

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»

Факультет комп'ютерно-інтегрованих технологій, мехатроніки і робототехніки

Кафедра метрології та інформаційно-вимірювальної техніки

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до кваліфікаційної роботи

магістра

на тему: **Комп'ютеризована система для вимірювання кутової швидкості
рухомих об'єктів**

Виконав: студент 2 курсу, групи МТ-1м

Спеціальності: 152 «Метрологія та
інформаційно-вимірювальна техніка»

Криворучко М.Г.

(прізвище та ініціали)

Керівник: завідувач кафедри М та ІВТ

доктор технічних наук, професор

Подчашинський Ю.О.

(науковий ступінь, вчене звання, посада, прізвище та ініціали)

Рецензент: к.т.н., доцент

Ткачук А.Г.

(науковий ступінь, вчене звання, посада, прізвище та ініціали)

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
Факультет комп'ютерно-інтегрованих технологій, мехатроніки і робототехніки
Кафедра метрології та інформаційно-вимірювальної техніки

Спеціальність 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри метрології та
інформаційно-вимірювальної техніки
д.т.н., професор Подчашинський Ю.О.

« _____ » _____ 2023 р.

ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу магістра

Студент _____ Криворучко Максим Геннадійович

1. Тема роботи: Комп'ютеризована система для вимірювання кутової швидкості рухомих об'єктів

Керівник роботи: завідувач кафедри М та ІВТ, доктор технічних наук, професор Подчашинський Ю.О.

затверджена наказом по університету від « 09 » листопада 2023 р. № 648/с

2. Термін здачі закінченої роботи на кафедру « 17 » грудня 2023р.

3. Вихідні дані до роботи: об'єкт вимірювань - рухомий об'єкт, що здійснює обертальний рух, фізична величина - кутова швидкість, галузь застосування - проведення аналізу перехідних процесів та забезпечення контролю регульованої величини.

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які підлягають розробці) огляд та аналіз існуючих методів та інформаційно-вимірювальних систем вимірювання кутової швидкості, розробка структурної та електричної принципової схеми системи, вибір технічних засобів вимірювального каналу, розробка алгоритму та програми системи, огляд та вдосконалення методів алгоритмічної обробки вихідного сигналу, оцінка метрологічних характеристик системи.

5. Перелік графічного матеріалу структурна та електрична принципова схема комп'ютеризованої система для вимірювання кутової швидкості, блок-схема алгоритму роботи системи

6. Консультанти кваліфікаційної роботи магістра із зазначенням розділів роботи, що їх стосуються

Розділ	Консультант	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
1	Чепюк Л. О.		
2	Подчашинський Ю.О.		
3-4	Чепюк Л.О, Подчашинський Ю.О.		

7. Дата видачі завдання _____

Календарний план

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Огляд методів вимірювання кутової швидкості	01.10.23 – 05.10.23	Виконано
2	Аналіз існуючих засобів вимірювання	06.10.23 – 10.10.23	Виконано
3	Формулювання завдання кваліфікаційної роботи	25.10.23 – 09.11.23	Виконано
4	Розробка структурної схеми	11.10.23 – 15.10.23	Виконано
5	Вибір технічних засобів вимірювання каналу системи та розробка електричної принципової схеми	16.10.23 – 24.10.23	Виконано
6	Розробка програмно-алгоритмічного забезпечення	10.11.23 – 22.11.23	Виконано
7	Розробка метрологічного забезпечення	23.11.23 – 03.12.23	Виконано
8.	Оцінка метрологічних характеристик	04.12.23 – 10.12.23	Виконано
9	Оформлення пояснювальної записки та презентаційного матеріалу	11.12.23 – 17.12.23	Виконано

Студент

(підпис)

Криворучко М.Г.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Подчашинський Ю.О.

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Дана робота присвячена розробці комп'ютеризованої інформаційно-вимірювальної системи для вимірювання кутової швидкості рухомих об'єктів. Вона включає аналіз існуючих методів вимірювання, розробку структурної та електрично-принципової схеми, математичне моделювання вимірювального каналу, програмно-алгоритмічне та метрологічне забезпечення системи. Наукова новизна полягає в удосконаленні методів компенсації похибок вимірювального каналу, а практична цінність включає створення системи з відповідним програмним забезпеченням.

Ключові слова: комп'ютеризована інформаційно-вимірювальна система, кутова швидкість, рухомий об'єкт, електроніка, математичне моделювання, програмно-алгоритмічне забезпечення, метрологічне забезпечення.

ABSTRACT

The work is dedicated to the development of a computerized information-measuring system for measuring the angular velocity of moving objects. It includes an analysis of existing measurement methods, the development of a structural and electrical schematic, mathematical modeling of the measurement channel, software-algorithmic and metrological support of the system. The scientific novelty lies in the improvement of methods for compensating errors in the measurement channel, while the practical value involves the creation of a system with corresponding software.

Keywords: computerized information-measuring system, angular velocity, moving object, electronics, mathematical modeling, software-algorithmic support, metrological support.

ЗМІСТ

	ст.
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	7
ВСТУП	8
1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ	11
1.1. Огляд методів вимірювання кутової швидкості	11
1.1.1. Механічний метод	11
1.1.2. Електромагнітний метод	17
1.1.3. Оптичний метод	20
1.2. Аналіз існуючих засобів вимірювання	24
1.3. Порівняльна оцінка засобів вимірювання кутової швидкості	30
1.4. Висновки до розділу	32
2. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА СТРУКТУРНА СХЕМА КОМП'ЮТЕРИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ РУХУМИХ ОБ'ЄКТІВ	33
2.1. Вибір методу вимірювання кутової швидкості.....	33
2.2. Розробка структурної схеми комп'ютеризованої інформаційно- вимірювальної системи	38
2.3. Математична модель вимірювального каналу	40
2.4. Математична модель похибок лазерного гіроскопу	41
2.5. Висновок до розділу	44
3. ТЕХНІЧНІ ЗАСОБИ КОМП'ЮТЕРИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ РУХУМИХ ОБ'ЄКТІВ.....	45
3.1. Вибір апаратної бази для системи.....	45
3.1.1. Вибір мікроконтролера для управління системою.....	45

3.1.2. Вибір датчика кутової швидкості.....	49
3.2. Елементи візуального інтерфейсу та управління	52
3.2.1. Вибір індикатора	52
3.2.2. Вибір панелі керування	57
3.2.3. Вибір інтерфейсу для зв'язку з комп'ютером	58
3.3. Розробка електричної принципової схеми комп'ютеризованої інформаційно-вимірювальної системи та оцінка її швидкодії	60
3.4. Висновки до розділу	62
4. РОЗРОБКА МЕТРОЛОГІЧНОГО ТА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ КОМП'ЮТЕРИЗОВАНОЇ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ	63
4.1. Функціональна схема датчика кутової швидкості	63
4.2. Метрологічні характеристики системи	64
4.2.1. Статичні похибки	65
4.2.2. Динамічні похибки	66
4.3. Методи програмно-алгоритмічної обробки вихідного сигналу	71
4.3.1. Метод компенсації температурного дрейфу	71
4.3.2. Метод компенсації систематичного та випадкового дрейфу ..	73
4.4. Розробка алгоритму та програми роботи системи	81
4.5. Оцінка чутливості та похибки вимірювального каналу	86
4.6. Практичне використання та подальші перспективи	90
4.7. Висновки до розділу	91
ВИСНОВКИ	92
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ	93
ДОДАТКИ	97

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ДКШ – датчик кутової швидкості;

МК - масштабний коефіцієнт;

МЕМС - мікроелектромеханічна система;

АЦП - аналого-цифровий перетворювач;

КІВС - комп'ютеризована інформаційно-вимірювальна система;

ЛГ - лазерний гіроскоп;

РКІ - рідкокристалічний індикатор;

КЛГ - кільцевий лазерний гіроскоп;

МЛД - мікропотужне лазерне джерело;

РР - резонатор-розщеплювач;

ФП - фотоприймач;

ВСТУП

Актуальність теми. У сучасному світі науково-технічний розвиток постійно породжує нові технології, швидкість розробки яких значно залежить від успіхів у мікроелектроніці. Одним із найпопулярніших напрямків стала цифрова техніка, що використовується для створення, обробки та передачі електричних сигналів.

Цифрові пристрої активно застосовуються у багатьох галузях науки і техніки завдяки своїй енергоефективності, здатності адаптуватися до змін умов та стійкості до впливу перешкод. Розвиток вимірювальної техніки також пережив значні зміни, з'явилися інформаційно-вимірювальні системи, які поєднуються з обчислювальною технікою, мають високу точність та швидкодію.

Дані вимірювальні системи складаються з трьох основних частин: блоку чутливих елементів, блоків електроніки та мікроконтролерів, що реалізують вимірювання, обробку та формування вихідних сигналів в залежності від виконуваної функціональної задачі. Розробкою алгоритмів функціонування інформаційно-вимірювальних систем визначення параметрів руху об'єктів займаються вже досить давно і на сьогоднішній день можна сказати, що похибка вихідних сигналів даних систем визначається в основному похибкою показань чутливих елементів.

Існує безліч технологічних рішень для вимірювання кутової швидкості рухомих об'єктів, блоки чутливих елементів яких будуються на базі тахометрів, гіроскопів і акселерометрів. Але навіть у наш час активно ведуться нові дослідження у даному напрямку аби вдосконалити вже існуючі або створити нові підходи до вимірювань даної величини.

Це пов'язано з тим, що мікромеханічні акселерометри і гіроскопи, на даному етапі розвитку мають більш низьку стабільність масштабного коефіцієнту, більшу нелінійність вихідної характеристики, підвищений рівень шумів і більш вузький діапазон вимірювання;

Тому актуальною є покращення математичних моделей, що враховують особливості швидких та точних вимірювань, так і створення на їх основі поліпшених системи з якісними характеристиками.

Метою даної роботи є розробка комп'ютеризовано інформаційно-вимірювальної системи для вимірювання кутової швидкості рухомих об'єктів, що має підвищену точність.

Для досягнення даної мети необхідно вирішити наступні задачі:

- провести аналітичний огляд методів вимірювання;
- проаналізувати існуючі технічні рішення;
- розробити структурну схему КІВС;
- розробити електричну принципову схему КІВС;
- математичне моделювання вимірювального каналу КІВС;
- розробити програмно-алгоритмічне забезпечення КІВС;
- розробити метрологічне забезпечення КІВС;

Об'єкт дослідження – процеси вимірювання кутової швидкості на рухомому об'єкті.

Предмет дослідження – комп'ютеризовано інформаційно-вимірювальна системи для вимірювання кутової швидкості рухомих об'єктів.

Методи дослідження базуються на аналітичному виведенні рівнянь математичної моделі вимірювального каналу, використанні обчислювальних блоків у вимірювальному каналі, застосуванні методів моделювання з наступною обробкою отриманих результатів.

Наукова новизна даної роботи полягає в:

Удосконалено програмно-алгоритмічні методи компенсації похибок вимірювального каналу на основі виключення систематичного та випадкового дрейфу датчика кутової швидкості.

Практична цінність даної роботи полягає в:

Створено комп'ютеризовано інформаційно-вимірювальну систему для вимірювання кутової швидкості рухомих об'єктів з відповідним графічним

матеріалом у вигляд структурної, електричної принципової схеми. Розроблено програмно-алгоритмічне та метрологічне забезпечення системи.

Структура та обсяг роботи. Дана робота складається з анотації, вступу, 4 основних розділів, висновків, переліку використаних літературних джерел та додатків. Робота викладена на 96 сторінках основного тексту і містить 43 рисунків та 4 таблиці.

Публікації. За темою кваліфікаційної магістерської роботи було опубліковано 4 тези науково-практичної конференції:

Подчашинський Ю.О., Чепюк Л.О., Криворучко М.Г., Невмержицький В.С. Аналіз систем вимірювання кутової швидкості. Тези V Всеукраїнської науково-технічної конференції «Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення», 01–02 грудня 2022 р. – Житомир: "Житомирська політехніка", 2022. С. 340-342. Режим доступу: <https://conf.ztu.edu.ua/wp-content/uploads/2023/02/povnyy-tekst.pdf>

Подчашинський Ю.О., Чепюк Л.О., Криворучко М.Г. Wavelet-ряди для обробки сигналів вимірювальної інформації з дискретним часом. Тези V Всеукраїнської науково-технічної конференції «Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення», 01–02 грудня 2022 р. Житомир : "Житомирська політехніка", 2022. С. 338-340. Режим доступу: <https://conf.ztu.edu.ua/wp-content/uploads/2023/02/povnyy-tekst.pdf>

Подчашинський Ю.О., Чепюк Л.О., Криворучко М.Г. Аналіз похибок вимірювального каналу кутової швидкості. Тези XIII Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології», 30–31 березня 2023 р. Житомир : "Житомирська політехніка", 2023. С. 164-165. Режим доступу: <https://conf.ztu.edu.ua/wp-content/uploads/2023/06/povnyy-tekst.pdf>

Подчашинський Ю.О., Чепюк Л.О., Криворучко М.Г. Огляд методів вимірювання кутової швидкості // Тези VI Всеукраїнської науково-технічної конференції «Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення», 29-30 листопада 2023 р., м. Житомир. 2023 (тези в процесі друку).

1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ

1.1. Огляд методів вимірювання кутової швидкості

На сьогоднішній день існують різноманітні засоби вимірювання, які дозволяють точно визначити частоту обертання об'єкта відносно статичної осі протягом визначеного інтервалу часу. Одними з основних методів вимірювання кутової швидкості є механічний, електромагнітний та оптичний, кожен з яких має свої особливості та принципи функціонування.

1.1.1. Механічний метод

Механічне визначення кутової швидкості є звичайним способом вимірювання швидкості обертання об'єктів, що використовує механічні пристрої для вимірювання переміщення та часу, спрямований на отримання кутової швидкості.

Ключовою особливістю цього методу є його простота та надійність. Він використовує механічні датчики та механізми для перетворення обертального руху на вимірювання швидкості, що забезпечує високу точність вимірювань з невеликими технічними складнощами. Цей спосіб можна класифікувати за такими методами вимірювання, як центробіжний, часовий та фрикційний [1].

Центробіжний метод вимірювання кутової швидкості базується на використанні центробіжних сил, які виникають у механічному тахометрі. У цьому методі відцентрові вантажі, які розташовані на валу, рухаються від центру в формі похилої конструкції кільця. Ці вантажі рухаються разом з валом та відчувають центробіжні сили, що пропорційні квадрату кутової швидкості. Цей процес вимірює та обчислює швидкість обертання об'єкта за допомогою центробіжних датчиків, які взаємодіють з об'єктом (див. рисунок 1.1, а).

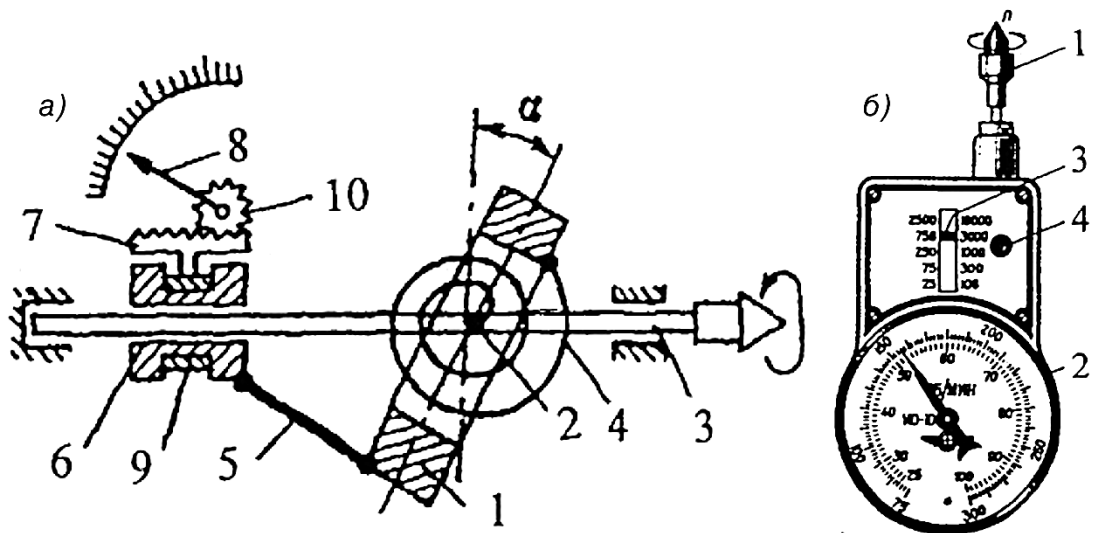


Рис. 1.1 а) пристрій механічного центробіжного стаціонарного тахометра; б) зовнішній вигляд механічного центробіжного ручного тахометра.

Він складається з кільця 1, що знаходиться на осі 2 і проходить через привідний валик 3. Кільце з навантаженою спіральною пружиною 4 пов'язане тягою 5 з рухомою муфтою 6. Під час обертання валика кільце намагається набрати положення, перпендикулярне до осі обертання. Муфта, через проміжне кільце 9 та зубчасту рейку 7, входить у зачеплення з шестернею 10. На осі шестерні розташована стрілка 8, що рухається вздовж шкали приладу, градуйованої в обертаннях за хвилину (об/хв).

Тахометр закріплений нерухомо, а вал 3 приводиться в обертання через передачу від вала двигуна. Під час стабільного режиму відцентрова сила, що діє на кільце 1, яке обертається, урівноважується силою спіральної пружини, і стрілка тахометра залишається нерухомою. Однак при зміні частоти обертання вала рівновага сил руйнується, що призводить до повороту кільця навколо осі 2 на певний кут α та відповідного зміщення стрілки 8 на приладі.

Для періодичного контролю частоти обертання та перевірки стаціонарних тахометрів використовується механічний відцентровий ручний тахометр (див. рисунок 1.1, б), який натискається з наконечником 1 на торець обертаючогося вала. У корпусі 2 вбудовано редуктор із перемикальним пристроєм, що дозволяє змінювати передавальне відношення від наконечника 1 до чутливого елемента для вимірювання в п'яти діапазонах частоти обертання

від 25 до 10000 об/хв. Під час вибору діапазону частоти обертання перемикають редуктор і встановлюють показчик 3 шляхом переміщення вздовж осі наконечника привідного вала за натиснутої кнопки 4. Залежно від встановленого діапазону частоти обертання показання приладу визначають за однією з двох шкал.

Недоліками такого методу є нелінійність статичної характеристики, що ускладнює точні вимірювання під час зміни швидкості, а також обмежену точність порівняно з електронними методами. З іншого боку, такі тахометри відзначаються простою конструкцією та простотою використання, що робить їх зручними для операторів без спеціальних технічних навичок. Також вони виявляються міцними та надійними в умовах зовнішніх впливів, що дає перевагу у працездатності у різних середовищах.

Часовий метод вимірювання швидкості базується на розрахунку часу, який потрібний для здійснення певного оберту або кількох обертів об'єкта. Цей метод вимірювання використовує годинникові механізми або таймери для визначення швидкості руху об'єкта (див. рисунок 1.2, а).

Тахометр складається з передавального механізму 7, 8, 13, 14, 15, 20, 21, 23, 31, 32, 24, 26 та стрілки, а також годинникового механізму 6 із розподільним валиком 3, а також механізмів увімкнення і вимкнення 18, 19, 37, 35, 34, 29, 28 і 25. Рух передається від приймального валика 7 до зубчастого колеса 73 завжди в одному напрямку за допомогою спеціального пристрою випрямляча (див. рисунок 1.2, б).

Важіль 17 може вільно обертатися на осі колеса 8, з одного боку цього важеля розміщений нерухомий штифт, який обмежує його обертання. На важелі 17 розміщене колесо 9, яке через шарнір з'єднане з важелем 12, на іншому кінці якого є колесо 10, зчеплене з колесом 9. Під час руху колеса 8, колеса розташовуються згідно схеми зображеної на рисунку 1.2, б, передаючи обертання колесу 13 через колеса 9 і 10. Коли колесо 8 обертається за годинниковою стрілкою, система розташовується згідно схеми на рисунку 1.2, в, передаючи обертання через колесо 9 колесу 13 у тому ж напрямку.

Колесо 13 приводить у рух одночасно колесо годинникового механізму і колесо 14. Колеса 14 і 15 спільно закріплені на осі важеля 16. Ланка 16 може обертатися навколо своєї вертикальної осі, і залежно від її положення колесо 15 може залишатися з'єднаним з колесом 20 або відчеплюватися від нього. Колеса 14 і 13 завжди перебувають у зчепленні. Колесо 20 пов'язане з трибкою 21, яка входить у зчеплення з колесом 23, що вільно розміщується на валику 22.

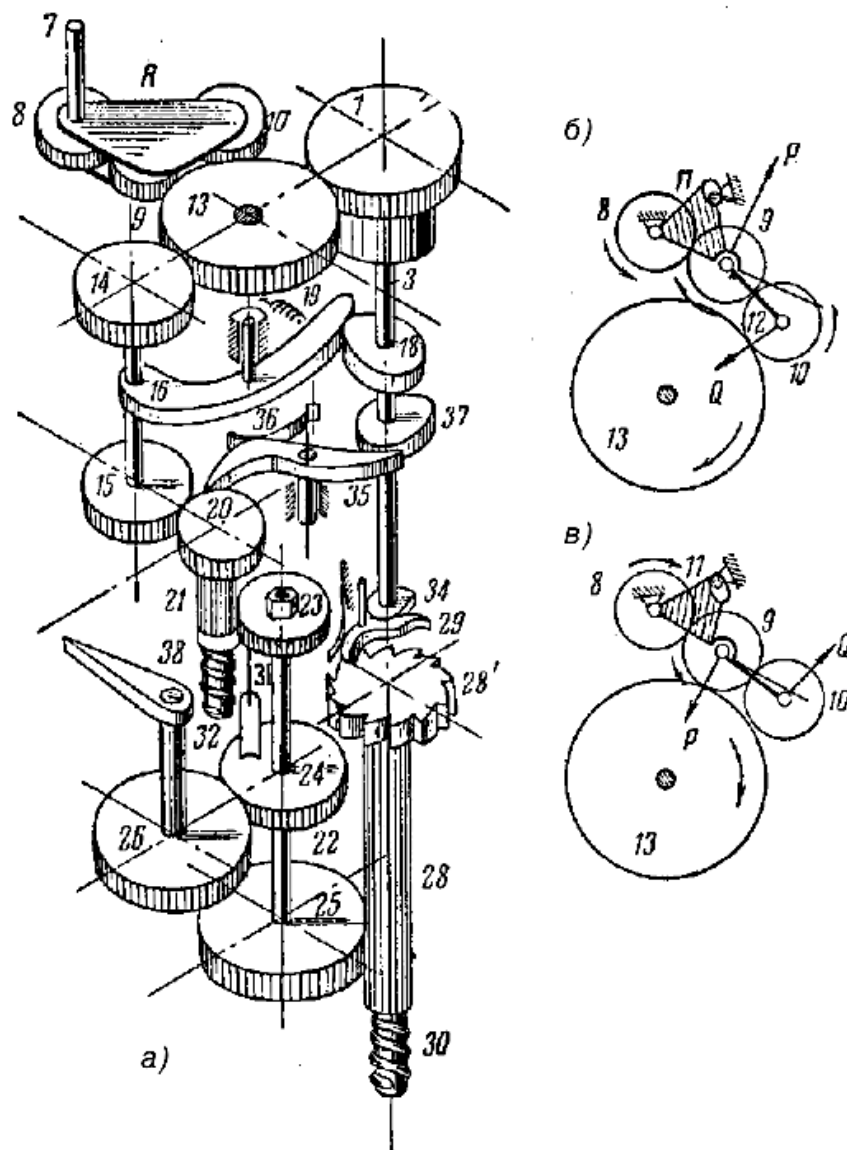


Рис. 1.2 а) схема часового тахометра, б) схема випрямляча під зведення механізму, в) схема випрамляча під час руху

Передача обертання від колеса 23 до колеса 24 здійснюється за допомогою штифтів 31 і 32, завжди в одному напрямку. Колесо 24 зчеплене з шестернею 26, розташованою на одній осі зі стрілкою приладу.

Під час обертання колеса 13 безперервно намотується пружина годинникового механізму, що зв'язана з корпусом фрикції. Робота годинникового механізму налаштована таким чином, що розподільний валик 9 разом із насадженими на ньому кулачками 18, 34, 37 виконує один оберт за секунду. Під час запуску механізму вхідний валик 7 тахометра з'єднується з випробуваним валом, і обертання останнього передається через випрямляч та ланки 13, 14, 15, 20, 21, 23, 31, 32, 24 і 26 стрілки. Таким чином стрілка повертається на кут, пропорційний куту повороту вала за певний проміжок часу, під час якого шестерні 15 і 20 залишаються зчепленими. Після цього колеса 15 і 20 розчіплюються, і колесо 15 обертається деякий час вільно. Під час цього проміжку часу стрілка разом із ланками 28, 25, 26 і 24 залишається нерухомою, а колеса 20, 21, 23 зі штифтом 31 відводяться під дією пружини 38 у вихідне положення.

Якщо кутова швидкість вала протягом розглянутого періоду залишається рівною або зменшується порівняно з попереднім періодом, штифт 31 до кінця першої половини розглянутого періоду прийде впритул до штифта 32 або не досягне його. Але якщо швидкість вала протягом розглянутого періоду збільшилася порівняно з попереднім періодом, то штифт 31 повернеться на більший кут і захопить штифт 32, повертаючи його разом із стрілкою та колесами 24, 25, 26 і 28 на кут, що відповідає новому значенню швидкості.

Основні переваги включають мінімальний вплив температурних змін на їхні вимірювання, використання математичних методів розмітки шкали для забезпечення її рівномірності та однакової точності протягом тривалого періоду експлуатації. Однак недоліками таких приладів є складність будови через велику кількість зв'язків та їхня чутливість до ударів, що може впливати на їхню точність в деяких умовах використання.

Фрикційний метод вимірювання швидкості обертання полягає у використанні сил тертя для переміщення органу, що вказує на швидкість. Цей метод ґрунтується на виникненні сил тертя між двома ланками - одна з них приводиться в рух від випробуваного об'єкта, а інша обертається з відомою постійною кутовою швидкістю.

Рух ланки з відомою кутовою швидкістю забезпечується за допомогою годинникового механізму або мотора, що має регулятор швидкості. Фрикційні тахометри найчастіше представлені у формі лобової фрикційної передачі (див. рисунок 1.3). Вони базуються на використанні сил тертя для вимірювання швидкості обертання механічних частин або систем.

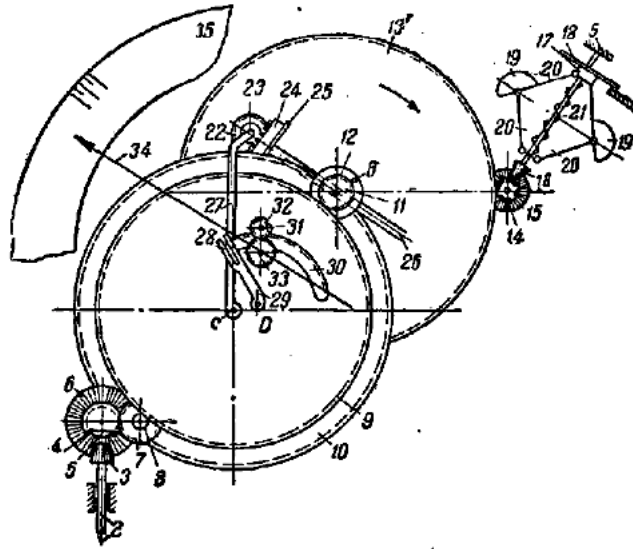


Рис. 1.3 Схема фрикційного тахометру

Ці пристрої передають обертання вимірювального вала за допомогою валика 2 тахометра та системи зубчастих коліс 3, 4, 6, 7, 8, 9, 11, 13, 14, 15, 16 до фрикційного диска та відцентрового конічного регулятора тертя. Між ланками 4 і 6 розташована фрикційна муфта 5, що передає рух тільки в один бік. Колесо 11 з'єднане з віссю фрикційною муфтою 12, що забезпечує постійне обертання колеса 13, пропорційне швидкості обертання осі регулятора. Ролик 25, що контактує з диском, забезпечує переміщення від вала тахометра 2 за допомогою коліс і важелів, активуючи реєстраційну стрілку 34.

Фрикційні тахометри володіють кількома значущими перевагами. Перш за все, вони відрізняються компактними розмірами, що дозволяє їхнє використання в обмежених просторах. Крім того, ці тахометри вимагають невеликої потужності від випробовуваного об'єкта, що сприяє збереженню його енергії.

Їхні покази є стійкими в умовах вібрацій та практично не змінюються від температурних впливів, що робить їх надійними для роботи у різних

середовищах. Проте, до недоліків фрикційних тахометрів можна віднести прослизання між тертями поверхнями, що збільшується у вологих умовах та призводитиме до неточності вимірювань. Умова сталості постійного значення кутової швидкості є ще однією обмежуючою умовою для правильних вимірів.

1.1.2. Електромагнітний метод

Вимірювання кутової швидкості електромагнітним способом є технологічно високо розвиненою та точною системою вимірювання обертальних рухів об'єктів, що використовує електромагнітні сенсори та системи для перетворення обертального руху на електричні сигнали для вимірювання кутової швидкості з високою точністю та швидкістю реакції.

Магнітоіндукційний метод вимірювання кутової швидкості ґрунтується на використанні взаємодії між постійним магнітним полем та провідним тілом, що обертається. Тахометр (див. рисунок 1.4), працює наступним чином: під час обертання ротора 15 в обмотці статора 11 датчика виникає трифазовий струм, частота якого пропорційна частоті обертання вала двигуна.

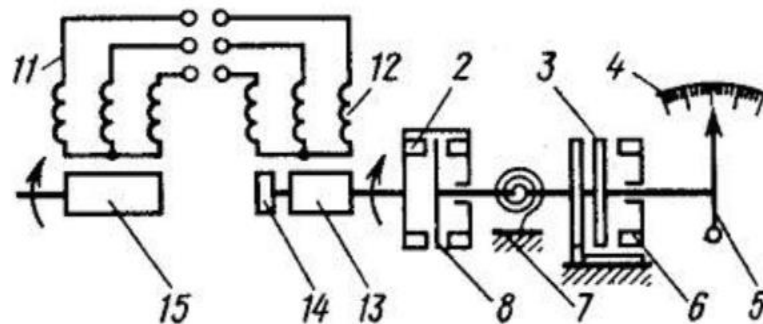


Рис. 1.4 Схема магнітоіндукційного тахометра

Ці струми подаються через тривалі провідники до обмотки статора 12 синхронного серводвигуна. Частота обертання магнітного поля статора вимірювача залежить від частоти струмів, що протікають в обмотках фази. Ротор вимірювача обертається зі швидкістю, яка синхронізована з обертанням магнітного поля статора. На кінці вала ротора двигуна розташований магнітний вузол 2, що складається з шести пар постійних магнітів, між якими розташований чутливий елемент 8.

Під час обертання магнітного вузла в чутливому елементі виникають вихрові струми. Ці струми взаємодіють з магнітним полем магнітного вузла, створюючи обертальний момент чутливого елемента. Цей момент виступає проти спіральної пружини 7, один кінець якої закріплений на осі чутливого елемента, а інший - зафіксований. Оскільки момент спіральної пружини пропорційний куту її закручування, то кут повороту чутливого елемента відповідає частоті обертання магнітного вузла і, відповідно, частоті обертання вала двигуна. На протилежному кінці осі чутливого елемента розташована стрілка 5, що вказує значення частоти обертання вала двигуна за рівномірною шкалою 4 вимірювача.

Щоб забезпечити більшу стабільність стрілки та точність вимірювань, у приладі використовується система демпфування рухливої частини. Під час руху цієї частини магнітний потік від магніту 6 викликає вихрові струми в алюмінієвому диску 3, які взаємодіють з магнітним полем магнітів, що призводить до гальмівного моменту в рухомій системі. Структура ротора складається з двох постійних магнітів 13 і трьох гістерезисних дисків 14, які співпрацюють із магнітними полями постійних магнітів статора для визначення обертового руху.

