0
27	0	1	1	0	1	1	1		27	1	1	1	0	1	1	0
28	0	1	1	1	0	0	0		28	1	1	1	1	0	0	0
29	0	1	1	1	0	1	1		29	1	1	1	1	0	1	1
30	0	1	1	1	1	0	1		30	1	1	1	1	1	0	0
31	0	1	1	1	1	1	1		31	1	1	1	1	1	1	1

Перемикальний граф буде мати вигляд:

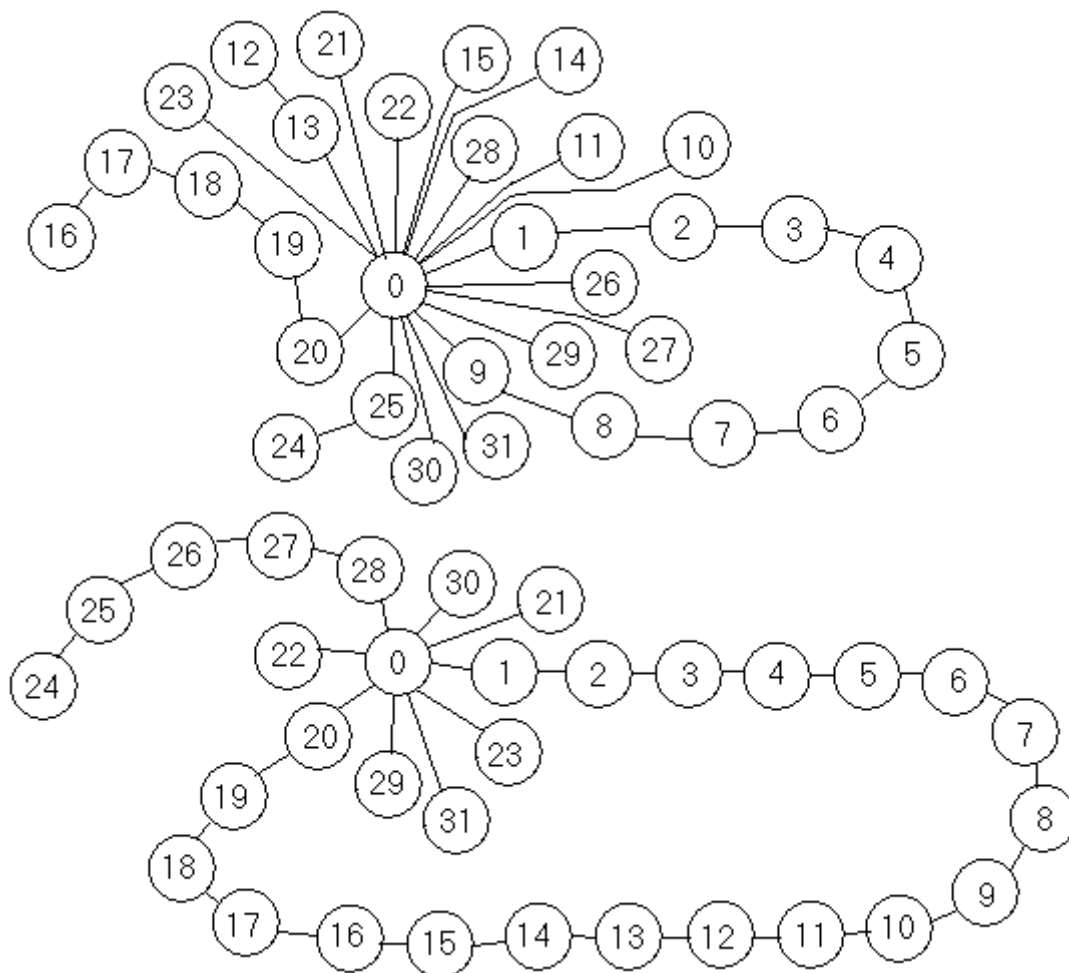


Рисунок 3.4 – Повний перемикальний граф розподільника імпульсів.

### 3.2.3 Моделювання роботи лічильника засобами обчислювальної техніки

Як і у попередніх пунктах, використаємо для моделювання схемний редактор Electronics Workbench.

Розроблена схема на елементній базі бібліотеки редактора буде мати вигляд:

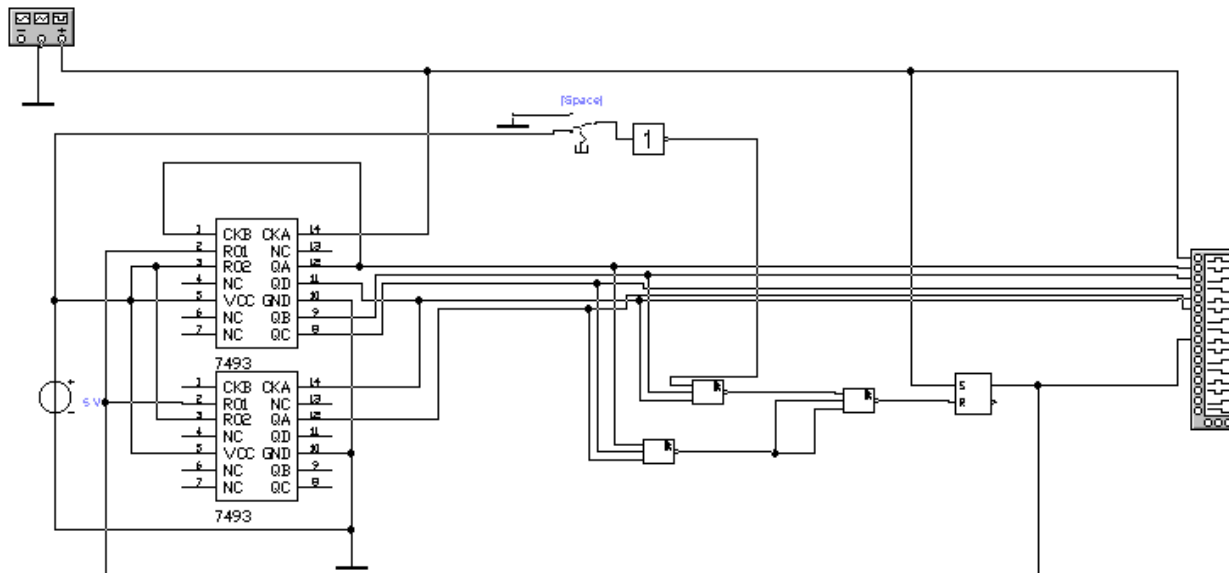


Рис.3.10 - Схема розподільника імпульсів в редакторі Electronics Workbench 5.0.

Відповідні часові діаграми для мікросхем будуть мати вигляд:

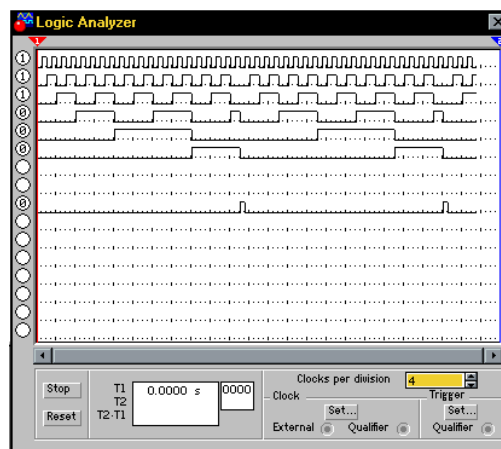
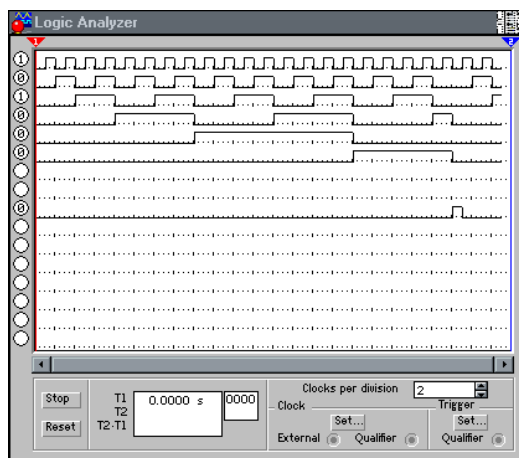


Рис.3.11 - Часові діаграми в схемному редакторі Electronics Workbench 5.0.

Отримані діаграми повністю співпали з очікуваними часовими діаграмами побудованими на теоретичному етапі проектування, що свідчить про правильність розробленої схеми.

### 3.3 Розрахунок підсилювача сигналів для вимірювача кута зсуву фази

Початкові дані:  $E_{\text{жив}}=12 \text{ В}$ ;  $F_1= 80 \text{ МГц}$ .

$$P_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{вхпк}}}{\eta_{\text{пк}}} [\text{Вт}] \quad (3.1)$$

$$P_{\text{ном}} = \frac{1}{0,8} = 1,25 (\text{Вт})$$

В якості активного елемента було обрано транзистор 2Т 920 А

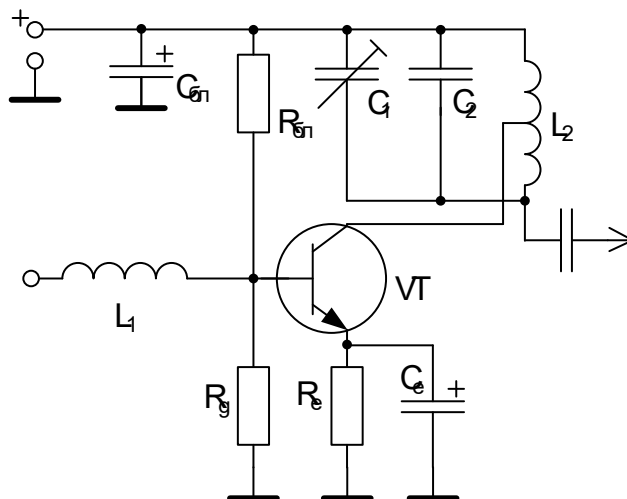


Рисунок 3.1 - Електрична схема підсилювача

Електричні розрахунки режиму роботи транзистора складаються з двох етапів:

- розрахунку колекторного кола,
- розрахунку вхідного кола.

Зм.	№докум.	Підпис	Дата	

КПТР.020050.01.02 ПЗ

Арк.

56

### 3.3.1 Розрахунок колекторного кола

Розрахунок колекторного кола потрібно вести так, щоб при номінальному навантажувальному опорі  $R_{ек ном}$  забезпечувався критичний режим роботи транзистора, тобто  $R_{ек ном} = R_{ек крит}$ .

#### 3.3.1.1 Амплітуда першої гармоніки напруги на колекторі

$$U_{mk1} = \frac{U_{ke max}}{2} \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{8R_{нас вч} \times P_{ном}}{\alpha_1(\Theta) \times (U_{ke max})^2}} \right), \quad (3.2)$$

де  $R_{нас вч} = \frac{I}{S_{сп}} = \frac{I}{tg \alpha}$

Для розрахунку  $tg \alpha$  необхідно знайти приблизне значення імпульсу колекторного струму.

$$I_{km} = \frac{4P_{ном}}{E_{жив}} [A], \quad (3.3)$$

$$I_{km} = \frac{4 \cdot 1.25}{12} = 0.42 (A).$$

Використовуючи характеристики транзистора 2Т 920А знаходимо  $R_{нас вч} = 2.145 \text{ Ом}$ .

