

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
Факультет інформатики та обчислювальної техніки
Кафедра інформаційних систем та технологій

"На правах рукопису"
УДК 623.465.73

ДО ЗАХИСТУ ДОПУЩЕНО
Завідувач кафедри

_____ Олександр РОЛІК

“ _____ ” _____ 2023 р.

МАГІСТЕРСЬКА ДИСЕРТАЦІЯ
на здобуття ступеня магістра
за освітньо-науковою програмою
«Інтегровані інформаційні системи»
зі спеціальності 126 *«Інформаційні системи та технології»*
на тему:
«Лазерна система керування скиданими боєприпасами»

Виконав:

студент VI курсу, групи ІА-11мн

Безпалько Станіслав Олегович _____

Керівник:

Доцент кафедри ІСТ, кандидат технічних наук, доцент

Шимкович Володимир Миколайович _____

Рецензент:

Доцент кафедри ОТ, кандидат технічних наук, доцент

Волокита Артем Миколайович _____

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації
немає запозичень з праць інших авторів без
відповідних посилань.

Студент _____

Київ – 2023 року

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Факультет інформатики та обчислювальної техніки
Кафедра інформаційних систем та технологій
Рівень вищої освіти – другий (магістерський)
Спеціальність – 126 «Інформаційні системи та технології»
Освітньо-наукова програма «Інтегровані інформаційні системи»

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри

_____ Олександр РОЛІК

«__» _____ 2023 р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту

Безпалько Станіслав Олегович

1. Тема дисертації «Лазерна система керування скиданими боєприпасами» науковий керівник дисертації Шимкович Володимир Миколайович, кандидат технічних наук, доцент, затверджені наказом по університету від «20 березня» 2023 р. № 1275-с
2. Строк подання студентом дисертації “ 12 ” травня 2023 р.
3. Об’єкт дослідження: система керування скиданими коригованими боєприпасами.
4. Предмет дослідження: методи та засоби точного коригування об’єктів з використанням лазеру.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити: Провести огляд та аналіз існуючих методів та засобів наведення. Визначити архітектуру розроблюваної системи, виділити основні модулі, описати структуру кожного з них та як вони взаємодіють. Обрати методи та розробити алгоритм передачі цілі до об’єкту. Обрати алгоритм фільтрування отриманих даних для коригованого об’єкту. Обрати алгоритм цифрового регулятора для коригованого об’єкту. Обрати компоненти для макету системи, вибрати тип мікроконтролеру для керованого об’єкту та модулю наведення на ціль. Реалізувати компоненти розроблюваної системи; Провести тестування

розробленої системи. Описати можливі способи подальшого покращення отриманих результатів.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: Схема алгоритму системи керування скиданими боеприпасами. Схема алгоритму системи керування скиданими боеприпасами переривання АЦП. Схема електрична структурна літального апарату системи керування скиданими боеприпасами. Схема електрична структурна коригованого боеприпасу системи керування скиданими боеприпасами. Схема електрична принципова 1. Схема електрична принципова 2. Діаграма класів.

7. Орієнтовний перелік публікацій:

1. Bezpalko, S. O., Shymkovysh, V. M., & Doroshenko, A. Y. (2022). A model and software for the inertial measurement unit. *PROBLEMS IN PROGRAMMING*, (2), 3-12.

2. «Лазерна система керування скиданими боеприпасами» (Prombles in programming 2023; x: x-x)

8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

9. Дата видачі завдання “ 31 ” січня 20 23 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Огляд способів наведення вільнопадаючого об'єкту на ціль.	20.03	
2	Огляд мікроконтролера для системи керування	24.03	
3	Огляд алгоритмів цифрової фільтрації даних	27.03	
4	Огляд цифрового ПД регулятора	01.04	
5	Розробка програмних компонентів системи	05.04	
7	Розробка та дослідження макету системи	10.04	
8	Оформлення документації	18.04	
9	Подання роботи на попередній захист	20.04	
10	Подання роботи на основний захист	17.05	

Студент

Станіслав
БЕЗПАЛЬКО

Науковий керівник

Володимир
ШИМКОВИЧ

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація: 137 с., 57 рис., 13 табл., 4 додатків, 51 джерел.

Актуальність. Тема "Лазерна система керування скиданими боеприпасами " має важливість і актуальність в сучасному світі, оскільки стосується безпілотних літальних апаратів (БПЛА), що знаходять все більше застосувань у різних сферах, військовій, транспортна, аграрна сфера, архітектура, містобудування, туризм і багато інших. В особливості, з початком російського вторгнення використання комерційних безпілотних літальних апаратів в якості системи скидування вибухових боеприпасів на цілі противника набуло надзвичайної популярності. Одним з найважливіших завдань в таких ситуаціях є зниження ризику поранень та втрат серед військовослужбовців, а також ефективне використання ресурсів. Лазерна система керування скиданими боеприпасами дозволяє розширити можливості військових дій та забезпечити більш точну та ефективну роботу.

Мета дослідження – підвищення ефективності керування скиданими коригованими об'єктами, скинутими з літальних апаратів за допомогою лазеру за рахунок розробки нової системи наведення та коригування.

Об'єкт дослідження – система керування скиданими коригованими боеприпасами.

Предмет дослідження – методи та засоби точного коригування об'єктів з використанням лазеру.

Методи дослідження – метод моделювання системи; дослідження роботи макету системи.

Відповідно до мети роботи, був окреслені наступні **завдання**, які необхідно вирішити при розробці системи:

- провести огляд та аналіз існуючих методів та засобів наведення.
- визначити архітектуру розроблюваної системи, виділити основні модулі, описати структуру кожного з них та як вони взаємодіють;
- обрати методи та розробити алгоритм передачі цілі до об'єкту;

- обрати алгоритм фільтрування отриманих даних для коригованого об'єкту;
- обрати алгоритм цифрового регулятора для коригованого об'єкту;
- обрати компоненти для макету системи, вибрати тип мікроконтролеру для керуваного об'єкту та модулю наведення на ціль;
- реалізувати компоненти розроблюваної системи;
- провести тестування розробленої системи;
- описати можливі способи подальшого покращення отриманих результатів.

Новизна роботи – Розроблено спосіб реалізації наведення боєприпасу по лазерному променю з врахуванням апаратно-програмного забезпечення, що дозволило підвищити швидкодію обчислювального процесу та зменшити використання пам'яті.

Публікації:

1. Bezpalko, S. O., Shymkovysh, V. M., & Doroshenko, A. Y. (2022). A model and software for the inertial measurement unit. PROBLEMS IN PROGRAMMING, (2), 3-12.
2. S.O. Bezpalko, V.M. Shymkovysh, P.I. Kravets, A.O. Novatskyi, L.L. Shymkovysh, A.Yu. Doroshenko (2023). «SOFTWARE SYSTEM FOR LASER TARGETING DROPPED AMMUNITION». PROBLEMS IN PROGRAMMING.

ЛАЗЕРНЕ НАЦІЛЮВАННЯ, МІКРОКОНТРОЛЕР, БЕЗПІЛОТНІ ЛІТАЛЬНІ АПАРАТИ, РЕГУЛЯТОРИ, ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНА МОДУЛЯЦІЯ, АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ.

ABSTRACT

Master's thesis: 137 p., 57 fig., 13 tbls., 4 appendices, 51 sources.

Relevance. The topic "Laser control system for dropped munitions" is important and relevant in the modern world, as it pertains to unmanned aerial vehicles (UAVs) that are finding increasing applications in various fields, including military, transportation, agriculture, architecture, urban planning, tourism, and many others. Specifically, with the onset of the Russian invasion, the use of commercial UAVs as a system for dropping explosive munitions on enemy targets has become extremely popular. One of the most important tasks in such situations is to reduce the risk of injuries and casualties among military personnel, as well as to ensure the effective use of resources. The laser control system for dropped munitions allows for the expansion of military capabilities and provides for more accurate and effective operations.

Research objective – increase the efficiency of managing dropped corrected objects, dropped from aircraft using a laser, through the development of a new targeting and correction system.

Research object – system of managing dropped corrected ammunition.

Research subject – methods and tools for precise object correction using a laser.

Research methods – system modeling, creation and testing prototype of the system.

In accordance with the goal of the work, the following **tasks** were outlined to be addressed during the development of the system:

- conduct a review and analysis of existing targeting methods and tools;
- determine the architecture of the developed system, identify the main modules, describe the structure of each module and how they interact;
- choose methods and develop an algorithm for transmitting the target to the object;
- choose an algorithm for filtering the received data for the corrected object;
- choose a digital controller algorithm for the corrected object;

- choose components for the system prototype, select the type of microcontroller for the controlled object and targeting module;
- implement the components of the developed system;
- test the developed system;
- describe possible ways to further improve the obtained results.

Novelty of the work – A method for implementing ammunition targeting using a laser beam has been developed, taking into account hardware and software considerations, which has allowed for an increase in computational speed and a reduction in memory usage.

Publications:

1. Bezpalko, S. O., Shymkovysh, V. M., & Doroshenko, A. Y. (2022). A model and software for the inertial measurement unit. PROBLEMS IN PROGRAMMING, (2), 3-12.
2. S.O. Bezpalko, V.M. Shymkovysh, P.I. Kravets, A.O. Novatskyi, L.L. Shymkovysh, A.Yu. Doroshenko (2023). «SOFTWARE SYSTEM FOR LASER TARGETING DROPPED AMMUNITION». PROBLEMS IN PROGRAMMING.

LASER TARGETING, MICROCONTROLLER, UNMANNED AERIAL VEHICLES, REGULATORS, PULSE WIDTH MODULATION, ANALOG DIGITAL CONVERTER.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ	9
ВСТУП	10
1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧІ КЕРУВАННЯ ВІЛЬНОПАДАЮЧИМИ КОРИГОВАНИМИ ОБ'ЄКТАМИ.....	11
1.1 Огляд способів наведення вільнопадаючого об'єкту на ціль.....	11
1.2 Огляд мікроконтролеру для системи керування.....	19
1.3 Огляд алгоритмів цифрової фільтрації даних	23
1.4 Огляд цифрового ПІД регулятора	26
2 СПОСІБ АПАРАТНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ НАВЕДЕННЯ БОЄПРИПАСУ.....	28
2.1 Змістовна постановка задачі	28
2.2 Формалізована постановка задачі	29
2.3 Спосіб апаратної реалізації наведення боєприпасу.....	31
3 РОЗРОБКА ПРОГРАМНИХ КОМПОНЕНТІВ СИСТЕМИ.....	36
3.1 Розробка структурної схеми системи.....	36
3.2 Розробка алгоритму роботи системи	40
3.3 Керування ІЧ лазером.....	42
3.4 Отримання даних з фотодіодів	57
3.5 Реалізація цифрового фільтру даних.....	64
4 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МАКЕТУ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ СКИДАНИМИ БОЄПРИПАСАМИ.....	82
4.1 Вибір інфрачервоних сенсорів та його будова.....	82
4.2 Опис схеми електричної принципової макету системи	93

4.3	Опис схеми алгоритму	98
4.4	Підбір коефіцієнтів для ПІД регулятора.....	100
4.5	Тестування розробленого макету та отримання експериментальних даних.....	106
	ВИСНОВКИ.....	113
	ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	115
	ДОДАТОК А Скрипт для обрахунку коефіцієнтів фільтру в MATLAB Ошибка!	Закладка не определена.
	ДОДАТОК Б Лістинг коду основної частини програми мікроконтролера Ошибка!	Закладка не определена.
	ДОДАТОК В Перелік елементів.....	Ошибка! Закладка не определена.
	ДОДАТОК Г Графічний матеріал	Ошибка! Закладка не определена.
	Плакат 1 Схема алгоритму системи керування скиданими боєприпасами	Ошибка! Закладка не определена.
	Плакат 2 Схема алгоритму системи керування скиданими боєприпасами переривання АЦП	Ошибка! Закладка не определена.
	Плакат 3 Схема електрична структурна літального апарату системи керування скиданими боєприпасами	Ошибка! Закладка не определена.
	Плакат 4 Схема електрична структурна коригованого боєприпасу системи керування скиданими боєприпасами	Ошибка! Закладка не определена.
	Плакат 5 Схема електрична принципова 1	Ошибка! Закладка не определена.
	Плакат 6 Схема електрична принципова 2	Ошибка! Закладка не определена.
	Плакат 7 Діаграма класів	Ошибка! Закладка не определена.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

- БПЛА (UAV) – Безпілотний літальний апарат.
- IMU – Інерційний вимірювальний пристрій.
- МК – Мікроконтролер.
- ПК – Персональний комп'ютер.
- ЦПР – Цифровий процесор руху.
- ПП – Послідовний порт.
- АЦП – Аналогово-цифровий перетворювач.
- ОУ – Об'єкт управління.
- БЖ – Блок живлення.
- ШИМ – широтно-імпульсна модуляція.
- ЕОМ – Електронно обчислювальна машина.
- ПВВ – Порт вводу-виводу.
- ПК – Пристрій керування.
- ЗЗ – Зворотній зв'язок.
- ЦП – Центральний процесор.
- SALH – Напівактивне лазерне наведення.
- LOSBR – Їзда на промені прямої видимості.
- АЛП – Арифметико-логічний пристрій.
- ОЗУ (RAM) – Пам'ять з довільним доступом.
- RTC – Лічильник реального часу.
- ЧПІ (PRF) – Частота повторюваного імпульсу.
- SNR – Співвідношення рівня сигналу до шуму.
- NEP – Еквівалентна потужність шуму.
- PIR - Фільтр з нескінченною імпульсною відповіддю.

ВСТУП

В сучасному світі одним з найбільш актуальних завдань є забезпечення безпеки національних кордонів та територій. Створення ефективних засобів захисту є необхідним кроком у забезпеченні національної безпеки.

Одним з засобів захисту, що набуває великого розповсюдження у даний момент, є скидання боєприпасів, які можуть знищити ціль з великої відстані, використовуючи легкі та мобільні безпілотні літаючі апарати. Однак, точність скидання боєприпасів та їх попадання в ціль залишається великим викликом та сильно залежить від навичок та вмінь оператора апарату і погодних умов. За таких обставин, розробка нових технологій, які можуть забезпечити точність скидання боєприпасів є особливо важливою.

У цивільній сфері системи керування вільнопадаючими коригованими об'єктами можуть бути використані в галузі доставки в якості системи наведення для поштових дронів. Також, ці системи можуть бути застосовані в будівництві для точного розміщення великих елементів будівель або для допомоги в розвантаженні товарів на складах.

Ця система буде забезпечувати точне скидання боєприпасів та їх попадання в ціль, зменшуючи кількість непотрібних жертв та пошкоджень, а також зменшуючи кількість необхідних вильотів та часу проведеного в небезпечному авіапросторі для безпілотного літального апарату.

Результати дослідження можуть бути корисними для військових, правоохоронних та рятувальних служб. Окрім цього, робота може бути використана для подальшого покращення систем захисту та безпеки національних кордонів та територій.

1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧІ КЕРУВАННЯ ВІЛЬНОПАДАЮЧИМИ КОРИГОВАНИМИ ОБ'ЄКТАМИ

1.1 Огляд способів наведення вільнопадаючого об'єкту на ціль

Так як система розробляється для використання на легких дронах, вибір типу наведення є дуже обмежений. Він повинен бути легкий та негабаритний для монтажу на дрон та на об'єкт, що буде скидатись. Розглянемо популярні варіанти наведення об'єкту:

- 1) наведення за допомогою кабелю хоча і є простим та дешевим, але воно має значну масу і не підходить для даної задачі;
- 2) інерційна система(IMU) має невелику вагу, але для її використання треба точно вимірювати координати цілі відносно літального апарату, що є складною задачею, також її важко викоростовувати проти рухомої цілі, та вона має похибку при вимірюванні свого положення, що призведе до зниження точності;
- 3) наведення за допомогою камери є дорогим, потребує швидкісний канал зв'язку з об'єктом, що коригується, це сильно збільшує некорисну вагу, так як потребує потужної батареї для використання;
- 4) наведення за допомогою лазера оптимальний варіант для використання на малогабаритних маневрених БПЛА, лазер може бути різного спектру видимого та невидимого(зазвичай використовується інфрачервоний), система наведення є достатньо левою для невеликих літальних апаратів, сенсори не сильно збільшують масу скидаємого об'єкту.

Проаналізуємо кожен з підходів до керування коригованими боєприпасами. Керована дротом ракета - це ракета, яка керується сигналами, що надсилаються до неї через тонкі дроти, що з'єднують ракету з її системою керування, розташованою десь біля місця запуску. Під час польоту ракети

дроти витягуються за нею (командне керування). Ця система керування найчастіше використовується у протитанкових ракетах, де її можливість використання в областях з обмеженим лінією видимості робить її корисною, тоді як обмеження дальності, накладене довжиною дроту, не є серйозною проблемою. Найбільш дальнодіючі керовані дротом ракети, що зараз використовуються, обмежені близько 4 км. Варто зазначити, що керування дротами має свої переваги та недоліки. З одного боку, це дозволяє точно наводити ракету на ціль та коригувати її траєкторію під час польоту. З іншого боку, це може зробити ракету більш вразливою до перешкод на шляху польоту та знизити швидкість реакції на загрозу. Також, в наш час, є інші типи керування ракетами, такі як інфрачервоне, радіокерування та системи навігації, що дозволяють ракетам бути менш залежними від зовнішніх факторів та забезпечувати більшу надійність та точність.

Інерційні сенсори (IMU) зберігають важливу роль для керованих збройних вогневих засобів високої точності. У той час як фокальна площина пошуку забезпечує здатність до кінцевого наведення на ціль для боєприпасу, IMU повинна забезпечувати початкове та проміжне наведення, коли сигнатура цілі є занадто слабкою для розпізнавання фокальною площиною або не передається через питання безпеки для персоналу на землі або в повітрі. IMU вимірює швидкість обертання та прискорення боєприпасу, щоб забезпечити точну оцінку позиції, коли немає можливості використання GPS або функцій підшуку. Ці механізми використовуються на безлічі платформ уже досить довгий час [39].

На найпростішому рівні, IMU призначена для забезпечення двох різних вимірювань - лінійного прискорення та кутової швидкості. Для більшості застосувань, вона здійснює ці інерційні вимірювання по трьох осях тіла - крену, тангажу та роллю (рисунок 1.1), розташовуючи комбінацію акселерометрів та гіроскопів, вирівняних у відповідній орієнтації, в межах свого корпусу та прикріплюючи його до тіла, яке вивчається.

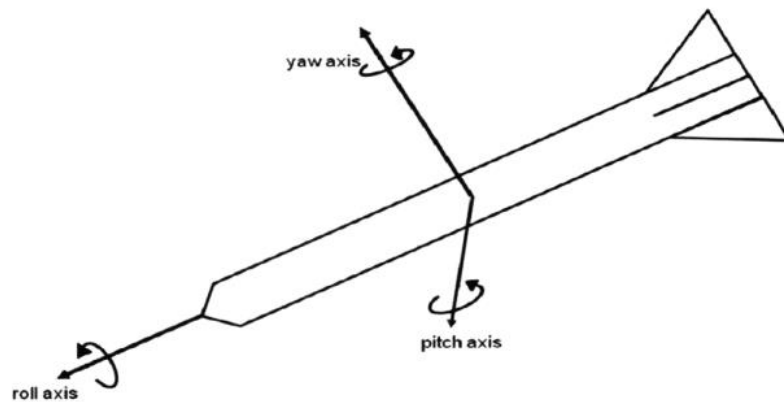


Рисунок 1.1 – Нерухомі осі корпусу ракети

Як назва вказує, акселерометри вимірюють лінійне прискорення тіла вздовж певної осі, тоді як гіроскопи вимірюють кутові прискорення навколо осям тіла повітряного судна. Прискорення тіла та кутові прискорення ракети вимірюються та передаються з IMU до комп'ютера політної системи, щоб отримати точну інформацію про позицію. Оскільки ця інформація є важливою для успіху будь-якої системи наведення, проектувальник системи наведення повинен мати достатнє розуміння процесу, за допомогою якого окремі вимірювання перетворюються в корисну інформацію про позицію.

Більшість акселерометрів, що використовуються в застосуваннях керування ракетами, зазвичай належать до однієї з двох категорій: ємнісні пристрої з підвісною масою або резонаторні пристрої [39]. При дії зовнішнього прискорення, опорний каркас ємнісного акселерометра відхиляється від своєї рівноважної позиції. Цей рух спричинює зміну ємності між доказовою масою та фіксованим електродом, розділеною дуже маленьким зазором, відносно розміру зазору. Змінна ємність вимірюється схемою зчитування, а потім перетворюється на вимірювання прискорення за допомогою константи пропорційності. Цей метод дозволяє досягти дуже високої роздільної здатності, що дозволяє вимірювати надзвичайно малі відхилення прискорення,

та має низьку чутливість до шуму, що робить його дуже привабливим для інерційного керування [40]. У резонансних акселерометрах дві паралельні балки прикріплюються до доказової маси та збуджуються високочастотними коливаннями. Доказова маса прикріплюється до цих балок, розміщуючи одну в напруженні, а іншу - у стисненні. При дії прискорення частоти, на яких коливаються балки, будуть відхилятися від своїх початкових значень. Прискорення потім обчислюється залежно від різниці у частотах, помноженій на масштабний коефіцієнт [39].

Наведення за допомогою камери, або камерне наведення, є технологією, яка використовує камеру або камери для визначення положення цілі та розрахунку її шляху руху. Для цього камера встановлюється на платформі, яка може бути обертовою або стабілізованою, щоб уникнути впливу руху самої платформи на якість зображення. Коли ціль з'являється у видимому полі камери, програмне забезпечення визначає її координати та виконує розрахунки, щоб визначити траєкторію руху цілі. Зазвичай використовуються алгоритми комп'ютерного зору для виявлення цілі на зображенні з камери та визначення її координат. Далі система коригує положення вогневої платформи (наприклад, автоматично коригуючи положення ствола гармати або виконуючи рухи бічними стабілізаторами), щоб забезпечити точність попадання в ціль. Ця технологія застосовується у багатьох системах зброї, таких як керовані ракети, безпілотні літальні апарати та автоматичні гармати. Камерне наведення дозволяє забезпечити високу точність і ефективність у веденні вогню з використанням візуальної інформації. Попри свої переваги наведення за допомогою камери має доволі значні недоліки. Велика вартість системи наведення та компонентів системи, вразливість до електромагнітних перешкод, таких як радіочастотні імпульси, що можуть спричинити збій в їх роботі. Обмежений діапазон роботи порівнянні з іншими системами наведення, такими як радары. Обмеження на відстань здатності розпізнавання цілей, що понижає їх ефективність в деяких умовах. Залежність від освітлення,

що може впливати на роботу камер та знизити їх точність та ефективність роботи.

Розглянемо основні методи керування з використанням лазера. Загалом є два популярні види лазерного наведення. Напівактивне лазерне наведення (Semi-Active Laser Homing - SALH) та «Їзда на промені прямої видимості» (Line-Of-Sight Beam Riding - LOSBR).

Їзда на промені прямої видимості є одним з методів керування бойовими знаряддями під час їх польотів. Цей метод полягає в тому, що бойове знаряддя має вбудований сенсор, який фіксує напрямок на джерело лазерного променя (як правило, це лазерний маяк на землі або на цільовому об'єкті). Коли бойове знаряддя знаходиться в полі зору лазерного маяка, воно використовує відхилення лазерного променя від центральної осі свого власного сенсора, щоб змінити кут напрямку шляху польоту (рисунок 1.2). Бойове знаряддя корегує свій курс таким чином, щоб продовжувати літати по лазерній плямі на цільовому об'єкті.

Для досягнення більшої точності, деякі системи використовують не один, а кілька лазерних маяків на землі або на цільовому об'єкті, які забезпечують покриття польотного шляху більшою кількістю точок зміни курсу. Крім того, для забезпечення стійкості керування, системи LOSBR можуть використовувати автоматичне управління польотом, що дозволяє коригувати траєкторію польоту бойового знаряддя залежно від умов повітряного середовища. Застосування системи LOSBR має свої переваги і недоліки. До переваг належить висока точність наведення на ціль, особливо на близьких відстанях. Недоліками є обмеження в дальності і чутливість до перешкод на шляху польоту, таких як хмари і дим.

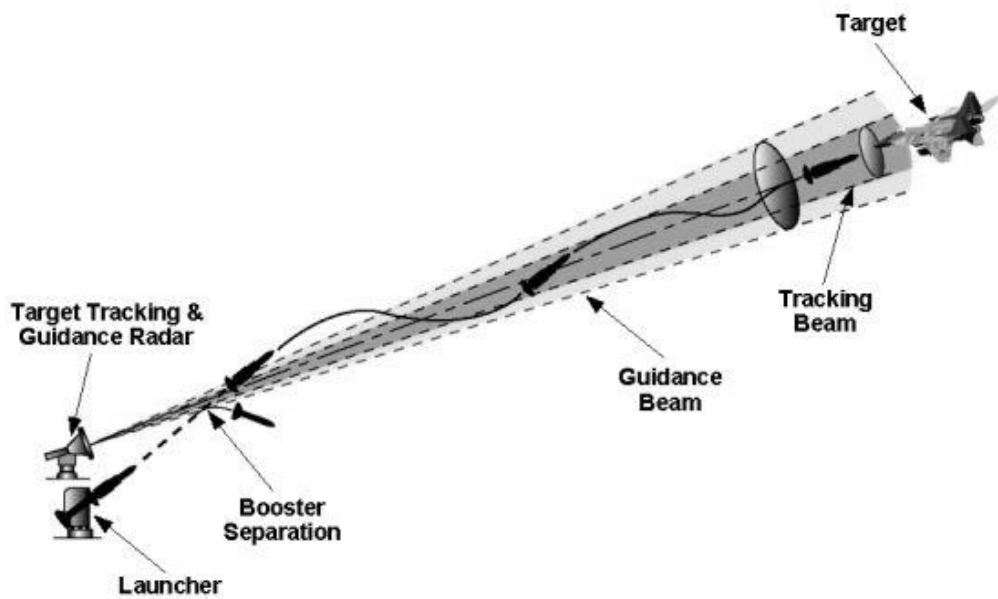


Рисунок 1.2 – Принцип роботи наведення шляхом їзди на промені прямої видимості [2]

За допомогою техніки SALH лазер спрямовується на ціль, і лазерне випромінювання відбивається від неї та розсіюється в усіх напрямках (це відомо як "малювання цілі" або "лазерне малювання"). Ракета, бомба та інші знаряддя запускаються або випускаються десь неподалік цілі. Коли вони достатньо близько, щоб частка відбитого лазерного випромінювання досягла їх, лазерний приймач визначає напрям, звідки це випромінювання приходить, та коригує траєкторію снаряду в напрямку джерела. Поки снаряд знаходиться в області цілі, а лазер спрямований на ціль, снаряд повинен бути точно наведений на ціль[2], схему даного процесу можна побачити на рисунку 1.3.

Однак, SALH не є дієвим проти цілей, які не відображають багато енергії від лазера, включаючи ті, які покриті спеціальною фарбою, що поглинає енергію випромінювання. Вона використовується деякими високотехнологічними військовими транспортними засобами, щоб зробити важчим використання лазерних покажчиків проти них і ускладнити їх поразку лазерно-наведеними боєприпасами. Очевидним способом обійти цю проблему це просто спрямувати лазер біля цілі. Щоб протидіяти лазерному наведенню

використовують системи лазерного виявлення, димові завіски, системи активного захисту проти лазерів(проте, не всі ці протидії будуть ефективними проти лазера, що випромінюється з літального апарату).

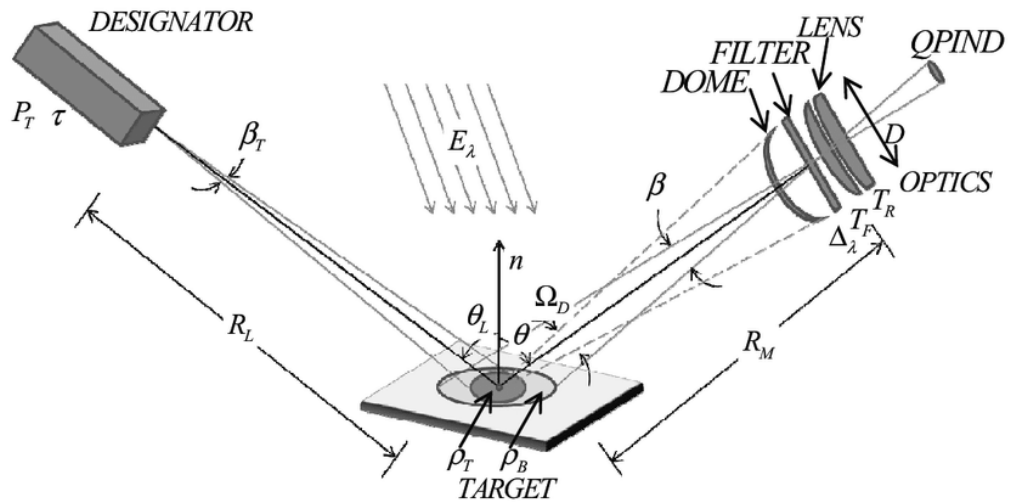


Рисунок 1.3 – Модель напівактивного лазерного наведення [2]

SALH базується на сигналі, який спрямовується на ціль. Сигнал не повинен бути потужним, оскільки його не потрібно використовувати для відстеження цілі. Спочатку станція наведення у зоні запуску направляє вузьку радіо або лазерну променеву смугу на ціль, що необхідно уразити. Потім запускається об'єкт, і після певного часу після запуску він "збирається" радіо або лазерною променевою смугою, коли летить крізь неї. З цього етапу керовний об'єкт намагається утримувати себе всередині смуги, тоді як станція наведення тримає смугу спрямованою на ціль. Об'єкт, керований комп'ютером всередині, "їде" по смузі до цілі. Це достатньо стара технологія, що використовувалась ще під час другої світової війни, але як випромінювач проміню використовувався не лазер, а радар. Ранні радіолокаційні системи використовували промінь з кутом кілька градусів, що спрощувало пошук цілі, яка рухається. Проте, промінь був занадто широким, щоб точно атакувати ціль, де потрібні виміри порядку $1/10$ градуса. Щоб обійти цю проблему використовували конічне сканування. Воно працює шляхом розділення одного

радіолокаційного променя на два і порівняння сили повернення у двох променях, щоб визначити, який сильніший. Радіолокаційна система потім повертається до сильнішого сигналу, щоб повторно центрувати ціль. Антена обертається так, щоб це порівняння проводилось навколо цілі, дозволяючи відстежувати її в обох висотному і азимутальному напрямках. Інша проблема полягає у тому, що траєкторія керування ракетою по суті є прямою лінією до цілі. Це добре для ракет з великою перевагою швидкості над ціллю, або де час польоту є коротким, але для довгострокових бойових дій проти високопродуктивних цілей ракеті потрібно буде "передбачати" ціль, щоб прийти з достатньою енергією для термінальних маневрів. Можливим рішенням цієї проблеми було б використання двох радарів - одного для відстеження цілі, а іншого для керування ракетою, але це збільшувало вартість реалізації[3].