Завдяки використанню принципів магнітної індукції, цей метод не потребує прямого контакту з вимірюваним об'єктом, що робить його ефективним у вимірюванні обертових швидкостей у складних або важкодоступних системах. Однак, до його недоліків відносяться можливість появи електромагнітних перешкод, що можуть впливати на точність вимірювання, а також потреба у високій чутливості приладу до змін у властивостях середовища, де відбувається вимірювання, таких як температура і вологість.

Імпульсний метод вимірювання кутової швидкості використовує контактний або безконтактний переривник або комутатор, пов'язаний з валом, для визначення швидкості обертання.

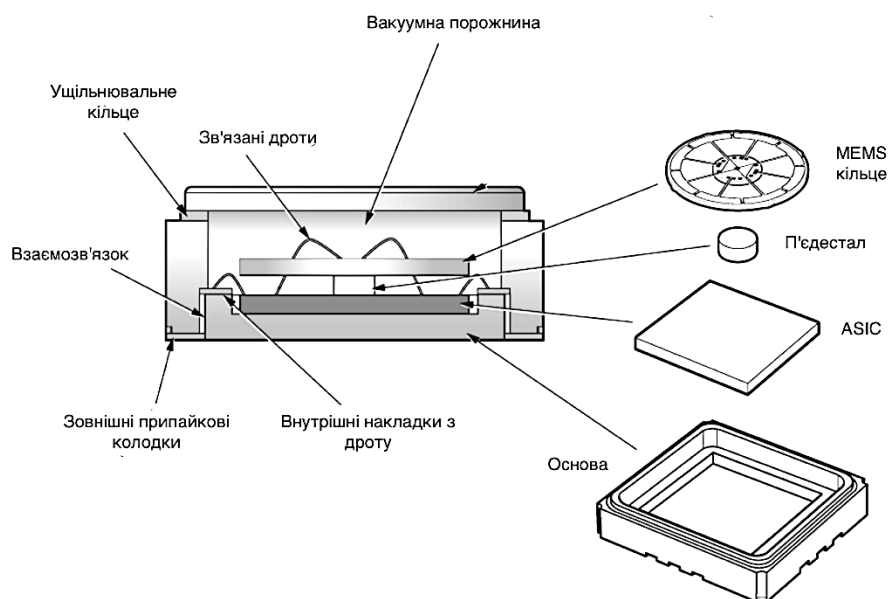


Рис. 1.5 Схема MEMS-гіроскопу

Розглянемо MEMS-гіроскопи (див. рисунок 1.5), де головна частина, сенсорне кільце, може відхилятися і вимірювати кутову швидкість за допомогою ефекту "сили Коріоліса".

Під час обертання гіроскопа, сили Коріоліса змушують кремнієве кільце виконувати радіальний рух вздовж його периметру. Кругло кільце має вісім пристроїв, розташованих рівномірно навколо нього. Пара "первинного руху" та пара первинних знімаючих перетворювачів розміщені відносно основних вісей кільця. Дві пари вторинних знімаючих перетворювачів розташовані відносно їхніх вторинних вісей. Приводи і знімаючі перетворювачі працюють у системі для створення і контролю первинної вібрації та частоти. Вторинні знімаючі перетворювачі реєструють радіальний рух на вторинних вісях, що пропорційний кутовій швидкості [2].

Якщо на гіроскоп впливає кутова швидкість, то на кільце діють сили Коріоліса: по дотичній до периметра кільця відносно головних осей. Ці сили деформують кільце, що спричиняє радіальний рух вторинних знімаючих перетворювачів [3]. Цей рух, що визначається на вторинних знімаючих перетворювачах, пропорційний прикладеній кутовій швидкості. При цьому двосмуговий стислий передавальний сигнал демодулюється з урахуванням

основного руху. У підсумку виходить низькочастотний компонент, який пропорційний кутовій швидкості.

Вони мають високу швидкість реакції та можуть бути легко інтегровані в електронні системи, що робить їх популярними для використання в мобільних пристроях, навігаційних системах та в різноманітних додатках для вимірювання кутової швидкості. Проте, до недоліків відносяться схильність до впливу зовнішніх факторів, таких як вібрації та температурні коливання, що може призвести до неточностей вимірювань. Крім того, MEMS-гіроскопи можуть мати проблеми з дрейфом точності з часом, особливо у довгостроковому використанні, що робить їх менш ефективними у додатках, де потрібна висока точність та стабільність вимірювань.

1.1.3. Оптичний метод

Оптичне вимірювання кутової швидкості є важливою складовою в сучасних технологіях та наукових дослідженнях, оскільки вони надають точні та високочутливі засоби для визначення швидкості обертання об'єктів. Методи базуються на використанні оптичних сенсорів, лазерів або іншої оптичної технології для вимірювання кутової швидкості. Вони можуть забезпечити високу точність, широкий діапазон вимірюваних значень і можуть бути використані в різних умовах та середовищах.

Стробоскопічний метод ґрунтується на здатності ока утримувати зорове враження певний час від предмета, навіть після того, як він вже зник з поля зору (це називається інерцією ока).

Цей метод використовує два типи пристроїв: стробоскопи з механічним затвором і стробоскопи зі світловим спалахом. Перший тип пристрою дозволяє спостерігати об'єкт лише тоді, коли отвір на рухливому екрані співпадає з отвором диска, що обертається, синхронізованого з випробуваним валом. Це дозволяє здавати враження, що випробовуваний об'єкт є статичним. Другий тип стробоскопів використовує світловий спалах для підсвічування випробовуваного об'єкта, роблячи його видимим лише протягом певних інтервалів часу.

Загальний вигляд стробоскопа на постійному струмі (див. рисунок 1.6) напругою 12 і 24 вольт, забезпечений 8 диском з отворами s . Регулювання

числа обертів провадиться реостатом спеціальної конструкції. Точне припасування здійснюється за допомогою гальма, заснованого на струмах Фуко. Гальмо складається з магніту e , в магнітному полі якого обертається диск 2. Переміщенням магніту по відношенню диска створюють різні за величиною моменти, що гальмують, і домагаються доведення швидкості обертання диска до необхідної величини. Число оборотів диска фіксується магнітним тахометром T , вмонтованим у стробоскоп. Домогшись синхронності обертання і знаючи число прорізів у диску, обчислюють кутову швидкість валу. За допомогою цього приладу можна вимірювати числа обертів до 120 000 за хвилину.

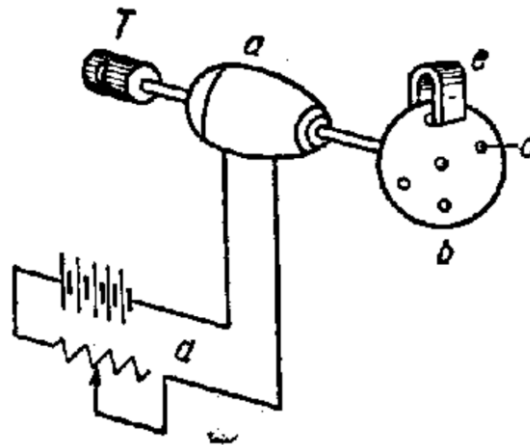


Рис. 1.6 Схема стробоскопу

Стробоскопічний метод є дуже простим та точним для вимірювання швидкостей у широкому діапазоні. Проте його недолік полягає в тому, що він потребує постійного нагляду спостерігача, не дозволяючи автоматично реєструвати вимірювання за допомогою будь-якого вказівного органу.

Фотоелектричний метод використовує рядок світлочутливих датчиків та маску, розташовану на обертовому диску енкодера. На диску розміщуються оптичні маркери, що утворюють унікальний код для кожного положення. Абсолютний енкодер (див. рисунок 1.7) у складі своєї вимірювальної системи містить вал, що є змонтованим на двох високих прецизійних підшипниках (рис. 1.7, 2) на ньому кріпиться кодовий диск (рис. 1.7, 1).



Рис. 1.7 Схема абсолютного энкодера

Кодовий диск містить кроки з темними та світлими ділянками, які блокують або пропускають світло на фотодіоди, що знаходяться на протилежному боці диска. Щоб запобігти пошкодженню диска, встановлюється захисна рамка. Створення інфрачервоних променів здійснюється через світлодіодну матрицю. Світлі ділянки допускають проходження променів на фотодіоди, що формує логічну одиницю на виході, тоді як темні ділянки блокують промені і створюють логічний нуль. Це призводить до формування унікальних кодів, а роздільна здатність енкодера залежить від кількості доріжок на диску.

Перевагою є висока точність вимірювання, яка забезпечується роздільною здатністю кодового диска, оскільки вона не має рухомих частин, що може знизити ймовірність поломок. Недолік двійкового коду полягає в тому, що при переході від однієї позиції до іншої відбувається зміна розрядів, що створює значні неточності через відмінності між сусідніми комбінаціями в декількох розрядах.

Інтефернційний метод вимірювання ґрунтується на аналізі взаємодії хвиль, таких як світло, які викликають інтерференцію - явище, при якому дві або більше хвилі перетинаються, взаємодіють між собою та створюють періодичні коливання у їх інтенсивності або параметрах.

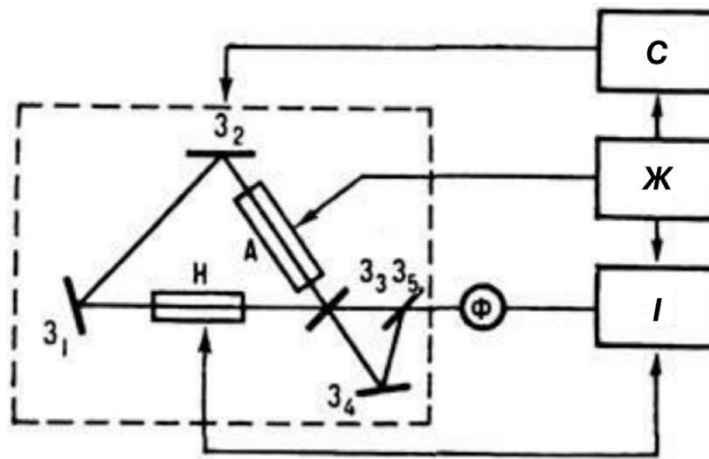


Рис. 1.8 Схема лазерного гіроскопу

Лазерний гіроскоп (див. рисунок 1.8) використовує оптичний резонатор для вимірювання кутової швидкості обертання. Оптичний резонатор складається з відбиваючих елементів, наприклад, дзеркал або призм, які створюють замкнений шлях для світла.

Принцип роботи полягає в тому, що світлові хвилі поширюються вздовж цього шляху, і зміна часу, який потрібен світлу для проходження цього контуру, залежить від швидкості обертання та напрямку руху гіроскопа. При русі гіроскопа змінюється час, необхідний світлу для проходження шляху в резонаторі, що призводить до зміни частоти світлових хвиль. Ця зміна частоти використовується для визначення кутової швидкості обертання об'єкта.

Переваги лазерного гіроскопа полягають у високій точності вимірювання кутової швидкості, широкому діапазоні робочих умов (наприклад, високій температурі чи вакуумі), та відсутності потреби у використанні зовнішніх посібників. Також він не має рухомих частин, що дозволяє уникнути зносу та зберегти його працездатність протягом тривалого часу.

Недоліками лазерного гіроскопа є високі витрати на виготовлення через використання складних оптичних систем та вимоги до стабільності оточуючого середовища. Також він може бути схильний до дрейфу - поступової зміни вимірюваних значень у часі.

1.2. Аналіз існуючих засобів вимірювання

InvenSense MPU-6050 є вимірювальним пристроєм, який комбінує в собі гіроскоп та акселерометр в одному корпусі. Цей пристрій є досить популярним у сферах робототехніки, навігації, віртуальної реальності, медичних пристроях та інших сферах, де вимагається точне вимірювання кутової швидкості або прискорення [4].

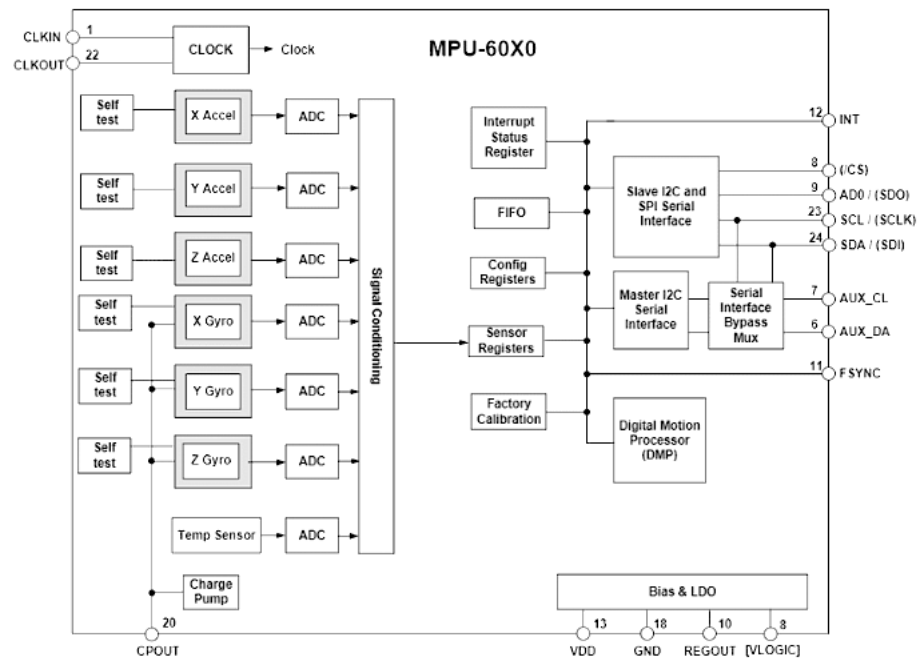


Рис. 1.9 Функціональна схема InvenSense MPU-6050

MPU-6050 використовує комбіновану обробку даних з гіроскопа та акселерометра для обчислення орієнтації об'єкта в просторі. Гіроскоп вимірює зміну кутової швидкості, тоді як акселерометр визначає силу тяжіння та прискорення. Використовуючи дані з цих датчиків та вбудований DSP, пристрій визначає орієнтацію об'єкта в просторі та використовується для управління рухомими пристроями, віртуальної реальності, стабілізації камери, та багатьох інших застосувань.

Функціональні особливості MPU-6050:

- вимірювання кутової швидкості по трьом осям (рол, тангаж, і крен);
- додатково вбудовано акселерометр, що дозволяє визначати прискорення;

- обробка даних та обчислення орієнтації в просторі на основі вхідних даних гіроскопа та акселерометра;
- вбудований інтерфейс I2C/SPI для зручної комунікації з мікроконтролерами та іншими пристроями.

Даний тип ДКШ пропонує складну інтеграцію гіроскопа та акселерометра, що забезпечує точне вимірювання руху об'єкта у тривимірному просторі, разом з інтегрованим цифровим обробником сигналів, що спрощує обробку даних та розрахунок орієнтації в реальному часі, що виявляється високою швидкістю та продуктивністю. Чутливість до шумів у вигляді вібрацій, електромагнітних полів та інших оточуючих умов може впливати на точність вимірювань датчика, спричиняючи спотворення даних. При великих значеннях прискорення може знадобитися додаткова калібрування для забезпечення точності вимірювань, оскільки датчик може досягти своєї межі точності. Крім того, MPU-6050 може мати обмежену динаміку вимірювання, що обумовлено власними обмеженнями швидкості реакції, що ускладнює вимірювання дуже швидких рухів.

Allegro A1324 працює на основі принципу ефекту Холла, що полягає в виникненні електричної напруги у провіднику, через який протікає струм, під впливом магнітного поля. Коли магнітне поле діє перпендикулярно до напрямку струму у провіднику, відбувається відхилення носіїв заряду (електронів або дірок) внаслідок впливу магнітного поля [7].

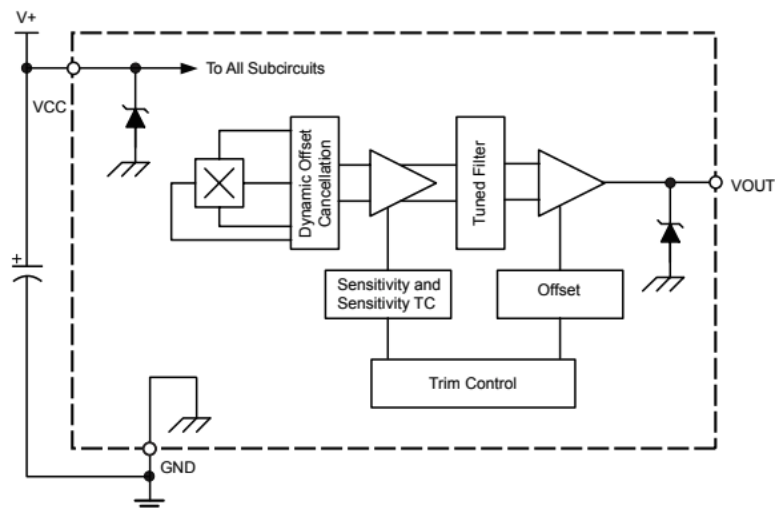


Рис. 1.10 Функціональна схема Allegro A1324

A1324 вимірює зміни магнітного поля, що можуть виникати при обертанні, напруга інтерпретується для визначення кутової швидкості або обертання об'єкта. Перевагами датчика A1324 включають високу чутливість до змін магнітного поля, низьке споживання енергії, а також можливість точного вимірювання кутової швидкості. Проте, деякі обмеження включають чутливість до зовнішніх магнітних полів, що може призводити до спотворених вимірювань, та можливу необхідність калібрування для забезпечення точності вимірювань.

Avago HEDS-9040 є оптичним енкодером, що працює на основі світлових сигналів для вимірювання зміни положення об'єктів або кута обертання. Цей тип датчику використовує спеціальний оптичний сенсор для отримання світлових сигналів, які генеруються під час взаємодії зі спеціальним диском або шкалою, що містить оптичні штрихкоди або відмітки [6].

Ці світлові сигнали сприймаються фоторезисторами та світлодіодами, розташованими на диску, які реєструють зміни в світлі, генеруючи оптичний код. На основі цих змін датчик дозволяє визначити рух або зміну позиції об'єкта, декодуючи інформацію, що реєструється фоторезисторами, що в результаті дозволяє визначити зміну положення або обертання об'єкта.

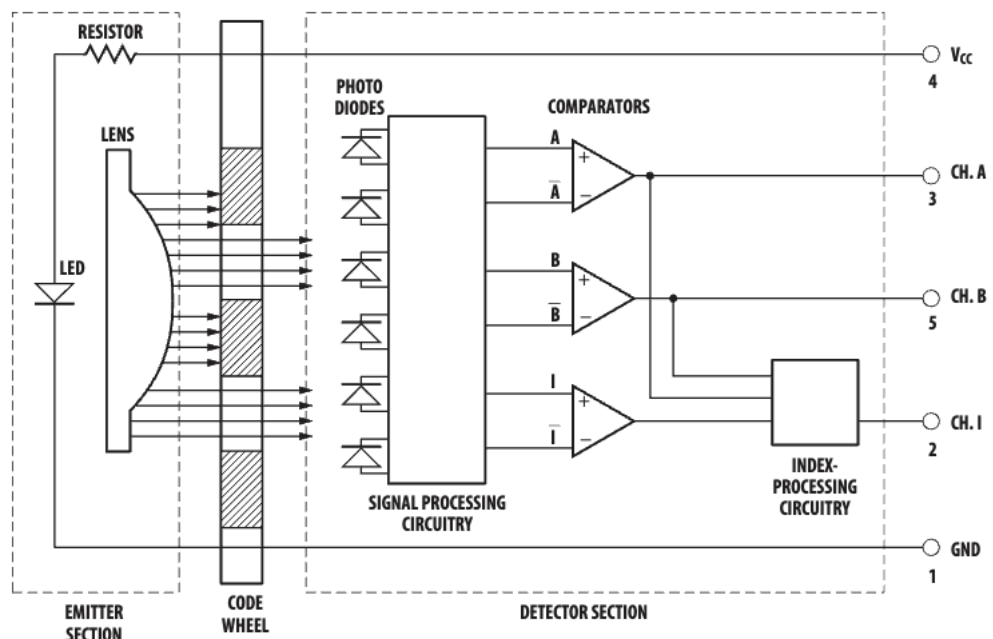


Рис. 1.11 Функціональна схема Avago HEDS-9040

Переваги оптичного енкодера Avago HEDS-9040 включають високу точність вимірювання руху та позиції, що дозволяє отримувати точні дані про положення об'єкта. Також вони мають довгий термін служби та низький рівень зносу, що робить їх надійними вимірювальними пристроями. Але вони є досить чутливими в умовах великих температурних змін або під впливом вологості викликаючи обмеження в їх функціонуванні, що призводить до зниження працездатності в специфічних умовах експлуатації.

AMS AS5311 є магнітним енкодером, призначеним для вимірювання кутового положення об'єктів, де використовуються магнітні сенсорні елементи, які реагують на зміни магнітного поля в об'єкті, що вимірюється, наприклад, обертовому валу [8].

Магніти або магнітні полюси на цьому об'єкті створюють магнітне поле, яке реєструється сенсорами у внутрішній частині датчика. Ці сенсори можуть бути організовані у формі матриці або спеціальної конфігурації для вимірювання в конкретному просторі. Під час обертання об'єкта змінюється розподіл магнітного поля, що реєструється магнітними сенсорами в AS5311. Ці зміни в магнітному полі транслуються у вихідні сигнали сенсорів, які можуть бути представлені у формі аналогових або цифрових вимірювань. Ці вимірювання вказують на кут обертання або позицію об'єкта відносно датчика.

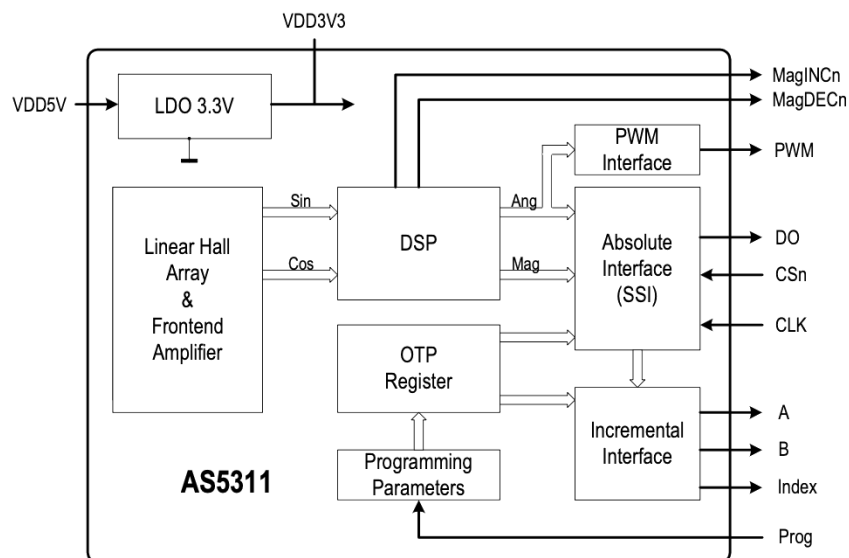


Рис. 1.12 Функціональна схема AMS AS5311

Датчик кутової швидкості AMS AS5311 має кілька переваг. Він забезпечує високу точність вимірювання кутового положення, що робить його корисним у вимогливих застосунках. Також має високу роздільну здатність, що дозволяє отримувати деталізовані дані про обертальне положення об'єкта. Робота на основі магнітного поля дозволяє уникнути фізичного контакту між частинами, що зменшує знос та продовжує термін служби.

Проте, є й деякі недоліки. Датчик може бути чутливим до зовнішніх магнітних полів, що може спотворити його роботу або вплинути на точність вимірювань. Крім того, він вимагає належної настройки та уникнення впливу зовнішніх факторів для досягнення оптимальних результатів.

Rotationally Wibrated Masses [9] містить першу та другу інерційні маси, які за допомогою трьох електростатичних двигунів гребінчастої структури приводяться у вібраційний рух паралельно площині основи так, щоб коливання інерційних мас мали протилежні фази.

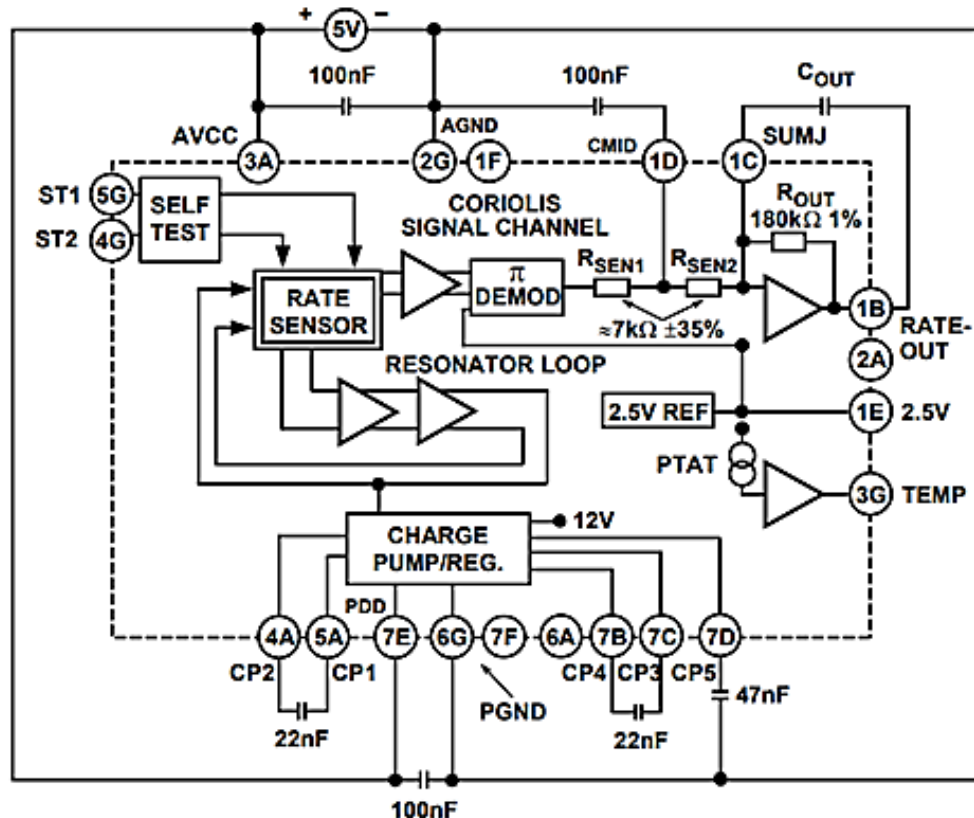


Рис. 1.13 Функціональна схема Rotationally Wibrated Masses

За наявності кутової швидкості під дією сили Коріоліса одна інерційна маса підійматиметься, а інша - опускатиметься щодо площини вібрації. Чутливі елементи ємнісного датчика положення утворюють вихідний сигнал датчика кутової швидкості. Недоліками є мале значення створюваної електростатичними гребінчастими двигунами сили, низька точність та малий діапазон вимірювань внаслідок використання амплітудної модуляції сигналу.

Honeywell GG1320AN є високоточним датчиком кутової швидкості, який використовує принцип роботи лазерного гіроскопа з кільцевим резонатором [10].

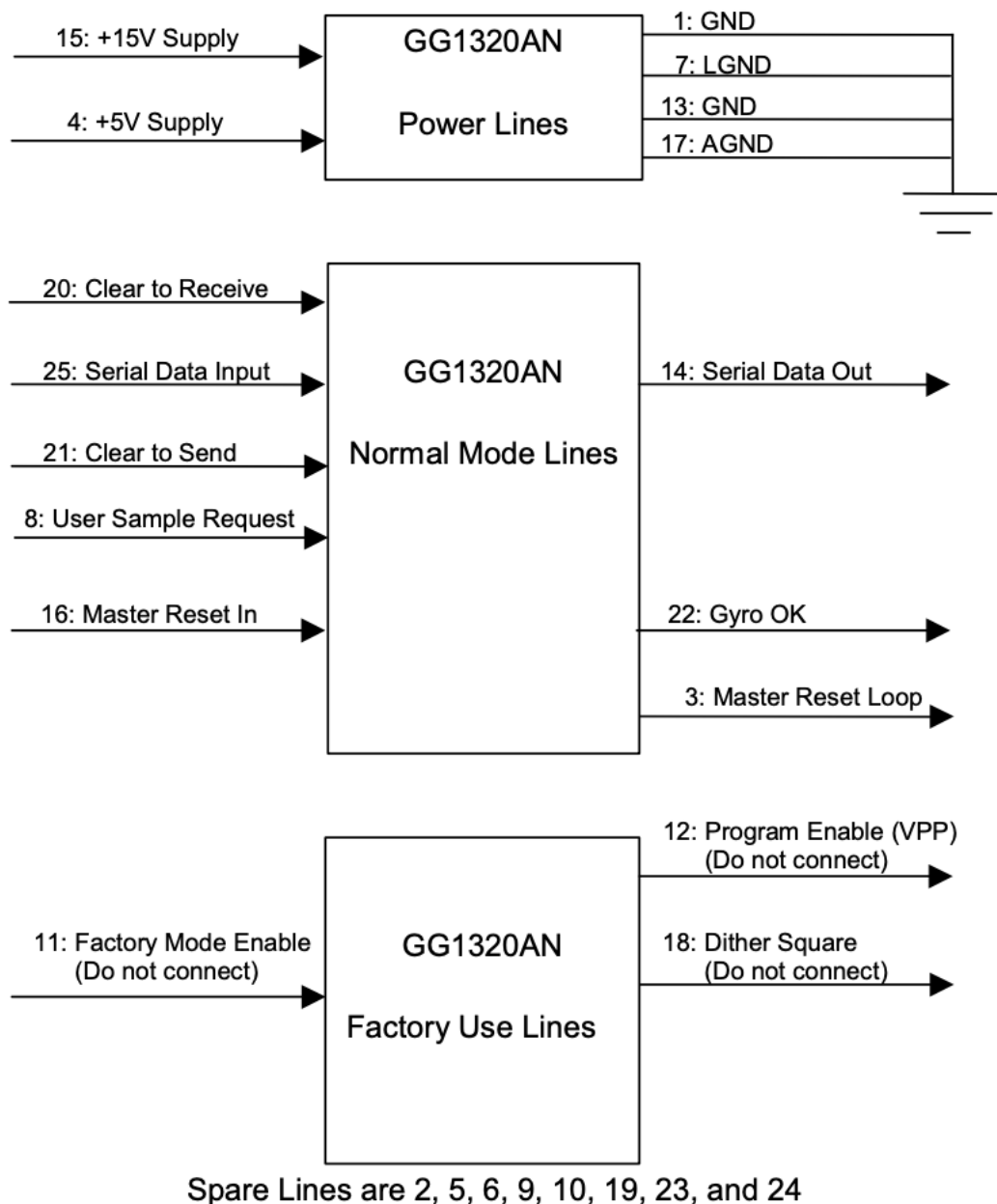


Рис. 1.14 Функціональна схема Honeywell GG1320AN

Працює на основі ефекту Саньяка з використанням лазерного випромінювання в кільцевому резонаторі. Коли лазерне світло поширюється вздовж кільцевого шляху в обох напрямках, воно взаємодіє з обертальним рухом системи, виникає ефект, що призводить до зсуву частоти світла в кожному з напрямків та викликає різницю частот інтерференції між двома лазерними променями. За допомогою детекторів ця різниця частот перетворюється на вимірювання кутової швидкості.

Перевагами є висока точність у вимірюванні кутової швидкості робить його вельми корисним для завдань, де необхідна велика точність. Крім того, його стабільність вимірювань дозволяє використовувати його для тривалих міркувань без дрейфу даних. Лазери та безконтактний принцип роботи забезпечують відсутність фізичного зносу, що підвищує надійність та тривалість служби пристрою. Однак, слід врахувати його високу вартість у виробництві та експлуатації, а також складність у монтажі та обслуговуванні, оскільки вони вимагають спеціалізованого обладнання та висококваліфікованого персоналу для належної установки та підтримки.

1.3. Порівняльна оцінка засобів вимірювання кутової швидкості

При обранні засобу вимірювання кутової швидкості для конкретного застосування важливо враховувати ряд ключових факторів, таких як:

- точність;
- чутливість;
- діапазон вимірювання;
- стійкість до впливу зовнішніх умов;
- енергоефективність.

