

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ім. Ігоря Сікорського»**

**ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНИКИ
КАФЕДРА КОНСТРУЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННО-ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ
АПАРАТУРИ**

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

Лисенко О.М.

(підпис)

(ініціали, прізвище)

“ ” _____ 20__ р.

**Дипломний проект
на здобуття ступеня бакалавра**

зі спеціальності 6.050902 РАДІОЕЛЕКТРОННІ АПАРАТИ
(код та назва напрямку підготовки або спеціальності)

на тему Балансуючий робот на основі STM32

Виконав: студент IV курсу, групи ДК-51

Ніношвілі Сергій Нугзарович

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Керівник ст. викл. Антонюк О.І.

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

(підпис)

Рецензент _____

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

(підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному
проекті немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент _____

(підпис)

Київ - 2019 року

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслень, плакатів, презентацій тощо):

- схема електрична принципова;
- друкована плата;
- складальне креслення друкованої плати.

6. Дата видачі завдання 16.03.19

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання Дипломного проекту	Термін виконання етапів проекту	Примітка
1	Аналіз технічного завдання	16.03.19-26.03.19	виконано
2	Вибір елементної бази та друкованої плати	26.03.19-02.04.19	виконано
3	Схемо-технічне проектування	02.04.19-09.04.19	виконано
4	Виконання креслень схеми електричної принципової	09.04.19-23.04.19	виконано
5	Конструкторсько-технологічні розрахунки	23.04.19-30.04.19	виконано
6	Електричний розрахунок друкованої плати	30.04.19-07.05.19	виконано
7	Розрахунок віброміцності друкованої плати	07.05.19-14.05.19	виконано
8	Проектування у Altium Designer	14.05.19-21.05.19	виконано
9	Виконання креслень друкованої плати та складального креслення друкованого вузла	21.05.19-28.05.19	виконано
10	Оформлення пояснювальної записки	28.05.19-12.06.2019	виконано

Студент _____ Ніношвілі С.Н.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Керівник проекту _____ Антонюк О.І.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Роботу викладено на 77 сторінках, вона містить 4 розділи, 25 ілюстрацій, 8 таблиць та 33 джерела в переліку посилань.

Об'єктом розробки став балансуючий робот на основі STM32.

Предмет роботи – активна система контролю зі зворотнім зв'язком.

Метою даної роботи є розробка пристрою, що може застосовуватись в складських приміщеннях для перевезення негабаритного вантажу.

У першому розділі приведені основні теоретичні дані, на яких побудована робота пристрою та проведено пошук вже існуючих патентних рішень пристроїв з активною системою контролю балансу.

У другому розділі спроектовано схему електричну принципову та обрано компоненти для реалізації проекту. Описано принцип роботи окремих блоків схеми.

У третьому розділі обрання класу точності та типу матеріалу, проведено розрахунки для перевірки правильності конструкторських рішень.

У четвертому розділі наведено алгоритм обробки даних та проведено моделювання математичної моделі пристрою.

За матеріалами дипломного проекту було здійснено впровадження спроектованого пристрою на базі ФОП Сахаров Д.Ю.

ABSTRACT

The work is on 77 pages, and it can be seen on 4 section, 25 pictures, 8 tables and 33 sources.

The balancing robot on the basis of STM32 was the object of the study.

The object of the robot is an active system of control over the ringtone.

By this method, the robot is a transporter, which can be used in the warehouse accessories for the transportation of oversized cargo.

In the first article the basic theoretical data are given, on which the robot is impelled by the attachment and also research of very different patent devices with an active system of control of the balance was done.

In the second section a schematic diagram of the electrical principle created and the components for the implementation of the project chosen. The principle of robotics is described by blocks in the schemes.

At the third stage of the process, the accuracy class and type of the material were checked, and the holes for the verification of the correctness of the design solutions were made.

The fourth article has an algorithm of data processing and a modeling of mathematical modeling of the device.

According to the topic of this diploma project, implementation of the development on the basis of PE Dmytro Sakharov was carried out.

Пояснювальна записка
до дипломного проекту

на тему: Балансуючий робот на основі STM32

Київ – 2019 року

ЗМІСТ

Перелік скорочень, умовних позначень, термінів	3
ВСТУП	4
Розділ 1. АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ ТА ПАТЕНТНИЙ ПОШУК	5
1.1 Теоретичні відомості	5
1.2 Вивчення аналогів	10
Висновок до розділу	12
Розділ 2. СХЕМОТЕХНІЧНЕ ПРОЕКТУВАННЯ	13
2.1 Розробка структурної схеми та принцип роботи модулю	13
2.2 Обґрунтування елементної бази	22
Висновок до розділу	33
Розділ 3. ПРОЕКТУВАННЯ ДРУКОВАНОГО ВУЗЛУ	34
3.1 Вибір матеріалу та типу друкованої плати	34
3.2 Вибір класу точності	35
3.3 Температурний розрахунок елементів із найбільшою потужністю	41
3.4 Електричний розрахунок	44
3.5 Розрахунок віброміцності друкованого вузла	47
3.6 Розрахунок надійності друкованого вузла	50
3.7 Розміщення компонентів та розводка ДП	56
Висновок до розділу	58