Напрямок використання радіолокаційного супроводу ракет, що прямують по променю, став популярнішим завдяки впровадженню недорогих та портативних лазерних навідників. Лазерний промінь можна зробити набагато вузьчим, ніж радіолокаційний, не збільшуючи розмір випромінювача. Крім того, за допомогою цифрових методів додаткову інформацію можна просто закодувати в промінь, що має декілька переваг. Об'єкти з малими оптичними приймачами на хвості можуть прямувати по лазерному промені так само як старі системи на радарному, але будуть мати кардинально покращену точність. Оскільки промінь має дуже вузький пучок випромінювання, то для роботи такої системи необхідно менше потужності, ніж для напівактивних конструкцій, де об'єм простору, що "малюється", зазвичай більший, адже необхідно забезпечити, щоб тіло ракети не заблокувало всіх сигналів. Це робить його менш помітним для систем попередження цілі. Так як лазер світить напряму на сенсор об'єкту, потужність випромінювання може бути малою.[4]

1.2 Огляд мікроконтролеру для системи керування

Давайте розглянемо АТmega328 (рисунок 1.4) як пристрій управління модулем. Ці мікроконтролери AVR від компанії Atmel є 8-бітними мікроконтролерами для вбудованих застосувань, як і всі інші мікроконтролери AVR. Вони виготовляються з використанням економічної КМОП-технології, яка разом із покращеною RISC-архітектурою дозволяє досягти найкращого співвідношення між швидкістю та енергоспоживанням. Мікроконтролери цієї серії є найбільш розширеними представниками мікроконтролерів AVR [16].

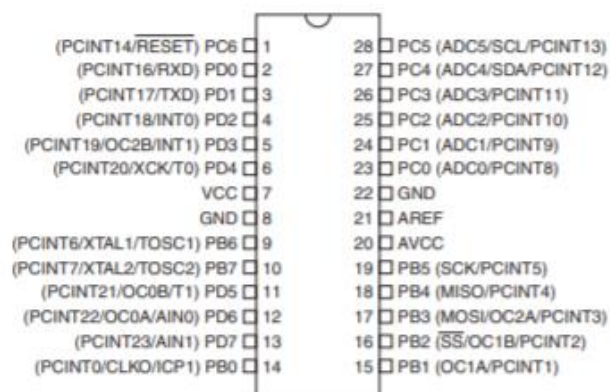


Рисунок 1.4 – Розміщення виводів АТmega328 [6]

Відмінні риси АТmega328:

- 1) високопродуктивний, малопотужний 8-розрядний AVR-мікроконтролер;
- 2) розвинена RISC-архітектура:
 - 131 потужна інструкція, більшість з яких виконуються за один машинний цикл;
 - 32 x 8 регістрів загального призначення;
 - вбудований 2-цикловий множник;
 - продуктивність до 20 млн. Операцій в секунду при тактовій частоті 20 МГц;

- повністю статична робота;
- 3) високостійкі енергонезалежні сегменти пам'яті:
- 4/8/16/32К байтів внутрішньосистемної програмованої флеш-пам'яті;
 - 256/512/512/1К байтів EEPROM;
 - 512/1К/1К/2К байтів внутрішньої SRAM;
 - цикли зчитування/записування: 10,000 для Flash та 100,000 для EEPROM;
 - опціональний завантажувальний сектор з окремою програмованим захистом;
- 4) два 8-біт таймера та один 16-біт;
- 5) 6 каналів з підтримкою широтно-імпульсної модуляції;
- 6) програмуємий serial USART, master/slave SPI serial interface, інтерфейс I2C, вбудований аналоговий компаратор, можливість зовнішнього переривання;
- 7) напруга живлення 1.8 – 5.5В;
- 8) споживання енергії при тактовій частоті 1 MHz та напрузі 1.8В:
- активний режим: 0.2 mA;
 - режим відключення живлення: 0.1 μ A;
 - режим збереження енергії: 0.75 μ A. [5]

ATmega328 - це низькопотужний 8-бітний КМОП мікроконтролер, який базується на розширеній AVR RISC-архітектурі. Завдяки виконанню більшості інструкцій за один машинний цикл, ATmega328 досягає продуктивності в 1 мільйон операцій в секунду/МГц. Це дозволяє розробникам систем оптимізувати відношення між енергоспоживанням та швидкістю роботи [7].

Ядро AVR має багатий набір інструкцій та 32 універсальних робочих регістри. Усі 32 регістри прямо підключені до арифметико-логічного пристрою (АЛП), що дозволяє вказати два різних регістри в одній інструкції

та виконати її за один цикл. Ця архітектура є більш ефективною для кодування завдяки продуктивності в 10 разів вищої, ніж у звичайних CISC-мікроконтролерах.

АТmega328 має такі складові: 328 кбайт внутрішньої програмованої флеш-пам'яті з підтримкою читання при записі, 4 кбайт EEPROM, 4 кбайт статичної ОЗУ, 53 лінії універсального введення-виведення, 32 універсальні робочі регістри, лічильник реального часу (RTC), чотири гнучкі таймера-лічильники з режимами порівняння та ШІМ, 2 УСАПП, двопровідний послідовний інтерфейс, орієнтований на передачу байт, 8-канальний 10-розрядний АЦП з опціональним диференційним входом з програмованим коефіцієнтом підсилення, програмований сторожовий таймер з внутрішнім генератором, послідовний порт SPI, випробувальний інтерфейс JTAG сумісний зі стандартом IEEE 1147.5.1, який також використовується для доступу до вбудованої системи налагодження і для програмування, а також шість програмно обраних режимів зменшення потужності. Схему даного пристрою можна побачити на рисунку 1.5.

Мікроконтролер АТmega328 використовує різні режими для зменшення енергоспоживання в процесі роботи. Режим холостого ходу зупиняє центральний процесор, проте інші компоненти, такі як статична оперативна пам'ять, таймери, SPI-порт і система переривань продовжують працювати. Режим виключення дозволяє зберігати вміст регістрів, коли генератор вимкнений та вбудовані функції призупинені до наступного переривання або апаратного скидання. Режим економії енергії зберігає роботу асинхронного таймера, що дозволяє користувачу залишати функцію відліку часу, поки інша частина контролера перебуває в стані сну.

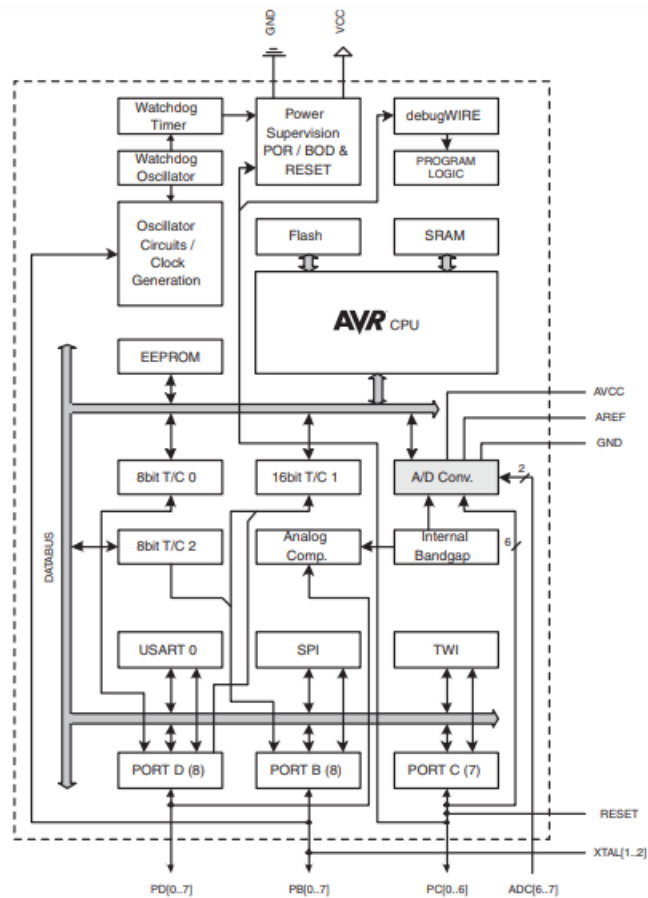


Рисунок 1.5 – Блок-схема АТmega328 [6]

Режим зниження шуму АЦП зупиняє роботу центрального процесора і всіх введення-виведення, крім асинхронного таймера та АЦП, для зменшення імпульсних шумів в процесі перетворення АЦП. Режим очікування дозволяє генератору продовжувати роботу, а іншій частині мікроконтролера перебувати в стані сну, що зменшує споживану потужність. Режим розширеного очікування продовжує працювати основний генератор та асинхронний таймер. АТmega328 використовує високоплотну незалежну пам'ять компанії Atmel. Вбудована програмована флеш-пам'ять дозволяє перепрограмувати пам'ять програм безпосередньо в системі через послідовний інтерфейс SPI. Завантажувальна програма може використовувати будь-який інтерфейс для завантаження прикладної програми у флеш-пам'ять. Програма в завантажувальному секторі продовжує роботу в процесі оновлення прикладної секції флеш-пам'яті, тим самим підтримуючи двохопераційність: читання під

час запису. За рахунок поєднання 8-разр. RISC ЦПУ з внутрішньосистемними самопрограмованою флеш-пам'яттю в одній мікросхемі ATmega328 є потужним мікроконтролером, що дозволяє досягти високого ступеня гнучкості і ефективної вартості при проектуванні більшості додатків вбудованого управління[1].

ATmega328 підтримується повним набором програмних і апаратних засобів для проектування, в т.ч. : Сі-компілятори, макроасемблера, програмні відладчики / симулятори, внутрішньосистемні емулятори та оціночні набори.

Крім того, ATmega328 підтримує роботу з внутрішньою і зовнішньою частотою годинника, що дозволяє забезпечити оптимальну швидкодію та енергоефективність для різноманітних застосувань. ATmega328 також має велику кількість входів/виходів загального призначення, що робить його універсальним і дозволяє використовувати для різних проектів, включаючи промислову автоматизацію, системи контролю та управління, медичну техніку, автомобільну електроніку та інші галузі. Дана мікросхема також підтримує роботу з високошвидкісним інтерфейсом USB для зручного програмування та відладки. Оскільки ATmega328 має невеликий розмір і низьку вартість, він часто використовується для розробки прототипів та маломасштабних проектів.

1.3 Огляд алгоритмів цифрової фільтрації даних

Під час передачі даних через канал зв'язку дані спотворюються через різні електромагнітні впливи та неідеальні характеристики каналу зв'язку, приймача і давача. Через це корисні дані спотворюються шумами та аномаліями. Для того, щоб збільшити точність отриманих даних застосовують фільтри. Так як розробляється система буде мати в собі мікроконтролер, то має сенс застосувати цифровий фільтр для вирішення цієї задачі.

Розглянемо популярні алгоритми фільтрації даних.

Фільтр Калмана – це математичний алгоритм, який використовується для оцінювання стану системи на основі вимірів з деякою несприятливістю. Алгоритм Калмана є одним з найбільш використовуваних методів оцінювання стану систем у багатьох областях, таких як авіаційна техніка, робототехніка, фінанси та інші.

Фільтр ЕКФ (Extended Kalman Filter) - це варіант фільтра Калмана, який використовується для систем з нелінійною динамікою та/або вимірами. ЕКФ розширює фільтр Калмана за допомогою лінійзації динаміки та вимірів у точках розрахунку.

Фільтр частинок (Particle Filter) - це стохастичний алгоритм оцінювання стану системи на основі сукупності випадкових частинок. У фільтрі частинок кожна частинка представляє можливий стан системи, а їх кількість збільшується з часом, що дозволяє отримати більш точні результати.

Фільтр Вінера (Wiener Filter) - це статистичний фільтр, який використовується для фільтрації сигналів, що містять шум. Він є простим та ефективним методом оцінювання стану системи та фільтрації сигналів у деяких застосуваннях.

Фільтр частинок Рао-Блеквелла (Rao-Blackwellized Particle Filter) - це комбінація фільтра частинок та фільтру Калмана. У фільтрі Рауса-Блеквелла динаміка системи оцінюється за допомогою фільтру Калмана, а виміри за допомогою фільтру частинок. Цей метод є ефективним у випадках, коли модель динаміки не є лінійною.

Розглянемо детальніше принцип роботи фільтру Калмана. Для того, щоби використовувати фільтр Калмана для оцінювання внутрішнього стану процесу, маючи лише послідовність зашумлених спостережень, необхідно змодельовати процес відповідно до моделі фільтру Калмана. Це означає задання наступних матриць: F_k , моделі переходу станів; H_k , моделі спостереження; Q_k , коваріації шуму процесу; R_k , коваріації шуму спостереження; та іноді B_k , моделі керування, для кожного моменту часу, k [9].

$$x_k = F_k x_{k-1} + B_k u_k + w_k, \quad (1.1)$$

$$w_k \sim N(0, Q_k), \quad (1.2)$$

де F_k – модель переходу стану для попереднього стану x_{k-1} , B_k – модель впливів керування, що застосовується до вектора керування u_k , w_k – шум процесу, що має нормальний розподіл з нульовим середнім значенням та коваріацією Q_k .

У момент вимірювання z_k справжнього стану x_k отримується за наступною формулою:

$$z_k = H_k x_k + v_k, \quad (1.3)$$

$$v_k \sim N(0, R_k), \quad (1.4)$$

де H_k є моделлю спостереження, що відображає простір справжнього стану у спостережуваний простір, і v_k є шумом спостереження, що, як вважається, є гаусовим білим шумом з нульовим середнім значенням і з коваріацією R_k ;

Фільтр Калмана є рекурсивним, а отже для роботи йому необхідний тільки минулий стан та поточні дані. Це надає перевагу над пакетними фільтрами, які для своєї роботи потребують збір та збереження масиву даних. Щоб зберегти стан фільтру використовуються дві змінні: $\hat{x}_{k|k}$ – оцінка стану в момент часу k при заданих спостереженнях по момент часу k включно та $P_{k|k}$ – коваріаційна матриця помилок. Алгоритм фільтра Калмана можна розділити на дві частини – стадія передбачення та уточнення.

Стадія передбачення використовує оцінку стану з попереднього моменту часу для отримання оцінки стану в поточний момент часу.

$$\hat{x}_{k|k} = F_k \hat{x}_{k-1|k-1} + B_k u_k, \quad (1.5)$$

$$P_{k|k-1} = F_k P_{k-1|k-1} F_k^T + Q_k. \quad (1.6)$$

Розрахунки в цій стадії включають в себе рівняння (1.3.3) – розрахунок передбаченої оцінки стану та (1.3.4) – коваріація передбаченої оцінки.

$$\tilde{y}_k = z_k - H_k \hat{x}_{k|k-1}, \quad (1.7)$$

$$S_k = H_k P_{k|k-1} H_k^T + R_k, \quad (1.8)$$

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^T S_k^{-1}, \quad (1.9)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k-1|k-1} + K_k \tilde{y}_k, \quad (1.10)$$

$$P_{k|k} = (I - K_k H_k) P_{k|k-1}. \quad (1.11)$$

В стадії уточнення необхідні розрахувати наступні значення: (1.7) - відхилення вимірювання, (1.8) - коваріація відхилення, (1.9) - оптимальний передавальний коефіцієнт Калмана, (1.10) - оновлена оцінка стану, (1.11) - коваріація оновленої оцінки [9].

1.4 Огляд цифрового ПІД регулятора

Ідея використання цифрових пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) регуляторів (рисунок 1.6) є дуже популярна на даний момент. Різні реалізації можна побачити в дуже великій кількості різноманітних пристроїв.

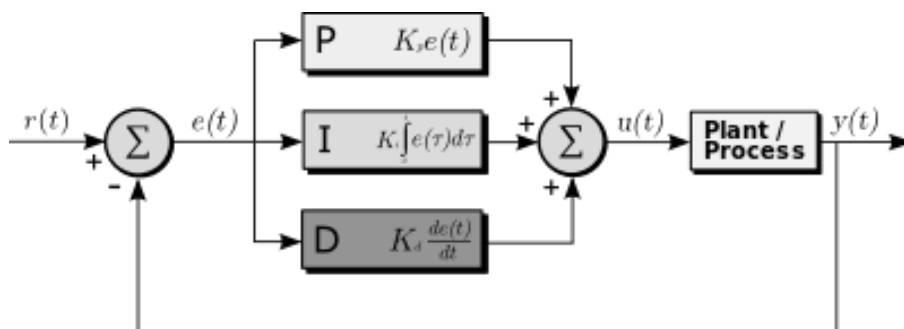


Рисунок 1.6 – Блок-схема ПІД регулятора [10]

ПІД регулятор можна виразити математично через наступне рівняння:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t') dt' + K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (1.12)$$

де K_p – пропорційний коефіцієнт, K_i – інтегральний коефіцієнт, K_d – диференціальний коефіцієнт, $e(t)$ – помилка; це рівняння можна розділити на 3 окремі частини.

$$pOut(t) = K_p e(t), \quad (1.13)$$

$$iOut(t) = K_i \int_0^t e(t') dt', \quad (1.14)$$

$$dOut(t) = K_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (1.15)$$

В формулі 1.13 обрахунок пропорційного впливу, в 1.14 – інтегрального та в 1.15 – диференціальний[10]. Після цього формулу (1.12) можна переписати наступним чином:

$$u(t) = pOut(t) + iOut(t) + dOut(t), \quad (1.4.5)$$

де $pOut(t)$ – пропорційна складова, $iOut(t)$ – інтегральна складова, $dOut(t)$ – диференціальна складова керуючого впливу.

Підібравши коефіцієнти регулятора можна отримати майже ідеальний перехідний процес системи. Тому програмна реалізація повинна мати наступні особливості: можливість легкої зміни коефіцієнтів, вихід регулятора повинен регулюватись до певних меж, повинна бути можливість задавання різної позиції.

2 СПОСІБ АПАРАТНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ НАВЕДЕННЯ БОЄПРИПАСУ

2.1 Змістовна постановка задачі

Розробити систему керування вільнопадаючим коригованим боєприпасом використовуючи інфрачервоний лазер як спосіб наведення цілі. Задача полягає в наведенні вільнопадаючого об'єкту на ціль, що може бути рухомою або нерухомою. Об'єкт має певну масу і форму, а ціль може бути розташована на будь-якій відстані та в будь-якому напрямку від об'єкту. Під час вільного падіння боєприпасу на нього можуть діяти різні зовнішні сили в залежності від погодніх умов. З врахуванням гуманітарних питань, що знаходяться на передньому плані в сучасній військовій доктрині, точність та прецизія зброї є вирішальними вимогами для всіх збройних операцій. Це обмежує можливості пошуку точності удару боєприпасів із імовірністю кругової похибки не більше 1,5 м. Водночас, вартість системи пошуку повинна бути низькою для обґрунтування її використання (на основі аналізу відношення витрат до користі) та для того, щоб система була конкурентоспроможною на ринку.

Додатково, оскільки система пошуку призначена для використання з тактичними боєприпасами, загальна монтажна схема системи повинна вміщуватися в упаковку для боєприпасів з максимальним круглим діаметром 4 см і вагою не більше 50 гр. Нарешті, хоча місія цієї системи пошуку дещо широка, найбільш імовірним її використанням буде надання підтримки для військовослужбовців на землі. Тому часовий фактор у передачі боєприпасу є надзвичайно важливим для безпеки земного персоналу, і було встановлено вимогу до максимального часу польоту від відпуску боєприпасу до удару не більше 60 секунд. Також для безпеки особи, що працює з лазерною системою позначення, з цих 60 секунд польоту, голова системи пошуку буде контролювати снаряд тільки протягом короткого часу від 10 до 12 секунд, під час якого мішень має бути освітлена лазером. Також щодо системи позначення

припускається, що розмір лазерного плями менший за мішень, що позначається, що унеможлиблює будь-яку плутанину в позначенні мішені від переливання сигналу. Нарешті, припускається, що оптична головка системи пошуку має неперешкоджений вид на мішень по лінії видимості до мішені, що дозволяє системі пошуку зафіксувати лазерно позначену пляму/сигнатуру мішені. Нарешті, з стратегічної точки зору, дана робота не включає будь-яких проблем командного та керування, пов'язаних з типом бойових дій, в яких залучаються системи точного наведення. Розподіл та призначення мішеней тим, хто використовує керовані системи, є багатогранним завданням, яке постійно оновлюється та змінюється протягом будь-якої операції. Аналіз дисертації припускає, що всі відповідні комунікації між працівниками завершені і що була визначена мішень.

2.2 Формалізована постановка задачі

Нехай, з висоти h_0 та координати (x_0, y_0) відбувається запуск вільнопадаючого боєприпасу. Необхідно зробити так, щоб до моменту зіткнення об'єкту з ціллю він скоригував свою траєкторію таким чином, що його кінцева координата буде в області радіусом R навколо точки відбивання інфрачервоного лазера (x_t, y_t) від його цілі. Зображення задачі наведено на рисунку 2.1.

Наведення на ціль інфрачервоним лазером є технологією, що використовується в багатьох військових та цивільних системах зброї, таких як керовані ракети, бомби, гвинтокрилі літальні апарати та гвинтокрилі безпілотні літальні апарати.

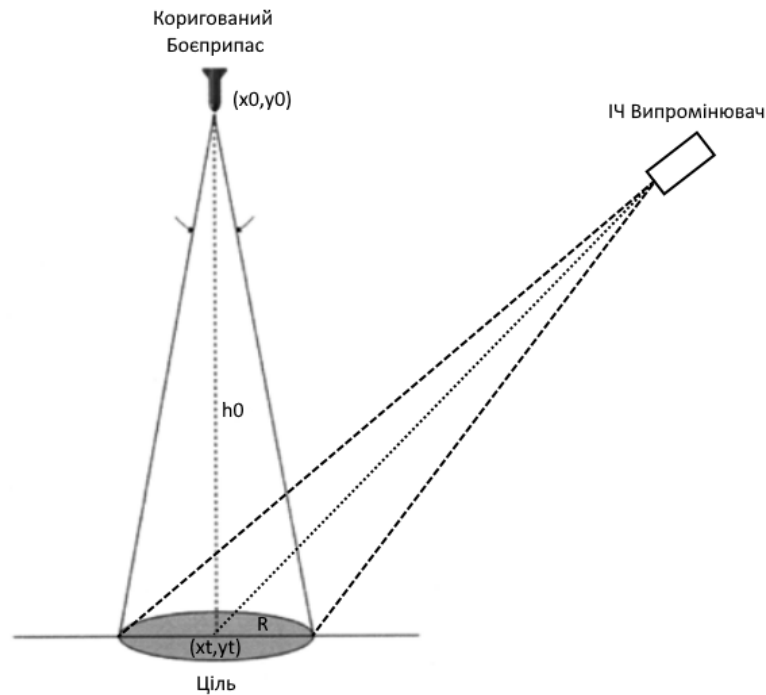


Рисунок 2.1 – Схема наведення на ціль вільнопадаючого боєприпасу

Інфрачервоний лазер є джерелом світла, яке генерує інфрачервоне випромінювання з довжиною хвилі, яка знаходиться в діапазоні від 700 нм до 1 мм. Цей діапазон знаходиться за межами видимої частини спектра, тому людське око не може бачити інфрачервоне світло. Однак, багато матеріалів, включаючи тіла людей та техніки, випромінюють інфрачервоне випромінювання відповідно до їх температури. Тому, наведення на ціль інфрачервоним лазером забезпечує можливість точної адресації цілей, які мають теплову різницю порівняно з оточуючим середовищем. Коли лазерний промінь попадає на ціль, він відбивається та відправляє сигнал назад до сенсора на лазерному приймачі, що дозволяє визначити точне місцезнаходження цілі. Застосування інфрачервоного лазерного наведення на ціль дозволяє підвищити точність ударів та зменшити ризик нанесення шкоди невинним цивільним об'єктам.

При вирішенні поставленої задачі необхідно врахувати особливості платформи. Так як система розробляється для безпілотних літальних апаратів

малого розміру виникає наступна проблематика: система повинна мати невелику масу не більше 50 гр, розмір системи не повинен перевищувати діаметр боєприпасу тому повинен бути менше 4 см. Мікроконтролер системи повинен бути серійним виробом та доступним на цивільному ринку без перешкод. Розроблена система повинна бути максимально простою в виробництві та відлагодженні.

2.3 Спосіб апаратної реалізації наведення боєприпасу

Щоб розробити спосіб апаратної реалізації наведення боєприпасу необхідно визначити проблематику системи. Необхідно врахувати, що система розробляється для малогабаритних маневрених безпілотних літальних апаратів, тому до рішення будуть наявні обмеження. Система повинна мати мале споживання електроенергії так як при збільшенні споживання необхідно збільшувати об'єм переносимих акумуляторних батарей. Це додає некорисну масу, яка займе місце корисної загрузки БПЛА, що призведе до зменшення маси переносимих боєприпасів. Таким же чином маса розробленої системи повинна бути мінімальною. Мікроконтролер взятий для системи повинен серійно вироблятися та бути широко доступним на цивільному ринку. Система повинна бути проста в виробництві та налагодженні. Щоб вирішити дані проблеми було обрано мікроконтролери сімейства AVR в якості мікроконтролера системи.

Було розроблено наступний спосіб апаратної реалізації наведення боєприпасу:

КРОК 1. ІЧ лазерний сигнал модулюється за заданою несучою частотою.

Input: *clkIO*, *preSc*, *DC*

Output: *outP*

for t = 1 to ... do:

*freq = clkIO / (preSc * 256)*

$$cl = \frac{t * 256}{freq}$$

$$C = cl \% 255$$

if $C \geq DC$:

$$outP = 1$$

else:

$$outP = 0$$

Де $clkIO$ – частота мікроконтролера, $preSc$ – значення попереднього дільника, DC – тривалість імпульсу (0 - 255).

КРОК 2. Сенсори боєприпасу отримують відбиття інфрачервоного випромінювання від цілі.

Input: DC, Φ, T

Initialize: $h_0, E, RH, \rho_T, dA_S, dA_d, E_\lambda \Delta \lambda \rho_B, \beta, D, T_R T_F, R_M, I_d, \Delta f, R_{shD}$

$$k \leftarrow 1.38 * 10^{-23}, e_q \leftarrow 1.602 * 10^{-19} .$$

Output: P_{res}

for $t = 1$ to ... do:

$$h = h_0 - gt^2/2$$

$$P_L = \frac{E}{DC/255}$$

$$\gamma = 0.074216 * (1 - RH)^{-0.3717}$$

$$P_T = P_L * e^{-\gamma R_L}$$

$$dP_T = \frac{P_T dA_S \cos(\Phi) dA_d \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \rho_T}{\pi h^2}$$

$$P_B = \frac{\pi}{16} E_\lambda \Delta \lambda \rho_B \beta^2 D^2 T_R T_F e^{-\sigma R_M}$$

$$P_S = 2e_q I_d \Delta f R_{shD}$$

$$P_J = kT \Delta f$$

$$P_{res} = dP_t + P_B + P_S + P_J$$

Де DC – тривалість імпульсу, Φ – кут відбиття лазера, T – температура датчика, h_0 – початкова висота, E – енергія випромінювання, RH –

вологість повітря, ρ_T - дифузне відбиття цілі, dA_S – площа джерела, dA_d – площа детектора, E_λ – сонячна інсоляція, яка досягає поверхні Землі, $\Delta\lambda$ – діапазон з шириною 10 нм, β – поле зору оптики приймача, D - діаметр апертури приймача, T_R – коефіцієнт передачі оптики приймача, а T_F – коефіцієнт передачі оптичного фільтра, I_D – темновий струм детектора, Δf – пропускна здатність системи, R_{shD} – опір шунта детектора. P_{res} -потужність випромінювання, що надає детектор.

КРОК 3. Мікроконтролер зчитує сигнал сенсорів використовуючи АЦП.

Input: $P_{res}[n][n]$

Initialize: R_{shD}, RES_{ADC}, v_s

Output: $ADC[n][n]$

for $i = 1$ to $n, j = 1$ to n do:

$$u = \sqrt{P_{res}[i][j] * R_{shD}}$$

$$ADC[i][j] = \frac{RES_{ADC}}{v_s} * u$$

Де $P_{res}[n][n]$ – потужність фотодіодної матриці, R_{shD} – опір шунта детектора, RES_{ADC} – роздільна здатність АЦП, v_s – опорна напруга АЦП.

КРОК 4. Мікроконтролер демодулює оцифрований сигнал за несучою частотою.

Input: $smpl$

Initialize: $ord, x[ord] \leftarrow 0, y[ord] \leftarrow 0, a[ord], b[ord]$

Output: yn

$memmove(\&x[1], \&x[0], (ord - 1))$

$x[0] = smpl$

for $i = 1$ to ord do:

$$yn += b[i] * x[i]$$

$$yn -= a[i] * y[i]$$

$memmove(\&y[1], \&y[0], (ord - 1))$

$$y[0] = yn$$

Де $smpl$ – отриманий оцифрований сигнал, ord – порядок, x – матриця входів, y – матриця результатів, a , b – коефіцієнти.

КРОК 5. Демодульований сигнал обробляється цифровим фільтром.

Input: $x_{est}, P_{est}, z, Q, R$

Initialize: F, H

Output: x_{upd}, P_{upd}

$$x_{prd} = Fx_{est}$$

$$P_{prd} = FP_{est}F^T + Q$$

$$K_{gain} = P_{prd}H^T S^{-1}$$

$$x_{upd} = x_{prd} + K_{gain}(z - Hx_{prd})$$

$$P_{upd} = P_{prd} - K_{gain}HP_{prd}$$

де x_{est} – прогнозований вектор оцінки стану, P_{est} – оціночна коваріаційна матриця, z – матриця спостереження, R – коваріаційна матриця шуму вимірювання, Q – коваріація шуму процесу, x_{upd} і P_{upd} – повністю параметризований апостеріорний розподіл F – модель переходу стану, H – модель спостереження.

КРОК 6. Обраховується похибка наведення на ціль.

Input: $A[n][n]$

Output: x_{err}, y_{err}

$$base = \min(A)$$

$$A_{rel} = A - base$$

for $i = 1$ to $n/2, j = 1$ to n do:

$$x_{err} += A_{rel}[i][j] - A_{rel}[n - i][j]$$

$$y_{err} += A_{rel}[j][i] - A_{rel}[j][n - i]$$

Де $A[n][n]$ – матриця значення вимірювання фотодіодів, x_{err} – відхилення в осі x , y_{err} – відхилення в осі y .

КРОК 7. Використовуючи похибку, регулятор генерує керуючий вплив.

Input: err

Initialize: $k_p, k_i, k_d, pErr \leftarrow 0$

Output: reg

$$pOut = k_p * err$$

$$iOut = k_i * err * dt$$

$$dOut = k_d * \frac{err - pErr}{dt}$$

$$pErr = err$$

$$reg = pOut + iOut + dOut$$

Де err – похибка, k_p – пропорційний коефіцієнт регулятора, k_i – інтегральний коефіцієнт регулятора, k_d – диференціальний коефіцієнт регулятора, $pErr$ – попередня похибка.

КРОК 8. Мікроконтролер подає керуючий вплив на електродвигуни закриток боєприпасу.

КРОК 9. Закрилки повертаються на необхідний кут, щоб надати об'єкту горизонтальну швидкість в потрібному напрямку.

КРОК 10. Об'єкт скеровується на потрібну координату та потрапляє в ціль.

При програмній реалізації даного способу необхідно врахувати обмеження та особливості роботи платформи AVR. Мікроконтролери AVR зазвичай мають обмежену кількість пам'яті, що може стати проблемою при проектуванні складних програм, Atmega328p має обмеження в 2 КБайт статичної оперативної пам'яті з довільним доступом. Мікроконтролери AVR мають обмежені можливості для обробки сигналів в реальному часі, що може стати проблемою для обробки високочастотних аналогових сигналів. При використанні мікроконтролерів AVR можуть виникати проблеми зі сумісністю з іншими компонентами системи, що може призвести до складнощів у роботі системи в цілому.