Нижче представлена порівняльна оцінка різних типів засобів вимірювання кутової швидкості:

Метод вимірювання	Найменування засобу	Точність (град)	Чутливість	Діапазон (град/с)	Стійкість до зовнішніх впливів	Недоліки
Механічний	Rotationally Wibrated Masses	1	0,5	± 180	Чутливий до вібрацій	Мале значення створеної сили, низька точність
Електро магнітний	InvenSense MPU-6050	0,2	0,2	± 1000	Чутливість до шумів	обмежена динаміка вимірювання
	Allegro A1324	0,5	0.2	± 180	Чутливий до зовнішніх магнітних полів	Потребує калібрування
	AMS AS5311	0,2	0,2	± 360	Чутливий до зовнішніх магнітних полів	Потребує калібрування
Оптичний	Avago HEDS-9040	0,2	0,1	± 1000	Чутливий до температурних та вологісних змін	обмеженість у специфічних умовах
	Honeywell GG1320AN	0,1	0,1	± 450	Чутливість до температурних змін	Висока вартість

1.4. Висновки до розділу

Зважаючи на аналітичний огляд існуючих методів вимірювання кутової швидкості, оптичні методи виявляються перспективнішими порівняно з механічними та електромагнітними методами. Інші методи хоча й мають свої переваги, але можуть бути чутливішими до перешкод або змін середовища, що є досить великим недоліком для високоточних інформаційно-вимірювальних систем.

Після ретельного аналізу існуючих засобів вимірювання, варто зазначити широкий спектр застосування методів, які ґрунтуються на оптичних явищах, таких як інтерференція, для виконання точних вимірювань кутової швидкості. Одним з таких засобів є лазерний гіроскоп, що використовує фізичні властивості лазерного променя для вимірювання кутової швидкості рухомого об'єкта та відзначається високою точністю, стабільністю та чутливістю до змін у середовищі.

2. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА СТРУКТУРНА СХЕМА КОМПЮТЕРИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ РУХУМИХ ОБ'ЄКТІВ

2.1. Вибір методу вимірювання кутової швидкості

У першому розділі роботи було виконано аналітичний огляд та аналіз різних методів вимірювання кутової швидкості з метою вибору підходящого для подальшої розробки КІВС. Результати цього огляду вказують на те що найбільш підходящим для досліджуваної КІВС є оптичний інтерференційний метод. Докладніше принцип його роботи розглянемо на прикладі найпростішої схеми лазерного ДКШ, оптичний контур якого - трикутний (див. рисунок 2.1).

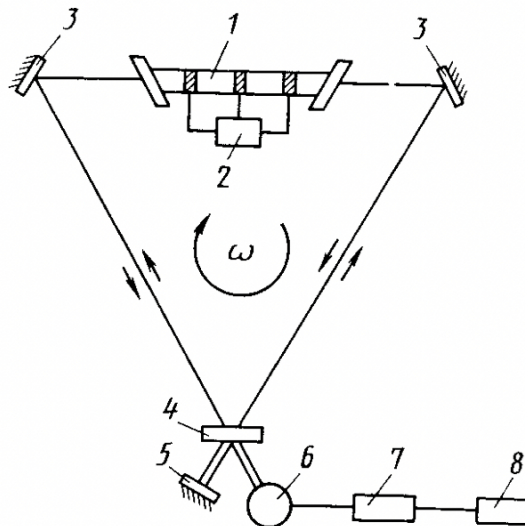


Рис. 2.1 Лазерний гіроскоп з трикутним оптичним контуром

Трубка 1 з активною речовиною - газовою робочою сумішшю, яка збуджується від генератора накачування 2 високочастотним (частотою кілька десятків мегагерц) або постійним (напругою тисячі вольт) струмом, та власне кільцевий резонатор, який містить два непрозорих дзеркала 3 і одне напівпрозоре дзеркало 4. Активна суміш породжує в резонаторі індуктивне випромінювання внаслідок переходу атомів неону (Ne) з високих (збуджених генератором накачування) на низькі енергетичні рівні [11]. Це стає можливим, якщо коефіцієнт посилення в активному середовищі перевищує коефіцієнт втрат, а довжина хвилі когерентного випромінювання ціле число разів укладається по периметру резонатора.

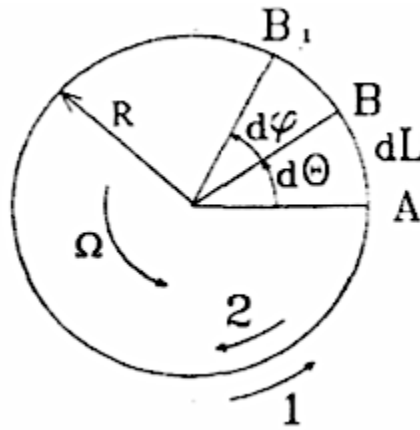


Рис. 2.2 Замкнутий оптичний контур, по периметру якого поширюються в зустрічних напрямках дві електромагнітні хвилі

Електромагнітні коливання, що виникають при цьому, (зазвичай з довжиною хвилі, що приблизно дорівнює $0,63 \text{ мкм}$), виходять з торців трубки 1 і поширюються в протилежних напрямках до непрозорих дзеркал 3. Відбиті промені за допомогою напівпрозорого дзеркала 4 виводяться за межі контуру, і за допомогою додаткового непрозорого дзеркала 5 напрямки їхнього поширення поєднуються. Промені потрапляють на фотокатод фотоелектронного помножувача 6, де інтерферують один з одним, створюючи інтерференційні смуги.

Обертання корпусу лазерного гіроскопа з кутовою швидкістю ω , вектор якої перпендикулярний до площини контуру, призводить до того, що інтерференційні смуги починають переміщатися щодо фотокатода зі швидкістю обертання корпусу. Ця обставина пов'язана з тим, що під час обертання внаслідок появи різниці часів ходу променів, що поширюються оптичним замкненим контуром у протилежних напрямках, з'являється і різниця їхнього ходу, тобто немов би різниця довжин периметра резонатора, по якому вони поширюються. Під час генерації довжини хвиль повинні вкласти в тепер уже різних периметрах однакове ціле число разів, тому ці довжини, а отже, і частоти електромагнітних коливань за наявності ω стають різними; з'являється різниця частот $\Delta\nu$ (частота биття), що призводить до зміщення інтерференційних смуг. Переміщення на один крок між інтерференційними смугами відповідає зміні фази биття на радіан.

На виході фотоелектронного помножувача 6 з'являється електричний сигнал із різницевою частотою $\Delta\nu$. Після посилення цей сигнал надходить на частотомір 7 і надходить до підключеного пристрою 8.

Можлива інша фізична інтерпретація принципу роботи лазерного гіроскопу. У системі координат при накладенні біжучих хвиль, спрямованих зустрічно, утворюються стоячі хвилі. Місцезнаходження їхніх вузлів і пучностей щодо резонатора є невизначеним і не залежить від його кутового положення.

Під час обертання резонатора щодо інерціального простору стоячі хвилі залишаються нерухомими, що випливає з постулату сталості швидкості світла і принципу відносності. Зсув інтерференційних смуг по фотокатоду з частотою можна інтерпретувати як результат повороту резонатора щодо нерухомої картини стоячих хвиль [12].

Розглянемо основні аналітичні залежності між вимірюваною кутовою швидкістю і різницею частот випромінювань $\Delta\nu$, що поширюються зустрічно контуром, для заданих конструктивних параметрів пристрою (частоти випромінювань ν_0 , периметра контуру L_k й обмеженої ним площі S) можна отримати з аналізу принципу роботи ідеалізованого лазерного ДКШ із круговим контуром. Оскільки по довжині периметра L_k резонатора має укладатися ціле число довжин хвиль, то загальне число стоячих хвиль, що утворюються в контурі,

$$= \frac{L_k}{\lambda}$$

Повороту контуру на елементарний кут $\omega\Delta t$ відповідатиме число стоячих хвиль

$$= \frac{\omega\Delta t L_k}{\lambda}$$

Тоді величина являє собою, по суті, частоту проходження стоячих хвиль відносно деякої фіксованої точки замкнутого контуру і пов'язана з різницею частот зустрічних променів співвідношенням

$$= \frac{1}{2} \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{2} \frac{d\omega}{dt}$$

Використовуючи залежності та враховуючи, що для кругового контуру

$$d\omega = \frac{1}{2} \frac{d\omega}{dt} dt$$

після перетворень отримаємо [13]

$$= \frac{1}{2} \frac{d\omega}{dt}$$

Формула справедлива не тільки для кругового контуру, а й для плоского замкнутого контуру будь-якої конфігурації. Якщо вектор кутової швидкості ω спрямований під деяким кутом β до перпендикуляра, опущеного на площину контуру, то формула набуває вигляду

$$= \frac{1}{2} \frac{d\omega}{dt} \cos \beta$$

Отже, вимірювальною віссю приладу є вісь, нормальна до площини контуру. Комбінація трьох плоских лазерних ДКШ в один блок з ортогональною орієнтацією вимірювальних осей дає змогу отримати трикомпонентний вимірювач кутової швидкості.

Доцільно зазначити, що ЛГ можна використовувати і в інтегрувальному режимі, тобто в режимі вимірювача кутів повороту основи. Перепишемо формулу у вигляді

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{2} \frac{d\omega}{dt}$$

де φ - фаза биття; α - кут повороту приладу навколо вимірювальної осі.

Очевидно, що

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{2} \frac{d\omega}{dt}$$

Таким чином, про збільшення кута повороту можна судити за числом періодів (напівперіодів) биття (періодів коливань електричного сигналу з різницевою частотою).

Лазерні гіроскопи мають кілька важливих переваг порівняно з традиційними методами вимірювання. Основні переваги включають відсутність механічних обертових деталей, що уникає похибок, пов'язаних з моментами сил тертя та нерівновагою. Також, вони відзначаються високою надійністю та можливістю працювати при значних навантаженнях, при цьому споживають відносно невелику кількість енергії та мають швидку готовність до роботи. Не менш важливою перевагою є те, що лазерні гіроскопи видають дискретний сигнал вимірювальної інформації, що спрощує їхнє використання без потреби у додаткових перетвореннях для комп'ютерів. Крім того, лазерні гіроскопи можуть працювати в широкому діапазоні швидкостей, що робить їх ефективними для застосування в навігаційних системах.

Незважаючи на переваги, лазерні гіроскопи також мають деякі недоліки та специфічні проблеми. Одна з складних проблем пов'язана з "захопленням" частот, що виникає при синхронізації коливань, що поширюються в робочому контурі у протилежних напрямках. Цей ефект виникає через взаємне розсіювання хвиль при їхньому зіткненні, що призводить до однакових частот у вузлах робочого пристрою та зумовлює наявність межі чутливості приладу при невеликих швидкостях обертання.

Також причиною нестабільності масштабного коефіцієнта є зміна периметра резонатора, наприклад через температурні коливання, але головним чином ця нестабільність породжується нестабільністю коефіцієнта заломлення оптичного середовища. Активне середовище зменшує розстройку частот порівняно з тією, яка була б у "порожньому" резонаторі (ефект затягування частот). Облік впливу аномальної дисперсії активного середовища показує, що його відносний вплив найсуттєвіший за малої частоти биття. Вирішення зазначених проблем забезпечується різними шляхами. Так, наприклад, зменшення зони "захоплення" домагаються доведенням до мінімуму розсіювання на дзеркалах, глибоким вакуумуванням тракту, яким поширюються промені.

Сталість оптичного шляху резонатора забезпечується використанням монолітної конструкції з матеріалів з малим температурним коефіцієнтом

лінійного розширення, таких як ситал тощо. Принциповим розв'язанням проблеми "захоплення", яке водночас сприяє зменшенню впливу ефекту затягування частот, є зміщення робочої точки ЛГ із зони захоплення, наприклад, введенням додаткового обертання (рівномірного або реверсивного) резонатора навколо вимірювальної осі, або іншими методами, в яких реалізується невзаїмність показника заломлення для протилежно спрямованих променів (на основі магнітооптичних ефектів Фарадея, Керра та ін.).

Лазерний гіроскоп, як уже зазначалося, має відносно широкий діапазон вимірювання. Теоретичне значення верхньої межі цього діапазону визначається шириною смуги пропускання кільцевого резонатора, а нижньої - нестабільністю частоти генерованих коливань. Зсув і дрейф нульового сигналу зумовлені відмінністю коефіцієнтів заломлення середовища для зустрічних променів унаслідок руху середовища усередині резонатора (ефект Френеля-Фізо), руху атомів в активному середовищі (ефект Ленгмюра) тощо. Крім того, зміщення нуля може бути спричинене анізотропним розсіюванням, невзаємними ефектами насичення в активному середовищі, розсіюванням на неоднорідностях резонатора тощо.

2.2. Розробка структурної схеми комп'ютеризованої інформаційно-вимірювальної системи

Структурну схему комп'ютерної системи, заснованої на використанні мікроконтролера та датчика кутової швидкості зображено на рисунку 2.1. Система призначена для збору, обробки та аналізу даних щодо швидкості обертання механічних або електромеханічних пристроїв.

Система функціонує на основі ДКШ, який надає дані про вимірювану швидкість обертання рухомого об'єкта. Отримані сигнали передаються до мікроконтролера для подальшого аналізу та обчислення швидкості обертання. Результати цих обчислень відображаються на різних периферійних пристроях або індикаторах, передбачено використання саме дворядкового рідкокристалічного індикатору. Додатково, у системі використовуватиметься клавіатура для введення різних налаштувань, таких як вибір одиниць вимірювання кутової швидкості та інші параметри системи.

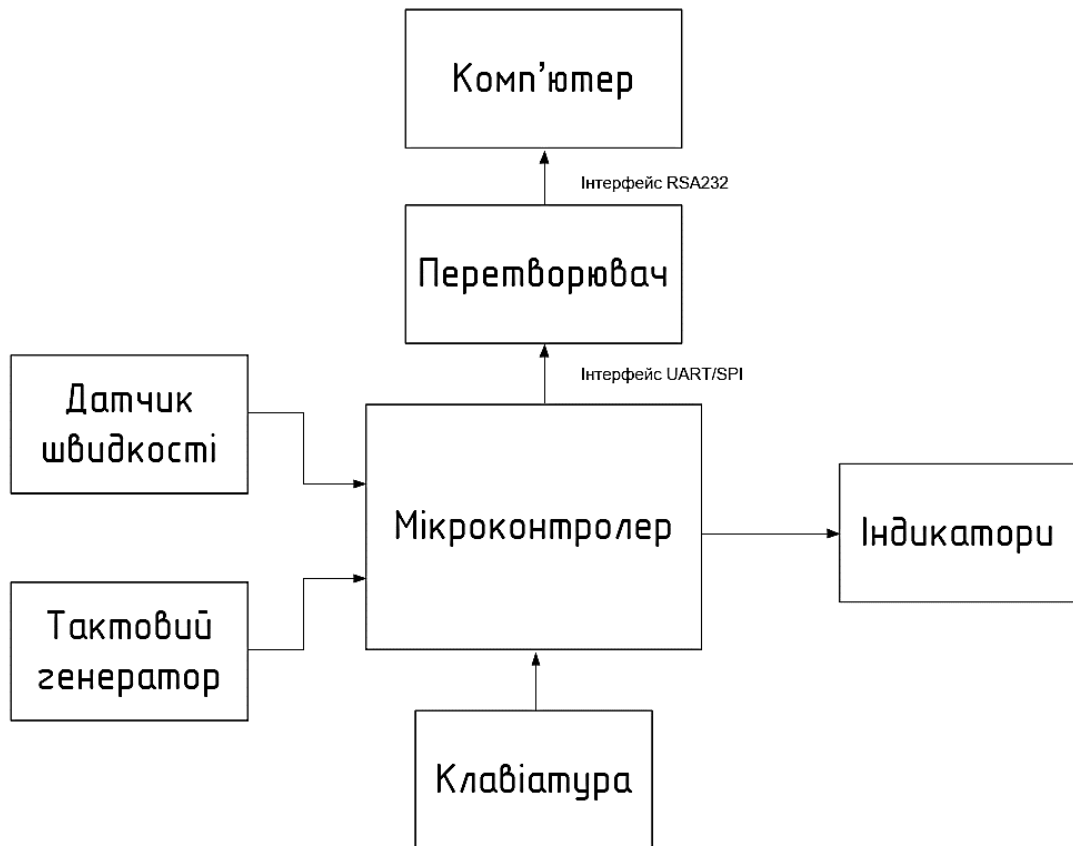


Рис. 2.3 Структурна схема комп'ютеризованої системи для вимірювання кутової швидкості рухомих об'єктів

Система оснащена стандартним інтерфейсом RS232, що є стандартом для більшості ПК. Цей інтерфейс дозволяє неперервно отримувати дані з системи та проводити перепрограмування пристрою без потреби у спеціальному апаратному програматорі. Для вирівнювання рівнів напруги між входами та виходами мікроконтролера й СОМ-порту ПК використовується перетворювач інтерфейсу.

Функціонально система пропонує два режими:

1. Режим передачі даних, який дозволяє відображати поточні значення швидкості рухомого об'єкту на індикаторі та передавати їх через мережевий інтерфейс RS232 на пристрій для збору даних.

2. Режим програмування, в якому користувач може змінювати програму та параметри системи, використовуючи персональний комп'ютер через інтерфейс RS232.

2.3. Математична модель вимірювального каналу

Найпростішу математичну модель вихідного сигналу ідеально виготовленого ЛГ за умови, що паспортне значення дугової ціни імпульсу збігається з її фактичним значенням, можна записати як [14]:

$$\Delta\varphi_n(\Delta t) = \int_{t_{n-1}}^{t_n} \omega(\tau) d\tau, (\Delta t = t_n - t_{n-1}),$$

де $\Delta\varphi_n$ - збільшення кута на виході ЛГ, за час Δt ;

$\Delta t = t_n - t_{n-1}$ - період опитування ЛГ (t_n - момент закінчення n -го опитування; $n=1, \dots, N$ - його поточний номер;

N - кількість опитувань ЛГ при запуску); ω - проекція вектора абсолютної швидкості обертання ЛГ на його вісь чутливості;

Математична модель вихідного сигналу реального ЛГ має більше складний вигляд:

$$\Delta\varphi_n = \Delta\varphi_n(\Delta t) = \int_{t_{n-1}}^{t_n} \{ [1 + \varepsilon + K_{NL}(\omega)]\omega + B_{0g} + R_{\varphi i} \cdot \xi(\tau) \} d\tau + \dots + a_m [\sin(ft_n) - \sin(ft_{n-1})] + q_\theta \cdot \eta(t_n),$$

де ε - відносна похибка калібрування дугової ціни імпульсу (масштабного коефіцієнта) ЛГ;

$K_{NL}(\omega)$ - коефіцієнт відносної нелінійності вихідної характеристики ЛГ;

B_{0g} - зміщення нуля ЛГ;

$R_{\varphi i}$ - коефіцієнт випадкового зміщення ЛГ;

$\xi(t)$ - центрований стаціонарний білий шум одиничної інтенсивності;

$a_m [\sin(ft_n) - \sin(ft_{n-1})]$ - гармонійна складова похибки вилучення відрахування вібропідставки з вихідного сигналу ЛГ;

a_m - амплітуда похибки;

f - кругова частота крутильних коливань моноблоку;

q_θ - дугова ціна імпульсу ЛГ;

$\eta(t_n)$ - центрована випадкова величина, розподілена на інтервалі $[-1, \dots, +1]$ по трикутному закону за час t_n .

Складники $\int_{t_{n-1}}^{t_n} R_{\varphi i} \cdot \xi(\tau) d\tau$ і $q_{\theta} \cdot \eta(t_n)$ характеризують похибки стохастичних процесів. Для такого типу гіроскопа характерна наявність рознесення частот, яка підвищує чутливість його вимірювань, а також наявність системи стабілізації периметра, яка значно зменшує похибку від впливу температури зовнішнього середовища. Гармонійна складова від похибки вібровирахування $a_m[\sin(ft_n) - \sin(ft_{n-1})]$, як було описано у роботі в даному типі ЛГ успішно компенсується за допомогою вузькосмугового (режекторного) фільтра.

2.4. Математична модель похибок лазерного гіроскопу

Побудова математичної моделі похибок ЛГ полягає у створенні формалізованого опису результуючої помилки датчика у вигляді системи стохастичних диференціальних рівнянь і встановленні функціональних співвідношень між окремими компонентами моделі. Знання математичної моделі дає змогу отримувати скінченні рівняння для визначення параметрів моделі, що є основною метою дослідження похибок ЛГ.

Розглянемо модель похибок у вигляді сукупності безперервних процесів простору вхідних (вихідних) сигналів і вектора стану. Структурна схема моделі зображена на рисунку 2.2.

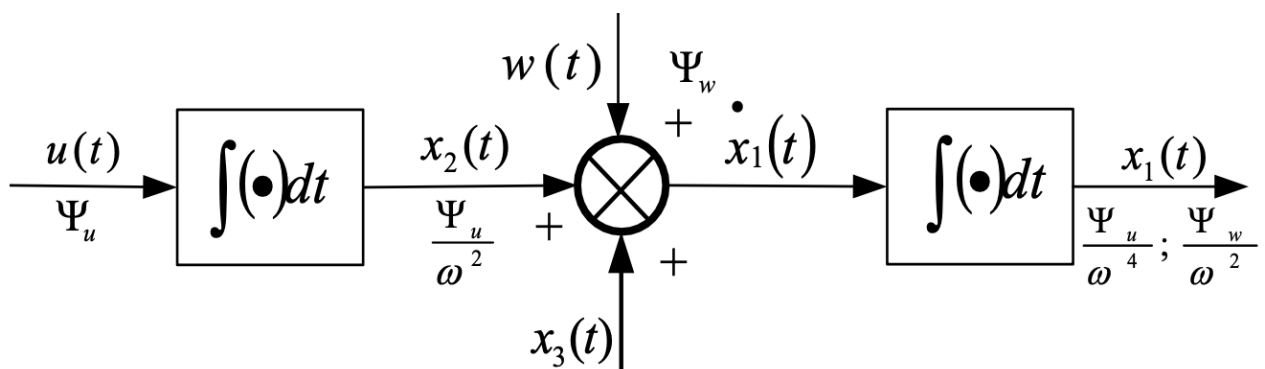


Рис. 2.4 Структурна схема математичної моделі похибок

Цифрова форма вихідного сигналу ЛГ диктує необхідність представлення отриманих раніше рівнянь дискретної форми. Безперервній формі уявлення динамічної системи відповідає векторне різницеве рівняння першого порядку [15].

$$X[(k+1)T] = \Phi X(kT) + \Gamma W(kT)$$

Матриці Φ і Γ , виражаються через матрицю коефіцієнтів A , одиничну матрицю E розміром (3×3) та інтервал квантування T рівняннями виду $\Phi = E + TA$ і $\Gamma = TE$. Слід зазначити, що інтервал квантування T , що відокремлює $(k+1)$ і (k) такти виконаних вимірів, визначається, як величина кратна періоду коливань частотної підставки ЛГ [16].

Дискретний аналог безперервного векторного диференціального рівняння записується таким чином:

$$V_x[(k+1)T] = \Phi V_x[kT] \Phi^T + \Gamma D[kT] \Gamma^T$$

де $D[kT]$ - невід'ємно-визначена матриця інтенсивності дискретного шумового процесу $w[kT]$, яка має вигляд

$$M\{W[iT]W^T[jT]\} = D[kT]\delta_k[(i-j)T]; D[kT] = \begin{bmatrix} D_w & 0 & 0 \\ 0 & D_u & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

де D_w і D_u - інтенсивності гаусових послідовностей $w(kT)$ і $u(kT)$ відповідно. Функція Кронекера $\delta_k[(i-j)T]$ має загальноприйняте позначення

$$\delta_k[(i-j)T] = \begin{cases} 1 & \text{при } i = j \\ 0 & \text{при } i \neq j \end{cases}$$

Запис рівняння у поелементній формі призводить до системи рекурентних рівнянь:

$$\begin{aligned} M\{x_1^2[(k+1)T]\} &= M\{x_1^2[kT]\} + 2T[M\{x_1[kT]x_2[kT]\} + M\{x_1[kT]x_3[kT]\}] + \\ &+ 2T^2M\{x_2[kT]x_3[kT]\} + T^2[M\{x_2^2[kT]\} + M\{x_3^2[kT]\}] + T^2D_w; \\ M\{x_1[(k+1)T]x_2[(k+1)T]\} &= \\ &= M\{x_1[kT]x_2[kT]\} + TM\{x_2^2[kT]\} + TM\{x_3[kT]x_2[kT]\}; \\ M\{x_2^2[(k+1)T]\} &= M\{x_2^2[kT]\} + T^2D_u; \\ M\{x_3^2[(k+1)T]\} &= M\{x_3^2[kT]\}. \end{aligned}$$

Розглянемо послідовно кожне із рівнянь системи. Через незмінність значень послідовності $x_3[kT]$, вираз для $M\{x_3^2[kT]\}$ матиме той самий вигляд, що й у безперервному варіанті запису, тому $M\{x_3^2[kT]\} = m^2$.

Шляхом нескладних перетворень визначаються явні формули для узагальненого члена послідовностей

$$M\{x_2^2[(k+1)T]\}, M\{x_1[(k+1)T]x_2[(k+1)T]\},$$

$$M\{x_1[(k+1)T]x_3[(k+1)T]\}, M\{x_2[(k+1)T]x_3[(k+1)T]\},$$

а саме:

$$M\{x_2^2[(k+1)T]\} =$$

$$(k+1)T^2D_u; M\{x_1[(k+1)T]x_2[(k+1)T]\} = \frac{(k+1)k}{2}T^3D_u;$$

$$M\{x_1[(k+1)T]x_3[(k+1)T]\} = (k+1)Tm^2; M\{x_2[(k+1)T]x_3[(k+1)T]\} = 0.$$

Підставляючи отримані співвідношення до першого рівняння системи (9) остаточний вираз для визначення відхилення кута ЛГ у дискретній формі набуде вигляду

$$M\{x_1^2[(k+1)T]\} = (k+1)T^2D_w + (1+2^2+\dots+k^2)T^4D_u +$$

$$2k(1+2\dots k)T^2m^2 = (k+1)T^2D_w + \frac{k(k+1)(2k+1)}{6}T^4D_u + k(k+1)T^2m^2.$$

Отримане рівняння дозволяє сформулювати розрахункову процедуру оцінки параметрів моделі похибок виходячи з результатів вихідних вимірів ЛГ. Враховуючи, що зв'язок між дискретними та безперервними процесами встановлюється граничним переходом, коли вибірки беруться досить часто $k \rightarrow \infty, T \rightarrow 0, kT \rightarrow t$ можна записати:

$$\lim_{k \rightarrow \infty, T \rightarrow 0} \frac{k(k+1)(2k+1)}{6} T^4 D_u = \frac{t^3 T D_u}{3} = \frac{\psi_u t^3}{3};$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty, T \rightarrow 0} k(k+1)T^2m^2 = t^2m^2; \lim_{k \rightarrow \infty, T \rightarrow 0} (k+1)T^2D_w = tTD_w = t\psi_w.$$

Об'єднуючи рівняння отримуємо

$$\lim_{k \rightarrow \infty, T \rightarrow 0} M\{x_1^2[(k+1)T]\} = \frac{\psi_u t^3}{3} + m^2 t^2 + \psi_w t.$$

При виведенні співвідношень враховувався зв'язок між інтенсивністю безперервних та дискретних шумових процесів типу WN через період дискретизації, а саме

$$\psi_w = TD_w, \psi_u = TD_u.$$

2.5. Висновки до розділу

У розділі було обрано лазерний гіроскоп, як засіб вимірювання для досліджуваної системи, його переваги полягають у відсутності механічних деталей, високій точності та надійності вимірювань, а також можливості надавати дискретні сигнали для вимірювальної інформації. Однак він має виклики, такі як проблеми з "захопленням" частот та нестабільністю коефіцієнтів, що вимагає технічної уваги для забезпечення найвищої точності та стабільності вимірювань.

Розроблено структурну схему досліджуваної комп'ютерної інформаційно-вимірювальної системи, що відображає її основні компоненти та їх взаємозв'язки. Наведено математичні моделі лазерних гіроскопів, які є інструментом для розуміння та аналізу їхньої роботи в різних умовах. Вони дозволяють враховувати різноманітні фактори, такі як шуми, нелінійності та випадкові величини, що виникають у реальних умовах. Складні математичні моделі, які використовують стохастичні диференціальні рівняння, надають можливість аналізувати похибки та сприяють удосконаленню параметрів гіроскопів, що є важливим для підвищення їхньої точності та надійності в реальних умовах експлуатації.

3. ТЕХНІЧНІ ЗАСОБИ КОМПЮТЕРИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ РУХУМИХ ОБ'ЄКТІВ

3.1. Вибір апаратної бази для системи

Основною метою даного підрозділу є розгляд та аналіз ключових аспектів, пов'язаних із визначенням оптимальних компонентів для реалізації досліджуваної системи. Вибір правильної апаратної основи є основним етапом у створенні будь-якого пристрою чи системи, оскільки це визначає її продуктивність, функціональність та спроможність досягти мети.

3.1.1 Вибір мікроконтролера для управління системою

Використання мікроконтролерів має численні переваги, такі як значне підвищення гнучкості, істотне зниження вартості та часу розробки та модифікації пристрою. Мікроконтролери призначені для різних завдань і мають різні типи [21]:

- Інтерфейсні призначені для створення менш продуктивних систем керування та можуть використовуватися з периферійними пристроями, такими як клавіатура, миша і т.п;
- 8-бітні мікроконтролери придатні для систем з низькою та середньою продуктивністю, мають просту систему команд і великий вибір вбудованих пристроїв;
- 16-бітні призначені для систем реального часу, з оптимізованою структурою та системою команд для швидкої реакції;
- 32-бітні мають високопродуктивну архітектуру і призначені для високошвидкісної обробки інформації, такої як відео сигнали тощо;
- Цифрові використовуються для складної математичної обробки сигналів у режимі реального часу. Вони відрізняються від інших типів мікроконтролерів високою розрядністю та швидкістю обробки даних у форматі з плаваючою точкою.

Архітектура процесора визначає типизацію мікроконтролерів, а найбільш поширеною серед них є RISC-архітектура. Вона забезпечує високу швидкодію

шляхом спрощення інструкцій для полегшення їхнього декодування та скорочення часу виконання [17].

8-бітні однокристальні мікроконтролери, зокрема AVR від компанії Atmel та micro-PIC від LTD Microchip, отримали широке застосування у різноманітних радіоелектронних пристроях. Вони мають відмінні технічні характеристики та підтримують поширені протоколи зв'язку, такі як RS232, I2C, USB тощо. Ці мікроконтролери стали популярними через широкий вибір моделей, надійність та відносно низьку вартість.. Їхня популярність також обумовлена доступністю засобів для розробки та налагодження програм.