<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>				
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ док.м.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>
<i>Розробив</i>		<i>Ніношвілі С.Н.</i>		
<i>Перевірив</i>				
<i>Реценз.</i>				
<i>Н. Контр.</i>		<i>Лисенко О.І.</i>		
<i>Затвердив</i>		<i>Антонюк О.І.</i>		
<i>Балансуючий робот на STM32. Пояснювальна записка</i>				
		<i>Літ.</i>	<i>Арк.</i>	<i>Арк.шів</i>
			1	77
<i>КПІ ім. І.Сікорського, ФЕЛ, гр. ДК-51</i>				

Розділ 4. АЛГОРИТМ РОБОТИ ТА МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ	59
4.1 Загальний опис алгоритму обробки даних	59
4.2 Блок-схема алгоритму	60
4.3 Моделювання	64
Висновок до розділу	71
ВИСНОВКИ	73
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	75
Додаток А. Технічне завдання на проектування	
Додаток Б. Код моделі балансуючого робота	
Додаток В. Балансуючий робот на основі STM32. Перелік елементів	
Додаток Г. Плата. Специфікація	
Додаток Д. Акт впровадження	

Перелік скорочень, умовних позначень, термінів

МК – мікроконтролер

ДП – друкована плата

ДМ – друкований монтаж

ДВ – друкований вузол

КМ – контактний майданчик

PID – пропорційна, інтегральна та похідна складові

PI – пропорційна та інтегральна складові

PD – пропорційна та похідна складові

ШИМ, PWM – широтно-імпульсна модуляція

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач

ТЗ – технічне завдання

MEMS – Micro-electro-mechanical Systems – мікросхеми, значення на виході яких підвладне механічному впливу

DSP – Digital signal processor – процесори цифрової обробки сигналів

I²C - Inter-Integrated Circuit – інтерфейс зв'язку

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		3

ВСТУП

В усі часи безпека є одним з найголовніших питань в будь-якій сфері життя. Є різні розробки, що спрямовані на вдосконалення систем безпеки для уникнення можливих наслідків для користувача. Балансування фактично являє собою активний контроль кута нахилу для запобігання втрати рівноваги, що може призвести до невивірених наслідків.

Балансуючий робот на STM32 - це пристрій для переміщення негабаритного вантажу. Через недосконалість розроблених вже систем прийнято рішення уникнути застосування в сферах, де даний проект може завдати шкоди. Саме тому, навіть при виході системи з ладу та знаходженні поряд людини-оператора, негабаритним вантажем шкоди заподіяно не буде.

Метою проекту є початок впровадження автономних рухомих систем з активною системою контролю. В проекті розроблено схему електричну принципову та друкований вузол, та передбачено можливість подальшої модернізації і перепрограмування. Проведені розрахунки підтверджують правильність конструкторських рішень, а математичне моделювання поведінки системи - коректну реалізацію алгоритму контролю.

В той час як більшість розробок в даному напрямку знаходяться на стадії прототипів саме через питання безпеки – даний пристрій покликаний мінімально взаємодіяти з людиною, але при цьому використовуватись повсякденно, в сферах, де більшість процесів автоматизовано, тобто в складських приміщеннях. Адже використання в реальних умовах допоможе скоріше виявити можливі недоліки та окреслити напрямки роботи по вдосконаленню контролю, що відкриє можливість впровадження подібних систем і в інших сферах життя.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		4

Розділ 1. АНАЛІЗ ТЕХНІЧНОГО ЗАВДАННЯ ТА ПАТЕНТНИЙ ПОШУК

1.1 Теоретичні відомості

Основи теорії систем контролю

Існують різні типи контролю [1]:

- пасивне керування – скоріш за все конструкторська особливість – наприклад антисейсмічні опори в будівлях для зменшення впливу землетрусу. Або аеродинамічна форма автомобілів для покращення характеристик та зменшення опору повітря. Тобто такий тип керування не вимагає зовнішнього джерела для врегулювання ситуації;
- активне керування – в даному разі це вже вплив від якогось джерела енергії для того, щоб система поводити себе так, як нам потрібно. У випадку з автомобілем – якщо аеродинамічна форма сама по собі (пасивно) зменшує спротив повітря і тим самим допомагає пришвидшити машину, то двигун відноситься до активного типу і перетворюючи енергію в механічну також дозволяє пришвидшити рух.

