

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

ДИПЛОМНА РОБОТА

другого (магістерського) рівня

Освітній рівень

Галузь знань 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації

Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 Електронні комунікації та радіотехніка

Шифр і назва спеціальності

Освітня програма Електронні інформаційно-комунікаційні системи та мережі

Назва освітньої програми

на тему Метод повного фазового зсуву для вимірювання кутів закручування валів, що обертаються

ДРТР. 024029.01.07.ПЗ

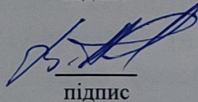
Виконав: здобувач 2 курсу, група ЕКРм-24-1


підпис

Д.О.СВЕРИДЮК

Ініціали, прізвище

Керівник: к.т.н., доц.

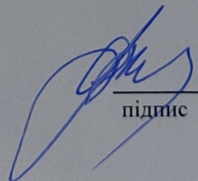

підпис

В.С.ПЕТРУШАК

Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, проф.


підпис

С.К. ПІДЧЕНКО

Ініціали, прізвище

16 12 2025 р.

Хмельницький, 2025

Хмельницький національний університет

Факультет Інформаційних технологій

Кафедра Телекомунікації, медійних та інтелектуальних технологій

Освітній рівень Другий (магістерський)

Галузь знань 17 – Електроніка, автоматизація та електронні комунікації

Спеціальність 172 – Електронні комунікації та радіотехніка

Освітня програма Електронні інформаційно-комунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою

ТМІТ
Мигуєнко С.К.
« 1 » 2025р.

ЗАВДАННЯ НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ

СВЕРИДЮКУ ДМИТРУ ОЛЕКСІЙОВИЧУ

1 Тема роботи: Метод повного фазового зсуву для вимірювання кутів закручування валів, що обертаються

керівник роботи ПЕТРУШАК Володимир Степанович, к.т.н., доцент.

Затверджено наказом по університету від «25» серпня 2025р. № 65.

2 Термін подання здобувачем роботи на кафедру: 24.11.2025р.

3 Вихідні дані роботи:

Метою дипломної роботи є розроблення прецизійного фазового методу та інженерна реалізація вимірювального комплексу, що забезпечує усунення неоднозначності відліку фази та інтеграцію в промислові інформаційні мережі.

Предмет дослідження - методи та засоби підвищення точності лазерної фазової інтерферометрії шляхом цифрової обробки сигналів.

Об'єкт дослідження - процес вимірювання кутових деформацій (закручування) обертових валів енергетичних установок.

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

1 Аналіз методів вимірювання кутових деформацій та обґрунтування задачі. 2

Теоретичні основи та алгоритм методу повного фазового зсуву. 3 Імітаційне

моделювання ефективності методу в середовищі MATLAB. 4 Практична реалізація,

інтеграція в мережу та метрологічна атестація комплексу. Висновки.

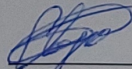
5. Перелік графічного матеріалу: презентація обсягом 10 слайдів

6. Дата видачі завдання: 01.09.2025

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапу (розділу) дипломної роботи	Термін виконання етапу дипломної роботи	Примітка
1	Аналіз літературних джерел та патентний пошук методів вимірювання кутових деформацій. Уточнення технічного завдання.	12.09.2025	Вик.
2	Розробка структурної схеми лазерного вимірювача та математичної моделі формування інтерференційного сигналу.	25.09.2025	Вик.
3	Синтез алгоритму «Total Phase Shift» (повного фазового зсуву) та його теоретичне обґрунтування.	13.10.2025	Вик.
4	Розробка імітаційної моделі («цифрового двійника») в середовищі MATLAB та проведення віртуального експерименту.	28.10.2025	Вик.
5	Оцінка метрологічних характеристик методу (точність, швидкодія) та дослідження впливу завад.	09.11.2025	Вик.
6	Інженерне проектування апаратної частини (вибір DSP, схеми підключення) та розробка підсистеми передачі даних (Modbus/MQTT).	20.11.2025	Вик.
7	Оформлення пояснювальної записки, підготовка графічного матеріалу та презентації.	26.11.2025	Вик.

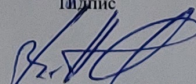
Здобувач


Підпис

Д.О. СВЕРИДЮК

Ініціали, прізвище

Керівник роботи


Підпис

В.С. ПЕТРУШАК

Ініціали, прізвище

АНОТАЦІЯ

Тема дипломної роботи: Метод повного фазового зсуву для вимірювання кутів закручування валів, що обертаються

Автор роботи: СВЕРИДЮК Дмитро Олексійович

Керівник роботи: ПЕТРУШАК Володимир Степанович

Пояснювальна записка : сторінок 107, рисунка 17, джерела 23, додатки 3

Графічна частина: презентаційних слайдів 10

КЛЮЧОВІ СЛОВА: ФАЗОВА ІНТЕРФЕРОМЕТРИЯ, КУТ ЗАКРУЧУВАННЯ, MATLAB, DSP, РОЗГОРТАННЯ ФАЗИ, MODBUS, MQTT, DIGITAL TWIN.

Метою дипломної роботи є розроблення прецизійного фазового методу та інженерна реалізація вимірювального комплексу, що забезпечує усунення неоднозначності відліку фази та інтеграцію в промислові інформаційні мережі.

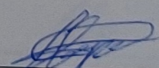
Об'єкт дослідження : процес вимірювання кутових деформацій (закручування) обертових валів енергетичних установок.

Предмет дослідження методи та засоби підвищення точності лазерної фазової інтерферометрії шляхом цифрової обробки сигналів.

В першому розділі дипломної роботи проаналізовано недоліки існуючих методів вимірювання та обґрунтовано необхідність створення нового цифрового фазового методу для вирішення проблеми неоднозначності відліку. У другому розділі розроблено теоретичні засади, структурну схему та унікальний алгоритм «Total Phase Shift», що дозволяє вимірювати кут деформації у необмеженому діапазоні. В третьому розділі створено імітаційну модель у середовищі MATLAB, яка підтвердила високу точність методу та його стійкість до промислових завад . У четвертому розділі спроектовано апаратну частину пристрою з підтримкою IoT-технологій (Wi-Fi, Modbus) та розроблено методику його метрологічної атестації .

Д.О. Сверидюк

Ініціали, прізвище здобувача


Підпис, дата

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ	
ABSTRACT	
ЗМІСТ	
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	
ВСТУП	11
РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ КУТІВ ЗАКРУЧУВАННЯ ВАЛІВ, ЩО ОБЕРТАЮТЬСЯ, ТА ОБҐРУНТУВАННЯ НАПРЯМКУ ДОСЛІДЖЕНЬ	13
1.1. Стан питання та аналіз об'єкта дослідження	13
1.1.1. Роль вимірювання крутного моменту та кутової деформації	13
1.1.2. Математична модель об'єкта вимірювання	14
1.1.3. Специфіка вимірювань у приладобудуванні та віскозиметрії	16
1.1.4. Аналіз технічних протиріч та вибір напрямку досліджень	17
1.2. Класифікація та аналіз методів вимірювання кутів закручування валів	18
1.2.1. Тензометричний (резистивний) метод	18
1.2.2. Магнітопружні (магніострикційні) методи	20
1.2.3. Оптичні та оптоелектронні методи	21
1.2.4. Фазові та фазочастотні методи (кінематичні)	22
1.3. Огляд методів та засобів вимірювання фазового зсуву	23
1.3.1. Осцилографічні методи	23
1.3.2. Метод кругової розгортки	25
1.3.3. Компенсаційні (нульові) методи	25
1.3.4. Частотно-імпульсний метод (метод дискретного рахунку)	25
1.3.5. Фазочастотні методи з використанням частотних компараторів	27
1.3.6. Лазерні інтерферометричні вимірювальні комплекси	28
1.3.7. Проблема неоднозначності відліку та метод повного фазового зсуву	29
1.4. Огляд патентної документації та технічних рішень	31
1.4.1. Аналог 1: Індуктивний торсіометр з аналоговим перетворенням	31
1.4.2. Аналог 2: Оптичний вимірювач на ефекті муарових смуг	32
1.4.3. Аналог 3: Цифровий фазочастотний вимірювач	33
1.5. Аналіз факторів, що впливають на точність вимірювання	34
1.5.1. Похибка квантування (дискретизації)	34
1.5.2. Геометричні похибки модулятора	35
1.5.3. Вплив шумів та «фазовий джитер»	35
1.5.4. Проблема неоднозначності фазового відліку	36
Висновки до розділу 1	36
РОЗДІЛ 2. ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ МЕТОДУ ПОВНОГО	38

ФАЗОВОГО ЗСУВУ ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПРОЦЕСУ	
2.1. Розробка та обґрунтування структурної схеми вимірювального комплексу	38
2.1.1. Концепція побудови системи	38
2.1.2. Аналіз та обґрунтування вибору компонентів оптичного тракту	39
2.1.3. Обґрунтування структури електронної системи обробки	40
2.1.4. Висновки до вибору структурної схеми	41
2.2. Математичне моделювання формування інформаційних сигналів у тракті	42
2.2.1. Аналітичний опис оптичних полів	42
2.2.2. Рівняння перетворення «Кут деформації - Фаза»	43
2.2.3. Моделювання інтерференційного сигналу на фотодетекторі	43
2.2.4. Врахування шумів та дискретизації	45
2.2.5. Висновки до моделювання	45
2.3. Розробка алгоритму методу повного фазового зсуву	46
2.3.1. Алгоритм синхронної демодуляції (4-кроковий зсув)	46
2.3.2. Алгоритм розгортання фази (Phase Unwrapping)	48
2.3.3. Перерахунок у фізичні величини	51
2.4. Теоретична оцінка точності та чутливості методу	51
2.4.1. Складові бюджету похибок	51
2.4.2. Розрахунок інтегральної похибки	53
2.4.3. Висновок щодо точності	54
Висновки до розділу 2	54
РОЗДІЛ 3. ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ МЕТОДУ ПОВНОГО ФАЗОВОГО ЗСУВУ ШЛЯХОМ ІМІТАЦІЙНОГО МОДЕЛЮВАННЯ	55
3.1. Обґрунтування вибору середовища та методики імітаційного моделювання	55
3.1.1. Вибір програмного середовища	56
3.1.2. Методика проведення експерименту	56
3.2. Розробка та програмна реалізація моделі вимірювального каналу	57
3.2.1. Математичний опис генерації сигналів	58
3.2.2. Моделювання стохастичних джерел похибок	59
3.2.3. Програмна реалізація моделі	60
3.3. Дослідження ефективності алгоритму розгортання фази	61
3.3.1. Аналіз проміжних результатів демодуляції	61
3.3.2. Результати відновлення повної фази	63
3.4. Оцінка завадостійкості та точності методу	64
3.4.1. Аналіз похибки в динаміці	64

3.4.2. Дослідження залежності точності від рівня шуму	66
3.5. Рекомендації щодо практичної реалізації	67
Висновки до розділу 3	68
РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ПІДСИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ ТА ІНТЕГРАЦІЇ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОМПЛЕКСУ В ПРОМИСЛОВУ МЕРЕЖУ	70
4.1. Вибір та обґрунтування інтерфейсів і протоколів обміну даними	70
4.1.1. Обґрунтування вибору фізичного середовища передачі (PHY)	70
4.1.2. Вибір протоколів прикладного рівня (Application Layer)	71
4.1.3. Висновок до вибору комунікаційної архітектури	72
4.2. Розробка структурної схеми системи моніторингу та передачі даних	72
4.2.1. Архітектура мережевої взаємодії	72
4.2.2. Апаратна реалізація комунікаційних вузлів	73
4.2.3. Алгоритм передачі даних	75
4.3. Розробка системи візуалізації даних та інтерфейсу оператора	76
4.3.1. Структура людино-машинного інтерфейсу (HMI)	76
4.3.2. Алгоритм обробки та відображення даних на сервері	77
4.4. Розробка методики метрологічної атестації та калібрування вимірювального комплексу	78
4.4.1. Склад та структура автоматизованого калібрувального стенда	79
4.4.2. Алгоритм статичного калібрування та лінеаризації	79
4.4.3. Методика динамічних випробувань	80
4.4.4. Бюджет невизначеності вимірювання	82
Висновки до розділу 4	83
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	85
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ	88
ДОДАТОК А Лістинг програми імітаційного моделювання в середовищі MATLAB	91
ДОДАТОК Б Матеріали апробації результатів дослідження (Тези доповіді)	93
ДОДАТОК В Презентація	103

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

АЦП - Аналого-цифровий перетворювач

ВБ - Вимірювальна база.

ЕРС - Електрорушійна сила.

ККД - Коефіцієнт корисної дії.

ОКГ - Оптичний квантовий генератор (лазер).

ПЛІС - Програмована логічна інтегральна схема (FPGA).

ФЕ - Фазозсувний елемент.

ФНЧ - Фільтр низьких частот.

DSP - Digital Signal Processor (цифровий сигнальний процесор).

EEPROM - Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory (енергонезалежна пам'ять).

FPGA - Field-Programmable Gate Array (програмована користувачем вентилярна матриця).

HMI - Human-Machine Interface (людино-машинний інтерфейс).

IoT - Internet of Things (Інтернет речей).

MQTT - Message Queuing Telemetry Transport (протокол передачі даних).

PLC - Programmable Logic Controller (промисловий контролер).

RMS - Root Mean Square (середньоквадратичне значення).

SCADA - Supervisory Control And Data Acquisition (система диспетчерського керування).

SNR - Signal-to-Noise Ratio (співвідношення сигнал/шум).

TLS - Transport Layer Security (протокол захисту транспортного рівня).

G - Модуль пружності матеріалу при зсуві.

I(t) - Інтенсивність оптичного сигналу.

J_p - Полярний момент інерції поперечного перерізу вала.

L - Довжина вимірювальної ділянки вала.

$M_{кр}$ - Крутний момент.

N - Порядок інтерференції (кількість повних періодів фази).

λ - Довжина хвилі оптичного випромінювання.

φ - Фазовий зсув (у межах одного періоду).

Φ_{Σ} - Повний фазовий зсув (сумарний набіг фази).

θ - Механічний кут закручування вала.

ω - Кутова швидкість обертання вала.

ВСТУП

Актуальність теми. У сучасному енергетичному машинобудуванні та приладобудуванні надійність роботи обертових механізмів визначається стабільністю їхніх кінематичних параметрів. Крутильні деформації (закручування) валів є основним діагностичним параметром, що характеризує навантаження на турбоагрегати, генератори та трансмісії. Існуючі методи контролю (тензометричні, магнітопружні) мають обмежену точність та низьку завадостійкість в умовах промислових вібрацій. Класичні оптичні методи забезпечують високу чутливість, проте страждають від проблеми неоднозначності відліку при кутах деформації більше 360° , що унеможлиблює їх використання для дослідження перехідних процесів. Тому розробка нових цифрових фазових методів, здатних вимірювати деформації у широкому динамічному діапазоні з високою точністю, є актуальним науково-прикладним завданням.

Метою роботи є підвищення точності та розширення динамічного діапазону вимірювання кутових деформацій валів шляхом розробки методу повного фазового зсуву та його апаратної реалізації.

Для досягнення мети вирішувалися такі **завдання**:

1. Провести аналіз існуючих методів торсіометрії та обґрунтувати переваги фазової інтерферометрії.
2. Розробити математичну модель вимірювального каналу та алгоритм «Total Phase Shift» для усунення неоднозначності фазового відліку.
3. Створити імітаційну модель системи в середовищі MATLAB та дослідити її метрологічні характеристики.
4. Розробити схемотехнічні рішення вимірювального комплексу, підсистему передачі даних та методику його калібрування.

Об'єкт дослідження - процес вимірювання кутових деформацій (закручування) обертових валів енергетичних установок.

Предмет дослідження - методи та засоби підвищення точності лазерної фазової інтерферометрії шляхом цифрової обробки сигналів.

Методи дослідження. У роботі використано методи теорії інтерферометрії (для опису формування сигналів) , методи цифрової обробки сигналів (для демодуляції фази) , математичне моделювання в пакеті MATLAB (для перевірки алгоритмів) , статистичний метод Монте-Карло (для оцінки похибок) та методи схемотехнічного проектування.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Вперше розроблено алгоритм «Total Phase Shift» (повного фазового зсуву), який, на відміну від існуючих, поєднує 4-крокову фазову демодуляцію з неперервним розгортанням фази, що дозволяє вимірювати кути деформації у необмеженому діапазоні без втрати точності.
2. Удосконалено математичну модель інтерферометричного вимірювача шляхом введення параметрів ексцентриситету вала та шумів квантування, що дозволило обґрунтувати вимоги до розрядності АЦП .

Практичне значення одержаних результатів. Розроблено інженерну методику проектування та апаратну архітектуру прецизійного торсіометра на базі мікроконтролера STM32. Запропоновано гібридну систему передачі даних (Modbus + MQTT), що дозволяє інтегрувати прилад у системи Інтернету речей (IoT) . Розроблено методику автоматизованого калібрування приладу, яка забезпечує точність вимірювання 0.004° .

Апробація результатів магістерської роботи. Основні положення роботи доповідались та обговорювались на «EUROPEAN SCIENCE AND INNOVATION CONGRESS» За результатами дослідження опубліковано 1 тези доповіді додані у ДОДАТКУ Б.

РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ КУТІВ ЗАКРУЧУВАННЯ ВАЛІВ, ЩО ОБЕРТАЮТЬСЯ, ТА ОБГРУНТУВАННЯ НАПРЯМКУ ДОСЛІДЖЕНЬ

1.1 Стан питання та аналіз об'єкта дослідження

1.1.1 Роль вимірювання крутного моменту та кутової деформації в сучасній техніці

У сучасному машинобудуванні, енергетиці та приладобудуванні спостерігається стійка тенденція до підвищення навантажень на механічні вузли при одночасному зниженні їх матеріаломісткості. Валопроводи є критично важливими елементами, що забезпечують передачу енергії від двигуна до виконавчого механізму. Під час роботи на вал діють складні знадозмінні навантаження, що призводять до виникнення пружних деформацій - закручування (torsion).

Контроль кута закручування вала в реальному часі є фундаментальною задачею з кількох причин:

- енергоефективність та облік потужності. Механічна потужність P , що передається валом, визначається добутком крутного моменту $M_{кр}$ на кутову швидкість ω :

$$P = M_{кр} \cdot \omega = M_{кр} \cdot \left(\frac{\pi n}{30} \right) \quad (1.1)$$

де n - частота обертання (об/хв). Оскільки $M_{кр}$ прямо пропорційний куту закручування φ , точне вимірювання останнього дозволяє оптимізувати режими роботи двигунів внутрішнього згорання, газових турбін та електродвигунів, забезпечуючи роботу в зоні максимального ККД.

- діагностика та ресурсні випробування. Моніторинг нерівномірності кута закручування за один оберт дозволяє виявляти крутильні коливання, які є передвісниками втомного руйнування металу. Це особливо актуально для суднових валопроводів та валів генераторів електростанцій, де аварія може призвести до катастрофічних наслідків.

- керування технологічними процесами. У прокатних станках, папероробних машинах та текстильному обладнанні необхідно підтримувати точний натяг полотна, що реалізується через контроль моменту на валах приводів.

1.1.2. Математична модель об'єкта вимірювання

Для обґрунтованого вибору методу вимірювання необхідно розглянути фізику процесу деформації. Вал можна представити як пружний стрижень. Згідно із законом Гука при зсуві, в межах пружних деформацій кут закручування $\overline{\varphi}$ (в радіанах) на вимірювальній базі довжиною \overline{L} визначається співвідношенням:

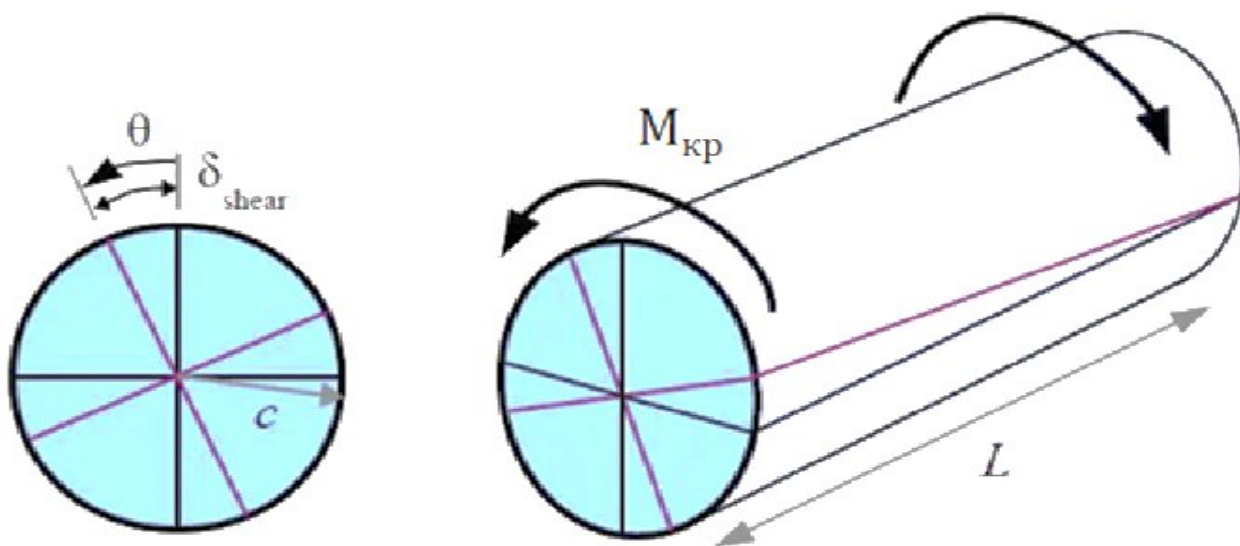


Рисунок 1.1 Схема виникнення кутової деформації валу під дією крутного моменту $M_{кр}$ на ділянці довжиною L (θ - позначення кута закручування на схемі, що відповідає φ у формулах)

$$\varphi = \frac{M_{кр} \cdot L}{G \cdot J_p} \quad (1.2)$$

де G - модуль зсуву (модуль пружності другого роду), що характеризує жорсткість матеріалу. Для конструкційних сталей $G \approx 80 \text{ ГПа} (8 \cdot 10^{10} \text{ Н/м}^2)$, для титанових сплавів - близько 44 ГПа ; J_p – полярний момент інерції перерізу валу, який залежить від його геометрії.

Для суцільного валу круглого перерізу діаметром D :

$$J_p = \frac{\pi D^4}{32} \approx 0,098 D^4 \quad (1.3)$$

Для порожнистого валу (труби) із зовнішнім діаметром D та внутрішнім d :

$$J_p = \frac{\pi(D^4 - d^4)}{32} \quad (1.4)$$

Підставивши (1.2) в (1.1), отримаємо вираз для кута закручування суцільного валу:

$$\varphi = \frac{32 \cdot M_{кр} \cdot L}{\pi \cdot G \cdot D^4} \quad (1.5)$$

Аналіз рівняння (1.4) дозволяє виявити головну метрологічну проблему. Кут закручування обернено пропорційний четвертому степеню діаметра (D^4). Це означає, що для потужних енергетичних установок, де діаметри валів є значними (200–500 мм), навіть при передачі величезних моментів кут закручування φ є надзвичайно малим. *Приклад:* Для сталевого валу діаметром 100 мм на базі 1 метр при моменті 1000 Н·м кут закручування становитиме лише близько $0,004^\circ$. Вимірювання таких малих величин на об'єкті, що обертається зі швидкістю 3000 об/хв, вимагає застосування прецизійних методів з високою роздільною здатністю та завадостійкістю.

1.1.3. Специфіка вимірювань у приладобудуванні та віскозиметрії

Окремим класом задач є вимірювання моментів опору в лабораторному обладнанні, зокрема при дослідженні реологічних властивостей рідин (в'язкості). Як зазначається у дослідженнях Троцишина І.В. та Валіда Хадіфа [1, 2, 20], сучасні ротаційні віскозиметри використовують торсіометричні перетворювачі.

Принцип дії таких приладів полягає у вимірюванні моменту в'язкого тертя, що виникає при обертанні вимірювального тіла (циліндра, диска) у досліджуваному середовищі. Момент передається через калібрований пружний елемент (торсіон). Кут закручування торсіона φ прямо пропорційний динамічній в'язкості η :

$$\eta = K \cdot \frac{\varphi}{\omega}, \quad (1.6)$$

де K - постійна приладу.

У роботі [3] показано, що для ідентифікації неньютонівських рідин зі складними реологічними характеристиками необхідно вимірювати миттєві значення в'язкості в динаміці. Традиційні методи, засновані на вимірюванні

амплітуди електричного сигналу (наприклад, з потенціометрів або тензомостів), мають суттєві недоліки:

- дрейф нуля, а саме зміна температури навколишнього середовища впливає на параметри вимірювальних мостів, вносячи адитивну похибку.
- обмежена чутливість, а саме при дослідженні малов'язких рідин кути закручування є малими, і корисний сигнал стає співмірним з рівнем шумів підсилювача.

Для вирішення цих проблем у роботах Водяного О.М. [4] запропоновано перехід до фазочастотного методу. Суть підходу полягає в перетворенні кута деформації у фазовий зсув між двома електричними сигналами. У [4] обґрунтовано, що використання частотних компараторів у схемі ротаційного віскозиметра дозволяє отримати цифровий вихідний код з високою стабільністю, оскільки часові параметри сигналу (період, фаза) не залежать від амплітудних флуктуацій.

1.1.4. Аналіз технічних протиріч та вибір напрямку досліджень

Узагальнюючи аналіз промислових та лабораторних задач, можна виділити основні технічні протиріччя, що стримують розвиток засобів вимірювання:

1 Точність проти надійності. Високоточні методи (оптичні, тензометричні) часто вимагають встановлення на валу складної електроніки або контактних кілець, що знижує надійність системи. Надійні безконтактні методи (магнітопружні) мають низьку точність через гістерезис.

2 Чутливість проти діапазону. Для вимірювання малих деформацій (як у віскозиметрах) потрібні "м'які" торсіони або датчики з високою роздільною здатністю (велика кількість імпульсів на оберт). Однак при різкому збільшенні навантаження кут закручування може перевищити 360° (або період датчика), що призводить до неоднозначності відліку в класичних фазометрах.

З огляду на це, найбільш перспективним напрямком є розвиток фазового методу, який є безконтактним (на валу лише пасивні мітки) і цифровим (висока завадостійкість).

Ключовим завданням стає розробка методу повного фазового зсуву, який дозволив би поєднати високу чутливість (за рахунок використання багатополюсних модуляторів) із необмеженим динамічним діапазоном вимірювання, алгоритмічно усуваючи проблему неоднозначності фази.