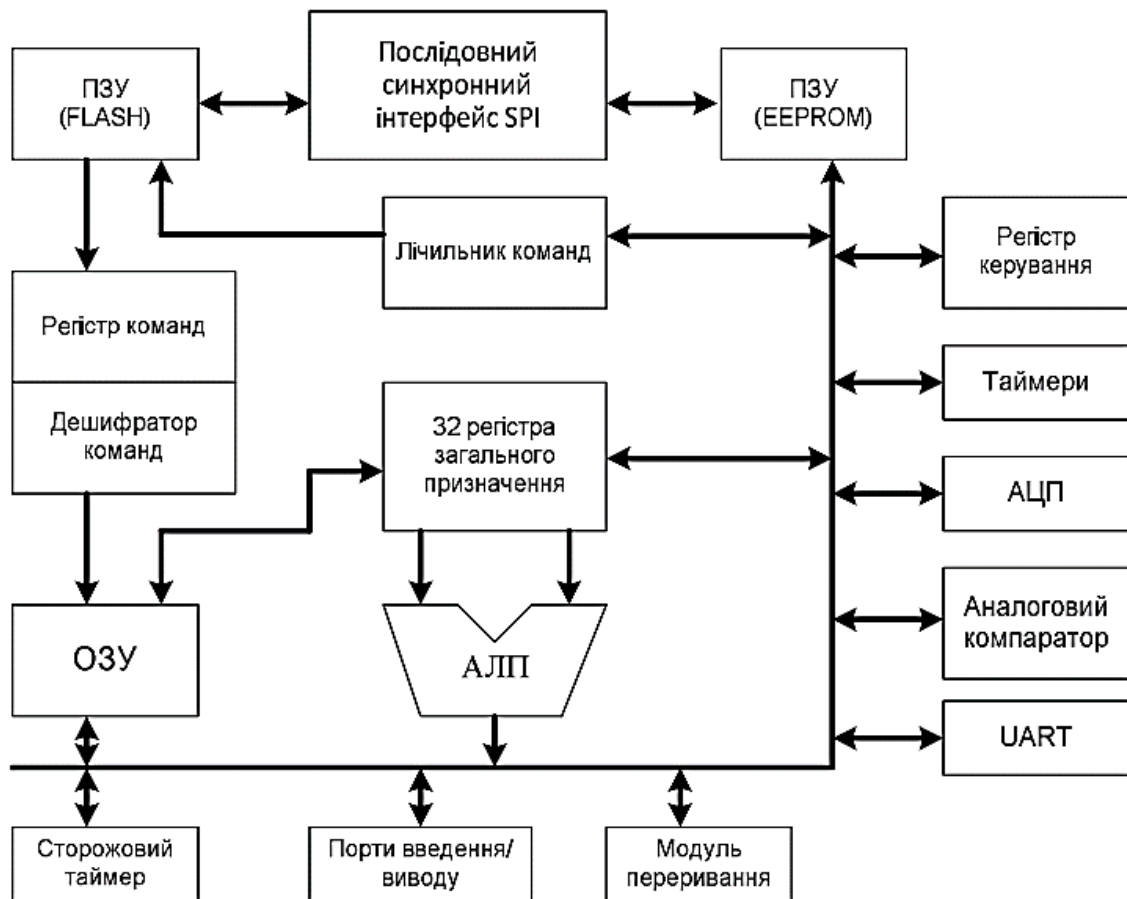


Рис. 3.1 Архітектура AVR мікроконтролера

Завдяки наявності доступних та легко засвоюваних програм для оволодіння мікроконтролерами з флеш-пам'яттю, вбудованим UART та можливістю програмування, стало можливим спрощення процесу розробки периферійних пристроїв.

Це досягнуто завдяки обмеженому набору ефективних команд і простій структурі архітектури. У мікроконтролерах AVR виділяють такі переваги, як швидкодієний RISC-процесор, флеш-пам'ять з низьким рівнем напруги для програмування, перезаписувана ROM, потужні вихідні порти та широкий спектр напруги живлення.

Розширений набір команд дозволяє ефективно використовувати високорівневі мови програмування (наприклад, Сі, Паскаль), що в значній мірі спрощує розробку складних проектів. Також доступний інструмент для алгоритмічної розробки, що полегшує процес створення програмного забезпечення для цих пристроїв.

На підставі вимог досліджуваної системи було обрано мікроконтролер ATmega8 від компанії Atmel. Основні технічні характеристики цього контролера представлено у таблиці 3.1. Крім того, на рисунку 3.2 наведено зовнішній вигляд мікросхеми для різних типів корпусів [18].

Таблиця 3.1

Характеристики мікроконтролера Atmel ATmega 8

Flash ROM, Кбайт	8
EEPROM, байт 1024	512
RAM, байт	1024
ISP (I), Self prog (S)	I, S
Кількість контактів введення/виводу	23
Інтерфейси	USART, SPI, I2C
8/16-бітні таймери	2 / 1
N-канальний ШІМ	3
Аналоговий компаратор	+
N-канальний АЦП (10 біт)	6 / 8
Внутрішній RC-генератор	+

Продовження таблиці 3.1

Сторожовий таймер	+
Апаратний помножувач	+
Кількість інструкцій	130
Живлення VSS, В	2,7 - 5,5
Тактова частота, МГц	0 - 16

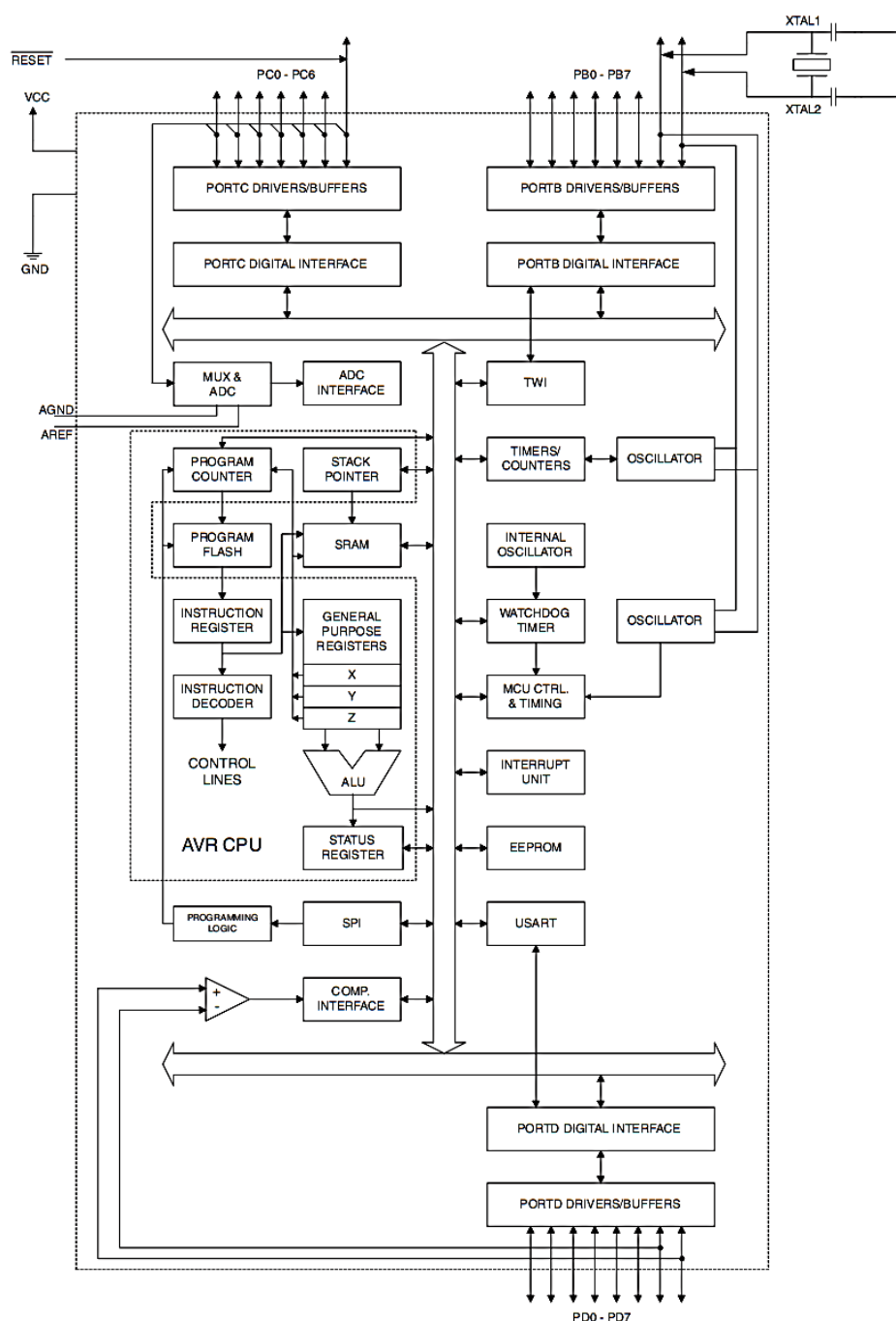


Рис. 3.2. Блок-діаграма мікроконтролера АТмега8

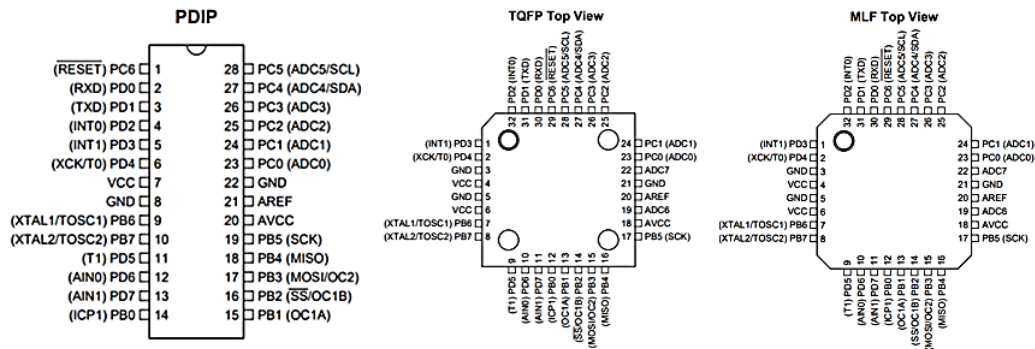


Рис. 3.3. Мікроконтролер АТmega8 та його конфігурації

3.1.2 Вибір датчика кутової швидкості

Кільцевий лазерний гіроскоп GG1320AN (див. рисунок 3.4) інтегрує швидкість з масштабним коефіцієнтом 1,164,352 відліків на оберт. Він складається з лазерного блоку на основі трикутного склокерамічного блоку з довжиною шляху 2,0 дюйма на кожну рівносторонню ніжку [10].

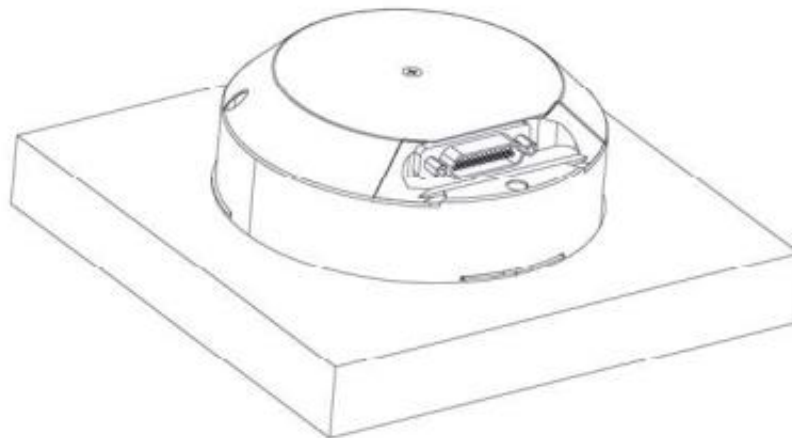


Рис. 3.4. Зовнішній вигляд КЛГ GG1320AN на вібропідставці

Внутрішня електроніка забезпечує високу напругу для роботи лазера, управління функціями гіроскопа та зчитування інформації про гіроскоп за запитом системи. Для живлення пристрій вимагає +15 вольт і +5 вольт. Корпус герметичний та наповнений сухою газовою сумішшю азоту, вкладений в магнітний екран, який складається з двох частин.

GG1320AN приймає імпульс вибірки і відповідає на нього, надсилаючи набір даних, що містить стан гіроскопа та кут нахилу. Частота дискретизації цього пристрою визначається користувачем.

Таблиця 3.2

Основні роз'єми КЛГ GG1320AN

Пін	Опис	Підключення
1	CGND	Земля
2	Додатковий	Не використовується
3	Master Reset Loop	Підключається до штифта 1
4	+5 VCC	+5 В постійного струму
5	Додатковий	Не використовується
6	Додатковий	Не використовується
7	LGND	Земля
8	User Sample Request	Запит на збір даних
9	Додатковий	Не використовується
10	Додатковий	Не використовується
11	Factory Mode Enable	Не використовується
12	VPP	Не використовується
13	RGND	Земля
14	Serial Data Out	Вихід послідовних даних
15	+15 VDC	+15 В постійного струму
16	Master Reset In	Не використовується
17	AGND	Земля
18	Dither Square	Не підключайте
19	Додатковий	Не використовується
20	Clear to Receive	Не підключайте
21	Clear to Send	+5 В постійного струму (логічний високий рівень)

Продовження таблиці 3.2

22	Gyro OK monitor	Вихід: низький рівень вказує на несправність гіроскопа
23 - 27	Додатковий	Не використовується
28	Serial Data Input	Вхід послідовних даних

Гіроскоп працює згідно з технічними характеристиками, якщо швидкість зміни температури не перевищує 90°C/год. Якщо спеціальне застосування вимагає роботи зі швидкістю зміни температури понад нормову може знадобитися спеціальне калібрування гіроскопа за цих вищих швидкостей, щоб відповідати вимогам продуктивності.

Вхідна швидкість гіроскопа становить 0 ± 450 градусів за секунду. Вихідний потік даних GG1320AN містить ряд шумів, переважно квантування і кутове випадкове відхилення, яке компенсується калібрувкою на мікроконтролерному рівні.

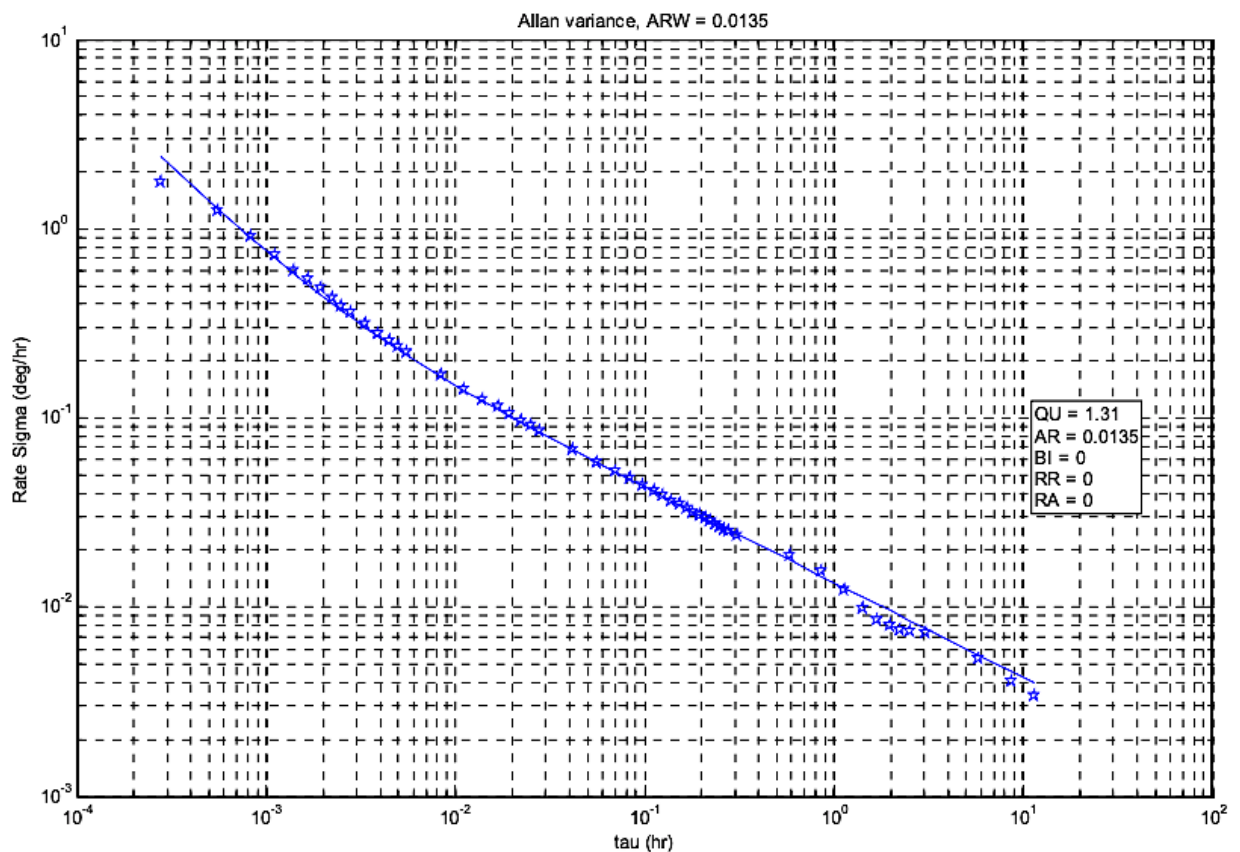


Рис. 3.5 Діаграма варіації Аллана

3.2. Елементи візуального інтерфейсу та управління

У цьому підрозділі розглянемо елементи візуального інтерфейсу та управління, необхідні для покращення способів взаємодії користувачів з досліджуваною інформаційно-вимірювальною системою.

3.2.1 Вибір індикатора

Індикація служить одним із ключових методів передачі інформації користувачеві, при цьому існує множество різних типів від статичних до динамічних.

У досліджуваній системі ми звернемо увагу на рідкокристалічні індикатори, обладнані вбудованими контролерами, що спростить спілкування між індикатором та мікропроцесором. Один із можливих варіантів - знаковинтезуючий індикатор MT-16S2H від фірми МЕЛТ, що використовує контролер Hitachi HD44780. Цей індикатор має два рядки по 16 символів у кожному та є обладнаний стандартним 14-контактним роз'ємом для обміну даними з мікроконтролером [19], мікроконтролер ATmega8 посилає команди до рідкокристалічного індикатора, керуючи режимами його роботи та відображенням символів на ньому. З свого боку, індикатор передає відповідні внутрішні дані та інформацію про свій стан за запитом мікроконтролера.

Таблиця 3.3

Основні роз'єми PKI на базі HD44780

Номер виводу	Назва виводу	Опис виводу
1	VSS	Загальний (GND)
2	VDD	Напруга живлення
3	V0	Контрастність
4	RS вхід	Дані та команди
5	R/W вхід	Читання та запис
6	E вхід	Супроводження даних
7	DB0	Лінія даних 0

Продовження таблиці 3.3

8	DB1	Лінія даних 1
9	DB2	Лінія даних 2
10	DB3	Лінія даних 3
11	DB4	Лінія даних 4
12	DB5	Лінія даних 5
13	DB6	Лінія даних 6

Індикація служить одним із ключових методів передачі інформації користувачеві, при цьому існує множество різних типів від статичних до динамічних.

У досліджуваній системі ми звернемо увагу на рідкокристалічні індикатори, обладнані вбудованими контролерами, що спростить спілкування між індикатором та мікропроцесором. Один із можливих варіантів - знаковосинтезуючий індикатор МТ-16S2Н від фірми МЕЛТ, що використовує контролер Hitachi HD44780. Цей індикатор має два рядки по 16 символів у кожному та є обладнаний стандартним 14-контактним роз'ємом для обміну даними з мікроконтролером [19], мікроконтролер АТmega8 посилає команди до рідкокристалічного індикатора, керуючи режимами його роботи та відображенням символів на ньому. З свого боку, індикатор передає відповідні внутрішні дані та інформацію про свій стан за запитом мікроконтролера.

Роз'єми VDD, V0 та VSS призначені для подачі напруги живлення та напругу зсуву, що контролює контрастність дисплея.

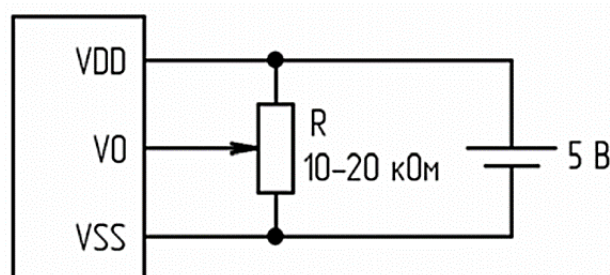


Рис. 3.6. Схема підключення живлення

Мультиплексори DB0-DB7 використовуються для функції «команди / дані», тоді як виводи RS, R/W, E використовуються мікроконтролером для обміну керуючими сигналами. Графіки сигналів під час передачі команд або даних до контролера PKI відображені на рисунку 3.7.

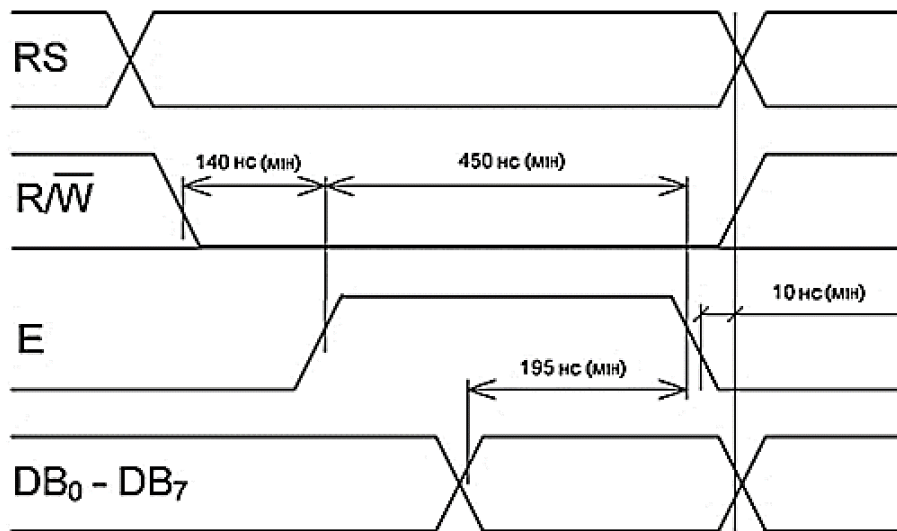


Рис. 3.7. Запис даних в PKI

Мультиплексори DB0-DB7 використовуються для функції «команди / дані», тоді як виводи RS, R/W, E використовуються мікроконтролером для обміну керуючими сигналами. Графіки сигналів під час передачі команд або даних до контролер.

Мікроконтролер використовує сигнал RS для вказівки контролеру PKI, що передається по шині - чи це команда, чи дані. Сигнал E супроводжує сигнали на шині "команда / дані", і запис інформації відбувається при спаді цього сигналу.

R/W визначає напрям передачі даних: 0 - для запису до RAM індикатора, 1 - для зчитування. Якщо мікроконтролер має обмежену кількість виводів, можна підключити чотирирозрядну шину "команда / дані". В такому випадку кожен байт передається послідовно двома тетрадами через лінії DB4-DB7, починаючи зі старшої.

Мікроконтролер не має виконувати нову передачу після отримання даних контролером PKI, оскільки на обробку отриманої інформації потрібен час. Для перевірки завершення внутрішніх операцій контролер PKI, мікроконтролер AVR може перевіряти прапор BUSY, який знищується лише тоді, коли

контролер готовий до нових операцій. Простіший спосіб - мікроконтролер AVR робить тимчасову затримку після кожної операції, знаючи час, який потрібен РКІ на обробку команди чи даних.

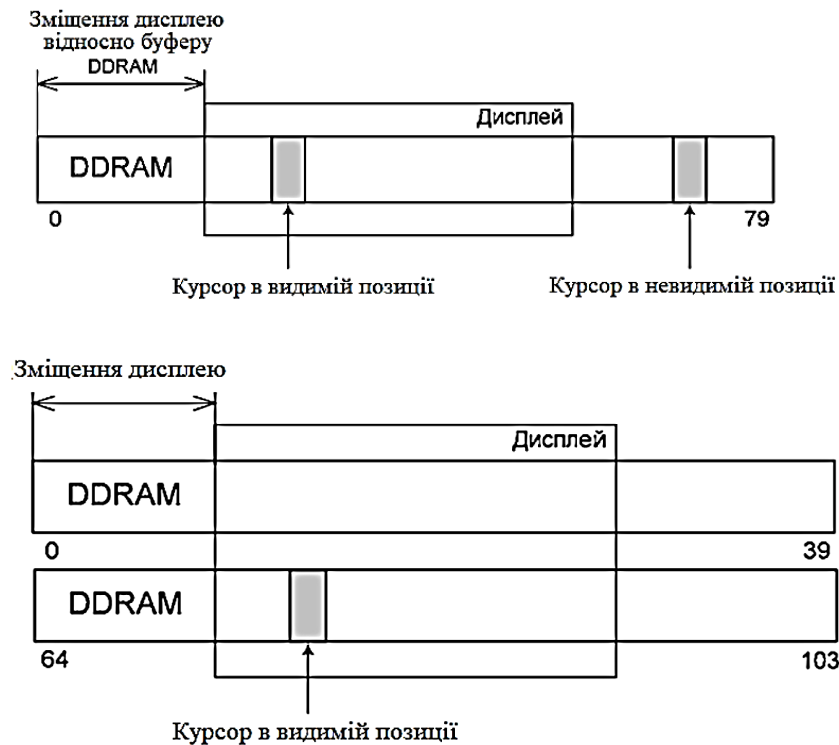


Рис. 3.8. Операція відображення символів, які записані в DDRAM
для однорядкового та дворядкового РКІ

Під час циклу запису, основний мікроконтролер передає код команди до контролера РКІ для запису до його регістру. Ця команда виконується безпосередньо після запису. У випадку передачі даних, що є кодами для відображення символів, вони записуються до буфера даних контролера РКІ, який зазвичай має до 80 вільних комірок (див. рисунок 3.8).

Під час запису та зчитування обирається комірка, на яку вказує курсор у момент звернення. Буфер даних має більше комірок, ніж кількість символів на дисплеї, що дозволяє відображати різні області буфера на екрані. Наприклад, у дворядкових індикаторах перші 40 комірок буфера даних зазвичай відображаються на верхньому рядку, а інші 40 - на нижньому. Вікно відображення дисплею синхронно зсувається відповідно до буфера даних верхнього та нижнього рядка. Курсор буде видимим тільки у тому випадку, якщо він потрапляє у зону видимості дисплея.

Крім DDRAM (регістру динамічної пам'яті дисплея), контролер РКІ також містить блок пам'яті для генераторів символів, де зберігається відповідність кодів символів та їх зображень. Оскільки ця пам'ять є програмованою з фіксованим змістом (ПЗП), її змінювати не можна.

					0x0F
					0x11
					0x11
					0x0F
					0x05
					0x09
					0x11
					0x00

Рис. 3.9. Приклад кодування символу

В іншій частині використовується внутрішня програмована пам'ять (ОЗП), де знаходяться малюнки символів для перших 16 кодів таблиці генератора. Ця пам'ять дозволяє визначити кожному з восьми перепрограмованих символів відповідність до кодів 0 (8), 1 (9), 2 (10) ... 7 (15).

Для кожного з цих восьми символів в ОЗП відводиться 8 комірок пам'яті, кожна з яких відповідає одному рядку точок у зображенні символу (див. рисунок 3.9). Таким чином, програмовна частина генератора символів містить 64 байти пам'яті.

На рисунку 3.10 показана схема підключення контролера РКІ, яка може використовуватись для AVR мікроконтролерів, які не мають зовнішньої пам'яті даних. У цій схемі керуючі сигнали E та RS формуються програмно на звичайних лініях введення/виведення AVR. Шина даних складається з чотирьох розрядів, і кожен байт даних передається через дві послідовні передачі, розпочинаючи зі старшого розряду, як це було зазначено вище у цьому пункті.

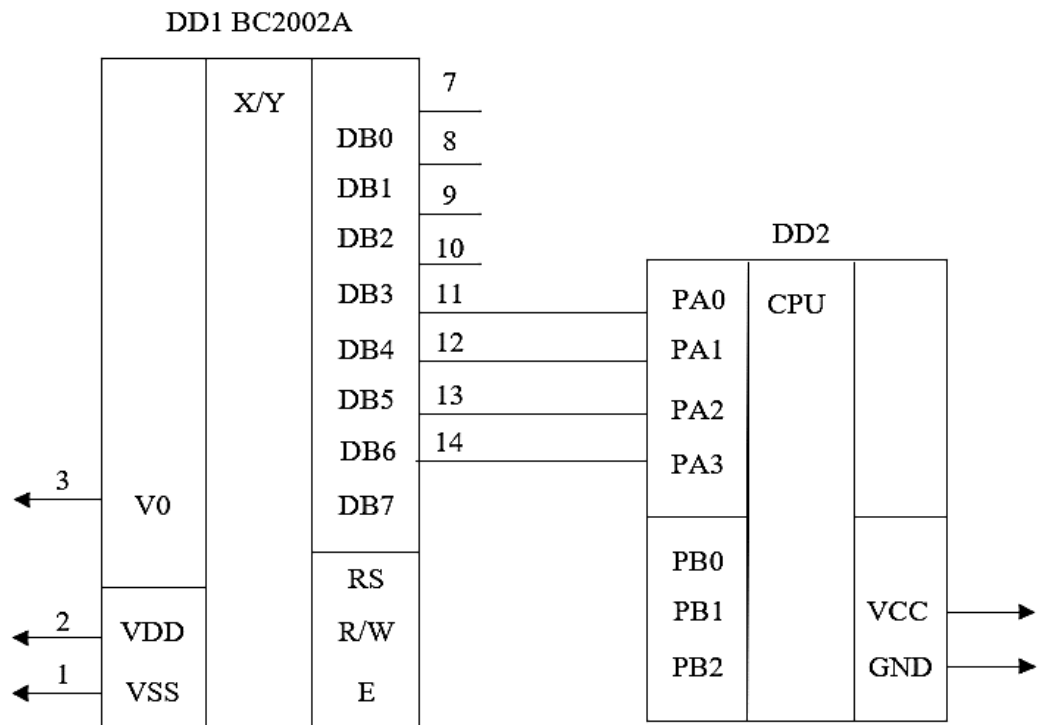


Рис. 3.10. Типова схема підключення РКІ

Якщо передача даних відбувається тільки в одному напрямку між контролером та РКІ, можна замкнути контакт R/W до землі. Це призведе до відключення можливості зчитування даних з індикатора, але дозволить заощадити один контакт порту введення/виведення мікроконтролера.

3.2.2 Вибір панелі керування

Для керування нашою системою буде використовуватись звичайна кнопкова клавіатура, порядок та зовнішній вигляд, якої вказано на рис. 3.11.

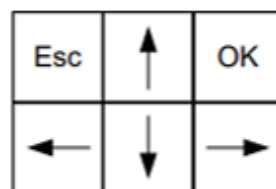


Рис. 3.11. Панель керування

На рисунку 3.12 показана схема підключення клавіатури матричного типу до мікроконтролера. У цьому випадку стовпці клавіатури підключені до старшого порту В мікроконтролера, тоді як рядки з'єднані з молодшим портом. Резистори у схемі використовуються для встановлення рівнів логічних сигналів на входах мікроконтролера під час натискання клавіш. У стаціонарному стані

старша тетрада порту виводиться на вивід та перебуває на низькому рівні, тоді як молодша налаштована як вхід з підключеними внутрішніми резисторами.

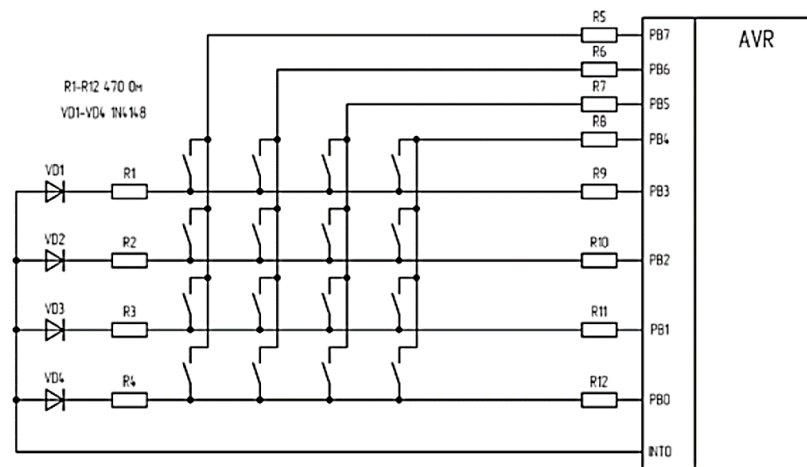


Рис. 3.12. Схема підключення матричної клавіатури

При натисканні будь-якої з кнопок клавіатури, один із діодів VD1 - VD4 приводить лінію зовнішнього переривання INT0 до низького логічного рівня. На цю лінію також підключений внутрішній підтягувальний резистор. Коли відбувається зовнішнє переривання, підпрограма, що обслуговує це переривання, повинна зчитати скан-код клавіші з порту В.

3.2.3 Вибір інтерфейсу для зв'язку з комп'ютером

Інформація між мікроконтролером та персональним комп'ютером зазвичай передається через послідовний порт COM та інтерфейс RS232, що дозволяє розміщувати пристрій на відстані від ПК. Для передачі даних використовується двоспрямований послідовний асинхронний інтерфейс за стандартом RS232. Перетворення рівнів сигналів від TTL до RS232 здійснюється за допомогою спеціалізованої схеми.

Більшість мікросхем мають кілька каналів прийому-передачі, проте зазвичай використовується лише один, інші залишаються невикористаними. Під час налагодження схеми пристрою та програми часто потрібно перепрограмувати мікроконтролер. Це може бути зроблено за допомогою паралельного або послідовного програмування [20].