Згідно технічного завдання має бути реалізований пристрій, що може балансувати. Якщо розглядати системи балансування з цих двох типів, то пасивне керування балансуванням досягається в звичайній іграшці – «неваляшка». Вона конструктивно виконана так, що з часом повернеться в початкове положення і не впаде. В даному випадку більше цікавить активне керування поведінкою приладу, так як пристрій має утримувати рівновагу більш надійно, ніж просто не падати, а саме – коригувати свій кут нахилу. Активне керуванняв свою чергу також поділяється на інші типи, деякі з яких розглянуто далі.

					ДК51.481333.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		5

Активне керування відкритого циклу.

Цей тип передбачає те, що є певні дані 'input', що надходять на вхід системи та вихідні дані 'output'. Наприклад, якщо розглянути модель зворотного маятника на жорсткому стержні, що має два положення: стійке, якщо кулька внизу та нестійке, якщо кулька вгорі. Його можна стабілізувати, якщо мати гарну реакцію. Але відкритий цикл полягає в тому, що не має зворотного зв'язку, простіше кажучи, це як намагаться втримати олівець на пальці із закритими очима – не має інформації про наслідки впливу на систему. У вимогах технічного завдання вказана необхідність зчитувати та коригувати кут нахилу, на рисунку 1.1 схематично зображено активне керування відкритого циклу. За таких умов виконання вимог ТЗ є неможливим.

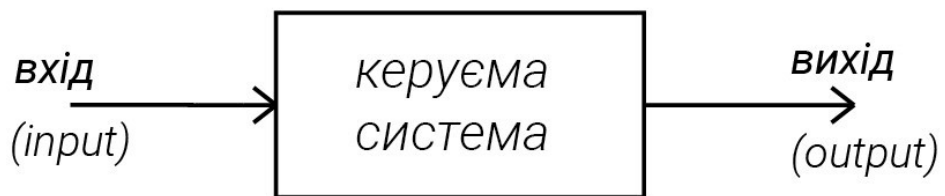


Рисунок 1.1 – Активне керування з відкритим циклом

Активне керування закритого циклу зі зворотнім зв'язком.

Для виконання заявлених характеристик необхідно використовувати активне керування закритого циклу з наявністю зворотного зв'язку. Фактично пасивний контроль неможливий, так як згідно ТЗ пристрій має переміщуватись – отже опора рухома. В такому випадку сподіватись на конструкторське рішення по побудові корпусу не виправдане, тому в даній роботі акцент зроблено на блок керування балансом.

Для забезпечення блоку керування попередньо описану систему треба модернізувати (рисунок 1.2).

					ДК51.481333.001 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		6



Рисунок 1.2 – Активне керування замкнутого циклу зі зворотнім зв'язком

Це більш складна система, що дозволяє за допомогою використання різних підходів до обробки отриманих даних впливати на систему.

Зворотній зв'язок дозволяє коригувати роботу при невизначеності, нестабільності та зовнішніх подразниках – що і треба забезпечити для виконання вимог проектування.

ПІД регулятор

Один з існуючих способів реалізувати активну систему керування замкнутого циклу – це застосувати PID регулятор [2]. Він має в собі три складові – Proportional (пропорційну), Integral (інтегральну) та Derivative (похідну) – рисунку 1.3.

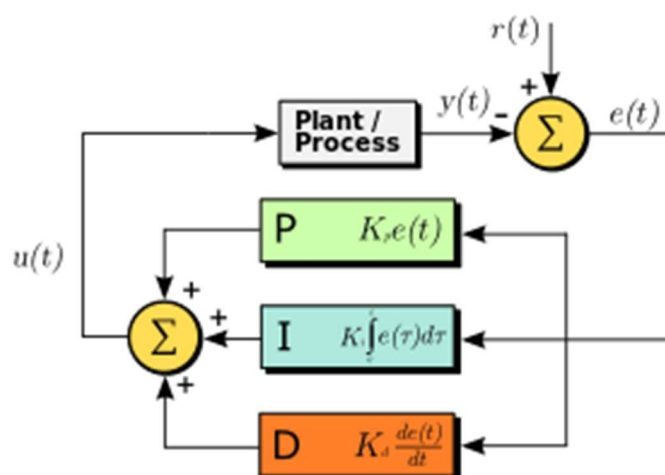


Рисунок 1.3 – Схема структурна PID регулятора

Proportional – пропорційна складова.

Пропорційна складова залежить тільки від різниці між заданим значенням і змінної процесу в даний момент часу. Ця різниця називається помилкою. Пропорційне підсилення (K_c) визначає відношення вихідного сигналу до сигналу помилки. Наприклад, якщо помилка має величину 10, пропорційний коефіцієнт підсилення 5 - це призведе до відповідної реакції та збільшить величину до 50. В цілому, збільшення пропорційного підсилення збільшує швидкість реакції системи управління. Однак, якщо пропорційне підсилення занадто велике, змінна процесу починає коливатися. Якщо K_c збільшиться ще більше, коливання стануть більше, і система стане нестабільною і може навіть вийти з-під контролю.