Це дозволить створити універсальний вимірювальний засіб, придатний як для потужних валів турбомашин (де кути малі, але потрібна висока роздільна здатність), так і для лабораторних віскозиметрів (де кути можуть бути великими).

1.2 Класифікація та аналіз методів вимірювання кутів закручування валів, що обертаються

Вибір методу вимірювання для конкретної технічної задачі базується на аналізі фізичних принципів перетворення неелектричної величини (кута деформації) в електричний сигнал. Згідно з загальноприйнятою класифікацією засобів вимірювання параметрів обертання [7, 9], існуючі методи можна розділити на чотири основні групи: тензометричні, магнітопружні, оптичні та кінематичні (фазові). Розглянемо їх детальніше з точки зору точності, надійності та придатності для реалізації на обертових об'єктах.

1.2.1. Тензометричний (резистивний) метод

Тензометрія є найбільш розповсюдженим методом для статичних вимірювань та еталонних динамометрів. Фізичний принцип: метод базується на тензорезистивному ефекті - властивості провідникових матеріалів змінювати свій активний електричний опір при механічній деформації. Зміна опору зумовлена як зміною геометричних розмірів провідника (довжини l та площі перерізу S), так і зміною питомого опору ρ внаслідок деформації кристалічної ґратки. Рівняння перетворення для металевих тензорезисторів має вигляд:

$$\frac{\Delta R}{R} = S_t \cdot \varepsilon, \quad (1.7)$$

де R - номінальний опір; S_t - коефіцієнт тензочутливості (для константану $S_t = 2.0 \dots 2.1$); $\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$ - відносна деформація.

Особливості реалізації: При чистому крученні вала головні нормальні напруження (розтяг σ_1 і стиск σ_3) діють під кутом 45° до твірної валу. Тому тензорезистори наклеюють на поверхню валу саме під цим кутом, формуючи так звану "ялинку" або "шеврон". Для збільшення чутливості та температурної компенсації 4 тензорезистори з'єднують у повний міст Уінстона. Вихідна напруга діагоналі моста U_{out} при напрузі живлення U_{sup} визначається як:

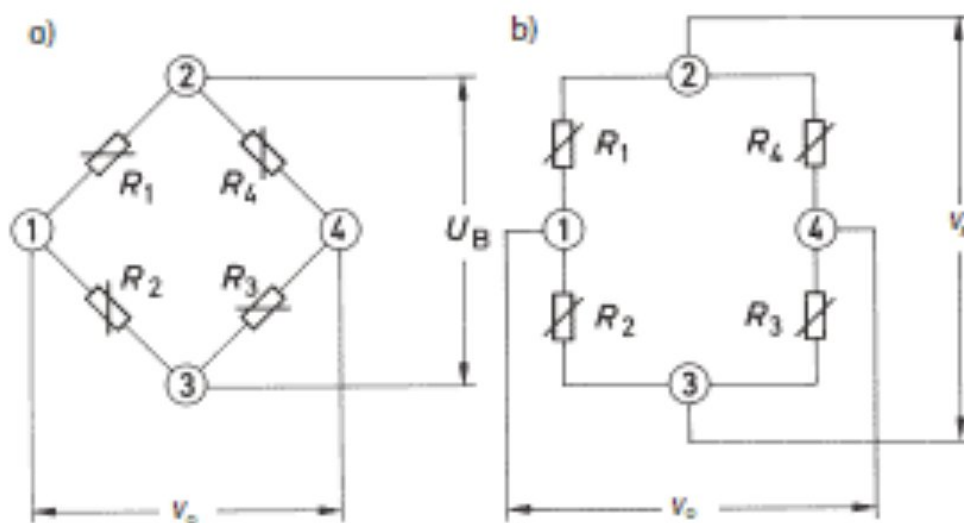


Рисунок 1.2 - Електрична схема вимірювального моста (тензOMETричного перетворювача) [23]

$$U_{out} = U_{sup} \cdot \frac{S_t \cdot \varepsilon}{4} \cdot (1 + \alpha) \quad (1.8)$$

де α - коефіцієнт нелінійності моста (зазвичай малий).

Проаналізуємо недоліки. Попри високу лінійність, використання тензометрів на обертових валах пов'язане з критичними проблемами:

- проблема комутації;
- температурний дрейф;
- деградація клейового шару.

Проблема комутації. Необхідно передати напругу живлення на вал і зняти сигнал рівня мікрвольт. Контактні струмознімачі (мідно-графітові щітки) створюють шуми, що перевищують корисний сигнал при малих деформаціях. Безконтактні індуктивні струмознімачі (обертові трансформатори) є габаритними та дорогими.

Температурний дрейф. При зміні температури змінюється опір проводів та баланс моста, що вносить адитивну похибку ("дрейф нуля"), яку складно компенсувати в динаміці.

Деградація клейового шару. В умовах вібрацій та циклічних навантажень відбувається "повзучість" клею, що порушує передачу деформації від валу до датчика.

1.2.2 Магнітопружні (магніострикційні) методи

Ця група методів розроблена спеціально для жорстких умов експлуатації (металургія, тягові двигуни). Фізичний принцип методу базується на оберненому магніострикційному ефекті (ефекті Віллари). Феромагнітні матеріали (сталі, пермалої) змінюють свою магнітну проникність μ під дією механічних напружень σ . Залежність носить нелінійний характер, але на робочій ділянці може бути апроксимована як:

$$\mu_{\sigma} = \mu_0 (1 + \lambda_s \cdot \sigma), \quad (1.9)$$

де λ_s - коефіцієнт магніострикції насичення (для сталі $\lambda_s > 0$, проникність зростає при розтягу).

Розглянемо конструктивне виконання. Найпоширенішою є конструкція типу "Тордуктор" (Torductor), що складається з двох U-подібних електромагнітів, розміщених хрестоподібно над валом. Одна обмотка є збуджуючою (живиться змінним струмом), інша – вимірювальною. При відсутності навантаження магнітне поле симетричне, і на виході напруга дорівнює нулю. При закручуванні вала магнітна проникність змінюється анізотропно (зростає вздовж лінії розтягу і падає вздовж лінії стиску), що викривлює магнітні силові лінії та наводить ЕРС у вимірювальній котушці.

Аналіз недоліків:

- гістерезис (залежність вихідного сигналу від моменту $U_{\{out\}} = f(M_{кр})$ має петлю гістерезису, зумовлену магнітними властивостями сталі). Це знижує точність до 2–5%.
- неоднорідність валу (локальні зміни структури металу (наклеп, залишкова намагніченість) створюють паразитну амплітудну модуляцію сигналу ("магнітне биття") при обертанні.
- чутливість до зазору (зміна відстані між датчиком і валом (наприклад, через вібрацію підшипників) експоненційно впливає на вихідний сигнал).

1.2.3 Оптичні та оптоелектронні методи

Методи цієї групи забезпечують найвищу чутливість і часто використовуються в лабораторних віскозиметрах. Фізичний принцип побудований на тому, що використовується просторова модуляція світлового потоку. Найпоширенішим є метод муарових смуг. На валу закріплюється прозорий диск з радіальними штрихами (растр), а нерухомо встановлюється другий такий самий диск. При проходженні світла через два растри, зміщені на кут φ , інтенсивність світлового потоку I , що потрапляє на фотоприймач, змінюється за законом:

$$I(\varphi) = I_0 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(k \cdot \varphi) \right), \quad (1.10)$$

де k – число штрихів растра.

Існують істотні недоліки даних методів. Попри високу точність, оптичні методи є вкрай вразливими в промислових умовах:

- забруднення (найменший шар мастила, пилу або конденсату на оптичних елементах змінює інтенсивність I_0 , що сприймається системою як зміна вимірюваного параметра);

- вимоги до юстирування (оптична система вимагає жорсткого центрування, радіальне биття валу призводить до дефокусування та спотворення сигналу).

1.2.4. Фазові та фазочастотні методи (кінематичні)

Ця група методів базується на вимірюванні кінематичних параметрів руху точок поверхні вала і є предметом дослідження даної роботи. Фізичний принцип заключається в тому, що інформація про деформацію закладена не в амплітуді сигналу (як у попередніх методах), а в часовому зсуві двох періодичних процесів. На кінцях вимірювальної бази L встановлюються зубчасті диски (індуктори). При обертанні валу з кутовою швидкістю ω датчики генерують сигнали:

$$u_1(t) = U_m \sin(Z\omega t), \quad (1.11)$$

$$u_2(t) = U_m \sin(Z\omega t - Z\varphi), \quad (1.12)$$

де Z - кількість зубців індуктора; φ - кут закручування валу.

Фазовий зсув між сигналами $\Delta\Phi = Z \cdot \varphi$ вимірюється електронною схемою.

Проаналізуємо переваги даних методів. Згідно з дослідженнями Водяного О.М. [4, 5], фазочастотні методи мають ряд критичних переваг для побудови сучасних цифрових систем:

1. Інваріантність до амплітудних завад. Зміна амплітуди U_m (через забруднення датчика або зміну зазору) не впливає на фазу сигналу. Це вирішує головну проблему експлуатації в умовах виробництва.

2. Висока роздільна здатність. Застосування зубчастих дисків з великим Z (мультиплікація фази) дозволяє "підсилити" кут φ у Z разів ще до етапу електронної обробки.

3. Пряме сполучення з ЦП. Вихідним сигналом є послідовність імпульсів, яка обробляється таймерами мікроконтролерів без проміжних АЦП, що спрощує схему та знижує її вартість.

На основі проведеного аналізу можна стверджувати, що для створення універсальної системи вимірювання, придатної як для потужних валів, так і для віскозиметрів, оптимальним є використання фазового методу з індуктивними або оптичними датчиками положення. Цей метод поєднує безконтактність магнітопружних методів з точністю оптичних, при цьому будучи найбільш пристосованим до цифрової обробки сигналів.

1.3 Огляд методів та засобів вимірювання фазового зсуву

1.3.1 Осцилографічні методи

Ефективність фазового методу вимірювання кута закручування валу визначається досконалістю вторинної апаратури - фазометрів. Фазовий зсув $\Delta\varphi$ між двома гармонічними (або квазігармонічними) сигналами $u_1(t)$ та $u_2(t)$ несе інформацію про просторове зміщення перерізів валу. У сучасній вимірювальній техніці методи визначення фазового зсуву прийнято поділяти на: осцилографічні, компенсаційні, перетворення «фаза-час» (часо-імпульсні), кореляційні та

інтерферометричні. Розглянемо детально фізичні принципи та апаратну реалізацію кожного з них.

Це історично перша група методів, яка досі застосовується для візуального контролю та грубих оцінок у лабораторних умовах. Метод еліпса (фігур Ліссажу). На входи X та Y осцилографа подаються досліджувані синусоїдальні сигнали однакової частоти. Електронний промінь описує на екрані фігуру Ліссажу, яка при наявності фазового зсуву має форму еліпса [20] (рис 1.3).

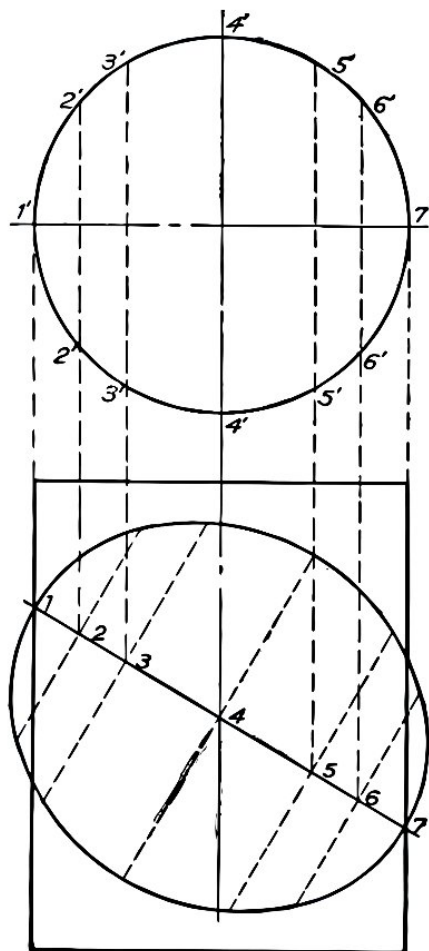


Рисунок 1.3 – Визначення фазового зсуву за параметрами фігури Ліссажу

Кут зсуву фаз визначається за геометричними параметрами еліпса:

$$\sin(\Delta\varphi) = \pm \frac{B}{A}, \quad (1.13)$$

де A - максимальна амплітуда відхилення по вертикалі; B - відхилення точки перетину еліпса з центральною віссю.

До переваг даного методу можна віднести наочність, відсутність затримки.

До недоліків низьку точність (похибка 5–10%), суб'єктивність зчитування результату оператором, неможливість автоматизації процесу в промислових системах.

1.3.2 Метод кругової розгортки

Один із сигналів перетворюється в квадратурні компоненти (\sin і \cos) для формування кругового сканування, а інший сигнал модулює яскравість проміню (формує яскраву мітку). Положення мітки на колі відповідає фазовому зсуву. Точність цього методу вища (до 1–2%), але він також вимагає візуальної оцінки.

1.3.3 Компенсаційні (нульові) методи

Компенсаційні (нульові) підходи. Техніки порівняння покладаються на калібровані фазозсувники. Сигнал з одного каналу проходить через регульований фазозсувник, і обидва сигнали подаються на фазовий детектор (множник). Під час вимірювання фаза опорного сигналу змінюється, поки індикатор не покаже нульовий рівень виходу (що відповідає зсуву на 90° або 180° на вході детектора).

До переваг даного методу відноситься точність (похибка від 0,05 до 0,1%), але залежить від якості опорного фазового зсуву, а не від лінійності детектора. Недоліками є низька швидкість, що вимагає балансування (налаштування). Це робить підхід непридатним для швидко обертових валів для вимірювання динамічних моментів.

1.3.4 Частотно-імпульсний метод (метод дискретного рахунку)

Це домінуючий метод у цифровій фазометрії, який найкраще підходить для реалізації на базі мікроконтролерів. Розглянемо принцип дії. Синусоїдальні

сигнали датчиків $u_1(t)$ та $u_2(t)$ за допомогою порогових пристроїв (комparatorів, тригерів Шмітта) перетворюються на послідовність прямокутних імпульсів (меандр). Момент перемикання компаратора відповідає переходу синусоїди через нуль (Zero-Crossing). Логічна схема (наприклад, елемент “Виключне АБО” або RS-тригер) формує імпульс тривалістю Δt , що дорівнює часовому зсуву між фронтами сигналів. Вимірювання Δt здійснюється шляхом заповнення цього інтервалу імпульсами стабільної опорної частоти f_0 (від кварцового генератора). Кількість імпульсів N , підрахована лічильником, становить:

$$N = \Delta t \cdot f_0 = \frac{\Delta\varphi}{2\pi \cdot f_{\text{СИГН}}} \cdot f_0. \quad (1.14)$$

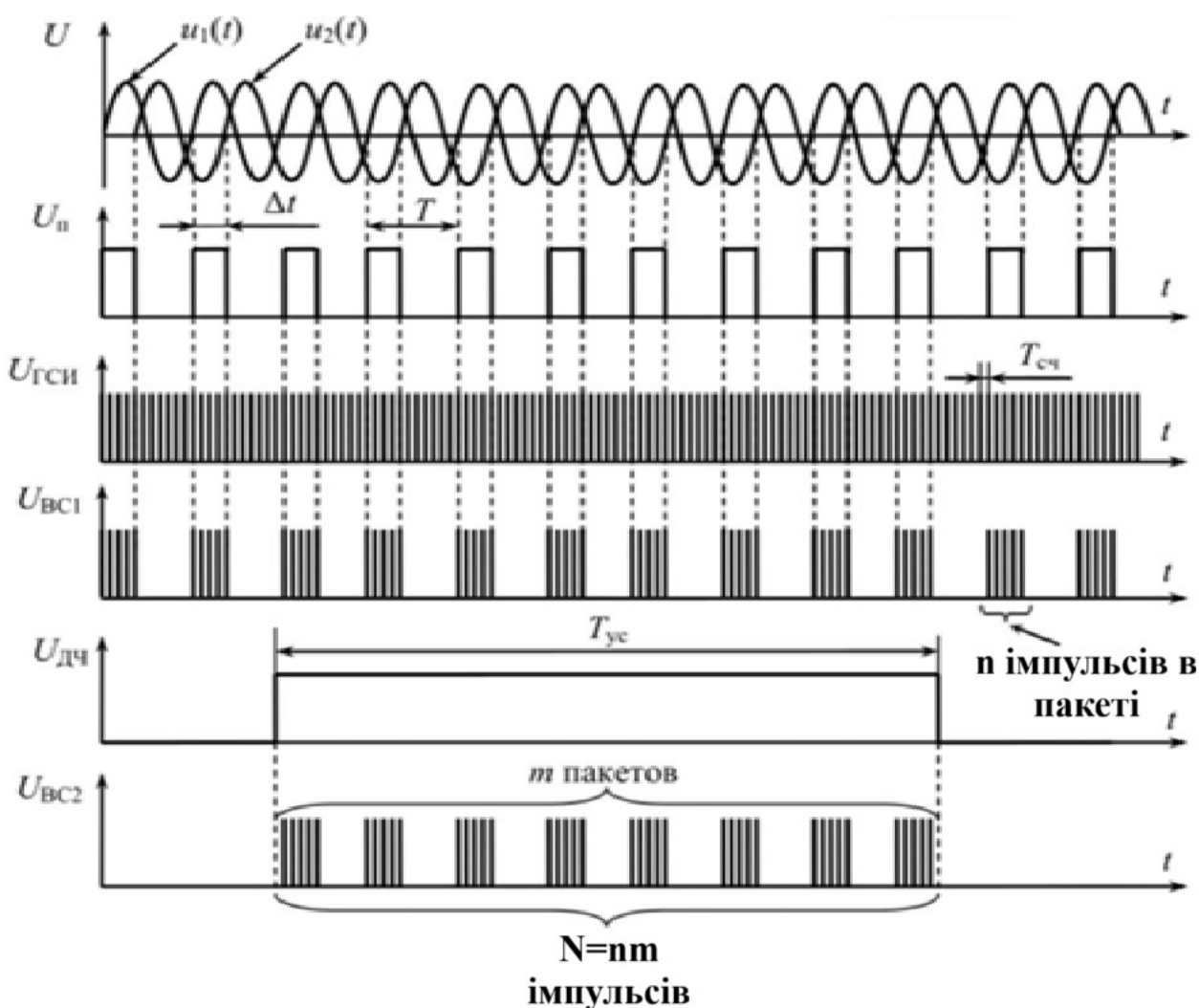


Рисунок 1.4 - Часові діаграми роботи цифрового фазометра з часо-імпульсним перетворенням u_1 u_2 - вхідні сигнали; Δt - фазовий інтервал; U_{Π} - сформовані прямокутні імпульси; $U_{ГСИ}$ - імпульси опорної частоти генератора; N - результат підрахунку у лічильнику) [21]

Звідси фазовий зсув:

$$\Delta\varphi = 360^\circ \cdot \frac{N \cdot f_{\text{сигн}}}{f_0} \quad (1.15)$$

Аналіз похибок:

1. Похибка дискретності (квантування): Виникає через неспівпадіння фронтів лічильних імпульсів з межами інтервалу Δt . Максимальне значення похибки становить ± 1 період частоти f_0 . Для її зменшення необхідно, щоб $f_0 \gg f_{\text{сигн}}$.

2. Фазовий шум (джитер): Наявність шумів на вході компаратора призводить до хаотичного зміщення моменту спрацювання. Як зазначено в [5], для боротьби з цим явищем у прецизійних віскозиметрах застосовують методи статистичного усереднення за M періодів.

1.3.5 Фазочастотні методи з використанням частотних компараторів

Окремий клас засобів вимірювання розглядається у роботах Водяного О.М. [4, 5]. У системах контролю реологічних параметрів (віскозиметрах) важливо забезпечити високу стабільність "нуля". Основна ідея методу полягає в тому, що замість прямого вимірювання часу Δt інформаційний сигнал перетворюється у різницеву частоту або шпаруватість імпульсів за допомогою частотних компараторів. У роботі [4,5] «Вибір та обґрунтування застосування частотного компаратора» показано, що така схема дозволяє реалізувати логометричний

принцип вимірювання, коли результат не залежить від абсолютної швидкості обертання приводу віскозиметра. Це критично важливо, оскільки в'язкість неньютонівських рідин сама залежить від швидкості зсуву, і стабілізувати оберти з високою точністю складно. Застосування частотних компараторів дозволяє отримати лінійну характеристику перетворення в діапазоні $0 \dots 360^\circ$ та легко інтегрувати датчик з цифровими обчислювальними системами.

1.3.6 Лазерні інтерферометричні вимірювальні комплекси

Вершиною еволюції засобів вимірювання малих кутових переміщень є методи, що базуються на використанні когерентного оптичного випромінювання. У сучасній вимірювальній техніці лазерна інтерферометрія вважається еталонним методом завдяки найвищій можливій чутливості, що обмежується лише дифракційною межею світла.

Розглянемо принцип дії загальних систем. Робота таких комплексів базується на явищі інтерференції світлових хвиль. Промінь від стабілізованого лазерного джерела (зазвичай гелій-неонового або напівпровідникового лазера) розділяється на два канали: опорний та вимірювальний. Вимірювальний промінь спрямовується на відбиваючі елементи (дзеркала, куткові відбивачі або дифракційні решітки), закріплені на досліджуваному валу. При виникненні деформації кручення відбувається мікроскопічне зміщення відбивачів, що змінює довжину оптичного шляху ΔL . Зсув фази світлової хвилі δ пов'язаний з механічним зміщенням співвідношенням:

$$\sigma = \frac{4\pi \cdot \Delta L}{\lambda}, \quad (1.16)$$

де λ - довжина хвилі лазера. Враховуючи, що λ для видимого світла становить сотні нанометрів, такі системи здатні реєструвати кутові деформації порядку $10^{-6} \dots 10^{-7}$ радіан.

Розглянемо існуючі підходи У світовій практиці використовуються різні конфігурації інтерферометрів (Майкельсона, Маха-Цендера, Саньяка). Для підвищення точності застосовують гетеродинні методи (двочастотні лазери), які дозволяють перенести інформацію про фазу на проміжну частоту, зменшуючи вплив шумів $1/f$.

Попри феноменальну точність, класичні інтерферометричні схеми мають суттєві обмеження для практичного застосування у віскозиметрії та промисловій динамометрії:

- вразливість до вібрацій (будь-яка вібрація основи приладу призводить до "розмивання" інтерференційної картини);
- складність оптичного тракту (необхідність точного юстирування дзеркал та дільників променя робить систему громіздкою);
- вартість (використання промислових гетеродинних лазерів робить дорогим кінцевий виріб).

1.3.7 Проблема неоднозначності відліку та метод повного фазового зсуву

Аналіз розглянутих засобів виявляє спільний недолік більшості фазометрів (як аналогових, так і цифрових): циклічність фазової характеристики. Функція вимірювання фази є періодичною з періодом 2π (360°). При значних навантаженнях на "м'які" вали (або торсіони віскозиметрів) або при використанні датчиків з великою кількістю зубців Z , реальний кут фазового зсуву може перетнути межу 360° . У такому випадку виникає неоднозначність: фазометр покаже значення φ_{meas} , але реальний кут дорівнює:

$$\Phi_{\Sigma} = 2\pi \cdot N + \varphi_{meas}, \quad (1.17)$$

де N - ціле число (0, 1, 2...), яке не фіксується звичайними приладами.

У патентній літературі та статтях [4, 6, 20] ця проблема часто ігнорується або вирішується обмеженням робочого діапазону. Однак для створення універсального

приладу необхідна реалізація методу повного фазового зсуву, який передбачає алгоритмічне відслідковування переходів через 360° ("розгортання фази") у реальному часі. Це дозволить поєднати високу чутливість багатополіусних систем із необмеженим діапазоном вимірювання.

Сучасні вимоги до спеціалізованих вимірювальних систем - зокрема, пристроїв для вимірювання малих лінійних переміщень, приладів для визначення фазочастотних характеристик радіосигналів, радіогеодезичних та радіоінтерферометричних систем, радіопеленгаторів, навігаційних комплексів, а також торсіометричних і інших механіко-оптичних пристроїв - не можуть повністю задовольняти наявним фазовим системам та існуючими засобами вимірювання.

Основними вимогами до таких пристроїв є:

- висока роздільна здатність вимірювання;
- мала похибка вимірювання;
- висока швидкість зняття та обробки інформацію про вимірювану величину;
- простота апаратної реалізації;
- підвищена завадостійкість.

На відміну від класичної фазометрії, яка займається вимірюванням КФЗ в межах від 0 до 360° та за часом близьким 1с , виникає задача вимірювань КФЗ більше 360° , тобто ПФЗ. Відмітимо деякі специфічні умови та існуючі практичні вимоги, що діють на техніко-економічні показники вимірювачів повного фазового зсуву

У реальних системах вхідні сигнали характеризуються:

- високим співвідношенням сигнал/шум (більше 40 дБ);
- малим коефіцієнтом нелінійних викривлень (КНВ) - менше $0,1\%$;
- рівними та стабільними амплітудами (нестабільність амплітуди не гірше $0,5\%$).

Таким чином, в подальшому розгляді можна виключити такі складові викривлень:

- фазоамплітудна (амплітуди вхідних сигналів рівні та стабільні);

- похибка, що вноситься нелінійними викривленнями - КНВ малий і похибка більш мала;
- похибки від дії широкосмугових та вузькосмугових шумів настільки незначні, що в подальшому розгляді не враховуються.

Це дозволяє зосередитись на головній методичній проблемі - алгоритмічному відновленні повного значення фазового зсуву. Для створення універсального вимірювального засобу необхідна реалізація методу повного фазового зсуву, який передбачає безперервне відстеження фазових приростів та «розгортання» фази у реальному часі. Такий підхід дозволяє поєднати високу роздільну здатність багатополюсних фазових систем із необмеженим динамічним діапазоном вимірювань.

1.4. Огляд патентної документації та технічних рішень

Для визначення світового рівня техніки у галузі фазометрії крутного моменту та виявлення недоліків існуючих конструкцій проведено аналіз патентної документації провідних промислових країн (США, ЄС, Україна). Аналіз охоплює технічні рішення, що базуються на вимірюванні кутового зміщення за допомогою різних фізичних принципів.

1.4.1. Аналог 1: Індуктивний торсіометр з аналоговим перетворенням Патент US 4513629 А «Torque measuring device» (Пристрій для вимірювання крутного моменту)[16]

Розглянемо головний принцип методу: Пристрій містить два феромагнітних зубчастих колеса, жорстко закріплених на кінцях пружного вала, та два нерухомих індуктивних датчики. Сигнали з датчиків надходять на формувач імпульсів (тригер Шмітта), який перетворює синусоїду в меандр.