На основі зображеної на рисунку 3.13 схеми можна виконати перепрограмування контролера та передавати дані, використовуючи лише COM-порт.

Мікросхема DD1 здійснює перетворення рівнів TTL у RS232 та навпаки при обробці інформації з ПК. UART вхід мікроконтролера використовується для асинхронного обміну інформацією між лініями RXD та TXD. Перемикач SA1 встановлює режим програмування або обміну даними.

У режимі програмування сигнал на шині інтерфейсу переводить МК в режим програмування шляхом подачі низького сигналу на RESET. Якщо увімкнено режим обміну, по ньому відбувається приймання даних з комп'ютера. Для передачі даних при програмуванні контролера MOSI та MISO використовуються лінії інтерфейсу CTS та DTR, а вільні буфери використовуються для узгодження їх рівнів.

Щодо мікросхем приймачів інтерфейсу RS232, можуть бути використані мікросхеми такі, як MAX, HIN або ADM, залежно від розташування виходів та величини ємностей конденсаторів.

3.3. Розробка електричної принципової схеми комп'ютеризованої інформаційно-вимірювальної системи та оцінка її швидкодії

Обробка переривань лічильника викликає процедуру обчислення швидкості, яка зберігається у вигляді числа з плаваючою точкою в регістрах. Ця змінна використовується для двох каналів передачі даних: індикаторного та інтерфейсного.

Клавіатура, підключена до пристрою, дозволяє вводити всю необхідну інформацію: одиниці виміру, налаштування передачі даних та інше. Результати налаштувань зберігаються у відповідних регістрах налаштувань і залишаються збереженими в незалежній пам'яті при вимкненні пристрою.

У цій схемі головною частиною є мікроконтролер DD2, який програмується мікропрограмою. Для скидання параметрів програми використовується натискання кнопки SA2 "Скидання", що призводить до з'яви логічного 0 на вході RESET контролера і його перезавантаження.

Лазерний гіроскоп GG1320AN має кілька пінів, які потрібно підключити до мікроконтролера ATmega8 для взаємодії між пристроями. Перш за все, піни, які вимагають зазначеного підключення, включають землю (піни 1, 7 та 13), яку необхідно підключити до відповідних земельних контактів мікроконтролера ATmega8. Крім того, потрібно підключити живлення: +5 В (пін 4) та +15 В (пін 15) до відповідних джерел живлення ATmega8. Піни, що вказують на підключення до конкретних штифтів мікроконтролера, такі як Master Reset Loop (пін 1). Щодо пінів, які виконують функціональні дії, наприклад, запит на збір даних (User Sample Request - пін 8) або передача послідовних даних (Serial Data Out - пін 14), їх слід підключити до відповідних входів/виходів мікроконтролера ATmega8 з урахуванням вимог системи.

РКІ підключений до чотирьох бітної шини. Вхід вибору режиму "команди / дані" індикатора RS підключений до мікроконтролера (PC4), сигнал Е поступає від гнізда PC5, а вхід R/W заземлений.

Регулювання яскравості РКІ здійснюється за допомогою потенціометра, що може бути встановлений в звичайне положення, яке не впливає на регулювання цього параметру. Сконструйована клавіатура складається з матричних стовпців та рядків, підключених відповідно до ліній PD5-7 та PB1-2. Натискання кнопок ініціює запит на переривання лінії INT0.

Мікросхема DD1 відповідає за перетворення рівнів сигналів, забезпечуючи зв'язок між інтерфейсами UART та SPI. Кнопка SA1 відповідає за перемикання між режимами (програмування або обмін даними). Систему увімкнено за допомогою перемикача SA9, при цьому світиться червоний світлодіодний індикатор HL1.

Для оцінки швидкодії системи використовується підрахунок імпульсів, що надходять з виходу датчика протягом фіксованого інтервалу часу t . Час вимірюється за допомогою таймера. Якщо ми знаємо частоту генератора тактів мікроконтролера (у даному випадку - 16 МГц) та розрядність лічильника (16 біт), ми можемо визначити час, який він вимірює.

$$t = \frac{2^n}{CLK} = \frac{2^{16}}{16 \cdot 10^6} = 0,0041 \text{ (с)}$$

Звідси отримаємо частоту виникнення переривань від лічильника.

$$f = \frac{1}{t} = \frac{1}{0,0041} = 244 \text{ (Гц)}$$

Загальна функція знаходження кутової швидкості визначається за наступною формулою:

$$V = \frac{pulses}{resolution} \cdot \left(f \left[\frac{об}{с} \right] = f \cdot 60 \left[\frac{об}{хв} \right] = f \cdot 2\pi \left[\frac{рад}{с} \right] \right),$$

де *pulses* – кількість підрахованих імпульсів за інтервал часу *t*;

resolution – роздільна здатність датчика.

З розрахунків можна зробити висновок, що за допомогою задіяного 16-ти бітного лічильнику здійснюється підрахунок тактових імпульсів частотою 16 МГц через інтервали часу, що складають 0,0041 секунд та генерує запити на переривання через заповнення.

3.4. Висновок до розділу

У процесі розробки системи вимірювання кутової швидкості руху об'єктів було проведено ретельний аналіз та відбір ключових технічних засобів. Atmel ATmega8 є оптимальним мікроконтролером для управління системою, відносно його потужності і сумісності з необхідними компонентами.

Кільцевий лазерний гіроскоп GG1320AN відповідає вимогам точності та чутливості досліджуваної системи. У розділі візуального інтерфейсу та управління були обрані оптимальні компоненти: рідкокристалічний індикатор HD44780, який забезпечує чітке відображення вимірюваних параметрів та панель керування з урахуванням зручності використання.

Розроблено електрично-принципову схему системи, а також проведено оцінку її швидкодії та функціональності. Враховуючи вибрані компоненти та їх взаємодію, система матиме високу ефективність та точність вимірювань, що задовільняє потреби дослідження.

4. РОЗРОБКА МЕТРОЛОГІЧНОГО ТА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ КОМП'ЮТЕРИЗОВАНОЇ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ

Розробка метрологічного та програмного забезпечення для комп'ютеризованої інформаційно-вимірювальної системи є ключовим аспектом у забезпеченні точності, надійності та ефективності системи. Цей розділ присвячений детальному огляду та аналізу процесу розробки програмного функціоналу та метрологічних засобів, які сприяють здійсненню вимірювань, обробці та аналізу отриманих даних.

4.1 Функціональна схема датчика кутової швидкості

Функціональна схема лазерного гіроскопу складається з багатогранного оптичного контуру з трикутною схемою та відкритими каналами. Режим оптичного накачування реалізовано на базі напівпровідникового лазерного діода.

Завдання формування двонаправленого оптичного сигналу від лазерного діода вирішується за допомогою оригінальної конструкції резонатора-розщеплювача. При цьому напівпровідниковий лазерний діод знаходиться всередині оптичної схеми гіроскопа. Кільцевий режим оптичного сигналу реалізується дзеркальною системою. Знімання інформації про кутову швидкість об'єкта навігації здійснюється обробкою динамічної інтерференційної картини з виходу гіроскопа.

Розглянемо деякі конструктивні особливості (див. рисунок 4.1):

1) Використання МЛД, яке має схему термокомпенсації температури напівпровідникового кристала. Це розміщено в геометричному центрі оптичного контуру гіроскопа.

2) Застосування відкритих оптичних каналів у внутрішньому оптичному контурі моноблока.

3) Включення оригінального зовнішнього оптичного РР у оптичний контур гіроскопа для створення двонаправленого джерела випромінювання МЛД.

4) Включення оригінального інтерференційного змішувача (СМ), який поєднаний з напівсферичним дзеркалом оптичної обв'язки трикутної оптичної схеми гіроскопа, у оптичний контур моноблока.

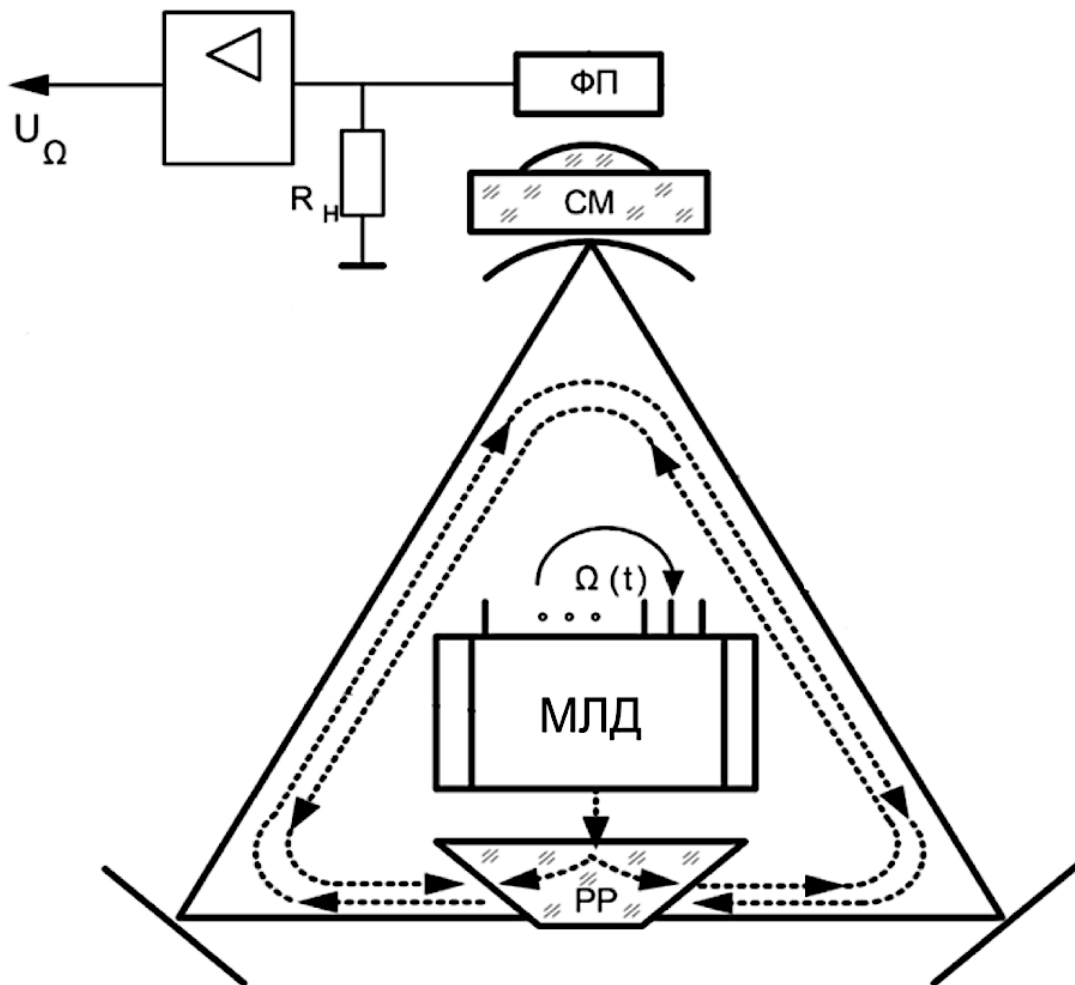


Рис. 4.1 Функціональна схема датчки кутової швидкості

Інформаційна складова гіроскопа подається у вигляді динамічної інтерференційної картини, що обробляється електронною системою на основі фотоприймального пристрою.

4.2. Метрологічні характеристики системи

Метрологічні характеристики системи визначаються як основні властивості, що впливають на точність, достовірність та стабільність вимірювань. Системи на основі кільцевих лазерних гіроскопів володіють вражаючою точністю та здатністю у вимірюванні руху та швидкості об'єктів, але як і будь-який засіб вимірювання має свої статичні та динамічні похибки.

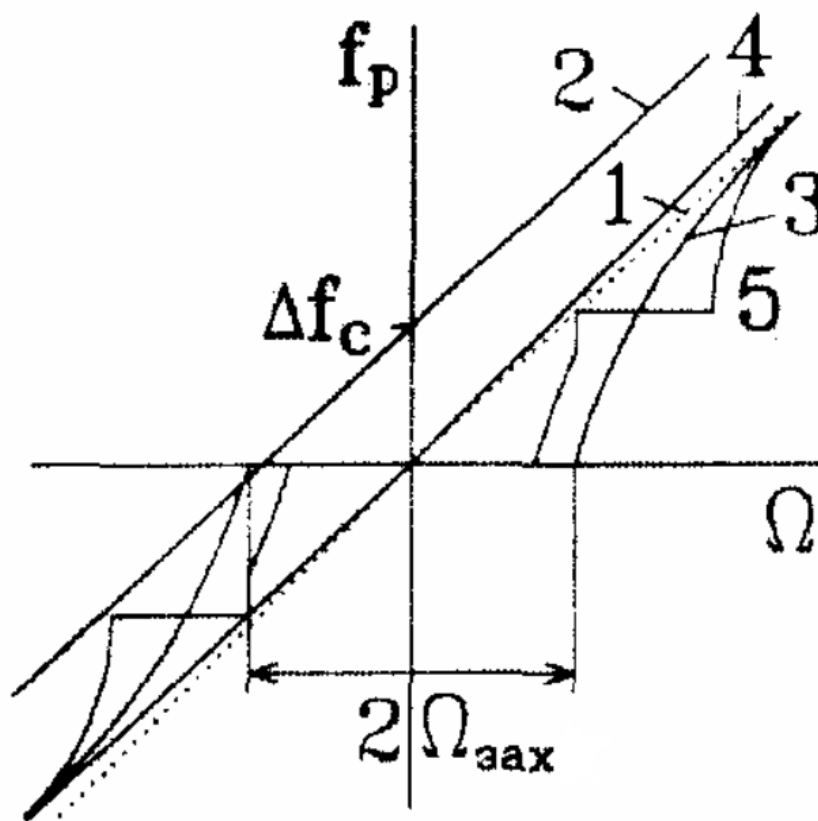


Рис. 4.2 Ідеальна характеристики з потенційними відхиленнями КЛГ

Вихідна характеристика ідеального ЛГ, показана пунктиром 1 на рисунку 4.2, являє собою залежність різницевої частоти від кутової швидкості обертання основи. Вона має вигляд прямої, що проходить через початок координат, тангенс кута якої дорівнює масштабному коефіцієнту ЛГ [22].

Будь-який ефект, який призводить до відхилення характеристики від даної прямої лінії, має розглядатися як джерело похибок.

4.1.1 Статичні похибки

Багатомодовий характер випромінювання пояснюється тим, що в межах лінії, зумовленої доплерівським розширенням, у резонаторі КЛГ можуть порушуватися кілька окремих коливань із різними частотами.

При обертанні гіроскопа з кутовою швидкістю Ω багатомодовий режим генерації призводить до розщеплення кожної моди на дві частоти. При цьому різниці частот биття сусідніх потоків дещо відрізняється одна від одної, що ускладнює чітке виділення сигналу різницевої частоти й оцінку кутової швидкості обертання.

Тому в конструкціях гіроскопів на лазерах забезпечується придушення небажаних видів коливань за допомогою діафрагми встановленої на одному з каналів резонатора, або регулюють коефіцієнт посилення активного середовища лазера таким чином, щоб на всіх потоках, крім одного, посилення не компенсувало активних втрат резонатора [23].

Нестабільність масштабного коефіцієнта пояснюється переважно можливими змінами геометрії резонатора ЛГ, а також нестабільністю коефіцієнта заломлення активного середовища через його дисперсійну характеристику (крива 4 на рис. 4.2).

У зв'язку з цим контур гіроскопа виготовляють із матеріалу, що має малий коефіцієнт температурного розширення (наприклад, ситалу). Основними методами, що дають змогу стабілізувати масштабний коефіцієнт, є використання спеціальної схеми автопідстроювання периметру ЛГ і застосування як активного середовища стабільних і однорідних газових середовищ за малих тисків [24]. Також для цих цілей застосовуються спеціальні схеми стабілізації довжини периметра контуру. Їхня робота ґрунтується на зміні положення відбивача або показника заломлення середовища, що може бути досягнуто зміною щільності середовища в одному з каналів.

4.1.2 Динамічні похибки

Вплив зовнішніх періодичних збурень пов'язано здебільшого з вібрацією дзеркал, а також із пульсацією напруги, яка живить елементи накачування КЛГ. У разі наближення частоти зовнішніх впливів до частоти биття двох зустрічних хвиль унаслідок виникнення параметричних явищ може відбутися захоплення, або синхронізація різницевої частоти.

Це призводить до того, що в деякому діапазоні зміни кутової швидкості обертання основи різницева частота залишається постійною (крива 5 на рис. 4.2). Ширина смуги захоплення, що утворюється, визначається параметрами системи та інтенсивністю зовнішніх збурень. Для зменшення впливу вібрацій конструкція ЛГ має бути гранично жорсткою.

Розглянемо деякі ефекти, які викликають дані збурення [25]:

1) Електрооптичний ефект Керра проявляється у вигляді збурення коефіцієнта заломлення середовища під впливом електромагнітного поля, що поширюється в ньому. Розбаланс потужностей зустрічних хвиль в оптичному контурі може призводити до різниці набігів фаз і виражатися в зсуві нуля.

Ефект Керра також є невзаємним ефектом. Однак корекція в гіроскопі оптичного прямого і зворотного випромінювання в контурі з відкритими оптичними каналами призводить до того, що протилежна фазова різниця по замкнутому контуру під час інтегрування дорівнюватиме нулю.

2) Магнітооптичний ефект Фарадея визначає взаємозв'язок величини напруженості зовнішнього магнітного поля та оптичних параметрів матеріалів, що визначають оптичний контур гіроскопа. Ефект Фарадея є випадковим ефектом, і з огляду на те, що оптичний контур утворений відкритими оптичними каналами, то протилежна фазова різниця по замкнутому контуру під час інтегрування дорівнюватиме нулю. Проте, для усунення можливих випадкових помилок, пов'язаних із наявністю магнітних полів бортової радіоелектронної апаратури, доцільним є застосування екранування оптичного контуру від його впливу, що є вже передбаченим в обраному ДКШ.

Дрейф нуля (крива 2 на рис. 4.2) викликає похибку КЛГ, еквівалентну звичайному дрейфу механічного гіроскопа. Зсув нуля пояснюється виникненням у порожнині гіроскопа газових потоків, дрейфом носіїв струму в кільцевому резонаторі та впливом зовнішніх магнітних полів [26].

Існування газових потоків у гіроскопі, квантові генератори якого живляться постійним струмом, визначається зіткненням молекул газу зі стінками порожнини гіроскопа. Лазерний промінь сконцентрований у центральній частині порожнини гіроскопа і проходить через газ, що рухається до катода. Зворотний струм газу відбувається вздовж стінок трубки.

Переміщення газу призводить до зміни показника заломлення, залежного від відносних напрямків переміщень енергії в лазерному промені і газовому потоці. Тому порожнина гіроскопа в одному напрямку здаватиметься дещо довшою, ніж в іншому, це явище призводить до зсуву нуля гіроскопа.

Для КЛГ що містить оптичне середовище з коефіцієнтом заломлення n , яке рухається контуром резонатора зі швидкістю V_c , частотний зсув вихідної характеристики:

$$\Delta f_c \cong 2(n^2 - 1)V_c / \lambda$$

Він є однією з основних помилок, з якою доводиться боротися в лазерних гіроскопах, тому що має, як систематичну так і випадкову складові.

Систематична складова описується наступним рівнянням:

$$\Omega_{sys}(t, T) = A_1(T) \cdot e^{\frac{t}{\tau_1(T)}} A_2(T) \cdot t + A_3(t)$$

Випадкова складова може бути обумовлена фізичними процесами та похибками квантування, сумарний дрейф лазерного гіроскопу описується наступним виразом:

$$\Omega_{dr} = \Omega_{sys}(t, T) + \Omega_{rand}(\xi)$$

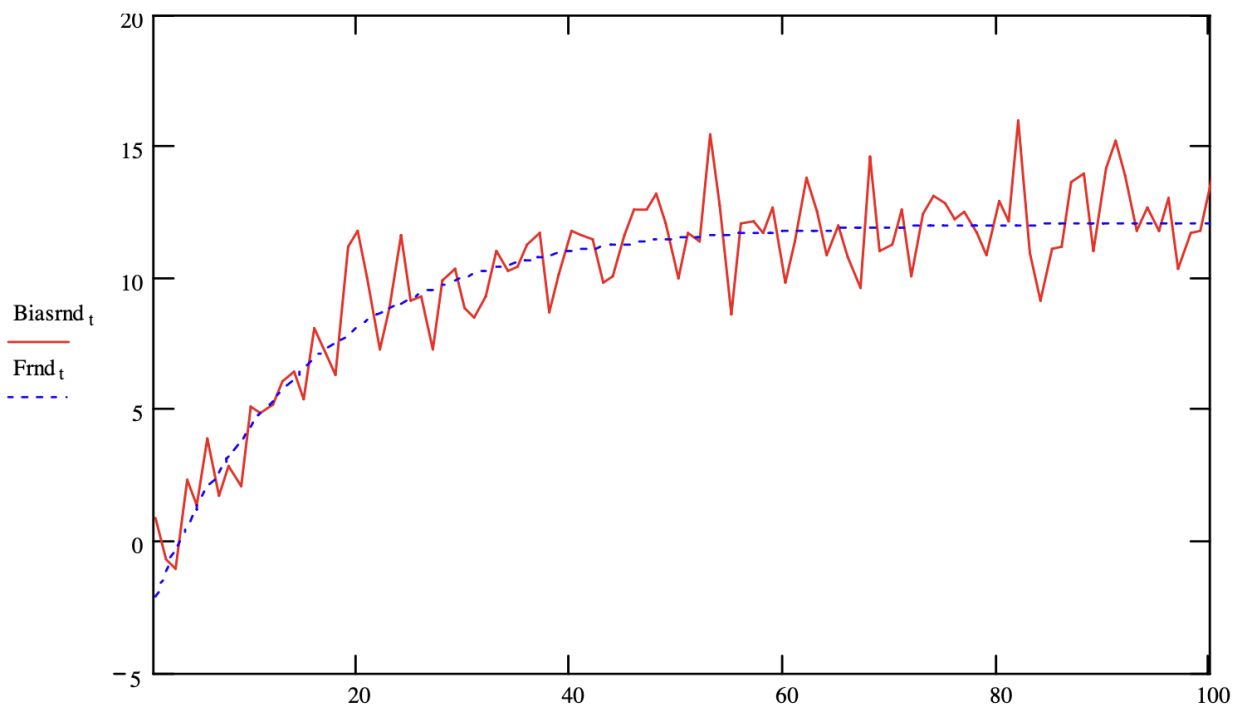


Рис. 4.3 Графік моделі систематичного дрейфу КЛГ

На графіку суцільною лінією зображено випадкову складову та іншою відображено систематичну. На основі даного моделювання є доцільним виконати покращення алгоритмічної компенсації систематичної складової дрейфу нуля.

Синхронізація частот зустрічних хвиль призводить до того, що при зменшенні швидкості обертання гіроскопа різниця частот наближається до нуля швидше, ніж швидкість кутового обертання гіроскопа.

У результаті на малих швидкостях повороту помилки вимірювання кутової швидкості неприпустимо збільшуються, а на найменших швидкостях (0,03 °/с) гіроскоп уже не реєструє початкового повороту (крива 3 на рис. 4.2). Відбувається так зване захоплення частот коливань одного генератора іншим унаслідок взаємного впливу двох генераторів.

Захоплення променів, що поширюються в протилежних напрямках, пов'язане з їхнім зворотним розсіюванням, тому зменшення зони захоплення зводиться передусім до зменшення цього розсіювання, якого можна досягти завдяки оптимізації конструкції та основних параметрів (поліпшення якості поверхонь, що відбивають, вакуумування, зниження впливу плазми активної речовини, збільшення периметру резонатора, зменшення довжини хвилі використовуваного випромінювання, збільшення діаметра світлового потоку).

Однак перераховані шляхи зменшення зони захоплення не дають змоги повністю усунути це явище. У цьому разі найпростішим способом компенсації є реалізація частотної підставки КЛГ зі зміщенням робочої точки. Обраний ДКШ від виробника Honeywell вже забезпечений даною підставкою, тому подальший розгляд цієї характеристики виключений з подальшого дослідження.

Зворотне розсіювання променя в оптичному каналі обмежує короткочасну роздільну здатність гіроскопа. Світло зворотного розсіювання променя в оптичному каналі призводить до виникнення безлічі шумів [27].

Інтерференція основних зустрічних хвиль із розсіяними хвилями може призводити до флуктуацій зсуву фаз вихідного сигналу. Оцінимо похибку вимірювання швидкості обертання, зумовлену розсіюванням світла за умови, що втрати енергії розподілені рівномірно по довжині оптичного каналу. У разі одноразового обходу оптичного каналу втрати потужності описуються таким виразом:

$$P_1 = 0,5 \cdot P_0 \cdot e^{-\alpha_S L}$$

де α_S - коефіцієнт розсіювання;

L - довжина оптичного контуру моноблока;

P_0 - потужність випромінювання МЛД, що надходить в одному напрямку оптичного контуру.

За законом Ламберта частка розсіяного світла що взаємодіє із зустрічною основною хвилею, враховує тілесний кут введення в оптичний канал відбитого від дзеркала розсіяного випромінювання рівний $\frac{\pi}{4}\beta^2$ де β - лінійний кут, і коефіцієнт Q , що відображає спрямованість розсіювання відбитого від дзеркала випромінювання в оптичний канал уздовж його осі.

Комбінація двох пар взаємно протилежних хвиль у лазерному гіроскопі, з урахуванням ефекту зворотного розсіювання на дзеркалах оптичного контуру, визначає максимальне приріст фази в такому вигляді:

$$\Delta\varphi_{max} = \varphi_1 + \varphi_2 = 2 \sqrt{\frac{P_s}{P_1}} = \beta \sqrt{Q\alpha_S L}$$

Тут φ_1 та φ_2 - фазові набіги прямої та зворотної хвиль. Оцінка максимальної зміни зсуву фаз вихідного сигналу для трикутної оптичної схеми з довжиною каналу 100 мм довжина оптичного контуру складе, при $L = 0,3$ м, а при $Q = 1$, $\alpha_S = 10^{-12}$ 1/м, $\beta = 0,1$ рад: $\Delta\varphi_{max} \approx 0,55 \cdot 10^{-7}$ рад.

Оцінку максимальної похибки вимірювання кутової швидкості обертання для досліджуваної оптичної схеми може бути отримано на підставі виразу для ефекту Саньяка:

$$\Delta\Omega_{max} = \frac{\Delta\varphi_{max}}{K} = \frac{\Delta\varphi_{max} \cdot \lambda \cdot c}{8\pi S} = 2,4 \cdot \frac{10^{-14} \text{ рад}}{c}$$

Отримані оцінки впливу зворотного розсіювання на точностні параметри гіроскопа мають мізерний вплив тому не підлягають подальшому дослідженню.

Вплив температурних градієнтів в оптичних гіроскопічних системах є домінуючим фактором нестабільності, що впливає на геометричні розміри оптичного контуру, а отже, і на вимірювану кутову швидкість об'єкта.

Будемо вважати, що вихідні параметри МЛД стабільні в робочому діапазоні температур за рахунок стабілізації температури робочого кристала, що реалізується відповідним драйвером. При цьому в оптичному контурі присутній автоматичний режим внутрішньої взаємної фазової модуляції, властивий цій оптичній схемі. Температурна чутливість фази Саньяка може бути отримана на основі виразу [28]:

$$\frac{d\varphi_c}{dT^0} = \frac{dS}{dT^0} \frac{8\pi}{\lambda c} \Omega = \frac{dS}{dT^0} p \Omega$$

Як конструкційний матеріал моноблока будемо розглядати пластмаси. Це дасть змогу оцінити максимальну чутливість оптичної частини гіроскопа за температурою. Однак, при цьому істотно змінюється і час обходу τ для хвилі вздовж периметра оптичного контуру:

$$\frac{d\tau}{dT^0} = \frac{4S}{c^2} \Omega = \frac{dS}{dT^0} p \Omega$$

Тому для забезпечення стабільності температурного дрейфу потрібно використовувати матеріал, який має менший вплив температури на його розширення та/або використовувати програмно-алгоритмічну обробку результатів вимірів відповідно до розрахованих параметрів.

4.3. Методи програмно-алгоритмічної обробки вихідного сигналу

У даному пункті розглядається наявний метод компенсації температурних впливів на кільцевий лазерний гіроскоп та розробка алгоритмів, спрямованих на ефективну компенсацію систематичного та випадкового дрейфу, що виникає в процесі роботи ДКШ.

4.3.1 Метод компенсації температурного дрейфу

При симетричній геометрії моноблока й однорідності конструкційного матеріалу можна вважати, що температурне поле лінійно змінюється в усіх напрямках від центру трикутника.

З огляду на те, що робочий режим КЛГ реалізується при фіксованій потужності МЛД, то температура корпусу джерела збурення апіорі відома і її вплив можна компенсувати з урахуванням температури зовнішнього навколишнього середовища.

Різниця геометричного місця точок оптичного каналу відносно джерела дестабілізуючої температури визначає градієнт температури вздовж його довжини. Це призводить до викривлення лінійної геометрії оптичного каналу, його форми, спотворення оптичного потоку в контурі та порушення режиму роботи гіроскопа. У цій критичній точці (в якій розбаланс температури між центром оптичного каналу та його лінійної довжини перевищує певний поріг) призводить до вигину та деформації каналу. Встановлено, що за довжини оптичних каналів 100 мм і більше за робочих значень температур корпусу МЛД і довкілля критичні точки знаходяться по краях оптичних каналів.

Даний спосіб полягає в тому [29], що від джерела теплового збурення формуються не менше двох на кожен оптичний канал спеціальні компенсувальні канали з підвищеним коефіцієнтом теплопровідності та вектором, спрямованим у критичну точку оптичного каналу.

За час виходу градієнт температур викликає розбалансування за температурою в критичних точках та не повинен перевищувати 5-10%, що для каналу діаметром 2,5 мм за довжини 100 мм визначає діапазон деформації 0,125-0,25 мм. Технічно завдання вирішується застосуванням, наприклад, теплопровідних паст.

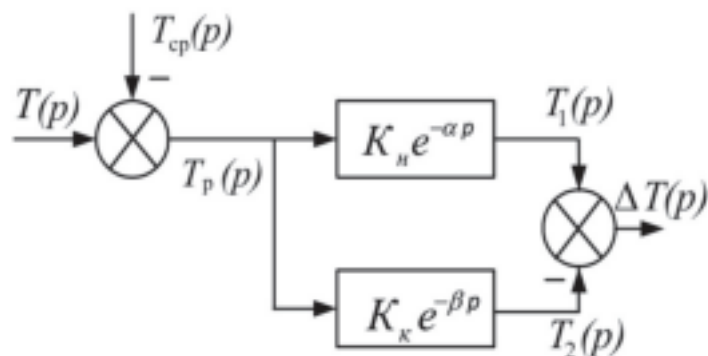


Рис. 4.4 Модель компенсації температурного дрейфу

Розглянемо модель компенсації температурного дрейфу, що зображена на рисунку 4.3. Оператор системи компенсації визначається передавальною функцією Лапласа виду:

$$\Phi(p) = \frac{\Delta T(p)}{[T(p) - T_{cp}(p)]} [K_n e^{-\alpha p} - K_k e^{-\beta p}]$$

Звідки вихідний сигнал розбалансу в системі дорівнюватиме:

$$\Delta T(p) = [T(p) - T_{cp}(p)] [K_n e^{-\alpha p} - K_k e^{-\beta p}] = T_p(p) [K_n e^{-\alpha p} - K_k e^{-\beta p}]$$

Після зворотного перетворення Лапласа режим компенсації в часі визначається таким виразом:

$$\Delta T(\tau) = T_p(\tau) [K_n e^{-\alpha \tau} - K_k e^{-\beta \tau}] = 0$$

У підсумку, за заданого співвідношення температур джерела нагріву моноблока і навколишнього середовища, отримаємо таке співвідношення:

$$K_n e^{-\alpha \tau} = K_k e^{-\beta \tau}$$

Фактично збурювальний тепловий потік, спрямований до середини оптичного каналу матеріалом компенсується тепловим потоком сформованим каналом компенсації заданої форми та геометрії в критичну точку на краях цього оптичного каналу, чим досягається компенсація температурного градієнта вздовж нього.