Integral – інтегральна складова.

Ця складова підсумовує похибки в часі. В результаті навіть невелика похибка призведе до повільного збільшення інтегрального компонента регулятора. Інтегрована реакція буде постійно зростати з плином часу, якщо тільки похибка не дорівнює нулю. Це важливо враховувати при побудові системи, тому базуватись лише на цій складовій регулятора складно.

Derivative – похідна складова.

Якщо змінна процесу швидко збільшується, то вихідний сигнал зменшується через вплив похідної складової [3]. Похідна реакція пропорційна швидкості зміни процесу. Збільшення параметра часу реакції для похідної може призвести до сплесків системи та привести її до нестабільного стану. Враховуючи чутливість цього компонента – слід брати якомога менші проміжки часу для зчитування сенсорами та обробки отриманих даних. При використанні цього компонента необхідно позбутися шумів, вони можуть значно вплинути на систему в цілому та навіть незважаючи на працездатність інших компонентів – вивести весь пристрій з ладу.

Згідно технічного завдання робот повинен тримати рівновагу, зберігати позицію – тобто якщо щось призвело до переміщення – повертатись, та повертати.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		8

Цей функціонал неможливий без обробки даних з датчиків, а за допомогою PID алгоритму є можливість визначати коефіцієнти та характер зворотного зв'язку.

Фільтр Калмана

Фільтр Калмана застосовується в даному проекті для компоновки отриманого значення кута після гіроскопа з проходженням інтегрування, та отриманого кута з акселерометра шляхом вираження його через прискорення по осям.

Це один з найрозповсюдженіших фільтрів. Завжди, коли потрібно щось виміряти можлива наявність факторів ззовні, та просто внутрішніх недосконалостей системи, через що з'являється велика кількість шумів.

Фільтрування застосовуються для позбавлення від непотрібних складових сигналу. Взагалі в даному фільтрі можна використовувати різні дані про поведінку системи в якій він застосовується та задати зв'язок змінних, це дозволяє розвинути універсальність застосування [4].

Сам алгоритм фільтру складається з двох частин – передбачення та коригування. Тобто з одного боку з урахуванням неточності передбачається наступний стан системи, а з іншого - передбачення коригується через зміну зашумленості.

Блок передбачень алгоритму складається з двох рівнянь – рівняння передбачення стану та передбачення помилки коваріації:

$$\hat{X}_k^- = F\hat{x}_{k-1} + Bu_{k-1} \quad (1.1)$$

$$P_k^- = FP_{k-1}F^T + Q \quad (1.2)$$

де:

- \hat{X}_k^- – передбачення стану системи в даний момент часу;
- \hat{x}_{k-1} – стан системи в попередній момент часу;
- F – матриця переходу між станами (динамічна модель системи);
- B – матриця для застосування керуючого впливу;
- u_{k-1} – керуючий вплив в минулий момент часу;

- P_k^- – передбачення помилки;
- P_{k-1} – передбачення помилки в минулий момент часу;
- Q – коваріація шуму процесу.

Для блоку коригувань є три рівняння:

$$K_k = P_k^- H^T (H P_k^- H^T + R)^{-1} \quad (1.3)$$

$$\hat{X}_k = \hat{X}_k^- + K_k (z_k - H \hat{X}_k^-) \quad (1.4)$$

$$P_k = (I - K_k H) P_k^- \quad (1.5)$$

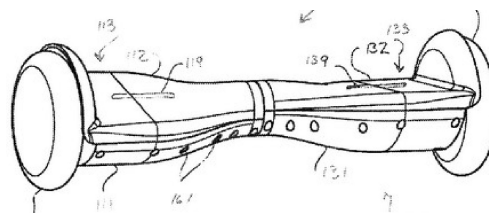
де:

- K_k – підсилення Калман;
- H – матриця вимірів, що виражає співвідношення вимірів та станів;
- R – коваріація шуму вимірювання;
- z_k – вимірювання в даний момент часу;
- I – матриця ідентичності.

1.2 Вивчення аналогів

Більшість пристроїв залишаються на стадії прототипів, можливо з розрахунку на появу більш точних датчиків вимірювання та нових систем обробки даних, що можна буде застосувати в розробленій конструкції.

Розповсюдження набули системи, що прямо взаємодіють з людиною, як з користувачем. При цьому здебільшого людиною і виконується роль балансування вже при безпосередньо використанні. Наприклад одним з патентів, що знайшов своє застосування – «Two-wheel self-balancing vehicle with independently movable foot placement sections» - зображений на рисунку 1.4.