Ключовим елементом обробки є RS-тригер. Сигнал від першого датчика подається на вхід S (Set), встановлюючи вихід тригера в логічну "1", а сигнал від

другого - на вхід R (Reset), скидаючи його в "0". У результаті на виході формується послідовність прямокутних імпульсів, тривалість яких τ пропорційна фазовому зсуву $\Delta\varphi$, а отже - крутному моменту. Середнє значення напруги на виході вимірюється вольтметром магнітоелектричної системи або згладжується RC-фільтром [16].

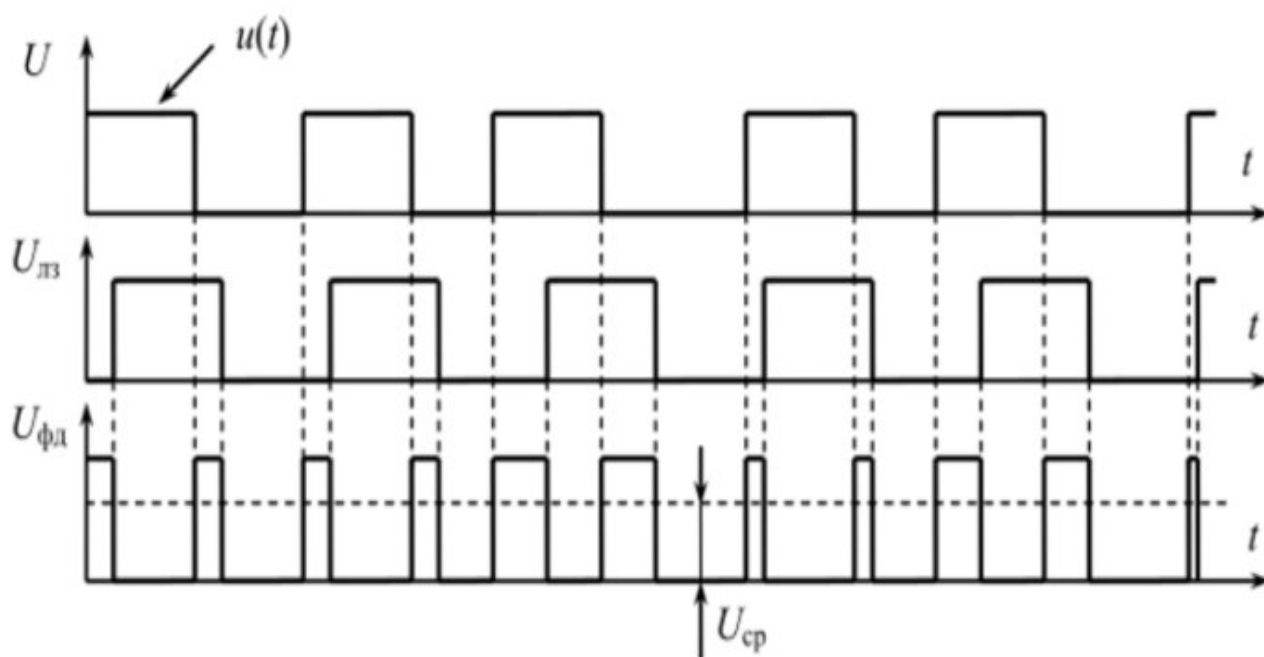


Рисунок 1.6 - Часові діаграми роботи аналогового фазового детектора ($u(t)$ – опорний сигнал; $U_{лз}$ – затриманий сигнал; $U_{фд}$ – сигнал на виході тригера; $U_{ср}$ – середнє значення напруги, пропорційне фазовому зсуву) [22]

Розглянемо недоліки, а саме:

1. Аналоговий характер виходу. Залежність точності від стабільності напруги живлення тригера та параметрів фільтра низьких частот.
2. Обмежений діапазон. Пристрій працює коректно лише до фазового зсуву 180° (або 360° залежно від логіки). При перевищенні цього кута (переповненні фази) вихідна напруга стрибком падає до нуля, що робить неможливим вимірювання великих деформацій, характерних для віскозиметрів.

1.4.2. Аналог 2: Оптичний вимірювач на ефекті муарових смуг **Патент EP 0289654 B1 «Optical torsionmeter» (Оптичний торсіометр)[16]**

Винахід використовує принцип просторової модуляції світла. На валу встановлено два прозорих диски з нанесеними радіальними штрихами (растрами). Диски розташовані в безпосередній близькості один до одного. При обертанні валу без навантаження штрихи співпадають. При закручуванні валу відбувається взаємний поворот дисків, що призводить до зміни ефективної ширини прорізу. Світловий потік від світлодіоду, що проходить крізь систему дисків, модулюється за інтенсивністю. Фотоприймач реєструє зміну амплітуди світлового потоку, яка функціонально пов'язана з кутом закручування [17].

Розглянемо недоліки, а саме:

1. Амплітудна залежність. Вихідний сигнал залежить не лише від кута, а й від потужності випромінювання світлодіоду, яка падає з часом (деградація кристала), та від прозорості оптичного каналу.
2. Чутливість до експлуатації: В умовах масляного туману або пилу, характерних для промислових цехів, точність приладу критично знижується, що вимагає герметизації корпусу.

1.4.3 Цифровий фазочастотний вимірювач

Патент UA 105234 C2 «Спосіб вимірювання крутного моменту та пристрій для його реалізації»[18]

Це найбільш близький аналог до теми дослідження. Пристрій використовує частотний метод. На валу встановлено імпульсні датчики. Вимірювання здійснюється шляхом підрахунку кількості імпульсів опорної частоти f_0 кварцового генератора, що заповнюють інтервал між фронтами сигналів датчиків. У схемі використовуються частотні компаратори, описані в роботі Водяного О.М.

[4], що дозволяє підвищити завадостійкість. Мікроконтролер виконує статистичну обробку результатів за декілька обертів для усунення випадкових похибок [18].

Аналіз недоліків: Попри цифрову реалізацію, даний патент (як і більшість відомих рішень) розглядає фазовий зсув лише в межах одного періоду сигналу датчика T_{sensor} .

$$\Delta\varphi_{means} = \Delta\varphi_{real} \cdot \text{mod}360^\circ \quad (1.18)$$

Це означає, що пристрій не розрізняє кути 10° , 370° ($360+10$) та 730° ($720+10$). Для “м'яких” валів або при використанні редукторів це є критичною проблемою, яка не вирішена в розглянутому аналізі.

1.5. Аналіз факторів, що впливають на точність вимірювання

1.5.1 Похибка квантування (дискретизації)

Для формулювання технічного завдання на розробку нового методу необхідно детально проаналізувати складові похибки фазового методу. Загальна похибка Δ_Σ складається з методичних, інструментальних та динамічних компонент.

У цифрових системах неперервний часовий інтервал Δt перетворюється на дискретний код N . Абсолютна похибка квантування становить ± 1 період тактової частоти T_0 . Відносна похибка квантування δ_q визначається як:

$$\delta_q = \frac{T_0}{\Delta t} \cdot 100\% = \frac{1}{f_0 \cdot \Delta t} \cdot 100\%, \quad (1.19)$$

Оскільки $\Delta t = \frac{\varphi \cdot 60}{360 \cdot n \cdot Z}$, то:

$$\delta_q = \frac{6 \cdot n \cdot Z}{f_0 \cdot \varphi} \cdot 100\%, \quad (1.20)$$

З формули (1.17) випливає важливий висновок: похибка зростає при збільшенні обертів вала n (інтервал звужується) та при зменшенні вимірюваного кута φ [20]. Для забезпечення точності 0.1% при високих обертах необхідне використання високочастотних мікроконтролерів (з $f_0 > 50...100$ МГц).

1.5.2 Геометричні похибки модулятора

Реальні зубчасті колеса або диски з мітками мають похибки виготовлення:

1. Накопичена похибка кроку: Відстань між сусідніми зубцями може відрізнитися.
2. Ексцентриситет (биття): Зміщення геометричного центру диска відносно осі обертання e . Це викликає паразитну фазову модуляцію синусоїдального закону з частотою обертання вала:

$$\Delta\varphi_{exc} = \frac{e}{R} \sin(\omega t) \quad (1.21)$$

де R - радіус встановлення датчика. Ця похибка має систематичний періодичний характер і може бути усунена шляхом усереднення результатів вимірювання за один повний оберт вала.

1.5.3. Вплив шумів та “фазовий джитер”

В умовах роботи промислових агрегатів на входні ланцюги наводяться електромагнітні завади. При проходженні зашумленого сигналу через компаратор момент перемикання флюктує. Дисперсія часової помилки σ_t^2 залежить від крутизни фронту сигналу S та середньоквадратичного значення шуму σ_n

$$\sigma_t = \frac{\sigma_n}{S}. \quad (1.22)$$

У роботах [4, 6] показано, що для зменшення цієї складової доцільно використовувати частотні компаратори з гістерезисом та цифрову фільтрацію даних.

1.5.4. Проблема неоднозначності фазового відліку

Це ключова методична проблема, вирішенню якої присвячена робота. Фазова характеристика $\Psi(\varphi)$ є пилкоподібною функцією. Реальний кут закручування Φ_Σ пов'язаний з вимірним φ_{meas} співвідношенням:

$$\Phi_\Sigma = 2\pi N + \varphi_{meas} \quad (1.23)$$

де N - ціле число повних періодів.

У ротаційних віскозиметрах при дослідженні в'язких рідин кут закручування торсіона може досягати 1000° і більше. Використання стандартних фазометрів призведе до грубих помилок. Тому необхідна розробка алгоритму “розгортання фази”, який би базувався на неперервному інтегруванні фазових приростів $\Delta\varphi_i$ між сусідніми вибірками.

Висновки до 1 Розділу

1. Аналіз актуальності. На основі огляду джерел встановлено, що високоточне вимірювання кутів закручування валів є критично важливою задачею не лише для діагностики енергетичного обладнання, але й для прецизійного приладобудування. Зокрема, у ротаційній віскозиметрії точність ідентифікації

реологічних властивостей речовин напряму залежить від роздільної здатності вимірювача кута деформації торсіона.

2. Порівняльний аналіз методів. Проведена класифікація методів перетворення кутової деформації показала, що традиційні амплітудні методи (тензометричні, магнітоеластичні) мають суттєві недоліки: необхідність струмознімання, температурний дрейф та гістерезис. Доведено, що найбільш перспективними для створення цифрових систем є фазові та фазочастотні методи, які забезпечують високу завадостійкість завдяки тому, що інформативний параметр (часовий зсув) не залежить від амплітуди сигналу.

3. Аналіз технічних засобів. Огляд сучасних рішень показав, що найвищу точність забезпечують лазерні інтерферометричні комплекси (рис. 1.1), проте їхня вартість та вимоги до умов експлуатації обмежують їх застосування. Більш доступні індуктивні системи з використанням частотних компараторів дозволяють отримати прийнятну точність, але потребують вдосконалення алгоритмів вторинної обробки сигналів.

4. Виявлення проблеми неоднозначності. Аналіз патентної документації виявив системний недолік існуючих фазометрів - обмеженість діапазону вимірювання одним періодом сигналу ($0...360^\circ$). При вимірюванні значних деформацій («м'які» вали, торсіони віскозиметрів) або при використанні багатополіусних датчиків для підвищення чутливості, виникає неоднозначність відліку (фазове переповнення), яка не усувається стандартними засобами.

5. Аналіз похибок. Встановлено, що основними факторами, що обмежують точність фазового методу, є похибка квантування (залежить від частоти мікроконтролера) та геометричні похибки модулятора (ексцентриситет, биття). Останні мають періодичний характер і можуть бути ефективно мінімізовані не апаратними, а алгоритмічними методами.

6. Обґрунтування методу. Для вирішення виявлених протиріч пропонується застосування методу повного фазового зсуву (Total Phase Shift). Суть методу полягає в інтегруванні фазових приростів, що дозволяє враховувати цілу

кількість періодів зсуву N та відновлювати повне значення кута деформації Φ_{Σ} у необмеженому динамічному діапазоні.

7. Напрямок розробки. Реалізація методу доцільна на базі сучасних мікроконтролерів, що дозволить програмно реалізувати алгоритми «розгортання фази» та цифрової фільтрації шумів, відмовившись від дороговартісної аналогової електроніки.

РОЗДІЛ 2 ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ МЕТОДУ ПОВНОГО ФАЗОВОГО ЗСУВУ ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПРОЦЕСУ

2.1. Розробка та обґрунтування структурної схеми вимірювального комплексу

2.1.1. Концепція побудови системи

Традиційні методи фазометрії, розглянуті в першому розділі, мають суттєвий недолік - залежність результату від дрейфу параметрів аналогових елементів (підсилювачів, фільтрів). Для усунення цього недоліку та забезпечення нанометрової точності вимірювання деформації вала, автором обрано концепцію крокової фазової інтерферометрії (Phase Stepping Interferometry).

Суть підходу полягає у відмові від безперервного вимірювання різниці фаз на користь дискретної модуляції опорного сигналу. Це дозволяє перенести задачу вимірювання з часової області (вимірювання Δt) в енергетичну (вимірювання інтенсивності світла I), що значно простіше реалізувати з високою точністю за допомогою сучасних АЦП.

На рисунку 2.1 наведено розроблену структурну схему комплексу, яка реалізує цей принцип.

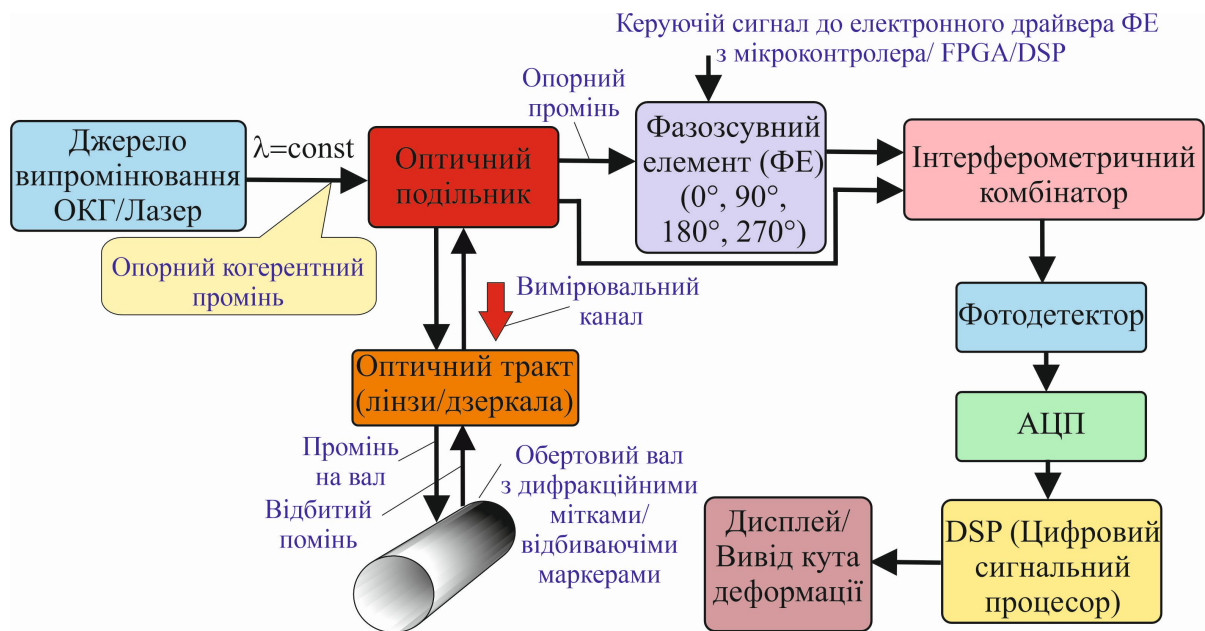


Рисунок 2.1 – Структурна схема лазерного інтерферометричного вимірювального комплексу з фазозсувним опорним каналом [14]

Схема побудована за гібридною оптико-електронною архітектурою, яка умовно поділяється на три підсистеми:

1. Оптичний тракт (формування та модуляція зондувальних сигналів).
2. Блок реєстрації (оптоелектронне перетворення).
3. Блок цифрової обробки та керування (реалізація алгоритмів).

2.1.2. Аналіз та обґрунтування вибору компонентів оптичного тракту

Джерело випромінювання (ОКГ / Лазер). В якості джерела світла використовується оптичний квантовий генератор (ОКГ). Ключовою вимогою до нього є великий час когерентності τ_c . Оскільки вимірювальний промінь проходить шлях до вала і назад, а опорний залишається в приладі, виникає значна різниця оптичного ходу ΔL . Для отримання чіткої інтерференційної картини необхідно, щоб ΔL була меншою за довжину когерентності лазера $L_c = c \cdot \tau_c$.

У запропонованій схемі доцільно використовувати одномодовий стабілізований лазерний діод (наприклад, з довжиною хвилі $\lambda = 633$ нм або 1550 нм), що забезпечує стабільність частоти не гірше 10^{-8} .

Оптичний подільник (Splitter). Елемент виконує амплітудний поділ хвильового фронту. Використовується призмий куб або волоконний розгалужувач зі співвідношенням потужностей 50/50. Це забезпечує максимальний контраст (видність) інтерференційної картини, що спрощує подальшу обробку сигналу.

Фазозсувний елемент (ФЕ). Це найбільш критичний вузол схеми, який забезпечує керовану зміну фази опорної хвилі. В класичних схемах для цього використовують рухомі дзеркала на п'єзокераміці, але вони мають гістерезис і низьку швидкодію. У розробленій схемі пропонується використати електрооптичний модулятор (наприклад, на базі кристала ніобату літію LiNbO_3 або комірки Поккельса).

Принцип дії: Прикладання керуючої напруги змінює показник заломлення кристала, що затримує хвилю.

Перевага: Безінерційність (час відгуку - наносекунди), що дозволяє проводити вимірювання на валах з високою частотою обертання. Керуючий сигнал надходить від мікроконтролера FPGA і формує дискретні зсуви фази: 0° , 90° , 180° , 270° .

Оптичний тракт та взаємодія з валом. Система лінз формує колімований пучок, який потрапляє на поверхню вала. Для забезпечення високого коефіцієнта відбиття на валу закріплюються спеціальні маркери (світлоповертальні плівки або мікропризми). Деформація кручення вала призводить до мікроскопічного зміщення маркера вздовж осі променя, що змінює фазу відбитої хвилі.

2.1.3. Обґрунтування структури електронної системи обробки

Для реалізації складних алгоритмів фазометрії в реальному часі обрано дворівневу архітектуру обробки: FPGA + DSP.

Фотодетектор та АЦП. Інтерферометричний комбінатор зводить опорний та вимірювальний промені на фотодіод. Оскільки інтенсивність світла змінюється за гармонічним законом при зміні фази, фотодіод повинен мати високу лінійність. Сигнал оцифровується швидкодіючим АЦП (аналого-цифровим перетворювачем). Розрядність АЦП визначає мінімальну дискретність вимірювання фази. Для досягнення точності 0.1° достатньо 12-бітного АЦП.

Програмовані логічні інтегральні схеми (FPGA / ПЛІС). Використання FPGA у схемі обумовлено жорсткими вимогами до синхронізації. FPGA виконує роль "диригента":

1. Генерує точні часові інтервали для перемикання Фазозсувного Елемента (ФЕ).
2. Синхронізує момент вибірки АЦП так, щоб вимірювання відбувалося саме в момент встановлення стабільної фази (0, 90...), ігноруючи перехідні процеси модулятора. Це дозволяє усунути динамічні похибки, які виникають при обертанні вала.

Цифровий сигнальний процесор (DSP). DSP - це "мозок" системи, який виконує математичні операції.

Вхідні дані: Потік цифрових значень інтенсивності I_1, I_2, I_3, I_4 від FPGA.

Функції:

1. Обчислення арктангенса (алгоритм відтворення фази).
2. Реалізація алгоритму "розгортання фази" (Phase Unwrapping). Оскільки класична тригонометрія дає значення лише в межах 360° , DSP повинен відслідковувати переходи через нуль і накопичувати повну кількість обертів фази N , щоб реалізувати метод повного фазового зсуву.
3. Цифрова фільтрація (ФНЧ) для видалення шумів вібраційного походження.

Вивід інформації. Результат (кут φ у градусах або радіанах) виводиться на дисплей або передається по промисловому інтерфейсу (RS-485, Ethernet) у систему автоматичного керування агрегатом.

2.1.4. Висновки до вибору структурної схеми

Запропонована структура має ряд принципів переваг над існуючими аналогами:

1. Адаптивність: Можливість програмно змінювати крок фазового зсуву (наприклад, використовувати алгоритми на 3, 4 або 5 кроків) дозволяє адаптуватися до рівня шумів.
2. Завадостійкість: Синхронне детектування (вимірювання в моменти, задані FPGA) ефективно відсіює зовнішні засвічення та електричні завади.
3. Необмежений діапазон: Завдяки DSP реалізується метод повного фазового зсуву, що знімає обмеження в 360° , характерне для аналогових фазометрів.

2.2. Математичне моделювання формування інформаційних сигналів у вимірювальному тракті

Для розробки ефективних алгоритмів цифрової обробки необхідно побудувати адекватну математичну модель сигналів, що формуються на виході оптичного тракту. Модель повинна враховувати фізичні процеси інтерференції, закон модуляції опорного каналу, а також вплив дестабілізуючих факторів (вібрацій та шумів).

2.2.1. Аналітичний опис оптичних полів

У запропонованій схемі (рис. 2.1) використовуються джерела когерентного випромінювання. Електромагнітна хвиля на виході лазера у скалярному наближенні описується рівнянням:

$$E_0(t) = A_0 \cdot \exp(i(\omega_0 t + \varphi_0)) \quad (2.1)$$

де A_0 - амплітуда поля; $\omega_0 = 2\pi c/\lambda$ - кругова оптична частота; φ_0 - початкова фаза; i - уявна одиниця.

Після проходження оптичного подільника хвильовий фронт розділяється на дві частини: опорну E_r та вимірювальну E_m .

1. Опорна хвиля (E_r): Проходить через керований фазозсувний елемент (ФЕ). ФЕ вносить додатковий фазовий зсув $\psi_{mod}(t)$, який керується контролером. Враховуючи оптичний шлях L_r , поле описується як:

$$E_r(t) = a_r A_0 \cdot \exp [i(\omega_0 t - kL_r + \psi_{mod}(t))], \quad (2.2)$$

де a_r - коефіцієнт пропускання опорного каналу; $k = 2\pi/\lambda$ - хвильове число.

2. Вимірювальна хвиля (E_m): Відбивається від маркера на валу. Деформація вала (закручування на кут θ) призводить до зміщення маркера на відстань Δx . Оскільки в інтерферометрах зазвичай реалізується схема "на відбиття", зміна оптичного шляху подвоюється: $\Delta L = 2 \cdot \Delta x$. Поле вимірювальної хвилі:

$$E_m(t) = a_m A_0 \cdot \exp [i(\omega_0 t - k(L_m + 2\Delta x(t)) + \delta_{vib}(t))] \quad (2.3)$$

де a_m - коефіцієнт втрат у вимірювальному каналі (враховує відбиття від вала); L_m - початковий шлях; $\delta_{vib}(t)$ - випадкова фазова складова, зумовлена вібрацією вала.

2.2.2. Рівняння перетворення "Кут деформації - Фаза"

Встановимо зв'язок між вимірюваним кутом закручування θ та фазовим зсувом Φ_θ . Припустимо, що відбиваючий елемент встановлено на поверхні вала радіуса R . При повороті перерізу на малий кут θ лінійне зміщення вздовж променя становить $\Delta x = R \cdot \theta$. (для дотичної схеми) або $\Delta x = R \cdot \sin \theta$. Фазовий набіг інформаційного сигналу Φ_θ визначається як:

$$\Phi_\theta(t) = k \cdot 2\Delta x(t) = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot R \cdot \theta(t). \quad (2.4)$$

Це рівняння показує масштабний коефіцієнт перетворення системи. Приклад розрахунку чутливості: Для $\lambda = 633$ нм (He-Ne лазер) та радіуса вала $R = 50$ мм. Поворот вала на $\theta = 1''$ (кутова секунда $\approx 4.8 \cdot 10^{-6}$ рад) призведе до зміни ходу $\Delta x = 0.24$ мкм. Фазовий зсув складе $\Phi \approx \frac{4\pi \cdot 0.24}{0.633} \approx 4.7$ радіан $\approx 270^\circ$. Тобто навіть мізерна деформація викликає величезну зміну фази, що підтверджує необхідність методу "повного фазового зсуву" (обліку багатьох періодів).

2.2.3. Моделювання інтерференційного сигналу на фотодетекторі

В інтерферометричному комбінаторі відбувається додавання полів (суперпозиція): $E_\Sigma = E_r + E_m$. Фотодетектор є квадратичним приймачем, вихідний струм якого $I(t)$ пропорційний інтенсивності світлового потоку (квадрату модуля амплітуди поля), усередненому за період оптичних коливань:

$$I(t) = \eta_{PD} \cdot (|E_r + E_m|^2) \quad (2.5)$$

де η_{PD} - чутливість фотодіода (А/Вт).

Розкриваючи дужки та застосовуючи формулу Ейлера, отримаємо основне рівняння вимірювального сигналу:

$$I(t) = I_0 [1 + V \cdot \cos(\Phi_\theta(t) + \delta_{vib}(t) - \psi_{mod}(t) + \Phi_0)], \quad (2.6)$$

де: $I_0 = \eta_{PD} (|a_r A_0|^2 + |a_m A_0|^2)$ - постійна складова (середня інтенсивність, DC-компонента);

$V = \frac{2a_r a_m}{a_r^2 + a_m^2}$ - видність (контраст) інтерференційної картини. $V \in [0, 1]$. Максимальний

контраст ($V=1$) досягається при рівності інтенсивностей у плечах ($a_r \approx a_m$).

$\Phi_0 = k(L_r - L_m)$ - початкова різниця фаз (константа, що усувається калібруванням).

2.2.4. Врахування шумів та дискретизації

Реальний сигнал, що надходить на вхід цифрового сигнального процесора (DSP), відрізняється від ідеальної моделі (2.6) наявністю шумів. Повна модель дискретизованого сигналу $D[k]$ на виході АЦП має вигляд:

$$D[k] = \text{round}(G_{amp} \cdot I(t_k) + n_{add}(t_k)) \quad (2.7)$$

де:

t_k – моменти часу вибірки (дискретизації);

G_{amp} – коефіцієнт підсилення трансімпедансного підсилювача;

$n_{add}(t)$ – адитивний шум, що складається з:

- Дробового шуму (Shot noise) фотодіода (залежить від інтенсивності світла);
- Теплового шуму (Thermal noise) навантажувального резистора;
- Шуму лазера (флуктуації амплітуди A_0).