Для критичного режиму приймаємо  $\theta = 90^\circ$  (Забезпечується максимальний ККД)

Коефіцієнти Берга:  $\alpha_o(\Theta) = 0,315$ ;  $\alpha_1(\Theta) = 0,5$

					КПТР.020050.01.02 ПЗ	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		57

$$U_{km1} = \frac{12}{2} \cdot \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 2,145 \cdot 1,25}{0,5 \cdot 144}} \right) = 11,03 \text{ (В)}.$$

3.3.1.2 Максимальна напруга на колекторі:

$$U_k = E_k + U_{km} \text{ [В]}, \quad (3.4)$$

$$U_k = 12 + 11,03 = 23,03 \text{ (В)}.$$

Так як  $U_{kmax} = 23,03 \text{ В} < U_{ke max} = 36 \text{ В}$ , то розрахунок можна продовжити.

3.3.1.3 Амплітуда першої гармоніки колекторного струму.

$$I_{k1} = \frac{2P_{ном}}{U_{km1}} \text{ [А]}, \quad (3.5)$$

$$I_{k1} = \frac{2 \cdot 1,25}{11,03} = 0,22 \text{ [А]}.$$

3.3.1.4 Постійна складова колекторного струму.

$$I_{k0} = \frac{\alpha_0(\Theta)}{\alpha_1(\Theta)} \cdot I_{k1} \text{ [А]}, \quad (3.6)$$

$$I_{k0} = \frac{0,318}{0,5} \cdot 0,22 = 0,14 \text{ (А)}.$$

### 3.3.1.5 Максимальний струм колектора.

$$I_{km} = \frac{I_{k0}}{\alpha_0(\Theta)} [A], \quad (3.7)$$

$$I_{km} = \frac{0,14}{0,318} = 0,44 (A).$$

Так як  $I_{km} = 0,44 A < I_{km\text{ доп}} = 0,6 A$ , то розрахунок можна проводити.

### 3.3.1.6 Максимальна потужність, яка споживається від джерела колекторного живлення.

$$P_{0max} = E_{жив} \cdot I_{k0} [Вт], \quad (3.8)$$

$$P_{0max} = 12 \cdot 0,14 = 1,68 (Вт).$$

### 3.3.1.7 ККД колекторного кола при номінальному навантаженні:

$$\eta = \frac{P_{ном}}{P_{0max}} \cdot 100\%, \quad (3.9)$$

$$\eta = \frac{1,25}{1,68} \cdot 100\% = 74,4\%.$$

### 3.3.1.8 Максимальна потужність, яка розсіюється на колекторі транзистора

					КПТР.020050.01.02 ПЗ	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		59

$$P_{max} = P_{0max} - P_{ном} \cdot K_{\acute{o}x} [Вт], \quad (3.10)$$

де  $K_{\acute{o}x}$  - коефіцієнт біжучої хвилі на вході каскаду.

Значення  $K_{\acute{o}x}$  не повинно бути нижче 0,6...0,7.

В розрахунках приймемо  $K_{\acute{o}x} = 0,8$

$$P_{max} = 1,68 - 1,25 \cdot 0,8 = 0,68 (Вт).$$

3.3.1.9 Номінальний опір колекторного навантаження:

$$R_{ек ном} = \frac{U_{km}^2}{2P_{ном}} [Ом], \quad (3.11)$$

$$R_{ек ном} = \frac{(11,03)^2}{2 \cdot 1,25} = 48,66 (Ом),$$

3.3.2 Розрахунок вхідного кола.

Вхідне коло будується таким чином, щоб імпульси колекторного струму були близькими до відрізків косинусоїди з кутом відсічки  $\Theta = 90^\circ$

Визначення  $R_g$  :

$$R_g = \frac{h_{21e}}{2\pi F_{cp} C_e} [Ом], \quad (3.12)$$

$$R_g = \frac{30}{2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 55 \cdot 10^{-12}} = 217,03 (Ом)$$

					КПТР.020050.01.02 ПЗ	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		60

Визначення  $R_{\text{дв}}$ :

$$R_{\text{дв}} = \frac{h_{21e}}{2\pi F_{\text{зр}} C_k} [\text{Ом}], \quad (3.13)$$

$$R_{\text{дв}} = \frac{30}{2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-12}} = 795,78 (\text{Ом})$$

Амплітуда струму бази:

$$I_{\text{б}} = K \cdot \frac{\sqrt{1 + \left( \frac{h_{21e} \cdot F_1}{F_{\text{зр}}} \right)^2}}{h_{21e} \cdot \alpha_1(\Theta)} \cdot I_{k1}, [A], \quad (3.14)$$

де  $K = 1 + \alpha_1(\Theta) \times 2\pi F_{\text{зр}} C_k \times R_{\text{ек ном}}$ ,

$$K = 1 + 0,5 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 15 \cdot 10^{-12} = 1,94,$$

$$I_{\text{б}} = 1,94 \cdot \frac{\sqrt{1 + \left( \frac{30 \cdot 80 \cdot 10^6}{400 \cdot 10^6} \right)^2}}{30 \cdot 0,5} \cdot 0,22 = 0,173 (A).$$

Максимальна зворотня напруга на емітерному переході:

$$|U_{\text{бв.мах}}| = \left| -I_{\text{б}} \cdot \frac{(1 + \cos(\Theta)) \cdot R_g}{\sqrt{1 + \left( \frac{h_{21e} F_1}{F_{\text{зр}}} \right)^2}} + E_{\text{озм}} \right| [B], \quad (3.15)$$

де  $E_{i\bar{c}i}$  - напруга відсічки (визначається по кусково – лінійній апроксимуючій прохідній ВАХ)

$$|U_{\bar{b}e\max}| = \left| -0,173 \cdot \frac{(1+0) \cdot 217,03}{\sqrt{1 + \left( \frac{30 \cdot 80 \cdot 10^6}{400 \cdot 10^6} \right)^2}} + 0,8 \right| = 5,37(B).$$

$U_{\bar{b}e\max} = 5,37 B < U_{\bar{b}e\max\text{дон}} = 5.5 B$ , тобто транзистор обрано вірно.

Постійні складові базового та емітерного струмів.

$$I_{\bar{b}o} = \frac{I_{ko}}{h_{21e}} [A], \quad (3.16)$$

$$I_{\bar{b}o} = \frac{0,14}{30} = 0,0047 (A),$$

$$I_{eo} = I_{ko} + I_{\bar{b}o} [A], \quad (3.17)$$

$$I_{eo} = 0,14 + 0,0047 = 0,1447 (A).$$

Напруга зміщення на емітерному переході.

$$E_{\bar{e}} = -I_{\bar{e}} \times \frac{\alpha_o (\pi - \Theta) \times R_g}{\sqrt{1 + \left( \frac{h_{21e} F_1}{F_{zp}} \right)^2}} + E_{o3m} [B], \quad (3.18)$$

$$E_{\bar{o}} = -0.173 \cdot \frac{0.318 \cdot 217.03}{\sqrt{1 + \left( \frac{30 \cdot 80 \cdot 10^6}{400 \cdot 10^6} \right)^2}} + 0.8 = -1.16 \text{ (В)}.$$

Визначення  $r_{\text{ex oe}}$ ,  $R_{\text{ex oe}}$ .

$$r_{\text{ex oe}} = \alpha_1(\Theta) \times 2\pi \times F_{zp} \times L_e \text{ [Ом]}, \quad (3.19)$$

$$r_{\text{ex oe}} = 0,5 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 400 \cdot 10^6 \cdot 12 \cdot 10^{-9} \text{ (Ом)},$$

$$R_{\text{ex oe}} = R_g(1 - \alpha_1(\Theta)) - r_{\text{ex oe}} \text{ [Ом]}, \quad (3.20)$$

$$R_{\text{ex oe}} = 217,03 \cdot (1 - 0,5) - 1,51 = 107 \text{ (Ом)}.$$

Вхідний опір транзистора.

$$r_{\text{ex}} = r_{\text{ex oe}} + \frac{R_{\text{ex oe}}}{1 + \left( \frac{h_{21e} F_1}{F_{zp}} \right)^2} \text{ [Ом]}, \quad (3.21)$$

$$r_{\text{ex}} = 1,51 + \frac{107}{1 + \left( \frac{30 \cdot 80 \cdot 10^6}{400 \cdot 10^6} \right)^2} = 4,4 \text{ (Ом)}.$$

Потужність збудження.

$$P_{\text{ex}} = 0,5 \times r_{\text{ex}} \times I_{\bar{o}}^2 \text{ [Вт]}, \quad (3.22)$$

$$P_{\text{ex}} = 0,5 \cdot 4,4 \cdot 0,173^2 = 0,066 \text{ (Вт)}.$$

Коефіцієнт підсилення по потужності

$$K_{np} = \frac{P_{ном}}{P_{вх}}, \quad (3.23)$$

$$K_{np} = \frac{1,25}{0,066} = 18,94 .$$

Величина опору в колі емітера:

$$R_e = \frac{\left| \frac{E_k}{R_{\delta k} + R_g} - I_{\delta o} \right| \times R_g - E_{\delta}}{I_{eo}} [Ом], \quad (3.24)$$

$$R_e = \frac{\left| \frac{12}{795,775 + 217,03} - 0,047 \right| \cdot 217,03 + 1,16}{0,1447} \approx 14,3 (Ом).$$

Величина ємності в колі емітера:

$$C_{емит} > \frac{15000 \dots 30000}{R_e \cdot F_l} [\Phi], \quad (3.25)$$

$$C_{емит} > \frac{20000}{14,3 \cdot 80 \cdot 10^6} = 1,75 (мкФ).$$

Обираючи коефіцієнт рівним 20000, отримаємо  $C_{емит} > 1,75 мкФ$ .

Вибираємо  $C_{емит} : K50 - 16 - 16B - 2 мкФ$

Індуктивність в колі бази:

					КПТР.020050.01.02 ПЗ	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		64

$$L_{\sigma} = \frac{R_g}{2\pi F_1} [\Gamma H], \quad (3.26)$$

$$L_{\sigma} = \frac{217,03}{2 \cdot 3,14 \cdot 80 \cdot 10^6} = 0,43 \text{ (мкГн)} .$$

Визначаємо коефіцієнт включення транзистора в контур:

$$M = \sqrt{\frac{R_{ек.ном.}}{R_{екв.рез.}}}, \quad (3.27)$$

Приймаємо  $R_{екв.рез.} = 10000 \text{ Ом}$ .

$$M = \sqrt{\frac{50,04}{1000}} = 0,224 .$$

Розрахунок  $C_{\sigma\delta}$ .

$$C_{\sigma\delta} \gg \frac{(0,05 \dots 0,1) \cdot R_{\sigma\kappa} \cdot R_{\delta}}{2 \cdot \pi \cdot F_1 \cdot (R_{\sigma\kappa} + R_{\delta})} [\Phi], \quad (3.28)$$

Вибираємо коефіцієнт 0,1

$$C_{\sigma\delta} \gg \frac{0,1 \cdot 217,03 \cdot 795,775}{2 \cdot 3,14 \cdot 80 \cdot 10^6 \cdot (217,03 + 795,775)} = 33,25 \text{ (нФ)} .$$

Вибираємо  $C_{\sigma\delta} : K50-6-16B-0,5 \text{ мкФ}$ .