					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		10

Рисунок 1.4 – Схематичне зображення самобалансуючого транспорту

Основним його призначенням є переміщення користувача в просторі [5]. Тож в даному разі непередбачена автономність роботи та не має можливості модернізувати та перепрограмувати під свій розсуд. Сама ж система втримує баланс, але необхідна взаємодія з рухомими частинами корпусу для переміщення.

Другим прикладом є «Powered single-wheeled self-balancing vehicle for standing user», на рисунку 1.5.

Цей пристрій також самостійно підтримує баланс [6], незважаючи на це – також розроблений під взаємодію з користувачем, та не має змоги переміщувати навіть негабаритні вантажі. Можливість перепрограмування відсутня, а поворот навколо своєї осі має забезпечуватись напряму користувачем.

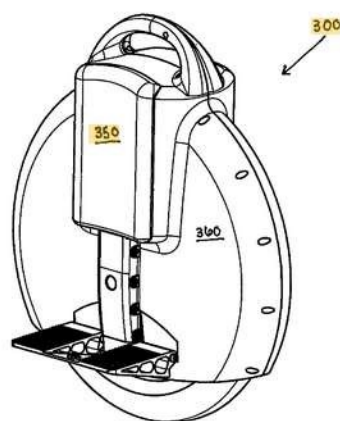


Рисунок 1.5 – Схематичне зображення балансуєчого транспорту з одним колесом

І останній приклад – «Flexible two-wheeled self-balancing robot system and its motion control method» зображений на рисунку 1.6.

Дана модель розроблена для експериментальних досліджень [7]. Не передбачає прямого контакту з людиною, а також має встановлену камеру, що може забезпечити орієнтування в просторі при належному програмному забезпеченні.

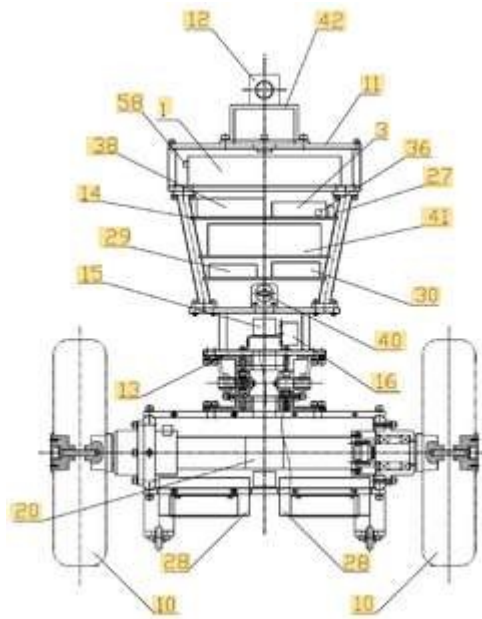


Рисунок 1.6 – Схематичне зображення балансуючого роботу

Висновок до розділу

Для того, щоб реалізувати пристрій заявлений в технічному завданні – необхідно побудувати активну систему контролю зі зворотнім зв’язком. Сам же зворотній зв’язок в даній роботі базується на PID алгоритмі та передбачає наявність гіроскопа і акселерометра.

Для того, щоб скомпонувати значення кута нахилу на основі даних отриманих з гіроскопа та акселерометра застосовується фільтр Калмана. Таким чином реалізується оптимальний спосіб позбавлення шумів в надчутливій системі, особливо це стосується акселерометра.

При вивченні аналогів найбільш схожим виявився «Flexible two-wheeled self-balancing robot system and its motion control method», але являється експериментальним зразком для подальшого вивчення систем балансування та орієнтації в просторі.