3 РОЗРОБКА ПРОГРАМНИХ КОМПОНЕНТІВ СИСТЕМИ

3.1 Розробка структурної схеми системи

Щоб зрозуміти який зв'язок буде між майбутніми елементами системи необхідно побудувати структурну схему системи. Фізично система розділена на 2 окремі частини: Літальний апарат (рисунок 3.1), що доставляє об'єкт до потрібного місця та сам об'єкт, який необхідно коригувати.

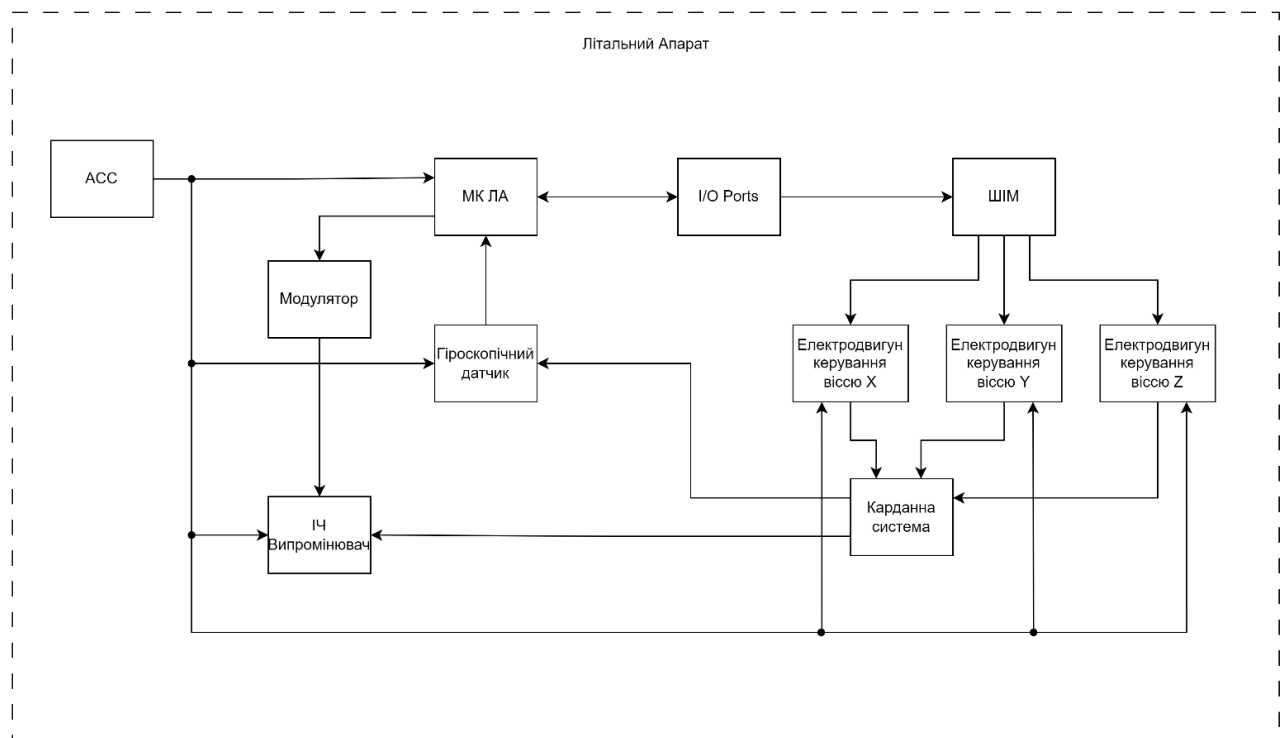


Рисунок 3.1 – Схема електрична структурна частини системи, що розміщена на літальному апараті

Електрична структурна схема літального апарату для системи керування вільнопадаючими коригованими об'єктами буде містити наступні компоненти.

Акумулятор(ACC): Джерело живлення для всієї підсистемисистеми.

Мікроконтролер: відповідає за керування електродвигунами карданної системи і наведення лазера на ціль. Контролюється з самого літального апарату. Алгоритм мікроконтролеру отримує дані з гіроскопічного датчику(інерційний вимірювальний пристрій) та створює керуючий сигнал для карданної системи, щоб направляти інфрачервоний лазер точно на ціль, та зберігаючи при цьому можливість рухатись та змінювати свою позицію.

I/O порти: Використовуються для підключення електродвигунів і забезпечення зв'язку з ними та забезпечують можливість надання команд з самого літального апарату.

ШІМ (Широтно – Імпульсна Модуляція) : Використовується для керування електродвигунами, забезпечуючи точну позицію карданної системи. Керуючий мікроконтролер надає сигнал таким чином, щоб утримувати промінь інфрачервоного лазера точно на цілі, яка була обрана користувачем.

Електродвигуни: Три електродвигуни для осей x , y , z , що тримають інфрачервоний лазер, забезпечуючи повороти відповідно до команд, що надходять від мікроконтролера.

Карданна система (рисунок 3.2): Платформа з трьома ступенями свободи, що утримує інфрачервоний лазер для підсвітки цілі. Може змінювати кут нахилу своєї платформи за допомогою електродвигунів.



Рисунок 3.2 – Двоосьова мультикарданна система[11]

Інфрачервоний лазер: Використовується для наведення на ціль об'єкта. Також додатково слугує одностороннім каналом зв'язку між літальним апаратом та коригованим об'єктом так як мікроконтролер може модулювати корисну інформацію вмикаючи та вимикаючи лазер.

Модулятор: Використовується для кодування інформації в промінь інфрачервоного випромінювача.

Друга частина схеми електричної структурної коригованого об'єкту (рисунок 3.3) складається з ІЧ матриці, мікроконтролера, драйверу для крокових електродвигунів та крокових двигунів.

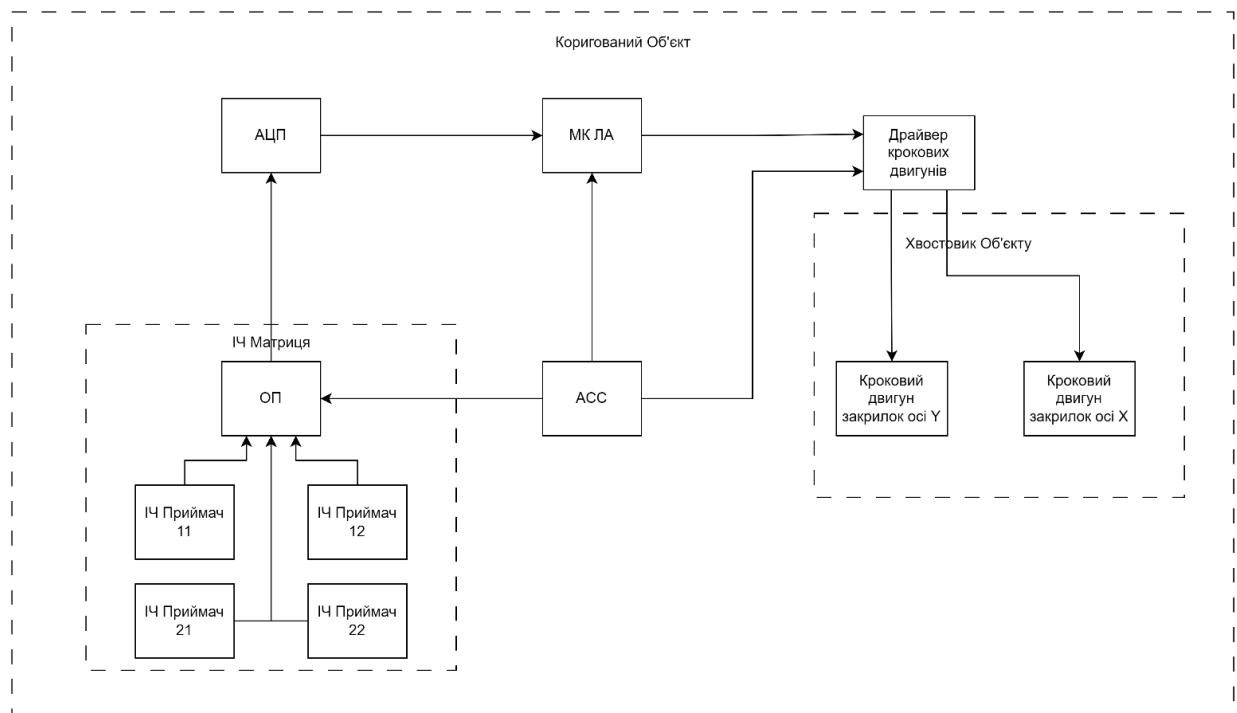


Рисунок 3.3 – Схема електрична структурна частини системи, що розміщена на об'єкті, який коригується

Інфрачервона матриця являє собою матрицю з чотирьох фотодіодів, чутливих до інфрачервоного спектру, та операційного підсилювача. Завдяки розположенню фотодіодів кожен з них буде отримувати різну кількість випромінювання, що відбивається від поверхні, таким чином ми можемо

визначити напрямок до цілі, фотодіод, який дає найбільшу напругу відповідно буде найближче до джерела випромінювання. Таким чином порівнявши показники кожного фотодіода можна достатньо точно визначити напрямок. Для більшої точності можна збільшувати розмірність матриці, це дозволить визначати вектор випромінювання з більшою точністю, але так як дана структура хвостовика об'єкту передбачає лише можливість робити відхилення закрилок в двох осях то чотирьох фотодіодів буде вдосталь для такої задачі. Так як вихідна напруга фотодіодів є відносно малої величини, операційний підсилювач необхідний для того, щоб збільшити вихідну напругу фотодіодів до такого рівня, щоб її міг надійно обробляти АЦП мікроконтролера. Графік відношення фотоструму до напруги холостого ходу фотодіода, що був обраний для розробки макету зображено на рисунку 3.4.

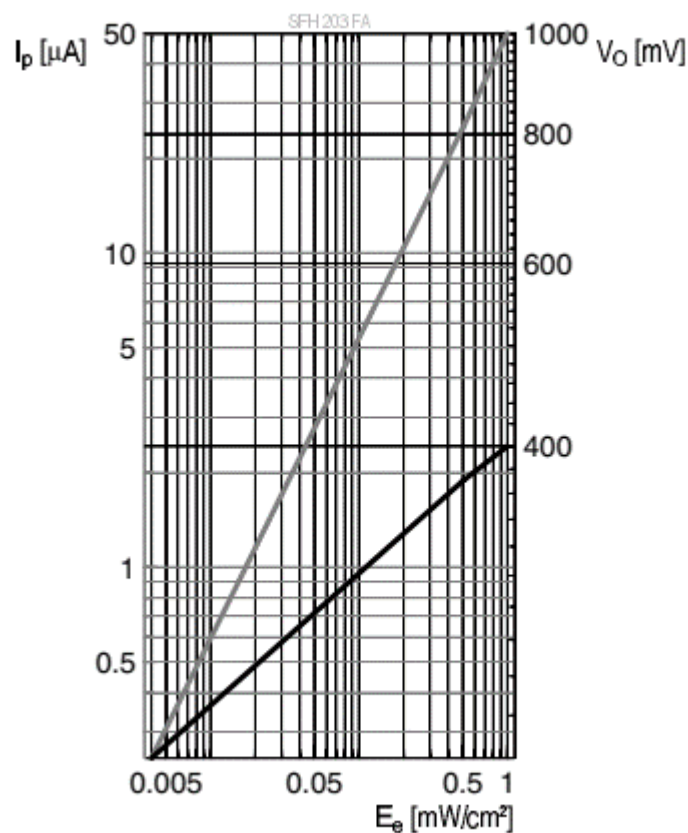


Рисунок 3.4 – Графік відношення фотоструму до напруги холостого ходу для інфрачервоного фотодіода SFH 203 FA[12]

Мікроконтролер отримує дані з ІЧ матриці та обробляє їх вбудованим аналого-цифровим перетворювачем. Отримавши дані з фотодіодів програма мікроконтролеру обробляє їх та генерує керуючий вплив, розрахований таким чином, щоб центрувати об'єкт над відбиттям інфрачервоного випромінювання. Керуючий сигнал мікроконтролер подає на драйвер крокових двигунів, який необхідний для того, щоб підсилити сигнал з мікроконтролеру. Також це вбереже мікроконтролер від можливих індукційних реверсивних струмів, які можуть виникнути на обмотках електромоторів.

На хвостовику вільнопадаючого об'єкту розміщені 2 крокові електромотори, до яких кріпляться закрилки. Крокові електромотори дозволяють точно тримати кут нахилу закрилок, що добре повпливає на точність регулювання. Всього на хвостовику знаходиться 2 електромотори, що відповідно міняють кут нахилу в двох осях координат. При нахилі закрилки вздовж X координати створюється додатковий тиск на хвостову частину об'єкту, та призведе до створення обертового моменту, що призведе до обертання об'єкту навколо осі Y та направить його в сторону збільшення X координати. Таким чином мікроконтролер може впливати на розміщення об'єкту в просторі.

3.2 Розробка алгоритму роботи системи

Алгоритм роботи системи керування вільнопадаючими коригованими об'єктами буде працювати наступним чином:

КРОК 1. Оператор літального апарату, до якого прикріплений об'єкт, який планується скинути на обрану ціль підлітає в необхідну область, що знаходиться навколо цілі.

КРОК 2. Оператор, використовуючи вхід мікроконтролеру наводить на ціль інфрачервоний лазер, що кріпиться до літального апарату через гіроскопічну систему.

КРОК 3. Коли оператор вважає за потрібне він відпускає, об'єкт.

КРОК 4. Мікроконтролер літального апарату, використовуючи цифровий ПД регулятор утримує гіроскопічну систему на потрібному куті. Отримуючи дані з інерційного вимірювального пристрою, при потребі він коригує кут нахилу системи щоб лазер продовжував світити в задану точку.

КРОК 5. Щоб об'єкт міг відрізнити сигнал лазера від шуму навколишнього середовища, лазер вмикається та вимикається за заданою несучою частотою.

КРОК 6. В цей час об'єкт отримує відбиття інфрачервоного випромінювання від цілі за допомогою фотодіодів.

КРОК 7. Мікроконтролер об'єкту фільтрує випромінювання за несучою частотою, та обробляє сигнал порівнюючи показники кожного фотодіода.

КРОК 8. Щоб уникнути вплив шумів на систему сигнал з ПЧ матриці фільтрується цифровим фільтром Калмана, який реалізований у програмі мікроконтролера.

КРОК 9. Отримавши необхідний напрямок мікроконтролер генерує керуючий сигнал, що передає необхідний кут нахилу для закриток на хвостовику об'єкту.

КРОК 10. Закритки повертаються на необхідний кут, щоб надати об'єкту горизонтальну швидкість в потрібному напрямку.

КРОК 11. Таким чином регулятор мікроконтролеру регулює напрямок вектору випромінювання, а як зворотній зв'язок використовує інфрачервоний канал.

КРОК 12. Об'єкт скеровується на потрібну координату та потрапляє в ціль.

Таким чином система може керувати коригованим об'єктом та отримувати точні влучання незважаючи на погодні умови, а оператор ЛА може легко змінити свою позицію зразу після скидання коригованого об'єкту.

3.3 Керування ІЧ лазером

Технологія лазерів, зокрема підсилення світла за допомогою стимульованої емісії випромінювання, революціонізувала точність та ефективність сучасної зброї. Системи на основі лазерів дозволяють військам прицілюватись на більший діапазон об'єктів з більшою точністю та меншою кількістю боєприпасів, ніж раніше. Однак, лазерні мітки піддаються деградації, яку спричиняє атмосферна розсіювання та різноманітні відбиття від цілей.

Під час проектування фокальної площини для виявлення інфрачервоного випромінювання від імпульсного лазерного позначника потрібно враховувати не тільки частину сигналу лазера, який прибуває на поверхню фокальної площини детектора, але й прилегле фонове випромінювання на хвилі потрібної довжини, яке створюється навколишньому середовищу. Рисунок 3.5 з посилання [41] ілюструє загальний сценарій, який розглядається для цього аналізу. Спочатку виводиться потрібна сила лазерного сигналу на детекторі.

Як показано на рисунку 3.5, в цьому аналізі припускається, що ціль, яку наводять, набагато більша, ніж промінь лазера, який падає на неї, так що весь падаючий промінь розсіюється ціллю і не виходить за межі цілі на навколишню територію.

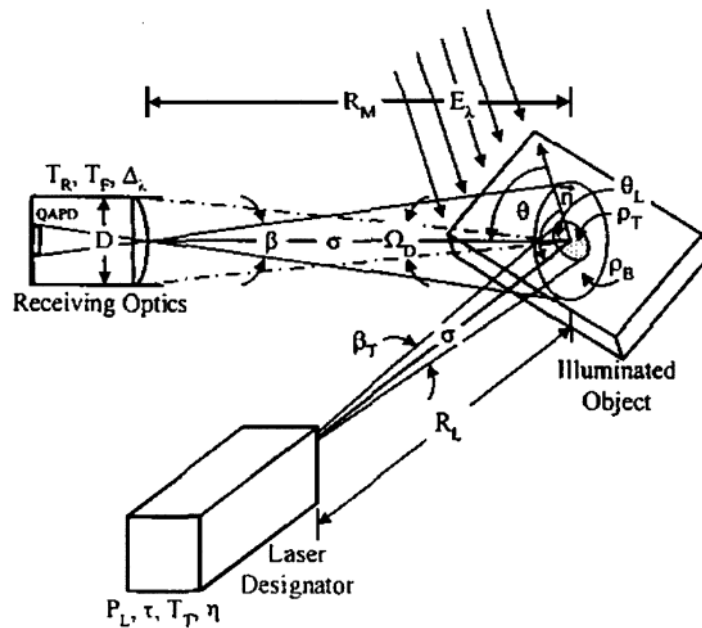


Рисунок 3.5 – Спрощена модель передачі лазерного сигналу на детектор[41]

Вихідні параметри позначника, використаного для цього аналізу, є типовими для систем, які зараз використовуються військовими [42]. Ці технічні характеристики перелічені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Технічні характеристики типової системи лазерного позначення

Вихідна довжина хвилі, λ	1.06 – 1.54	μm
Пропускна здатність	0.00045	μm
Вихідна енергія, E	80 – 100	mJ
Тривалість імпульсу, t_p	1.0E-08	sec
Розбіжність променя	0.15 – 0.30	mrad

Вихідна потужність лазера отримується шляхом ділення вихідної енергії, вимірюваної у міліджоулях, на тривалість імпульсу, щоб перетворити її на потужність, вимірювану у ватах.

Використовуючи параметри з Таблиці 3.1, вихідна потужність обчислюється за формулою:

$$P_L = \frac{E}{t_p} \quad (3.1)$$

Де E – вихідна енергія, t_p – тривалість імпульсу.

Потужність сигналу, проходячи шлях від позначника до поверхні цілі, зазнає втрат через атмосферну затухання. Згідно з законом Бугера — Ламберта — Бера, який виражений у рівнянні 3.3, падаюча потужність залежить від відстані від джерела до цілі (R_L) та коефіцієнта атмосферного затухання (γ) на довжині хвилі лазера [41]. Затухання близьких інфрачервоних (NIR) довжин хвиль в основному спричинене поглинанням та розсіюванням променю водними молекулами, які містяться в атмосфері [43]. Отже, затухання лазерного сигналу високо залежить від відносної вологості (RH) середовища, де знаходиться лазер.

Експериментальні дані зі звіту Naval Research Labs під назвою "Коефіцієнти атмосферного затухання в видимих та інфрачервоній областях", [43], показують, що у експоненційно пропорційній відносній вологості. З цих даних було виведено наступний відносний вираз:

$$\gamma = 0.074216 * (1 - RH)^{-0.3717}, \quad (3.2)$$

де RH – відносна вологість середовища.

Закон Бугера — Ламберта — Бера визначає ослаблену потужність сигналу, отриманого на ціль:

$$P_T = P_L * e^{-\gamma R_L}, \quad (3.3)$$

де RH – відносна вологість середовища.

Цей падаючий лазерний сигнал потім розсіюється від поверхні цілі. Хоча більшість поверхонь виявляють як спектральне (напрявлене), так і дифузне (однакове в усіх напрямках) відбивання, ця дисертація обмежує себе цілями, які мають ідеальні характеристики дифузного (або Ламбертівського) відбивання. Консервативним припущенням є те, що поверхня цілі є ідеальною Ламбертівською, що вимагає того, щоб призначена фокальна площа могла виявити мінімальну розсіяну потужність (дифузне значення).

Даний аналіз передбачає, що сигнал лазера падає на мішень, яка є значно більшою за лазерний промінь, тому весь промінь розсіюється на мішені, не виходячи за її межі. З урахуванням характеристик вхідного сигналу та відображувальних властивостей цільової поверхні обчислюється частка дифузно відбитого випромінювання, яку захоплює детектор (dP_T), за допомогою функції твердого кута [44]. Ця функція визначає взаємний обмін випромінюванням між двома областями: поверхнею цілі та фокальною площиною детектора. Кінцеве значення відбитої потужності залежить від (а) площі джерела та детектора (dA_s та dA_d), (б) кута між нормаллю цілі та вхідним сигналом позначника (Φ) та (в) кута між нормаллю фокальної площини детектора та вектором від детектора до джерела (θ). Див. рисунок 3.6 для ілюстративного зображення цих параметрів; зображення не масштабований. Обчислення твердого кута здійснюється згідно з рівнянням 3.4 [44].

$$dP_T = \frac{P_T dA_s \cos(\Phi) dA_d \cos(\theta) \rho_T}{\pi R^2} \quad (3.4)$$

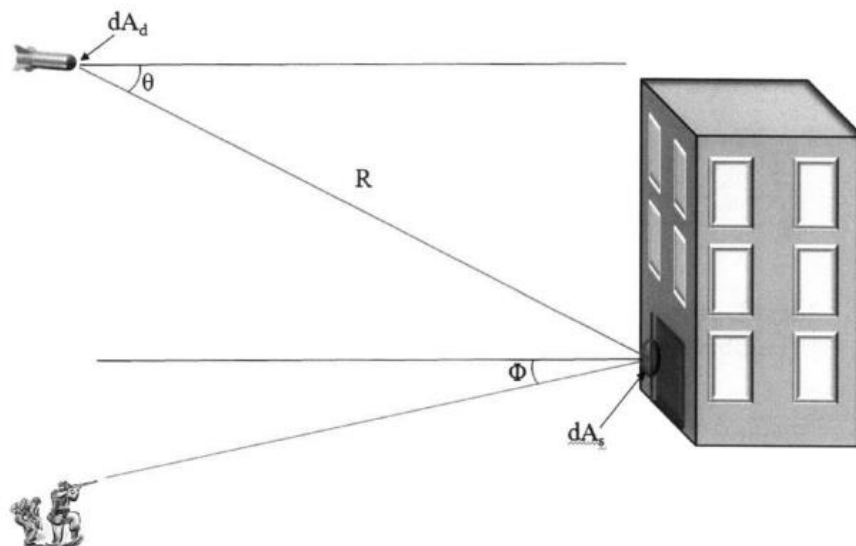


Рисунок 3.6 – Ілюстративне зображення параметрів відбиття лазера

Останнім етапом при розрахунку рівня виявленої потужності є врахування атмосферної атенюації сигналу на шляху від цільової поверхні до фокальної

площини детектора, використовуючи рівняння 3.4, шляхом введення відстані від цілі до фокальної площини датчика в експоненту. Методика, описана в цьому розділі, порівнювалася з кількома іншими методами, переліченими в літературі для підтвердження обраного підходу [41, 45, 46]. Був проведений приклад розрахунку з використанням кількох методів для загального сценарію, і результати були в основному консистентні між собою, та представлені в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Порівняння методів обрахунку

	Потужність(W)	% Різниці
Обраний підхід	2.30E-05	N/A
Метод №1	2.30E-05	0.00%
Метод №2	2.60E-05	14.01%
Метод №3	2.70E-05	17.54%

Більші відмінності між обраним підходом і методами 2 і 3 приписуються до більш консервативних припущень, пов'язаних з авторською технікою виконання розрахунку.

Для функціонуючої системи детектор повинен бути здатен розрізнити потужність вхідного сигналу серед наявного шуму. У сценарії, який розглядається, необхідно враховувати два типи шуму: шум довкілля та шум, який властивий самому детектору. Шум довкілля, викликаний випромінюванням будь-якого нагрітого тіла або відбиттям сонячного випромінювання від оточення цілі, погіршує бажану роздільну здатність сигналу в детекторі. Так само робить і шум детектора, який виникає з двох джерел: фотонного шуму, спричиненого флуктуаціями в темному струмі фотодетектора, та шуму Джонсона, пов'язаного з тепловим середовищем, в якому працює детектор [44]. Спочатку розглянемо шум довкілля.

Шум довкілля, спричинений випромінюванням нагрітого тіла, не враховується в цьому аналізі, оскільки всі земні об'єкти випромінюють

радіацію лише на інфрачервоних довжинах хвиль, що перевищують приблизно 3,7 мкм, що далеко відхиляється від довжини хвилі лазерного променя 1,064 мкм, який є об'єктом інтересу [46, 47]. Тому лише сонячна інсоляція, яка відбивається в ніжному діапазоні з шириною 10 нм, що охоплює 1,064 мкм, є важливою для розрахунку шуму довкілля, зібраного детектором. Розрахунок дуже схожий на той, який проводився для визначення бажаної потужності сигналу, що був описаний вище, незначні відмінності існують головним чином як джерело випромінювання та площа цього джерела, яка в цьому випадку дорівнює всій площі, яку бачить детектор. Шум довкілля можна розрахувати за наступним виразом [41]:

$$P_B = \frac{\pi}{16} E_\lambda \Delta\lambda \rho_B \beta^2 D^2 T_R T_F e^{-\sigma R_M} \quad (3.5)$$

де E_λ – сонячна інсоляція, яка досягає поверхні Землі, $\Delta\lambda$ – діапазон з шириною 10 нм, β – поле зору оптики приймача, D - діаметр апертури приймача, T_R – коефіцієнт передачі оптики приймача, а T_F – коефіцієнт передачі оптичного фільтра. Всі інші змінні описано раніше.

Значення E_λ при певних довжинах хвиль можна знайти в посиланнях [48] та [49]. Варто зауважити, що рівняння 3.5 розраховує потужність фонового сигналу за умови, що він випромінюється з круглої області на нормальній відстані R_M від детектора. Проте фактичне зображення області поля зору датчика має форму еліпса, як показано на схемі на рисунку 3.7.

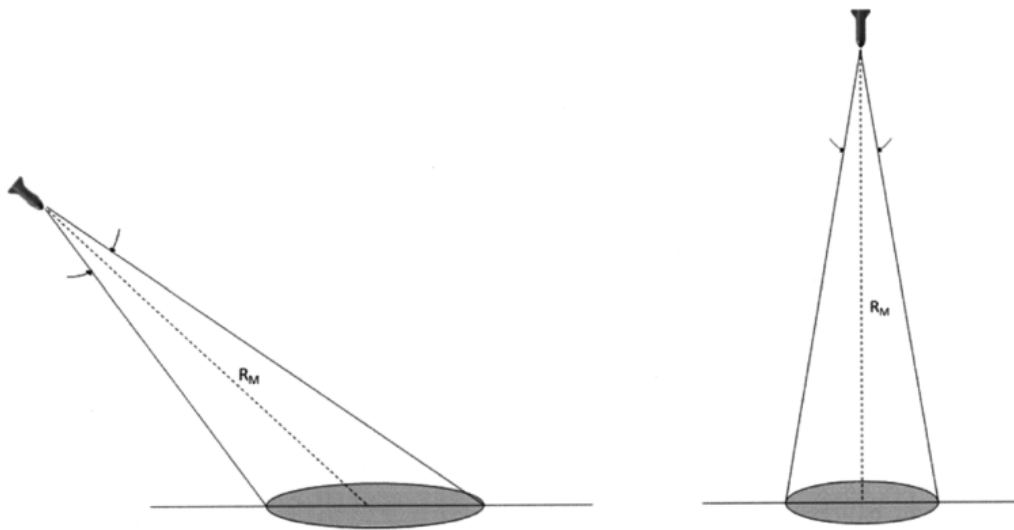


Рисунок 3.7 – Порівняння фактичного зображення ІЧ випромінювання(зліва) та припущеного(справа)

Наслідком еліптичної форми є те, що частина фонового сигналу випромінюється з компонентів, що знаходяться ближче, ніж R_M , і тому міцніше, ніж ті, що випромінюються на відстані R_M . Однак, з іншого боку, інші частини еліптичної області, спостережуваної з датчика, будуть знаходитися на відстані більшій, ніж R_M , що робить цю частину ІЧ потоку слабкішою, ніж ті, що спрямовані на об'єкт на відстані R_M . Загальна сила фонового сигналу просто дорівнює силі випромінювання з еліптичного поля зору, проекційної на фокальну площину датчика. Інтегроване значення проекції круга дуже точно відображає значення, розраховане за допомогою рівняння 3.5, що робить його корисним для цього сценарію.

Друге застереження до цього розрахунку полягає в тому, що необхідно враховувати частоту повторення імпульсів при розрахунку точних рівнів фонового шуму. У джерелі [50] відзначається, що для багатьох систем датчик та система позначення співпрацюють так, що датчик шукає певний код частоти повторення лазерного імпульсу (код ЧП), щоб відрізнити його призначену мету від іншого сміття чи протидіючих заходів. Унікальні коди ЧП дозволяють використовувати кілька приймачів (тобто кілька снарядів) в тому ж самому районі з різними системами позначення; вони також

дозволяють підвищити SNR(співвідношення сигнал/шум), збираючи сигнал лише протягом 10 нс ширини імпульсу позначення. У рівнянні 3.5 передбачається, що шумовий сигнал збирається безперервно, коли насправді датчик діє як затвор, періодично блокуючи шум під час того, коли лазерний сигнал позначення не випромінюється. Таким чином, щоб врахувати той факт, що датчик не буде збирати вхідну потужність безперервно, фонову потужність, розраховану в рівнянні 3.5, необхідно помножити на функцію віконного коду PRF, або на співвідношення часу, протягом якого збирається випромінювання ($1 \cdot 10^{-8}$).

При визначенні максимальної ефективної дальності датчика також важливим є врахування властивого шуму детектора. Більшість інфрачервоних підсилювачів використовують деяку варіацію кремнієвого фотодіодного масиву з квадрантним детектором для виявлення сигналу-маяка та передачі його позиційної інформації до комп'ютера польоту. Нижній поріг динамічного діапазону для квадрантного детектора визначається кількістю вбудованого шуму у детекторі. Рівні шуму фотодіодів, які працюють зі зворотною напругою у фотопровідному режимі, домінують фотонні та іонські шуми [44]. Потужність лазерного сигналу на детекторі повинна перевищувати комбіновану еквівалентну потужність шуму (NEP) від цих джерел за певною пороговою вимогою співвідношення сигнал/шум детектора, щоб бути визнаним сигналом інтересу.

Шум фотоприймача розраховується наступною формулою [44]:

$$I_S = \sqrt{2eI_D\Delta f} \quad (3.6)$$

де e – елементарний заряд електрона ($1,602 \cdot 10^{-19}$ кулон), I_D – темновий струм, специфічний для детектора, в амперах, Δf – пропускна здатність системи в герцах. Шум Джонсона обчислюється [44]:

$$I_J = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R}} \quad (3.7)$$

де k — постійна Больцмана ($1.38 \times 10^{-23} \frac{\text{kg} \times \text{m}^2}{\text{s}^2 \times \text{K}}$), T — робоча температура в Кельвінах, R – опір шунта детектора в Омах.