Вибір  $R_{\delta k}$  та  $R_g$  :

$$I_g = \frac{E_{жцвг}}{R_{\delta k} + R_g} [A], \quad (3.29)$$

$$I_g = \frac{12}{217,03 + 795,775} = 0,019 (A),$$

$$P_{R_g} = (I_g)^2 \times R_g [Bm], \quad (3.30)$$

$$P_{R_g} = (0,019)^2 \times 217,03 = 0,03 (Bm),$$

$$P_{R_{\delta a}} = (I_g + I_{\delta o})^2 \times R_{\delta k} [Bm], \quad (3.31)$$

$$P_{R_{\delta a}} = (0,019 + 0,047)^2 \times 795,775 = 3,47 (Bm).$$

Вибираємо:

$R_g$  : C2 – 31 – 0.125 – 780 Ом±10%

$R_{\delta k}$  : C2 – 31 – 0.125 – 220 Ом±10%

Вибираємо  $R_e$  :

$$P_{R_e} = (I_{eo})^2 \times R_e [Bm], \quad (3.32)$$

$$P_{R_e} = (0,1447)^2 \times 14,3 = 0,3 (Bm).$$

Вибираємо:  $R_e$  : C2 – 31 – 0.125 – 15 Ом±10%

### 3.2 Електричний розрахунок фотоприймального пристрою

Вихідні дані:

Частота модуляції оптичного вимірюваного сигналу.....80 МГц;

Напруга живлення.....5 В;

#### 3.3.2.1 Розрахунок за постійним струмом

Схема каскаду підсилення зображена на рисунку 3.2:

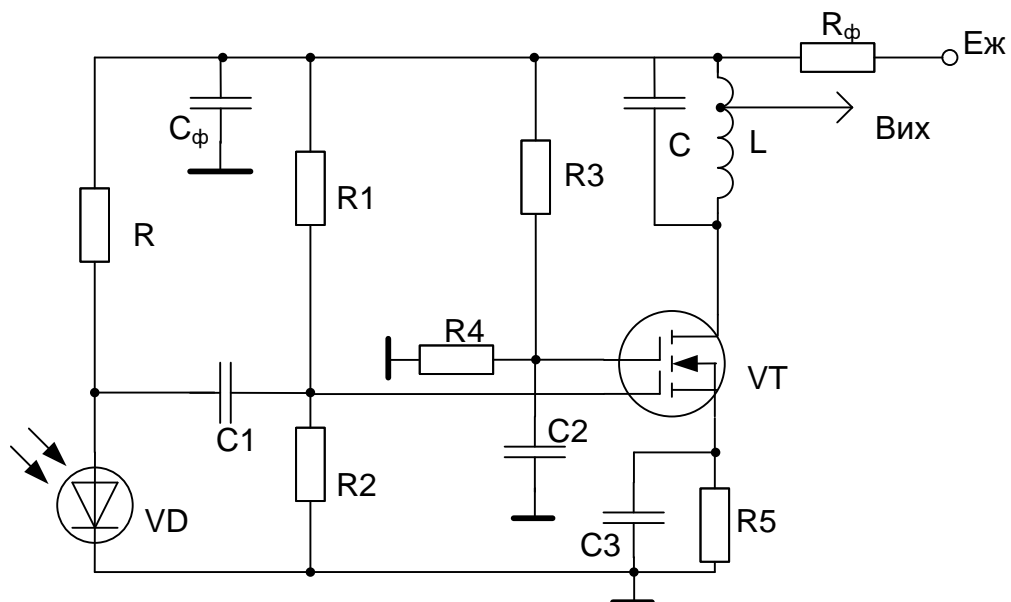


Рис.3.2 – Принципова схема фотоприймального пристрою

Величину струму через фотодіод VD типу ФД – 226, приймаємо рівним  $I_{VD} = 1 \text{ мА}$ .

Визначемо опір резистора R:

$$R = E_{ж} - E_{VD} / I_{VD} \quad (3.33)$$

$$R = 5 - 0,5 / 1 = 4,5 \text{ кОм}$$

У якості активного елемента підсилювача опорної частоти обрано транзистор КП327А.

Вибраний режим роботи транзистора відповідає значенням:  
 $U_{CB} = 4\text{ В}, U_{31B} = 1,25\text{ В}, U_{32B} = 3\text{ В}, I_C = 1\text{ мА}.$

Приймемо струм подільників рівним 0,01 мА, тобто  $I_{II} = 0,01\text{ мА}.$

Опори подільників першого заслону визначаємо за формулами:

$$R_1 = \frac{U_{C0} - U_{310}}{I_{II}} = \frac{4 - 1,25}{0,01} = 275\text{ кОм}; \quad (3.34)$$

$$R_2 = \frac{U_{310}}{I_{II}} = \frac{1,25}{0,01} = 125\text{ кОм} \quad (3.35)$$

Опори подільників другого заслону визначаємо за формулами:

$$R_3 = \frac{U_{320}}{I_{II}} = \frac{3}{0,01} = 300\text{ кОм}; \quad (3.36)$$

$$R_4 = \frac{U_{C0} - U_{320}}{I_{II}} = \frac{4 - 3}{0,01} = 100\text{ кОм}. \quad (3.37)$$

З довідника вибираються опори [6]:

R1: C2 – 31 – 0.125 – 270 кОм ± 10%;

R2: C2 – 31 – 0.125 – 120 кОм ± 10%;

R3: C2 – 31 – 0.125 – 290кОм ± 10%;

R4: C2 – 31 – 0.125 – 110 кОм ± 10%.

Опір R5 визначається з умови:

$$R5 = \frac{U_{B0}}{I_C} = \frac{1}{1 \cdot 10^{-3}} = 1000\text{ Ом}. \quad (3.38)$$

Обирається [6]: С2 – 31 – 0.125 – 1 кОм ± 10%.

Розрахуємо опір фільтра:

$$R_{\phi} = \frac{U_{R_{\phi}}}{2 \cdot I_{II} + I_C} = \frac{1}{2 \cdot 0.1 + 1} = 833 \text{ Ом} . \quad (3.39)$$

Обирається [6]: С2 – 31 – 0.125 – 820 Ом ± 10%.

### 3.3.3 Розрахунок за змінним струмом

Ємність С2 визначається з умови:

$$C_2 \gg \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot R_6} = \frac{1}{2\pi \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 1000} = 1,44 \text{ нФ} . \quad (3.40)$$

Обирається [7]: К10 – 17 – 1а – 50В – 33н ± 20%.

Ємність фільтра визначається з умови:

$$C_{\phi} \gg \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot R_{\phi}} = \frac{1}{2\pi \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 1000} = 1,44 \text{ нФ} . \quad (3.41)$$

Обирається [7]: К10 – 17 – 1а – 50 В – 33 мкФ ± 20%.

Надалі, всі ємності будуть типу К10 – 17, які призначені для поверхневого монтажу і працюють в колах постійного, змінного та імпульсного струму. Їх ємність в межах допустимих температур практично не залежить від діапазону частот в межах приблизно до  $10^7$  Гц [7, ст.162].

Ємність С1 визначається з умови:

$$C_1 \gg \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot R_{\text{вх каскаду}}} . \quad (3.42)$$

Вхідний опір визначається паралельним з'єднанням опорів подільника R1,R2 і вхідного опору транзистора. Оскільки у якості підсилювача використовується польовий транзистор з ізольованим затвором, то його впливом можна знехтувати.

$$R_{\text{вх.наст.каскаду}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{275 \cdot 125}{275 + 125} = 85,93 \text{ кОм.} \quad (3.43)$$

Тоді ємність  $C_1$  має значення:

$$C_1 \gg \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot R_{\text{вх.наст.каскаду}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 86 \cdot 10^3} = 16,5 \text{ пФ.} \quad (3.44)$$

Обирається [7]: К10 – 17 – 1а – 50В – 120пФ±10%.

Коефіцієнт підсилення каскаду визначається згідно виразу:

$$K_{\text{ППЧ1}} = S R_n, \quad (3.45)$$

де  $R_n$ - опір навантаження, який є результатом складання опорів активного навантаження опору котушки індуктивності на проміжній частоті та паралельного їх з'єднання з вхідним опором наступного каскаду.

$$R_n = \frac{\sqrt{R_s^2 + (\omega L)^2} \cdot R_{\text{вх.наст.к}}}{\sqrt{R_s^2 + (\omega L)^2} + R_{\text{вх.наст.к}}}. \quad (3.46)$$

При використанні котушки індуктивності  $L=1,5$  мГн.

$$R_H = \frac{\sqrt{1000^2 + (2\pi \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 1,5^{-3})^2} \cdot 10 \cdot 10^3}{\sqrt{1000^2 + (2\pi \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 1,5^{-3})^2 + 10 \cdot 10^3}} = 2465 \text{ Ом},$$

Коефіцієнт підсилення каскаду:

$$K_{\text{пшч1}} = 11 \cdot 10^{-3} \cdot 2465 = 27,11 \text{ (раз)}$$

### 3.4 Висновки

1. В результаті проведеного порівняльного аналізу класичних методів побудови цифрових фазометрів виявлено, що існуючі методи вимірювання фазових зсувів сигналів мають суттєві недоліки, які пов'язані з появою систематичних методичних похибок у випадку вимірювання ФС та з обмеженням часу доступу до вимірювального сигналу.

2. На основі аналізу літературних джерел запропоновано метод вимірювання фазових зсувів сигналів, суть якого полягає в пошуку співпадінь взірцевих сигналів з сигналами опорного генератора, який відноситься до використання принципу коінциденції.

3. Розроблена структурна схема вимірювання ФС методом коінциденції, яка дозволяє одночасно підвищити точність і швидкість вимірювання фазових зсувів сигналів, при простій апаратній реалізації.

4. Встановлено, що дослідження стану лінії зв'язку фазовими методами значно ускладнено в наслідок проведення одночасно процесу генерування вимірювального сигналу та прийому сумарного відбитого сигналу. Показано, що вже при наявності двох пошкоджень в лінії можливе виникнення цілої серії сигналів, що мають однакову частоту, оскільки є результатом відбиття одного й того ж сигналу  $S_0 = U_0 \cdot \cos(\omega t)$ , однак зсунуті між собою на різні кути зсувів фаз. Розв'язок виразу (10) встановлює обмеження у кількості перевідбиттів для проведення теоретичного дослідження.

## ВИСНОВКИ З РОБОТИ

1. Отже, розроблений пристрій забезпечує необхідні технічні показники з визначення параметрів оптичних сигналів для електронного гіроскопа на основі ефекта Саньяка.

2. Досліджено роботу такого вузла як вимірювач кута зсуву фази для волоконно-оптичної лінії, яка використовується для побудови гіроскопа.