Розділ 2. СХЕМОТЕХНІЧНЕ ПРОЕКТУВАННЯ

2.1 Розробка структурної схеми та принцип роботи модулю

Структура балансуючого робота на основі STM32 наведена на рисунку 2.1

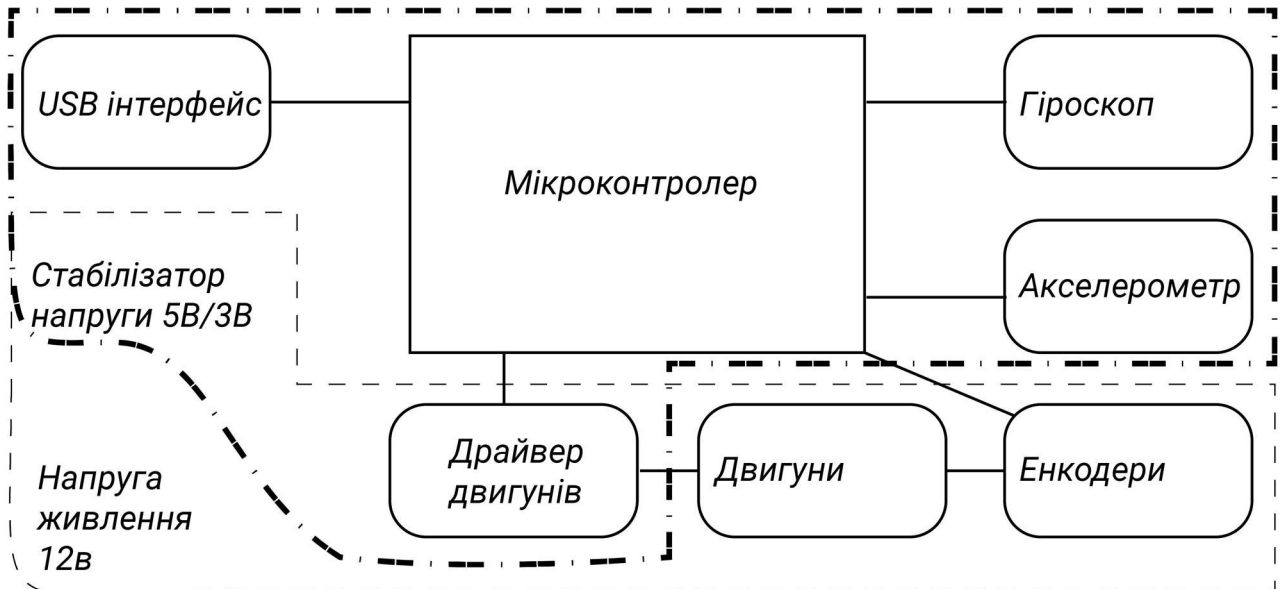


Рисунок 2.1 - Структура балансуючого робота

Балансуючий робот на основі STM32 складається з:

- мікроконтролеру STM32;
- гіроскопу;
- акселерометру;
- драйверу двигунів;
- акумулятору 12В;
- стабілізаторів напруги 5В/3В;
- USB-інтерфейсу зв'язку;
- двох двигунів на постійному струмі з енкодерами.

Найголовніша частина – мікроконтролер STM32F407VG з 32 бітним ядром Cortex-M4. Згідно технічного завдання, пристрій має використовуватись в логістиці для переміщення негабаритного вантажу. Потрібно реалізувати

пасивний контроль балансу через розробку корпусу та активний контроль за допомогою регулювання кута на основі даних отриманих з акселерометра та гіроскопа. Насправді ж мікроконтролер STM32 дозволяє в майбутньому значно покращити пристрій, додати алгоритми для пересування в певних приміщеннях та сенсори для обробки траєкторії шляху. Також, в залежності від складського обладнання, потрібно буде програмувати зв'язок з роботом для визначення моменту розміщення вантажу на нього та зняття. Адже самим пристроєм дані функції передбачені не будуть – це може значно вплинути на здатність втримувати баланс.

Для того, щоб надалі була можливість вдосконалювати пристрій необхідно реалізувати зв'язок з мікроконтролером та можливість перепрограмувати його. Так як мова йде про з'єднання з зовнішнім пристроєм програмування перш за все необхідно передбачити наступні можливі випадки:

- рівні напруги керуючого та керованого пристрою не співпадають;
- вихід порту з ладу через відсутність можливості ізоляції від зовнішнього впливу – наприклад, відрив контакту землі, коротке замикання, значний імпульс.

Для цього використовуються інтелектуальні ключі. Фактично це покращені реле. Це мікросхема з повною інтеграцією керуючої логіки, схеми захисту та діагностики. В даному проекті використано мікросхему STMP52141STR [8], що з'єднана з портом microUSB та двома світлодіодами. У випадку некоректної роботи порту через вплив з зовні дана мікросхема ізолює пристрій та засвітить червоний світлодіод, що дасть змогу користувачу знати про проблему з'єднання. Якщо ж з'єднання буде вдалим – буде засвічений зелений світлодіод.

Прибрати можливість появи високої напруги на порту, і не тільки, за допомогою інтелектуального ключа – ще не означає, що далі можна заводити контакти на мікроконтролер. Наступним кроком має бути додавання фільтру. В проекті використано EMIF02-USB03F2 [9]. EMI (Electro-Magnetic Interference) фільтри – це електромагнітні інтерференційні фільтри, що призначені для

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		14

зменшення впливу високочастотного електромагнітного шуму, особливо на лініях передачі. В даному випадку використано спеціалізований фільтр для корекції сигналів при з'єднанні через USB, та також забезпечує ESD (ElectroStatic Discharge) захист, тобто захист від електростатичного розряду.

Перш за все для того, щоб реалізувати завантаження прошивки необхідно налаштувати пінні BOOT1 та BOOT0 [10]. В мікроконтролері STM32F407VG якщо на пін BOOT1 подати «0», а на BOOT0 – «VDD» - активується загрузчик. На схемі за це відповідає роз'єм XP7, що має три виводи – землю, BOOT0 та живлення. Таким чином за допомогою джамперів можна обирати стан роботи. Сам загрузчик керується протоколом USB DFU (Device Firmware Upgrade), що і дозволяє лише за допомогою USB інтерфейсу, без додаткових програматорів та адаптерів, встановлювати необхідну прошивку лише попередньо правильно встановивши джампер контакту BOOT0.