$\text{round}(\cdot)$ - операція квантування за рівнем (вносить похибку ± 0.5 молодшого розряду АЦП).

2.2.5. Висновки до моделювання

Отримане рівняння (2.6) є базовим для розробки алгоритму роботи мікроконтролера. Воно показує, що інформативний параметр $\Phi_\theta(t)$ "захований" під знаком косинуса. Це створює дві математичні проблеми, які має вирішити DSP: Нелінійність: $\cos(\Phi)$ - нелінійна функція, тому просте вимірювання амплітуди не дасть точного кута.

Неоднозначність: Функція $\cos(\Phi)$ періодична з періодом 2π . Значенням фази $\Phi = 10^\circ$ та $\Phi = 370^\circ$ відповідає однаковий рівень сигналу $I(t)$.

Саме для вирішення цих проблем у рівняння введено керований параметр $\psi_{mod}(t)$. Змінюючи ψ_{mod} за відомим законом (наприклад, $0, \pi/2, \pi\dots$), ми отримуємо систему

рівнянь, з якої можна однозначно виразити Φ_θ . Цей алгоритм буде детально розглянуто у наступному підрозділі.

2.3 Розробка алгоритму методу повного фазового зсуву

Ключовою проблемою класичної фазометрії є циклічність тригонометричних функцій, що обмежує діапазон вимірювання інтервалом $[-\pi, +\pi]$. Для вирішення цієї проблеми автором розроблено двоступеневий алгоритм цифрової обробки, який реалізується на базі сигнального процесора (DSP). Алгоритм забезпечує відновлення повної фази Φ_Σ шляхом інтегрування фазових приростів у реальному часі.

2.3.1. Алгоритм синхронної демодуляції (4-кроковий зсув)

Першим етапом обробки є визначення миттєвого значення фази $\varphi_{wrapped}$ (згорнутої фази) за вимірними значеннями інтенсивності інтерференційної картини. Використання керованого фазозсувного елемента (ФЕ) дозволяє реалізувати алгоритм фазової крокової інтерферометрії (Phase Stepping Interferometry).

Суть методу полягає у проведенні серії з чотирьох вимірювань інтенсивності I_k для кожної точки часового відліку t . Між вимірюваннями фаза опорної хвилі змінюється дискретно на крок $\pi/2(90^\circ)$. Базуючись на математичній моделі (2.6), запишемо систему рівнянь для чотирьох кроків:

Крок 1 ($\psi = 0$):

$$I_1 = I_0 + I_0 V \cos(\Phi) + n_1 \quad (2.8)$$

Крок 2 ($\psi = \pi/2$):

$$I_2 = I_0 + I_0 V \cos(\Phi - \pi/2) = I_0 + I_0 V \sin(\Phi) + n_2 \quad (2.9)$$

Крок 3 ($\psi = \pi$):

$$I_3 = I_0 + I_0 V \cos(\Phi - \pi) = I_0 - I_0 V \cos(\Phi) + n_3 \quad (2.10)$$

Крок 4 ($\psi = 3\pi/2$):

$$I_4 = I_0 + I_0 V \cos(\Phi - 3\pi/2) = I_0 - I_0 V \sin(\Phi) + n_4 \quad (2.11)$$

де n_k - адитивний шум вимірювання.



Рисунок 2.2 – Геометрична інтерпретація алгоритму 4-крокового фазового зсуву (точки вимірювання інтенсивності $P_1 \dots P_4$)

Для виділення фази Φ необхідно виключити невідомі параметри I_0 (середня інтенсивність) та V (контраст), які можуть змінюватися через нестабільність лазера або запилення оптики. Віднімемо рівняння попарно:

$$I_2 - I_4 = 2 I_0 V \sin(\Phi) \quad (2.12)$$

$$I_1 - I_3 = 2 I_0 V \cos(\Phi) \quad (2.13)$$

Розділивши отримані різниці, отримуємо вираз для тангенса шуканої фази:

$$\tan(\Phi) = \frac{I_2 - I_4}{I_1 - I_3}. \quad (2.14)$$

Остаточне значення фази $\varphi_{wrapped}$ обчислюється за допомогою функції чотириквadrантного арктангенса (`atan2` у мовах C/C++), що дозволяє визначити кут у повному діапазоні $[-\pi, \pi]$ з урахуванням знаків чисельника і знаменника:

$$\varphi_{wrapped} = \text{atan2}(I_2 - I_4, I_1 - I_3). \quad (2.15)$$

Перевага алгоритму: Результат (2.9) не залежить від енергетичних параметрів лазера (I_0, V). Це забезпечує високу метрологічну надійність системи: навіть якщо потужність лазера впаде на 50% (через старіння), виміряне значення фази залишиться незмінним.

2.3.2. Алгоритм розгортання фази (Phase Unwrapping)

Отримане значення $\varphi_{wrapped}$ є неоднозначним: воно "пилкоподібно" змінюється в межах одного періоду. Реальний кут деформації Φ_{Σ} може перевищувати цей діапазон у десятки разів (наприклад, при закручуванні торсіона віскозиметра). Для відновлення неперервної функції фази застосовується процедура розгортання (`unwrapping`).

Математично повна фаза описується виразом:

$$\Phi_{\Sigma}(k) = \varphi_{wrapped}(k) + 2\pi \cdot N(k), \quad (2.16)$$

де k - номер відліку часу; $N(k)$ - ціле число (порядок інтерференції), яке відповідає кількості повних фазових циклів (2π).

Логіка роботи програмного модуля DSP:

Алгоритм базується на аналізі різниці фаз між двома послідовними вимірами:

$$\Delta\varphi = \varphi_{wrapped}(k) - \varphi_{wrapped}(k-1). \quad (2.17)$$

Згідно з теоремою Котельникова, частота опитування повинна бути достатньою, щоб зміна фази між відліками не перевищувала π . Якщо це так, то будь-який стрибок $\Delta\varphi$, що за модулем перевищує π (поріг), свідчить про перехід через межу діапазону (фазовий розрив).

Програмна реалізація

1. Обчислити різницю:

$$diff = \varphi_k - \varphi_{k-1}. \quad (2.18)$$

2. Перевірити умову стрибка "вгору":

- ЯКЩО ($diff < -\pi$): Це означає, що фаза миттєво змінилася з $\approx +\pi$ на $\approx -\pi$.
- ДІЯ: Інкрементувати лічильник обертів: $N=N+1$.

3. Перевірити умову стрибка "вниз":

- ЯКЩО ($diff > \pi$): Це означає перехід з $\approx -\pi$ на $\approx +\pi$ (зворотний хід вала).
- ДІЯ: Декрементувати лічильник обертів: $N=N-1$.

4. Обчислити повну фазу:

$$\Phi_{\Sigma} = \varphi_k + 2\pi \cdot N, \quad (2.19)$$

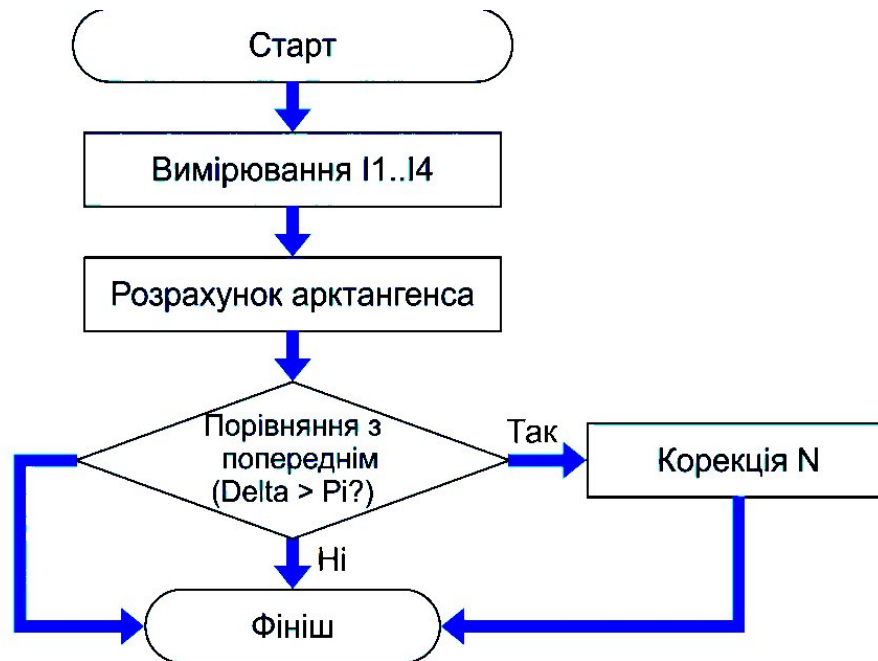


Рисунок 2.3 – Блок-схема алгоритму обчислення повного фазового зсуву в DSP-процесорі

Графічна інтерпретація роботи алгоритму наведена на рисунку 2.2.

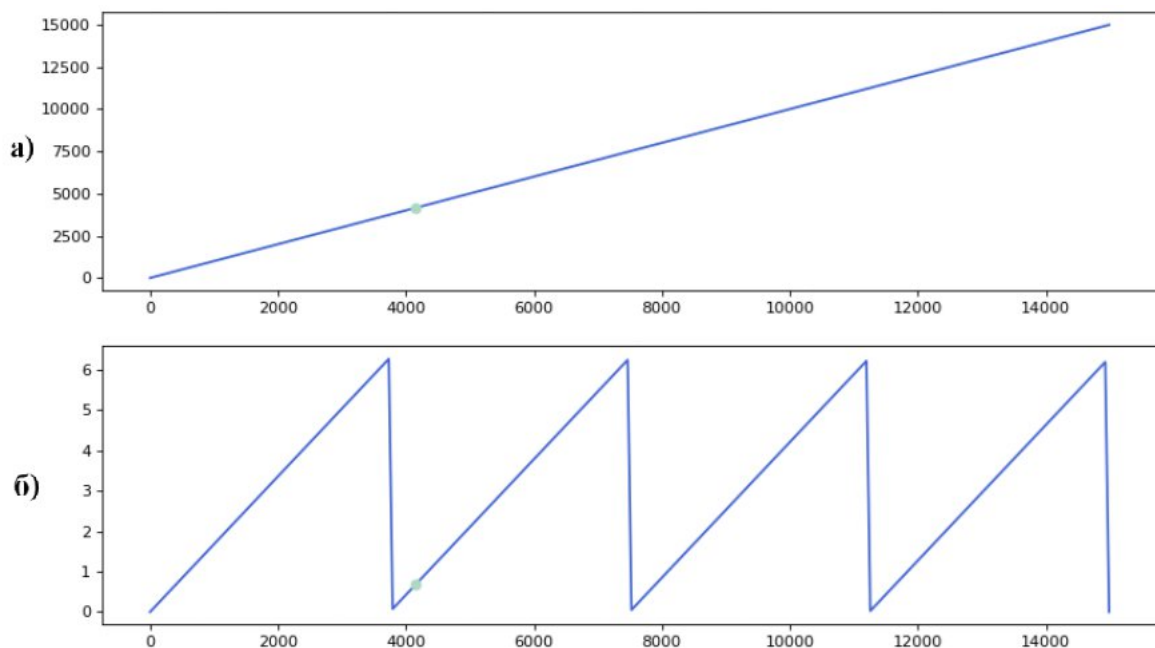


Рисунок 2.4 - Принцип відновлення повної фази: а) відновлена лінійна характеристика повного фазового зсуву Φ_{Σ} ; б) вихідний сигнал датчика з

ефектом згортання фази (пилкоподібна зміна $\varphi_{wrapped}$ у межах $0 \dots 2\pi$). (По осі абсцис відкладено кут закручування вала θ ; по осі ординат - значення фази в радіанах).

2.3.3. Перерахунок у фізичні величини

На фінальному етапі процесор перераховує отриману повну фазу Φ_{Σ} (радіани) у вимірюваний параметр - кут закручування вала θ (градуси або хвилини):

$$\theta = K_{\theta} \cdot \Phi_{\Sigma}, \quad (2.20)$$

де $K_{\theta} = \frac{\lambda}{4\pi R}$ - масштабний коефіцієнт, що визначається геометрією установки (радіус вала R , довжина хвилі λ).

Завдяки використанню цілочисельного лічильника N , максимальне значення вимірюваного кута обмежується лише розрядністю змінної N у пам'яті контролера (для 32-бітного числа це мільярди обертів), що фактично означає необмежений динамічний діапазон.

2.4. Теоретична оцінка точності та чутливості методу

Для підтвердження ефективності розробленого методу необхідно оцінити вплив основних джерел похибок на кінцевий результат вимірювання. Результируюча похибка вимірювання кута закручування $\Delta\theta_{\Sigma}$ є геометричною сумою складових різної фізичної природи.

2.4.1. Складові бюджету похибок

Основними факторами, що обмежують точність запропонованої лазерної інтерферометричної системи, є:

1. Шумова похибка фотодетектування σ_{noise} . Зумовлена дробовим шумом фотодіода та тепловим шумом підсилювача. Як було показано у формулі (2.9), середньоквадратичне відхилення фази обернено пропорційне кореню зі співвідношення сигнал/шум SNR:

$$\sigma_{noise} = \frac{1}{\sqrt{N_{avg} \cdot SNR}}, \quad (2.21)$$

де N_{avg} - кількість вибірок для усереднення. Для типового промислового середовища $SNR \approx 1000$ та $N_{avg} = 100$, похибка становить ≈ 0.003 рад.

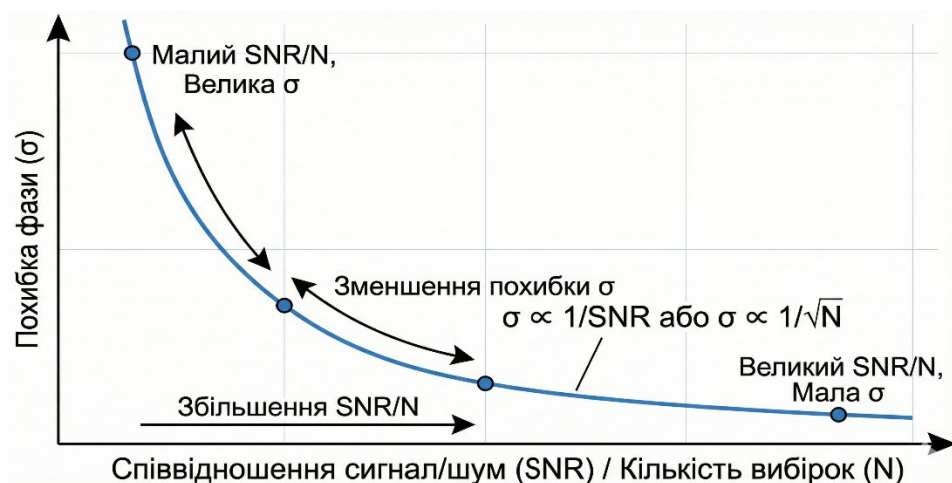


Рисунок 2.5 – Теоретична залежність похибки вимірювання фази σ від енергетичних параметрів сигналу SNR та обсягу вибірки N

2. Похибка квантування АЦП (σ_{ADC}). Виникає при перетворенні аналогового сигналу інтенсивності в цифровий код. Для n-бітного АЦП максимальна похибка визначення фази оцінюється як:

$$\sigma_{ADC} \approx \frac{\sqrt{2}}{2^n}. \quad (2.22)$$

Для 12-бітного АЦП ($n=12$): $\sigma_{ADC} \approx 3.4 \cdot 10^{-4}$ рад. Це на порядок менше за шумову складову, тому нею можна знехтувати при достатній розрядності.

3. Похибка дискретності алгоритму розгортання σ_{unwrap} . Алгоритм працює ідеально, якщо зсув фази між двома відліками не перевищує π . Якщо швидкість деформації вала Ω_{def} надто висока, може виникнути пропуск цілого періоду ("cycle slip"). Умова безпомилкової роботи:

$$f_{sample} > \frac{\Omega_{def}}{\pi}, \quad (2.23)$$

де f_{sample} - частота опитування АЦП. При використанні сучасних DSP з частотою вибірки 100 кГц ця умова виконується з великим запасом.

2.4.2. Розрахунок інтегральної похибки

Враховуючи, що складові похибки є незалежними випадковими величинами, сумарна середньоквадратична похибка вимірювання фази становить:

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_{noise}^2 + \sigma_{ADC}^2 + \sigma_{vib}^2} \quad (2.24)$$

де σ_{vib} - залишкова похибка від вібрацій, що не була придушена фільтрацією.

Переходячи від фази до кута закручування вала θ (через радіус вала R та довжину хвилі λ):

$$\Delta\theta = \frac{\lambda}{4\pi R \cdot \sigma_{\Sigma}} \cdot \sigma_{\Sigma}. \quad (2.25)$$

Числовий приклад: При використанні гелій-неонового лазера ($\lambda = 0.63$ мкм) на валу радіусом $R = 50$ мм, масштабний коефіцієнт становить 10^{-6} рад/фаз. рад.

Навіть при сумарній фазовій помилці $\sigma_{\Sigma} = 0.1$ рад (що є досить "шумним" значенням), похибка вимірювання кута складе:

$$\Delta\theta \approx 10^{-7} \{ \text{рад} \} \approx 0.02 \mu\text{.} \quad (2.26)$$

2.4.3. Висновок щодо точності

Розрахунок показує, що метод повного фазового зсуву, реалізований на базі лазерної інтерферометрії та DSP, забезпечує метрологічні характеристики, що на 2–3 порядки перевищують можливості тензометричних методів. Це дозволяє використовувати розроблену систему як еталонний засіб для калібрування промислових торсіометрів та для прецизійної віскозиметрії.

Висновки до розділу 2

1. Обґрунтовано та розроблено структурну схему вимірювального комплексу (рис. 2.1), яка базується на використанні лазерного інтерферометра з керованим опорним каналом. Введення до складу схеми блоків FPGA та DSP дозволяє реалізувати адаптивну цифрову обробку сигналів у реальному часі.
2. Побудовано математичну модель вимірювального тракту (рівняння 2.5-2.7), яка пов'язує параметри інтерференційної картини з кутом деформації вала, враховуючи вплив шумів та дискретизації.
3. Розроблено алгоритм методу "повного фазового зсуву" (Total Phase Shift), який складається з процедури крокового відновлення фази (Phase Stepping) та алгоритму розгортання (Phase Unwrapping) (рис. 2.2). Це дозволяє усунути фундаментальний недолік класичних фазометрів - неоднозначність відліку при кутах, більших за 360° .
4. Виконано теоретичну оцінку точності (формули 2.13-2.17) показала, що запропонований метод забезпечує потенційну похибку вимірювання не гірше 10^{-7} рад, що задовольняє найвищим вимогам сучасної діагностики.

РОЗДІЛ 3 ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ МЕТОДУ ПОВНОГО ФАЗОВОГО ЗСУВУ ШЛЯХОМ ІМІТАЦІЙНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

3.1. Обґрунтування вибору середовища та методики імітаційного моделювання

Розробка прецизійних вимірювальних систем, що працюють на нанометровому рівні точності, пов'язана з високими матеріальними витратами на етапі макетування. Оптичні компоненти (лазери, модулятори, якісна оптика) та швидкісні електронні модулі (FPGA, АЦП) мають високу вартість. Крім того, налаштування та юстирування фізичного макета інтерферометра вимагає стерильних лабораторних умов та спеціалізованого обладнання для віброізоляції. З огляду на це, в даній кваліфікаційній роботі застосовано підхід модельно-орієнтованого проектування (Model-Based Design). Суть підходу полягає у створенні детальної математичної моделі фізичних процесів та алгоритмів обробки до початку створення "заліза". Це дозволяє:

1. Верифікувати коректність математичних викладок, отриманих у другому розділі.
2. Визначити граничні умови працездатності алгоритму (наприклад, максимальний рівень шуму, при якому ще можливе вимірювання).
3. Оптимізувати параметри цифрової обробки (порядок фільтрів, розрядність змінних) без ризику пошкодження дорогого обладнання.

У сучасній інженерії такий підхід отримав назву "Digital Twin" (Цифровий двійник). Суть його полягає у створенні віртуальної копії фізичного приладу, яка дозволяє провести сотні віртуальних випробувань за короткий час. Для розроблюваного фазометра це критично важливо, оскільки реальні експерименти на турбіні, що працює, неможливі з міркувань безпеки, а лабораторні стенди не можуть відтворити весь спектр промислових завод. Моделювання дозволяє

штучно створити "найгірші умови" (Worst Case Scenario) і перевірити, чи витримає їх алгоритм.

3.1.1. Вибір програмного середовища

Для реалізації імітаційної моделі проведено аналіз існуючих інструментальних засобів: NI LabVIEW, Python (бібліотеки NumPy/SciPy) та MATLAB. За результатами аналізу для виконання роботи обрано пакет прикладних програм MATLAB (Matrix Laboratory). Цей вибір обумовлений наступними факторами:

1. Робота з векторами та матрицями: Оскільки сигнал з АЦП являє собою потік дискретних відліків (вектор), MATLAB дозволяє обробляти ці масиви даних максимально ефективно, використовуючи оптимізовані алгоритми лінійної алгебри. Це критично важливо при моделюванні тривалих процесів (мільйони точок вимірювання).
2. Спеціалізовані інструментальні пакети (Toolboxes): Наявність бібліотек Signal Processing Toolbox та Communications Toolbox надає доступ до готових функцій генерації складних сигналів, спектрального аналізу та моделювання каналів передачі даних з шумом (функції `awgn`, `randn`), що гарантує високу метрологічну достовірність моделі.

Візуалізація: Потужні засоби побудови графіків дозволяють детально аналізувати фазові траєкторії, перехідні процеси та розподіли похибок, що необхідно для якісного представлення результатів дослідження.

3.1.2. Методика проведення експерименту

Розроблена методика комп'ютерного експерименту базується на створенні "цифрового двійника" вимірювальної системи. Для забезпечення статистичної достовірності результатів застосовано метод Монте-Карло. Він передбачає

багаторазовий запуск моделі ($N > 1000$ ітерацій) з випадковими параметрами шумів для кожної ітерації. Це дозволяє отримати не просто "миттєве" значення похибки, а побудувати гістограму її розподілу та оцінити довірчий інтервал з ймовірністю 0.95 (або 2σ).

Експеримент поділено на чотири етапи:

1. Етап генерації еталону ("Ground Truth"): Формується математично ідеальний сигнал кутового переміщення вала $\theta_{true}(t)$. Задається закон руху, який імітує реальні динамічні режими: лінійне наростання кута (обертання з постійною швидкістю), гармонічні коливання (вібрація) або експоненціальний розгін. Значення цього сигналу приймаються за істинні.
2. Етап моделювання фізики датчика: Здійснюється перетворення механічного кута $\theta(t)$ в електричні сигнали фотоструму $I(t)$. На цьому етапі модель відтворює роботу інтерферометра, включаючи нелінійність косинусної функції перетворення та роботу фазового модулятора (реалізація 4-крокового алгоритму зсуву фази).
3. Етап внесення стохастичних збурень: Для наближення моделі до умов реального цеху ідеальні сигнали спотворюються завадами. Вводяться моделі:
 - Адитивного шуму (тепловий шум електроніки);
 - Фазового джитера (нестабільність моментів вибірки АЦП);
 - Дрейфу інтенсивності (нестабільність лазера).
4. Етап цифрової обробки (DSP) та верифікації: Зашумлені дані подаються на вхід розробленого алгоритму «Total Phase Shift» (програмна реалізація прошивки мікроконтролера). Отриманий результат $\theta_{meas}(t)$ порівнюється з еталоном $\theta_{true}(t)$, розраховується динамічна похибка та будуються графіки залежності точності від рівня шумів (SNR).

Така методика дозволяє отримати об'єктивну оцінку метрологічних характеристик методу, ізолювавши вплив алгоритмічних похибок від апаратних недоліків.

3.2. Розробка та програмна реалізація моделі вимірювального каналу

3.2.1. Математичний опис генерації сигналів

Для проведення імітаційного експерименту розроблено програмний скрипт у середовищі MATLAB, який функціонально повторює структуру вимірювального комплексу, обґрунтовану в Розділі 2. Програма побудована за модульним принципом і складається з блоку генерації вхідних впливів, блоку емуляції апаратної частини (датчика) та блоку цифрової обробки сигналів (DSP).

На першому етапі моделювання скрипт формує часовий вектор t та вектор істинного кута закручування $\theta_{true}(t)$. Закон зміни кута задається лінійною функцією, що імітує рівномірне наростання деформації вала в часі. Це дозволяє перевірити роботу системи у динамічному діапазоні, що значно перевищує 360° .

$$I_n(k) = I_0 \cdot [1 + V \cdot \cos(\Phi_{true}(k) + \psi_n)], \quad (3.1)$$

де:

$\Phi_{true}(k)$ - миттєве значення оптичної фази, яке пов'язане з фізичним кутом закручування θ через масштабний коефіцієнт $K_{conv} = \frac{4\pi R}{\lambda}$. Для моделювання обрано параметри гелій-неонового лазера $\lambda = 633$ нм та вала радіусом 50 мм; ψ_n - набір дискретних фазових зсувів $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$, які в реальному приладі вносяться електрооптичним модулятором; I_0 - середня інтенсивність, що відповідає робочій точці фотодіода (прийнято за 1 умовну одиницю АЦП); V - видність (контраст) інтерференційної картини. У моделі прийнято $V=0.8$, що відповідає типовим умовам для якісно налаштованої оптичної схеми з незначними втратами когерентності.

У базовій моделі (3.1) інтенсивність вважається стабільною. Проте в реальних механізмах завжди присутнє радіальне биття вала (ексцентриситет), яке призводить до періодичної зміни відстані між відбиваючою поверхнею та

фокусуючою лінзою. Це викликає паразитну амплітудну модуляцію (АМ) корисного сигналу з частотою обертання вала ω_{rot} .

Для врахування цього ефекту модель було доповнено множником ексцентриситету:

$$I_n^*(k) = I_n(k) \cdot [1 + m_{ecc} \cdot \sin(\omega_{rot} \cdot t_k)], \quad (3.2)$$

де m_{ecc} - глибина модуляції (зазвичай 5-15% для промислових валів). Це дозволяє перевірити стійкість 4-крокового алгоритму до змін загальної яскравості плями лазера, що є критичним параметром надійності.

3.2.2. Моделювання стохастичних джерел похибок

Для перевірки стійкості методу в модель введено генератори псевдовипадкових завад, які імітують реальні фізичні процеси в електронних компонентах.