3. Проаналізовано методи вимірювання кутів зсуву фази, які використовуються для побудови вимірювача кута фазового зсуву. Показано, що наявність заломлень в конструкції волоконно-оптичної лінії призводить до появи перевідбиттів оптичного сигналу.

					<i>КПТР.020050.01.02 ПЗ</i>	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		72

## ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Titterton, D.H., Weston, J.L. Strapdown inertial navigation technology // IEE RADAR, SONAR, NAVIGATION AND AVIONICS SERIES 5, Peter Peregrinus Ltd, 1997.
2. LAWRENCE, A. Modern Inertial Technology, Second Edition, Springer-Verlag New York, 1998.
3. R. Anderson, H. R. Bilger, G. E. Stedman, 1994. "Ефект Саньяка": Століття інтерферометрів, що обертаються навколо Землі // Am. J. Phys., Vol. 62, No. 11, November 1994.
4. Shi, C. X., Yuhara T., Lizuka H., and Kajioka H., New Interferometric Fiber Optic Gyroscope with Amplified Optical Feedback // Applied Optics, vol. 35, no. 3, 1996. 3, 1996.
5. Андропова І. А., Маликін Г. Б. (2002). Фізичні проблеми волоконної гіроскопії на основі ефекту Сагнака. Фізика-Успехи, 45 (8), 793-817. doi: 10.1070/pu2002v045n08abeh001073.
6. Shinde, Y. S., Kaur Gahir, H. (2008). Дослідження динамічного зондування тиску за допомогою фотонного кришталевого волокна: застосування до зондування цунамі // IEEE Photonics Technology Letters, 20 (4), 279-281. doi: 10.1109/lpt.2007.913741.
7. Hyang Kyun Kim, Michel J.F. Digonnet, Gordon S.Kino Air-Core Photonic Bandgap волоконно-оптичний гіроскоп, 2006.
8. W. Bums. Optical Fiber Rotation Sensing. Boston, MA: Academic, 1994, гл. 1. Eq. 1.21.
9. H. Lefevre, Fiber Optic Gyroscope. Boston, MA: Artech House. 1993, pp.66-67.
10. Шило В.Л. Популярныe цифровыe микросхемы: Справочник. - М.: Радио и связь, 1987. – 352 с.
11. ГОСТ 12.1.012-90 Вибрационная безопасность.

12. ГОСТ 12.1.005-88 Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны.

13. ГОСТ 12.0.003-74 Опасные и вредные производственные факторы.

14. ГОСТ 12.1.018-86 Пожаровзрывоопасность статического электричества.

15. [http://www.socionics.ibc.com.ua/physics/jfis/fis\\_05\\_3.html#top](http://www.socionics.ibc.com.ua/physics/jfis/fis_05_3.html#top).

16. <http://www.sciteclibrary.ru/cgi-bin/yabb/YaBB.cgi>

17. Горященко К.Л. Обертання часових складових сумарного сигналу в фазовій дальнометрії // Вісник національного університету поділля. – 2007. – № 1. – Ч.1. – С. 144-147.

18. Zygo – Application Note, Fringe Analysis vs. Phase Measuring Interferometry – measurement metrology optics precision surfaces fringe interference pattern pv rms interferometer // <http://www.zygo.com/appnotes/zms0015/zms0015.htm>

19. Використання комбінованих хвиль, при визначенні відстані від супутника GPS до об'єкта спостереження // <http://gps.dtn.ru/tech/showtech.html?/tech/gpsinfo/phase>.

20. Применение методов фазометрии для прецизионного измерения расстояний / Маевский С.М., Баженов В.Г., Батуревич Е.К., Куц Ю.В. – К.: Вища школа. Изд-во при КПИ, 1983. – 84 с.

21. Любчик В.Р. Розробка фазового методу вимірювання відстаней до двох об'єктів // Вісник технологічного університету Поділля. – 2004. - № 2. – С. 108-114.

22. Любчик В.Р., Гнатюк О.І. Вимірювання відстаней в радіолокації до трьох об'єктів // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – №4. – Ч.1. – Т.1. – С. 239-242.

23. Горященко К.Л. Контроль відстаней до пошкоджень в низькочастотній лінії зв'язку імпульсним та фазовим методами, що використовуються почергово. Автореф. дис. к.т.н. – КНУТД. – К., 196 с.

24. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости / А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров. – М.: Радио и связь, 1989. – 224 с.

ДОДАТКИ

					<i>КПТР.020050.01.02 ПЗ</i>	Арк.
Зм.		№докум.	Підпис	Дата		75

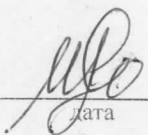
Завідувачу кафедри  
телекомунікацій, медійних та  
інтелектуальних технологій  
Сергію ПІДЧЕНКУ  
здобувача вищої студента,  
4 курсу, гр. TP2-20-1  
Романа МІЩУКА

### ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений. Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщений та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї роботи для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

  
дата

Роман МІЩУК

# Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальне співпадіння з одним документом 1.0%

Словники перевірки: en\_US, ru\_RU, ua\_UA. Помилки в документах: 8%

ID: 129652  
Назва: Електронний гіроскоп  
Додано в БД: 2024-06-11  
Автора: Міщук Роман Олексійович  
Керівники: Горяченко Костянтин Леонідович  
Консультанти:  
Опоненти:

Документ	Сумарний збіг по Базі Даних	
	Символи	Лексеми
	50075	761
	1533 (3%)	24 (3%)

Джерело плагіату

ID	Опис	Наявність плагіату в документі	
		Символи	Лексеми

Ім'я користувача:  
Kafedra TMIT KhNU

ID перевірки:  
1016349438

Дата перевірки:  
11.06.2024 22:19:42 EEST

Тип перевірки:  
Doc vs Internet + Library

Дата звіту:  
11.06.2024 22:23:13 EEST

ID користувача:  
100005657

Назва документа: Міщук TP2-20

Кількість сторінок: 79 Кількість слів: 11485 Кількість символів: 81940 Розмір файлу: 926.70 KB ID файлу: 1016152722

## 18.9% Схожість

Найбільша схожість: 3.72% з Інтернет-джерелом ([http://elar.khnu.km.ua/jspui/bitstream/123456789/375/1/5\\_15.pdf](http://elar.khnu.km.ua/jspui/bitstream/123456789/375/1/5_15.pdf))

17.5% Джерела з Інтернету 862 ..... Сторінка 81

4.05% Джерела з Бібліотеки 138 ..... Сторінка 96

## 0.13% Цитат

Цитати 1 ..... Сторінка 97

Не знайдено жодних посилань

## 0% Вилучень

Немає вилучених джерел

## Модифікації

Виявлено модифікації тексту. Детальна інформація доступна в онлайн-звіті.

Замінені символи 131

РІШЕННЯ ЕКСПЕРНОЇ КОМІСІЇ ПО КАФЕДРИ  
ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ, МЕДІЙНИХ ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Електронний гіроскоп

Автор: Роман МІЩУК

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Освітня програма Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник к.т.н., доц. Костянтин ГОРЯЩЕНКО

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	<b>відповідає</b>
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнуті. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	
5	Інше:	

Підтвердження: Запозичення у розмірі 1,0% (Anti-Plagiarism) та 18,9% (UniCheck), що виявлені в роботі, містять посилання на відповідні джерела літератури, що використані в роботі. Найбільше співпадіння з однією роботою складає 3%. Найбільший обсяг співпадіння у другому розділі, який присвячено представленню принципів роботи проекту.

12 серпня 2024р

Науковий керівник роботи:

Зав. каф. ТМІТ



Костянтин ГОРЯЩЕНКО



Сергій ПІДЧЕНКО

## ВІДГУК

на кваліфікаційний проект студента групи ТР2-20-1

Романа МІЩУКА

### "ЕЛЕКТРОННИЙ ГІРОСКОП"

Кваліфікаційний проект виконано згідно календарного плану. Робота містить 3-и розділи загальним обсягом 74 сторінки. В роботі використано 43 посилань на літературні джерела, 25 рисунків та 4 таблиці.

В роботі проаналізовано принципи роботи електронного гіроскопа на основі волоконно-оптичної лінії передачі світлового потоку. Показано принцип роботи ефекту Саньяка, що лежить в основі принципу роботи самого гіроскопа як пристрою. В роботі зроблено основний акцент на принципи вимірювання часової затримки між опорним та вимірним сигналом, що є основою для побудови цифрового вимірювача кута зсуву фази. В роботі запропоновано використати метод спів падіння для побудови гіроскопа.

В цілому кваліфікаційний проект Міщука Романа на тему "Електронний гіроскоп" повністю відповідає вимогам до кваліфікаційних проектів та заслуговує на оцінку "відмінно", а її автор – на присвоєння кваліфікаційного рівня магістра зі спеціальності 172 – "Телекомунікації та радіотехніка".

Керівник :

доцент кафедри ТМІТ,

к.т.н., доц.



Костянтин ГОРЯЩЕНКО

## РЕЦЕНЗІЯ

на кваліфікаційний проект студента групи ТР2-20-1

Романа МІЩУКА

### "Електронний гіроскоп"

В роботі проаналізовано принципи роботи електронного гіроскопа на основі волоконно-оптичної лінії передачі світлового потоку. Показано принцип роботи ефекту Саньяка, що лежить в основі принципу роботи самого гіроскопа як пристрою. В роботі зроблено основний акцент на принципи вимірювання часової затримки між опорним та вимірним сигналом, що є основою для побудови цифрового вимірювача кута зсуву фази. В роботі запропоновано використати метод спів падіння для побудови гіроскопа.

Робота містить 3-и розділи загальним обсягом 74 сторінки. В роботі використано 24 посилань на літературні джерела. За змістом робота є цілісною та містить достатню кількість посилань на літературні джерела, висновки з отриманих результатів сформовані технічно грамотно. Викладення матеріалу є послідовним та логічно пов'язаним, застосовується велика кількість ілюстрацій та додатків. Наведені у роботі формули, припущення та висновки мають достатнє обґрунтування та детальне пояснення. Мова викладення роботи є технічно грамотною, зрозумілою та не перенасиченою спеціальними термінами. Оформлення пояснювальної записки знаходиться на належному рівні, граматичних та стилістичних помилок дуже обмежена кількість.

Серед позитивних сторін магістерської роботи слід відмітити наступне:

1. Проведено представлення принципу роботи ефекта Саньяка. Показано основні переваги в реалізації та застосуванні ефекту практично.
2. Для визначення кута зсуву фази між вхідним та вихідним сигналами запропоновано використати ноніус ний метод вимірювання, який полягає у використанні багатократної шкали спів падіння.

3. Розроблено структурну схему пристрою та виконано проектування частини електронних вузлів, таких як приймач оптичного випромінювання, підсилювач

Кваліфікаційний проект Романа Міщука "Електронний гіроскоп" повністю відповідає вимогам, що встановлено до виконання кваліфікаційних робіт рівня бакалавра та заслуговує на оцінку "відмінно", а її автор – на присвоєння кваліфікаційного рівня бакалавр зі спеціальності 172 – "Телекомунікації та радіотехніка".