4.3.2 Метод компенсації систематичного та випадкового дрейфу

Фізичний принцип функціонування ЛГ ґрунтується на ефекті Саньяка, згідно з яким під час обертання замкнутого оптичного контуру протилежно спрямовані світлові промені, що поширюються в ньому, проходять різні оптичні шляхи. У результаті цього ефекту частоти генерації для кожного світлового променя стають нерівними, а різницева частота $\Delta \nu$ (частота биття) прямо пропорційна кутовій швидкості Ω обертання оптичного контуру.

Фізичні процеси появи різницевої частоти описуються рівняннями Максвелла, розв'язком яких є хвильове рівняння, записане в системі координат, що обертається, пов'язаній з оптичним резонатором

$$\dot{\psi} = \Delta\nu + \Delta\sigma + (\tau_{21}I_1 - \tau_{12}I_2) + \frac{c}{L} \left[r_1 \sqrt{\frac{I_1}{I_2}} \sin(\psi - \varepsilon_1) + r_2 \sqrt{\frac{I_2}{I_1}} \sin(\psi + \varepsilon_2) \right]$$

де $I_{1,2}$ - інтенсивність лазерного випромінювання;

$\Delta\nu$ - частота, пропорційна кутовій швидкості;

ψ - миттєва різниця фаз між зустрічними променями;

τ_{ij} - коефіцієнти Лемба, що описують атомний перехід;

$r_{1,2}$ - коефіцієнти зворотного розсіювання з одного променя в інший;

$\Delta\sigma$ - величина, що характеризує внесок у частоту биття лінійної дисперсії робочого переходу активного середовища;

$\varepsilon_{1,2}$ - фази комплексних коефіцієнтів зворотного розсіювання; c - швидкість світла.

Перший доданок являє собою інформаційну складову й описує ідеальну характеристику лазерного гіроскопа. Другий доданок характеризує зсув нуля (що призводить до систематичного дрейфу вихідного сигналу), третій доданок описує вплив параметрів оптичного резонатора на синхронізацію частот і визначає величину поправки до зсуву нуля і масштабного коефіцієнта перетворення, четвертий доданок визначає вплив параметрів ЛГ на синхронізацію частот, і, як наслідок, випадковий дрейф.

Аналіз рівняння виявив два основних джерела похибок лазерних гіроскопів: зсув нуля і синхронізація частот зустрічних хвиль (ефект "захоплення"). Синхронізація частот зустрічних хвиль зумовлена зворотним розсіюванням на елементах резонатора (в основному - на дзеркалах). З урахуванням зворотного розсіювання рівняння для різниці фаз зустрічних хвиль записується у вигляді

$$\dot{\psi} = K(\Omega - \Omega_L \sin(\psi + \beta))$$

де Ω_L - величина зони "захоплення", β - постійний фазовий кут.

Метод вібропідставки (ВП) є одним із найпоширеніших методів подолання зони "захоплення" і полягає в наданні оптичному резонатору лазерного гіроскопа крутильних коливань навколо його осі чутливості з

частотою близько 300 Гц і амплітудою кілька кутових хвилин. Із введенням вібропідставки в конструкцію ЛГ рівняння запишеться у вигляді:

$$\dot{\psi} = K(\Omega - \Omega_L \sin(\psi + \beta) + \Omega_d \sin \omega_d t), \quad (3)$$

де Ω_d - кутова швидкість коливань резонатора, ω_d - частота вібропідставки.

Іншим основним джерелом похибок ЛГ є дрейф нуля. Вираз для зсуву фаз двох хвиль без урахування ефекту "захоплення" можна написати у вигляді:

$$\dot{\psi} = K(\Omega + \Omega_N)$$

де Ω_N - еквівалентне обертання, зумовлене зсувом нуля.

У процесі функціонування лазерного гіроскопа відбувається безліч фізичних явищ, які прямо чи опосередковано спричиняють зсув нуля. Зміна зсуву нуля в процесі роботи ЛГ призводить до систематичного дрейфу вихідного сигналу, який може бути описаний математичною залежністю, що включає фактори виникнення детермінованих похибок. Тому для покращення результатів вимірювання пропонуються наступні алгоритми зменшення випадкового та систематичного дрейфів.

Як зазначено вище, у разі використання вібропідставки фазове рівняння для частоти биття за наявності зв'язку через зворотне розсіювання набуває вигляду. Вихідний сигнал ДКШ за час Δt , являє собою послідовність імпульсів N , число яких пропорційне накопиченому куту $\Delta\phi$

$$\Delta\phi = \int_t^{t+\Delta t} \Omega dt + \int_t^{t+\Delta t} v dt$$

де v - випадковий шум.

Доданок, що містить під інтегралом випадковий шум, є помилкою в частоті биття, зумовленою входом кутової швидкості вібраційної підставки в зону "захоплення" і виходом із неї з випадковою фазою.

Величина помилки випадкового дрейфу залежить від амплітуди вібраційної підставки та від величини зони "захоплення" Ω_L .

Для зменшення випадкового дрейфу лазерного гіроскопа необхідно мінімізувати інтеграл від випадкового шуму. Для цього застосовують "зашумлення" вібропідставки лазерного гіроскопа.

Теоретичний розгляд ведеться зазвичай на основі рівняння, яке з використанням випадкової функції $\xi(t)$ набуває вигляду

$$\dot{\psi} = \Omega - \Omega_L \sin(\psi + \beta) + \Omega_d \sin \omega_d t + \xi(t).$$

Як показали теоретичні та експериментальні дослідження, найбільш вдалим з точки зору лінійності вихідної характеристики конструктивним рішенням є застосування комбінованої частотної підставки, що має вигляд суми або добутку періодичної та випадкової функцій.

Модулювальну функцію згідно з теоретичними дослідженнями необхідно обирати таким чином, щоб амплітуди коливань були нормально розподіленими, а їхня автокореляційна функція швидко затухала.

Поширений алгоритм моделювання нормально розподілених випадкових величин ґрунтується на центральній граничній теоремі. Для підвищення точних характеристик КЛГ розроблено новий алгоритм формування випадкової величини за нормальним законом розподілу. Аналіз даних показує, що кореляційна функція величини, отриманої за допомогою запропонованого алгоритму, близька до кореляційної функції "білого" шуму, а щільність розподілу відповідає щільності розподілу ймовірності нормальної випадкової величини.

У літературних джерелах вказується, що для зменшення помилок, спричинених впливом зони "захоплення", необхідно забезпечити стабільність амплітуди коливань вібраційної системи. Зміна добротності та резонансної частоти віброприводу в діапазоні температур призводить до зміни амплітуди кутових коливань. При практично використовуваних величин амплітуди виконується умова

$$\frac{d\Omega_L}{\Omega_L} \approx \frac{1}{2\Omega_d} d\Omega_d$$

Таким чином, зміна амплітуди кутових коливань віброприводу призводить до зміни ширини зони "захоплення", що в підсумку знижує точність вимірювань лазерного гіроскопа. Керування значенням амплітуди коливань вібропідставки здійснюється зміною напруги, що подається на вібропривід.

Алгоритм стабілізації амплітуди виконано у вигляді релейного закону регулювання з гістерезисом. Після реалізації запропонованих алгоритмів "зашумлення" вібропідставки та стабілізації рівня амплітуди коливань проведено експериментальний аналіз вихідного сигналу КЛГ.

Для експериментів було використано 4 набори випадкових даних, у яких по черзі реалізовували запропоновані алгоритми (див. рисунок 4.4). Більш висока повторюваність вихідного сигналу КЛГ з реалізованими алгоритмами вказує на зменшення похибки випадкового дрейфу.

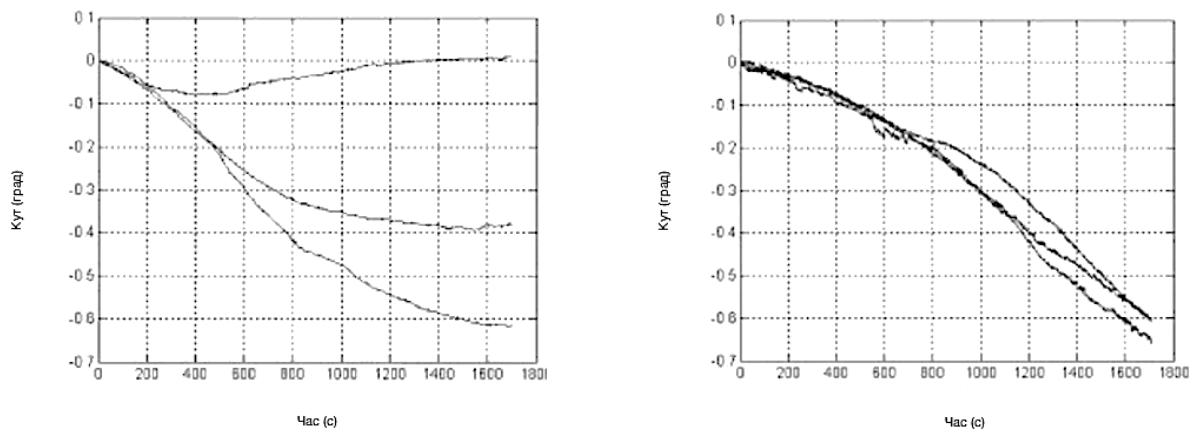


Рис. 4.5 Помилки вихідного сигналу ЛГ: традиційний алгоритм "зашумлення" (графіки праворуч); запропонований алгоритм "зашумлення" і стабілізації (графіки зліва)

Таким чином, у результаті зменшення випадкової похибки вихідного сигналу з'явилася можливість виділення систематичної складової похибки, яка може бути скомпенсована на основі алгоритмічних методів.

Для підвищення точності ЛГ зазвичай проводять температурне калібрування систематичного дрейфу. Найпростіше калібрування може проводитися за допомогою одного температурного датчика, встановленого на оптичному резонаторі.

Коригування зсуву нуля здійснюється поліномом n -го (зазвичай першого або другого) ступеня в заданому температурному діапазоні. Калібрування за допомогою одного термодатчика не завжди добре описує перехідний процес під час зміни температури. Тому для уточнення температурної залежності слід використовувати два термодатчики - один на корпусі T_{kor} , інший на основі оптичного резонатора T_{res} . Зсув нуля можна коригувати таким чином:

$$\Omega_N = B_1 e^{-t/\lambda} + B_2 (T_{kor} - T_{res}) + B_3 (T_{kor} - T_{res})^2$$

де λ - постійна часу самопрогріву,

B_1, B_2, B_3 - коефіцієнти калібрування,

t - час з моменту увімкнення.

Коригування за формулою дає змогу зменшити температурну похибку ЛГ у кілька разів. Традиційно калібрування систематичного дрейфу ЛГ виконують із використанням методу кусково-лінійної апроксимації, розбиваючи робочий діапазон температур на кількаділянок.

Цей метод є простим за реалізацією і не вимагає великих часових витрат. Однак, як показав аналіз отриманих результатів, похибка зміни кута має нелінійний характер і залежить не тільки від температурних змін, а й від інших технологічних параметрів стану ЛГ. Частота биття вихідного сигналу ЛГ є функцією цілої низки параметрів (довжини периметра, коефіцієнтів зворотного розсіювання тощо). Зміна будь-якого з них може призвести до зміни значення частоти та похибки вимірювання вхідної швидкості в разі, коли відповідний параметр не контролюється.

Для підвищення точності приладу в процесі роботи прагнуть стабілізувати хоча б частину із зазначених параметрів (наприклад, як зазначено раніше - величини амплітуди коливань вібропідставки). Однак стабілізація більшості параметрів є трудомістким, а часом навіть неможливим завданням, що призводить до зміни і ускладнення конструкції приладу. Для мінімізації впливу нестабільності параметрів доцільно використовувати їхні значення в процесі алгоритмічної компенсації.

За результатами проведених теоретичних і експериментальних досліджень встановлено, що систематичний дрейф істотно залежить від потужності випромінювання, напруги на п'єзокоректорах і рівня амплітуди вібропідставки.

Зміна **потужності випромінювання** характеризує зміну величини втрат в оптичному резонаторі приладу

$$P = \frac{\tau\sigma}{\eta(1+p)} \left[\frac{2\kappa_0 l}{(\tau+a)} - 1 \right]$$

де P - вихідна потужність генерації;

a - сумарні оптичні втрати в резонаторі;

τ - коефіцієнт пропускання вихідного дзеркала;

σ - ефективний перетин активного середовища;

η - параметр насичення;

p - коефіцієнт відбиття вихідного дзеркала;

κ_0 - ненасичений показник посилення середовища;

l - ефективна довжина активного елемента.

Найбільш несприятливим ефектом є "відштовхування" частоти, що призводить до різниці втрат зустрічних хвиль ЛГ і до появи зсуву нуля

$$\Omega_N = (a_2 - a_1) \frac{c}{2L} \frac{\mu}{\zeta}$$

де a_1, a_2 - втрати зустрічних хвиль ЛГ;

$\zeta = \frac{\zeta_1 + \zeta_2}{2}$, $\zeta_{1,2}$ - коефіцієнти, що характеризують ступінь відхилення частот генерації $\omega_{1,2}$ від центральної частоти ω випромінювання;

μ - коефіцієнт, що характеризує розширення частоти.

Аналіз виразів дає змогу зробити однозначний висновок про наявність прямої залежності між зміною потужності випромінювання і систематичним дрейфом ЛГ. Для ефективної компенсації помилок ЛГ параметр потужності випромінювання доцільно включити в математичну модель дрейфу.

На зміну систематичного дрейфу також впливає величина **амплітуди коливань вібропідставки** ЛГ. Як було сказано раніше, фазова помилка локалізована в області малих кутових швидкостей, близьких за величиною до зони "захоплення".

Максимальна помилка $\delta_{\max}$ різниці фаз зустрічних хвиль, що виникає під час проходження зони "захоплення" може бути описана виразом:

$$\delta_{\max} = \sqrt{2\pi} \frac{\Omega_L}{\sqrt{\varepsilon}}$$

величина цієї похибки залежить від ширини зони "захоплення" Ω_L і кутового прискорення ε . Максимальна величина кутового прискорення, у свою чергу, пропорційна амплітуді вібропідставки

$$\varepsilon_{\max} = \Omega_d \omega_d^2.$$

Зміна значення **коду з п'єзокоректорів** характеризує відхилення периметра ЛГ. Похибки регулювання периметра виникають унаслідок різних номінальних значень ефективностей двох п'єзокоректорів і зміни величини ефективностей на температурних впливах.

Як показує проведений у роботі аналіз, зсув нуля ЛГ є функцією відхилення довжини периметра від значення, яке відповідає максимуму кривої посилення. Причому найбільша точність вимірювання відповідає режиму роботи на максимумі кривої посилення посилення. Таким чином, напруга на п'єзокоректорах є непрямою характеристикою фізичних процесів, що проходять в оптичному резонаторі ЛГ.

У результаті проведеного аналізу модифікуємо математичну модель систематичного дрейфу з урахуванням наявності функціональної залежності від розглянутих вище параметрів стану ЛГ. Залишкову систематичну похибку пропонується компенсувати на основі такого виразу:

$$\Omega_N = B_1(1 - e^{-t/\lambda}) + B_2(T_{res} - T_{kor}) + B_3(T_{res} - T_{kor})^2 + B_4 f_1(\Omega_d) + B_5 f_2(P) + B_6 f_3(U_{pk})$$

де $B_1, B_2, B_3, B_4, B_5, B_6$ - коефіцієнти моделі, що визначаються апроксимацією кута методом найменших квадратів;

U_{pk} – напруга на "п'єзокераміці";

λ - постійна часу самопрогріву,

$f_1(\Omega_d)$, $f_2(P)$, $f_3(U_{pk})$ – функції відповідних параметрів.

Під час проведення досліджень прийнято:

$$f_1(\Omega_d) = \Omega_d, f_2(P) = P, f_3(U_{pk}) = U_{pk}.$$

4.4. Розробка алгоритму та програми роботи системи

Набір інструкцій, що описують певну послідовність дій виконання до досягнення певного результату має назву алгоритму та описуються у командах для об'єкта, що буде виконувати даний алгоритм.

Алгоритм має можливість представляти процес розв'язання задачі, як послідовне виконання деяких простих кроків. Для графічного відображення використовуються фігури, що логічно сполучені між собою лініями. Форма блоку визначає тип дії, а текст всередині блоку дає детальне пояснення та конкретизацію відповідної дії (див. рисунок 4.6).

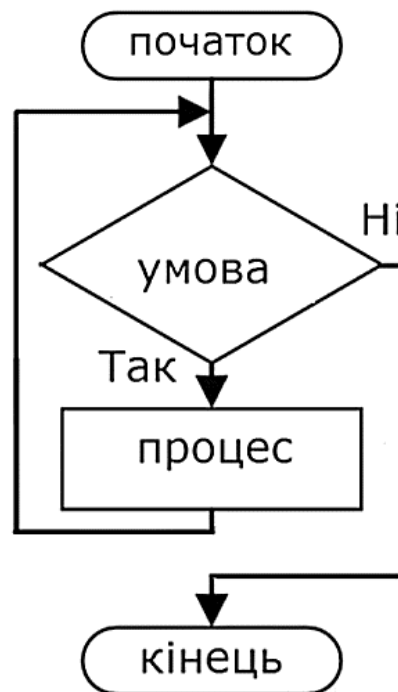


Рис. 4.6. Загальний вигляд блок-схеми алгоритму

Розробляють алгоритми згідно існуючих стандартів на типи блоків, що дозволяє легко адаптувати алгоритми, створені у вигляді блок-схем до будь-яких існуючих на сьогоднішній день мов програмування.

Зображення блоків у алгоритмі, їх розміри, товщина ліній, кут нахилу ліній тощо, регламентуються Державним стандартом "Схеми алгоритмів, програм, даних і систем" [30].

Проектування програми для мікроконтролера ATmega8 ведеться у спеціалізованому інтегрованому середовищі програмування для AVR мікроконтролерів – AVR Studio. У додатку Г та В відповідно наведено повний алгоритм та програмний код для управління системою вимірювання кутової швидкості об'єктів.

Для спрощення розробки відповідної програми використовуються бібліотеки: операцій з дійсними числами, операцій з двійково-десятковими числами, підпрограм знакосинтезуючого РКІ, підпрограм для роботи з клавіатурою та меню.

Бібліотека операцій з дійсними числами маючи певні особливості пришвидшення роботи мікроконтролера та значного скорочення витрат часу на операції, використовується для опрацювання динамічно отриманих результатів вимірювання. Арифметико-логічний пристрій AVR-мікроконтролерів здатний виконувати елементарні арифметичні та логічні операції над числами, що представлені у двійковому коді. Результати вимірювання перетворюються у двійкові коди шляхом проходження через АЦП для змоги опрацювання їх мікроконтролером, однак коли потрібно відобразити остаточний результат на індикатор вони мають бути перетворені у десятковий формати зручний для сприйняття людиною, тому для цього доцільно використовувати бібліотеку операцій з двійково-десятковими числами.

Драйвер РКІ має набір підпрограм, які враховують усі апаратні особливості схеми включення та максимально полегшують роботу з індикатором у головній програмі мікроконтролера.

Підпрограма "ReadKey" здійснює сканування матричної та працює наступним чином: спочатку здійснюється пошук рядка натиснутої клавіші, потім слід виконати переналаштування портів, підключених до клавіатури.

Тепер рядки запрограмовані на вихід, а стовпці - на вхід. Таким чином, вже за відомою технікою визначається номер стовпця натиснутої клавіші.

Результат сканування міститься в регістр “Key”, після цього необхідно повернути порти введення/виводу у вихідний стан.

Підпрограма “OnAction” розподіляє команди з клавіатури між обробниками подій залежно від стану пристрою. Обробники подій вирішують, які дії необхідно виконати у відповідь на натискання певної кнопки. Таким чином, реакція на натискання клавіш залежить від контексту стану пристрою.



Рис. 4.7. Блок-схема алгоритму основної програми

Розглянемо алгоритм основної програми, що наведено на рис. 4.6. Після ініціалізації програми відбувається налаштування стеку шляхом завантаження прапорця “Ramend” в останню комірку пам’яті даних, після чого вмикаємо та задаємо значення таймеру 2,2 мс.

Ініціалізуємо направлення передачі даних та початкових значень портів вводу та виводу, використання драйверу РКІ дозволяє ініціалізувати виконання підпрограми "InitLCD", що задає режим роботи індикатора.

Для завантаження налаштувань потрібно виконати зчитування з регістру EEPROM, інтерфейс UART в свою чергу ініціалізується лише у випадку встановлення значення 3-го біта у Tunes.

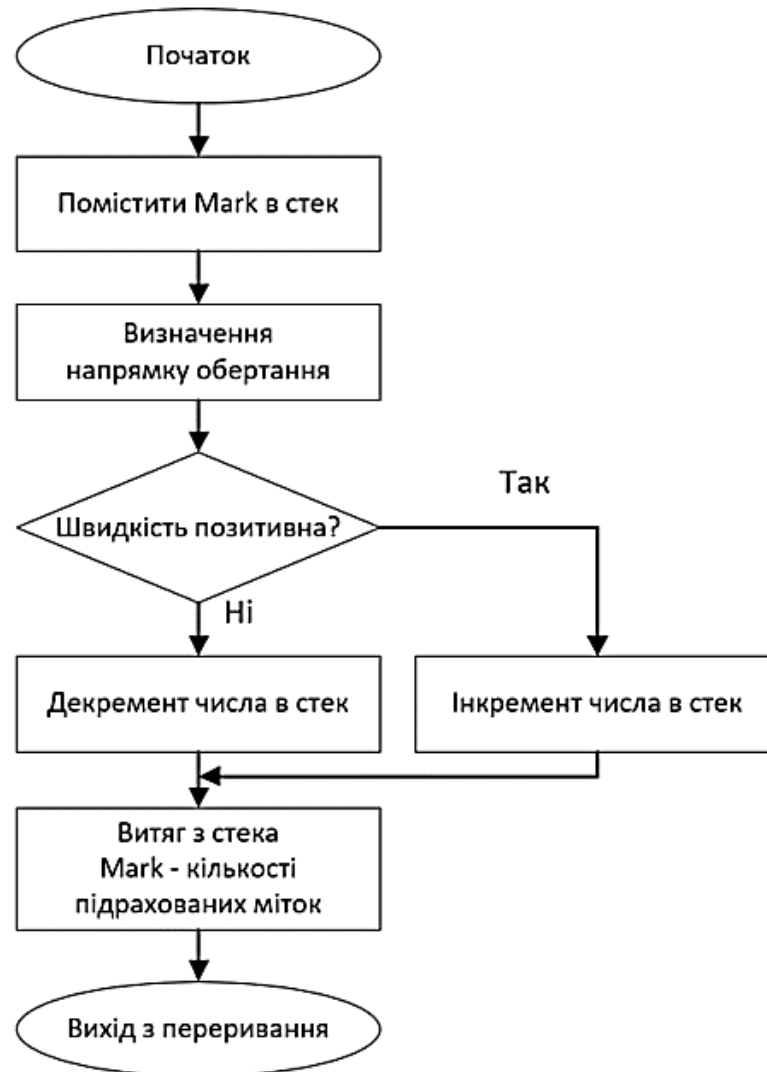


Рис. 4.8. Блок-схема алгоритму обробки переривань INT1



Рис. 4.9. Блок-схема алгоритму обробки переривань INT0



Рис. 4.10. Блок-схема алгоритму обробки переривань таймеру

Для обробки переривань таймеру, INT0 та INT1 використовуються відповідні програмні алгоритми, що зображено на рис. 6.2. – 6.4. Програма більшу частину часу перебуває у нескінченному циклі, тому для того щоб правильно обробляти переривань і запобігти виходу з ладу програми, використовується сторожовий таймер.

4.5. Оцінка чутливості та похибки вимірювального каналу

Чутливість оптичних інформаційно-вимірювальних систем, обмежується фотонними шумами ФП. Вихідний струм ФП пропорційний інтенсивності вхідного оптичного сигналу:

$$i_{\text{ФП}} = D_{\text{ФП}} \cdot I = (\eta \cdot q \cdot \lambda_0 / h \cdot c) \cdot I_0$$

де η - квантова ефективність ФП;

q - заряд електрона;

h - постійна Планка;

λ_0 - довжина хвилі оптичного випромінювання;

I_0 - інтенсивність випромінювання лазера.

Інтенсивність на ФП для трикутної оптичної схеми з підвищеною симетрією щодо лінії (РР - СМ - ФП) за будь-яких кутових швидкостей буде описуватися непарною функцією і носитиме практично лінійний характер у робочому діапазоні інформаційного сигналу:

$$I = 0,5 \cdot I_0 \cdot (1 - \sin \Delta \varphi_c)$$

де $\Delta \varphi_c$ – фаза Саньяка.

Якщо знехтувати постійною складовою вихідного струму, то на виході ФП для малих значень інформаційного сигналу $\Delta \varphi_c$ отримаємо таке значення вихідного струму:

$$i_{\text{ФП}} = 0,5 \cdot D_{\text{ФП}} \cdot I_0 \cdot \sin \Delta \varphi_c \approx 0,5 \cdot D_{\text{ФП}} \cdot I_0 \cdot \Delta \varphi_c$$

Таким чином, значення вихідного струму ФП пропорційне фазі Саньяка і кутової швидкості обертання гіроскопа Ω . При цьому, за відсутності масштабування оптичного контуру граничним значенням величини струму ФП можна керувати за рахунок зміни потужності оптичного випромінювання МЛД.

Рівень фотонних шумів залежить від інтенсивності оптичного випромінювання, що падає на ФП, і визначається флуктуаціями інтенсивності оптичного випромінювання. Потужність випромінювання, що подається на ФП, з урахуванням потужності вхідного випромінювання P_0 , визначається таким виразом:

$$P = 0,5 \cdot P_0 \cdot (1 - \sin \Delta \varphi_c)$$

Фотонні шуми пов'язані з появою "фазових" шумів і визначають помилку вимірювання кутової швидкості обертання Ω . Загалом, число реєстрованих фотонів в одиницю часу є величиною випадковою і для випадку лазерного джерела випромінювання підпорядковується розподілу Пуассона. З урахуванням математичного очікування числа реєстрованих ФП фотонів і середньоквадратичного значення "фазового" шуму для пуасонівського розподілу в разі нормування за смугою пропускання остаточно отримаємо:

$$\frac{\delta\varphi_c}{\sqrt{\Delta f}} = \sqrt{\frac{h \cdot c}{0,5P_0\lambda_0}}$$

Середньоквадратичну помилку вимірювання кутової швидкості обертання, зумовленої фотонним шумом, можна отримати на підставі фази Саньяка:

$$\frac{\delta\Omega_{\min}}{\sqrt{\Delta f}} = \frac{1}{8\pi \cdot S} \cdot \sqrt{\frac{h \cdot \lambda_0 \cdot c^3}{0,5P_0}}$$

Для обраного ДКШ вихідні дані будуть наступними $\lambda_0 = 1550 \cdot 10^{-9}$ м; $P_0 = 5$ мВт; $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж/сек отримано такі оцінки параметрів:

$$\frac{\delta\varphi_c}{\sqrt{\Delta f}} = 0,7 \cdot 10^{-8} \frac{1}{\sqrt{\Delta f}}$$

$$\frac{\delta\Omega_{\min}}{\sqrt{\Delta f}} = 0,31 \cdot 10^{-4} (\text{град/ч}) / \sqrt{\text{Гц}},$$

Таким чином, за ширини смуги в 1 Гц межа чутливості за вимірюваній фазі становитиме $0,7 \cdot 10^{-8}$ рад, а поріг реєстрації швидкості обертання - $0,31 \cdot 10^{-4}$ град/год.

З виразів випливає важливий висновок: у разі варіювання площею оптичного контуру моноблока S за рахунок його масштабування та оптичної потужності P_0 МЛД параметри гіроскопа (чутливість за вимірюваною фазою Саньяка і порогове значення вимірюваної фази Саньяка і порогове значення вимірюваної швидкості обертання) можуть бути керованими. При цьому зменшення смуги пропускання схеми оброблення Δf збільшує граничну чутливість гіроскопа за рахунок зменшення фотонних шумів.

Розрахуємо похибку вимірювального каналу для системи вимірювання кутової швидкості, що складається з ДКШ і мікроконтролера. Число періодів вихідного сигналу датчика кутової швидкості дорівнює 450 за один оберт.

Плата дозволяє підключати живлення датчика кутової швидкості безпосередньо та складає +5 В. Вихідний сигнал з датчика подається на вхід мікроконтролера, тактова частота якого складає 16 МГц, що дозволяє проводити вимірювання кутової швидкості з великою точністю у динамічному режимі.

Рівняння перетворення має вигляд

$$N_F = \frac{2\pi \cdot f_0}{\omega_x(t) \cdot z},$$

де z – роздільна здатність енкодера.

Похибка квантування

$$\delta_k = \frac{1}{N_F} \cdot 100\% = \frac{\omega_x(t) \cdot z}{2\pi \cdot f_0} \cdot 100\%$$

де f_0 – частота імпульсів квантування;

Максимальна ємність бінарного лічильника мікроконтролера

$$N_{max} = 2^{n+1} - 1$$

де n – розрядність лічильника.

Враховуючи рівняння зазначені вище, визначаємо нижню межу вимірювання:

$$\omega_{x \min} = \frac{2\pi \cdot f_0}{N_{max} \cdot z}$$

Верхня межа вимірювання $\omega_{x \max}$ для частотоміра миттєвих значень визначається із рівняння похибки квантування:

$$\omega_{x \max} = \frac{2\pi \cdot \delta_\omega \cdot f_0}{100\% \cdot z}$$

де δ_ω – нормоване значення похибки квантування.

Задаючись величиною $\delta_\omega = 0,2\%$, отримаємо:

$$\omega_{x \min} = \frac{2\pi \cdot 16 \cdot 10^6}{(2^{16+1} - 1) \cdot 450} = 1,704 \left(\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right)$$

$$\omega_{x \max} = \frac{2\pi \cdot 0,2 \cdot 16 \cdot 10^6}{100 \cdot 450} = 446,58 \left(\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right)$$

Отримані значення задовольняють умовам для вимірювання кутової швидкості у діапазоні 2 – 447 рад/с.