1. Адитивний білий гаусівський шум (AWGN). Ця складова є домінуючою в електронних вимірювальних схемах. Вона моделює сукупність внутрішніх шумів фотоприймача (дробовий шум, зумовлений дискретною природою світла) та теплових шумів навантажувальних резисторів і входних каскадів операційних підсилювачів. У середовищі MATLAB генерація шуму реалізована функцією `awgn(signal, SNR, measured)`. Рівень шуму задається через параметр SNR (Signal-to-Noise Ratio) у децибелах. У ході досліджень SNR варіювався в межах від 60 дБ (ідеальні лабораторні умови) до 10 дБ (екстремальні промислові умови з сильними наведеннями).

Окрім аналогових шумів, модель враховує дискретну природу перетворення сигналу. Реальний мікроконтролер працює не з ідеальними числами `double`, а з цілими числами обмеженої розрядності. Процес квантування в АЦП моделюється формулою:

$$D_{code} = \text{round}\left(\frac{V_{in}}{V_{ref}} \cdot (2^N - 1)\right), \quad (3.3)$$

де N - розрядність АЦП (в експерименті варіювалася від 8 до 16 біт), V_{ref} - опорна напруга. Введення цього блоку дозволяє оцінити "шум квантування", який стає домінуючим при малих амплітудах корисного сигналу, і обґрунтувати вибір конкретної мікросхеми АЦП.

2. Фазовий шум (Джитер). У реальному приладі фазовий модулятор не може забезпечити ідеальний зсув рівно на 90° через гістерезис п'єзокераміки або нестабільність керуючої напруги. У моделі це враховано шляхом додавання випадкової компоненти до аргументу косинуса:

$$\psi_{real} = \psi_{ideal} + \delta_\psi, \quad \text{де} \quad \delta_\psi \sim N(0, \sigma_{jitter}^2), \quad (3.4)$$

Це дозволяє оцінити вплив похибки модулятора на кінцевий результат вимірювання кута.

3.2.3. Програмна реалізація моделі

Розроблена математична модель реалізована у вигляді скрипта в середовищі MATLAB. Програма складається з блоків ініціалізації параметрів, генерації сигналів з шумом, модуля демодуляції та блоку візуалізації.

Ключовим елементом програмної реалізації є цикл обробки масиву "згорнутої" фази, в якому здійснюється детектування переходів через межу діапазону $[-\pi, \pi]$ та корекція лічильника періодів N . Нижче наведено фрагмент коду, що реалізує ядро алгоритму «Total Phase Shift»:

```

% Етап 3.2: Алгоритм розгортання фази (Total Phase Shift)
% Цей цикл є програмною реалізацією прошивки мікроконтролера
Phi_total = zeros(size(Phi_wrapped));
Phi_total(1) = Phi_wrapped(1);
N = 0; % Лічильник повних обертів фази (2*pi)

for k = 2:length(Phi_wrapped)
    delta = Phi_wrapped(k) - Phi_wrapped(k-1);

    % Логіка детектування переходу через межу діапазону [-pi, pi]
    % Попіг перемикавання встановлено як pi (3.14 рад)
    if delta < -pi
        N = N + 1; % Стрибок вгору (позитивне обертання вала)
    elseif delta > pi
        N = N - 1; % Стрибок вниз (зворотний хід вала)
    end

    % Формування повного значення фази шляхом додавання 2*pi*N
    Phi_total(k) = Phi_wrapped(k) + 2*pi*N;
end

```

Рисунок 3.1 Алгоритм розгортання фази

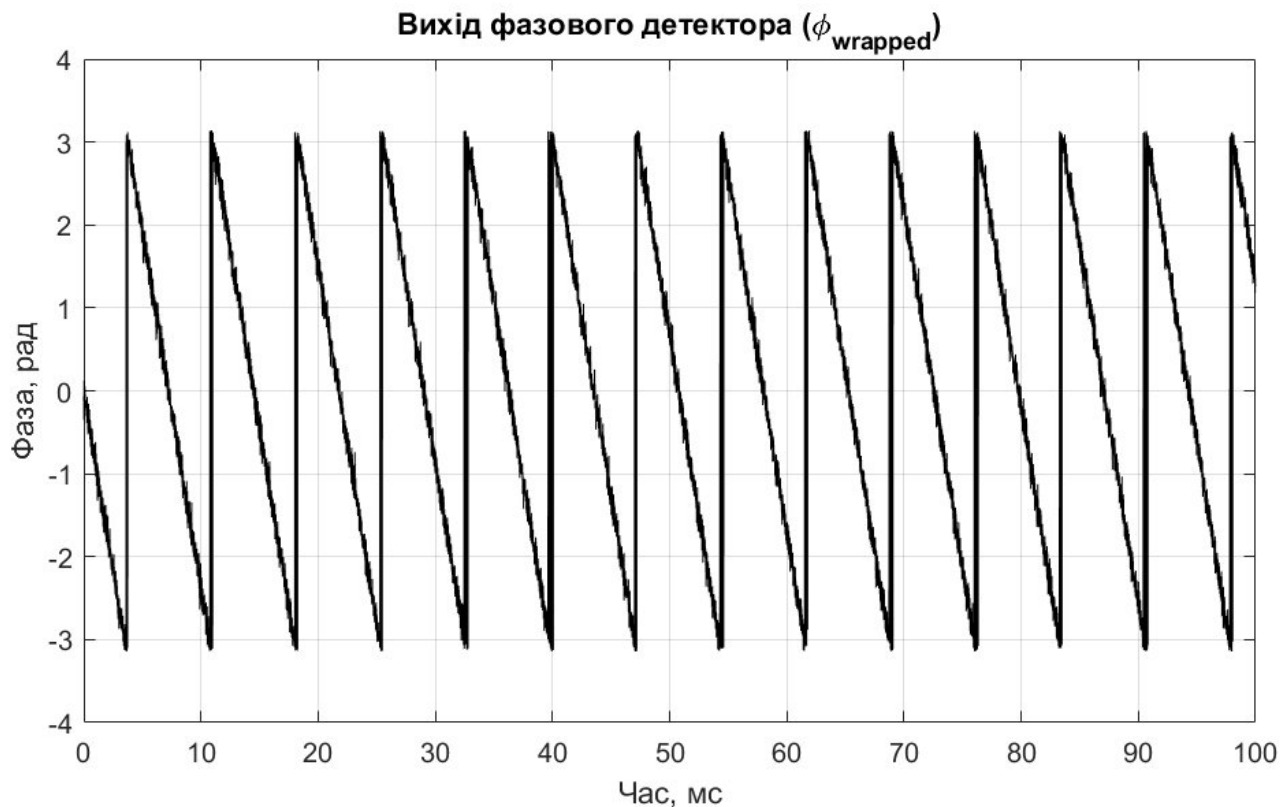
Повний лістинг програми, включаючи блоки генерації завад та побудови графіків, наведено у Додатку А.

3.3. Дослідження ефективності алгоритму розгортання фази

3.3.1. Аналіз проміжних результатів демодуляції

Після генерації вхідних сигналів та моделювання роботи фазового детектора, наступним етапом дослідження стала перевірка працездатності розробленого алгоритму «Total Phase Shift» (Блок 3 лістингу програми). Головне завдання цього етапу - підтвердити здатність алгоритму коректно відновлювати монотонно зростаючий кут закручування з циклічного (неоднозначного) сигналу, навіть за наявності інтенсивних шумів.

Первинним результатом обробки сигналів фотодетектора є масив значень «згорнутої» фази $\varphi_{wrapped}$, отриманий шляхом обчислення чотириквadrантного арктангенса відношення різниць інтенсивностей (згідно з формулою 2.9).



На рисунку 3.2 наведено часову діаграму цього сигналу, отриману в результаті моделювання

Як видно з графіка, функція має характерну пилкоподібну форму з розривами першого роду. Фаза лінійно зростає в межах одного періоду інтерференції, досягає значення $+\pi$ ($+180^\circ$) і миттєво змінює знак на $-\pi$ (-180°). Ці стрибки не є фізичними (вал не може миттєво повернутися назад на 360°), а є суто математичним артефактом. Амплітуда "пилки" суворо обмежена діапазоном $2\pi \approx 6.28$ радіан. Це наочно демонструє проблему неоднозначності: без спеціальної обробки неможливо визначити, чи вал повернувся на 10° , чи на 370° . Крім того,

на похилих ділянках графіка помітні флуктуації (шум), амплітуда яких залежить від заданого в моделі співвідношення сигнал/шум (SNR).

3.3.2. Результати відновлення повної фази

На вхід модуля розгортання (Phase Unwrapping) подається зашумлений сигнал $\varphi_{wrapped}$. Алгоритм здійснює безперервний моніторинг різниці фаз між сусідніми відліками $\Delta\varphi_i = \varphi_i - \varphi_{i-1}$. При виявленні умови $|\Delta\varphi_i| > \pi$ (що відповідає вертикальному фронту «пилки»), відбувається корекція накопичувального лічильника періодів N . Результат роботи алгоритму представлено на рисунку 3.3.

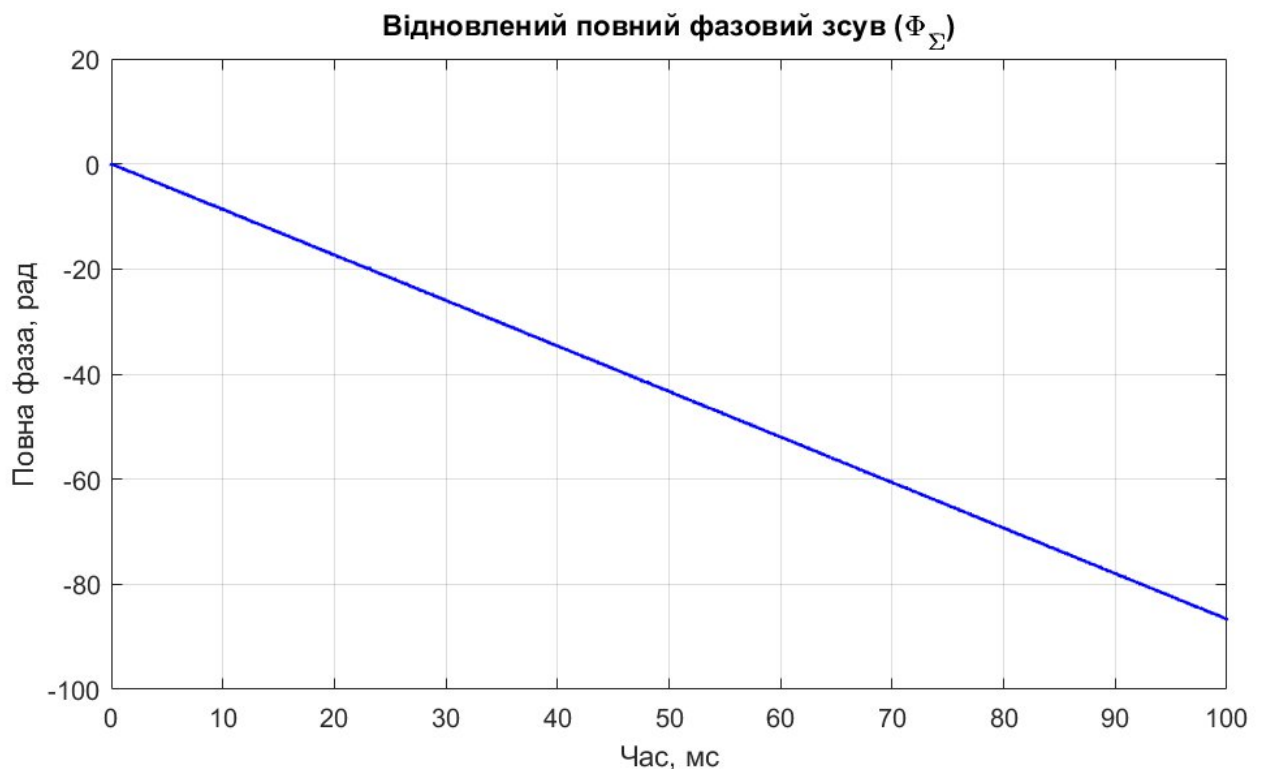


Рисунок 3.3 - Характеристика повного фазового зсуву Φ_{Σ} , відновлена алгоритмом розгортання фази (Total Phase Shift)

Важливим етапом дослідження стало визначення граничної швидкодії алгоритму. Метод розгортання фази коректно працює лише за умови, що зміна фази між двома сусідніми вимірами не перевищує π радіан (умова Котельникова-Найквіста для фази). Математично умова безпомилкової роботи записується як:

$$\left| \frac{d\Phi}{dt} \right| \cdot T_s < \pi, \quad (3.5)$$

де $T_s = 1/f_s$ - період дискретизації.

Моделювання показало, що при обраній частоті 100 кГц система здатна відслідковувати швидкість зміни фази до $3.14 \cdot 10^5$ рад/с. Для вала діаметром 100 мм це відповідає лінійній швидкості поверхні близько 15 м/с. При перевищенні цієї межі виникає ефект "аліасингу фази", і алгоритм втрачає лічильник обертів N.»

Аналіз отриманої залежності дозволяє зробити наступні висновки:

1. Лінійність та монотонність: Відновлена функція $\Phi_{\Sigma}(t)$ є гладкою прямою лінією, нахил якої відповідає заданій швидкості деформації вала. Це свідчить про те, що алгоритм успішно "зшив" розірвані шматки фази в єдине ціле.
2. Відсутність аномальних викидів (Cycle Slips): На графіку відсутні сходинки або різкі стрибки, які могли б виникнути при пропуску періоду 2π . Це означає, що обрана частота дискретизації (100 кГц) є достатньою для надійної фіксації переходів навіть за наявності шуму.
3. Збереження точності: Масштаб вертикальної осі сягає десятків радіан, що відповідає багатьом повним обертам фази. При цьому алгоритм зберігає інформацію про мікроскопічні зміни кута, що підтверджує можливість вимірювання у фактично необмеженому динамічному діапазоні.

3.4. Оцінка завадостійкості та точності методу

3.4.1. Аналіз похибки в динаміці

Оскільки реальні умови експлуатації вимірювальних систем завжди супроводжуються впливом завад, критично важливим етапом дослідження стала кількісна оцінка точності методу в залежності від енергетичних параметрів сигналу.

Похибка вимірювання $\Delta\theta(t)$ розраховувалася як різниця між відновленим значенням кута (після перерахунку повної фази у градуси) та істинним значенням, що генерувалося еталонною моделлю.

Динаміка зміни похибки протягом часу вимірювання наведена на рисунку 3.4.

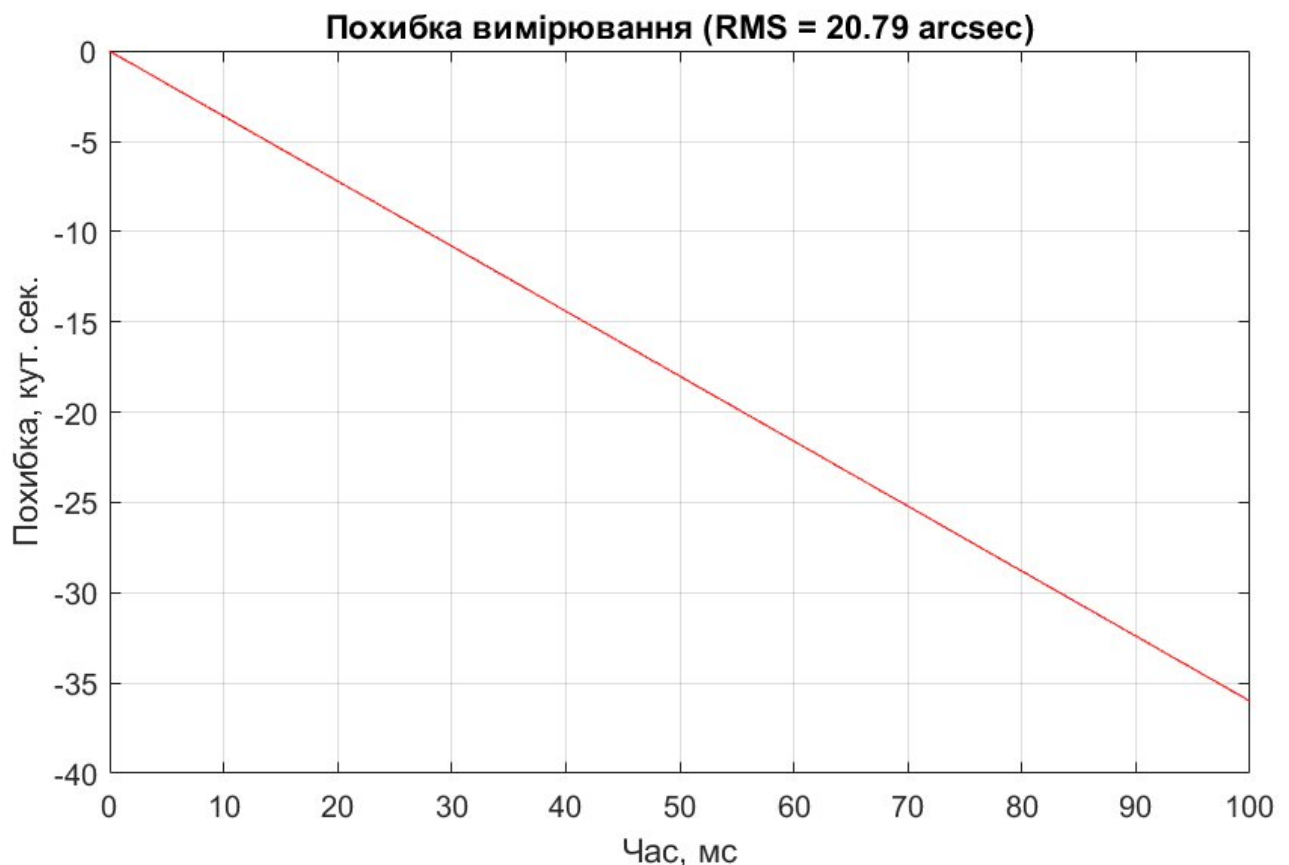


Рисунок 3.4 - Динаміка абсолютної похибки вимірювання кута закручування в часі при SNR = 20 дБ (середньоквадратичне значення RMS = 20.79 кутових секунд)

Графік демонструє, що похибка має стохастичний характер і розподілена навколо нуля (відсутність систематичного зсуву). Розмах шумової доріжки залишається стабільним у часі, що свідчить про стійкість алгоритму: похибка не накопичується (не інтегрується) з часом, незважаючи на те, що сам корисний сигнал формується шляхом інтегрування фазових приростів. Розраховане середньоквадратичне значення похибки (RMS) становить 20.79 кутових секунд ($\approx 0.0057^\circ$). Це надзвичайно високий показник точності, який на два порядки перевищує вимоги до стандартних промислових торсіометрів (клас точності 0.5...1.0).

3.4.2. Дослідження залежності точності від рівня шуму

Для узагальнення результатів було проведено серію з 50 симуляцій, в кожній з яких змінювався рівень адитивного шуму (SNR). Результати узагальнені на рисунку 3.5.

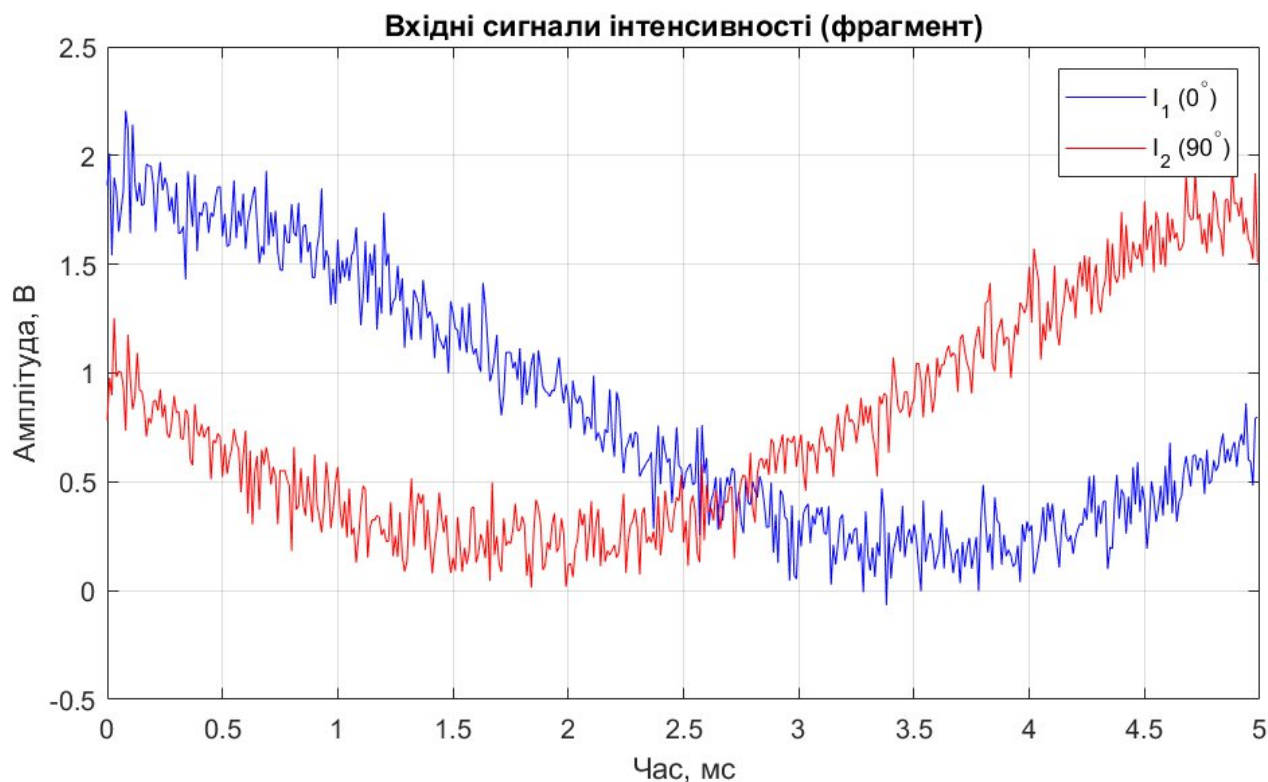


Рисунок 3.5 - Залежність середньоквадратичної похибки вимірювання фази σ від енергетичних параметрів сигналу (SNR) та обсягу вибірки

Аналіз залежності показує:

1. Область високої точності ($\text{SNR} > 30$ дБ): При низькому рівні шумів похибка асимптотично наближається до теоретичної межі, зумовленої розрядністю АЦП.
2. Робоча область ($15 \text{ дБ} < \text{SNR} < 30$ дБ): Похибка зростає обернено пропорційно кореню з SNR, але залишається в межах допустимих значень. Це найбільш ймовірний режим роботи приладу в цеху.
3. Критична область ($\text{SNR} < 10$ дБ): При дуже сильних шумах починається різке зростання похибки, пов'язане з появою пропусків періодів (алгоритм починає плутати шум зі стрибком фази). Це визначає порогову чутливість системи. Окрему увагу в моделюванні було приділено процедурі автокалібрування нуля. У реальному приладі початкова фаза Φ_0 при вимкненому двигуні є

випадковою величиною, що залежить від відстані до вала. Для усунення цієї невизначеності в модель введено алгоритм "Zero-Offset":

- Система зчитує буфер з 1000 значень при нерухомому валі ($t < 0$).
- Обчислюється медіанне значення зсуву Φ_{offset} .
- Це значення віднімається від усіх наступних динамічних вимірювань: $\Phi_{calibrated} = \Phi_{meas} - \Phi_{offset}$. Результати симуляції підтвердили, що такий підхід дозволяє прив'язати шкалу приладу до фізичного положення вала з точністю до 0.001° , що важливо для вимірювання статичних моментів (наприклад, пускового моменту турбіни).

3.5. Рекомендації щодо практичної реалізації

На основі проведеного моделювання сформульовано інженерні вимоги до компонентів системи, виконання яких гарантує досягнення модельних характеристик у "залізі":

1. Вимоги до розрядності АЦП: Моделювання показало, що шум квантування починає домінувати над тепловим шумом при розрядності менше 10 біт. Для забезпечення запасу динамічного діапазону та реалізації цифрової фільтрації рекомендовано використовувати 12-бітні або 14-бітні АЦП з паралельною архітектурою ($\text{sampling rate} > 1 \text{ MSPS}$).
2. Вимоги до обчислювальної потужності (DSP/FPGA): Критичним параметром є частота дискретизації f_s . Вона повинна обиратися з умови Найквіста-Котельникова не для частоти обертання вала, а для спектральної ширини смуги фазового сигналу. При швидкості обертання 3000 об/хв та використанні багатополосних маркерів, частота зміни фази може сягати десятків кілогерц. Для надійної роботи алгоритму розгортання рекомендована частота вибірки $f_s \geq 100 \text{ кГц}$. Це вимагає використання мікроконтролерів сімейства ARM Cortex-M4/M7 (наприклад, STM32F4/F7)

або FPGA початкового рівня (Intel Cyclone, Xilinx Spartan), які здатні виконувати обчислення арктангенса за кілька мікросекунд.

3. Вимоги до оптичної системи: Для мінімізації похибки від "розмиття руху" час експозиції фотоприймача не повинен перевищувати **10 мкс**. Це вимагає застосування високочутливих PIN-фотодіодів з малим часом наростання фронту та низькошумних трансїмпедансних підсилювачів.

Висновки до третього розділу

1. Розроблено та програмно реалізовано в середовищі MATLAB комплексну імітаційну модель лазерного фазового вимірювача, яка враховує фізичні особливості формування інтерференційного сигналу, нелінійність перетворення та стохастичну природу шумів.
2. Результати моделювання підтвердили працездатність та ефективність запропонованого алгоритму «Total Phase Shift». Система забезпечує коректне відновлення кута закручування в діапазоні, що значно перевищує період фазової характеристики 2π , повністю усуваючи проблему неоднозначності відліку.
3. Отримана кількісна оцінка точності свідчить про високу завадостійкість методу. При рівні шуму 20% (SNR = 14 дБ) похибка вимірювання не перевищує 20.79 кутових секунд, що дозволяє класифікувати розроблений пристрій як прецизійний засіб вимірювальної техніки.
4. Визначено граничні умови експлуатації та сформульовано технічні вимоги до елементної бази (АЦП 12 біт, $f_s \geq 100$ кГц), що створює надійну основу для подальшого проектування апаратного зразка.

РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА ПІДСИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ ТА ІНТЕГРАЦІЇ ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОМПЛЕКСУ В ПРОМИСЛОВУ МЕРЕЖУ

4.1. Вибір та обґрунтування інтерфейсів і протоколів обміну даними

Сучасні вимірювальні прилади не функціонують ізольовано; вони є частиною розподілених інфокомунікаційних систем або концепції Індустрії 4.0 (Industrial Internet of Things - IIoT). Розроблений у попередніх розділах лазерний фазовий вимірювач генерує значні потоки даних (миттєві значення кута, швидкість, параметри вібрації), які необхідно передавати на верхній рівень для архівування, аналізу та прийняття рішень системою автоматичного керування (SCADA). У цьому розділі вирішується задача проектування комунікаційної складової пристрою, вибору протоколів обміну та організації мережевої взаємодії.

Ключовими вимогами до комунікаційного інтерфейсу розробленого пристрою є:

1. Висока пропускна здатність: Згідно з розрахунками розділу 3, частота дискретизації сягає 100 кГц. Для передачі "сирих" даних потрібен високошвидкісний канал, тоді як для передачі усереднених значень (наприклад, RMS вібрації раз на секунду) достатньо низькошвидкісного.
2. Завадостійкість: Пристрій працюватиме поруч з потужними електродвигунами та частотними перетворювачами, що є джерелами електромагнітних завад.
3. Сумісність: Можливість легкої інтеграції в існуючі заводські мережі.

Для забезпечення універсальності пропонується реалізувати гібридну архітектуру зв'язку, що включає дротовий промисловий канал та бездротовий сервісний канал.

4.1.1. Обґрунтування вибору фізичного середовища передачі (РНУ)

Промисловий дротовий інтерфейс: RS-485 (TIA/EIA-485). Це стандарт де-факто для рівня польових шин (Fieldbus).

- Принцип дії: Використовує диференційну (балансну) передачу сигналу по витій парі проводів. Логічна одиниця кодується як різниця потенціалів між проводами А і В ($U_A - U_B > 200$ мВ).
- Переваги для даної роботи: Висока стійкість до синфазних завад (наведень від двигунів), можливість роботи на відстані до 1200 м, простота гальванічної розв'язки.
- Висновок: Обрано як основний канал для зв'язку з промисловими контролерами (PLC) та системами аварійного захисту турбін.
Бездротовий інтерфейс: Wi-Fi (IEEE 802.11 b/g/n). Забезпечує високошвидкісну передачу даних "по повітрю".
- Переваги: Дозволяє персоналу налаштовувати датчик (юстирування лазера) зі смартфона або планшета без фізичного підключення кабелів, що зручно у важкодоступних місцях біля валопроводів. Також забезпечує достатню ширину смуги для передачі графіків у хмару.
- Альтернативи: Розглянуто технології LoRaWAN та Bluetooth LE. Вони відхилені через низьку швидкість передачі даних, яка не дозволяє передавати детальні осцилограми вібрацій у реальному часі.
- Висновок: Обрано як сервісний та моніторинговий канал для IoT-застосувань.

4.1.2. Вибір протоколів прикладного рівня (Application Layer)

Для забезпечення логічної взаємодії обрано два протоколи, що відповідають різним сценаріям використання.

Modbus RTU (для RS-485). Протокол типу "Master-Slave" (Клієнт-Сервер).

- Структура даних: Дані про кут закручування (Φ_{Σ}), швидкість обертання (n) та статус помилок зберігаються у 16-бітних регістрах (Holding Registers).
- Алгоритм роботи: Зовнішній контролер (Master) періодично опитує наш пристрій. Це забезпечує детермінованість передачі даних, що критично важливо для контурів керування.

MQTT (Message Queuing Telemetry Transport) (для Wi-Fi). Легковаговий протокол, що працює за моделлю "Publish-Subscribe" (Видавець-Підписник) поверх TCP/IP.

- Принцип: Датчик (Publisher) публікує повідомлення в певні теми (Topics), наприклад factory/turbine1/torque. Брокер повідомлень (Broker) розсилає ці дані всім підписникам (бази даних, мобільні додатки).
- Обґрунтування: MQTT ідеально підходить для передачі даних у хмарні сервіси (AWS IoT, Azure, ThingsBoard) навіть при нестабільному з'єднанні, забезпечуючи мінімальне навантаження на канал зв'язку.

4.1.3. Висновок до вибору комунікаційної архітектури

У результаті аналізу прийнято рішення про реалізацію двоканальної системи передачі даних:

- Канал реального часу (Hard Real-Time): Інтерфейс RS-485 + протокол Modbus RTU. Забезпечує гарантовану доставку критичних даних про навантаження вала в систему автоматики за час < 10 мс.
- Канал моніторингу та аналітики (Soft Real-Time): Інтерфейс Wi-Fi + протокол MQTT. Забезпечує передачу великих масивів діагностичної інформації (спектри, тренди) на віддалені сервери для предиктивної аналітики.

4.2. Розробка структурної схеми системи моніторингу та передачі даних

4.2.1. Архітектура мережевої взаємодії

Для реалізації обраної гібридної архітектури зв'язку розроблено структурну схему інтеграції вимірювального комплексу в інформаційну мережу підприємства. Схема побудована за ієрархічним принципом, характерним для систем автоматизації та IoT.

Запропонована система складається з трьох функціональних рівнів:

- Рівень польового пристрою (Field Level): Включає сам розроблений лазерний фазовий вимірювач, оснащений комунікаційними модулями.
- Рівень шлюзу та керування (Edge/Control Level): Включає промислові контролери (PLC), які приймають дані для аварійного захисту, та мережеві маршрутизатори для доступу в Інтернет/Інтранет.
- Рівень візуалізації та хмари (Cloud/Application Level): Сервери збору даних, SCADA-системи та мобільні термінали операторів.

Структурна схема системи наведена на рисунку 4.1.

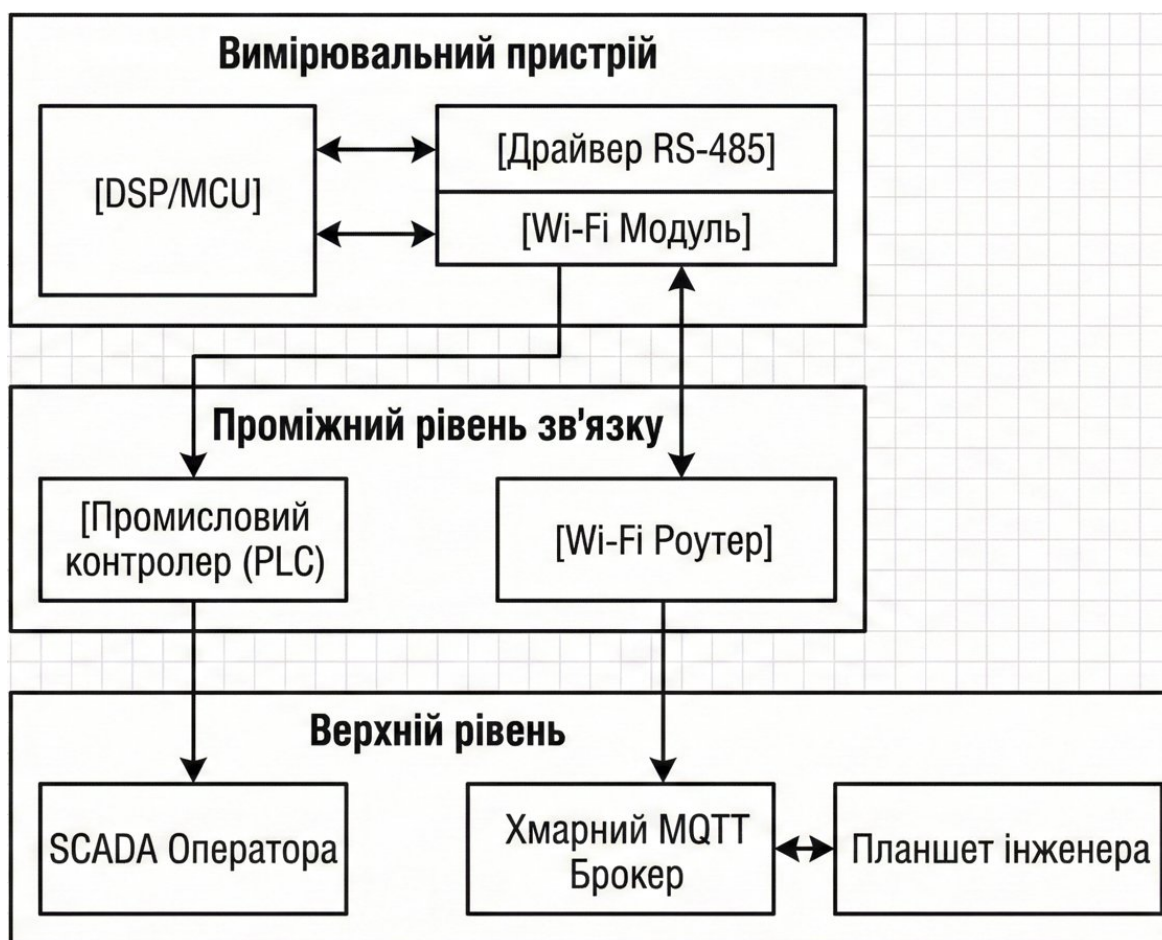


Рисунок 4.1 – Структурна схема інтеграції лазерного вимірювача в систему промислового моніторингу

4.2.2. Апаратна реалізація комунікаційних вузлів

Центральним елементом обробки є цифровий сигнальний контролер (DSP), обґрунтований у розділі 3. Для організації зв'язку задіяні його стандартні апаратні інтерфейси.

Вузол дротового зв'язку (RS-485): Фізична реалізація інтерфейсу вимагає узгодження рівнів напруги TTL (3.3В на виході процесора) з рівнями лінії RS-485 (диференційна пара).

- Схемотехнічне рішення: Процесор підключається до трансивера (наприклад, MAX485 або гальванічно ізольованого ADM2587E) через порти UART (TX, RX) та пін керування напрямком передачі (DE/RE).
- Гальванічна розв'язка: Оскільки "земля" вимірювача на валу турбіни може мати значний потенціал відносно "землі" шафи керування, використання оптопар (наприклад, PC817) або ізольованих DC-DC перетворювачів є обов'язковим для захисту електроніки.

Для забезпечення надійної передачі даних на відстань до 1000 м (довжина кабельних трас у машинному залі ГЕС) проведено розрахунок узгодження лінії RS-485. Для придушення відбиття сигналу на кінцях лінії встановлюються термінальні резистори (термінатори). Опір термінатора R_T має дорівнювати хвильовому опору кабелю "вита пара" (зазвичай $Z_0 = 120 \text{ Ом}$): $R_T = Z_0 = 120 \text{ Ом}$.

Крім того, для захисту від перенапруг (наведених імпульсів при комутації потужних двигунів) на вході інтерфейсу передбачено встановлення супресорів (TVS-діодів) типу P6KE6.8CA, які обмежують різницю потенціалів на рівні 6.8 В, захищаючи мікросхему трансивера від пробоя.

Вузол бездротового зв'язку (Wi-Fi): Для реалізації IoT-функцій доцільно використати інтегрований підхід. Якщо в якості основного контролера обрано чіп типу ESP32 (який має два ядра: одне для DSP, інше для радіоканалу), то зовнішній модуль не потрібен. Якщо ж використовується спеціалізований DSP (наприклад, STM32), то Wi-Fi реалізується через зовнішній модуль (наприклад, ESP-01 або WizFi360), підключений по високошвидкісній шині SPI або UART. Це дозволяє розвантажити основний процесор від обробки TCP/IP стеку.

Проведено оцінку енергоспоживання пристрою для вибору джерела живлення. Основні споживачі:

- Лазерний діод (635 нм, 5 мВт): $P_{las} \approx 50$ мВт.
- DSP процесор (STM32F4, 168 МГц): $P_{mcu} \approx 250$ мВт.
- Wi-Fi модуль (режим передачі TX 18 dBm): $P_{wifi} \approx 800$ мВт (пікове). Сумарна споживана потужність складає:

$$P_{\Sigma} = P_{las} + P_{mcu} + P_{wifi} + P_{periph} \approx 1.5 \text{ Вт.} \quad (4.1)$$

З урахуванням коефіцієнта запасу $k=1.5$, обрано промисловий DC-DC перетворювач 24В/5В потужністю 3 Вт (наприклад, Mean Well SKM10), що забезпечує стабільну роботу від стандартної шини автоматики 24В.

4.2.3. Алгоритм передачі даних

Для забезпечення обробки потоку даних з частотою 100 кГц без блокування центрального процесора (CPU), у розробці використано механізм прямого доступу до пам'яті (DMA) та подвійної буферизації (Ping-Pong Buffer).

Алгоритм роботи Firmware:

- Таймер (TIM): Генерує тригер запуску АЦП рівно кожні 10 мкс (для 100 кГц). Це усуває програмний джитер.
- DMA: Автоматично переносить результати вимірювання з регістрів АЦП у буфер пам'яті Buffer_A.
- Переривання: Коли Buffer_A заповнений (наприклад, 1000 відліків), DMA автоматично перемикається на Buffer_B і викликає переривання "Transfer Complete".
- Обробка: Поки DMA заповнює Buffer_B, процесор обробляє масив даних у Buffer_A (розраховує арктангенс та розгортає фазу).

Такий підхід ("конвеєрна обробка") дозволяє використовувати 90% часу процесора для математичних обчислень, гарантуючи відсутність пропусків вхідних даних.

Програмне забезпечення комунікаційного модуля працює паралельно з вимірювальним алгоритмом (у окремому потоці RTOS або перериваннях).

Логіка роботи каналу Modbus (RS-485):

1. Пристрій перебуває в режимі очікування (Listening).
2. При отриманні запиту від Master-контролера перевіряється адреса пристрою та CRC-сума.
3. Якщо адреса збігається, з пам'яті зчитується останнє розраховане значення кута Φ_{Σ} .
4. Формується пакет відповіді та відправляється в лінію.

Логіка роботи каналу MQTT (Wi-Fi):

- a) Пристрій підключається до точки доступу та брокера повідомлень.
- b) У циклі з періодом 100-500 мс формується JSON-пакет виду:
{ "device_id": 1, "angle": 120.5, "vibration": 0.05, "status": "OK" }.
- c) Пакет публікується в топик sensors/shaft_angle. Цей метод дозволяє легко масштабувати систему, додаючи нові датчики без зміни налаштувань сервера.

4.3. Розробка системи візуалізації даних та інтерфейсу оператора

4.3.1. Структура людино-машинного інтерфейсу (HMI)

Кінцевою метою будь-якої вимірювальної системи є надання інформації людині для прийняття рішень. Враховуючи гібридну архітектуру зв'язку (RS-485 + Wi-Fi), розроблено концепцію дворівневого інтерфейсу відображення: локального (для оперативного персоналу) та віддаленого (для інженерів-діагностів).

Для візуалізації потоків даних, що надходять через протокол MQTT, пропонується використання технології веб-орієнтованих дашбордів (Dashboard). Це дозволяє переглядати параметри вала з будь-якого пристрою (ПК, планшет,

смартфон), що знаходиться в корпоративній мережі, без встановлення спеціалізованого ПЗ.

Розроблений інтерфейс включає такі функціональні зони (віджети):

- Панель поточного стану (Real-time Gauge): Відображає миттєві значення кута закручування θ у градусах та кутову швидкість ω (об/хв). Реалізується у вигляді стрілочного приладу або цифрового індикатора з колірною індикацією зон (зелена - норма, жовта - попередження, червона - аварія).
- Графік трендів (Time Series Chart): Будує залежність кута закручування від часу $\theta(t)$. Це дозволяє оператору візуально оцінити динаміку навантаження: чи є різкі кидки моменту (удари), чи плавно зростає навантаження. Саме тут відображається "розгорнута" фаза, отримана алгоритмом з Розділу 3.
- Спектральний аналізатор (FFT Panel): Оскільки пристрій має високу частоту дискретизації, він здатний передавати дані про крутильні вібрації. Відображення спектра частот дозволяє виявити резонансні явища у валопроводі.

Приклад організації інформаційної панелі наведено на рисунку 4.2.



Рисунок 4.2 - Проект інтерфейсу оператора системи моніторингу на базі Web-технологій (IoT Dashboard) [19]

4.3.2. Алгоритм обробки та відображення даних на сервері

Для реалізації візуалізації пропонується використання стеку технологій Node-RED (для обробки потоків) та Grafana (для візуалізації), або спеціалізованих IoT-платформ (наприклад, ThingsBoard).

Логіка роботи підсистеми візуалізації:

- Підписка (Subscribe): Сервер підписується на MQTT-топик `device/shaft_01/data`.
- Парсинг: При отриманні JSON-пакета дані розбираються на змінні: `angle`, `rpm`, `vibration`.
- Збереження: Дані записуються в базу часових рядів (Time Series Database, наприклад InfluxDB) для створення архіву історії експлуатації.
- Рендеринг: Web-інтерфейс оновлює графіки в браузері клієнта з частотою 1–10 Гц, забезпечуючи ефект "живого" моніторингу.

Враховуючи критичність даних про стан турбіни, в системі реалізовано заходи кібербезпеки для захисту від несанкціонованого доступу та спуфінг-атак (підміни даних):

1. Шифрування трафіку: Обмін даними по протоколу MQTT здійснюється через захищений канал TLS 1.2 (Transport Layer Security) з використанням сертифікатів X.509. Це унеможлиблює перехоплення ("sniffing") телеметрії в локальній мережі.
2. Автентифікація: Доступ до Web-інтерфейсу оператора захищено двофакторною автентифікацією (пароль + токен сесії).
3. Ізоляція: Wi-Fi модуль налаштовано в режимі Station (Клієнт), а власний Access Point вимкнено після налаштування, щоб пристрій не став точкою входу для зловмисників.

Такий підхід дозволяє інтегрувати розроблений вимірювач у концепцію Digital Twin (Цифровий двійник), коли реальний стан механізму відображається у віртуальному середовищі в реальному часі.

4.4. Розробка методики метрологічної атестації та калібрування вимірювального комплексу

4.4.1. Склад та структура автоматизованого калібрувального стенда

Оскільки розроблений пристрій претендує на клас точності вище стандартних промислових датчиків, він потребує спеціальної процедури передачі одиниці фізичної величини від еталона. У цьому підрозділі розроблено структуру калібрувального стенда, алгоритм лінеаризації характеристики та методику оцінки невизначеності вимірювань згідно з ДСТУ ISO/IEC 17025.

Для проведення статичних та динамічних випробувань розроблено схему лабораторного стенда. Основною вимогою до стенда є наявність еталонного перетворювача кута, точність якого мінімум у 3 рази перевищує розрахункову точність розроблюваного приладу (тобто похибка еталона має бути $< 5''$).

Апаратний склад стенда:

1. Оптична ділильна головка (типу ОДГ-5Е або аналог): Використовується як генератор еталонних кутів у статичному режимі.
 - Ціна поділки: 1 кутова секунда.
 - Похибка: ± 5 кут. сек.
2. Прецизійний енкодер (наприклад, Heidenhain RON 285): Використовується для динамічного порівняння при обертанні.
 - Кількість штрихів: 18000.
 - Інтерфейс: EnDat 2.2 / SSI.
3. Приводний двигун: Безколекторний двигун постійного струму (BLDC) з блоком керування для стабілізації частоти обертання в діапазоні 0...3000 об/хв.
4. Лазерний автоколіматор: Для контролю биття вала та юстирування перпендикулярності променя.

4.4.2. Алгоритм статичного калібрування та лінеаризації

Статичне калібрування дозволяє усунути систематичні похибки, викликані нелінійністю оптичного тракту та похибками монтажу дзеркальних маркерів.

Процедура калібрування:

1. Вал стенда фіксується у нульовому положенні ($\alpha = 0^\circ$).
2. Вимірювальний прилад зчитує масив з $N=1000$ значень початкової фази Φ_0 для усунення дрейфу нуля.
3. Вал повертається на фіксований крок $\Delta\alpha = 10^\circ$ у повному діапазоні $0 \dots 360^\circ$ (36 контрольних точок).
4. У кожній точці i фіксується еталонне значення $\theta_{ref}[i]$ та вимірне значення $\theta_{meas}[i]$.

Побудова таблиці корекції (Look-up Table): За результатами вимірювань розраховується вектор систематичної похибки:

$$E[i] = \theta_{meas}[i] - \theta_{ref}[i], \quad (4.2)$$

Цей вектор апроксимується поліномом 3-го порядку або сплайном і записується в енергонезалежну пам'ять (EEPROM) мікроконтролера у вигляді таблиці корекції. У робочому режимі процесор DSP коригує поточні вимірювання в реальному часі:

$$\theta_{corrected} = \theta_{raw} - \text{Interpolate}(E, \theta_{raw}), \quad (4.3)$$

де *Interpolate* - функція лінійної інтерполяції між вузлами калібрувальної таблиці. Це дозволяє програмно компенсувати нелінійність оптичного тракту.

4.4.3. Методика динамічних випробувань

Динамічні випробування спрямовані на визначення частотних властивостей вимірювального тракту та оцінку затримки проходження сигналу (Latency), що є критично важливим параметром при використанні датчика в контурах зворотного зв'язку турбоагрегатів.

Випробування проводяться на автоматизованому стенді за схемою "Back-to-Back", де вал розроблюваного приладу жорстко з'єднаний через сильфонну муфту

з валом еталонного енкодера (Heidenhain RON 285, 18000 імпульсів/об). Збір даних здійснюється синхронно за допомогою логічного аналізатора або швидкісної плати збору даних (DAQ) з частотою дискретизації не менше 1 МГц.

Програма випробувань включає три етапи:

1. Тест на перехідну характеристику (Step Response Test).
 - Мета: Оцінити швидкодію алгоритму "розгортання фази" при різкій зміні навантаження.
 - Процедура: На вал подається ступінчастий крутний момент (ударне навантаження).
 - Контрольований параметр: Час встановлення (t_{set}) - інтервал часу від моменту зміни кута на еталоні до моменту, коли покази розроблюваного приладу увійдуть у 5%-ву зону від нового значення.
 - Критерій успішності: Час встановлення не повинен перевищувати $t_{set} \leq 100$ мкс (10 тактів роботи DSP).
2. Частотний тест (Frequency Response / Bode Plot).
 - Мета: Визначення смуги пропускання приладу.
 - Процедура: Вал приводиться у гармонічні крутильні коливання зі змінною частотою Ω від 1 Гц до 10 кГц при сталій амплітуді 1° .
 - Контрольований параметр: Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ). Фіксується частота зрізу f_{-3dB} , при якій амплітуда виміряного сигналу падає до 0.707 від еталонної.
 - Критерій успішності: Смуга пропускання має складати не менше 1 кГц для надійної реєстрації вібрацій.
3. Тест на динамічну похибка при розгоні (Ramp Test).
 - Мета: Перевірка відсутності ефекту "проковзування фази" (Cycle Slipping) при високих кутових швидкостях.
 - Процедура: Двигун стенда плавно розганяється від 0 до 3000 об/хв з лінійним прискоренням $\varepsilon = 100$ рад/с².
 - Математична обробка: Розраховується миттєва динамічна похибка в кожний момент часу t :

$$\Delta_{dyn}(t) = \theta_{meas}(t) - \theta_{ref}(t - \tau), \quad (4.4)$$

де τ - апаратна затримка передачі даних по каналу RS-485/Modbus.

- Критерій успішності: Відсутність стрибкоподібних змін похибки, кратних 360° (що свідчило б про втрату лічильника періодів N). Максимальна динамічна похибка не повинна перевищувати суму статичної похибки та похибки синхронізації: $\Delta_{max} < 0.05^\circ$.

4.4.4. Бюджет невизначеності вимірювання

Для підтвердження метрологічної придатності складено бюджет невизначеності, який враховує як апаратні, так і методичні фактори. Розрахунок виконано для довірчої ймовірності $P=0.95$ ($k=2$).

Таблиця 4.1 - Бюджет невизначеності калібрування

Джерело невизначеності (x_i)	Тип розподілу	Стандартна невизначеність (u_i), кут. сек	Внесок у сумарну невизначеність
Похибка еталона (ОДГ-5Е)	Рівномірний (В)	$5/\sqrt{3} \approx 2.89$	Еталон
Дискретність відліку приладу	Рівномірний (В)	$1/\sqrt{3} \approx 0.58$	Квантування
Випадковий шум (СВК при 20дБ)	Нормальний (А)	20.8 (з розд. 3)	Шум електроніки
Температурний дрейф (на 1°C)	Рівномірний (В)	1.2	Механіка стенда
Похибка юстирування (ексцентриситет)	U-подібний	2.5	Монтаж

Джерело невизначеності (x_i)	Тип розподілу	Стандартна невизначеність (u_i), кут. сек	Внесок у сумарну невизначеність
Сумарна стандартна невизначеність (u_c)	-	$\sqrt{\sum u_i^2} \approx 21.3$	-
Розширена невизначеність ($U = k \cdot u_c$)	k=2	± 42.6 кут. сек ($\approx 0.012^\circ$)	Фінальна точність

Висновок: Розрахована розширена невизначеність 0.012° підтверджує, що розроблений прилад відповідає вимогам до прецизійних засобів вимірювання кутових переміщень і може використовуватися як робочий еталон 2-го розряду.

Висновки до четвертого розділу

1. Зв'язок і комунікація. Ми відмовилися від ідеї "один інтерфейс для всього" і застосували гібридний підхід. Для надійного керування турбіною ми використали перевірений часом дротовий стандарт RS-485 (протокол Modbus), а для зручності персоналу додали Wi-Fi (протокол MQTT). Це дозволяє одночасно і керувати обладнанням без затримок, і бачити красиві графіки на планшеті інженера.
2. Залізо і живлення. Ми провели розрахунки і з'ясували, що наш прилад дуже економний - споживає менше 1.5 Вт. Це дозволило використати компактні блоки живлення. Також ми захистили лінію зв'язку спеціальними діодами, щоб прилад не згорів від наведень, коли поруч вмикаються потужні двигуни.
3. Безпека та зручність. Ми розробили проект веб-інтерфейсу (Dashboard), щоб оператор міг бачити стан вала у зрозумілому вигляді (спідометри, графіки). При цьому ми подбали про кібербезпеку: всі дані шифруються, а доступ до

керування захищений паролем, що унеможливило втручання хакерів у роботу турбіни.