Рецензент:

Чешун Віктор Миколайович  
КАНД. ТЕХН. НАУК, ДОЦЕНТ КАФЕДРИ  
КІБЕРБЕЗПЕКИ

" " 2024 р.



# КВАЛІФІКАЦІЙНИЙ ПРОЄКТ

на тему

## ЕЛЕКТРОННИЙ ГІРОСКОП

Виконав:

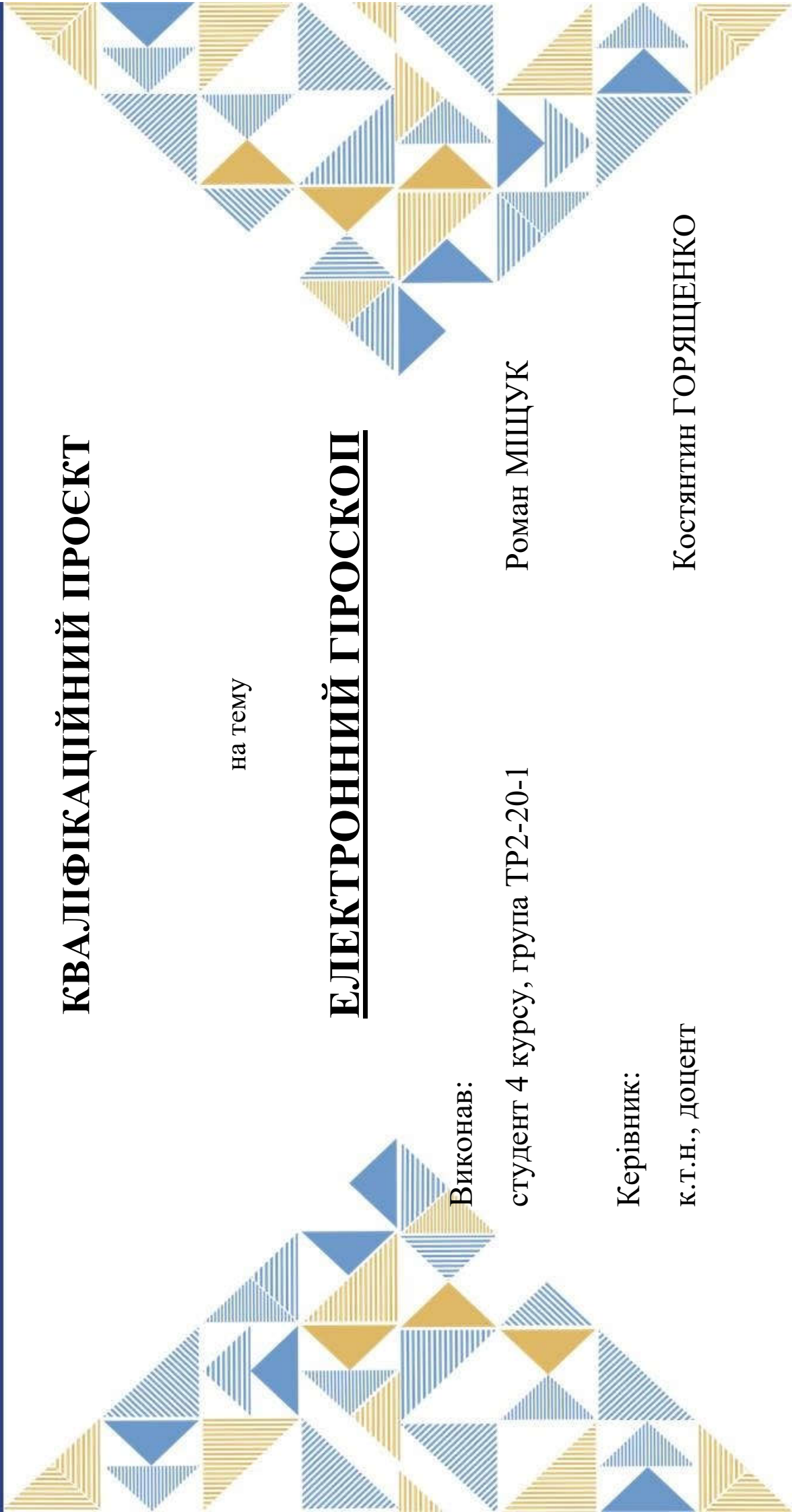
студент 4 курсу, група ГР2-20-1

Роман МІЩУК

Керівник:

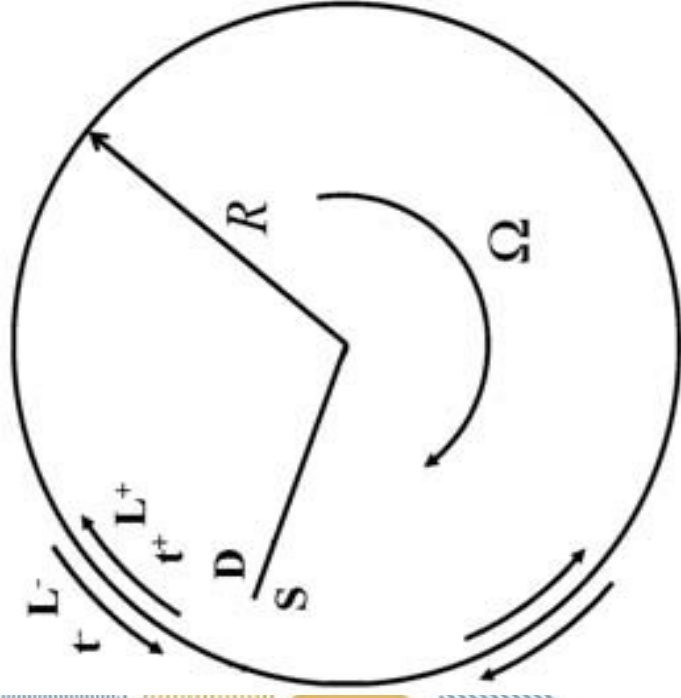
к.т.н., доцент

Костянтин ГОРЯЩЕНКО



Гіроскопом можна назвати абсолютний тахометр, структурний елемент інерціальної навігаційної системи, який виконує функцію датчика кутової швидкості в інерційному просторі і обробляє інформацію про місцезнаходження літака або судна.

Проектування волоконно-оптичного гіроскопа вимагає розуміння теоретичних принципів, а також знання компонентів і технологій, що використовуються для виробництва гіроскопів. На відміну від механічних оптичних гіроскопів, волоконно-оптичні гіроскопи, створені на основі ефекту Саньяка, мають статичний тип конструкції і мають безліч переваг.



Їх основними перевагами є:

- стійкість до прискорення через відсутність рухомих частин
- простота конструкції
- короткий час запуску
- висока чутливість
- висока лінійність властивостей
- низьке енергоспоживання

Рисунок 1 –Зміна часу проходження  
гіроскопа

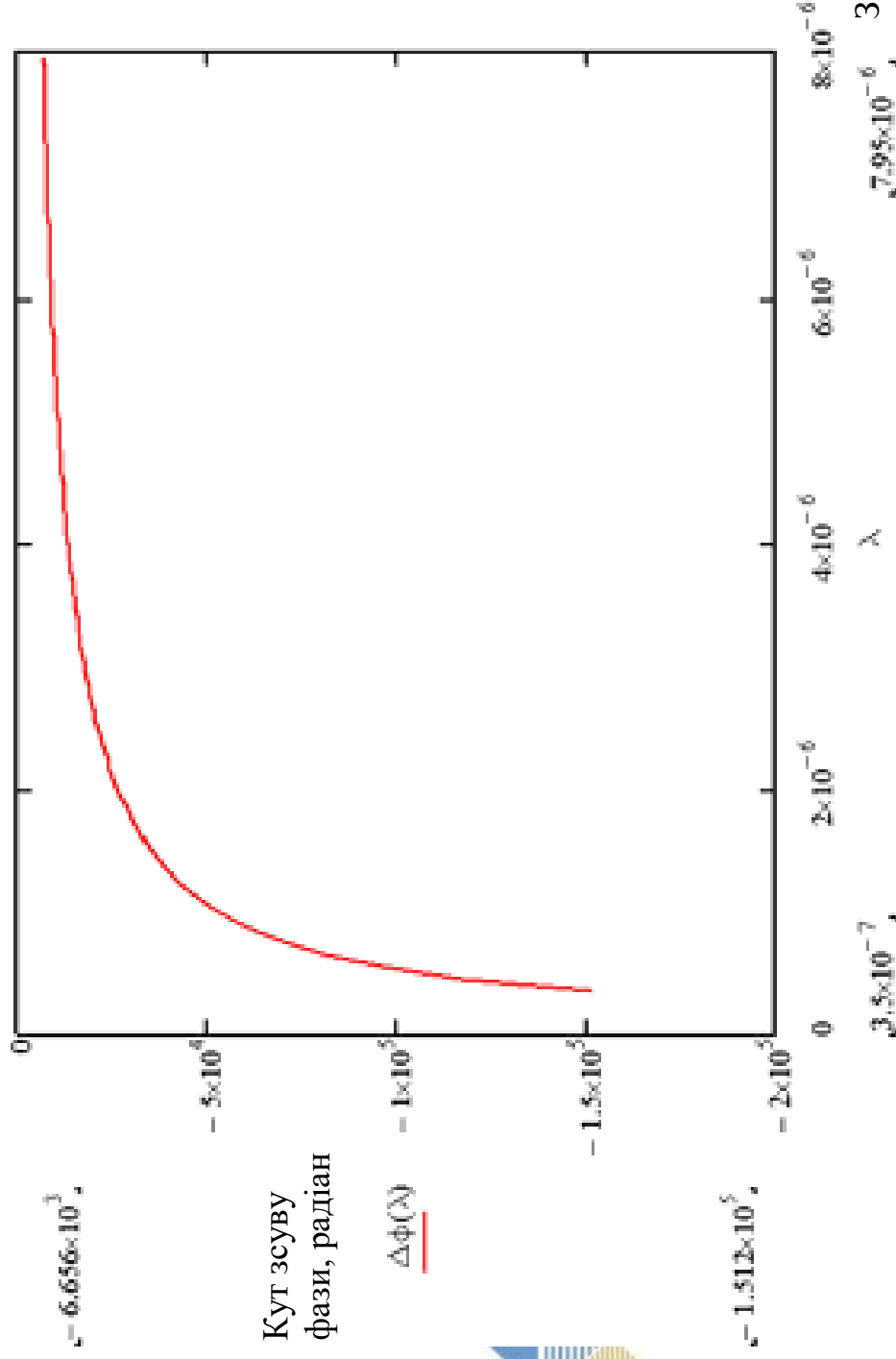


Рисунок 2 – Фазовий зсув у ефекті Саньяка

Різниця фаз пропорційна охопюваній площі та кутовій швидкості.

Для дуже малих швидкостей обертання і відносно невеликої площі контуру ефект Саньяка зменшується, внаслідок чого промені зберігають ефект синхронізації, отже, інтерферометр не показує фазового зсуву.

Обмеження фазового розщеплення залежить від конструкції інтерферометра.

Уздовж кругової оптичної траєкторії, як показано на рисунку, роздільник променя змушує світло поширюватися в двох протилежних напрямках.