Після отримання формул для потужності сигналу, фону та шуму детектора, можна розрахувати максимальну дальність детектора. Значення цієї дальності значно залежить від типу використаного детектора. У цій роботі аналіз проводився на основі фотодетекторів компанії Hamamatsu Inc. як базового значення для подальшого аналізу. Рівні потужності сигналу та шуму були розраховані в широкому спектрі відносної вологості, щоб забезпечити правильне виявлення в будь-яких умовах.

Для розрахунку були зроблені наступні припущення: поле зору фокальної площини та діаметр апертури детектора становлять 30° та $1''$ відповідно, відбивається 10% сигналу та фонового випромінювання відбитого від поверхні об'єкта. Також можна пригадати, що фотодіоди генерують фотострум, пропорційний загальній потужності сигналу, зібраного на фокальній площині детектора. Аналізи проводилися для 2-вимірної кремнієвої фотодіодної матриці Hamamatsu з опублікованою фоточутливістю $0,4 \text{ A/W}$ при $1,064 \mu\text{m}$, та кремнієвий лавинний фотодіод з фоточутливістю 30 A/W [51]. Для розрахунку шумів детектора використовувались наступні додаткові значення з інформаційних листів продукту Hamamatsu [51] (таблиця 3.3).

Таблиця 3.3 – Характеристики фотодіода для розрахунку шуму детектора

Тіньовий струм, I_D	50	нА
Пропускна частота, Δf	45	кГц
Опір шунта, R	175	МОм
Операційна температура, T	323	К

Розрахунок шуму детектора для обох типів сенсорів за формулами 3.6 та 3.7 дав шум детектора, який визначається шумом квантування, рівним $2,7 \times 10^{-11} \text{ A}$, що еквівалентно еквівалентній шуму потужності $4,5 \times 10^{-11} \text{ W}$. Це

можна порівняти з найбільш можливим фоновим шумом, розрахованим за формулою 3.5 (з урахуванням функції вікна) рівним $1,6 \cdot 10^{-13}$ В, що більш ніж на порядок менше від внутрішнього шуму детектора. Це означає, що внутрішній шум детектора встановлює поріг для виявлення розсіяного лазерного сигналу на детекторі, який повинен перевищувати шум, обмежений квантуванням.

Під час оцінки сили сигналу на збільшенні відстані для всіх рівнів відносної вологості, виявлено, що бажаний сигнал відповідає силі шуму детектора на порозі відстані близько 35,5 км (35 км по горизонталі, 5 км над поверхнею Землі) для звичайного фотодіодного масиву. Додавши збільшений фактор внутрішнього підсилення, кремнієвий лавинний фотодіод майже подвоює цю відстань. Проте, для обох типів детекторів необхідно, щоб співвідношення сигнал/шум був більше одиниці, щоб детектор міг розрізнити бажаний сигнал від свого оточення. Хоча існують застосування для таких великих відстаней детекції, аплікація, яка презентується у цій роботі, не потребує їх. Тому необхідно враховувати тільки горизонтальну відстань запуску 5 км, визначену обмеженнями місії, і вертикальну відстань запуску 2 км. Якщо детектор зможе належним чином сприймати призначений сигнал на цій відстані, роздільна здатність та співвідношення сигнал / шум тільки покращиться, коли снаряд буде добиратися до цілі. Моделювання цього сценарію підтвердило, що, хоча кремнієвий лавинний фотодіод (APD) виробляє більші фотоструми, ніж чутливий до положення пристрій (PSD), обидва фотодіодні масиви повністю відповідають вимогам порогу виявлення. Відповідні результати порівняння кожної ітерації показані в таблицях 3.4 та 3.5 відповідно.

Таблиця 3.4 – Результати для пристрою чутливого до положення Hamamatsu (PSD)

Відносна вологість	Струм сигналу (μA)	Струм шуму (μA)	Співвідношення сигнал / шум (дБ)
30%	9.22E-01	2.68E-05	90.72
40%	8.91E-01	2.68E-05	90.42
50%	8.53E-01	2.68E-05	90.05
60%	8.06E-01	2.68E-05	89.55
70%	7.43E-01	2.68E-05	88.85
80%	6.52E-01	2.68E-05	87.72
90%	4.96E-01	2.68E-05	85.34

Таблиця 3.5 – Результати для кремнієвого лавинного фотодіоду Hamamatsu (APD)

Відносна вологість	Струм сигналу (μA)	Струм шуму (μA)	Співвідношення сигнал / шум (дБ)
30%	6.92E-01	2.68E-05	128.22
40%	6.68E-01	2.68E-05	127.92
50%	6.40E-01	2.68E-05	127.55
60%	6.04E-01	2.68E-05	127.05
70%	5.57E-01	2.68E-05	126.35
80%	4.89E-01	2.68E-05	127.22
90%	3.72E-01	2.68E-05	122.85

Ці результати демонструють, що обидва типи детекторів значно перевищують вимоги до співвідношення сигнал / шум на відстанях поставленої задачі.

Щоб забезпечити ефективне використання лазерних міток та пошукачів, використовується система імпульсного кодування на основі частоти повторення імпульсів (Pulse Repetition Frequency) [3]. Приклад сигналу частоти повторення імпульсів показано на рисунку 3.8.

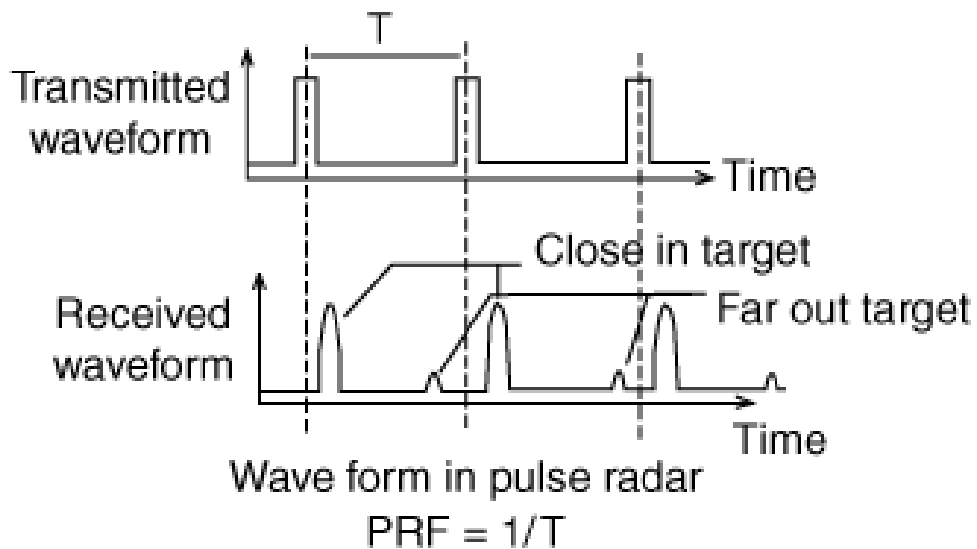


Рисунок 3.8 – Приклад кодування на основі частоти повторення імпульсів [4]

Для генерації сигналу частоти повторення імпульсів на ІЧ лазері ми використовуватимемо модуляцію ширини імпульсів (ШІМ). Для створення PWM мікроконтролер Atmega328 має 3 вбудованих таймери: Timer0, Timer1 та Timer2. На рисунку 3.9 показана загальна структура таймера Atmega328, де "n" є номером таймера (0, 1 або 2). У цьому проекті було використано Timer 0, тому розглянемо елементи схеми.

Регістр таймера/лічильника (TCNT0) та регістри порівняння виводу (OCR0A та OCR0B) є 8-бітовими регістрами. Запити на переривання (скорочено як Int.Req. на діаграмі) відображаються в регістрі прапорців переривання таймера (TIFR0). Усі переривання окремо маскуються зареєстрованим регістром маски переривання таймера (TIMSK0). Регістри TIFR0 та TIMSK0 не показані на діаграмі.

Таймер/лічильник може працювати на внутрішньому тактовому імпульсі, через дільник частоти або за допомогою зовнішнього джерела тактових імпульсів на піні T0. Блок логіки вибору джерела тактових імпульсів контролює джерело та фронт, який таймер/лічильник використовує для збільшення (або зменшення) свого значення. Таймер/лічильник неактивний,

коли не вибрано джерело тактових імпульсів. Вихід блоку вибору джерела тактових імпульсів називається сигналом тактової години таймера ($clkT0$).

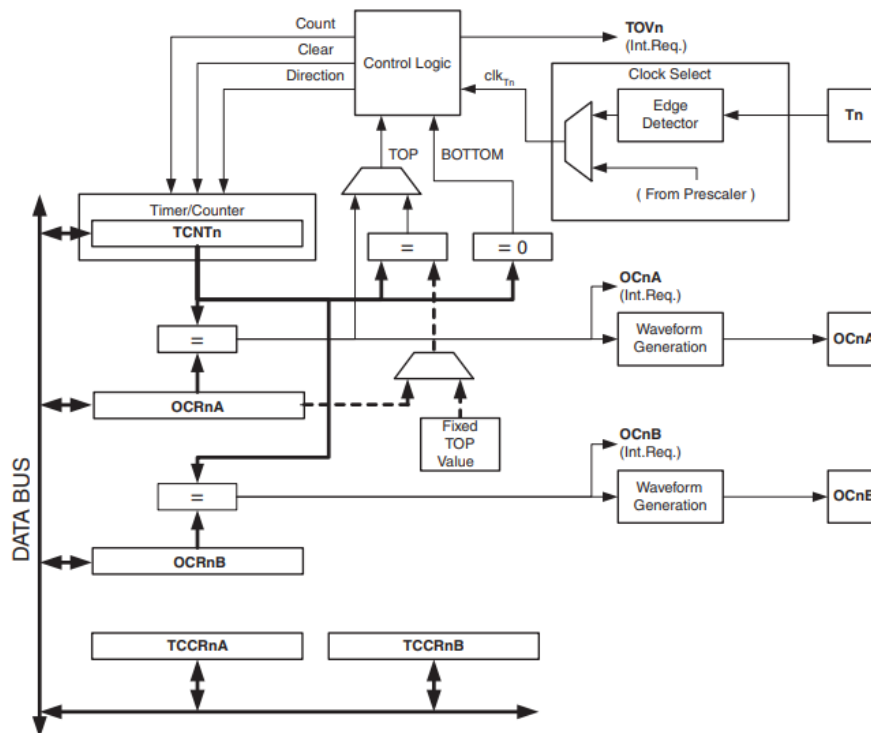


Рисунок 3.9 – Структура таймеру мікроконтролеру Atmega328[2]

Регістри порівняння виводу з подвійним буфером (OCR0A та OCR0B) постійно порівнюються зі значенням таймера/лічильника. Результат порівняння може бути використаний генератором форми для створення PWM або змінного вихідного сигналу на вивідних портах порівняння (OC0A та OC0B). Подія збігу вивідного порівняння також встановлює прапорець вивідного порівняння (OCF0A або OCF0B), який може бути використаний для генерації запиту на вивідне порівняння переривання.

Для виконання задачі цієї роботи частота сигналу PWM повинна бути достатньо низькою, щоб аналого-цифровий перетворювач міг отримати деякі зразки для можливості фільтрації сигналу (з 8-м дільником частоти це 153,8/4 кГц, оскільки ми будемо зчитувати дані з 4 датчиків у QD). Але вона повинна бути достатньо високою, щоб була відчутною та не впливала на швидкість реакції.

На рисунку 3.10 ми можемо побачити налаштування ШІМ для ІЧ-лазера. Цей код налаштовує ШІМ для ІЧ випромінювача на мікроконтролері Atmega328P. Команда `_BV (bit)`, яка часто використовується в коді, визначається як $(1 \ll (\text{bit}))$, для економії місця та полегшення написання коду. По своїй суті ця директива використовується щоб виставити в необхідний біт регістру значення 1.

```
// setup PWM for IR Emitter
// reset both timer/counters
TCCR0A = 0;
TCCR0B = 0;
// set PD5 to output
DDRD |= _BV(DDD5);

// TCCR0A [ COM0A1 COM0A0 COM0B1 COM0B0 0 0 WGM01 WGM00 ] = 0b10110011
TCCR0A = _BV(COM0A1) | _BV(COM0B1) | _BV(COM0B0) | _BV(WGM01) | _BV(WGM00);
// TCCR0B [ FOC2A FOC2B 0 0 WGM02 CS02 CS01 CS00 ] = 0b00000100
TCCR0B = _BV(CS02);

OCR0B = 127;
```

Рисунок 3.10 – лістинг коду налаштування ШІМ [16]

Код починається з скидання обох таймерів / лічильників TCCR0A та TCCR0B до їхніх значень за замовчуванням - нуля. Потім він встановлює режим виведення Pin PD5 в режим виведення, встановлюючи відповідний біт в реєстрі DDRD. Після цього він налаштовує реєстри TCCR0A та TCCR0B для встановлення потрібного режиму та частоти ШІМ. Регістр TCCR0A встановлюється на `_BV (COM0A1) | _BV (COM0B1) | _BV (COM0B0) | _BV (WGM01) | _BV (WGM00)`, що встановлює режим генерації форми сигналу на швидкому ШІМ з верхнім значенням OCR0A, та встановлює Режим порівняння (Compare Match) виведення для встановлення OC0A / OC0B на зіставленні, очистити OC0A / OC0B на низькому рівні (неінвертуючий режим). За замовчуванням джерелом тактування для таймера 0 є системний тактовий генератор. Змінивши CS00, CS01 та CS02 в TCCR0B є можливість встановити

дільник тактування. Регістр TCCR0B встановлюється на `_BV (CS02)`, що встановлює дільник тактування на 256 (рисунок 3.11).

TCCR0B: CS02	TCCR0B: CS01	TCCR0B: CS00	Prescaler
0	0	0	OFF
0	0	1	/1
0	1	0	/8
0	1	1	/64
1	0	0	/256
1	0	1	/1024

Рисунок 3.11 – Конфігурація дільника частоти [6]

Частоту виходу ШІМ сигналу можна обрахувати використовуючи наступну формулу:

$$freq = f(clkIO) / (N * 256) \quad (3.8)$$

де:

- freq: частота ШІМ в Гц
- f(clkIO): тактова частота мікроконтролера в Гц, яка в даному випадку становить 16 МГц
- N: значення попереднього дільника, яке використовується для таймера, в даному випадку становить 256

Тому дану формулу можна переписати наступним чином:

$$freq = \frac{16MHz}{256 * 256} = 244,140625 Hz \quad (3.9)$$

Нарешті, регістр OCR0B встановлюється на 127, що встановлює шпаруватість сигналу ШІМ на 50% (половина максимального значення). Це означає, що ІЧ-випромінювач увімкнеться на половину циклу ШІМ і вимкнеться на іншу половину.

Загалом, цей код налаштовує Atmega328P на генерацію ШІМ-сигналу $\sim 0,244$ кГц із робочим циклом 50% на контакті PD5, який підключено до ІЧ-випромінювача. Ми можемо перевірити, чи все працює нормально, за допомогою осцилографа, підключеного до контакту PD5 і GND (зверніть увагу, що зонд був у режимі 10x, тому реальна напруга була близько 5 В):

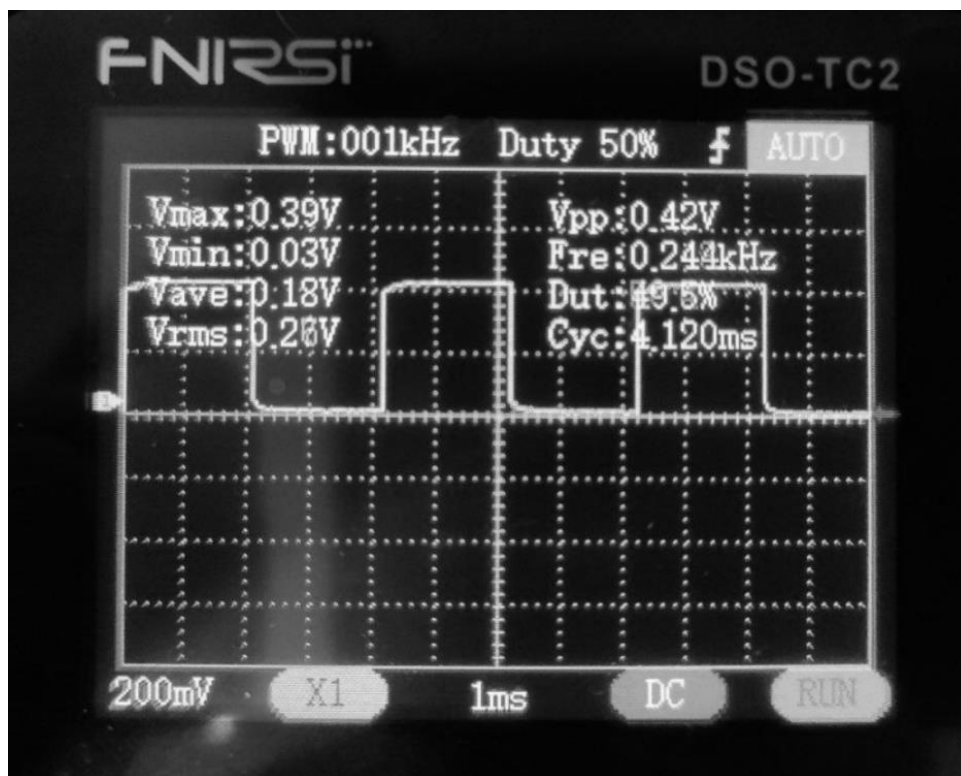


Рисунок 3.12 – Осцилограма вихідного сигналу на пині PD5

3.4 Отримання даних з фотодіодів

Під час того, як БПЛА випромінює інфрачервоний лазер на ціль, скинуті боєприпаси повинні скоригувати свою траєкторію до цілі. Фотодіодні сенсори, розташовані на боєприпасах, отримують відбиток ІЧ лазера від цілі, щоб обробити ці дані та обчислити вектор до цілі, необхідно використати аналого-цифрове перетворення (АЦП) на мікроконтролері скиданого об'єкту. Для успішної обробки даних нам необхідна велика швидкість роботи АЦП, щоб

отримати багато вибірок для фільтрації. Давайте розглянемо АЦП в мікроконтролерах Atmel. Atmega328p має 10-бітний АЦП та надає 6 аналогових пінів, що дає можливість підключити до мікроконтролера до 6 різних аналогових пристроїв. Оскільки ми підключимо ІЧ чотирьохквadrантний детектор, то він використовуватиме 4 пини АЦП, а 2 пини залишаться для іншого використання. Також надаються окремі пини для опорного напруги V_{CC} та A_{REF} , а напруга в V_{CC} не повинна відрізнятися більше ніж на $\pm 0,3$ В від V_{CC} . A_{REF} - це пин опорної напруги, який може бути використаний за потреби зовнішньої опорної напруги. Вихід AVR з АЦП може бути настроєний або на ліве, або на праве вирівнювання. АЦП може бути настроєний або на безперервний режим, де він постійно бере вибірки та забезпечує перетворення, або на одноразовий режим конвертації. Мікроконтролери Atmel базуються на регістрах. АЦП Atmega328p також керується регістрами ADCSRA, ADMUX, ADC (рисунок 3.13), отримані дані, всвою чергу, записуються в регістри ADCL and ADCH.

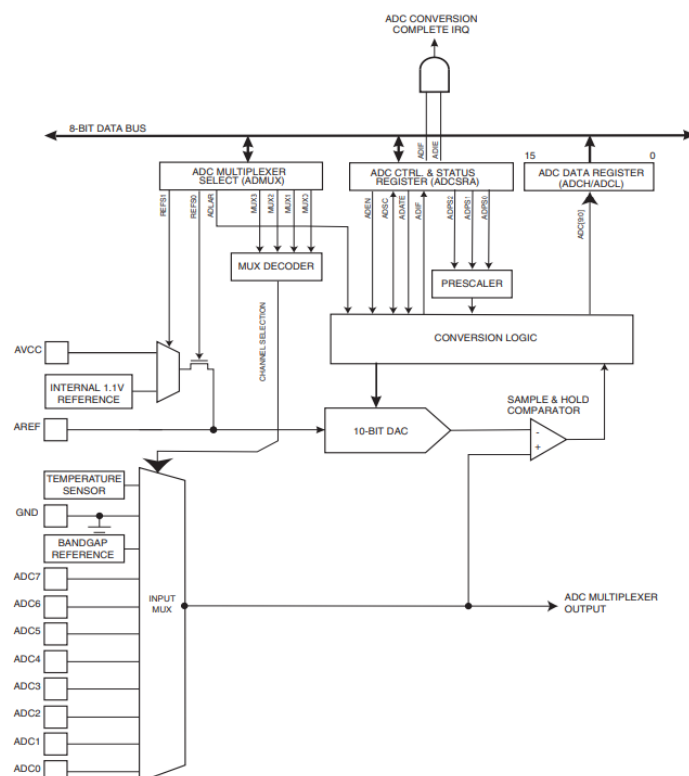


Рисунок 3.13 – Analog to Digital Converter Block Schematic[2]

На рисунку 3.14 ми бачимо налаштування АЦП на Atmega328 для проекту. Для тестування каналу зв'язку до макетної плати було підключено лише один фотодіод. Для обробки даних, вимірювання зберігалися в масиві з 1024 байтів, а потім відправлялися через послідовний порт на комп'ютер. Це було зроблено таким чином, щоб дозволити АЦП працювати на повній швидкості. Щоб заощадити місце, було збережено лише 8 бітів для кожного вимірювання, оскільки цього достатньо для роботи з даними та економить багато пам'яті. Це важливо, оскільки у Atmega328 є лише 2 кБ внутрішньої пам'яті.

```
// setup ADC for IR Sensor
ADCSRA = 0;           // clear ADCSRA register
ADCSRБ = 0;           // clear ADCSRB register
ADMUX |= (0 & 0x07);  // set ADC0 analog input pin
ADMUX |= (1 << REFS0); // set reference voltage
ADMUX |= (1 << ADLAR); // left align ADC value to 8 bits from ADCH register
// sampling rate is [ADC clock] / [prescaler] / [conversion clock cycles]
// for Atmega328 ADC clock is 16 MHz and a normal conversion takes 13 clock cycles
ADCSRA |= (1 << ADPS1) | (1 << ADPS0); // 8 prescaler for 153.8 KHz

ADCSRA |= (1 << ADSC); // enable auto trigger
ADCSRA |= (1 << ADIF); // enable interrupts when measurement complete
ADCSRA |= (1 << ADEN); // enable ADC
ADCSRA |= (1 << ADSC); // start ADC measurements
```

Рисунок 3.14 – лістинг коду налаштування АЦП [16]

Перші дві строки очищають регістри ADCSRA та ADCSRB, щоб усі біти були ініціалізовані нулями перед налаштуванням будь-яких з них. Регістр ADCSRA контролює роботу АЦП, а регістр ADCSRB контролює деякі додаткові налаштування, які не використовуються в цьому коді.

Третій рядок встановлює вхідний канал для АЦП на аналоговому вході ADC0 мікроконтролера. Регістр ADMUX має кілька бітів, які вибирають вхідний канал для АЦП, цей рядок встановлює значення 0 для бітів MUX0, MUX1, MUX2 (0x07 це маска перших трьох бітів). У майбутньому будуть використовуватися більше входів, але для початкових тестів цього достатньо.

Наступний рядок встановлює опорну напругу для АЦП на внутрішню опорну напругу 5 В. Біт REFS0 регістру ADMUX встановлюється в 1, щоб

вибрати внутрішню опорну напругу. Це означає, що АЦП вимірюватиме вхідну напругу відносно цієї опорної напруги 5 В. Тому за допомогою цієї формули можна отримати значення напруги на аналоговому вході:

$$V_{in} = \frac{ADC * V_{REF}}{1024} \quad (3.10)$$

де V_{IN} – це значення напруги на обраному піні, V_{REF} – обрана опорна напруга. В випадку цього коду, $V_{REF} = 5V$ та використовуються тільки перші 8 бітів АЦП, тому формула набуде наступного вигляду:

$$V_{in} = \frac{ADC * 5V}{255} \quad (3.11)$$

Для зручного використання лише 8-бітних даних, наступний рядок встановлює результат АЦП у вигляді ліво-вирівняного в регістрі ADCH. Біт ADLAR регістру ADMUX встановлюється на 1, щоб ліво-вирівняти результат. Це означає, що 8 найбільш значущих бітів результату АЦП будуть збережені в регістрі ADCH, а 2 менш значущі біти - в 2 менш значущих бітах регістру ADCL. У цьому випадку все, що нам потрібно зробити, щоб отримати дані - це прочитати значення у регістрі ADCH.

Як було вже сказано, нам потрібно отримати достатньо вибірок, тому шостий рядок встановлює значення подільника частоти АЦП на 8, що означає, що частота годинника АЦП ділиться на 8 до того, як аналоговий сигнал буде взятий зразок. Цей рядок встановлює біти ADPS1 та ADPS0 регістру ADCSRA на 1, що вибирає значення подільника на 8. Нажаль, ми не можемо використовувати менший подільник, оскільки це призведе до ненадійних результатів. З даташиту [2] ми знаємо, що одне перетворення займає 13 тактів годинника (рисунок 3.15).

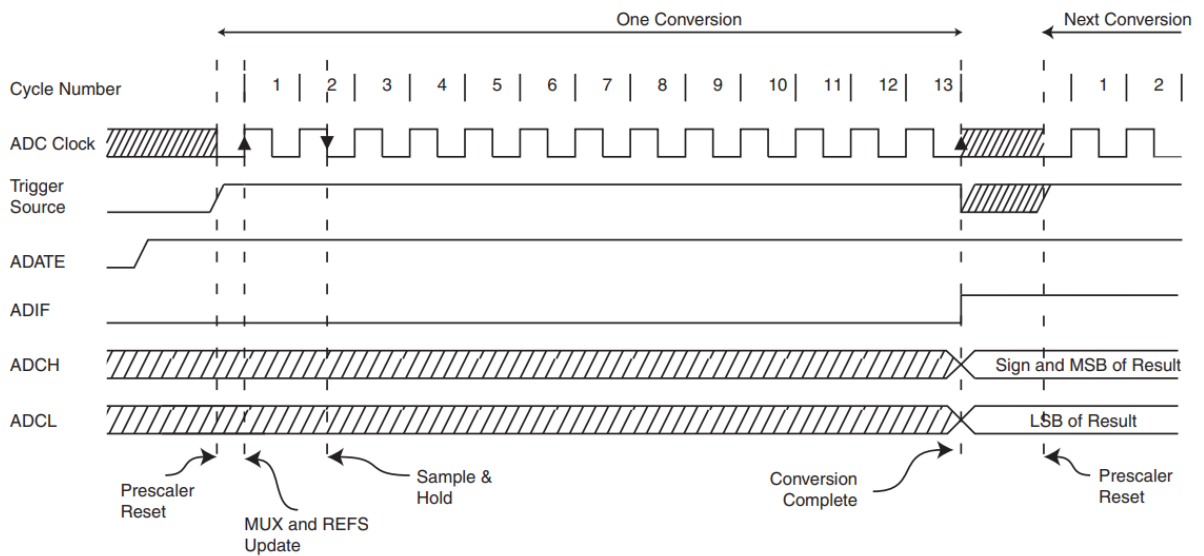


Рисунок 3.15 – Часова діаграма АЦП, режим автоматичного автоматичне перетворення [2]

Для того, щоб обрахувати частота дискретизації АЦП можна використати наступну формулу:

$$SR = \frac{Cl_{ADC}}{\text{prescaler}} / 13 = \frac{16 \text{ MHz}}{8} / 13 \approx 153.8 \text{ KHz} \quad (3.12)$$

Де Cl_{ADC} – частота таймера, prescaler – значення дільника, 13 – кількість тактів необхідних для конвертації.

Результуюча частота дискретизації становить 153,8 кГц, що достатньо швидко, щоб захопити сигнал від ІЧ-датчика. Наступний рядок дозволяє автоматичне спрацювання АЦП. Біт $ADATE$ регістру $ADCSRA$ встановлюється в 1, щоб дозволити автоматичне спрацювання, що означає, що АЦП буде автоматично починати нове перетворення, якщо відбувається подія тригера. Подією тригера може бути переповнення таймера, зовнішній переривання або інші події, що вказані в регістрі $ADCSRБ$ (який не використовується в цьому коді). Для отримання даних ми використовуємо переривання, коли вимірювання завершено. Біт $ADIE$ регістру $ADCSRA$ встановлюється в 1, щоб дозволити переривання АЦП, яке спрацьовує при завершенні кожного перетворення. Останні 2 рядки дозволяють модулю АЦП

та починають процес перетворення АЦП. Біт ADEN регістру ADCSRA встановлюється в 1, щоб увімкнути модуль АЦП. Біт ADSC регістру ADCSRA встановлюється в 1, щоб ініціювати одиночне перетворення. Як тільки перетворення завершиться, спрацює переривання АЦП, щоб показати, що результат готовий. Наступне перетворення буде автоматично запущено функцією автоматичного спрацювання, оскільки ADATE було встановлено в 1 раніше у кодї.

Загалом, цей код налаштовує модуль ADC мікроконтролера ATmega328P для зчитування аналогових сигналів з піна входу A0, з опорною напругою 5 В, частотою вибірки 153,8 кГц та включеним автоматичним спрацюванням тригера. Також ввімкнено переривання для обробки завершення кожного перетворення. Після завершення налаштування модуля ADC, він вмикається і запускається одне перетворення. Послідоючі перетворення будуть автоматично спрацьовувати завдяки функції автоматичного спрацювання тригера. Цей код зазвичай використовується в додатках, які потребують швидкого аналого-цифрового перетворення, таких як обробка сигналів або датчиків.

Для перевірки правильної роботи ADC ми можемо порівняти осцилограму сигналу фотодіода та виходу Atmega328p. Для фільтрації високочастотного шуму з даних датчика використовується простий резисторно-конденсаторний (RC) фільтр. Можна побачити монітор осцилограм на рисунку 3.16.

Для отримання даних, які мікроконтролер відправляє через послідовний порт на комп'ютер, було використано програму PuTTY. Це безкоштовний термінальний емулятор, консоль послідовного порту та програма передачі файлів через мережу. Вона підтримує кілька мережевих протоколів, включаючи SCP, SSH, Telnet, rlogin та прямі сокет-з'єднання. Вона також може підключатися до послідовного порту[7].