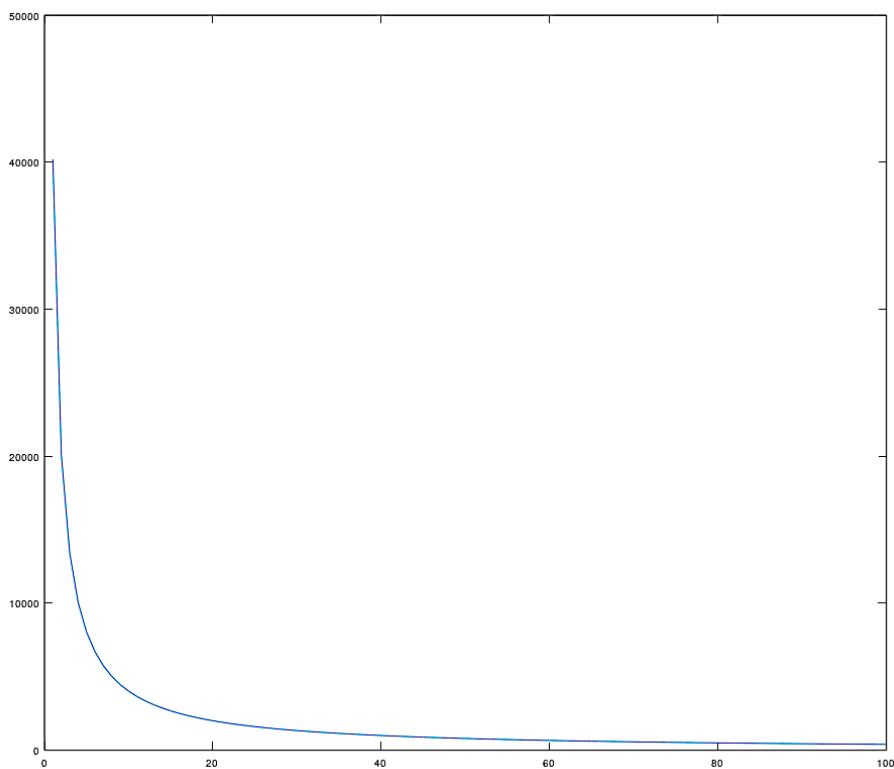


Рис. 4.11. Статична характеристики приладу

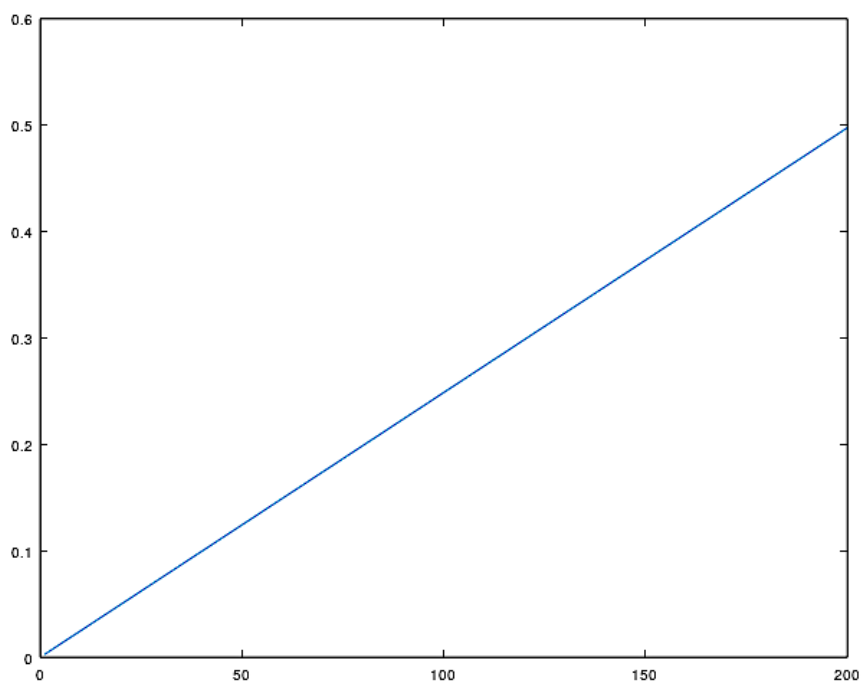


Рис. 4.12. Залежність похибки квантування від вихідної величини

За нормоване значення візьмемо різницю між верхньої і нижньої межею вимірювання. Підставивши значення отримаємо відповідно наступне значення похибки:

$$\delta_k = \frac{447 - 445}{445} \cdot 100\% = 0,45\%$$

На рисунку 4.11 показано розраховану залежність N_F , а на рисунку 4.12 – похибку квантування δ_k . Згідно отриманих результатів можна зробити висновок, що значення похибки квантування при $\omega = 16$ МГц та $z = 450$ не перевищує 0,5 % на всьому діапазоні вимірювання кутової швидкості від 2 до 447 рад/с.

4.6. Практичне використання та подальші перспективи

Комп'ютеризована система для вимірювання кутової швидкості рухомих об'єктів на основі КЛГ має широкий спектр практичних застосувань.

Зокрема, вона може використовуватися для:

- 1) контролю та стабілізації руху літальних апаратів, космічних кораблів, суден, автомобілів тощо.
- 2) вимірювання кутової швидкості обертання верстатів, турбін, двигунів тощо.
- 3) моніторингу стану рухомих об'єктів, виявлення дефектів та несправностей.

Система має ряд переваг перед іншими методами вимірювання кутової швидкості, зокрема: висока точність і стабільність вимірювань, нечутливість до зовнішніх впливів, таких як електромагнітні поля, вібрації та малі габарити пристрою. Ці переваги роблять систему перспективною для використання в наступних галузях:

Аерокосмічна промисловість. Система може використовуватися для забезпечення точної стабілізації руху літальних апаратів, космічних кораблів та інших об'єктів. Це дозволить підвищити безпеку польотів, ефективність використання енергії та точність виконання завдань.

Машинобудування. Система може використовуватися для контролю та стабілізації руху верстатів, турбін, двигунів тощо. Це дозволить підвищити продуктивність, якість продукції та безпеку праці.

Автомобільна промисловість. Система може використовуватися для забезпечення безпеки руху автомобілів. Наприклад, вона може використовуватися для виявлення наближення до перешкоди або зміни напрямку руху іншого автомобіля.

Медицина. Система може використовуватися для моніторингу стану пацієнтів, виявлення рухових розладів та інших захворювань.

Надалі, система може бути удосконалена за такими напрямками:

1) Збільшення точності вимірювань. Це може бути досягнуто шляхом використання більш високочастотних лазерів та нових методів обробки сигналів.

2) Зменшення вартості системи. Це може бути досягнуто шляхом застосування більш доступних матеріалів та компонентів.

3) Розширення діапазону вимірюваних кутових швидкостей. Це дозволить використовувати систему для більш широкого спектру застосувань.

4.7. Висновки до розділу

У даному розділі було проаналізовано основні метрологічні характеристики системи вимірювання кутової швидкості рухомих об'єктів. Для підвищення точності системи було вдосконалено алгоритми компенсації систематичного та випадкового дрейфу датчика кутової швидкості.

Також розроблено програмно-алгоритмічне забезпечення системи, а саме зображено відповідні блок-схеми алгоритму та надано відповідний код програми для мікроконтролера, що можна знайти у додатку даної кваліфікаційної роботи.

Додатково було оцінено чутливість вимірювального каналу, таким чином, межа чутливості становитиме $0,7 \cdot 10^{-8}$ рад, а поріг реєстрації швидкості обертання - $0,31 \cdot 10^{-4}$ град/год, похибка квантування також у межах задовільної норми та становить 0,45%.

ВИСНОВКИ

Результатом виконання кваліфікаційної роботи є розробка комп'ютеризовано інформаційно-вимірювальної системи для вимірювання кутової швидкості рухомих об'єктів.

Проведено ретельний аналіз існуючих систем та методів вимірювання кутової швидкості, у результаті якого було обрання лазерного гіроскопа як ключового елементу системи, вибір обумовлений високою точністю, стабільністю та чутливістю оптичного інтерференційного методу порівняно з іншими.

Крім того, у роботі були розглянуті та проаналізовані математичні моделі лазерного гіроскопу, що сприяє враховувати різноманітні фактори, такі як шуми, нелінійності та випадкові величини, що виникають у реальних умовах. У підсумку дослідження було вирішено технічні аспекти, спрямовані на зменшення систематичних та випадкових дрейфів, шляхом запропонування вдосконалених алгоритмів компенсації. Також розроблено програмно-алгоритмічне забезпечення системи, а саме зображено відповідні блок-схеми алгоритму та надано відповідний код програми для мікроконтролера, що можна знайти у додатку даної кваліфікаційної роботи.

Обрано технічні компоненти системи, у якості графічного матеріалу розроблено структурну та електрично-принципову схему системи, а також проведено оцінку її швидкодії та функціональності.

Оцінка метрологічних характеристик системи, така як чутливість вимірювального каналу та похибка квантування, вказує на високу точність та відповідність системи вимогам завдання кваліфікаційної роботи: межа чутливості становитиме $0,7 \cdot 10^{-8}$ рад, поріг реєстрації швидкості обертання - $0,31 \cdot 10^{-4}$ град/год, похибка квантування становить 0,45%.

Система дозволить проводити аналіз перехідних процесів, забезпечувати контроль регульованої величини, практично задіяти систему можна в області цифрових електроприводів, тахогенераторів або будь-якої вимірювальної системи на основі кутової швидкості.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- 1) Метрологічне забезпечення тахометричних вимірювальних перетворювачів: монографія/ Поджаренко В.О., Севастьянов В.М., Осадчий В.П.- Вінниця : ВНТУ, 2009. – 148 с.
- 2) Bernhard E. Boser, Ali M. Niknejad, Roberto Horowitz. Electrical Engineering and Computer Sciences University of California at Berkeley (2019) - 86 pages;
- 3) PinPoint Inc., New silicon MEMS vibrating ring single-axis angular rate sensor from Silicon Sensing Systems. (2010) - 21 pages;
- 4) TDK InvenSense, MPU-6050 Six-Axis MEMS MotionTracking™ Device. [Електронний ресурс: <https://invensense.tdk.com/products/motion-tracking/6-axis/mpu-6050>] - 23.11.2023;
- 5) TDK InvenSense, MPU-6050 Six-Axis MEMS MotionTracking™ Device. [Електронний ресурс: <https://invensense.tdk.com/products/motion-tracking/6-axis/mpu-6050>] - 23.11.2023;
- 6) Avago Technologies Limited, HEDS-9040/9140 Three Channel Optical Incremental Encoder [Електронний ресурс: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/613325/AVAGO/HEDS-9040.html>] - 24.11.2023;
- 7) Allegro Microsystems, A1324, A1325, A1326: Low Noise, Linear Hall Effect Sensor ICs with Analog Output [Електронний ресурс: <https://www.allegromicro.com/en/products/sense/linear-and-angular-position/linear-position-sensor-ics/a1324-5-6>] - 24.11.2023;
- 8) AMS, AS5311 Linear Sensor 12-bit linear incremental position sensor with digital interface and ABI, PWM output [Електронний ресурс: https://ams.com/documents/20143/36005/AS5311_DS000200_2-00.pdf/575d252f-096b-e5ab-5d8f-d504fd005062] - 24.11.2023;
- 9) Подчашинський Ю. О., Чепюк Л. О., Криворучко М. Г., Невмержицький В. С, Аналіз систем вимірювання кутової швидкості [Електронний ресурс: <https://conf.ztu.edu.ua/wp-content/uploads/2023/02/340.pdf>] - 25.11.2023;

10) Honeywell, Manual: GG1320AN Digital Ring Laser Gyroscope: An affordable high performance gyroscope with the electronics, power supply, and sense element packaged into an easy to use compact unit. [Електронний ресурс: <https://aerospace.honeywell.com/content/dam/aerobt/en/documents/learn/products/sensors/user-manuals/GG1320-usermanual.pdf>] - 25.11.2023;

11) Bhadra, A., Ghose, S. & Raychaudhuri, B. A quest for the origin of the Sagnac effect. The European Physical Journal. J. C 82, 649 (2022). DOI:10.1140/epjc/s10052-022-10620-6.

12) Woo-Seok Choi, Kyu-Min Shim, Kyung-Ho Chong, Jun-Eon An, Cheon-Joong Kim and Byung-Yoon Park. Sagnac Effect Compensations and Locked States in a Ring Laser Gyroscope. Optical Sensors.3 February 2023. DOI: 10.3390/s23031718.

13) A. Di Virgilio, N. Beverini, C. Bradaschia, G. Carelli, I. Ferrante, A. Gennai, E. Maccioni, D. Passuello, A. Porzio, U. Schreiber, S. Solimeno, F. Sorrentino, J-P. Wells, About the use of gyro-lasers in gravitational waves interferometric detectors. Note, VIR-019A-07 (2005)

14) Головач, С. В. Методи випробувань і калібрування безплатформних інерціальних навігаційних систем : дисс. ... канд. техн. наук : 05.11.03 - гіроскопи та навігаційні системи / Головач Сергій Володимирович. - Київ, 2017. - 170 с.

15) A. Di Virgilio, N. Beverini, C. Bradaschia, G. Carelli, I. Ferrante, A. Gennai, E. Maccioni, D. Passuello, A. Porzio, U. Schreiber, S. Solimeno, F. Sorrentino, J-P. Wells, About the use of gyro-lasers in gravitational waves interferometric detectors. Note, VIR-019A-07 (2005)

16) Jazwinski A.H. Stochastic processes and filtering theory. N.Y.: Academic Press, 1970. 376 p.

17) Мікропроцесорна техніка: підручник/ Ю.І.Якименко, Т.О.Терещенко, Є.І.Сокол, В.Я.Жуйков, Ю.С.Петергеря; За ред. Т.О.Терещенко.— 2-ге вид. перероб. Та доповн.— К.: ІВЦ «Видавництво «Політехніка»; «Кондор», 2004. — 440 с.

- 18) ATmega8 AVR with 8K Bytes In-System Programmable Flash [Datasheet] ATMEL Corporation, 303 p.
- 19) Рідкокристалічний індикатор літерно-цифровий [Довідник] МЕЛТ; 2018. – 12 с.
- 20) Програмування мікроконтролерів AVR : [навчальний посібник] / С. М. Цирульник, О. Д. Азаров, Л. В. Крупельницький, Т. І. Трояновська. – Вінниця : ВНТУ, 2018. – 111 с
- 21) Подчашинський Ю.О., Тарарака В.Д., Чепюк Л.О. Електроніка та мікропроцесорна техніка. Цифрова електроніка: навч. посібник. - Житомир: Видавець О.О. Євенок. 2020. - 236 с.
- 22) В.А. Бауман під ред. Д.С. Пельпора. Гіроскопічні прилади та системи: навч. посібник, 1988. - 424 с.
- 23) A. Tartaglia, A. Di Virgilio, J. Belfi, N. Beverini, M.L. Ruggiero, Testing general relativity by means of ring lasers. Eur. Phys. J. Plus 132(2), 73 (2017)
- 24) K.U. Schreiber, J.-P.R. Wells, Invited review article: large ring lasers for rotation sensing. Rev. Sci. Instrum. 84(4), 041101 (2013)
- 25) Lawrence C. Ng, Darryll J. Pines. Characterization of ring laser gyro performance using the Allan variance method. J. of Guidance, Control, and Dynamics, 1997, vol. 20, no. 1, pp. 211-214. DOI: 10.2514/2.4026
- 26) Coccoli J.D., Helfant S. RLG evaluation: Complementary modeling and testing. Proc. of the NAECON, 1979, vol. 1, pp. 14-21.
- 27) Giardina C.R. Effect on navigation performance by noise present in RLG. Guidance and control conf. (San-Diego, CA, USA, August 16-18, 1976): Proc. N.Y.: AIAA, 1976. Pp. 169-179
- 28) Oravetz A.S., Sandberg H.J. Stationary and nonstationary characteristics of gyro drift rate. AIAA J., 1970, vol. 8, no. 10, pp. 1766-1772. DOI: 10.2514/3.5988
- 29) N. Badaoui, F. Bretenaker, G. Feugnet, P. Martin, B. Morbieu, P. Rouchon, S. Schwartz. An online compensation algorithm for improving the performance of gas ring laser gyroscopes. In: 2016 IEEE Conference on Control Applications (CCA), Sept 2016, pp. 736–742

30) Державні стандарти "Схеми алгоритмів, програм, даних і систем", [Електронний ресурс: http://ksv.do.am/GOST/DSTY_ALL/DSTU2/dstu_7363-2013.pdf] - 10.12.2023

31) Метрологічне забезпечення тахометричних вимірювальних перетворювачів: монографія / В. О. Поджаренко, В. М. Севастьянов, В. П. Осадчий. — Вінниця : ВНТУ, 2009. — 148 с.

32) Кухарчук В.В., Кучерук В.Ю., Довгополов В.П., Грумінська Л.В. Метрологія та вимірювальна техніка. – Вінниця: УНІВЕРСУМ - Вінниця, 2004. - 256с.

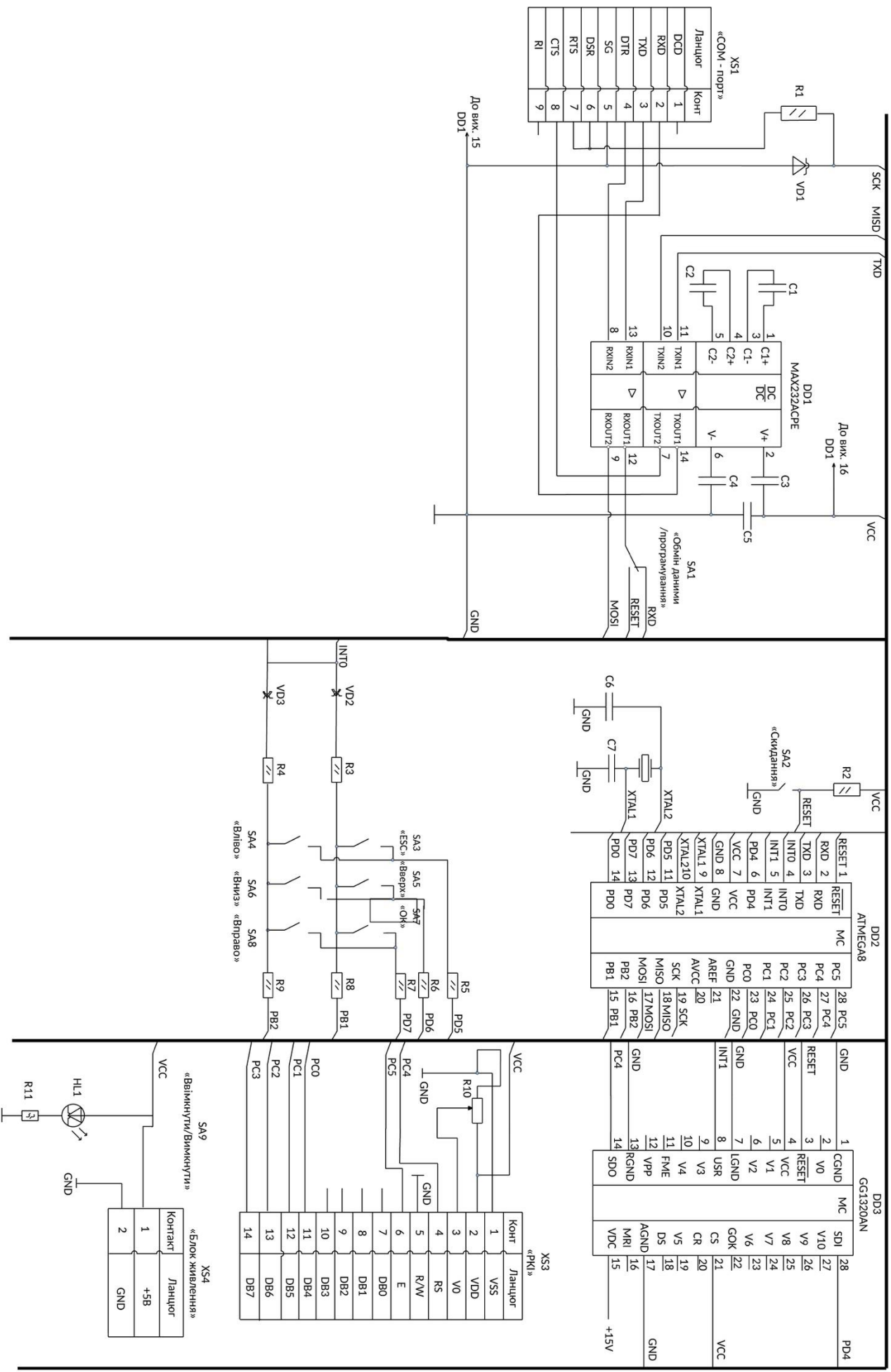
33) ДСТУ 2681-94 Державна система забезпечення єдності вимірювань. Терміни та визначення. [Електронний ресурс: http://dtp.lg.ua/DSTU_2681-94_metrologiya._terminy_i_opredeleniya.pdf] - 14.12.2023

34) Подчашинський Ю.О., Чепюк Л.О., Криворучко М.Г., Невмержицький В.С. Аналіз систем вимірювання кутової швидкості. Тези V Всеукраїнської науково-технічної конференції «Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення», 01–02 грудня 2022 р. – Житомир: "Житомирська політехніка", 2022. С. 340-342. Режим доступу: <https://conf.ztu.edu.ua/wp-content/uploads/2023/02/povnyy-tekst.pdf>

35) Подчашинський Ю.О., Чепюк Л.О., Криворучко М.Г. Wavelet-ряди для обробки сигналів вимірювальної інформації з дискретним часом. Тези V Всеукраїнської науково-технічної конференції «Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення», 01–02 грудня 2022 р. Житомир : "Житомирська політехніка", 2022. С. 338-340. Режим доступу: <https://conf.ztu.edu.ua/wp-content/uploads/2023/02/povnyy-tekst.pdf>

36) Подчашинський Ю.О., Чепюк Л.О., Криворучко М.Г. Огляд методів вимірювання кутової швидкості // Тези VI Всеукраїнської науково-технічної конференції «Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення», 29-30 листопада 2023 р., м. Житомир. 2023 (тези в процесі друку).

Додатки



ДОДАТОК Б

```

;=====
; Файл: Encoder.asm ; Програма керування інтелектуальним датчиком кутової швидкості
;=====
;-----
; Включення заголовків мікроконтролера АТmega8
;-----
.include "m8def.inc"
;-----
; Визначення імен регістрів
;-----
.def Float10 = r16 ; Число 1 дійсного типу
.def Float1L = r17
.def Float1H = r18
.def Float20 = r19 ; Число 2 дійсного типу
.def Float2L = r20
.def Float2H = r21
.def FTemp0 = r22 ; Тимчасові змінні для речових обчислень
.def FTempL = r23
.def FTempH = r24
.def FCnt = r25
.def var = r22 ; Змінна загального призначення
.def MarkL = r26 ; Кількість підрахованих міток енкодера (16 біт)
.def MarkH = r27
.def ResL = r28 ; Роздільна здатність енкодера (16 біт)
.def ResH = r29
.def fASCIIL = r11 ; Змінні для BIN2BCD-перетворення.def tASCII0 = r11
.def fASCIIH = r12
.def tASCII2 = r13
.def tASCII3 = r14
.def tASCII4 = r15
.def tASCII1 = r16
.def cnt16a = r16
.def tmp16a = r17
.def tmp16b = r18
.def LCDPrescaler = r5 ; Лічильник виведення значення швидкості на LCD
.def Key = r16 ; Скан-код клавіатури
.def State = r17 ; байт стану
.def BitRateFlags = r22 ; Байт прапорів швидкості обміну по інтерфейсу
.def EditPos = r18 ; Позиція редагованої цифри в EditBox
.def CursorPos = r23 ; Позиція курсора введення в EditBox
.def Tunes = r18 ; Байт прапорів налаштування пристрою
; *** Прапори настройки ***
; * 0 - об / с
; * 1 - об / хв
; * 2 - рад / с
; * 3 - інтерфейс
; * 4 - см / с
; *****
;-----
; Визначення змінних в пам'яті SRAM
;-----
.equ mSign = 0x60; Копія знака швидкості
.equ mState = 0x61; байт стану
.equ mTunes = 0x62; Байт прапорів налаштування пристрою
.equ mBitRate = 0x63; Байт прапорів швидкості обміну по інтерфейсу

```

```

.equ KO = 0x64; Коефіцієнт передачі K.equ KL = 0x65
.equ KH = 0x66
.equ TO = 0x88; Інтервал рахунку T
.equ TL = 0x89
.equ TH = 0x8a
.equ mtccr1b = 0x8b; Копія регістра tccr1b
.equ Sum0 = 0x8c; Сума значень лічених даних
.equ SumL = 0x8d
.equ SumH = 0x8e
.equ LCDState = 0x8f; стан дисплея
.equ Count0 = 0x91; Кількість лічених даних
.equ CountL = 0x92
.equ CountH = 0x93
.equ Mistake0 = 0x94; Допустима похибка вимірювань
.equ MistakeL = 0x95
.equ MistakeH = 0x96
; -----
; Початкові налаштування і параметри датчика в EEPROM
; -----
.eseg
// Інтерфейс включений
; од. вим. - об / с
; дозвіл енкодера - 1000 мет / об.
// BitRate = 115200 baud
// Коефіцієнт передачі K = 1
// Період рахунку T = 0.01 с
.org 0
.db 0b1001, 0x03, 0xe8, 0x07, 0x41, 0x00, 0x80, 0x3a, 0xd6, 0xa3
; -----
; Таблиця векторів переривань
; -----
.cseg; RESET
.org 0
rjmp main; Запит на зовнішнє переривання int0 (клавіатура)
.org 0x1
rjmp int0Request; Запит на зовнішнє переривання int1 (канал А енкодера)
.org 0x2
rjmp int1Request
; Порівняння таймера / лічильника 1 з регістром порівняння А
.org 0x6
rjmp intTimer1COMPA ; Переповнення таймера / лічильника 0
.org 0x9
rjmp intTimer0OVF
.org 0x20
; -----
; Основна програма
; -----
main:
    ldi var, high (RAMEND); Налаштування покажчика стека на вершину RAM
    out sph, var
    ldi var, low (RAMEND)
    out spl, var
    ldi var, 0b110; Налаштування порту В
    out portb, var
    ldi var, 0b11100010; Налаштування порту D
    out ddrd, var
    ldi var, 0b00000000

```

```

out portd,
var ldi var,
0b111111; Налаштування ліній pc0..pc5 на висновок даних
out ddrc, var
ldi State, 0; Завантаження початкового стану в пам'ять
sts mState, State
sbrc Tunes, 3; Якщо необхідний інтерфейс, то включити його
rcall MeasureInterface; Вивести на дисплей інтерфейс вимірювання швидкості
ldi var, 0b1110; Налаштування запиту на переривання int1
out mcucr, var; по передньому фронту, а int0 - по задньому
ldi var, 0b11000000; Дозвіл зовнішніх переривань
out gicr, var
ldi var, 0b101; Налаштування таймера / лічильника 0 на частоту CLK/1024
out tccr0, var
rcall SetTimerInterval; Встановити періодичність рахунків
in var, tccr1b; Збереження tccr1b в SRAM
sts mtccr1b, var
ldi var, 0; Обнулення таймера / лічильника 1
out tcnt1h, var
out tcnt1l, var
out tcnt0, var
ldi var, 0b10001; Дозвіл переривання в порівнянні
out tmsk, var; таймера / лічильника 1
ldi var, 0; Обнулення лічильника виведення на PKI
mov LCDPrescaler, var
ldi Float2H, 0; Обнулення суми значень лічених даних
ldi Float2L, 0
rcall Fix2Float
sts Sum0, Float20
sts SumL, Float2L
sts SumH, Float2H
sts Count0, Float20; Обнулення кількості лічених даних
sts CountL, Float2L
sts CountH, Float2H
sei; Глобальне дозвіл переривань
loop: nop; очікування переривань
      rjmp loop
; -----
; Підпрограма обробки запиту на зовнішнє переривання int0 (клавіатура)
; -----
int0Request: ldi var, 0b0; Вимкнення таймера / лічильника 1
              out tccr1b, var
              rcall ReadKey; Отримати скан-код в Key
              rcall OnAction; Відреагувати на натиснуту клавішу
              lds State, mState; Завантаження стану пристрою
              tst State; Якщо State = Measure,
              brne NoTimer; то включити таймер 1
              lds var, mtccr1b; Відновлення частоти таймера / лічильника 1
              out tccr1b, var
              ldi var, 0; Обнулення таймера / лічильника 1
              out tcnt1h, var
              out tcnt1l, var

NoTimer: reti; Вихід з переривання

```

```

; -----
; Підпрограма обробки запиту на зовнішнє переривання int1 (канал А енкодера)
; -----
int1Request: push MarkH; Приміщення змінної Mark в стек
             push MarkL
             in var, pinb; Перевірка стану каналу В енкодера
             bst var, 0; Нижче йде обчислення: Mark = Mark (+/-) 1
             brtc Positive
             rcall DecSigned16; Зменшити на 1 кількість підрахованих міток
             pop MarkH
             pop MarkL
             rjmp CountOK
             Positive: rcall IncSigned16; Збільшити на 1 кількість підрахованих міток
             pop MarkH <202> pop MarkL <203> CountOK: <204> reti; Вихід з переривання

; -----
; Підпрограма обробки переривання порівняння таймера / лічильника 1
; -----
intTimer1COMPA: ldi var, 0b0; Вимкнення таймера / лічильника 1
                out tccr1b, var
                ldi var, 0; Розпізнавання знака швидкості
                tst MarkH
                brpl SavePos
                ldi var, 1; var = 1, якщо швидкість негативна, інакше 0
                subi MarkH, 0x80; Приведення Mark до модулю: Mark = abs (Mark)

SavePos: sts 0x60, var; Збереження знака швидкості в пам'яті
         rcall GetVelocity; Отримання поточної швидкості в Float2
         rcall USART_Transmit; Передача швидкості через USART
         clr MarkH; обнулення Mark
         clr MarkL
         rcall SwapF1; Множення швидкості на 10 (12345 = 10 * 1234.5)
         ldi Float2L, 10
         ldi Float2H, 0
         rcall Fix2Float
         rcall SwapF1
         rcall FMult
         lds Float10, Sum0; Завантаження суми значень з пам'яті
         lds Float1L, SumL
         lds Float1H, SumH
         rcall FAdd; Додавання поточного значення до суми
         sts Sum0, Float20; Збереження суми в пам'яті
         sts SumL, Float2L
         sts SumH, Float2H
         lds Float10, Count0; Завантаження кількості значень з пам'яті
         lds Float1L, CountL
         lds Float1H, CountH
         ldi Float20, 0x41; Додавання одиниці до кількості значень 93
         ldi Float2L, 0x00
         ldi Float2H, 0x80
         rcall FAdd
         sts Count0, Float20; Збереження кількості значень в пам'яті
         sts CountL, Float2L
         sts CountH, Float2H

```

breq SkipLCDOut

```
ldi var, 0
sts LCDState, var
clr LCDPrescaler
lds Float10, Sum0
lds Float1L, SumL
lds Float1H, SumH
lds Float20, Count0
lds Float2L, CountL
lds Float2H, CountH
rcall FDiv
rcall Float2Fix; Перетворення швидкості в ціле число
mov fASCIIL, Float2L
mov fASCIH, Float2H
rcall bin2ASCII16; Перетворення швидкості BCD-формат
ldi r25, 64; Початкова адреса DDRAM
rcall OutFBCD; Висновок швидкості на дисплей
ldi Float2H, 0
ldi Float2L, 0
rcall Fix2Float
sts Sum0, Float20
sts SumL, Float2L
sts SumH, Float2H
sts Count0, Float20
sts CountL, Float2L
sts CountH, Float2H
```

SkipLCDOut:

```
lds var, 0x8b; Відновлення частоти таймера / лічильника 1
out tccr1b, var
ldi var, 0; Обнулення таймера / лічильника
out tcnt1h, var
out tcnt1l, var
reti; Вихід з переривання
```

```
; -----
; Підпрограма обробки переривання переповнення таймера / лічильника 0
; -----
```

```
intTimer0OVF: inc LCDPrescaler; Збільшення лічильника виведення на РКІ
ldi var, 31; Якщо пройшло 0.5 с, то оновити дані на РКІ
cp LCDPrescaler, var;
brne NoLCDFlag
ldi var, 1
sts LCDState, var
```