Якщо система нерухома щодо інерційного простору, обидва світлових променя поширюються назустріч один одному по оптичному шляху однакової довжини. Таким чином, при налаштуванні променя в роздільнику після закінчення шляху фазовий зсув відсутній. Однак, коли оптична система обертається в інерційному просторі з кутовою швидкістю  $\Omega$ , між світловими хвилями виникає різниця фаз. Це явище і називається **ефектом Саньяка**.

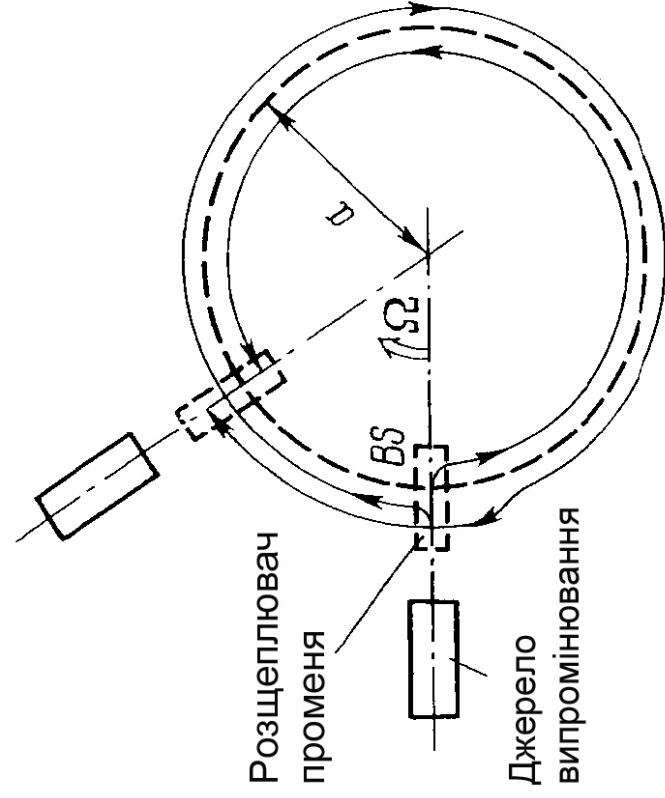


Рисунок 3 - Принцип виникнення ефекту Саньяка

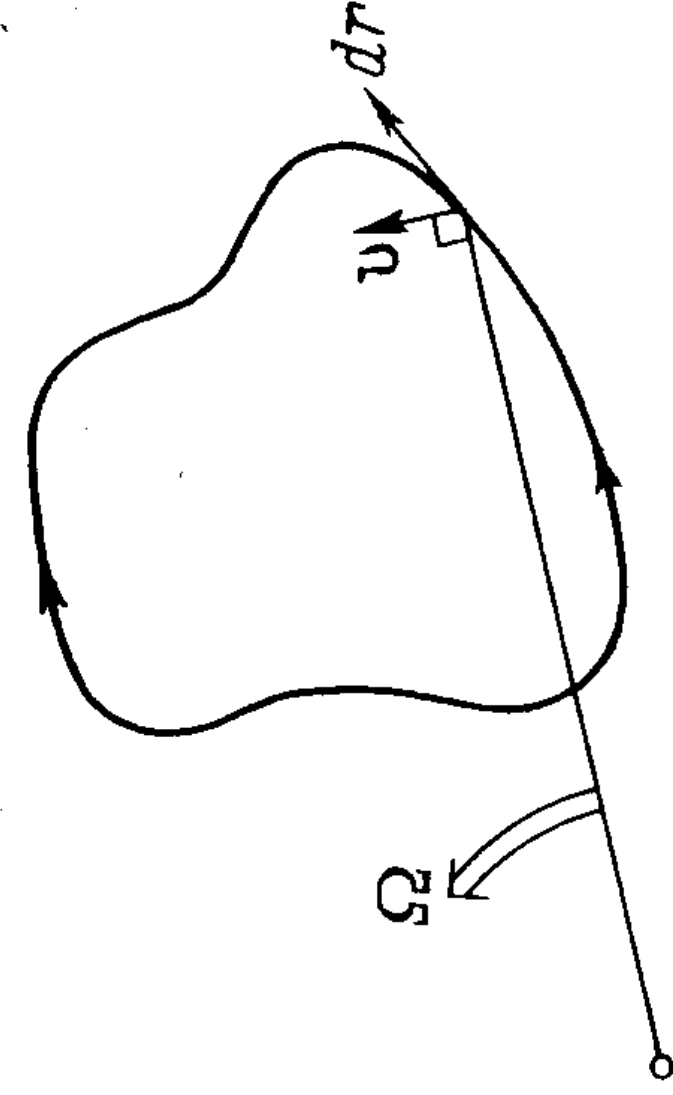


Рисунок 4 - Ефект Саньяка при оптичному шляху довільної форми

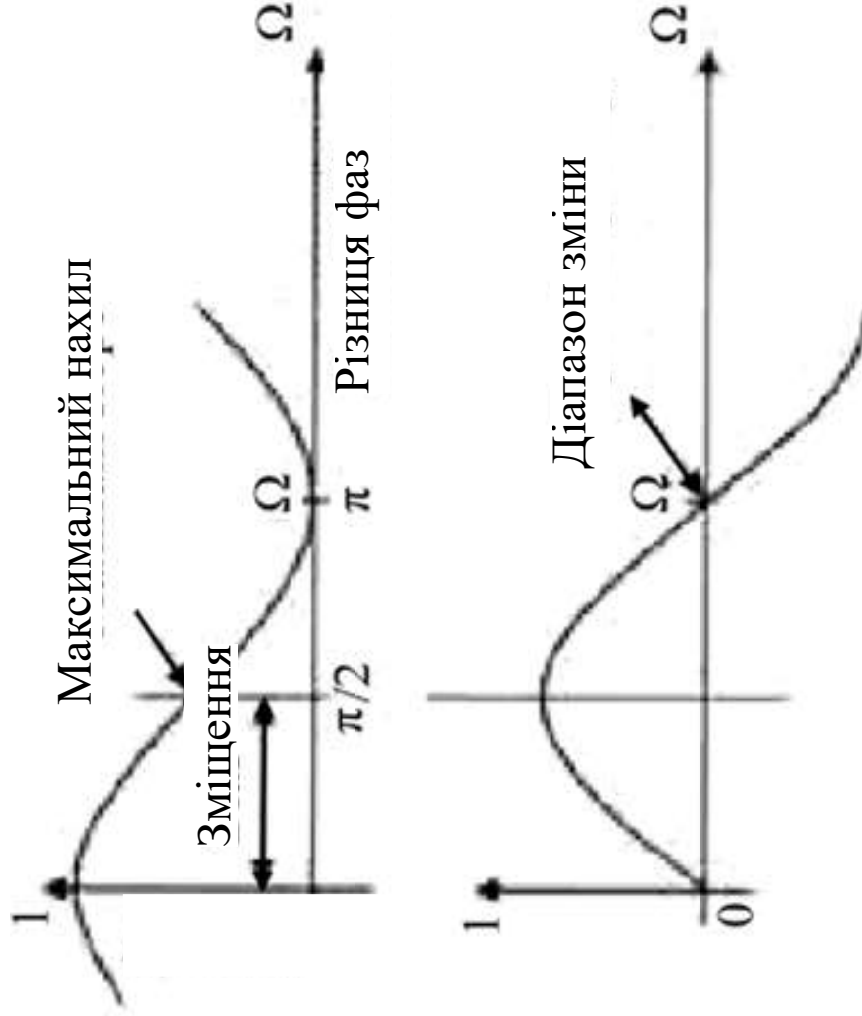


Рисунок 5 – Чутливість інтерферометра Саньняка

Як видно з рисунків, мінімальна чутливість за відсутності обертання, коли фазовий зсув дорівнює нулю.

Максимальна чутливість настає, коли зсув фази дорівнює  $\pi$ . У цих умовах сигнал має мінімальне значення.

Якщо інтерферометр перебуває в нерухомому стані в інерціальному просторі, то спостерігається максимальний рівень сигналу на детекторі. У міру наростання швидкості обертання інтерферометра рівень сигналу знижується, досягаючи нуля, тоді різниця фаз через ефект Саньняка досягає  $\pi$ .

Для підвищення чутливості гіроскопа необхідно змістити робочу точку

інтерферометра в зону максимального нахилу в точці  $\Phi = \pi/2$ .

**Отже, задача, яку потрібно розв'язати** : використати фазометр, в якому чутливість вимірювання кута зсуву фази забезпечується на всьому діапазоні

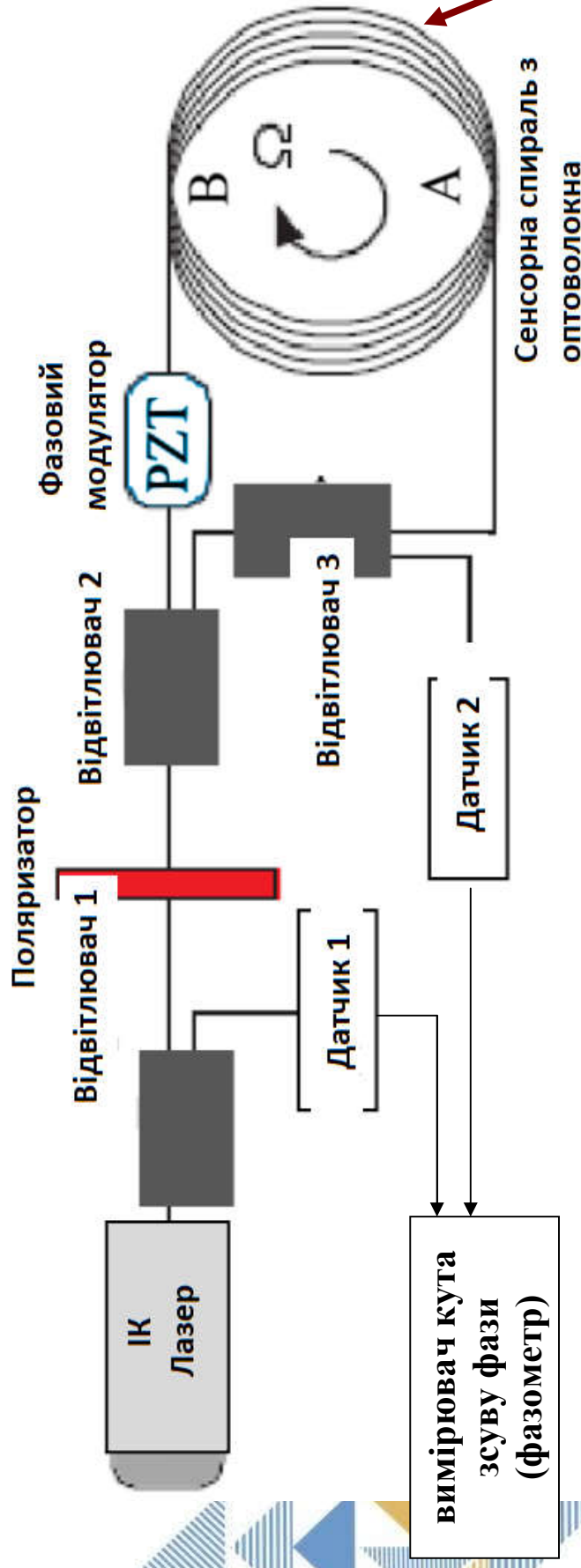


Рисунок 7 – Структурна схема оптоволоконного гіроскопа

Волокно є одномодовим при передачі випромінювання (1330 нм °).  
 У літературі вказано значення необхідної частоти для роботи схеми в межах  $f_0 \approx 36$  кГц.