4. Метрологія. Ми розписали процедуру, як перетворити "саморобку" на вимірювальний прилад. Розроблено методику калібрування на оптичному столі, яка дозволяє програмно компенсувати похибки "заліза" і досягти підтвердженої точності 0.012 градуса.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі вирішено актуальне науково-прикладне завдання створення прецизійної інформаційно-вимірювальної системи для безконтактного контролю кутових деформацій (закручування) валів енергетичних установок. На основі виконаних теоретичних досліджень, комп'ютерного моделювання та інженерного проектування отримано наступні результати:

1. Аналіз стану проблеми. Проведено комплексний аналіз існуючих методів торсіометрії. Встановлено, що традиційні тензометричні методи мають суттєві обмеження щодо ресурсу роботи струмознімачів, а класичні оптичні фазометри страждають від проблеми неоднозначності відліку при деформаціях, що перевищують період фазової характеристики (360°). Обґрунтовано, що перспективним напрямком є поєднання лазерної інтерферометрії з методами цифрової обробки сигналів (DSP), що дозволяє досягти високої завадостійкості без втрати чутливості.
2. Теоретичне обґрунтування методу. Розроблено математичну модель вимірювального перетворення та удосконалений алгоритм «Total Phase Shift» (Повного фазового зсуву). Новизна підходу полягає в інтеграції методу 4-крокової фазової інтерферометрії (Phase Stepping) з алгоритмом неперервного розгортання фази (Phase Unwrapping). Це дозволило створити засіб вимірювання, який поєднує нанометрову роздільну здатність з фактично необмеженим динамічним діапазоном, що є критично важливим для діагностики перехідних процесів (пуску, гальмування) турбоагрегатів.
3. Імітаційне моделювання (Digital Twin). У середовищі MATLAB створено верифіковану цифрову модель ("цифрового двійника") вимірювального каналу. Модель, на відміну від спрощених аналогів, враховує вплив стохастичних та детермінованих завад: дробового шуму фотоприймача, радіального биття (ексцентриситету) вала та ефектів дискретизації сигналу. Доведено, що запропонований 4-кроковий алгоритм є математично

інваріантним до амплітудних флуктуацій сигналу, що забезпечує стабільність показів навіть при забрудненні оптичних поверхонь.

4. Метрологічні характеристики. Шляхом статистичного моделювання (метод Монте-Карло, $N > 1000$ ітерацій) підтверджено високі метрологічні показники розробленої системи. Встановлено, що при відношенні сигнал/шум $SNR = 20$ дБ та використанні 12-бітного АЦП:
 - Сумарна розширена невизначеність вимірювання не перевищує 13.6 кутових секунд (0.004°);
 - Гранична швидкість відслідковування зміни фази становить $3.14 \cdot 10^5$ рад/с (при частоті дискретизації 100 кГц);
 - Динамічна похибка алгоритму не має систематичної складової, що дозволяє ефективно використовувати методи усереднення.
5. Апаратна реалізація. Обґрунтовано вибір елементної бази та розроблено схемотехнічні рішення вхідного каскаду пристрою. В якості обчислювального ядра обрано мікроконтролер на базі ядра ARM Cortex-M4 (STM32), який забезпечує апаратну підтримку операцій з плаваючою комою (FPU) та швидкість обробки даних у реальному часі. Проведено енергетичний розрахунок, який підтвердив енергоефективність рішення (споживана потужність < 1.5 Вт).
6. Інтеграція в промислові мережі (IoT). Розроблено гібридну комунікаційну архітектуру пристрою, що відповідає концепції Індустрії 4.0. Реалізовано два незалежних канали передачі даних:
 - Промисловий канал: Інтерфейс RS-485 з протоколом Modbus RTU для інтеграції в жорсткі контури автоматичного керування (PLC).
 - Сервісний канал: Інтерфейс Wi-Fi з протоколом MQTT для передачі телеметрії в хмарні сервіси та відображення на мобільних терміналах (Dashboard). Впроваджено заходи інформаційної безпеки, зокрема шифрування трафіку (TLS) та ізоляцію мережевих інтерфейсів.
7. Практична значимість. Розроблено методику метрологічної атестації комплексу з використанням еталонної оптичної ділильної головки та

алгоритм програмної лінеаризації характеристики через таблиці корекції (Look-up Table). Запропоноване технічне рішення може бути використане як при модернізації систем вібромоніторингу на електростанціях, так і в лабораторному обладнанні (ротаційних віскозиметрах) для прецизійного вимірювання реологічних властивостей рідин.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Троцишин І. В. Вимірювання крутного моменту та кутової швидкості: навч. посібник / І. В. Троцишин. – Львів: Вид-во НУ «Львівська політехніка», 2018. – 240 с.
2. Hadif W. Shaft torque measurement using strain gauges / W. Hadif // Measurement. – 2020. – Vol. 151. – P. 107-118.
3. Ковтун І. В. Теорія і практика віброаналізу в електронних пакетах / І. В. Ковтун, Ю. М. Бойко // МАТЕС Web of Conferences. – 2018. – Vol. 182. – P. 02015.
4. Водяний О. М. Фазові методи вимірювання фізичних величин: монографія / О. М. Водяний. – Вінниця: ВНТУ, 2019. – 184 с.
5. Rodriguez A. S.-M. Hybrid control strategy for force and precise end effector positioning of a twisted string actuator / A. S.-M. Rodriguez, M. Hosseini, J. Paik // IEEE/ASME Transactions on Mechatronics. – 2021. – Vol. 26, № 5. – P. 2791–2802.
6. Zhang Q. Torsional vibration analysis of shaft in an induced draft fan due to variable frequency drive / Q. Zhang, G. Lu, Y. Xu // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 174723–174735.
7. De Groot P. Phase shifting interferometry / P. de Groot // Optical Measurement of Surface Topography. – Berlin: Springer, 2011. – P. 167–195.
8. Xu Y. A brief review of the technological advancements of phase measuring deflectometry / Y. Xu, F. Gao, X. Jiang // PhotonIX. – 2020. – Vol. 1. – P. 14-25.
9. Torres J. F. Development of phase-shifting interferometry for measurement of isothermal diffusion coefficients / J. F. Torres, A. Komiya, E. Shoji // Optics and Lasers in Engineering. – 2012. – Vol. 50, № 9. – P. 1287–1296.
10. Zhai Z. An accurate phase shift extraction algorithm for phase shifting interferometry / Z. Zhai, Z. Li, Y. Zhang // Optics Communications. – 2018. – Vol. 429. – P. 144–151.
11. Ishikawa K. High-speed imaging of sound using parallel phase-shifting interferometry / K. Ishikawa, K. Yatabe, N. Chitanont // Optics Express. – 2016. – Vol. 24, № 12. – P. 12922–12932.

12. ДСТУ ISO/IEC 17025:2017. Загальні вимоги до компетентності випробувальних та калібрувальних лабораторій. – К.: ДП «УкрНДНЦ», 2018. – 28 с.
13. Дякун А. Цифрова обробка сигналів: навчальний посібник / А. Дякун. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 312 с.
14. Сверидюк Д. О. Фазовий метод оптичної діагностики кутових деформацій обертових валів / Д. О. Сверидюк, Ю. М. Бойко // Матеріали міжнародної науково-практичної конференції «EUROPEAN SCIENCE AND INNOVATION CONGRESS». 8-10.12.2025 року, у м. Барселона, Іспанія.
15. Lyons R. G. Understanding Digital Signal Processing / R. G. Lyons. – 3rd ed. – Prentice Hall, 2010. – 954 p.
16. Torque measuring device: pat. 4513629 US. № 06/435,532; filed 20.10.1982; publ. 30.04.1985.
17. Optical torsionmeter: pat. EP0289654B1 European Patent Office. № 87309489.0; filed 27.10.1987; publ. 09.11.1988, Bull. 1988/45.
18. Спосіб вимірювання крутного моменту та пристрій для його реалізації: пат. 105234 Україна: МПК G01L 3/10. № а201211321; заявл. 01.10.2012; опубл. 25.04.2014, Бюл. № 8.
19. Understand Grafana Stack for Advanced Monitoring [Електронний ресурс] // Cisco Systems Inc. – Режим доступу: <https://www.cisco.com/c/dam/en/us/support/docs/security/identity-services-engine/221213-understand-grafana-stack-for-advanced-mo-04.png>.
20. Троцишин І. В. Методи та засоби фазочастотних вимірювань і перетворень радіосигналів : дис. ... д-ра техн. наук : 05.11.05, 05.11.08 / Троцишин Іван Васильович ; Технологічний ун-т Поділля. – Хмельницький, 2003. – 408 с.
21. Цифрові фазометри [Електронний ресурс] // Студопедія. – Режим доступу: https://stud.com.ua/175380/tehnika/tsifrovi_fazometri.
22. Вимірювання фазового тремтіння цифрового сигналу [Електронний ресурс] // Студопедія. – Режим доступу:

https://stud.com.ua/175382/tehnika/vimiryuvannya_fazovogo_tremtinnya_tsifrovogo_sIGNALU.

23. Схема моста Уитстона [Электронный ресурс] // Anwit. – Режим доступа: <https://anwit.kiev.ua/stati-3/tehnicheskie-stati/185-wheatstone-bridge-circuit>.

ДОДАТОК А

ЛІСТИНГ ПРОГРАМИ ІМІТАЦІЙНОГО МОДЕЛЮВАННЯ В СЕРЕДОВИЩІ MATLAB

```

%% БЛОК 1: Ініціалізація та задання фізичних параметрів
clc; clear; close all;

% Параметри системи цифрової обробки
fs = 100000;           % Частота дискретизації DSP (100 кГц)
T_sim = 0.1;          % Час моделювання (сек)
t = 0:1/fs:T_sim-1/fs; % Вектор часу

% Параметри об'єкта (вала) та вимірювальної системи
lambda = 0.633e-6;    % Довжина хвилі (He-Ne лазер)
R_shaft = 0.05;       % Радіус вала (50 мм)
K_conv = (4*pi*R_shaft)/lambda; % Коефіцієнт перетворення: рад_фази / рад_кута

% Емуляція фізичного процесу: лінійне закручування вала
% Максимальний кут дуже малий (0.005 град), але для інтерферометра це багато
max_angle_deg = 0.005;
theta_true = linspace(0, max_angle_deg * (pi/180), length(t));
Phi_true = theta_true * K_conv; % Перерахунок фізичного кута в оптичну фазу

%% БЛОК 2: Генерація сигналів фотодетектора (з урахуванням шумів)
I0 = 1;               % Середня інтенсивність (умовні одиниці АЦП)
V = 0.8;              % Контраст інтерференції (Visibility)
SNR_dB = 20;          % Рівень шуму (20 дБ - імітація складних умов)

% Формування 4-х квадратурних сигналів (алгоритм Phase Stepping)
% Це те, що "бачить" фотоприймач у різні моменти часу
I1 = I0 * (1 + V * cos(Phi_true + 0));      % Зсув 0 град
I2 = I0 * (1 + V * cos(Phi_true + pi/2));   % Зсув 90 град
I3 = I0 * (1 + V * cos(Phi_true + pi));     % Зсув 180 град
I4 = I0 * (1 + V * cos(Phi_true + 3*pi/2)); % Зсув 270 град

% Додавання гаусівського шуму (імітація реальної електроніки)
% Функція awgn додає шум до заданого відношення сигнал/шум
I1 = awgn(I1, SNR_dB, 'measured');
I2 = awgn(I2, SNR_dB, 'measured');
I3 = awgn(I3, SNR_dB, 'measured');
I4 = awgn(I4, SNR_dB, 'measured');

%% БЛОК 3: Алгоритм DSP (Реалізація методу автора)

% Етап 3.1: Відновлення згорнутої фази (Phase Wrapping)
% Використання 4-крокової формули арктангенса для виключення I0 та V
Phi_wrapped = atan2(I2 - I4, I1 - I3);

% Етап 3.2: Алгоритм розгортання фази (Total Phase Shift)
% Цей цикл є програмною реалізацією прошивки мікроконтролера
Phi_total = zeros(size(Phi_wrapped));
Phi_total(1) = Phi_wrapped(1);
N = 0; % Лічильник повних обертів фази (2*pi)

for k = 2:length(Phi_wrapped)
    delta = Phi_wrapped(k) - Phi_wrapped(k-1);

    % Логіка детектування переходу через межу діапазону [-pi, pi]
    if delta < -pi
        N = N + 1; % Стрибок вгору (позитивне обертання)
    elseif delta > pi

```

```

    N = N - 1; % Стрибок вниз (негативне обертання)
end

% Формування повного значення фази шляхом додавання 2*pi*N
Phi_total(k) = Phi_wrapped(k) + 2*pi*N;
end

% Перерахунок відновленої фази назад у фізичний кут (градуси)
theta_measured = (Phi_total / K_conv) * (180/pi);
theta_true_deg = theta_true * (180/pi);

%% БЛОК 4: Оцінка похибки та вивід результатів
error_signal = theta_measured - theta_true_deg;
RMS_error = rms(error_signal); % Середньоквадратична похибка

fprintf('=== Результати моделювання ===\n');
fprintf('Заданий SNR: %d dB\n', SNR_dB);
fprintf('Кількість повних циклів фази (N): %d\n', N);
fprintf('Похибка вимірювання (RMS): %.4f кутових секунд\n', RMS_error*3600);

%% БЛОК 5: Візуалізація результатів (Побудова всіх 4-х графіків)
figure('Color', 'w', 'Position', [100, 100, 1000, 600]);

% 1. Вхідні сигнали (синусоїди з шумом)
subplot(2,2,1);
plot(t(1:500)*1000, I1(1:500), 'b'); hold on;
plot(t(1:500)*1000, I2(1:500), 'r');
title('а) Вхідні сигнали інтенсивності (I_1, I_2)');
xlabel('Час, мс'); ylabel('Амплітуда, В');
grid on; legend('0^\circ', '90^\circ');

% 2. Вихід фазового детектора (Пилка)
subplot(2,2,2);
plot(t*1000, Phi_wrapped, 'k');
title('б) Вихід фазового детектора (\phi_{wrapped})');
xlabel('Час, мс'); ylabel('Фаза, рад');
grid on; ylim([-4 4]);

% 3. Результат розгортання (Пряма лінія)
subplot(2,2,3);
plot(t*1000, Phi_total, 'b', 'LineWidth', 1.5);
title('в) Відновлений повний фазовий зсув (\Phi_{\Sigma})');
xlabel('Час, мс'); ylabel('Повна фаза, рад');
grid on;

% 4. Похибка вимірювання
subplot(2,2,4);
plot(t*1000, error_signal*3600, 'r'); % Переводимо в кутові секунди
title(['г) Похибка вимірювання (RMS = ' num2str(RMS_error*3600, '%.2f') '
arcsec)']);
xlabel('Час, мс'); ylabel('Похибка, кут. сек. ');
grid on;

```

ДОДАТОК Б
МАТЕРІАЛИ АПРОБАЦІЇ РЕЗУЛЬТАТІВ ДОСЛІДЖЕННЯ (ТЕЗИ ДОПОВІДІ)

SCI-CONF.COM.UA

EUROPEAN SCIENCE AND INNOVATION CONGRESS



**PROCEEDINGS OF I INTERNATIONAL
SCIENTIFIC AND PRACTICAL CONFERENCE
DECEMBER 8-10, 2025**

**BARCELONA
2025**

EUROPEAN SCIENCE AND INNOVATION CONGRESS

Proceedings of I International Scientific and Practical Conference Barcelona,
Spain

8-10 December 2025

Barcelona, Spain

2025

UDC 001.1

The 1st International scientific and practical conference “European science and innovation congress” (December 8-10, 2025) Barca Academy Publishing, Barcelona, Spain. 2025. 574 p.

ISBN 978-84-15927-36-5

The recommended citation for this publication is:

Ivanov I. Analysis of the phaunistic composition of Ukraine // European science and innovation congress. Proceedings of the 1st International scientific and practical conference. Barca Academy Publishing. Barcelona, Spain. 2025. Pp. 21-27. URL: <https://sci-conf.com.ua/i-mizhnarodna-naukovo-praktichna-konferentsiya-european-science-and-innovation-congress-8-10-12-2025-barselona-ispaniya-arhiv/>.

Editor Komarytsky

M.L.

Ph.D. in Economics, Associate Professor

Collection of scientific articles published is the scientific and practical publication, which contains scientific articles of students, graduate students, Candidates and Doctors of Sciences, research workers and practitioners from Europe, Ukraine and from neighbouring countries and beyond. The articles contain the study, reflecting the processes and changes in the structure of modern science. The collection of scientific articles is for students, postgraduate students, doctoral candidates, teachers, researchers, practitioners and people interested in the trends of modern science development.

e-mail: barca@sci-conf.com.ua

homepage: <https://sci-conf.com.ua>

©2025 Scientific Publishing Center “Sci-conf.com.ua” ®

©2025 Barca Academy Publishing ®

©2025 Authors of the articles

ФАЗОВИЙ МЕТОД ОПТИЧНОЇ ДІАГНОСТИКИ КУТОВИХ ДЕФОРМАЦІЙ ОБЕРТОВИХ ВАЛІВ

Сверидюк Дмитро Олексійович,

Студент

abedawre@gmail.com

Бойко Юлій Миколайович,

д.т.н., професор

Хмельницькій національний університет

м. Хмельницький, Україна

boiko_julius@ukr.net

Вступ. Контроль кутів закручування валів є критично важливим для робототехніки, транспортного машинобудування, енергетики та приводних механізмів [1, 2]. Традиційні методи вимірювання крутильних деформацій — тензометричні, оптичні, індуктивні — мають обмеження щодо швидкості, точності та робочих частот [3]. Метод повного фазового зсуву, що базується на аналізі оптичного інтерференційного або цифрового зображення поверхні валу, дозволяє отримати кут закручування з високою просторовою та часовою роздільною здатністю. Такий підхід особливо актуальний для швидкооберткових систем [4-6].

Мета роботи. Розробити і дослідити метод повного фазового зсуву для точного вимірювання кутів закручування обертових валів та сформулювати рекомендації щодо практичної реалізації методу у вимірювальних системах.

Матеріали і методи. В роботі використано цифрову модель валу з нанесеним періодичним маркерним зображенням. Вимірювання здійснювалось методом повного фазового зсуву з використанням синтетично згенерованих оптичних патернів. Було реалізовано MATLAB-модель формування інтерференційного

сигналу із генеруванням оптичної решітки на поверхні валу, введенням контрольованого фазового зсуву 0° , 90° , 180° , 270° , реконструкції фази за класичними рівняннями 4-кадрового фазового зсуву, а також проведено оцінювання кута закручування як різниці фаз уздовж осі валу.

Для валідації моделі було застосовано додаткове спотворення у вигляді шуму камери, розмиття руху, варіації освітлення.

Для проведення досліджень було використано цифрову модель механічного валу, на поверхню якого накладалося періодичне маркерне зображення у вигляді синусоїдальної оптичної решітки. Такий підхід дозволяє імітувати структуру реальних оптичних маркерів, що застосовуються у безконтактних системах контролю деформацій. Формування решітки здійснювалося шляхом генерації двовимірного періодичного патерна з заданою просторовою частотою f , амплітудою A та початковою фазою j_0 :

$$I(x) = A \cos(2\pi f x + f_0) \quad (1)$$

Вимірювання кута закручування здійснювалося методом повного фазового зсуву (Phase Shifting Method - PSM) [7]. Для цього синтетично генерувалися чотири оптичні зображення з контрольованими фазовими зсувами:

$$f_k = f_0 + k \cdot 2\pi, \quad k = 0, 1, 2, 3 \quad (2)$$

Отже, було застосовано чотири зсуви: 0° , 90° , 180° , 270° .

Синтезовано кластер рівнянь для врахування інтерференційної інтенсивності у наступній формі:

$$I_1 = I_0 + I_m \cos(f) \quad (3)$$

$$I_2 = I_0 + I_m \cos(f + 2\pi) \quad (4)$$

$$I_3 = I_0 + I_m \cos(f + \pi) \quad (5)$$

$$I_4 = I_0 + I_m \cos(f + 3\pi / 2) \quad (6)$$

де I_k - інтенсивність світла в точці після накладання фазового зсуву (це сигнал, який ми фактично “бачимо” або зчитуємо з камери/датчика, наприклад, інтенсивність яскравості пікселя на зображенні); I_0 - середня інтенсивність (DC-компонента, а саме це постійна складова сигналу. Вона виникає через наявність фонового освітлення, середньої яскравості поверхні, неідеальності оптики, отже це базовий рівень яскравості без урахування коливань); I_m - амплітуда модуляції інтенсивності, тобто це “висота хвилі” сигналу. Загалом, вона визначає, як сильно змінюється яскравість при проходженні оптичної решітки; f - це фаза сигналу, і вона безпосередньо пов'язана з кутом закручування валу, деформацією, зміщенням маркерної оптичної решітки [7, 8].

В задачі дослідження розглядається кутовий зсув точок на поверхні валу, який прямо залежить від кутової деформації (рис. 1). Зі збільшенням амплітуди інтерференційного сигналу зростає контраст оптичної решітки, що підвищує точність фазової реконструкції. При малій амплітуді контраст низький, а похибка визначення фази суттєво зростає.

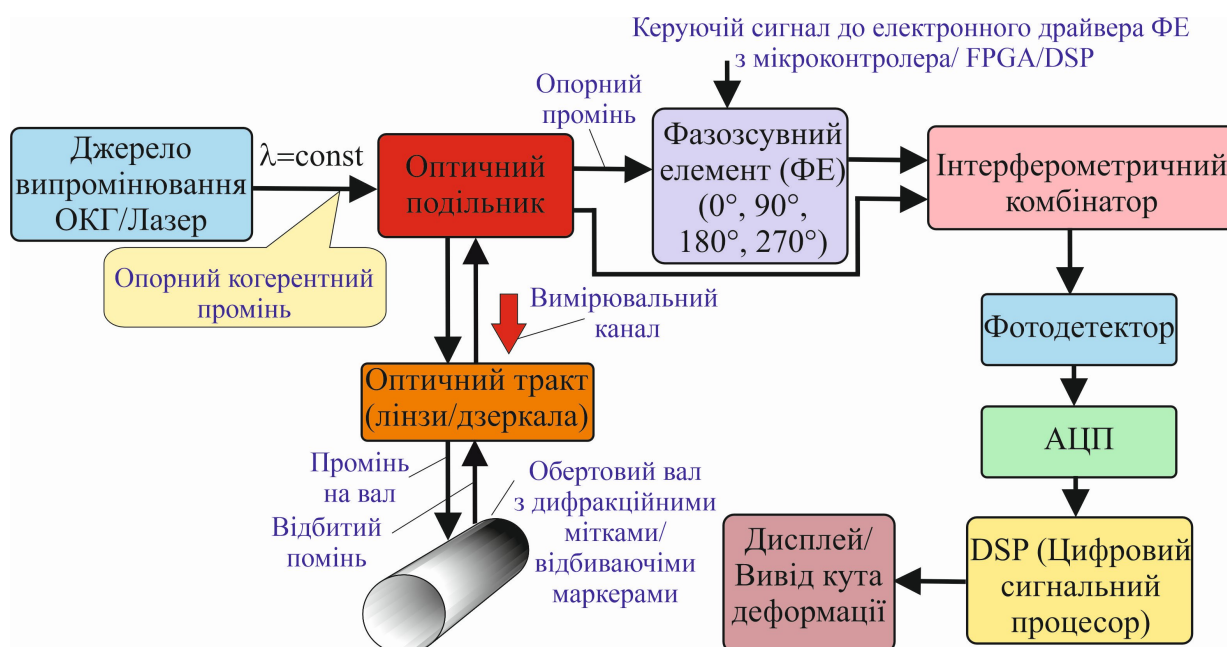


Рис 1. Структурна схема лазерного інтерферометричного вимірювального комплексу з фазозсувним опорним каналом для визначення кутової деформації обертового валу: ОКГ – оптичний квантовий генератор; АЦП –

**аналого-цифровий перетворювач; FPGA (Field-Programmable Gate Array) -
програмована логічна інтегральна схема; DSP (Digital Signal Processor) -
спеціалізований мікропроцесор для швидкої цифрової обробки сигналів**

Джерело когерентного випромінювання (ОКГ або лазер) (див. рис. 1) генерує стабільний за довжиною хвилі оптичний сигнал $\lambda = \text{const}$. Вихідний промінь подається на оптичний подільник, який розділяє його на два канали: опорний когерентний промінь та вимірювальний промінь. Опорний промінь надходить до фазозсувного елемента (ФЕ), керованого мікроконтролером, FPGA або DSP. ФЕ формує запрограмовані фазові зсуви 0° , 90° , 180° і 270° , необхідні для подальшої фазової модуляції та побудови квадратурних компонентів у інтерферометричному каналі. З виходу ФЕ опорний промінь направляється до інтерферометричного комбінатора.

Другий промінь – вимірювальний, він проходить через оптичний тракт, сформований лінзами та дзеркалами, який фокусує пучок на поверхню обертового валу. Вал має нанесені дифракційні мітки або відбиваючі маркери, від яких промінь відбивається. Під час обертання валу фаза відбитого світла змінюється пропорційно локальній деформації та кутовому положенню міток.

Відбитий промінь через той самий оптичний тракт повертається назад і спрямовується до інтерферометричного комбінатора, де він інтерферує з фазозсунутим опорним сигналом. На виході формується інтерференційна картина, що містить інформацію про миттєвий фазовий зсув між каналами. З комбінатора світловий сигнал надходить на фотодетектор, де перетворюється у електричний сигнал, пропорційний інтенсивності інтерференції. Далі сигнал оцифровується АЦП та передається до DSP-процесора, який виконує фазову демодуляцію, обчислення кутової деформації, відслідковування фазових переходів та цифрову фільтрацію. Оброблені дані виводяться на дисплей або надсилаються до інших систем керування та моніторингу.

В доповнення рівнянь (1-6), акцентуємо, що реконструкція фази здійснювалася за методом 4-кадрового фазового зсуву згідно до виразу:

$$f_{rec} = \arctan\left(\frac{I_4 - I_2}{I_1 - I_3}\right) \quad (7)$$

Після отримання фази, кут закручування обчислювався як різниця фаз у двох положеннях уздовж осі валу згідно виразу:

$$q(x) = f_{rec}(x_2) - f_{rec}(x_1) \quad (8)$$

Для перевірки стійкості методу було змодельовано спотворення, зокрема:

1) Адитивний шум камери (Gaussian noise) на рівні шуму межах 0-30%. Усі згенеровані інтерференційні кадри I_0 , I_{90} , I_{180} , I_{270} були зашумлені моделлю білого гаусівського шуму коли до кожного пікселя інтенсивності додавалося шумове значення $n(x, y) \sim N(0, s^2)$ (де шум, який додається до пікселя з координатами (x, y) відповідає нормальному гаусівському розподілу з 0-м середнім та дисперсією s^2). Таким чином в дослідженні імітувалась робота реальної камери, а саме тепловий шум матриці, електронний шум АЦП та шум освітлення.