NoLCDFlag: reti; Вихід з переривання

```
; -----
; Підпрограма інкремента 16-бітного числа зі знаком
; -----
```

```
IncSigned16: pop r1; Як ввести адресу повернення в R1: R0
pop r0
pop r26; Витяг з стека аргументу
pop r27
tst r27
brmi NegArg; Перевірка знака аргументу
adiw r27, 1; аргумент позитивний
rjmp IncOK NegArg; аргумент негативний
```

```
tst r26; Облік зміни знака при Інкремент (-0 = 0)
brne NoNegZero
cpi r27, 0b10000000brne
```

```
NoNegZero: ldi r27, 0
adiw r27: r26, 1
rjmp IncOK
NoNegZero:
sbiw r27: r26, 1
IncOK:
push r26; Повернення результату в стек
push r27 94
push r0; Приміщення адреси повернення в стек
push r1
ret; Вихід з підпрограми
```

```
; -----
; Підпрограма декремента 16-бітного числа зі знаком
; -----
```

```
DecSigned16: pop r1; Як ввести адресу повернення в R1: R0
pop r0
pop r26; Витяг з стека аргументу
pop r27
tst r27
brpl PosArg; Перевірка знака аргументу
adiw r27: r26, 1; аргумент негативний
rjmp IncOK
PosArg;; аргумент позитивний
tst r26; Облік зміни знака при декрементом (0 = -0)
brne NoPosZero
cpi r27, 0
brne NoPosZero
ldi r27, 0b10000000
adiw r27: r26, 1
rjmp DecOK
NoPosZero:
sbiw r27: r26, 1
DecOK:
push r26; Повернення результату в стек
push r27
push r0; Приміщення адреси повернення в стек
push r1
ret; Вихід з підпрограми
```

```
; -----
; Підпрограма обчислення швидкості в об / с
; Вхід - Mark
; Вихід - Float2 (швидкість в об / с)
; -----
```

```
GetVelRevPerSec: mov Float2L, MarkL; Перетворення Mark в речовинний тип
mov Float2H, MarkH
rcall Fix2Float
mov Float10, Float20; Завантаження Mark в Float1
mov Float1L, Float2L
mov Float1H, Float2H
mov Float2L, ResL; Перетворення Res в речовинний тип
mov Float2H, ResH
```

```

    rcall Fix2Float
    rcall FDiv; Float2 = Mark / Res
    lds Float10, T0; Завантаження в Float1 періоду опитування енкодера T
    lds Float1L, TL
    lds Float1H, THrcall SwapF1
    rcall FDiv ; Float2 = Mark / (Res * T)
    lds Float10, K0; Завантаження в Float1 коефіцієнта передачі K
    lds Float1L, KL
    lds Float1H, KH
    rcall FMult; Float2 = Mark * K / (Res * T) (результат)
    ret; Вихід з підпрограми

; -----
; Підпрограма обчислення абсолютної пагрешності
; Вхід - дозвіл енкодера Res [мет]
; інтервал рахунки T [з] в SRAM
; коефіцієнт передачі K в SRAM
; Вихід - абсолютна похибка швидкості в поточній розмірності Mistake в SRAM
; -----
GetMistake: lds Float10, T0; Завантаження в Float1 інтервалу рахунки T [з] 103
            lds Float1L, TL
            lds Float1H, TH
            mov Float2L, ResL; Завантаження в Float2 дозволу датчика Res [мет]
            mov Float2H, ResH
            rcall Fix2Float
            rcall FMult; Float2 = T [з] * Res [мет]
            lds Float10, K0; Завантаження в Float1 коефіцієнта передачі K
            lds Float1L, KL
            lds Float1H, KH
            rcall FDiv; Float2 = K / (T [з] * Res [мет])
            lds Tunes, mTunes; Завантаження налаштувань з пам'яті
            sbrs Tunes, 1
            rjmp GM_RadPS
            ldi Float10, 0x48; Завантаження в Float1 числа 60
            ldi Float1L, 0x00
            ldi Float1H, 0x3c
            rcall FMult; Float2 = 60 * K / (T [з] * Res [мет]) (результат)
            rjmp GM_Store

GM_RadPS:
            sbrs Tunes, 2
            rjmp GM_Store
            ldi Float10, 0x48; Завантаження в Float1 числа 2 * pi = 6.283
            ldi Float1L, 0x48
            ldi Float1H, 0x06
            rcall FMult; Float2 = 2 * pi * K / (T [з] * Res [мет]) (результат)
            GM_Store: sts Mistake0, Float20; Збереження Mistake в SRAM
                     sts MistakeL, Float2L
                     sts MistakeH, Float2H
                     ret

; -----
; Підпрограма обчислення інтервалу рахунки
; Вхід - дозвіл енкодера Res [мет]
; допустима абсолютна похибка Mistake в SRAM
; коефіцієнт передачі K в SRAM
; Вихід - інтервал рахунки T [з] в SRAM
; -----

```

```

GetTimerInterval: lds Float10, Mistake0; Завантаження в Float1 похибки Mistake
                  lds Float1L, MistakeL
                  lds Float1H, MistakeH
                  mov Float2L, ResL; Завантаження в Float2 дозволу датчика Res [мет]
                  mov Float2H, ResH
                  rcall Fix2Float

                  rcall FMult; Float2 = Mistake * Res [мет]
                  lds Float10, K0
                  lds Float1L, KL
                  lds Float1H, KH
                  rcall FDiv; Float2 = K / (Mistake * Res [мет])
                  lds Tunes, mTunes; Завантаження налаштувань з пам'яті
                  sbrs Tunes, 1
                  rjmp GTI_RadPS
                  ldi Float10, 0x48; Завантаження в Float1 числа 60
                  ldi Float1L, 0x00
                  ldi Float1H, 0x3c
                  rcall FMult; Float2 = 60 * K / (Mistake * Res [мет]) (результат)
                  rjmp GTI_Store

```

```

GTI_RadPS:
    sbrs Tunes, 2
    rjmp GTI_Store
    ldi Float10, 0x48; Завантаження в Float1 числа 2 * pi = 6.283
    ldi Float1L, 0x48
    ldi Float1H, 0x06
    rcall FMult; Float2 = 2 * pi * K / (Mistake * Res [мет]) (результат)

```

```

GTI_Store:
    sts T0, Float20; Збереження T [з] в SRAM
    sts TL, Float2L
    sts TH, Float2H
    ret

```

```

; -----
; Бібліотека операцій з дробовими числами
; -----
#include "Float.inc"
; -----
; Бібліотека операцій з BCD числами <1139>
; -----
#include "BCD.inc"
; -----
; Бібліотека підпрограм для роботи з клавіатурою і меню
; -----
#include "Keypad.inc"
; -----
; Бібліотека підпрограм для роботи з PKI
; -----
#include "LCD.inc"

```



Міністерство освіти і науки України
 Державний університет «Житомирська політехніка»
 Інститут цифровізації освіти НАПН України
 Національний технічний університет України
 «Київський політехнічний інститут» ім. І. Сікорського
 Вінницький національний технічний університет
 Житомирський військовий інститут імені С.П. Корольова
 Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя
 Харківський національний університет радіоелектроніки
 Уманський державний педагогічний університет імені Павла Тичини
 Національний університет біоресурсів і природокористування України
 Інститут геохімії навколишнього середовища НАН України
 Черкаський державний технологічний університет
 Національний авіаційний університет

ТЕЗИ ДОПОВІДЕЙ

V Всеукраїнської науково-технічної конференції

Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення

м. Житомир, 01-02 грудня 2022 р.

Житомир
2022

УДК 004
Т11

*Рекомендовано до друку Вченою радою Державного університету
«Житомирська політехніка» (протокол № 15 від 19.12.2022р.)*

Т11 **Тези V Всеукраїнської науково-технічної конференції
«Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення»,
м. Житомир, 01–02 грудня 2022 р. – Житомир: Житомирська
політехніка, 2022. – 409 с.**

Представлено доповіді учасників V Всеукраїнської науково-технічної конференції «Комп'ютерні технології: інновації, проблеми, рішення». Наведено аналіз та результати досліджень сучасних проблем інформаційних технологій, математичного моделювання та розробки програмного забезпечення, інформаційних систем, комп'ютерної інженерії та кібербезпеки, цифрової обробки сигналів та зображень, комп'ютерно-інтегрованих технологій, приладобудування, інформаційних технологій в телекомунікаціях та біомедицині, інформаційно-комунікаційних технологій в освіті.

УДК 004

Наукове видання

**Тези V Всеукраїнської науково-технічної конференції
«Комп'ютерні технології: інновації, проблеми,
рішення»**

Житомир, 01–02 грудня 2022 року

Відповідальний за випуск

Т.М. Нікітчук

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру суб'єктів видавничої
справи ДК № 7177 ВІД 04.11.2021 р.

Адреса редакції: Державний університет «Житомирська політехніка»,
вул. Чуднівська, 103, м.Житомир, 10005

© Житомирська політехніка, 2022

Секція 6. Цифрова обробка зображень в автоматизованих та інформаційно-вимірювальних системах

У цьому випадку підсумовування проводиться по іншим змінним, у порівнянні з формулами (2) і (3). Довжина послідовності c_{j-1} удвічі більше за довжину послідовності c_j або d_j .

УДК 621.317

*Подчашиїнський Ю. О., д.т.н., проф., завідувач
кафедри метрології та інформаційно-вимірювальної техніки
Чепюк Л. О., к.т.н., доц. кафедри метрології та
інформаційно-вимірювальної техніки
Криворучко М. Г., студент, гр. МТ-1м
Невмержицький В. С., студент, гр. МТ-3
Державний університет «Житомирська політехніка»*

АНАЛІЗ СИСТЕМ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ

Поширеним у застосуванні вимірювання кутових швидкостей рухомих об'єктів є струменевий датчик кутової швидкості, структурна схема датчика зображена на рис. 1. При подачі живлення в робочій камері 4 шляхом роботи нагнітача 2 утворюється ламінарний струмінь газу близький до параболічного закону розподілу швидкостей у поперечному перерізі.

Через термістори 5 та 6 протікає струм і падіння напруги на них визначається швидкістю струменя в точці їх розміщення. Вихідна напруга подається на вхід електровимірювальної схеми 22, при відсутності кутової швидкості струмінь газу обтікає з однаковою середньою швидкістю термістори і падіння напруги дорівнює нулю.

Якщо ж кутова швидкість присутня осередки обтікання змінюються і значення термісторів відхиляється і на виході з'являється електричний сигнал пропорційний куту.

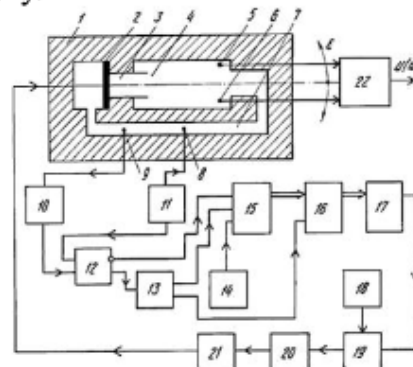


Рис. 1. Структурна схема струменевого ДКШ

Секція 6. Цифрова обробка зображень в автоматизованих та інформаційно-вимірювальних системах

Недоліком такого ДКШ є похибка вимірювання кутової швидкості внаслідок зміни температури та коефіцієнта перетворення постійної напруги в частотний сигнал.

Мікромеханічний датчик кутової швидкості містить основу та кришку, що несе раму, першу та другу інерційні маси, закріплені на пружних елементах підвісу, датчики положення кожної інерційної маси. Одна з відомих розробок датчик кутової швидкості Micromachined Comb Drive Gyroscope (рис. 2), що містить першу і другу інерційні маси, пов'язані з рамою, що несе, за допомогою стрижневих пружних елементів підвісу. Несуча рама пов'язана з основою через пружні елементи підвісу, що забезпечують кутовий рух, електростатичний датчик сили збуджує протифазні первинні поступальні коливання.

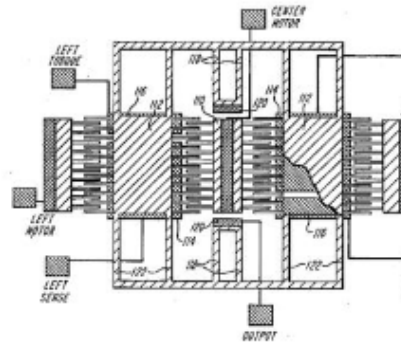


Рис. 2. Структурна схема Micromachined Comb Drive Gyroscope

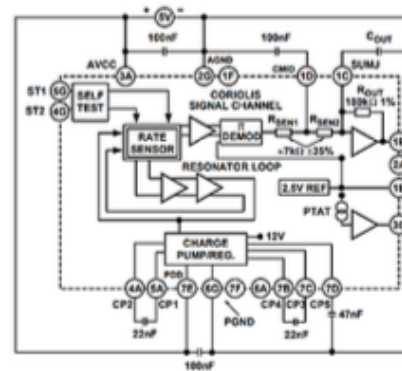


Рис. 3. Структурна схема Rotationally Vibrated Masses

При дії кутової швидкості основи Коріолісові сили створюють змінний момент, що призводить до вторинних кутових коливань рамки, які вимірюються ємнісними датчиками, електроди яких розташовані під першою та другою інерційними масами. Недоліками є низька точність та малий діапазон вимірювань.

Ще одним відомим підходом є датчик кутової швидкості Micromachined Device With Rotationally Vibrated Masses (рис.3), що містить першу та другу інерційні маси, які за допомогою трьох електростатичних двигунів гребінчастої структури приводяться у вібраційний рух паралельно площині основи так, щоб коливання інерційних мас мали протилежні фази.

За наявності кутової швидкості під дією сили Коріоліса одна інерційна маса підійматиметься, а інша - опускатиметься щодо площини вібрації. Чутливі елементи ємнісного датчика положення утворюють

Секція 6. Цифрова обробка зображень в автоматизованих та інформаційно-вимірювальних системах

Таким чином, застосування однокристальних мікроконтролерів в інформаційно-вимірювальних системах дозволить гнучко налаштовувати систему під конкретну задачу та параметри без необхідності внесення змін у схемне рішення та враховувати результати попередньої експлуатації.

УДК 621.317

*Подчашиїнський Ю. О., д.т.н., проф., завідувач
кафедри метрології та інформаційно-вимірювальної техніки
Чепюк Л. О., к.т.н., доц. кафедри метрології та
інформаційно-вимірювальної техніки
Криворучко М. Г., студент гр. МТ-Ім
Державний університет «Житомирська політехніка»*

WAVELET-РЯДИ ДЛЯ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ ІНФОРМАЦІЇ З ДИСКРЕТНИМ ЧАСОМ

Формули для wavelet-перетворення дискретного часу не можна отримати простою дискретизацією відповідних формул для безперервного часу. Також неможливо визначити кратномасштабний аналіз для дискретних сигналів, оскільки не існує базисних функцій, масштабовані та зміщені версії яких давали б базис простору $L^2(R)$, простору квадратично сумованих послідовностей нескінченної довжини. Розглянемо, як можна отримати уявлення CWT у вигляді wavelet-рядів для дискретного часу (DTWS - discrete time wavelet set).

Нехай є деяка безперервна функція $f_0(x) \in V_0$. Дискретний сигнал c_n представимо як послідовність коефіцієнтів при масштабуючих функціях, за якими розкладається $f_0(x)$:

$$f_0(x) = \sum_n c_{0,n} \phi_{0,n}(x).$$

де $c_{0,n} = c_n$. Сигнал c_n інтерпретуємо як послідовність коефіцієнтів розкладання, отриманих під час кратномасштабного аналізу функції $f_0(x)$. Тоді можна обчислити апроксимації цієї функції, що належать до просторів $V_1, V_2, \dots$. Простори $V_{-1}, V_{-2}, \dots$ немає значення при даній інтерпретації.

Відповідно до концепції кратномасштабного аналізу, функція $f_0(x)$ декомпозиується на дві функції $f_1(x) \in V_1$ і $e_1(x) \in W_1$:

$$f_0(x) = f_1(x) + e_1(x) = \sum_k c_{1,k} \phi_{1,k}(x) + \sum_k d_{1,k} \psi_{1,k}(x).$$

Секція 6. Цифрова обробка зображень в автоматизованих та інформаційно-вимірювальних системах

Таким чином, отримаємо дві нові послідовності, $c_{1,n}$ і $d_{1,n}$. Даний процес може бути продовжений для $f_1(x)$ і функція $f_0(x)$ (а також і послідовність c_n) буде представлена сукупністю коефіцієнтів $d_{m,n}$, $m \in Z^+$, $n \in Z$.

Однак обчислення поки що залежать від безперервних функцій $\phi(x)$ і $\psi(x)$. Покажемо, як обчислення DTWS можуть бути виконані з використанням операцій над дискретними сигналами.

З урахуванням того, що функція, що масштабує, утворює базис відповідного простору, можна отримати:

$$\begin{aligned} c_{1,k} &= \langle \phi_{1,k}(x), f_1(x) \rangle = \langle \phi_{1,k}, f_0(x) - e_1(x) \rangle = \left\langle \phi_{1,k}(x), \sum_n c_{0,n} \phi_{0,n}(x) \right\rangle \\ &= \sum_{n \in Z} c_{0,n} \langle \phi_{1,k}(x), \phi_{0,n}(x) \rangle = 2^{1/2} \sum_{n \in Z} c_{0,n} h_{n+2k}. \end{aligned} \quad (1)$$

Таким чином виявляється можливим ітеративно обчислення коефіцієнтів $c_{j,k}$ і $d_{j,k}$ без безпосереднього використання функцій $\phi(x)$ і $\psi(x)$. За аналогією з (1) можна записати для будь-якого j ,

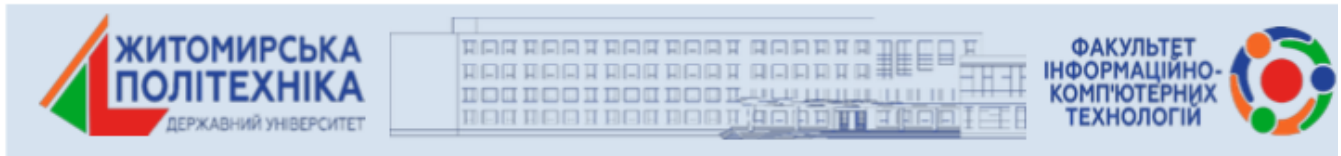
$$c_{j,k} = 2^{1/2} \sum_n c_{j-1,n} h_{n+2k}, \quad (2)$$

$$d_{j,k} = 2^{1/2} \sum_n c_{j-1,n} g_{n+2k}, \quad (3)$$

Отримавши таким чином повністю дискретний процес декомпозиції. Послідовності h_n і g_n називаються wavelet-фільтрами. Відмітимо, що $c_{j,k}$ і $d_{j,k}$ мають "половинну" довжину в порівнянні з $c_{j-1,k}$ хоча на даному етапі всі послідовності нескінченні.

Таким чином, не вводиться надмірність]. Зворотний процес полягає в отриманні c_{j-1} з c_j і d_j :

$$\begin{aligned} c_{j-1,n} &= \langle \phi_{j-1,n}, f_{j-1}(x) \rangle = \langle \phi_{j-1,n}(x), f_j(x) + e_j(x) \rangle \\ &= \left\langle \phi_{j-1,n}, \sum_k c_{j,k} \phi_{j,k}(x) \right\rangle + \left\langle \phi_{j-1,n}, \sum_k d_{j,k} \psi_{j,k}(x) \right\rangle \quad (4) \\ &= \sum_k c_{j,k} \langle \phi_{j-1,n}, \phi_{j,k}(x) \rangle + \sum_k d_{j,k} \langle \phi_{j-1,n}, \psi_{j,k}(x) \rangle \\ &= 2^{1/2} \sum_k c_{j,k} h_{n+2k} + 2^{1/2} \sum_k d_{j,k} g_{n+2k}. \end{aligned}$$



Міністерство освіти і науки України
 Державний університет «Житомирська політехніка»
 Інститут цифровізації освіти НАПН України
 Національний технічний університет України «Київський політехнічний
 інститут» ім. І. Сікорського
 Вінницький національний технічний університет
 Житомирський військовий інститут імені С.П. Корольова
 Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя
 Харківський національний університет радіоелектроніки
 Уманський державний педагогічний університет імені Павла Тичини
 Національний університет біоресурсів і природокористування України
 Інститут геохімії навколишнього середовища НАН України
 Черкаський державний технологічний університет
 Національний авіаційний університет
 Luleå university of technology (Королівство Швеція)
 Politechnika Opolska (Poland)
 Warsaw University of Technology (Poland)
 Технічний університет (Чеська Республіка)
 Університет країни Басків (Іспанія)
 ADA University (Азербайджан)
 Silesian University of Technology (Poland)

ТЕЗИ ДОПОВІДЕЙ

*XIII Міжнародної науково-технічної
 конференції*

Інформаційно-комп'ютерні технології - 2023

м. Житомир, 30-31 березня 2023 р.

Житомир
 2023

УДК 004
Т11

*Рекомендовано до друку Вченою радою Державного університету
«Житомирська політехніка» (протокол № 28 від 28.04.2023р.)*

Т11 **Тези** XIII Міжнародної науково-технічної конференції
«Інформаційно-комп'ютерні технології», м. Житомир, 30–31
березня 2023 р. – Житомир: Житомирська політехніка, 2023. –
216 с.

Представлено доповіді учасників XIII Міжнародної науково-технічної конференції. Наведено аналіз та результати досліджень сучасних проблем інформаційних технологій, математичного моделювання та розробки програмного забезпечення, інформаційних систем, комп'ютерної інженерії та кібербезпеки, цифрової обробки сигналів та зображень, комп'ютерно-інтегрованих технологій, робототехніки та приладобудування, інформаційних технологій в телекомунікаціях та біомедицині, інформаційно-комунікаційних технологій в освіті.

УДК 004

Наукове видання

**Тези XIII Міжнародної науково-технічної
конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології»
Житомир, 30–31 березня 2023 р.**

Відповідальний за випуск

Т.М. Нікітчук

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру суб'єктів видавничої
справи ДК № 7177 ВІД 04.11.2021 р.

Адреса редакції: Державний університет «Житомирська політехніка»,
вул. Чуднівська, 103, м.Житомир, 10005

© Житомирська політехніка,

2023

2

УДК 621.317

*Подчащинський Ю.О., д.т.н., професор,
Чепюк Л.О., к.т.н., доцент,
Криворучко М.Г., студент
Державний університет «Житомирська політехніка»*

АНАЛІЗ ПОХИБОК ВИМІРЮВАЛЬНОГО КАНАЛУ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ

Виконаємо аналіз похибки вимірювального каналу для системи вимірювання кутової швидкості, що складається з датчика кутової швидкості серії ERN1020 і мікроконтролера ATmega8 від компанії Atmel.

Число періодів вихідного сигналу датчика кутової швидкості ERN1020 дорівнює 2500 за один оберт. Плата дозволяє підключати живлення датчика кутової швидкості безпосередньо та складає +5 В. Вихідний сигнал з датчика подається на вхід мікроконтролера, тактова частота якого складає 16 МГц, що дозволяє проводити вимірювання кутової швидкості з великою точністю у динамічному режимі.

Рівняння перетворення має вигляд

$$N_F = \frac{2\pi \cdot f_0}{\omega_x(t) \cdot z'} \quad (1)$$

де z – роздільна здатність енкодера.

Похибка квантування

$$\delta_k = \frac{1}{N_F} \cdot 100\% = \frac{\omega_x(t) \cdot z}{2\pi \cdot f_0} \cdot 100\% \quad (2)$$

де f_0 – частота імпульсів квантування;

Максимальна ємність бінарного лічильника мікроконтролера

$$N_{\max} = 2^{n+1} - 1 \quad (3)$$

де n – розрядність лічильника.

Враховуючи рівняння (7.3) та (7.1), визначаємо нижню межу вимірювання:

$$\omega_{x\min} = \frac{2\pi \cdot f_0}{N_{\max}(t) \cdot z} \quad (4)$$

Верхня межа вимірювання $\omega_{x\max}$ для частотоміра миттєвих значень визначається із рівняння похибки квантування:

$$\omega_{x\min} = \frac{2\pi \cdot \delta_\omega \cdot f_0}{100\% \cdot z} \quad (5)$$

Секція 6. Цифрова обробка зображень в автоматизованих та інформаційно-вимірювальних системах

де δ_ω – нормоване значення похибки квантування.

Задаючись величиною $\delta_\omega = 0,2\%$, отримаємо:

$$\omega_{x\min} = \frac{2\pi \cdot 16 \cdot 10^{16}}{(2^{16+1} - 1) \cdot 2500} = 0,306(\text{рад/с})$$

$$\omega_{x\min} = \frac{2\pi \cdot 0,2 \cdot 16 \cdot 10^{16}}{100 \cdot 2500} = 80,38(\text{рад/с})$$

Отримані значення задовольняють умовам для вимірювання кутової швидкості у діапазоні 1 – 80 рад/с.

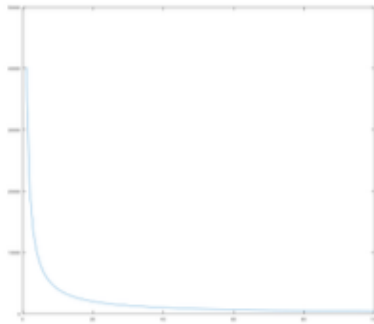


Рис. 1. Статична характеристика приладу

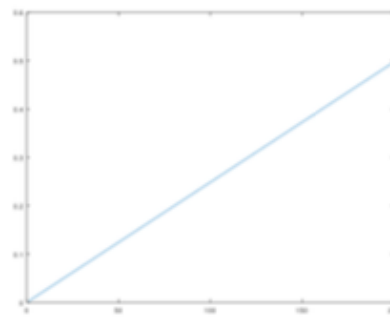


Рис. 2. Залежність похибки квантування від вихідної величини

За нормоване значення візьмемо різницю між верхній і нижній межею вимірювання. Підставивши значення отримаємо відповідно наступне значення абсолютної похибки:

$$\Delta = \frac{0,5 \cdot 79}{100\%} = 0,36(\text{рад/с})$$

На рис. 1 показано розраховану залежність N_F , а на рис. 2 – похибку квантування δ_k . З рис. 7.3 видно, що значення похибки квантування при $f = 16$ МГц та $z = 2500$ не перевищує 0,5 % на всьому діапазоні вимірювання кутової швидкості від 1 до 80 рад/с.

Список використаних джерел

1.Інтелектуальні оптоелектронні сенсори кута: схемотехнічні та алгоритмічні методи синтезу [Монографія] М.І. Паламар, А. В. Чайковський; ТНТУ ім. І. Пулюя. – Тернопіль, 2015 – 144 с.

2.Hall-effect sensors: theory and applications [Tutorial] Ramsden, Edward; Elsevier – USA, 2006 – 272 p.

3.Метрологічне забезпечення тахометричних вимірювальних перетворювачів: монографія / Поджаренко В.О., Севастьянов В.М., Осадчий В.П.- Вінниця : ВНТУ, 2009. – 148 с.

УДК 621.3: 455.63

*Подчашинський Ю.О., д.т.н., професор,
Чепюк Л.О., к.т.н., доцент,
Криворучко М.Г., магістрант*

Державний університет «Житомирська політехніка»

ОГЛЯД МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ

На сьогоднішній день існують різноманітні засоби вимірювання, які дозволяють точно визначити частоту обертання об'єкта відносно статичної осі протягом визначеного інтервалу часу. Одними з основних методів вимірювання кутової швидкості є механічний, електромагнітний та оптичний, кожен з яких має свої особливості та принципи функціонування.

Механічні методи вимірювання кутової швидкості ґрунтуються на принципах роботи центробіжних тахометрів та гіроскопів з двома ступенями свободи.

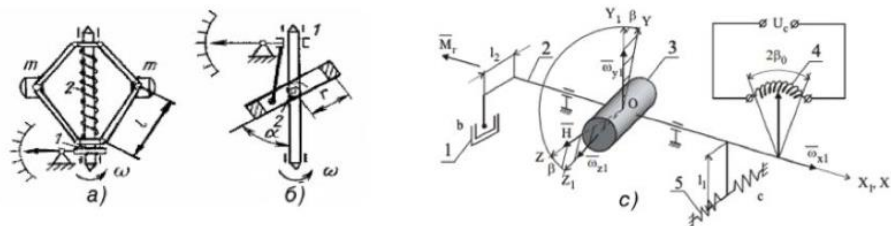


Рис. 1 а - конічний тахометр; б - кільцевий тахометр, с - гіроскоп з 2-ма ступенями свободи

Центробіжні тахометри поділяються на конічні (рис. 1а) та кільцеві (рис. 1б) типи. У кільцевому тахометрі кутова швидкість визначається за рухом нахилоного кільця, яке утримується пружиною під час обертання. У конічному тахометрі вантажі на шарнірах розходяться під дією відцентрових сил, стискаючи пружину і переміщуючи муфту вздовж осі.

Гіроскоп з двома ступенями (рис. 1с) працює за принципом виникнення гіроскопічного моменту під час обертання, який змушує гіроскоп відхилятися від його початкового положення. Це призводить до деформації пружин, які створюють протилежний момент. Коли ці моменти урівноважуються, гіроскоп залишається на певному куті, і це положення використовується для вимірювання кутової швидкості за допомогою потенціометрів.

Методи вимірювання кутової швидкості, які використовують електромагнітні принципи, ґрунтуються на функціонуванні магнітоіндукційних тахометрів та MEMS-гіроскопів.

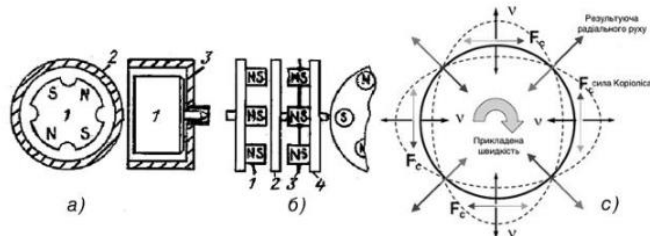


Рис. 2 а - з циліндром; б - дисковом, с - MEMS-гіроскоп

У цих типах тахометрів використовується принцип електромагнітної індукції, що базується на захопленні провідного тіла (циліндра або диска) рухливим постійним магнітом, внаслідок чого виникають індуковані струми у провідному тілі, які взаємодіють з магнітним полем постійного магніту, що призводить до сили, яка утримує провідне тіло. Вимірювання кутової швидкості обертання вала здійснюється шляхом оцінки цієї сили та маси провідного тіла.

Імпульсний метод вимірювання кутової швидкості в MEMS-гіроскопі заснований на сприйнятті радіального руху. Вісім приводів, розташованих навколо кільця, забезпечують два типи сигналів: первинні, що керують вібрацією, і вторинні, що реєструють радіальний рух. Демодуляція сигналів у вторинних перетворювачах дає дані про кутову швидкість обертання гіроскопа.

Оптичний метод використовує компоненти, такі як світлодіодне джерело світла та фотодетектори. Під час обертання вала світловий промінь направляється на оптичну шкалу з прозорими та непрозорими областями. Фотодетектори реєструють зміни у світловому потоці, який відбивається від шкали, і перетворюють їх на електричні сигнали.

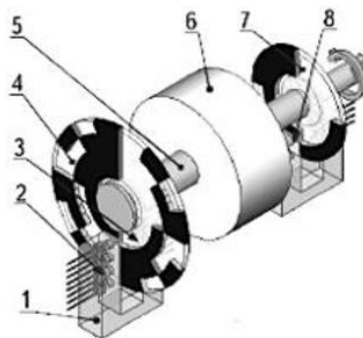


Рис. 3 Оптичний енкодер

Шляхом аналізу цих змін фотодетектори визначають кутове положення або швидкість обертання вала. Роздільна здатність оптичного енкодера залежить від кількості та розподілу прозорих і непрозорих областей на оптичній шкалі.

Ще одним варіантом оптичного методу вимірювання кутової швидкості є лазерний гіроскоп, що базується на оптичному резонаторі, який містить відбиваючі елементи (такі як дзеркала чи призми), утворюючи шлях для світла в певній конфігурації.

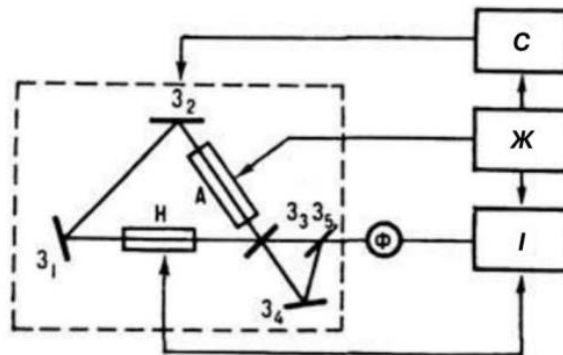


Рис. 4 Лазерний гіроскоп

Світлові хвилі поширюються вздовж цього шляху, а зміна часу, необхідного світлу для його обходу, залежить від швидкості обертання та напрямку руху. Рух гіроскопа змінює час, необхідний світлу для проходження по контуру, що призводить до зміни частоти світлових хвиль.

Коли гіроскоп обертається, зміна швидкості світла через резонатор призводить до зміни частоти світлових хвиль. Ця зміна частоти використовується для визначення кутової швидкості обертання.

Список використаних джерел: згідно ДСТУ 8302:2015

1. Gyroscope Technology and Applications: A Review in the Industrial Perspective [Текст] / V. M. N. Passaro, A. Cuccovillo, L. Vaiani, M. De Carlo, C. E. Campanella // Sensors. - 2017. - Vol. 17, Iss. 10. - P. 2287. - DOI: 10.3390/s17102287.
2. Метрологічне забезпечення тахометричних вимірювальних перетворювачів: монографія / В. О. Поджаренко, В. М. Севастьянов, В. П. Осадчий. — Вінниця : ВНТУ, 2009. — 148 с.
3. Інтелектуальні оптоелектронні сенсори кута: схемотехнічні та програмноалгоритмічні методи синтезу: Монографія / М.І. Паламар, А. В. Чайковський; ТНТУ ім. І. Пулюя. – Тернопіль: вид-во "Джура", 2015. – 144 с. ISBN 978-966-185-123-7.