Використовуване фотонно-кристалічне волокно (SMF28 ULL) з повітряним осердям (1550-02-НС) має такі характеристики: **втрати ~ 19 дБ/км** (за довжини волокна в спіралі у 235 м ~ 4,5 дБ)

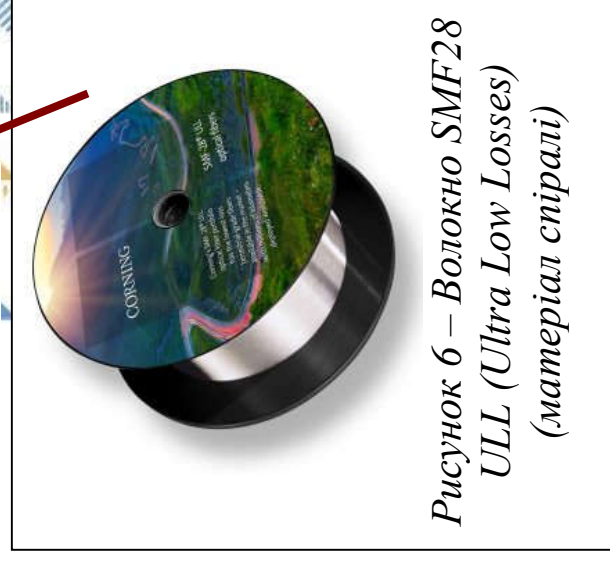


Рисунок 6 – Волокно SMF28 ULL (Ultra Low Losses) (матеріал спіралі)

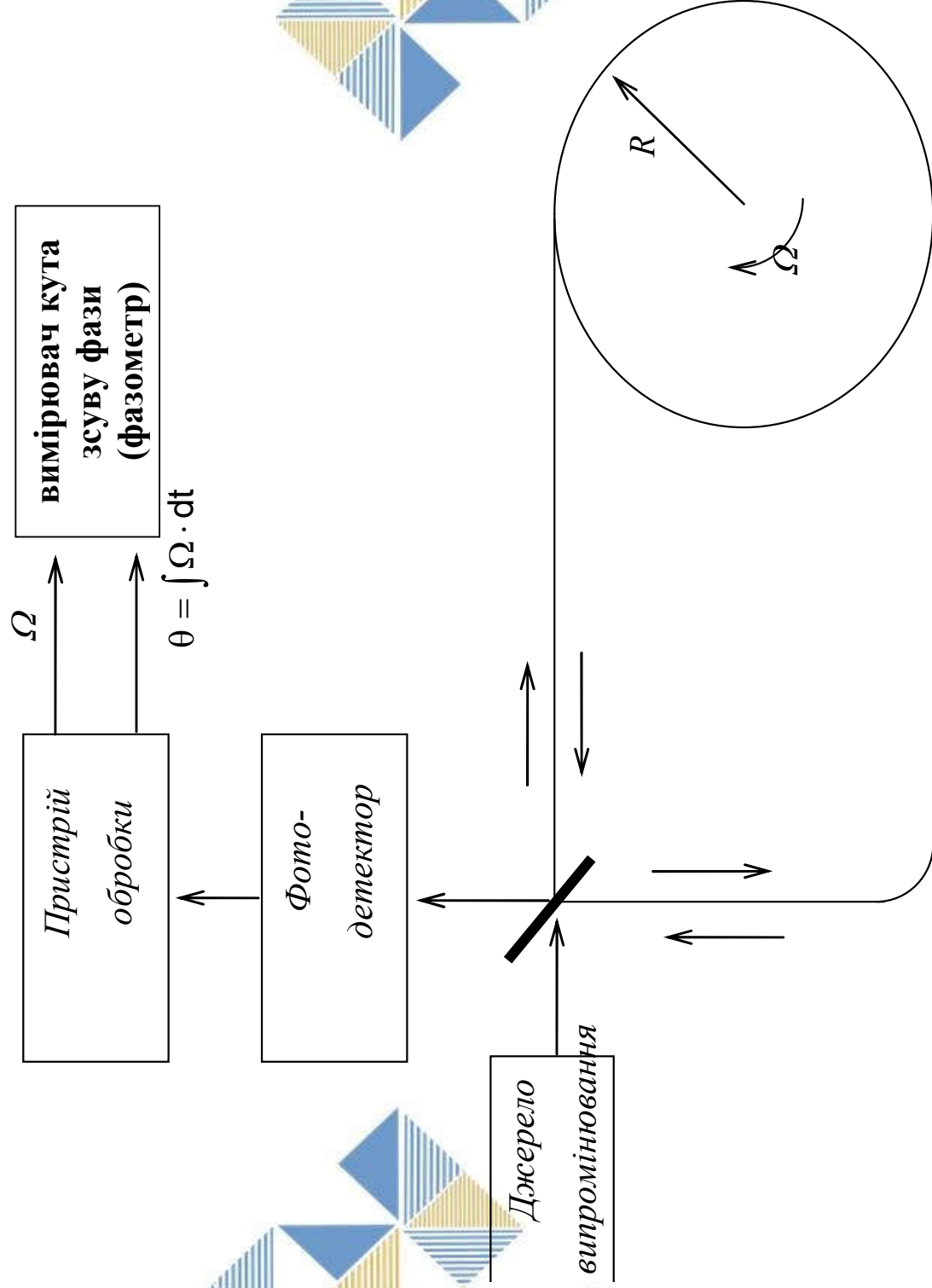


Рисунок 8 – Принципова схема волоконно-оптичного гіроскопа

Вимірювання фазового зсуву за класичною схемою та за схемою багатократного співпадіння

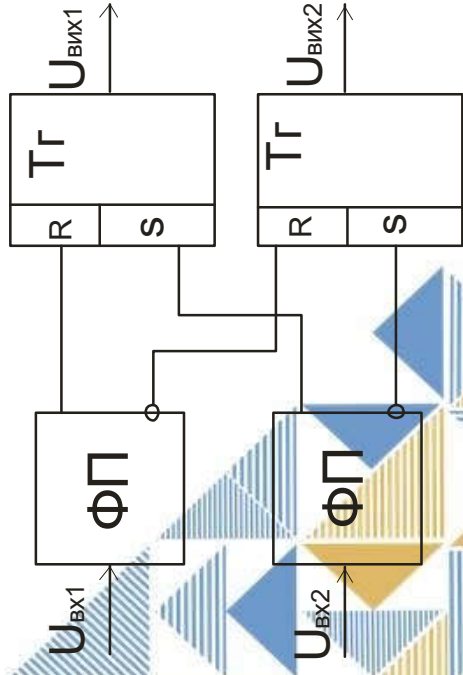


Рисунок 9 – Структурна схема перетворювача фазового зсуву в інтервали часу

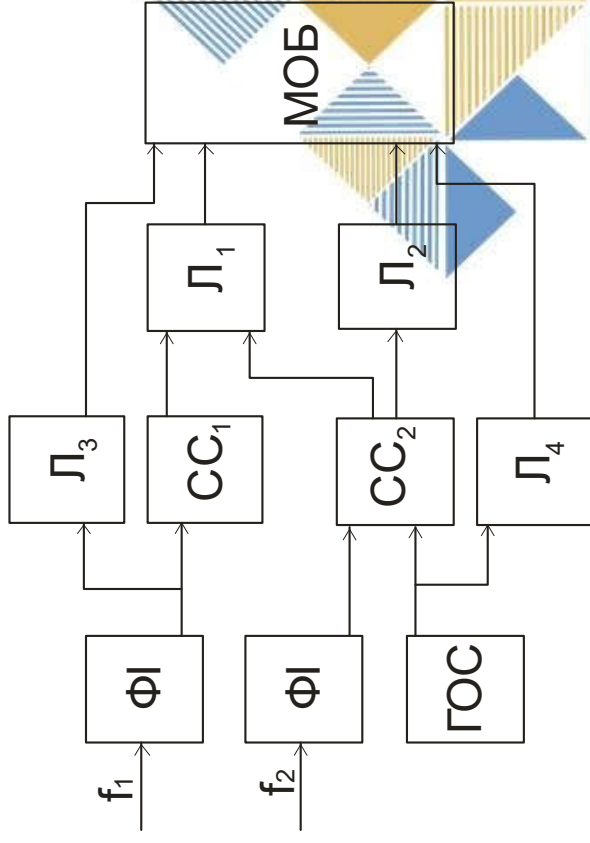


Рисунок 10 – Структурна схема вимірювання фазового зсуву методом співпадіння: формувачів імпульсів (ФІ), схем співпадіння (СС1 – СС2), лічильників (Л1 – Л4), мікропроцесорного обчислювального блоку (МОБ).

Вимірювання фазового зсуву за класичною схемою та за схемою багатократного співпадіння

Формула для вимірювання частот методом узгодження має вигляд:

$$f_k = \frac{N_1}{N_2} \cdot f_{on},$$

де  $N_1, N_2$  – кількість імпульсів, що обумовлені подією співпадіння

$f_{on}$  – частота опорного колювання.

В результаті заміни ми отримаємо наступну формулу:

$$\Delta\phi = \frac{\tau}{T} \cdot 360^\circ = \tau \cdot \frac{1}{T} \cdot 360^\circ = \tau \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot f_{on} \cdot 360^\circ = \tau \cdot f_k \cdot 360^\circ.$$

В формулі (2) величини ( $f, 360^\circ$ ) нам відомі крім  $\tau$  – інтервалу на який зсунуті синфазні точки послідовностей імпульсів. Отже, для того, щоб виміряти фазу запропонованим нам методом, потрібно лише визначити часовий інтервал  $\tau$ .

Отже, для вимірювання **потрібно спроектувати вимірювач часу** із застосуванням цифрових лічильників імпульсів.