В базовій комплектації робота є необхідною наявністю декількох сенсорів, що дозволять керувати системою для підтримання балансу та виконання базових функцій. Одним з таких сенсорів є акселерометр.

Перш за все виконується калібровка датчика, який би не використовувався, завжди можлива похибка. Також, якщо чутливість можна задавати – краще встановити на мінімальний рівень, щоб при налаштуванні був менший вплив можливих вібрацій, адже головне зафіксувати початкове положення, а вже при подальшому використанні зі збільшеною чутливістю відслідковувати відхилення від цього положення та реагувати на них. При реалізації схеми чутливість акселерометру виставлена на максимальне можливе значення. Вважається, що калібрування та отримання реальних значень проводиться перед встановленням на плату.

В даному проекті використовується датчик MMA7260. Для початку взаємодії з датчиком необхідно контакт «SLEEP» підтягнути до живлення [11]. В іншому разі датчик буде в режимі очікування, що дозволяє зберігати заряд при роботі від акумуляторів. Виходами G_s1 та G_s2 можна коригувати ступінь чутливості. Незважаючи на наявні RC-фільтри низької частоти – наведення шумів

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		15

є значним недоліком і оброблення даних буде потребувати попередньої підготовки. Ціна, яку варто сплатити за реагування на навіть невеликі зміни в положенні.

MEMS (Micro-electro-mechanical Systems) акселерометр при дуже малих розмірах дозволяє в залежності від механічного впливу отримувати на виході зміну електричної величини – це може бути опір, індуктивність, або як у нашому випадку – зміна ємності. Тобто є рухомі пластини та статичні, зі зміною відстані між ними змінюється ємність та напруга на виході. В залежності від того в якій осі відбулась зміна можна коригувати поведінку пристрою. Вимірювання прискорення відбувається в трьох осях. На кожен вісь є свій вихід мікросхеми, що можна просто завести на порт з аналогово-цифровим перетворювачем мікроконтролера. Тобто на виході отримаємо сигнал, що пропорційний проекції сили гравітації на відповідну вісь.

Також слід зазначити, що при збільшенні кута нахилу чутливість спадає та при досягненні 90о похибка зростає. Це можна нівелювати використовуючи проекції не тільки відповідно однієї осі. Тобто здавалося б для балансування робота достатньо знати відхилення від вертикальної осі та коригувати роботу, але урахування двох інших дозволяє уникнути втрати чутливості, а кінцева формула для обрахунку, в якій програмно ще треба буде врахувати коефіцієнти після калібровки, набуває наступного вигляду:

$$\gamma_z = \arctan\left(\frac{A_z}{\sqrt{A_x^2 + A_y^2}}\right) \quad (2.1)$$

Наступний надважливий сенсор для реалізації балансування та отримання необхідного зворотного зв'язку від пристрою – гіроскоп.

Для отримання значення кутової швидкості в проекті використовується датчик MPU6050 [12]. Для початку роботи з датчиком знову ж таки важливо провести калібрування та визначити результати вимірювання в початковій точці.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		16

Далі достатньо буде інтегрувати отримане значення кутової швидкості для визначення кута нахилу. Але навіщо знову визначати кут нахилу, якщо вивели значення кута з акселерометра? Насправді головним датчиком все ж буде гіроскоп та він має значний недолік – дрейф нуля. Тобто відображає недостовірні значення на низьких частотах і через інтегрування похибка буде лише наростати. Тож з акселерометра будуть використовуватись значення після фільтру низьких частот, що допоможе коригувати значення з гіроскопа.

Отримання даних побудовано на I²C (Inter-Integrated Circuit) інтерфейсі. Зв'язок відбувається по двом каналам – тактовому SCL (Serial Clock) та інформаційному SDA (Serial Data) каналі. Загалом пристрої при такому зв'язку поділяються на керуючі (master) та керовані (slave). При цьому, не збільшуючи кількість каналів, можна збільшувати кількість керуючих або керованих елементів. В кожного slave є своя адреса, тож можливо встановити комунікацію з конкретним компонентом.

На схемі електричній принциповій відображена наявність підтягуючих резисторів для каналів зв'язку – SDA та SCL. За допомогою цього реалізується уникнення конфліктів в передачі даних. За умов, коли передача не відбувається на лініях зв'язку зберігається логічна «1» за рахунок напруги 5В заведеної через резистори.