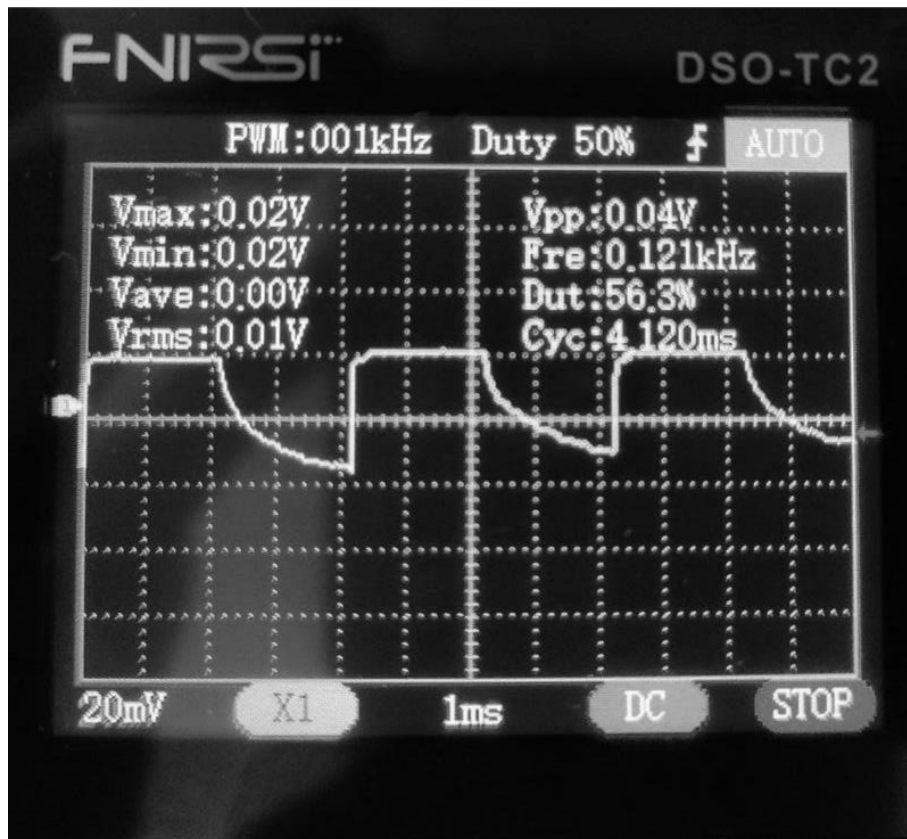


Рисунок 3.16 – Осцилограма сигналу з фотодіода, який подається на пін ADC0

Після цього дані оброблялися за допомогою скрипту Python і було побудовано графік за допомогою "matplotlib" [8]. Ми можемо побачити результат на рисунку 10. Загальний графік схожий на осцилограму, але ми маємо "відрізки" час від часу. Вони виникають через використання буфера для зберігання даних на мікроконтролері. Кожного разу, коли буфер заповнюється, ми відправляємо дані через послідовний порт, і протягом цього часу АЦП вимикається. Це не буде проблемою на кінцевій моделі, оскільки вона не буде використовувати послідовний порт для відправки даних. В іншому випадку цю проблему можна зменшити за допомогою більш оптимізованого коду послідовного порту та за допомогою використання двох менших буферів. Графік значень отриманий за допомогою python програми зображено на рисунку 3.17.

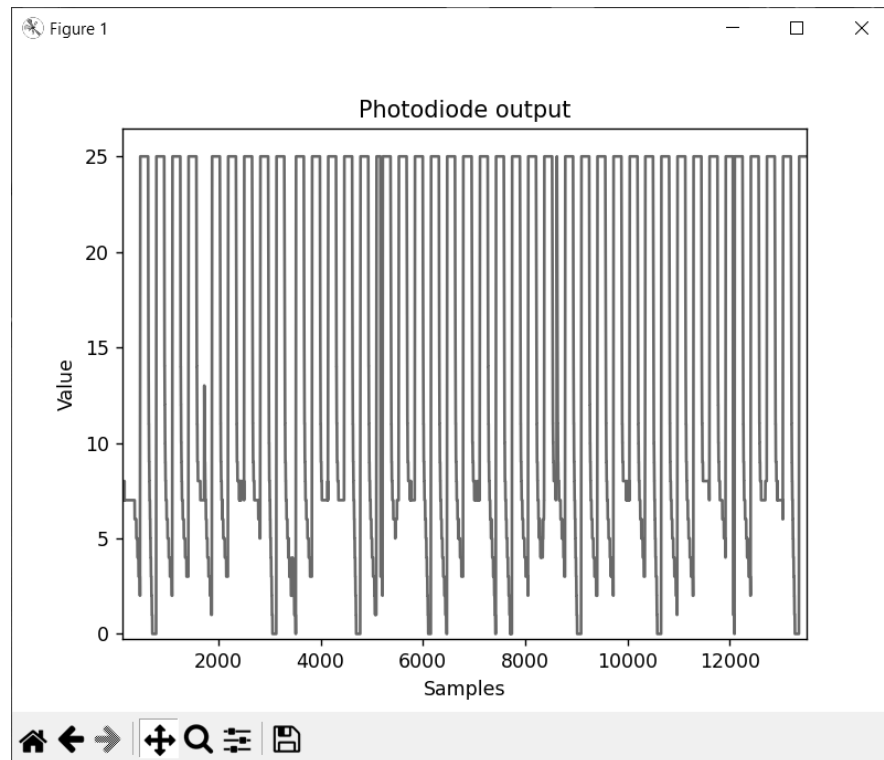


Рисунок 3.17 – Вивід сигналу АЦП з мікроконтролера

3.5 Реалізація цифрового фільтра даних

Як було зазначено в розділі "Керування ІЧ лазером", мікроконтролер БПЛА використовує модуляцію лазера, щоб зробити сигнал більш розпізнаваним. Тому на стороні керованого боєприпасу нам потрібно читати цей сигнал і декодувати його. Для реалізації цього було використано цифровий фільтр. Цифровий фільтр - це система, яка змінює або аналізує цифрові сигнали, такі як аудіо або зображення, шляхом видалення або підсилення певних частот або компонентів. Він реалізується за допомогою технік цифрової обробки сигналів, де вхідний сигнал відбирається у відокремлених часових інтервалах, і алгоритм фільтра обробляє ці відбірки, щоб вивести вихідний сигнал. Цифрові фільтри використовуються в різних застосуваннях, таких як обробка аудіо та зображень, телекомунікації, системи керування та багато інших. Вони можуть бути класифіковані за їх функцією передачі, яка визначає, як фільтр

модифікує вхідний сигнал. Деякі загальноживані типи цифрових фільтрів включають фільтри скінченної імпульсної відповіді (FIR), фільтри нескінченної імпульсної відповіді (IIR) та цифрові фільтри у ямах. Цифрові фільтри мають багато переваг порівняно з аналоговими, включаючи можливість легко налаштовувати параметри фільтру, зменшену чутливість до шуму навколишнього середовища та можливість реалізації складних алгоритмів фільтрації за допомогою програмного забезпечення.

У цьому проекті було використано смуговий фільтр Батерворта. Фільтр Батерворта є типом цифрового фільтру, який призначений мати рівномірну частотну відповідь в полосі пропускання та монотонну затухання в зупинній смузі. Фільтр Батерворта належить до сімейства фільтрів з нескінченною імпульсною відповіддю (IIR) та характеризується своєю гладкістю та відсутністю хвиль в полосі пропускання. Для досягнення цього використовується максимально рівна величина відповіді (рисунок 3.18), що означає, що полоса пропускання має однаковий підсилювач, а частота відрізання визначається як частота, на якій величина відповіді падає на 3 дБ.

Фільтри Баттерворта можуть бути розроблені для різних порядків фільтрів, які визначають крутизна переходу між смугою пропускання та смугою зупинки. Фільтри вищого порядку мають крутіші переходи, але можуть страждати від пульсацій смуги пропускання та фазових спотворень. Навпаки, фільтри нижчого порядку мають більш плавні відгуки, але можуть не забезпечити достатнього загасання в смузі зупинки.

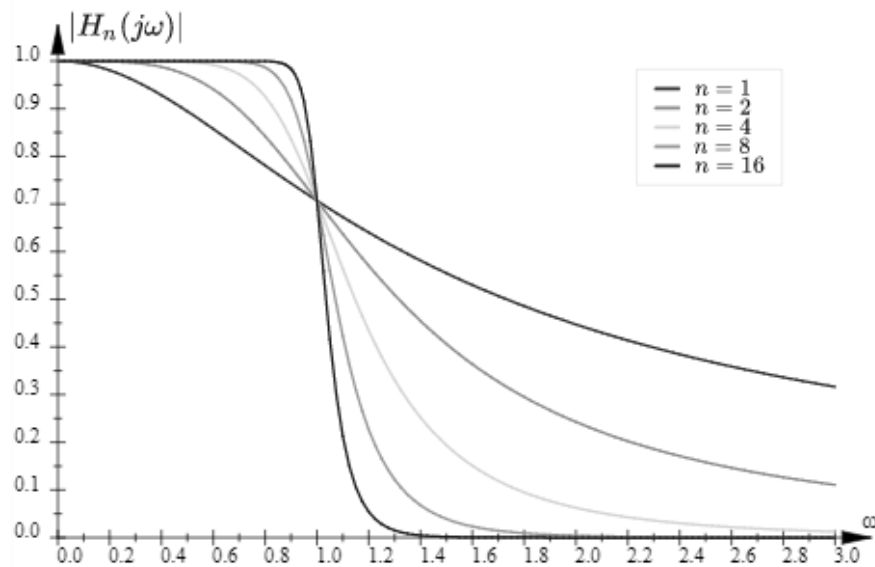


Рисунок 3.18 – Діаграма частотної характеристики для фільтра Баттерворта з різними порядками [9]

Алгоритм пошуку коефіцієнтів фільтра Баттерворта включає кілька кроків:
 КРОК 1. визначення порядку фільтра: порядок фільтра, позначений як n , визначає кількість полюсів або нулів у фільтрі; він визначається на основі необхідної частоти відрізання та бажаної ширини перехідної зони; фільтр вищого порядку забезпечує крутіший перехід, але потребує більш складних розрахунків.

КРОК 2. розрахунок аналогового прототипу фільтра: аналоговий прототипний фільтр є нормалізованим нижньочастотним фільтром, який служить в якості посилення для проектування фільтра Баттерворта; функція передачі аналогового прототипного фільтра задається формулою:

$$H(s) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon \left(\frac{s}{\omega_c}\right)^{2n}}} \quad (3.13)$$

де s – комплексна змінна частоти, ω_c – частота зрізу, n – порядок фільтра, а ε – константа, яка визначає пульсації фільтра. Для фільтра Баттерворта ε має значення 1.

КРОК 3. перетворення фільтра аналогового прототипу на цифровий: фільтр аналогового прототипу перетворюється на цифровий фільтр за допомогою білінійного перетворення, яке відображає s-площину аналогового фільтра на z-площину цифрового фільтра; передаточна функція цифрового фільтра визначається як:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (3.14)$$

де $B(z)$ і $A(z)$ є поліномами чисельника та знаменника цифрового фільтра відповідно. Ці поліноми можна обчислити за допомогою таких рівнянь:

$$B(z) = \frac{(\omega_c)^n}{1 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2} + \dots + \beta_n z^{-n}} \quad (3.15)$$

$$A(z) = 1 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2} + \dots + \alpha_n z^{-n} \quad (3.16)$$

де β_i та α_i – коефіцієнти, що залежать від порядку фільтра та білінійного перетворення.

КРОК 4. нормалізуйте коефіцієнти цифрового фільтра: коефіцієнти цифрового фільтра нормалізуються шляхом ділення їх на $A(0)$, що гарантує, що підсилення постійного струму фільтра дорівнює одиниці; потім отримані коефіцієнти використовуються для реалізації фільтра Баттерворта.

Щоб реалізувати фільтр Баттерворта, нам потрібно розрахувати коефіцієнти фільтрів. Для цього завдання будуть використані інструменти Matlab [10]. Щоб обчислити фільтр, спочатку потрібно зробити спектральний аналіз вхідного сигналу. Для цього було використано швидке перетворення Фур'є [11] для аналізу частоти та спектру потужності сигналів у часовій області.

Для цього, по-перше, нам потрібно отримати вибірку даних з мікроконтролера. Як згадувалося раніше, прямолінійний відсилання даних АЦП не є ідеальним, оскільки створює артефакти у вихідних даних. Щоб вирішити цю проблему, було розроблено новий високоефективний код (рисунок 3.19). Щоб отримати дані з Atmega328p на комп'ютер, де вони можуть бути оброблені, використовувався послідовний порт[12].

```

//Buffer size
const unsigned int buffL = 512; //this value could be chosen larger or lover if desired
//here the data will be stored
//we need 2 separate buffer
//in first one we save data from ADC, and from second one we send data via Serial
//creating 1 continious array allows us to switch between first and second buffer just by changing offset
//if offset == 0, then data[offset + i] uses 1st buffer, if offset == buffL - 2nd
//therefore we can use add operator instead of if whick save us from branching and should work much faster
byte data[2 * buffL];
//Offset for Serial buffer
uint16_t offsetR = 0;
//Offset for ADC data buffer
uint16_t offsetW = buffL;
//Counter for ADC to populate data array
uint16_t counter = 0;
//Flag to start Serial data transfer
bool start = false;
//1/8 buffer used to send data via serial by parts
const uint16_t part = buffL / 8;

```

Рисунок 3.19 – Глобальні змінні коду передачі даних [16]

Цей код призначений для мікроконтролера Atmega328P і визначає буфер даних, лічильник, два зміщення і прапорець для початку передачі даних по послідовному порту. Програма зчитує дані з аналого-цифрового перетворювача (ADC) та зберігає їх у буфері. Коли буфер заповнюється, програма перемикає зміщення, щоб передача даних по послідовному порту починалась зі свіжо заповненого буфера. Потім програма встановлює прапорець початку передачі в значення true та відправляє дані частинами за допомогою функції Serial.write(). Якщо ADC заповнив другий буфер, поки триває передача даних, програма перемикає зміщення та починає передачу даних з початку буфера знову.

Буфер - це послідовний масив байтів з довжиною $2 * buffL$, де $buffL$ - це статичне беззнакове ціле, яке може бути змінене користувачем на будь-яке значення, яке може бути поділене на 8. Програма використовує два окремі буфери в межах цього масиву: один для зберігання даних з ADC, інший - для відправлення даних через послідовний порт. Два буфери відрізняються своїми відповідними зміщеннями, $offsetW$ та $offsetR$. Програма перемикається між двома буферами, просто змінюючи зміщення. Якщо зміщення дорівнює 0, то $data[offset + i]$ використовує перший буфер, і якщо зміщення дорівнює $buffL$, то $data[offset + i]$ використовує другий буфер. Це дозволяє оптимізувати код.

Перемикаючись між зміщеннями, ми використовуємо прості числові операції та уникаємо гілок в коді, що значно впливає на швидкість виконання програми. Константа під назвою `part` визначає розмір даних, що надсилаються частинами, і встановлюється на одну восьму від розміру буфера. Вона використовується для передачі даних через послідовний порт меншими частинами, що підвищує стабільність вихідних даних.

Програма використовує переривання (ISR) для зчитування даних з АЦП (рисунок 3.20). ISR збільшує лічильник і записує дані в буфер. Коли лічильник досягає розміру буфера, ISR перемикає зміщення, встановлює прапорець старту в значення `true` та запускає передачу даних через послідовний порт. Тег `[[unlikely]]` використовується тут для підказки компілятору, що ця гілка найімовірніше не відбудеться, оскільки це станеться тільки один раз на `buffL` разів.

```
// ADC complete ISR
ISR(ADC_vect)
{
    //Write data from ADC to data array
    data[offsetW + counter++] = ADCH;
    //If ADC buffer is full
    if (counter == buffL) [[unlikely]]
    {
        //Clean counter
        counter = 0;
        //Swap offsets, so Serial now sends data from just populated buffer
        uint16_t temp = offsetW;
        //And ADC populates another buffer
        offsetW = offsetR;
        offsetR = temp;
        //Start Serial data transfer
        start = true;
    }
}
```

Рисунок 3.20 – Програма обслуговування переривання АЦП [16]

Головний цикл програми (рисунок 3.21) перевіряє, чи встановлено прапорець `start`. Якщо так, то він відправляє дані частинами за допомогою функції `Serial.write()`. Перед відправленням даних він скидає прапорець `start` на `false`, щоб уникнути надсилання одних і тих же даних більше одного разу.

Прапорець `start` буде встановлено прериванням ADC, коли воно заповнить свій буфер. Якщо ADC заповнив другий буфер, поки триває передача даних, то головний цикл програми міняє зміщення і починає відправляти дані з початку буфера знову.

```
void loop() {
  if (start)
  {
    //Set start to false to not send same data over and over
    start = false;
    //Send data in parts
    for (int i = 0; i < 8; i++)
    {
      uint16_t serOffset = offsetR + part * i;
      Serial.write(data + serOffset, part);
      //If ADC filled second buffer we need to swap and send data from the start
      if (start = true)
        break;
    }
  }
}
```

Рисунок 3.21 – Головний цикл програми [16]

Загалом, ця частина коду читає дані з АЦП та відправляє їх посередником в частках, використовуючи постійний буфер, який може бути перемиканий між буфером АЦП та буфером послідовного порту. Програма використовує переривання для читання даних з АЦП та цикл для відправлення даних через послідовний порт. Програма також обробляє переповнення буфера та перемикання між буферами у простий та ефективний спосіб.

Використовуючи програму Putty [7], ми можемо отримувати дані від мікроконтролера та обробляти їх у масив окремих даних. Для читання даних з файлу журналу та побудови графіка застосовано середовище Matlab. Команди для цього зображені на рисунку 3.22 та результат їх виконання на рисунку 3.23.

```
>> file = fopen("putty.log");
variable = fread(file);
fclose(file);
n = length(variable);
x = [1:n];
plot(x,variable)
fx >>
```

Рисунок 3.22 – Команда Matlab для читання даних із файлу та побудови графіка даних

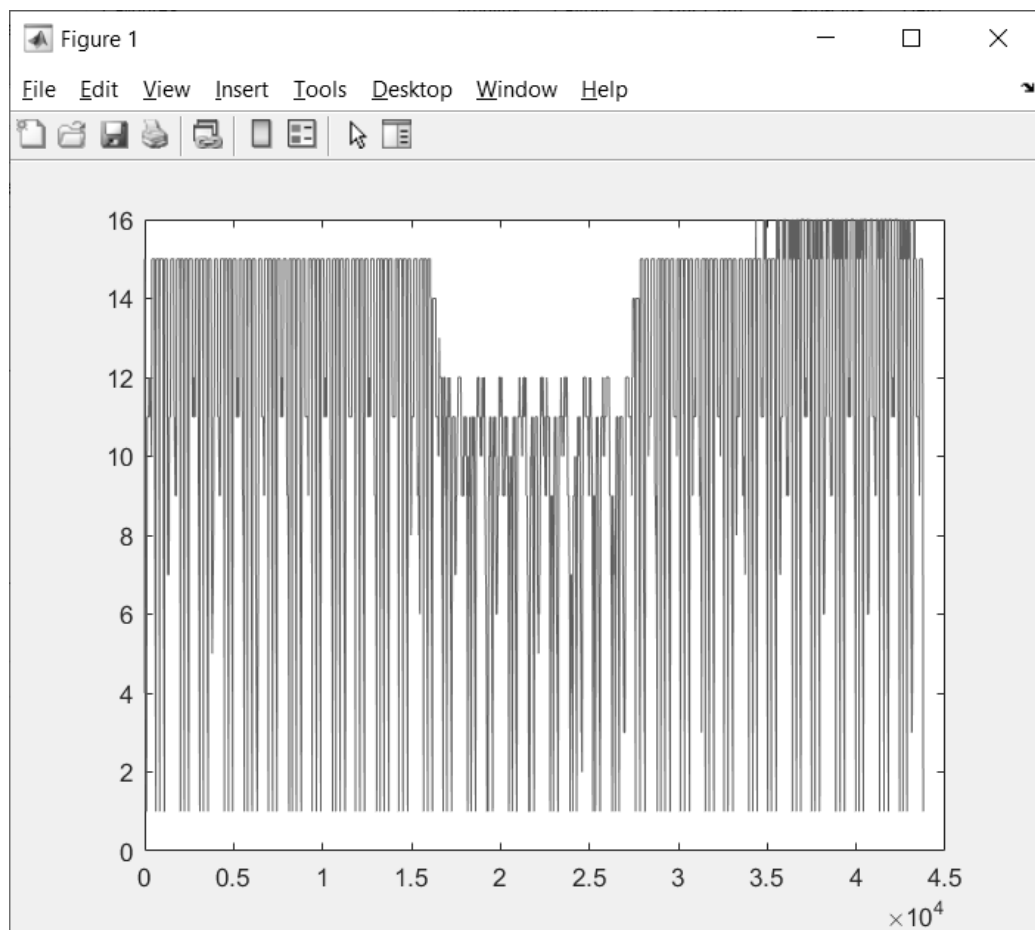


Рисунок 3.23 – Графік сигналу, отриманого від Atmega328

Після отримання сигналу у вигляді масиву окремих значень, ми можемо проаналізувати його за допомогою швидкого перетворення Фур'є (FFT). Це математичний алгоритм, який використовується для перетворення сигналів з

області часу в область частоти. Це широко використовувана техніка у сигнальній обробці, обробці зображень та багатьох інших галузях. Алгоритм FFT - це ефективна реалізація дискретного перетворення Фур'є (DFT), яке є математичною технікою, яка перетворює послідовність N комплексних чисел в іншу послідовність N комплексних чисел. DFT визначається набором комплексних експоненційних функцій і надає можливість аналізувати частотні компоненти сигналу (рисунок 3.24). За допомогою Matlab ми можемо легко виконати FFT та побудувати графік спектра потужності.

```
>> fu = fft(variable);
fs = 10000;
f = (0:n-1)*(fs/n);      % frequency range
power = abs(fu).^2/n;
power(power>1000) = 1000;
plot(f,power)
```

Рисунок 3.24 – Виконання ШПФ в Matlab

Як частотний діапазон ми будемо використовувати значення від 0 до 10000. Щоб зробити графік спектра потужності більш читабельним, максимальне значення потужності було обмежена до 1000.

Ми бачимо 2 основні піки на початку та в кінці спектра (рисунок 3.25). Графік швидкого перетворення Фур'є (FFT) з двома піками, один на початку спектра, а інший - на кінці, зазвичай свідчить про наявність періодичної складової вхідного сигналу. Пік на початку спектра (тобто на частоті 0) вказує на наявність складової постійного струму (DC) в сигналі. Компонента DC представляє середнє значення сигналу протягом часу, і часто вона викликана зсувом або зміщенням в системі вимірювання. Пік на кінці спектра (тобто на частоті Найквіста) вказує на наявність високочастотної періодичної складової в сигналі. Частота Найквіста дорівнює половині частоти дискретизації і представляє максимальну частоту, яку можна точно представити в сигналі.

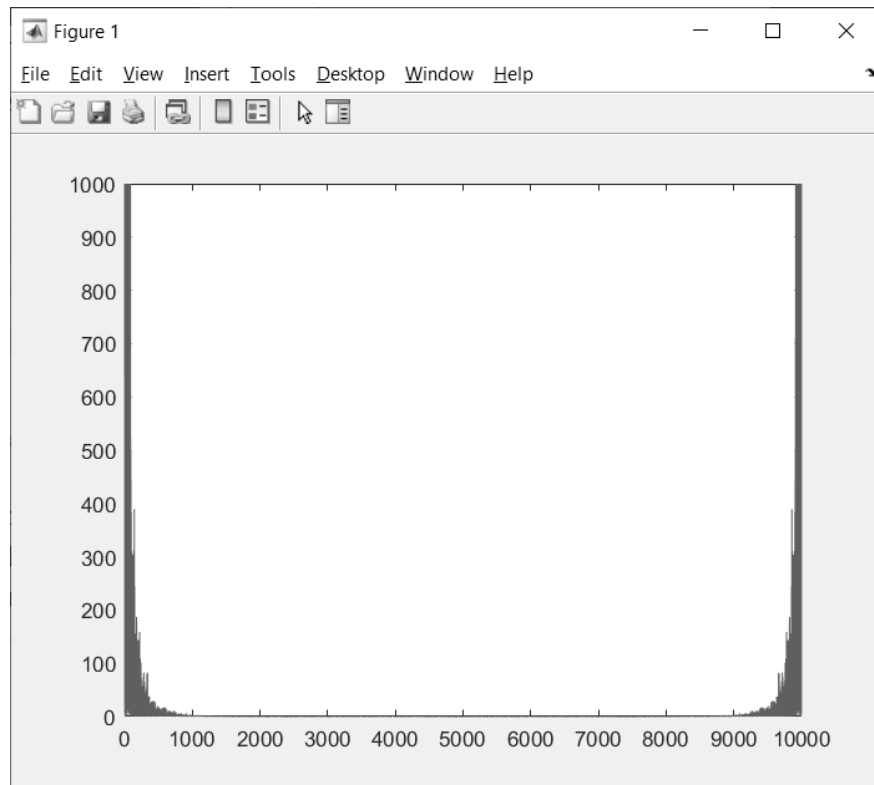


Рисунок 3.25 – Спектр потужності прийнятого сигналу

Щоб отримати модульований сигнал, нам потрібно відфільтрувати середні частоти. Щоб згенерувати паспортний фільтр Баттерворта, ми можемо використати функцію "butter" в Matlab [10]. Вона приймає як параметри потрібний порядок фільтру та відносні частоти відрізання (рисунок 3.26).

```
>> [b,a] = butter(5,[300 400]/(1000));
y = filter(b,a,variable);
plot(x,y,x,variable)
```

Рисунок 3.26 – Генерація смугового фільтра Баттерворта 10-го порядку

Результат виконання даних команд та отримання графіку перетворення Фур'є ми можемо побачити на рисунку 3.27.

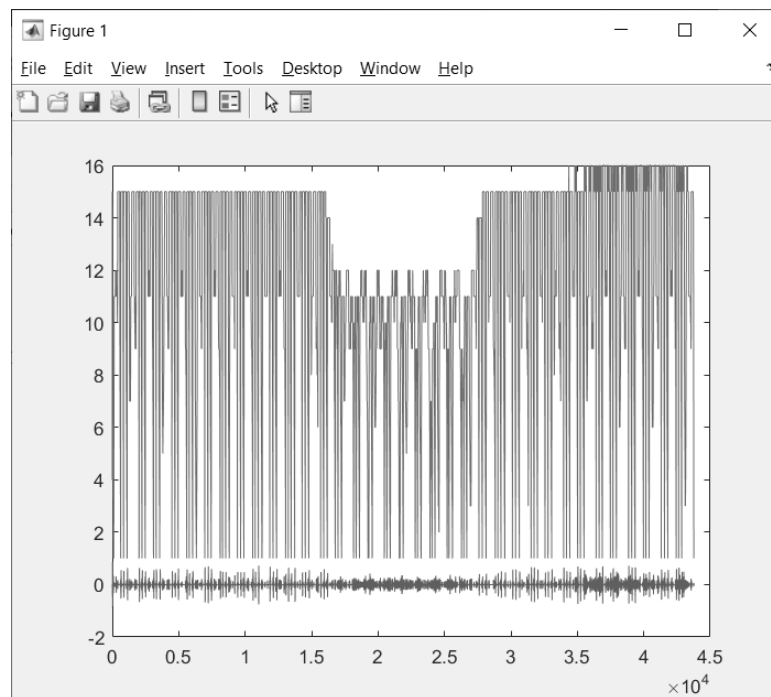


Рисунок 3.27 – Результат фільтрації даних (нижній графік),

Дивлячись на отриманий графік, ми бачимо, що він добре відфільтровує дані на несучій частоті. Він має найдовші імпульси там, де фоновий шум практично рівний нулю, і на порядок нижчі піки там, де він високий. Щоб зробити цей сигнал більш читабельним, ми можемо взяти з нього абсолютне значення, помножити, щоб він був більш пов'язаним із вхідними даними. Щоб зробити фільтр більш точним, ми також можемо збільшити порядок фільтра з 10 до 22. Результат фільтру 22-го порядку зображено на рисунку 3.28.

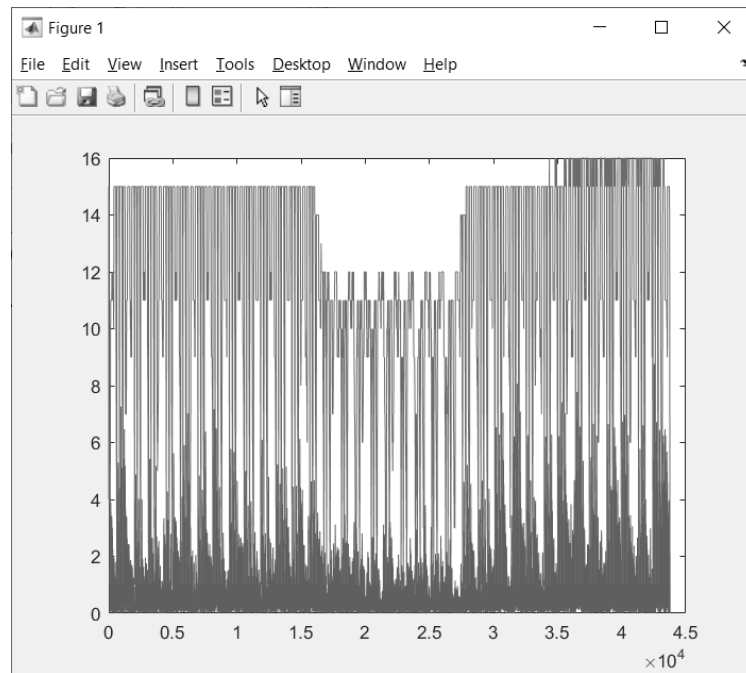


Рисунок 3.28 – Фільтрування даних за допомогою фільтра 22-го порядку з постобробкою (нижній графік)

Функція Butter повертає матриці a і b , які містять коефіцієнти для фільтра. Для фільтра з нескінченною імпульсною характеристикою (ІІР) функція передачі є не поліномом, а раціональною функцією. Z -перетворення вхідного та вихідного сигналів пов'язані між собою за формулою:

$$Y(z) = H(z)X(z) = \frac{b(1) + b(2)z^{-1} + \dots + b(n+1)z^{-n}}{a(1) + a(2)z^{-1} + \dots + a(m+1)z^{-m}} X(z) \quad (3.17)$$

де $b(i)$ і $a(i)$ – коефіцієнти фільтра.

Код C++ для Atmega328 був розроблений для реалізації цифрового фільтра, який може мати будь-який порядок і бути гнучким для будь-яких коефіцієнтів. На малюнку 3.29 ми бачимо реалізацію фільтра.

```

class Filter {
public:
    static const byte order = 5;
    double a[order]; // a1 = a2 ... an = 0
    double b[order];
    byte x[order] = {};
    byte y[order] = {};

    byte process(byte sample)
    {
        memmove(&x[1], &x[0], (order - 1) * sizeof(byte));
        x[0] = sample;

        double yn;
        for (byte i = 0; i < order; i++) {
            yn += b[i] * x[i] - a[i] * y[i];
        }

        memmove(&y[1], &y[0], (order - 1) * sizeof(byte));
        y[0] = yn;
        return(yn);
    }
};

```

Рисунок 3.29 – реалізація цифрового фільтра FIR в мові C++[16]

Ця реалізація визначає клас цифрового фільтра з назвою "Filter", який реалізує фільтр з кінцевою відповіддю (FIR) за допомогою масиву коефіцієнтів як для чисельника (b), так і для знаменника (a) передавальної функції. Фільтр має постійний порядок 5, що означає, що він може обробляти лише 5 вибірок за раз, але цей параметр може бути легко змінений користувачем на будь-яке необхідне значення.

Реалізація використовує вхідний масив (x), щоб зберігати попередні вхідні вибірки, та вихідний масив (y), щоб зберігати попередні вихідні вибірки. Функція process() приймає нову вхідну вибірку, зсуває всі існуючі вибірки вхідного та вихідного масивів на одну позицію та обчислює вихідну вибірку, використовуючи передавальну функцію фільтра. Вихідна вибірка потім зберігається в вихідному масиві та повертається як вихід фільтра.