ЛІЧИЛЬНИК ІМПУЛЬСІВ

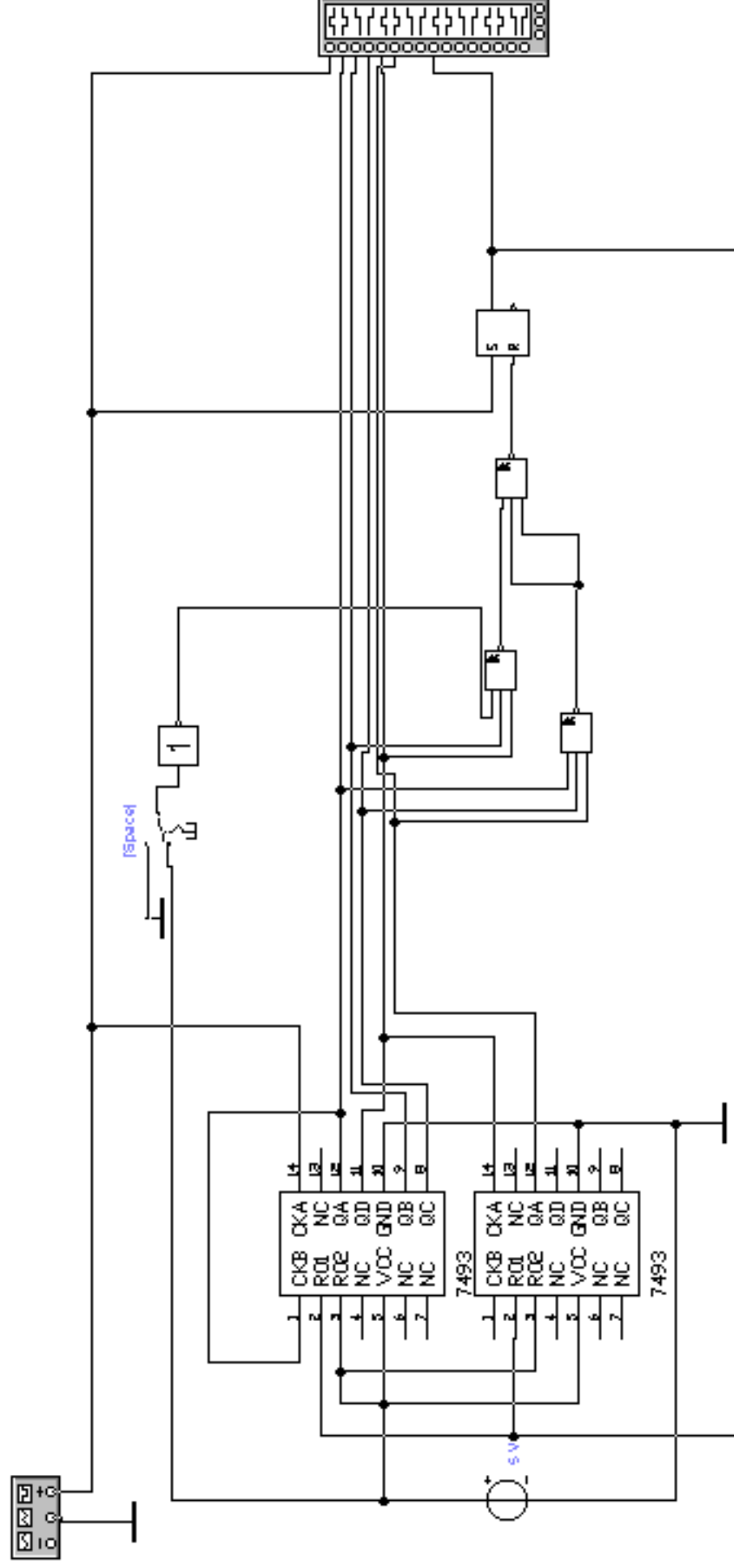


Рисунок 11 - Схема лічильника імпульсів в схемному редакторі

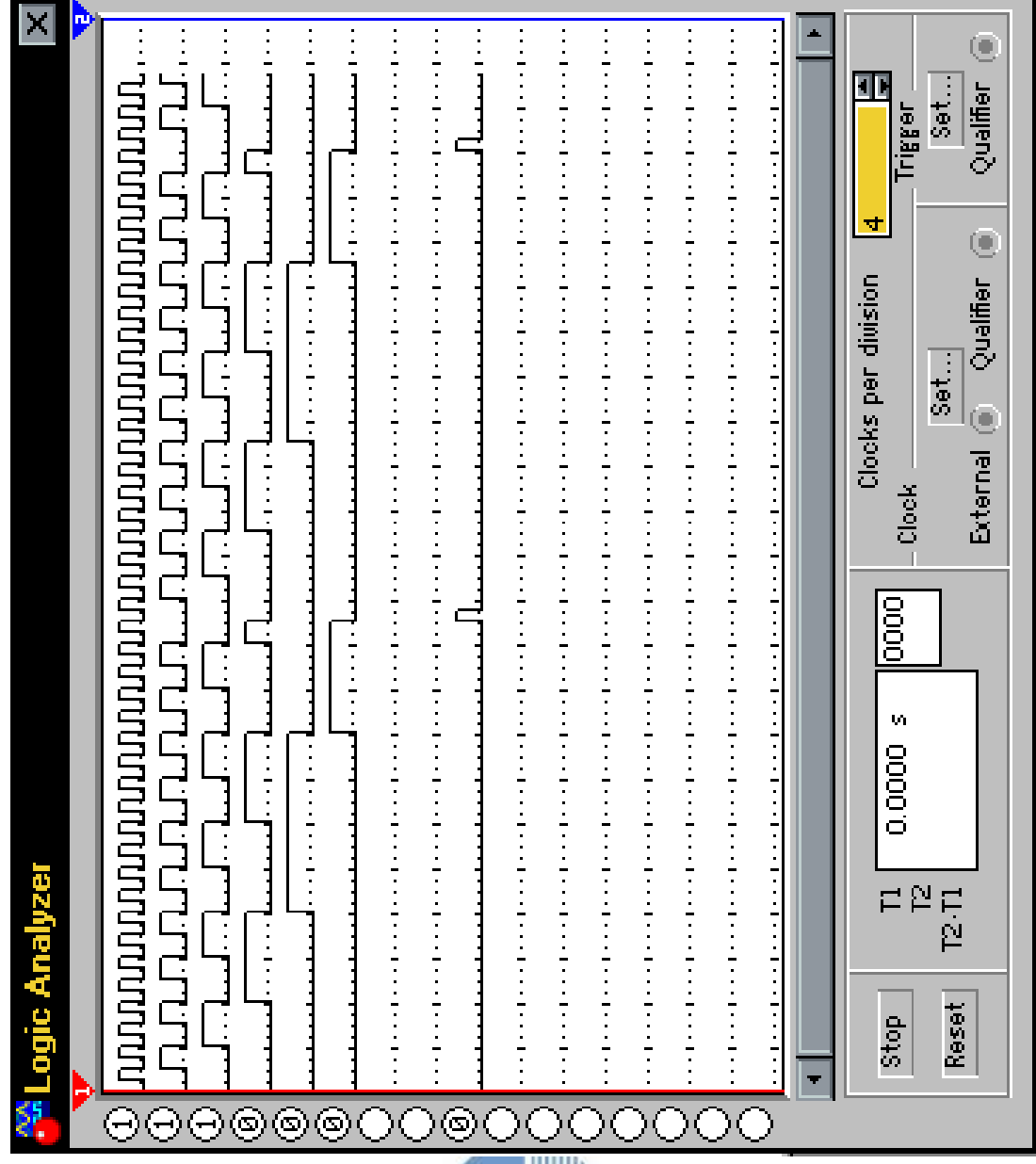


Рисунок 12 - Часові діаграми в схемному редакторі *Electronics Workbench*

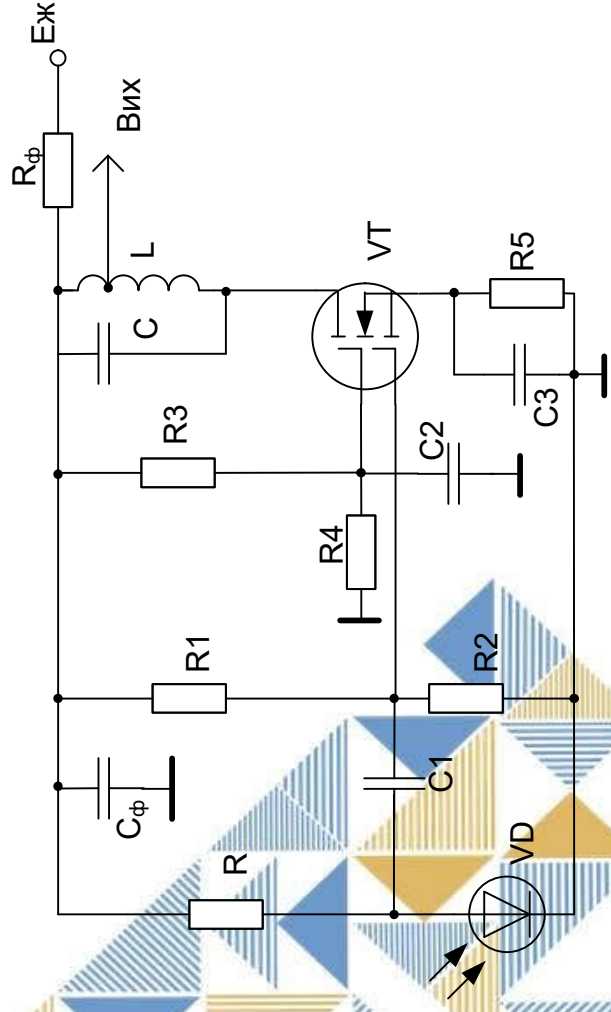


Рисунок 13 – Принципова схема фотоприймального пристрою

В схемі використано 2 фотоприймальних пристроїв.

Перший пристрій виконує операцію детектування оптичного випромінювання від джерела випромінювання.

Другий пристрій – детектування випромінювання після проходження через сенсорну спіраль волоконно-оптичного кабелю

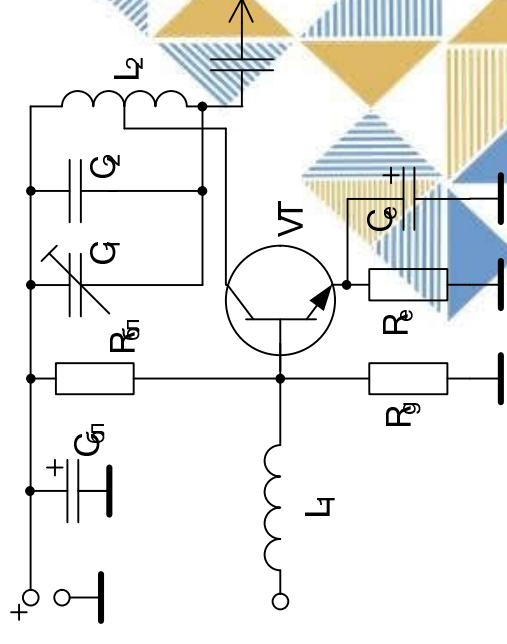


Рисунок 14 – Електрична схема підсилювача

1. Отже, розроблений пристрій забезпечує необхідні технічні показники з визначення параметрів оптичних сигналів для електронного гіроскопа на основі ефекта Саньяка.
2. Досліджено роботу такого вузла як вимірювач кута зсуву фази для волоконно-оптичної лінії, яка використовується для побудови гіроскопа.
3. Проаналізовано методи вимірювання кутів зсуву фази, які використовуються для побудови вимірювача кута фазового зсуву. Показано, що наявність заломлень в конструкції волоконно-оптичної лінії призводить до появи перевідбиттів оптичного сигналу.
4. В проєкті показано застосування методу багатократних співпадінь для вимірювання кута зсуву фази між опорним сигналом та сигналом після сенсорної спіралі. Виконано проєктування окремих вузлів схеми – фотоприймача та підсилювача.