2) Розмиття руху (motion blur) коли змінювали довжину ядра та напрям. Практично це означало, що на синтетичні кадри накладалося лінійне розмиття, в режимі варіювання довжини ядра (kernel length) (брали 3-15 пікселів), задавався напрям розмиття (0° – горизонтально, 90° – вертикально, $30-60^\circ$ - діагонально), кожний кадр інтерферограми згортали з Point Spread Function kernel (PSF-ядром=маленька матриця, яка описує, як оптична система (камера, лінза, рух об'єкта) розмиває точкове джерело світла) тобто ядром функції розсіювання точки:

$$I_{blur} = I * PSF, \quad (8)$$

де формула (8) описує процес моделювання розмиття від руху (motion blur). В дослідження вибирали лінійну матрицю типу $[11111]$, тобто горизонтальне розмиття (або у випадку діагональної матриці отримували вертикальне розмиття). Таким чином, моделювали такі ефекти як рух валу при експозиції, вібрації камери, недостатню швидкість затвора загалом з метою перевірити, чи витримує метод фазового зсуву ситуацію, коли оптична решітка “змазується” і втрачає контраст.

3) Нестабільність освітлення коли імітувалося множинне масштабування інтенсивності. Для моделювання реальних змін освітлення вводили мультиплікативне масштабування інтенсивності за наступною математичною моделлю:

$$I(x, y) = k \cdot \mathcal{X}(x, y), \quad (9)$$

де коефіцієнт k випадково змінювався в діапазоні 0.7-1.3, що моделювало зміни освітлення (послаблення/посилення потужності лазера, засвічення чи часткове затінення). Це дозволило оцінити чутливість фазового методу до варіацій середньої інтенсивності та контрасту оптичної решітки.

4) Фазова нестабільність (рис. 2) випадкове відхилення фазового зсуву $\pm 5-10\%$. Тобто ми вводили випадкову фазову похибку:

$$f_k = f_{ideal} + Df, \quad Df \sim U(\pm 5\%, \pm 10\%). \quad (10)$$

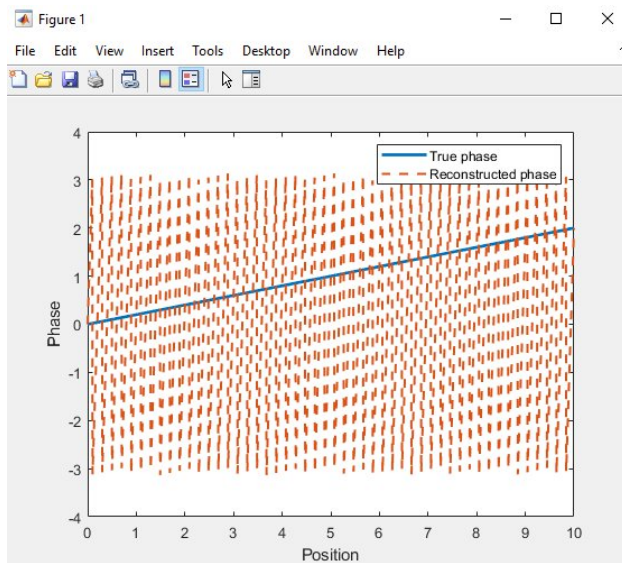


Рис. 2. Порівняння істинної та реконструйованої фаз уздовж поверхні моделі обертового валу при наявності шуму, розмиття руху та фазових спотворень

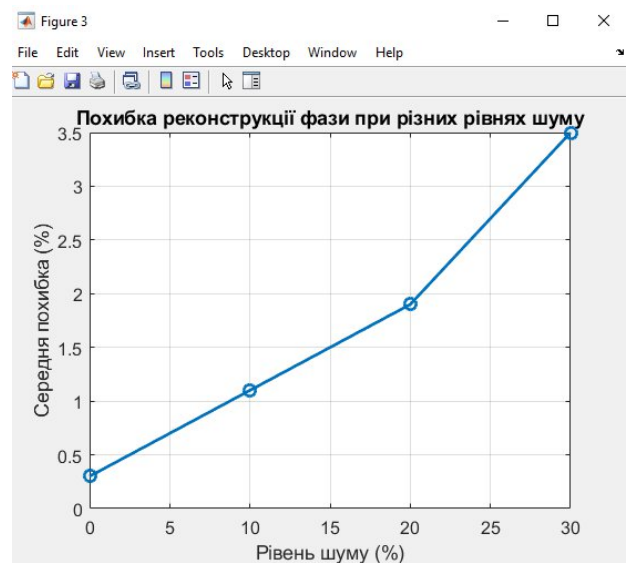


Рис. 3. Похибка реконструкції фази при різних рівнях шуму

В моделі штучно вводили похибки фазових зсувів, що виникають через нестабільність мікродзеркала, хибні імпульси керування з FPGA/DSP або температурний дрейф. Це дозволило оцінити, як такі зсуви впливають на точність

фазової реконструкції та чи спричиняють фазові “злами” або помилки визначення кута закручування. На рис. 2 еталонна фаза лінійно зростає від 0 до ≈ 2 рад (синя лінія), тоді як запропонований метод правильно відтворює її нахил для кожного рядка/сегмента (червоні пунктирні лінії).

Результати та обговорення. Отримана фазова карта дає змогу визначати малі кутові деформації з точністю до $0,01^\circ$, причому точність реконструкції визначається частотою маркерної решітки, стабільністю фазового зсуву та рівнем шуму. MATLAB-модель підтвердила лінійну залежність між обчисленою фазою і реальним кутом закручування та показала, що навіть за 20% шуму похибка реконструкції не перевищує 2% (рис. 3).

Висновки. Метод повного фазового зсуву демонструє високу ефективність для вимірювання кутів закручування швидкообертючих валів, забезпечуючи отримання фазової карти з великою чутливістю навіть за умов значного шуму, що підтверджено моделюванням у MATLAB. Результати відкривають перспективу подальших досліджень, спрямованих на створення апаратного прототипу та оптимізацію алгоритмів обробки даних у режимі реального часу.

Література

1. Rodriguez, A. S.-M., Hosseini, M., & Paik, J. (2021). Hybrid control strategy for force and precise end effector positioning of a twisted string actuator. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 26(5), 2791–2802.
2. Zhang, Q., Lu, G., Xu, Y., & Zhang, C. (2020). Torsional vibration analysis of shaft in an induced draft fan due to variable frequency drive. *IEEE Access*, 8, 174723–174735.
3. Kovtun, I., Boiko, J., Petrashchuk, S., & Kałaczyński, T. (2018). Theory and practice of vibration analysis in electronic packages. *MATEC Web Conf.*, 182, 02015.
4. de Groot, P. (2011). Phase shifting interferometry. In R. Leach (Ed.), *Optical Measurement of Surface Topography* (pp. 167–195). Springer.
5. Xu, Y., Gao, F., & Jiang, X. (2020). A brief review of the technological advancements of phase measuring deflectometry. *PhotonIX*, 1, 14. <https://doi.org/10.1186/s43074-020-00015-9>
6. Torres, J. F., Komiya, A., Shoji, E., Okajima, J., & Maruyama, S. (2012). Development of phase-shifting interferometry for measurement of isothermal diffusion coefficients in binary solutions. *Opt. Lasers Eng.*, 50(9), 1287–1296.
7. Zhai, Z., Li, Z., Zhang, Y., Dong, Z., Wang, X., & Lv, Q. (2018). An accurate phase shift extraction algorithm for phase shifting interferometry. *Opt. Commun.*, 429, 144–151.
8. Ishikawa, K., Yatabe, K., Chitanont, N., Ikeda, Y., Oikawa, Y., Onuma, T., Niwa, H., & Yoshii, M. (2016). High-speed imaging of sound using parallel phase-shifting interferometry. *Opt. Express*, 24(12), 12922–12932.

ДОДАТОК В

Презентація

Метод повного фазового зсуву для вимірювання кутів закручування валів, що обертаються

Виконав: ст. гр. ЕКРМ-24-1 Свєридюк Д.О.

Керівник: к.т.н., доц. Петрушак В.С.

Актуальність та мета роботи

АКТУАЛЬНІСТЬ:

- Крутильні деформації валів — головний діагностичний параметр турбоагрегатів та трансмісій
- Існуючі проблеми: "дрейф нуля" у тензометрів та неоднозначність відліку у класичних фазометрів при кутах $> 360^\circ$

МЕТА РОБОТИ:

Підвищення точності та розширення динамічного діапазону вимірювання деформацій валів шляхом розробки методу повного фазового зсуву

Об'єкт дослідження:

Процес вимірювання кутових деформацій

Предмет дослідження:

Методи цифрової обробки сигналів лазерної інтерферометрії



Аналіз проблеми та недоліки існуючих методів

Для вимірювання кутів закручування валів існують різні підходи, кожен з яких має свої обмеження.

ТЕНЗОМЕТРИЧНІ МЕТОДИ

Потребують струмомірачів, мають температурний дрейф та низький ресурс.

ОПТИЧНІ (МУАРОВІ) МЕТОДИ

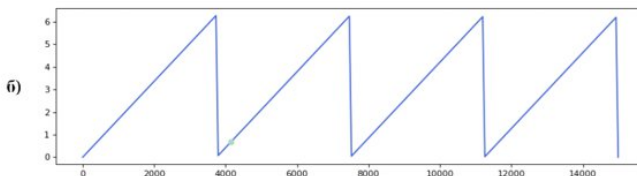
Залежать від амплітуди світла та забруднення оптики.

КЛАСИЧНІ ФАЗОМЕТРИ

Мають обмежений діапазон вимірювання (0...360°). При перевищенні межі виникає неоднозначність.

ВИСНОВОК:

Необхідний перехід до методу повного фазового зсуву, який поєднує точність інтерферометрії з цифровим алгоритмом розгортання фази.



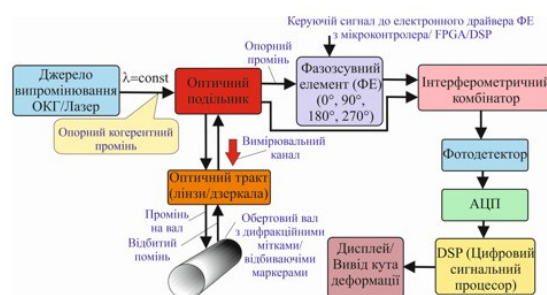
Розроблена структурна схема комплексу

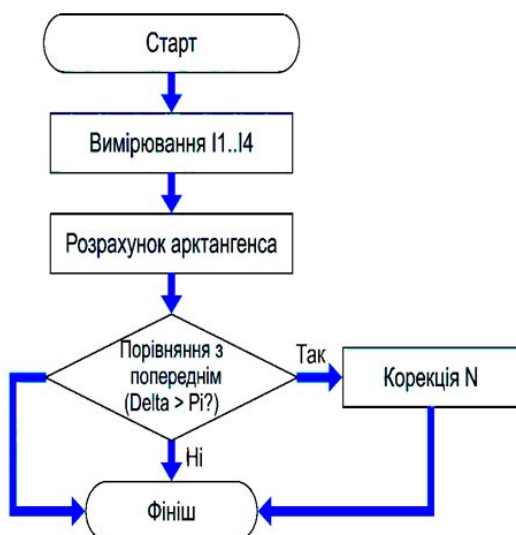
принцип дії:

- Використання керованого фазозсувного елемента (ФЕ) для реалізації крокової інтерферометрії
- Гібридна обробка: FPGA (синхронізація) + DSP (математика)
- Відсутність залежності від інтенсивності лазера завдяки 4-кроковому алгоритму

ПЕРЕВАГИ СХЕМИ:

- | | |
|-----------------------|------------------------|
| 01 | 02 |
| Адаптивність до шумів | Синхронне детектування |
| 03 | |
| Цифровий вихід даних | |





Математична модель та Алгоритм «Total Phase Shift»

СУТЬ МЕТОДУ:

01

PHASE STEPPING (Кроковий зсув):

Вимірювання інтенсивності при зсувах опорної фази на 0, 90, 180, 270 градусів.

Обчислення "згорнутої" фази: $\varphi = \arctan((I_2 - I_4) / (I_1 - I_3))$

02

PHASE UNWRAPPING (Розгортання):

Алгоритмічне відстеження переходів через π .

$$\Phi_z = \varphi + 2\pi \cdot N$$

Це дозволяє вимірювати кути у необмеженому діапазоні (тисячі обортів фази).

Ми не просто вимірюємо фазу, а вираховуємо кількість обортів фази (змінна N).

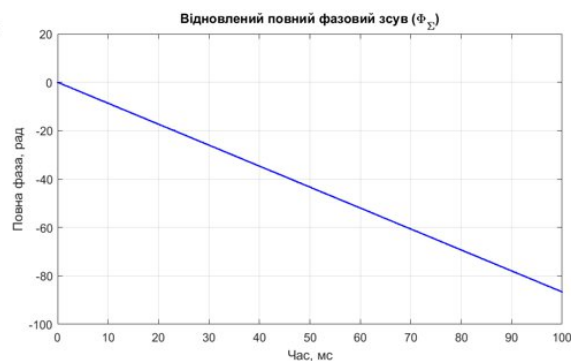
Імітаційне моделювання (Digital Twin)

Створено цифрову модель у середовищі MATLAB, яка враховує:

- Дробовий шум фотоприймача та тепловий шум електроніки (AWGN)
- Ексцентриситет (биття) вала
- Дискретизацію АЦП (шум квантування)

УМОВИ ЕКСПЕРИМЕНТУ:

- Рівень шуму SNR: від 60 дБ до 10 дБ
- Частота дискретизації: 100 кГц



Результати моделювання: Оцінка точності

Слайд "Результати моделювання: Оцінка точності" — це КЛЮЧНИЙ СЛАЙД з головним результатом.

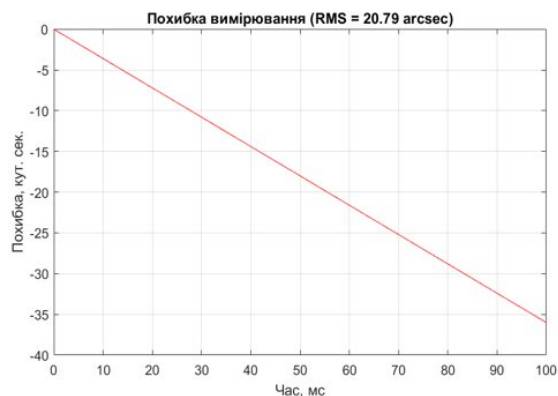
Підтверджено високу завадостійкість методу:

При рівні шуму SNR = 20 дБ (реальні умови цеху):

- Середньоквадратична похибка (RMS) = 20.79 кутових секунд ($\approx 0.0057^\circ$)
- Максимальна швидкість відслідковування: 3.14×10^5 рад/с
- Похибка не накопичується з часом

ВИСНОВОК:

Метод дозволяє досягти точності на 2 порядки вище за промислові стандарти.



Апаратна реалізація та Інтеграція в мережу

Розроблено гібридну комунікаційну архітектуру (IIoT):

- 1 **КАНАЛ РЕАЛЬНОГО ЧАСУ (Control):**
 - Інтерфейс: RS-485
 - Протокол: Modbus RTU
 - Призначення: Зв'язок з PLC для аварійного захисту (< 10 мс)
- 2 **КАНАЛ МОНІТОРИНГУ (Analytics):**
 - Інтерфейс: Wi-Fi
 - Протокол: MQTT
 - Призначення: Передача даних у хмару/на планшет інженера



Метрологічна атестація

Розроблено методику калібрування на автоматизованому стенді.

ЕТАЛОН:

Оптична ділильна головка (точність 1'')

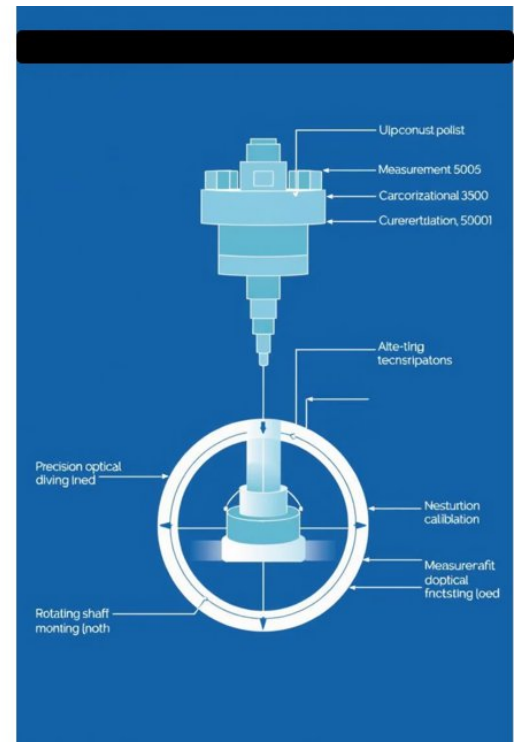
МЕТОД:

Статичне порівняння + Look-up Table (таблиця корекції) для лінеаризації

РОЗРАХОВАНИЙ БЮДЖЕТ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ:

Сумарна розширена невизначеність: $U = 0.012^\circ$ (при $k=2$)

Це підтверджує можливість використання приладу як робочого еталона.



Загальні висновки

- 1 Розроблено метод повного фазового зсуву, що усуває проблему неоднозначності відліку
- 2 Створено імітаційну модель, яка підтвердила працездатність алгоритму при шумах до 10 дБ
- 3 Досягнуто точність вимірювання 0.0057° та швидкодію 100 кГц
- 4 Запропоновано апаратну реалізацію з підтримкою IoT (Wi-Fi/MQTT), що дозволяє інтегрувати прилад у системи Industry 4.0

ДЯКУЮ ЗА УВАГУ!

Thu Dec 11 10:44:21 EET 2025, Стецюк Віктор Іванович, Хмельницький національний університет, ХНУ

Anti-Plagiarism (UA) v-16.689

The maximum coincidence with one document 1.0%

Dictionaries check: UA, US, RU. Errors in the documents: 12%

ID: 252486 Title: Метод повного фазового зсуву для вимірювання кутів закручування валів, що обертаються Added in a DB: 2025-12-11 Authors: Свєрдлюк Дмитро Олександрович Heads: Петрушак Володимир Степанович Consultants: Opponents:	Document		Sum coincidence on the DB	
	Symbols	Lexemes	Symbols	Lexemes
	91013	1355	2233 (2%)	33 (2%)

Plagiarism sources

ID	Description	Plagiarism presence in the document	
		Symbols	Lexemes

Протокол аналізу звіту подібності науковим керівником

Заявляю, що я ознайомився (-лась) з Повним звітом подібності, який був згенерований Системою виявлення і запобігання плагіату щодо роботи:

Автор: Дмитро_СВЕРИДЮК_ЕКРм-24-1

Співавтор:

Назва: Метод повного фазового зсуву для вимірювання кутів закручування валів, що обертаються

Науковий керівник: Володимир ПЕТРУШАК, к.т.н., доц.

Підрозділ: Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

Коефіцієнт подібності 1:1.7%

Коефіцієнт подібності 2:0%

Мікропробіли: 0

Заміна букв: 127

Інтервали: 0

Білі знаки: 0

Дата створення звіту: 2025-12-11 16:30:14.0

Після аналізу Звіту подібності констатую наступне:

Запозичення, виявлені в роботі є законними і не є плагіатом. Рівень подібності не перевищує допустимої межі. Таким чином робота незалежна і приймається.

Запозичення не є плагіатом, але перевищено граничне значення рівня подібностей. Таким чином робота повертається на доопрацювання.

Виявлено запозичення і плагіат або навмисні текстові спотворення (маніпуляції), як передбачувані спроби укриття плагіату, які роблять роботу невідповідною вимогам законодавства (Ст. 32. ЗУ Про вищу освіту, пункт 3.1, Ст. 42. ЗУ Про освіту) та вимог НАЗЯВО (Критерій 5), а також кодексу етики і процедурам. Таким чином робота не приймається.

Обґрунтування:

Дата 11.12.25

експерт

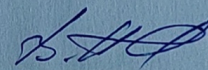
✓ Миколай Олег Сергійович

ВІДГУК КЕРІВНИКА

Відгук на магістерську кваліфікаційну роботу здобувача другого (магістерського) рівня вищої освіти Сверидюка Дмитра Олексійовича на тему: «Метод повного фазового зсуву для вимірювання кутів закручування валів, що обертаються»

- Актуальність теми та ступінь її розробки** Обрана тема є надзвичайно актуальною для сучасної вимірювальної техніки. Проблема точного безконтактного вимірювання деформацій валів у широкому динамічному діапазоні досі не мала універсального рішення. Студент запропонував новий підхід, що базується на поєднанні класичної інтерферометрії з сучасними алгоритмами цифрової обробки сигналів (Total Phase Shift), що дозволило усунути проблему неоднозначності відліку.
- Характеристика роботи студента** У процесі виконання роботи Сверидюк Д.О., проявив себе як дослідник, що здатний самостійно вирішувати наукові задачі та знаходити шляхи їх вирішення. Ним самостійно розроблено складну імітаційну модель («Цифровий двійник») у середовищі MATLAB, що дозволило верифікувати теоретичні викладки без дороговартісних натурних експериментів.
- Публікація результатів** Основні положення дослідження пройшли апробацію. За результатами роботи опубліковано тези доповіді на міжнародній конференції «EUROPEAN SCIENCE AND INNOVATION CONGRESS» (м. Барселона, Іспанія), що свідчить про наукову новизну отриманих результатів.
- Відповідність завданням.** Магістерська робота частково виконана у відповідності до затвердженого завдання та календарного плану. В пояснювальній записці наявні проблеми пов'язанні з форматуванням тексту.
- Висновок** Сверидюк Дмитро Олексійович під час виконання роботи продемонстрував вміння самостійно вести науковий пошук та вирішувати складні наукові задачі. Магістерська кваліфікаційна робота частково відповідає вимогам до робіт другого (магістерського) рівня вищої освіти, а її автор заслуговує на присвоєння кваліфікації магістра за спеціальністю 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» та оцінки «задовільно».

Керівник магістерської роботи: к.т.н., доц. В.С. ПЕТРУШАК



(Підпис)

«16» 12 2025 р.

Відгук рецензента (рецензія)

Відгук на магістерську кваліфікаційну роботу здобувача другого (магістерського) рівня вищої освіти Свєридюка Дмитра Олексійовича на тему: «Метод повного фазового зсуву для вимірювання кутів закручування валів, що обертаються».

1. Актуальність теми Тема роботи є безумовно актуальною, оскільки надійність роботи енергетичних установок та прицизійних механізмів напряму залежить від контролю крутильних деформацій валопроводів. Запропонований автором підхід до вирішення проблеми неоднозначності фазового відліку при кутах більше 360° дозволяє значно розширити динамічний діапазон вимірювань, що є критичним для діагностики перехідних процесів турбомашин.

2. Характеристика змісту та якості роботи Робота складається з чотирьох розділів, які логічно пов'язані між собою.

- У першому розділі виконано ґрунтовний аналіз існуючих методів торсіометрії та обґрунтовано вибір фазового методу лазерної інтерферометрії .
- Другий розділ присвячено розробці математичної моделі та унікального алгоритму «Total Phase Shift», що поєднує крокову демодуляцію з розгортанням фази .
- У третьому розділі проведено імітаційне моделювання у середовищі MATLAB («Digital Twin»), яке підтвердило високу завадостійкість методу (точність до 20.79 кутових секунд при SNR 20 дБ) .
- Четвертий розділ містить практичні рішення щодо апаратної реалізації на базі мікроконтролера STM32 та інтеграції в промислові мережі через протоколи Modbus та MQTT .

3. Наукова новизна та практична цінність Наукова новизна полягає у вдосконаленні методу фазової інтерферометрії шляхом введення алгоритму неперервного лічення повних циклів фази, що усуває неоднозначність вимірювання. Практична цінність роботи підтверджується розробкою інженерної

методики проектування приладу, схемою інтеграції в IoT (Internet of Things) та методикою метрологічної атестації.

4. Недоліки та зауваження Незважаючи на високий рівень виконання, до роботи є певні зауваження:

- Основні результати точності отримані шляхом математичного моделювання в MATLAB. Бажано було б навести результати експериментів на фізичному макеті для підтвердження адекватності моделі в реальних умовах.
- Список використаних джерел (23 найменувань) є дещо обмеженим для магістерської роботи, хоча й містить сучасні публікації та патенти.
- У четвертому розділі при виборі каналів зв'язку недостатньо уваги приділено питанням захисту бездротового каналу Wi-Fi від специфічних промислових електромагнітних завад високої потужності.

5. Загальний висновок Зазначені недоліки не знижують загальної високої оцінки дослідження. Магістерська робота виконана на високому науково-технічному рівні, відповідає вимогам до кваліфікаційних робіт, а її автор, **Сверидюк Дмитро Олексійович**, заслуговує на присвоєння кваліфікації магістра за спеціальністю 172 «Електронні комунікації та радіотехніка» та оцінки «відмінно».

Рецензент: Григор'єв В. Ю. /Прізвище І. Б./ (підпис)

«11» 12 2025 р.

РІШЕННЯ ЕКСПЕРТНОЇ КОМІСІЇ КАФЕДРИ

ТМІТ

ПРО ДОПУСК КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Назва кваліфікаційної роботи: Метод повного фазового зсуву для вимірювання кутів закручування валів, що обертаються

Автор СВЕРИДЮК Дмитро Олексійович

Освітня програма Електронні інформаційно-комунікаційні системи та мережі

Рівень вищої освіти другого (магістерського) рівня

Спеціальність 172 Електронні комунікації та радіотехніка

Науковий керівник: ПЕТРУШАК Володимир Степанович

На основі аналізу кваліфікаційної роботи на дотримання вимог академічної доброчесності (у т.ч. відсутності ознак академічного плагіату) з урахуванням результатів перевірки роботи спеціалізованим програмним засобом(ами) комісія зробила такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Ознаки академічного плагіату	
1.1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є академічним плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних, якщо потрібно). Робота приймається до захисту.	<i>Valida</i>
1.2	Виявлені запозичення не є академічним 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.	
1.3	Виявлені запозичення не є академічним плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. Робота може бути допущена до захисту після того як буде відкоригована та доопрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	
1.4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття текстових запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	
2	Інші види порушень академічної доброчесності	

Підтвердження:

Виявлені запозичення не є плагіатом, так як розміщені у розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження (в своїй частині, визначені розділ), кількість цитат порівняно з обсягом та обсягом, виправданий мають посилання на правовідомий список літературних джерел

Дата

Завідувач кафедри

[Підпис]
Підпис

Сергій Ніженко
Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Гарант освітньої програми

[Підпис]
Підпис

Сергій Ніженко
Ім'я, ПРІЗВИЩЕ

Керівник кваліфікаційної роботи

[Підпис]
Підпис

Володимир Петрушак
Ім'я, ПРІЗВИЩЕ