Передавальна функція фільтра реалізована за допомогою різницевого рівняння в часовому домені. Вихідна вибірка (yn) обчислюється як зважена сума вхідних вибірок (x) та попередніх вихідних вибірок (y) за допомогою коефіцієнтів фільтра як для чисельника (b), так і для знаменника (a). Ця

реалізація передбачає, що всі коефіцієнти вже були обчислені та призначені масивам коефіцієнтів фільтра.

Зауважте, що реалізація використовує функцію «memmove()» для зсуву вхідних і вихідних масивів, вона призначена для використання в середовищі з обмеженим обсягом пам'яті, але також це набагато швидше, ніж зсув вручну для кожної пари входів або виходів. Такі збереження дозволяють мікроконтролеру обробляти більше даних набагато швидше.

Після фільтрування сигналу фільтром Баттерворта та нормалізації вихідних значень ми отримуємо сигнал, що має деяку кількість шумів. Щоб запобігти створенню нестабільного керуючого впливу на електромотори системи було імплементовано цифровий фільтр Калмана. Окрім цього якщо застосовувати систему без опції частотної модуляції ІЧ випромінювача це дозволяє позбутись шумів на сенсорах. Для того, щоби використовувати фільтр Калмана для оцінювання внутрішнього стану процесу, маючи лише послідовність зашумлених спостережень, необхідно змоделювати процес відповідно до моделі фільтру Калмана. Це означає задання наступних матриць: F_k , моделі переходу станів; H_k , моделі спостереження; Q_k , коваріації шуму процесу; R_k , коваріації шуму спостереження; та іноді B_k , моделі керування, для кожного моменту часу, k [22] [1].

$$\begin{aligned}x_k &= F_k x_{k-1} + B_k u_k + w_k, \\w_k &\sim N(0, Q_k),\end{aligned}\tag{3.18}$$

де F_k – модель переходу стану для попереднього стану x_{k-1} , B_k - модель впливів керування, що застосовується до вектора керування u_k , w_k – шум процесу, що має нормальний розподіл з нульовим середнім значенням та коваріацією Q_k ;

У момент вимірювання z_k справжнього стану x_k отримується за наступною формулою:

$$\begin{aligned}z_k &= H_k x_k + v_k, \\v_k &\sim N(0, R_k),\end{aligned}\tag{3.19}$$

де H_k є моделлю спостереження, що відображає простір справжнього стану у спостережуваний простір, і v_k є шумом спостереження, що, як вважається, є гаусовим білим шумом з нульовим середнім значенням і з коваріацією R_k ;

Фільтр Калмана є рекурсивним, а отже для роботи йому необхідний тільки минулий стан та поточні дані. Це надає перевагу над пакетними фільтрами, які для своєї роботи потребують збір та збереження масиву даних. Щоб зберегти стан фільтра використовуються дві змінні: $\hat{x}_{k|k}$ – оцінка стану в момент часу k при заданих спостереженнях по момент часу k включно та $P_{k|k}$ – коваріаційна матриця помилок. Алгоритм фільтра Калмана можна розділити на дві частини – стадія передбачення та уточнення [1].

Стадія передбачення використовує оцінку стану з попереднього моменту часу для отримання оцінки стану в поточний момент часу.

$$\hat{x}_{k|k} = F_k \hat{x}_{k-1|k-1} + B_k u_k, \quad (3.20)$$

$$P_{k|k-1} = F_k P_{k-1|k-1} F_k^T + Q_k. \quad (3.21)$$

Розрахунки в цій стадії включають в себе рівняння (3.20) – розрахунок передбаченої оцінки стану та (3.21) – коваріація передбаченої оцінки.

$$\tilde{y}_k = z_k - H_k \hat{x}_{k|k-1}, \quad (3.22)$$

$$S_k = H_k P_{k|k-1} H_k^T + R_k, \quad (3.23)$$

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^T S_k^{-1}, \quad (3.24)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k-1|k-1} + K_k \tilde{y}_k, \quad (3.25)$$

$$P_{k|k} = (I - K_k H_k) P_{k|k-1}. \quad (3.26)$$

В стадії уточнення необхідні розрахувати наступні значення: (3.22) - відхилення вимірювання, (3.23) - коваріація відхилення, (3.24) - оптимальний передавальний коефіцієнт Калмана, (3.25) - оновлена оцінка стану, (3.26) - коваріація оновленої оцінки [22].

В розробленому модулі присутні наступні функції (рисунок 3.30): `getAngle` – повертає відфільтроване значення кута, для цього йому необхідно передати значення кута зібране з датчика, кутову швидкість в цій площині та час, що

пройшов в секундах. Функція `setAngle` відповідає за встановлення початкового кута нахилу, що необхідно для майбутніх розрахунків [1].

```
// The angle should be in degrees and the rate should be in degrees per second
and the delta time in seconds
float getAngle(float newAngle, float newRate, float dt);

void setAngle(float angle); // Used to set angle, this should be set as the
starting angle
float getRate(); // Return the unbiased rate

/* These are used to tune the Kalman filter */
void setQangle(float Q_angle);
void setQbias(float Q_bias);
void setRmeasure(float R_measure);

float getQangle();
float getQbias();
float getRmeasure();
```

Рисунок 3.30 – Лістинг класу фільтра Калмана[11]

Завдяки функції `getRate` можна також отримати відфільтроване значення кутової швидкості. Для тонкого калібрування фільтру використовуються функції `setQangle`, `setQbias` та `setRmeasure`. `Q_angle` - дисперсія шуму процесу для акселерометра, `Q_bias` - дисперсія шуму процесу для зміщення гіроскопа, `R_measure` - дисперсія шуму вимірювання.

В конструкторі класу `Kalman` проводиться початкова ініціалізація змінних. Виставляються початкові значення для вищезгаданих `Q_angle`, `Q_bias` та `R_measure`, які в подальшому можна корегувати для кращої роботи. Також заповнюється матриця коваріації помилок $P[2][2]$, так як на даний момент відоме точне положення та швидкість в початковий момент необхідно заповнити її нульовим значенням [1].

Функція `getAngle` зображена на рисунку 3.31. Алгоритм отримання даних можна умовно поділити на сім кроків. Стадія передбачення включає в себе перші 2 кроки. В першому кроці виконуються дискретні рівняння оновлення часу фільтра Калмана, формула (3.20), обраховується змінна `rate` та `angle`. Наступним кроком буде обрахування нових значень для матриці коваріації помилок P - рівняння(3.21). Після цього починається стадія уточнення, в якій обчислення ведуться за формулами (3.22) - (3.26).

```

float Kalman::getAngle(float newAngle, float newRate, float dt) {
    // Discrete Kalman filter time update equations - Time Update ("Predict")
    /* Step 1 */
    rate = newRate - bias;
    angle += dt * rate;

    // Update estimation error covariance - Project the error covariance ahead
    /* Step 2 */
    P[0][0] += dt * (dt * P[1][1] - P[0][1] - P[1][0] + Q_angle);
    P[0][1] -= dt * P[1][1];
    P[1][0] -= dt * P[1][1];
    P[1][1] += Q_bias * dt;

```

Рисунок 3.31 – Лістинг класу фільтра Калмана[11]

На рисунку 3.32 знаходиться стадія уточнення. На кроці номер 3 рахується відхилення вимірювання (3.22). Крок 4 включає в себе обрахування коваріації відхилення(3.23). Далі в кроці 5 обраховується коефіцієнт Калмана за формулою (3.24), що на виході являє собою вектор 2 на 1. Після цього необхідно оновити оцінку стану(3.25), що на виході дає шуканий кут. Останнім кроком іде розрахунок коваріації оновленої оцінки (3.26), що знову оновлює значення в матриці P. Вкінці функція повертає отриманий кут [1].

```

// Discrete Kalman filter measurement update equations - Measurement Update
("Correct")
// Calculate angle and bias - Update estimate with measurement zk (newAngle)
/* Step 3 */
float y = newAngle - angle; // Angle difference

// Calculate Kalman gain - Compute the Kalman gain
/* Step 4 */
float S = P[0][0] + R_measure; // Estimate error
/* Step 5 */
float K[2]; // Kalman gain - This is a 2x1 vector
K[0] = P[0][0] / S;
K[1] = P[1][0] / S;
/* Step 6 */
angle += K[0] * y;
bias += K[1] * y;

// Calculate estimation error covariance - Update the error covariance
/* Step 7 */
float P00_temp = P[0][0];
float P01_temp = P[0][1];

P[0][0] -= K[0] * P00_temp;
P[0][1] -= K[0] * P01_temp;
P[1][0] -= K[1] * P00_temp;
P[1][1] -= K[1] * P01_temp;

return angle;

```

Рисунок 3.32 – Лістинг класу фільтра Калмана[11]

На рисунках 3.33 та 3.34 зображено результат роботи даного фільтру даних на практиці. Проте так як даний датчик повертає значення практично без

шуму, для демонстрації роботи було прийнято рішення застосувати генератор шуму. Генератор включає в себе отримання випадкового числа, та обчислення суми з реальним значенням з датчика. Як видно з графіку, фільтр Калмана чудово справляється з даним шумом (графік unfiltered), та легко отримує значення(графік filtered), яке подібне на реальне(графік real).

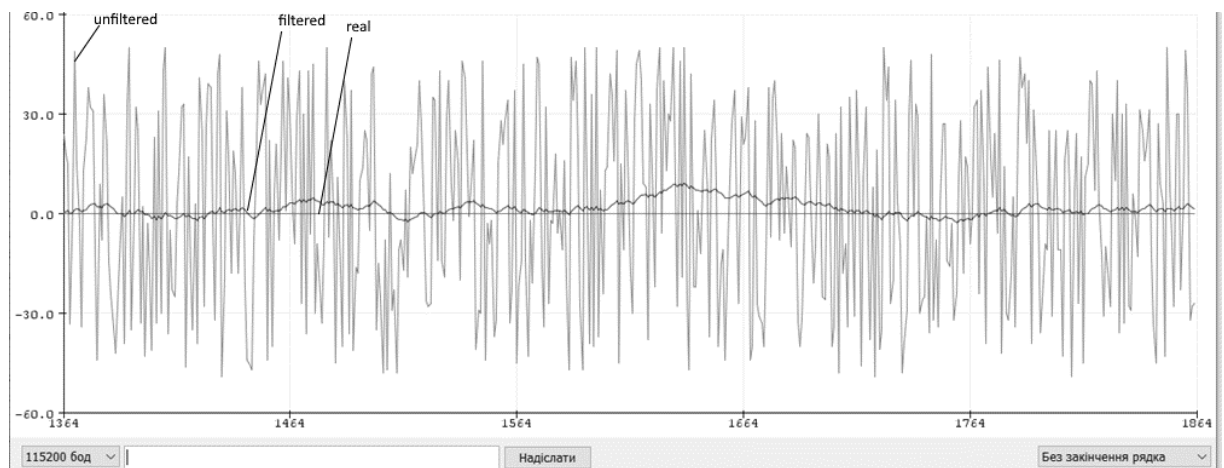


Рисунок 3.33 – Результат роботи фільтру

Проте, як видно на рисунку 3.34 фільтр може добавляти затримку сигналу, тому для отримання точних даних необхідно проводити точну калібрування і підбір значень для Q_angle , Q_bias та $R_measure$. Також результат фільтрування не є ідеальним, так як на сигнал діє не білий Гаусівський шум, а генератор випадковим чисел з ненормальним розподілом [1].

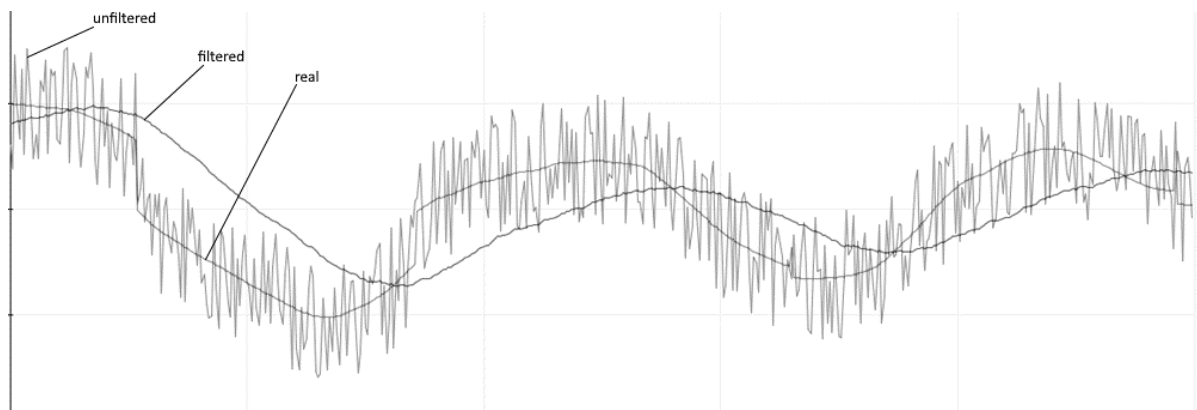


Рисунок 3.34 – Зображення ефекту затримки фільтру

4 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МАКЕТУ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ СКИДАНИМИ БОЄПРИПАСАМИ

4.1 Вибір інфрачервоних сенсорів та його будова

Більшість систем пошукових пристроїв базуються на деякому виді фокальної площини для забезпечення кінцевого наведення на об'єкт. Інфрачервоні (ІЧ) фокальні площини є популярним вибором серед технологій фокальної площини через їхню легкість використання, складність виявлення довжини хвилі ІЧ противником та низькі матеріальні витрати. Наступні розділи наводять властивості та характеристики роботи, які дозволяють цим пристроям розраховуватися в наведених снарядах.

При злитті атомів для формування кристалічної твердої речовини їх зовнішні енергетичні рівні перекриваються, утворюючи електронні зони. Зона, що знаходиться на зовнішньому рівні та має вищу енергію називають валентною зоною. За цією зоною слідує "зона енергії", за якою знаходиться зона провідності, заповнена лише високоенергетичними термічно збудженими електронами [9]. У металах валентна та зона провідності перекриваються, що створює можливість для вільного руху електронів або провідності. У разі ізоляторів зазначена зона широка, що дуже ускладнює перехід електронів до зони провідності [9]. Напівпровідники, такі як кремній (Si), германій (Ge), олово (Sn), свинець (Pb) та інші, мають зазначену зону енергії, що знаходиться номінально між металами та ізоляторами. Якщо в напівпровідниковому кристалі вводиться достатньо термічної енергії, то деякі (або всі) електрони у валентній зоні досягнуть необхідного рівня збудження, щоб перейти до зони провідності. Кожен електрон, який може здійснити стрибок з валентної зони до зони провідності, залишає за собою позитивно заряджену "діру", яка разом із електронами у зоні провідності допомагає сприяти електричній провідності матеріалу.

Можна покращити електропровідність напівпровідника за допомогою процесу, званого "допінгування". Допінгування полягає у введенні певних хімічних домішок до кристалічної структури матеріалу [9]. Залежно від складу зарядів у валентній зоні домішки, допінг, як правило, додає до матеріалу електрон або дірку, які відповідно називаються донорами або акцепторами. Додавання домішки з більшою кількістю електронів у валентній зоні, ніж у вихідному атому, передасть більше електронів до зони провідності і залишить додаткові позитивно заряджені дірки, створюючи "n-тип" напівпровідника. Додавання домішки з меншою кількістю електронів у валентній зоні зробить зворотне - створить "р-тип" напівпровідника. Цей процес ефективно скорочує ширину забороненої зони та дозволяє легше пересуватися електронам у зону провідності.

Майже всі матриці, що доступні сьогодні, складаються з напівпровідників, в яких n-типовий матеріал та р-типовий матеріал поєднуються у дуже тісному контакті. Ця процедура складання створює те, що називається P-N переходом. Цей перехід показано на рисунку 4.1. У P-N переході протилежні носії заряду (діри та електрони) дифундують через інтерфейс, усуваючи один одного у процесі рекомбінації. Проте біля інтерфейсу дифузія зупиняється електричним полем, створеним процесом рекомбінації, що залишає решту іонів сконцентрованими тісно на обох боках в області, яку називають областю вичерпання [9].

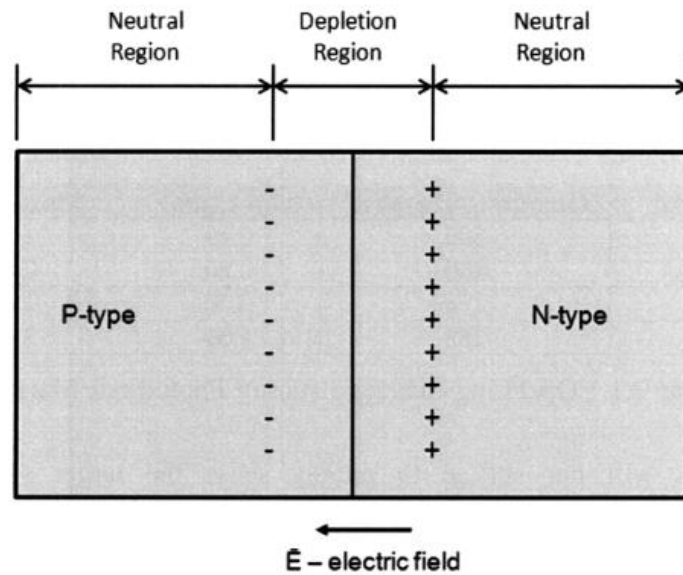


Рисунок 4.1 – Ілюстрація P – N переходу

Матриці фотодіодів, які складаються зі зображувальних масивів ПЗЗ (Прилад із зарядовим зв'язком) і інших типів фотодетекторів та пристроїв позиційного виявлення, є просто комбінацією багатьох P-N з'єднань, розташованих у 2D матриці. Коли достатня джерело енергії, таке як фотон або група фотонів, вдаряє в поверхню матриці фотодіодів, воно здатне збудити електрон в межі знезарядження, щоб створити рухливого електрона та додатньо заряджений діру. Ці носії заряду подальшому вимушені вийти з меж знезарядження за допомогою вбудованого електричного поля, створюючи фотострум через зовнішню ланку, що пропорційна кількості енергії, що надходить на поверхню матриці фотодіодів [10]. Це явище називається фотовольтаїчним ефектом та є принципом роботи багатьох застосувань фотовиявлення, включаючи виявлення лазерного сигналу в керованому боєприпасі. Таким чином, можна розмістити матрицю фотодіодів на фокальній точці лінзи в голові керованого боєприпасу, щоб виявити кількість енергії певної довжини хвилі в полі зору лінзи. Вибір матеріалу для самої фокальної площини буде відрізнятися в залежності від застосування, умов експлуатації та бажаної довжини хвилі. Різні енергії забороненої зони

напівпровідникових матеріалів визначають окремі довжини хвиль, на які вони чутливі.

Вибір матеріалу для самої фокальної площини буде відрізнятися залежно від застосування, для якого він використовується, робочого середовища, а також бажаної довжини хвилі. Різні енергії зазору півпровідникових матеріалів визначають окремі довжини хвиль, на які вони чутливі. Матеріали, що складають найбільш поширені фотодетектори для керованих боєприпасів, - це кремній, індій-галієвий арсенід (InGaAs), германій та сульфід свинцю (PbS). Ці конкретні матеріали настільки поширені, оскільки вони добре реагують на хвилі лазера, які в даний час використовуються для позначення бажаної цілі, які зазвичай становлять від 1 до 1,5 пм [7]. У таблиці 4.1 наведено кілька характеристик цих загальноживаних матеріалів фотодіодних пристроїв [10].

Таблиця 4.1 – Робочі характеристики фотодіодних матеріалів

Матеріал	Операційна температура	Мін. $\lambda(\mu\text{m})$	Макс. $\lambda(\mu\text{m})$
Si	300	0.19	1.10
InGaAs	300	0.80	2.60
Ge	193	0.40	1.70
PbS	253	1.00	3.50

Загалом, недостатньо просто виявити підпис цілі серед її оточення. Фокальні площини на керованих снарядах повинні мати певні можливості позиційного виявлення / коригування, щоб направляти систему керування польотом снаряду до цілі. З цієї причини багато інфрачервоних фокальних площин розділені на чотири окремі області, називані квадрантами, розділені чутливим до ІЧ матеріалом товщиною приблизно кілька мікрометрів. Комерційні квадрантні детектори, показані на рис. 4.2[1], виявляють інтенсивність сигналу на кожному з чотирьох елементів для визначення точного положення вхідної радіаційної підпису.

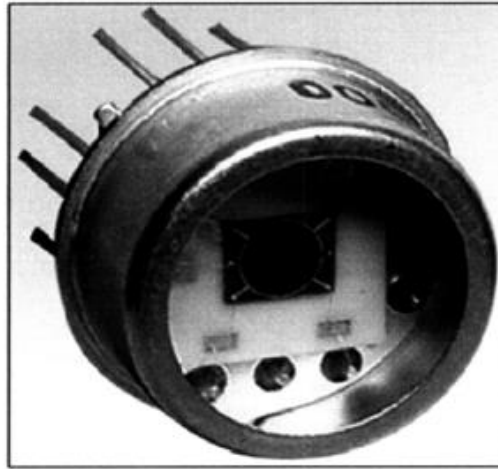


Рисунок 4.2 – Вигляд квадрантного детектора

Положення (x, y) ГЧ випромінювання, описаного на рис. 4.3, обчислюється зваженим середнім значенням вихідних значень фотоструму згідно з рівняннями 4.1 і 4.2 [12].

$$x = \frac{(I_{X2} + I_{Y1}) - (I_{X1} + I_{Y2}) L_X}{I_{X1} + I_{X2} + I_{Y1} + I_{Y2}} \frac{L_X}{2} \quad (4.1)$$

$$y = \frac{(I_{X2} + I_{Y2}) - (I_{X1} + I_{Y1}) L_Y}{I_{X1} + I_{X2} + I_{Y1} + I_{Y2}} \frac{L_Y}{2} \quad (4.2)$$

де I_i — вихідний фотострум у вузлі i , а L_x і L_y — як показано на малюнку 2.4. Вихідні координати від квадрантного детектора (рисунок 4.3) пропорційні похибці курсу ракети на ціль і подаються на бортовий комп'ютер керованого боєприпасу для оперативного керування відхиленнями приводу поверхні. Ці корекції керуючої поверхні центрують промінь (фактично обнуляючи похибку курсу) на фокальній площині, щоб переконатися, що він знаходиться на курсі зіткнення з ціллю.

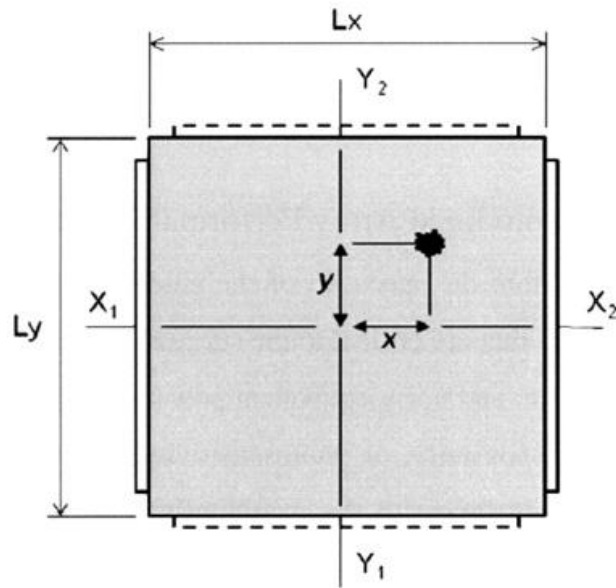


Рисунок 4.3 – Поділ активної зони

У межах застосування керованих боєприпасів є кілька параметрів продуктивності, які є критичними для успіху квадрантної фотодіодної матриці. Ці параметри включають чутливість, темновий струм та шумову еквівалентну потужність (NEP).

Чутливість, або фоточутливість, - це стала пропорційності детектора, яка пов'язує вихідний фотострум з потужністю вхідного сигналу. Одиниці чутливості - Ампер/Ват (А/Вт), а типові значення фоточутливості фотодіодів варіюються вздовж чутливого діапазону хвильових довжин детектора. Фотодіоди на основі кремнію проявляють відгуки від УФ-частини ЕМ-спектру, через видимий діапазон хвильових довжин до близько-інфрачервоних діапазонів хвильових довжин. Типовий графік чутливості показаний на рис. 4.4 [12]. Для додаткових застосувань при низькому рівні освітлення або низькій потужності ЕМ, чутливість може бути занадто низькою для виведення досить великого фотоструму. У такій ситуації фотодіод повинен включати посилення фотонів для досягнення фотоструму, який перевищує NEP. Фотодіоди з аваланш-посиленням (APD) забезпечують це посилення, оскільки їх склад дозволяє внутрішню множення, або

"авалансування", окремих фотонів, що вдаряють у фокальну площину. При розгляді використання в керованих боєприпасах, фоточутливість (рисунок 4.4) повинна бути достатньо високою, щоб дозволити фокальній площині належним чином розпізнати підпис об'єкту серед фонового та внутрішнього шуму.

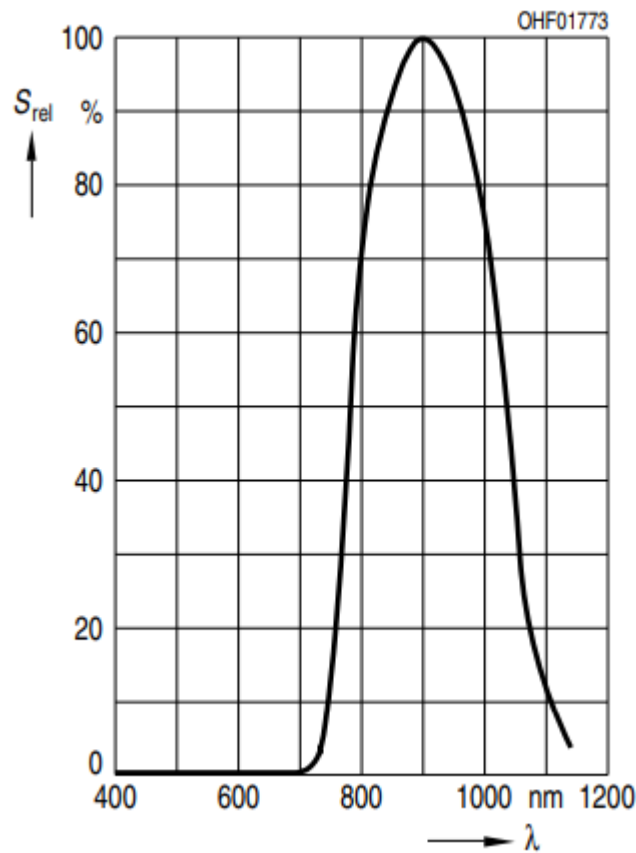


Рисунок 4.4 – Графік чутливості SFH203FA

Темний струм відноситься до фотоструму, що виникає в детекторі, коли на його поверхню не падає електромагнітне випромінювання, а обернена напруга застосовується через з'єднання фотодіода. Це аналогічно розміщенню детектора в "темній коробці" та вимірюванню виходу. Темний струм виникає через природні неузгодженості в процесах та матеріалах виробництва пристрою, і спричинює внутрішній шум детектора. Для більшості детекторів,

що використовуються в направлених ракетах, темний струм є головним фактором при обчисленні чутливості детектора (NEP).

За умови, що потужність сигналу перевищує потужність фону навколишнього середовища цільової області, NEP, як правило, відноситься до зваженого середнього значення фотонного шуму детектора, що залежить від темного струму, та шуму Джонсона, що залежить від температури робочого середовища детектора.

При розробці макету даної системи було вирішено використати матрицю фотодіодів SFH203FA в якості детектору інфрачервоного випромінювання. Це дозволяє значно знизити ціну макету. Схема підключення фотодіодної матриці зображена на рисунку 4.5.

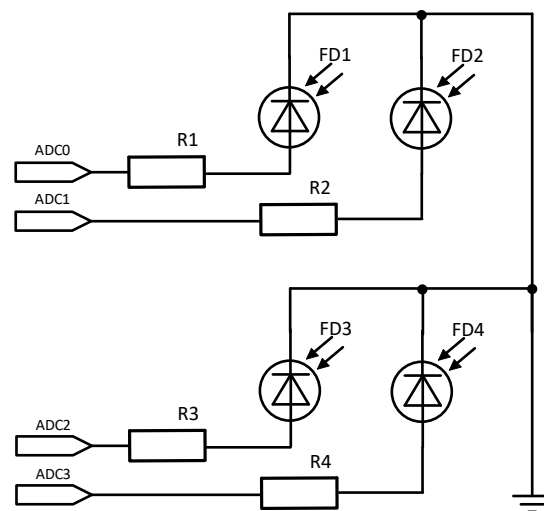


Рисунок 4.5 – Схема підключення фотодіодної матриці

На рисунку ми можемо побачити 4 фотодіода FD1 – FD4, при потраплянні на них інфрачервоного випромінювання вони починають генерувати струм пропорційний потужності випромінювання. Через токообмежуючі резистори R1 – R4 сигнал з фотодіодів потрапляє на піни ADC0 – ADC3 мікроконтролеру Atmega328p. Мікроконтролер зчитує напругу на пінах та за допомогою АЦП отримує числові дані величини напруги сигналу.

Далі необхідно перетворити отримані дані в вектор напрямку руху. Так як макет побудований так, що фотодіодна матриця стоїть паралельно сервоприводу, що рухає платформу в площині X, та перпендикулярно до осі Y. Таким чином, щоб обрахувати похибку наведення ми можемо застосувати наступну формулу:

$$\Delta x = (ADC0 + ADC2) - (ADC1 + ADC3), \quad (4.3)$$

$$\Delta y = (ADC0 + ADC1) - (ADC2 + ADC3), \quad (4.4)$$

де ADC0 – ADC3 значення напруги на відповідних пінах, отримане за допомогою АЦП мікроконтролеру.

Таким чином ми можемо визначити з якої сторони знаходиться випромінювання і навести платформу на неї. Знак Δx та Δy виражають сторону, в яку необхідно рухатись платформі, щоб опинитись над ціллю. Вигляд детектора зображено на рисунку 4.6.

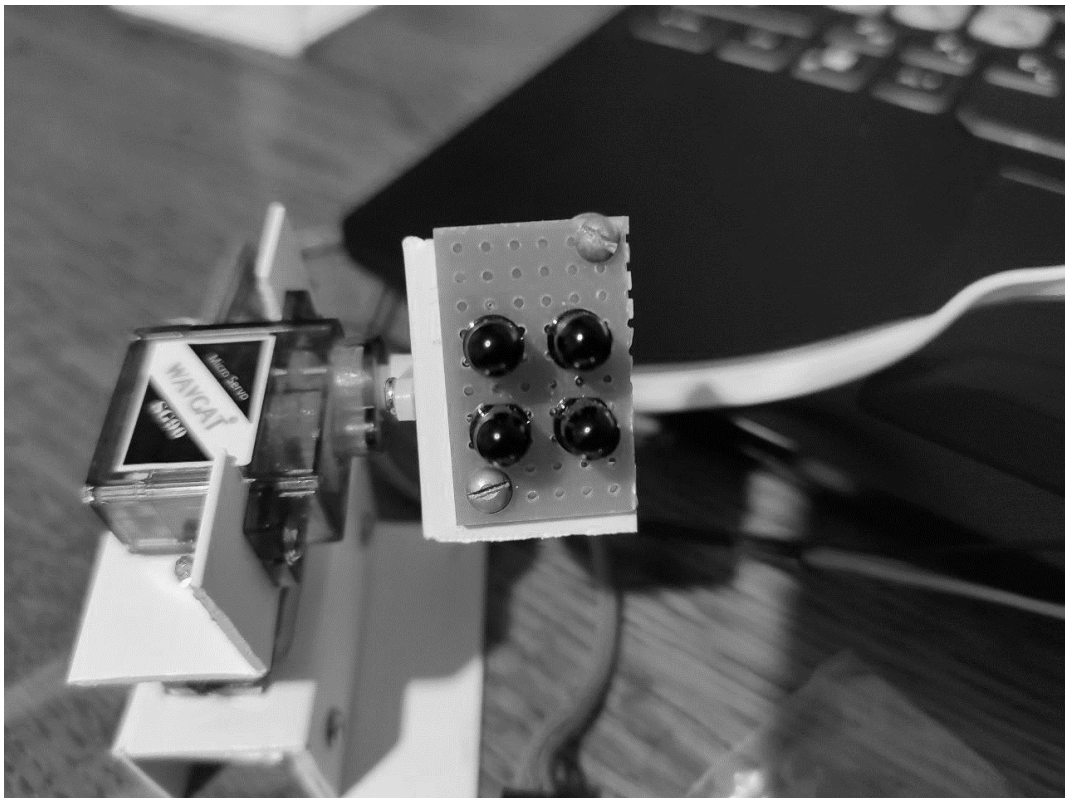


Рисунок 4.6 – Вигляд фотодіодної матриці на макеті системи

Щоб отримувати дані з 4х різних пінів необхідно модифікувати код мікроконтролера таким чином, що після кожного нового заміру зчитування відбувається на наступному піні, і вкінці повертається назад. Лістинг коду зображений на рисунку 4.7.

```

ISR(ADC_vect)
{
    //Write data from ADC to data array
    //data[offsetW + counter++] = ADCH;
    //If ADC buffer is full
    a[muxCounter][counter] = ADCH;
    ADMUX++;
    muxCounter++;
    if (muxCounter > 3)
    {
        muxCounter = 0;
        ADMUX = ADMUXStart;
        counter++;
    }

    if (counter == buffL) [[unlikely]]
    {
        //Clean counter
        counter = 0;
    }
}

```

Рисунок 4.7 – Лістинг коду збору даних з фотодіодного детектора

Цей фрагмент коду написаний на мові C ++ для обробника переривань (ISR), який викликається при перериванні аналого-цифрового перетворювача (ADC). Мета цього обробника полягає в тому, щоб зчитувати аналогові значення напруги з датчика і зберігати їх у масиві "a" в циклічному буфері фіксованої довжини "buffL".

При виклику переривання ADC виконується обробник переривання. Зчитується поточне аналогове значення напруги з ADC та зберігається в масиві "a" на поточній позиції, визначеній змінними "muxCounter" та "counter".

Змінна "muxCounter" інкрементується для переходу до наступного каналу ADC. ADC може зчитувати з кількох каналів, тому регістр "ADMUX" (аналого-цифровий мультиплексор) інкрементується для переходу до наступного каналу. Якщо всі канали вже прочитано, то "muxCounter" скидається на 0, а "ADMUX" скидається на початкове значення, визначене змінною "ADMUXStart". Змінна "counter" інкрементується для переходу до наступної позиції в циклічному буфері. Якщо буфер заповнено, тобто "counter" дорівнює "buffL", то "counter" скидається на 0 для повторного заповнення циклічного буфера. Атрибут "[[unlikely]]" є підказкою для компілятора, що умова (counter == buffL) малоімовірна, що допомагає з оптимізацією продуктивності. На рисунку 4.8 зображено результат роботи даного коду отриманий через послідовний порт.

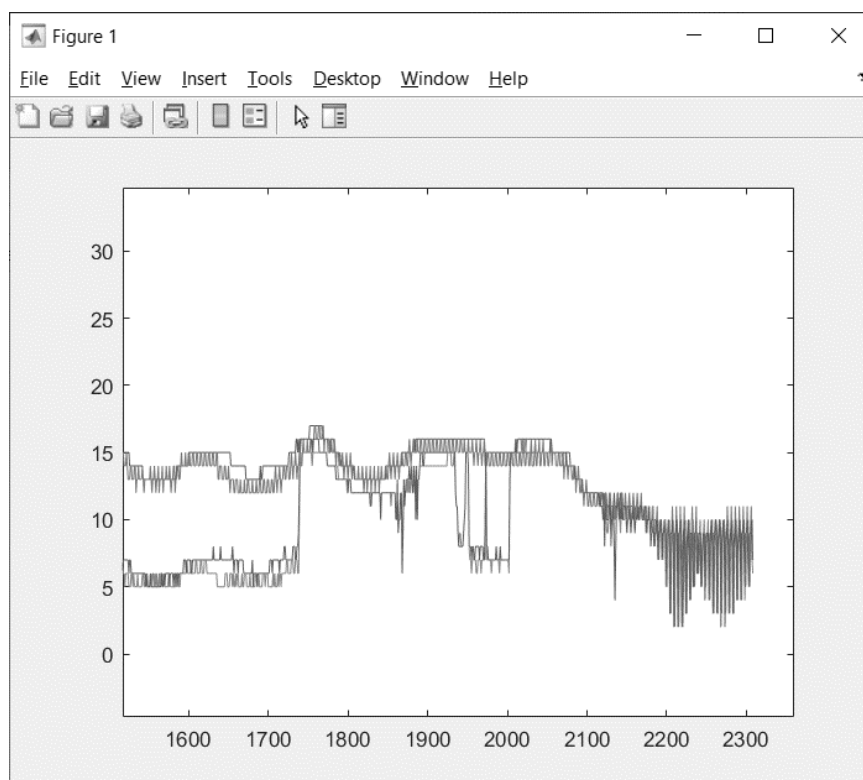


Рисунок 4.8 – Графік даних з детектора

4.2 Опис схеми електричної принципової макету системи

Розроблена електрична принципова схема макету лазерної системи керування скиданими боєприпасами присутня на листах Додаток Г, Плакат 5 та Плакат 6. Дана схема була розроблена з урахуванням інформації, що написана в попередніх розділах даної роботи. На етапі проектування були використані активні елементи, в особливості діоди та світлодіоди для індикації та пасивні компоненти: резистори і конденсатори.

Для забезпечення живлення схеми було побудовано блок живлення, який містить стабілізатори напруги на 3,3В та 5В. Змінний струм 12В подається з трансформатора через роз'єм XS2, і для вирівнювання струму застосовується діодний міст, який складається з чотирьох діодів VD1, VD2, VD3 та VD4. Це дозволяє перетворити вхідну синусоїду змінного струму на пульсуючий постійний струм. Щоб знищити дану пульсацію, використовується конденсатор великої ємності C3. Стабілізатор напруги DA1 забезпечує стабільність на виході в 5В і захищає елементи від великих пульсацій напруги. Так як деякі елементи схеми вимагають 3,3В для своєї роботи, було вирішено додати до схеми ще один стабілізатор напруги DA2, який перетворює вхідні 5В в 3,3В. Після стабілізаторів стоять конденсатори C4 та C12 для фільтрування високочастотних шумів, а на вході живлення кожної мікросхеми також стоять конденсатори меншої ємності C5, C6, C13, C17, C18, C19, які виконують таку саму функцію та захищають електроніку.

78L05 - це лінійний регулятор напруги, що забезпечує стабілізацію вихідної напруги на постійному рівні. Принцип роботи цієї схеми полягає в використанні зворотного зв'язку для забезпечення стабільної вихідної напруги. Схема має три входи: вхідну напругу (input voltage), землю (ground) та вихідну напругу (output voltage). При підключенні вхідної напруги до вхідного піна, схема використовує внутрішні резистори та транзистори для зниження вхідної напруги до бажаного рівня. У випадку 78L05, внутрішні

резистори використовуються для поділу вхідної напруги на визначене співвідношення, а внутрішні транзистори використовуються для забезпечення стабілізації вихідної напруги на постійному рівні. При підключенні навантаження до вихідного піна, зворотний зв'язок використовується для регулювання вихідної напруги на постійному рівні. Коли вихідна напруга підвищується до вищого рівня, зворотний зв'язок включає внутрішні транзистори для зниження вихідної напруги до бажаного рівня. Навпаки, коли вихідна напруга знижується, зворотний зв'язок вимикає транзистори для збільшення вихідної напруги до бажаного рівня. Цей процес стабілізації вихідної напруги відбувається на протязі всього діапазону вхідних напруг та при різних навантаженнях на вихідному піні. 78L05 забезпечує стабільну вихідну напругу на постійному рівні. Максимальна вхідна напруга для 78L05 становить 35 В, що означає, що будь-яка напруга, що перевищує цей рівень, може пошкодити схему. Максимальна вихідна напруга для 78L05 становить 5 В, тому вихідна напруга буде стабільною тільки при значеннях в межах від 5 В до 35 В. Максимальна потужність для 78L05 залежить від вхідної напруги та розподілу потужності між входом та виходом. Якщо вхідна напруга складається з 12 В, а вихідна напруга - з 5 В, максимальна потужність складе близько 625 мВт. Збільшення вхідної напруги або зменшення різниці між вхідною та вихідною напругами призведе до збільшення максимальної потужності та нагрівання схеми. 78L05 може використовуватися у різних застосуваннях, включаючи живлення схем мікроконтролерів, драйверів моторів та інших електронних компонентів, де необхідна стабільна вихідна напруга.

Мікроконтролер DD1 відповідає за управління роботою всієї схеми і має вбудований тактовий генератор, частоту якого встановлює кварцовий резонатор BQ1[3]. Щоб забезпечити стабільну роботу генератора, використовуються конденсатори C1 та C2. Користувацький інтерфейс має вигляд USB-підключення до комп'ютера через роз'єм XS1. Для підтримки

зв'язку за допомогою технології USB використовується мікросхема DD2 в якості інтерфейсу USB до послідовного UART[10]. Мікроконтролер DD1 підключається до TXD та RXD портів DD2(FT232RL) за допомогою токообмежуючих резисторів R3 та R4. Для відображення передачі даних використовуються світлодіоди VD5 та VD6 з відповідними резисторами R1 та R2 з номіналом 1 кОм.

Схема FT232RL - це інтерфейс USB-серійний перетворювач, який дозволяє підключати пристрої з інтерфейсом UART до комп'ютера через USB-порт. Принцип роботи цієї схеми полягає в перетворенні сигналів UART на сигнали USB та навпаки. Схема містить в собі мікроконтролер, який відповідає за роботу пристрою. Для забезпечення зв'язку між мікроконтролером та комп'ютером використовується USB-контролер та аналогово-цифровий перетворювач, який дозволяє перетворювати сигнали від USB-контролера на сигнали UART. Однією з ключових особливостей схеми FT232RL є підтримка різноманітних швидкостей передачі даних через інтерфейс USB. Вона може підтримувати швидкості передачі даних до 12 Мбіт/с, залежно від налаштувань. Схема FT232RL також має декілька додаткових функцій, таких як автоматичне визначення швидкості передачі даних, підтримка різних форматів даних та підтримка різних рівнів напруги для підключення різних типів пристроїв з інтерфейсом UART.

Зворотній зв'язок про розміщення інфрачервоного випромінювання мікроконтролер отримує через конектор XS3 з фотодіодної матриці. Ця матриця складається з фотодіодів FD1 – FD4, та дозволяє, шляхом порівняння, визначити напрямок ІЧ сигналу. Щоб вберегти мікроконтролер від надлишкового струму Фотодіоди під'єднані через резистори з невеликим опором. Для керування положенням платформи було використано 2 сервомотори, які приєднуються через конектор XS4 та XS5. Керування серво виконуються за допомогою модульованого сигналу з мікроконтролера (рисунок 4.9).

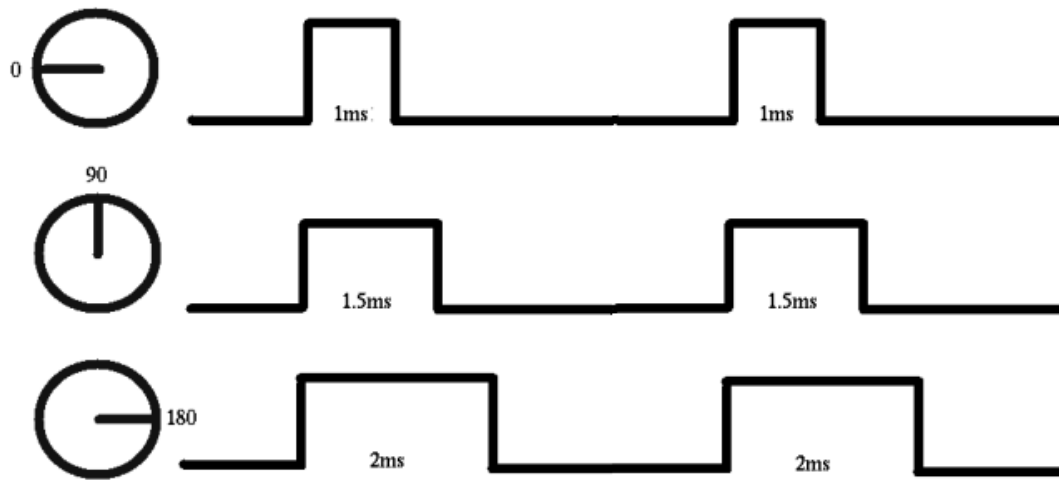


Рисунок 4.9 – Принцип роботи сервомотора

Сервомотор - це електричний двигун, що використовується для точного керування рухом об'єкта. Принцип роботи сервомотора полягає в тому, що він використовує зворотний зв'язок для контролю положення об'єкта, який він приводить у рух. Сервомотор складається з двох основних компонентів: електричного двигуна і системи контролю. Система контролю містить мікроконтролер, який приймає сигнали від датчиків, що визначають положення об'єкта, і відправляє сигнали на електричний двигун, щоб він рухався в потрібному напрямку та з необхідною швидкістю. Коли сервомотор отримує команду на переміщення об'єкта, мікроконтролер перевіряє поточне положення об'єкта за допомогою вбудованого датчика, звичайно енкодера, та порівнює його з бажаним положенням. Якщо поточне положення не відповідає бажаному, мікроконтролер відправляє сигнал на електричний двигун, щоб він рухався до необхідного положення. Коли об'єкт досягає бажаного положення, мікроконтролер припиняє відправляти сигнали на електричний двигун, і сервомотор зупиняється.

Таким чином, принцип роботи сервомоторів полягає в тому, що вони використовують зворотний зв'язок для точного контролю за положенням

об'єкта, який вони приводять у рух. Це дозволяє використовувати сервомотори для точного керування рухом об'єктів у багатьох різних застосуваннях, таких як робототехніка, автоматичні системи керування, авіаційна техніка та інші. Змінюючи довжину імпульсу мікроконтролер має можливість точно виставити кут повороту сервомотору. Аби вберегти мікроконтролер від перевантаження використовується двоканальний драйвер DD4, який в даному випадку підсилює вихідний сигнал.

L9110 (DD4) - це двоканальний драйвер мотора, який дозволяє керувати обертанням двигунів з постійним струмом. Основний принцип роботи схеми полягає в тому, що вона має два транзистори, які керують роботою двигуна. Перша частина схеми - це входи IN1 та IN2, які приймають сигнали від мікроконтролера або іншого джерела керування. При подачі сигналу на вхід IN1, транзистор Q1 відкривається, а транзистор Q2 закривається. Це дозволяє струму проходити через один з контактів двигуна, що зумовлює рух у напрямку "А". При подачі сигналу на вхід IN2, транзистор Q2 відкривається, а транзистор Q1 закривається. Це дозволяє струму проходити через інший контакт двигуна, що зумовлює рух у напрямку "В". Схема також має два вихідних піни для керування двигуном: OUT1 і OUT2. Коли транзистор Q1 відкритий, напруга на виході OUT1 знижується до дуже низького рівня (нульового), що дозволяє струму проходити через контакт двигуна, що знаходиться на стороні "А". При цьому напруга на виході OUT2 збільшується до високого рівня (логічна "1"), що дозволяє забезпечити плавний рух двигуна в напрямку "А". Коли транзистор Q2 відкритий, напруга на виході OUT2 знижується до дуже низького рівня (нульового), що дозволяє струму проходити через контакт двигуна, що знаходиться на стороні "В". При цьому напруга на виході OUT1 збільшується до високого рівня (логічна "1"), що дозволяє забезпечити плавний рух двигуна в напрямку "В". Таким чином, за допомогою схеми L9110 можна контролювати напрямок руху двигуна та його швидкість. Крім того, схема має захист від перевантажень і короткого

замикання. Якщо поточний навантаження на двигун перевищує допустимий рівень, вбудований захист автоматично відключає живлення схеми для запобігання пошкодженню двигуна. Якщо відбувається коротке замикання, схема також автоматично вимикає живлення для запобігання подальших пошкоджень.

4.3 Опис схеми алгоритму

Для опису роботи макету системи було створено схеми алгоритму роботи Додаток Г, Плакат 1 та Плакат 2. Алгоритм системи складається з 25 елементів. Загальний алгоритм роботи виглядає наступним чином:

Підключення бібліотек, ініціалізація сервоприводів та налаштування порту для зчитування даних зі світлочутливого датчика. Завдяки вбудованій функції `setup()` налаштовуються наступні параметри: швидкість передачі даних через послідовний порт (230400 біт/с), налаштування аналого-цифрового перетворювача (ADC) для зчитування даних зі світлочутливого датчика та змінні для керування кутом повороту сервоприводів.

Відбувається початок безперервного зчитування даних зі світлочутливого датчика та запис цих даних в масив `a[muxCounter][counter]`, де `muxCounter` - лічильник, що визначає канал ADC для зчитування даних, `counter` - лічильник для запису даних в масив. Коли `counter` дорівнює розміру масиву `buffL` (64), масив заповнений, далі запис припиняється і вмикається прапорець `start`.

В блоці `loop()` даний прапорець перевіряється, якщо він встановлений, то дані з масиву `a[muxCounter]` (для кожного з каналів ADC) відправляються через послідовний порт за допомогою функції `Serial.write()`. Після відправлення даних обнуляється лічильник `counter` та змінюється значення прапорця `start` на `false`.

При розробці програмного забезпечення для лазерної системи керування скиданими боєприпасами було реалізовано модульну структуру коду. Це

необхідно аби кожен користувач мав можливість відключити непотрібні йому модулі для його задачі, або модифікувати існуючі. Модульна структура програми є підходом до організації програмного коду, при якому він розділяється на підпрограми, або модулі, кожен з яких відповідає за певну функціональну частину програми. Кожен модуль має власний інтерфейс та взаємодіє з іншими модулями через цей інтерфейс. Такий підхід дозволяє розбити складну програму на менші, більш зрозумілі та легко управляемі частини, що полегшує розробку та тестування програмного коду. Кожен модуль може мати власний набір змінних та функцій, які використовуються внутрішньо для його функціонування. Однак, щоб модуль міг взаємодіяти з іншими модулями, він має мати публічний інтерфейс, який містить список функцій та змінних, які можуть використовуватися іншими модулями. Цей інтерфейс може бути реалізований у вигляді заголовочного файлу, де оголошуються всі публічні функції та змінні. Такий підхід до організації програмного коду дозволяє ефективно використовувати переваги об'єктно-орієнтованого програмування, такі як спадкування, поліморфізм та інкапсуляція, навіть якщо програма не побудована на об'єктно-орієнтованому підході. Крім того, модульна структура дозволяє зберігати код відокремлено один від одного, що полегшує його розповсюдження та підтримку, а також дозволяє ефективно розпаралелювати роботу над різними модулями між різними розробниками.

Таким чином є можливість модифікації необхідного функціоналу системи, роблячи зміни тільки в тому модулі, що цікавить. В програмній реалізації створено 3 основні модулі: демодулятор, фільтр та регулятор. Щоб ввімкнути функціонал демодулятора в програмному коді необхідно додати строку `#define TURN_ON_MODULATION`, для ввімкнення цифрового фільтру - `#define TURN_ON_FILTER`, та для ввімкнення регулятора `#define TURN_ON_REGULATOR`. Так як дана система є надзвичайно чутливою до швидкості виконання програми мікроконтролера, можливість вимкнути деякі

модулі може позитивно вплинути на виконання поставленого завдання. У таблиці 4.2 зображено характеристики програми з різними модулями.

Таблиця 4.2 – Характеристики програми для різних варіацій ввімкнення програмних модулів

Демодулятор	Фільтр	Частота операцій(Гц)	Розмір програми(байт)	Використання SRAM(байт)
+	+	10465.53	7908	633
-	+	12284.31	7634	552
+	-	11962.55	7062	485
-	-	13781.33	6778	404

Порівняння розробленої програми з аналогом [25] зображено в таблиці 4.3.

Таблиця 4.3 – Порівняння характеристик системи з аналогом

Програмне рішення	Частота операцій(Гц)	Розмір програми(байт)	Використання SRAM(байт)
Розроблена система	10465.53	7908	633
T. A. Khaled, M. Elkhatib, A. F. El-Sherif(2016)[25]	3637.51	11264	1772
Покращення	287.7%	142.4%	279.9%

4.4 Підбір коефіцієнтів для ПІД регулятора

Коли математична модель системи є наявною, параметри контролера можуть бути явно визначені. Однак, коли математична модель недоступна, параметри повинні бути визначені експериментально. Налагодження контролера - це процес визначення параметрів контролера, які забезпечують потрібний вихід. Налагодження контролера дозволяє оптимізувати процес і зменшити похибку між змінною процесу та його заданою точкою.

Типи методів налагодження контролера включають метод випробувань і помилок та метод кривої реакції процесу. Найпоширеніші класичні методи

налагодження контролера - це методи Зіглера-Ніколса та Коена-Куна. Ці методи часто використовуються, коли математична модель системи недоступна. Метод Зіглера-Ніколса може бути використаний як для систем з замкнутим, так і для відкритим кільцем керування. У відкритій системі вихід не порівнюється зі вхідним. Формула ПД регулятора:

$$u(t) = K_c \left(\epsilon(t) + \frac{1}{\tau_i} \int_0^t \epsilon(t') dt' + \tau_d \frac{d\epsilon(t)}{dt} \right) + b \quad (4.5)$$

де u — керуючий сигнал, ϵ — різниця між поточним значенням і заданим значенням, K_c — коефіцієнт посилення для пропорційного регулятора, τ_i — параметр, який масштабує інтегральний регулятор, τ_d — параметр, який масштабує регулятор похідної, t — час вимірювання похибки, b — задане значення сигналу, також відоме як зміщення або зсув.

Експериментально отриманий коефіцієнт контролера, який забезпечує стійкі та послідовні коливання для систем з замкнутим кільцем керування, або коефіцієнт пропорційної складової, визначається як K_u . Коефіцієнт контролера K_c , який було скореговано методами Зіглера-Ніколса або Коена-Куна, може бути введений у вищезазначене рівняння. K_u визначається експериментально, починаючи з невеликого значення K_c і поступово піднімаючи його до отримання стійких коливань, як показано нижче. Якщо коефіцієнт занадто низький, сигнал вихідного сигналу буде заглушуватися та з часом досягне рівноваги після виникнення збурення. Розглянемо популярні методи налаштування ПД регулятора:

Метод налагодження "спроба та помилка" базується на відгадуванні та перевірці. У цьому методі пропорційна складова є основним керуванням, тоді як інтегральні та диференціальні складові удосконалюють його. Коефіцієнт контролера, K_c , налаштовується з мінімальними значеннями інтегральних та диференціальних складових, поки не буде досягнуто бажаного вихідного сигналу.

Метод кривої реакції процесу. У цьому методі вимірюються змінні системи, що вже існує. В систему вводиться перешкода, і з цієї кривої можна отримати дані. Спочатку системі дозволяється досягти стану рівноваги, а потім до неї вводиться збурення X_0 . Відсоток збурення системи може бути введений зміною заданої величини або процесної величини. Ці типи кривих отримуються в системах з відкритим циклом, коли немає керування системою, що дозволяє записати збурення. Метод кривої реакції процесу зазвичай дає відповідь на зміну функції кроку, для якої можна виміряти кілька параметрів, включаючи: час затримки або мертвий час, τ_{dead} , час зміни відповіді, τ , і кінцеве значення, яке відповідь досягає в стані рівноваги, M_u .

$$R = \frac{\tau_{dead}}{\tau}, \quad (4.6)$$

$$K_o = \frac{X_0}{M_u} \frac{\tau}{\tau_{dead}}, \quad (4.7)$$

Метод Коена-Куна. Метод налаштування контролера Коена-Куна виправляє повільну, стаціонарну відповідь, яку дає метод Зіглера-Ніколса, коли є великий мертвий час (затримка процесу) порівняно з часовою сталою відкритого контуру; великий час затримки процесу необхідний, щоб цей метод був практичним, оскільки в іншому випадку будуть передбачені надмірно великі коефіцієнти контролера. Цей метод використовується лише для першої моделі з затримкою часу, оскільки контролер не миттєво реагує на перешкоду (крокову зміну), але прогресивно, а не миттєво.

Метод Коена-Куна класифікується як метод «офлайн» для налаштування, що означає, що після досягнення стаціонарного стану вхід може бути змінений на крокову зміну. Потім вихід можна виміряти на основі часової сталої та затримки часу, і цю відповідь можна використовувати для оцінки початкових параметрів контролю.

Для методу Коена-Куна є набір передбачених налаштувань для отримання мінімального зміщення та стандартного коефіцієнта згасання 1/4 (QDR). Коефіцієнт згасання 1/4 (QDR) відноситься до відповіді, яка має спадаючі

коливання таким чином, що друге коливання матиме амплітуду, що дорівнює 1/4 амплітуди першого коливання. Ці налаштування показані в Таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Стандартні рекомендовані рівняння для оптимізації прогнозів Коена Куна

	Кс	Ti	Td
P	$\left(\frac{P}{NL}\right) * \left(1 + \left(\frac{R}{3}\right)\right)$		
PI	$\left(\frac{P}{NL}\right) * \left(0.9 + \left(\frac{R}{12}\right)\right)$	$L * \frac{30 + 3R}{9 + 20R}$	
PID	$\left(\frac{P}{NL}\right) * \left(1.33 + \left(\frac{R}{4}\right)\right)$	$L * \frac{30 + 3R}{9 + 20R}$	$\frac{4L}{11 + 2R}$

Розрахунок значень змінних P, N, L та R Стандартні рекомендовані рівняння для оптимізації прогнозів Коена Куна зображено на таблиці 4.5.

Таблиця 4.5 – Значення P, N, L та R

P	Процентна зміна входу
N	Процентна зміна виходу/ τ
L	τ_{dead}
R	$\frac{\tau_{dead}}{\tau}$

Процес у методі налаштування Коена-Куна передбачає наступне:

- 1) очікувати, доки процес досягне стаціонарного стану;
- 2) ввести крокову зміну вхідних даних;
- 3) на основі вихідних даних отримати приблизне значення першої порядкової моделі процесу зі сталим часом τ , який відстав від моменту введення крокової зміни на t_{dead} одиниць часу;
- 4) значення τ та t_{dead} можна отримати, записавши наступні моменти часу: t_0 = час початку крокової зміни вхідних даних, t_2 = час, коли вихідні дані досягають 50% значення стаціонарного стану, t_3 = час, коли вихідні дані досягають 63,2% значення стаціонарного стану.

Метод Зіглера-Нікольса закритого циклу. Метод налаштування Зіглера-Нікольса для замкнутої петлі керування дозволяє використовувати значення критичного посилення, K_u , та періоду коливань на максимальному посиленні, P_u , для розрахунку коефіцієнта K_s . Це простий метод налаштування ПІД-регуляторів, який можна уточнити для отримання кращих наближень для керувального пристрою. Ви можете отримати коефіцієнти K_s , T_i та T_d в системі з зворотним зв'язком. Метод налаштування Зіглера-Нікольса для замкнутої петлі керування обмежений налаштуванням процесів, які не можуть працювати в відкритій петлі.

Знаходження критичного посилення, K_u , виконується шляхом знаходження значення коефіцієнта пропорційної складової, яка призводить до нескінченних коливань під час стаціонарного стану. Це означає, що вплив I та D складових контролера дорівнює нулю, щоб визначити вплив P . Цей тест визначає стійкість значення K_s , щоб його можна було оптимізувати для контролера. Ще одним важливим значенням, пов'язаним з цим методом налаштування пропорційної складової, є критичний період, P_u . Критичний період - це час, необхідний для завершення одного повного коливання в стані сталості системи. Ці два параметри, K_u та P_u , використовуються для визначення налаштувальних констант контролера (P , PI або PID). Щоб знайти значення цих параметрів та розрахувати налаштувальні константи необхідно провести наступну процедуру:

- 1) вимкнути інтегральний та диференціальний вплив, встановити час інтегральної дії (t_i) на максимальне значення, а диференціальний контролер (t_d) на нуль.
- 2) створити невелике збурення в петлі, змінивши задану точку. налаштувати пропорційний коефіцієнт, збільшуючи або зменшуючи його, поки коливання не матимуть постійну амплітуду.
- 3) отримати значення коефіцієнта (k_u) та періоду коливань (p_u).

- 4) підставити ці значення в рівняння Зіглера-Ніколса замкненої петлі і визначити необхідні налаштування контролера.

Щоб розрахувати коефіцієнти регулятора після отримання значення коефіцієнта (K_u) та періоду коливань (p_u) зображено в таблиці 4.6.

Таблиця 4.6 – Обрахунок коефіцієнтів закритого циклу

	K_c	T_i	T_d
P	$\frac{K_u}{2}$		
PI	$\frac{K_u}{2.2}$	$\frac{P_u}{1.2}$	
PID	$\frac{K_u}{1.7}$	$\frac{P_u}{2}$	$\frac{P_u}{8}$

Метод Зіглера-Ніколса відкритого циклу. Цей метод залишається популярною технікою налаштування контролерів, які використовують пропорційні, інтегральні та диференціальні компоненти. Відкритий метод Зіглера-Ніколса також називається методом реакції процесу, оскільки він тестує відкриту реакцію процесу на зміну вихідної змінної контролера. Цей базовий тест передбачає запис відповіді системи, якщо це можливо, за допомогою плоттера або комп'ютера. Якщо знайдені певні значення реакції процесу, їх можна ввести в рівняння Зіглера-Ніколса з певними множниками для коефіцієнтів контролера з P, PI або PID діями. Для використання методу налаштування з відкритим зв'язком Зіглера-Ніколса слід виконати наступні кроки:

- 1) виконати відкритий кроковий тест;
- 2) з реакційної кривої процесу визначити затримку перенесення або час "мертвої зони" t_{dead} , часову константу або час для зміни відповіді τ та кінцеве значення, яке відповідь досягає в рівноважному стані, M_u , для крокової зміни X_0 (формула 4.7);
- 3) Визначити сталі настройки контуру; підставити значення швидкості реакції та затримки відгуку до рівнянь настройки з відкритим зв'язком

Зіглера-Ніколса для відповідного контролера — P, PI або PID, щоб розрахувати сталі настройки контролера.

Для розрахунку застосовується таблиця 4.7. Автоматичний підбір та розрахунок даних параметрів мікроконтролером зображено на рисунку 4.10.

Таблиця 4.7 – Обрахунок коефіцієнтів відкритого циклу

	K_c	T_i	T_d
P	K_0		
PI	$0.9K_0$	$3.3\tau_{dead}$	
PID	$1.2K_0$	$2\tau_{dead}$	$0.5\tau_{dead}$

```

enabling fifo...
Resetting DMP...
DMP is good to go! Finally.
Disabling DMP (you turn it on later)...
Setting up internal 42-byte (default) DMP packet buffer...
Resetting FIFO and clearing INT status one last time...
init end
tune start
.....
kp = 0.98
ki = 0.01
kd = 90.78
<
 Автопрокручування  Показати позначки часу

```

Рисунок 4.10 – Відпрацювання алгоритму автоматичного підбору коефіцієнтів ПД регулятора

4.5 Тестування розробленого макету та отримання експериментальних даних

Щоб розробити макет для лазерної системи керування скиданими боеприпасами було вирішено зробити спрощений тестовий стенд, який дозволить проводити тестування програмного забезпечення без

підтвердження макету до ризику. Для цього було обрано модель в вигляді гіроскопічної системи з двома ступенями свободи в якості емулятора скиданого боєприпасу в повітрі. Для розробки даної моделі використовувались знання та дослідження отримані в моїй бакалаврській роботі під назвою «Система стабілізації кута нахилу площини з трьома ступенями свободи». Вигляд створеного макету ми можемо побачити на рисунку 4.11.



Рисунок 4.11 – Вигляд створеного макету системи

Даний макет складається з двох основних частин: плата для відлагодження з мікроконтролером та гіроскопічна система з двома рівнями свободи. Гіроскопічна система містить в собі 2 сервомотори, один з яких відповідає за кут нахилу в осі X, а інший за кут нахилу в осі Y. Таким чином змінюючи кути нахилу обох сервомоторів можна добитись будь-якого нахилу фотодіодної матриці в межах половини сфери(так як сервомотори мають обмеження обертання в 180 градусів). Інфрачервоний фотодіод, який знаходиться на

макетній платі емулює ціль, на яку система повинна наводитись. При зміні розміщення гіроскопіної системи, вона завжди намагається навести фотодіодну матрицю на випромінювання фотодіоду.

Через USB інтерфейс дані з мікроконтролера передаються на персональний комп'ютер, де використовуючи програмне забезпечення можна аналізувати дані та будувати графіки. На рисунку 4.12 зображено графік реакції системи на зовнішній вплив.

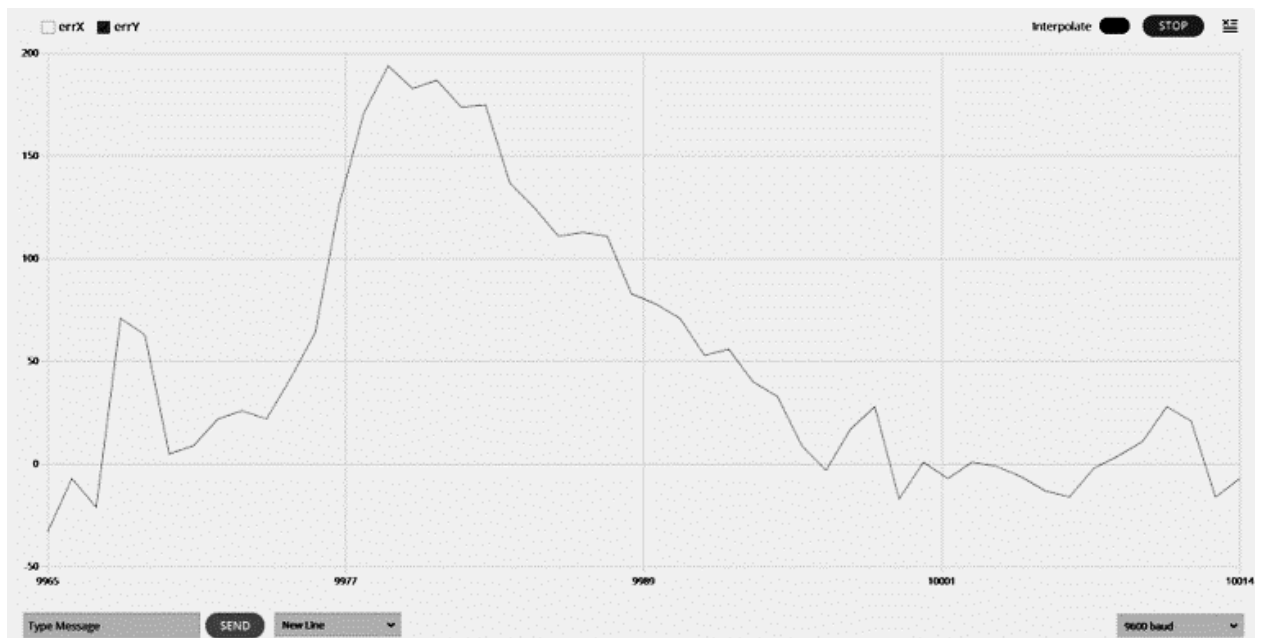


Рисунок 4.12 – Реакція системи на зовнішній вплив

На графіку зображено зміну значення вертикальної похибки системи після зовнішнього впливу. Під час впливу похибка різко зростає до значення 200, але після проходження 0.1 секунди система вирівнює фотодіодну матрицю на емітер ІЧ сигналу та нівелює похибку до практично нульового рівня.

Так як в макеті було використано сервомотори з мінімальним кроком в один градус, це не дозволяє звести похибку до нуля. В деяких випадках в стані спокою це може створювати вібрації (рисунок 4.13), проте від них неможливо позбутись програмним шляхом, це потребує заміни несучих електродвигунів на такі, що підтримують більшу точність налаштування. Також низька

точність фотодіодів інколи створює похибку достатню, щоб макет неправильно визначав напрямок випромінювання.

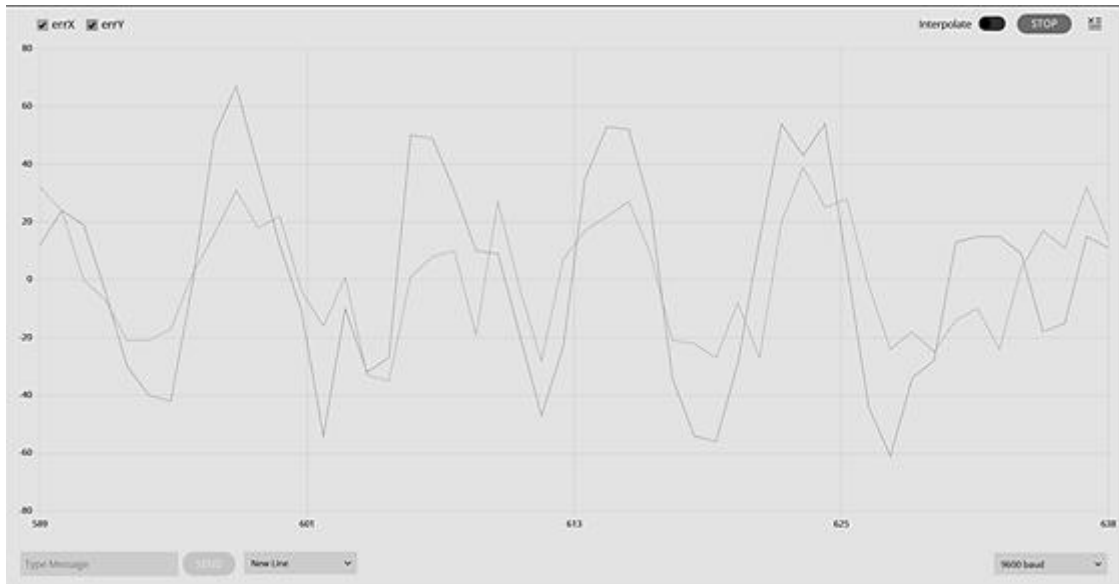


Рисунок 4.13 – Незатухаючі вібрації спричинені низькою точністю сервоприводів

Загалом, даний макет підтверджує роботоспроможність програмного рішення даної системи. Наступним кроком буде розробка нової моделі з урахуванням недоліків цієї, а саме заміну сервомоторів на такі, що мають більшу точність вибору кута нахилу, та застосування квадрантного детектора в якості сенсору ІЧ випромінювання.

Щоб отримати якісні характеристики роботи системи було проведено тестування. В початковому положенні система розміщена таким чином, що її фотодіодна матриця знаходиться під кутом 30 градусів до інфрачервоного випромінювача, система повинна відрегулювати своє положення таким чином, щоб фотодіодна матриця знаходилась перпендикулярно до джерела випромінювання. На рисунку 4.14 ми можемо побачити графіки отриманні через проведення тестування для розробленої системи (а) та для аналогу (б) [25]. Ми можемо побачити, що розроблена система стабілізує платформу швидше та створює менше перерегулювання. Для подальшого дослідження

необхідно конвертувати графіки та отримати перехідний процес для обох систем.

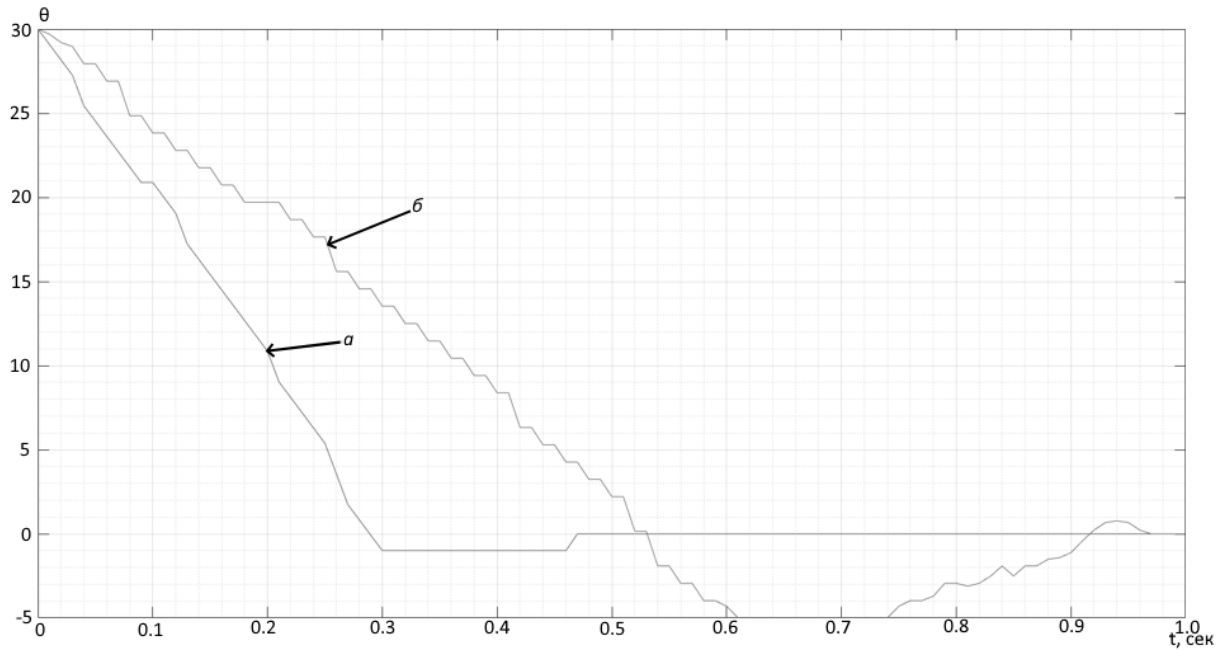


Рисунок 4.14 – Графік залежності кута відхилення до часу для розробленої системи (а) та аналогу (б)

На рисунку 4.15 зображено перехідний процес для розробленої системи, на рисунку 4.16 зображено перехідний процес для аналогу [25].

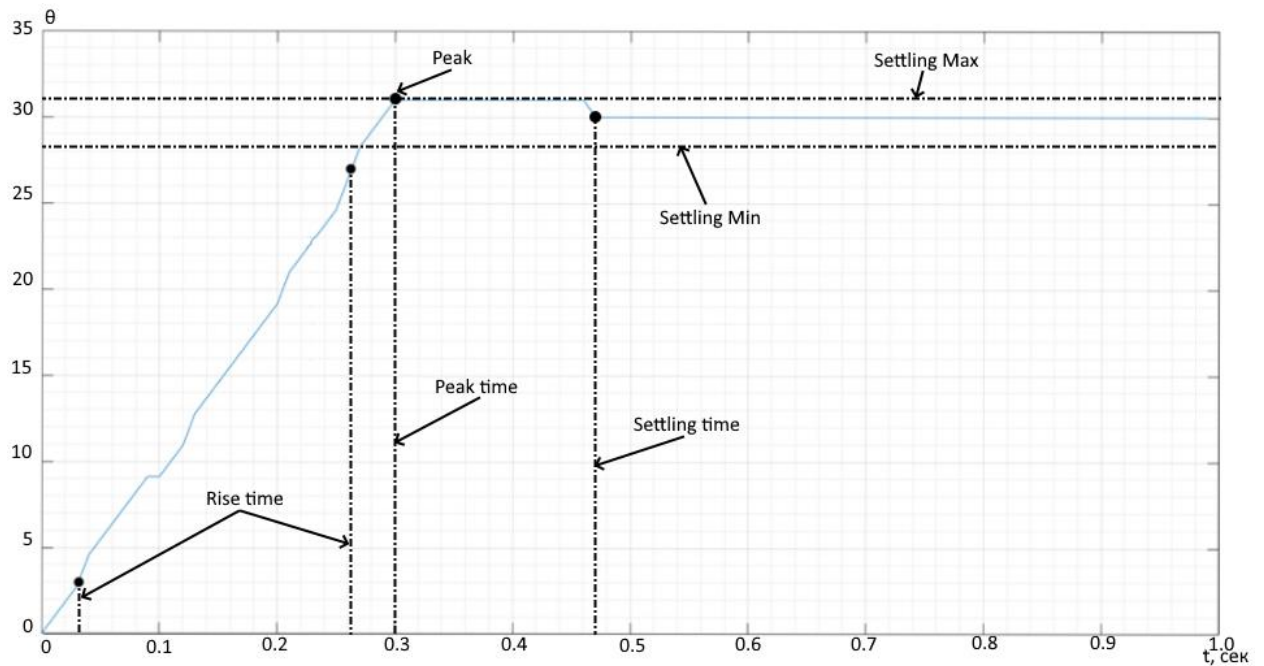


Рисунок 4.15 – Перехідний процес розробленої системи

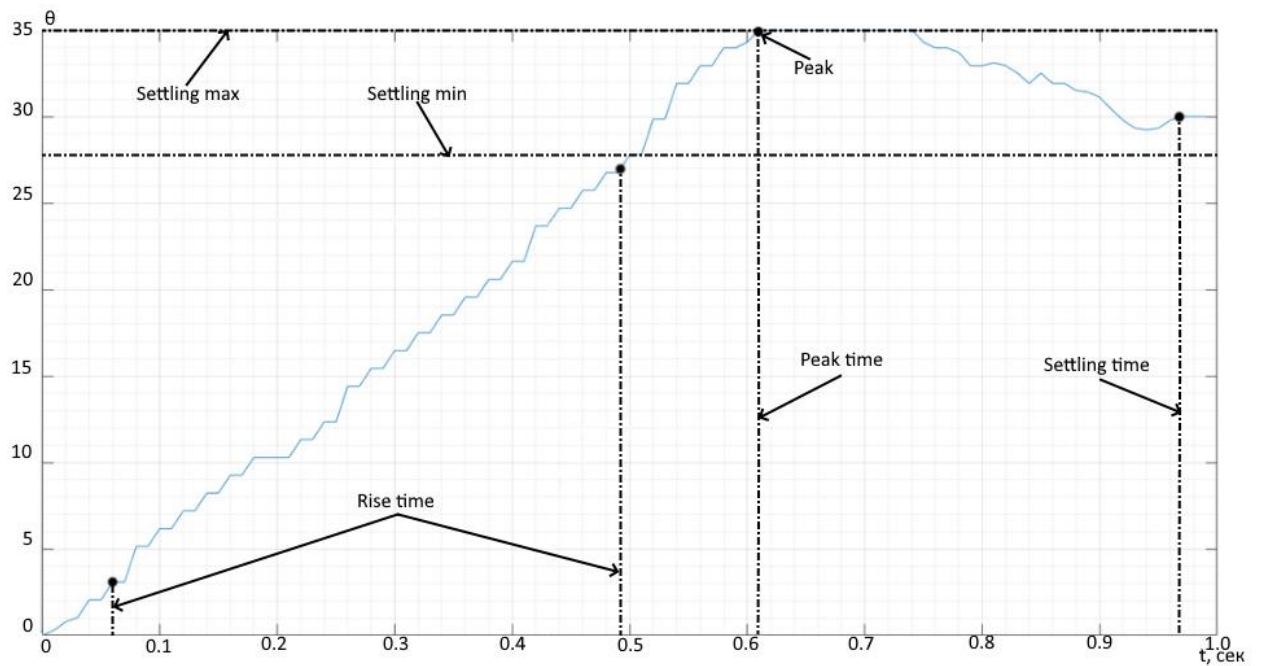


Рисунок 4.16 – Перехідний процес аналогу

Побудувавши графіки перехідних процесів ми можемо обрахувати їх якісні характеристики та порівняти системи. Дане порівняння зображено на таблиці 4.8.

Таблиця 4.8 – Порівняння характеристик перехідних процесів двох систем

Характеристика	Розроблена система	Аналог
Час зростання (Rise time), с	0.2316	0.433143
Час осідання (Settling time), с	0.464	0.951566
Мінімальне осідання (Settling Min)	28.26	27.7941
Максимальне осідання (Settling Max)	31	35
Перерегулювання (Overshoot), %	3.333	16.6667
Пік (Peak)	31	35
Час піку (Peak time), с	0.3	0.61

Час зростання (Rise time) – час, необхідний для зміни сигналу від визначеного низького значення (10%) до визначеного високого значення (90%).

Час осідання (Settling time) - час, який пройшов від прикладання ідеального миттєвого крокового входу до часу, коли вихід увійшов і залишився в певному діапазоні похибки. Цей час визначається за наступною рівністю:

$$|h(t) - h_{st}| \leq \epsilon, \quad (4.8)$$

де h_{st} – значення стану спокою, ϵ – ширина смуги похибки.

Перерегулювання (Overshoot) – максимальне відхилення амплітуди вихідного сигналу системи від його сталого значення. Чим вище значення перерегулювання, тим більша ймовірність, що система буде схильна до коливань.

Час піку (Peak time) – час, що необхідний перехідному процесу щоб досягти найвищої точки перерегулювання.

ВИСНОВКИ

Розробка лазерної системи позиціонування для керування скиданням боєприпасів з використанням мікроконтролера Atmega328p, ШІМ для модуляції ІЧ-сигналу, швидкого АЦП для зчитування сигналу з фотодіода та цифрових фільтрів була успішно реалізована. Система продемонструвала надійні та точні можливості позиціонування для скидання боєприпасів, які можуть бути використані в різних військових та цивільних застосуваннях.

Використання мікроконтролера Atmega328p надав недорогого та ефективного рішення для керування системою, а модуляція ШІМ дозволила отримувати точний контроль над ІЧ-сигналом. Швидкий АЦП був важливим для точного зчитування сигналу з фотодіода, а застосований цифровий фільтр покращив точність результатів.

Крім того, розрахований фільтр Баттерворта в MATLAB дозволив оптимізувати параметри фільтрації та покращити загальну продуктивність системи. Лазерна система позиціонування має потенціал для подальшого вдосконалення та оптимізації для конкретних застосувань.

Загалом, лазерна система позиціонування для скидання боєприпасів, яка була представлена в цій статті, надає перспективне рішення для точного та надійного позиціонування, демонструючи потенціал для майбутніх досягнень в цій галузі.

Перевагами даної системи є простота реалізації, легкість підключення, гнучкість програми мікроконтролера та можливість використання дешевих та поширених компонентів. Використання новітніх фоточутливих матриць дозволяє легко отримувати точні дані про відхилення боєприпасу від освітлюваної цілі, щоб мати можливість вести роботу навіть у випадку шуму показань був реалізований фільтр даних, що дозволяє працювати з старішими моделями давачів. В процесі роботи були розроблені структурна, принципова електричні схеми, схема алгоритму програми мікроконтролера, обрані та

описані основні вузли та елементи. Щоб підтвердити працеспроможність даного модуля був створений розділ присвячений розробці та створенню фізичного макету. В ньому була створена структура моделі та продемонстровано можливість наведення фоточутливої матриці на ІЧ випромінювач навіть при використанні неідеальних компонентів системи.

Отже, в дисертаційній роботі отримано нове вирішення науково-технічної задачі наведення боєприпасу по лазерному променю. Отримано такі теоретичні та практичні результати:

- виконано аналіз літературних джерел, на основі якого визначено методи та способи наведення на ціль коригованих об'єктів, та було обрано Semi-Active Laser Homing для даної системи;
- розроблено спосіб апаратної реалізації наведення боєприпасу;
- розроблено програмну архітектуру системи, та визначено головні модулі: модулятор ІЧ лазера, Демодулятор сигналу, Цифровий фільтр даних, Цифровий регулятор;
- для передачі цілі до об'єкту було використано Pulse Repetition Frequency;
- обрано та проаналізовано роботу фільтру смугового Баттерворта та цифрового фільтру Калмана;
- обрати алгоритм цифрового регулятора для коригованого об'єкту;
- створено принципову схему макету та обрано складові компоненти;
- проведено тестування роботи макету та отримано вихідні дані.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. S.O. Bezpalko, V.M. Shymkovysh, A.Yu. Doroshenko, МОДЕЛЬ ТА ПРОГРАМНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ ІНЕРЦІЙНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПРИСТРОЮ –Prombles in programming 2022; 2: 03-12
2. ["Spot Leading Target Laser Guidance for Engaging Moving Targets"](#). U.S. Patent 8,237,095.
3. Target Designation Systems – URL: <http://www.designation-systems.net/dusrm/m-2.html> (дата звернення: 06.03.2023)
4. Richardson, Mark, and Al-Jaberi, Mubarak, ["The vulnerability of laser warning systems against guided weapons based on low power lasers"](#), Cranfield University, 28 April 2006
5. megaAVR® Data Sheet [Електронний ресурс] // Microchip Technology Inc. – 2020. – Режим доступу до ресурсу: <https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MCU08/ProductDocuments/DataSheets/ATmega48A-PA-88A-PA-168A-PA-328P-DS-DS40002061B.pdf>.
6. 8-bit AVR Microcontroller with 4/8/16/32K Bytes In-System Programmable Flash – URL: https://www.mouser.com/pdfdocs/gravitech_atmega328_datasheet.pdf (дата звернення: 02.03.2021)
7. ADMUX - ADC Multiplexer Selection Register [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: http://www.robotplatform.com/knowledge/ADC/adc_tutorial_3.html.
8. ATMEGA328 Datasheet (PDF) - ATMEL Corporation – URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/392243/ATMEL/ATMEGA328.html> (дата звернення: 04.03.2021)

9. Welch, Greg & Bishop, Gary. An Introduction to the Kalman Filter. Proc. Siggraph Course. 2006; vol. 8.
10. PID controller From Wikipedia, the free encyclopedia – URL: https://en.wikipedia.org/wiki/PID_controller (дата звернення: 01.05.2021)
11. Umate, Roshan. Construction and design of a camera stabilizer based on a gyroscope and accelerometer sensor. Journal of Advanced Research in Dynamical and Control Systems. 2020; pp. 3013-3018.
12. OSRAM SFH 203 FA Datasheet - ams-OSRAM AG - Tobelbader Strasse 30, 8141 Premstaetten, Austria
13. [“ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P megaAVR® Data Sheet”](#). Microchip Technology Inc. (2020)
14. V. E. Clark, Joint Tactics, Techniques, and Procedures for Laser Designation Operations, United States Joint Chiefs of Staff, May 1999, pp. 149
15. Aviation dictionary, pulse repetition frequency URL: <https://aviationdictionary.academic.com/5406/pulse-repetition-frequency> (дата звернення: 01.04.2023)
16. Pandanom/IRGuidance IR guiding system source code – URL: <https://github.com/Pandanom/IRGuidance> (дата звернення: 11.04.2023).
17. MEAM.Design : ATmega32U4 : Timers/Counters : Timer 0 – URL: <https://medesign.seas.upenn.edu/index.php/Guides/MaEvArM-timer0> (дата звернення: 08.04.2023).
18. PuTTY FAQ – URL: <https://www.chiark.greenend.org.uk/~sgtatham/putty/faq.html#faq-meaning> (дата звернення: 09.04.2023).
19. Matplotlib main website – URL: <https://matplotlib.org/stable/devel/index> (дата звернення: 09.04.2023).
20. Derivation of the transfer functions of low-pass and high-pass Butterworth Filters by Pieter P – URL:

- <https://ttapa.github.io/Pages/Mathematics/Systems-and-Control-Theory/Analog-Filters/Butterworth-Filters.html> (дата звернення: 10.04.2023).
21. MathWorks Butterworth filter design – URL: <https://www.mathworks.com/help/signal/ref/butter.html> (дата звернення: 10.04.2023)
22. MathWorks Basic Spectral Analysis – URL: <https://www.mathworks.com/help/matlab/math/basic-spectral-analysis.html> (дата звернення: 10.04.2023)
23. Fast serial communication with Arduino – URL: <https://curiousscienstist.tech/blog/fast-serial-communication-with-arduino> (дата звернення: 11.04.2023)
24. Design and Simulation of an Intelligent Laser Tracking System T. A. Khaled, M. M. Elkhatib, and A. F. El-Sherif Military Technical College, Cairo, Egypt
25. А.Ю. Дорошенко, В.М. Шимкович, В.О. Федоренко. (2018) “Програмні засоби моделювання системи управління векторною тягою реактивного двигуна” Проблеми програмування. № 2-3. с. 296-304. <http://dspace.nbuiv.gov.ua/handle/123456789/144641>
26. Shymkovych, V., Telenyk, S. and Kravets, P. (2021) “Hardware implementation of radial-basis neural networks with gaussian activation functions on FPGA,” *Neural Computing and Applications*, 33(15), pp. 9467–9479. <https://doi.org/10.1007/s00521-021-05706-3>.
27. Syed Affan Ahmed, Mujahid Mohsin, Syed Muhammad Zubair Ali. (2021) “Survey and technological analysis of laser and its defense applications”. *Defence Technology*, 17(2), pp. 583-592. <https://doi.org/10.1016/j.dt.2020.02.012>.
28. H. Kaushal and G. Kaddoum, (2017) “Applications of Lasers for Tactical Military Operations” *IEEE Access*, vol. 5, pp. 20736-20753 <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2755678>

29. Zhichao Wu, Le Liu, Xiuli Zhang, (2020) "Study on large area laser reflective precision target", *Optik*, vol. 224, 165730. <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2020.165730>.
30. Padarev, Nikolai. (2022) "Guidelines for improving laser targeting device in military", *Technology transfer: fundamental principles and innovative technical solutions*. pp. 38-40. <https://doi.org/10.21303/2585-6847.2022.002681>.
31. H. Kaushal and G. Kaddoum, (2017) "Applications of Lasers for Tactical Military Operations", *IEEE Access*, vol. 5, pp. 20736-20753,. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2755678>
32. Інформаційно-керуючі системи. Локальні інформаційно-керуючі системи. Лабораторний практикум [Електронний ресурс] : навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра за освітньою програмою «Інтегровані інформаційні системи» спеціальності 126 «Інформаційні системи та технології» / П. І. Кравець, В. М. Шимкович, Ю. М. Бердник; – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 142 с. <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/47956>
33. Shymkovych, Volodymyr, Anatoliy Doroshenko, Tural Mamedov, and Olena Yatsenko (2022) "Automated Design of an Artificial Neuron for Field-Programmable Gate Arrays Based on an Algebra-Algorithmic Approach", *International Scientific Technical Journal "Problems of Control and Informatics"* 67(5), pp. 61-72. <https://doi.org/10.34229/2786-6505-2022-5-6>.
34. P. Kravets, V. Nevolko, V. Shymkovych and L. Shymkovych (2020) "Synthesis of High-Speed Neuro-Fuzzy-Controllers Based on FPGA", *2020 IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory (ATIT)*, Kyiv, Ukraine, pp. 291-295. <https://doi.org/10.1109/ATIT50783.2020.9349299>
35. Shymkovych, V., and Niechkina, V. (2020). "The criterion for determining the buffering time of the measuring channel for smoothing the variable

- changes of the sensor signal”, In 2020 IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS). pp. 343-346.
36. Новацький, А. О. Проектування вбудованих систем. Лабораторний практикум [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ., які навчаються за освітньою програмою «Інтегровані інформаційні системи» за спеціальністю 126 «Інформаційні системи та технології» / А. О. Новацький, В. М. Шимкович – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 463 с. <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/48130>
37. Новацький, А. О. Мікропроцесорні та мікроконтролерні системи. Частина 2. Проектування мікропроцесорних систем [Електронний ресурс] : підручник для студентів освітньої програми «Інтегровані інформаційні системи» за спеціальністю 126 «Інформаційні системи та технології» / А. О. Новацький – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 462 с. <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/43051>
38. J. Nagle B. System Analysis and Design of a Low-Cost Micromechanical Seeker System : дис. канд. техн. наук / J. Nagle Brian – Massachusetts, 2008. – 140 с.
39. N. Barbour and G. Schmidt, "Inertial sensor technology trends," in Proceedings of the 1998 IEEE Symposium on Autonomous Underwater Vehicle Technology, 1998, pp. 55-62.
40. N. Yazdi, F. Ayazi and K. Najafi, "Micromachined inertial sensors," Proc IEEE, vol. 86, pp. 1640-1658, 1998.
41. Z. P. Barbaric and L. M. Manojlovic, "Optimization of optical receiver parameters for pulsed laser tracking systems," in 6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable, and Broadcast Services-TELSIKS 2003, 2003, pp. 192-201.
42. Joint Chiefs of Staff, Joint Tactics, Techniques, and Procedures for Laser Designation Operations. Defense Technical Information Center, 1999.

43. G. L. Knestrick, T. H. Cosden and J. A. Curcio, "Atmospheric attenuation coefficients in the visible and infrared regions," Naval Research Laboratory, 1961.
44. E. L. Dereniak and D. G. Crowe, *Optical Radiation Detectors*. New York: Wiley, 1984, pp. 300.
45. Anonymous, "An Introduction to Semi-Active Laser Designation and Guidance," 2003.
46. G. R. Osche and D. S. Young, "Imaging laser radar in the near and far infrared," *Proc. IEEE (USA)*, vol. 84, pp. 103-125, Feb. 1996.
47. R. A. Schowengerdt and R. A. Schowengerdt, *Remote Sensing, Models, and Methods for Image Processing*. 2nd ed. San Diego: Academic Press, 1997, pp. 522.
48. Environmental Research Institute of Michigan. Infrared Information and Analysis (IRIA) Center, W. L. Wolfe, G. J. Zissis and United States. Office of Naval Research, *The Infrared Handbook*. Washington: The Office, 1978, pp. a. 1600.
49. A. Mecherikunnel and C. Duncan, "Total and spectral solar irradiance measured at ground surface," *Appl. Opt.*, vol. 21, pp. 554-556, 1982.
50. F. Kearns, "Testing multiple laser systems on the Chameleon EO system: a single target approach," *AUTOTESTCON Proceedings*, 2000 IEEE, pp. 31-39, 2000.
51. I. Hamamatsu Photonics. "Position sensitive detector." 2002. Available: <http://www.hamamatsu.com>