Алгоритм зв'язку починає свою роботу з опитування. Master посилає байт нулів, а потім свою адресу, на що slave, що отримав цей запит надсилає свою. Загалом зв'язок починається зі стартового біту. Тільки master може підчас логічної одиниці на каналі SCL скинути SDA в нуль. Завершення роботи зі slave-елементом відбувається також зміною SDA при логічній одиниці на каналі SCL, але вже підняттям з нуля в одиницю. В усіх інших випадках логічній одиниці на SCL відповідає біт даних на SDA.

Завжди після байтів інформації master очікує підтвердження отримання – логічним нулем slave підтверджує успішну передачу, натомість логічна одиниця свідчить про помилку та відхилення надісланої інформації. Це при записі в slave. Якщо ж відбувається читання, то вже master буде підтверджувати та надсилати біт

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		17

перевірки. Докладно процес початку та завершення передачі даних з використанням I²C інтерфейсу відображено на рисунку 2.2.

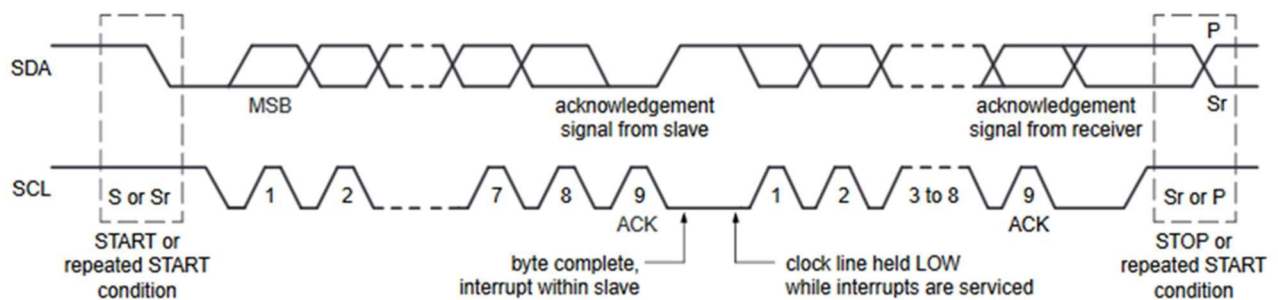


Рисунок 2.2 – Передача даних шиною I²C:

MSB – Most Significant Bit, ACK – acknowledgement signal

На основі даних з сенсорів мікроконтролер керує двигунами. В даному роботі наявні два двигуни на постійному струмі з енкодерами, що мають назву – 30:1 Metal Gearmotor 37Dx68L mm with 64 CPR Encoder [13].

Тобто мають передаточну характеристику 30:1, що звичайно впливає на зменшення швидкості – 350 обертів на хвилину вихідного валу, порівняно з 11 000, якщо співвідношення було б 1:1. Але таким чином значно зростає обертальний момент з 0,36 кг-см до 7,92 кг-см. На рисунку 2.3 наведено схематично як можна описати дану величину вимірювання обертального моменту.

Як видно з рисунку це критична величина, при її досягненні сили врівноважуються та оберту не відбувається. В таких умовах струм почне значно зростати і двигун вийде з ладу, тому що за таких умов двигун зупиняється і електрична енергія більше не трансформується в механічну – починає переходити в теплову. Що призводить до перегріву.

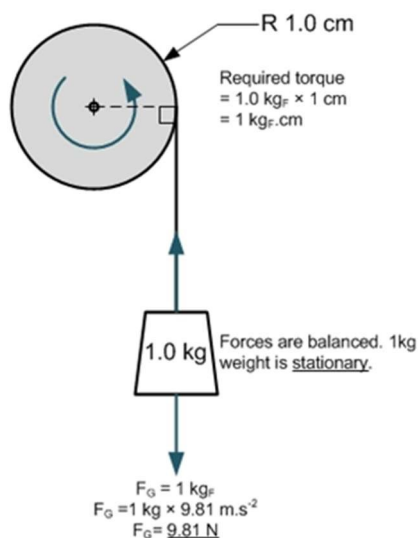


Рисунок 2.3 – Відображення параметрів системи при навантаженні 1 кг, якщо обертальний момент рівний 1 кг-см

Ще одним важливим параметром для взаємодії є значення CPR (counts per revolution) – це кількість змін логічних рівнів за оберт. В даному випадку за один повний оберт логічний рівень буде змінено 64 рази. За допомогою таймера мікроконтролера даний процес можна відслідковувати та використовувати для переміщення в просторі. Тобто якщо під дією зовнішнього фактору прилад змінив своє розташування – МК фіксує кількість обертів, та повертає пристрій назад на ту ж саму кількість, що є необхідним згідно ТЗ.

Дані двигуни розраховані на 12 В та максимальний струм до 5 А. Для забезпечення необхідного живлення використовується драйвер – L298N [14]. Він розрахований на живлення двох двигунів, а принцип роботи ґрунтується на Н-мосту. До кожного підведено по 4 контакти і в залежності від логічних одиниць чи нулів на входах IN1..4. На рисунку 2.4 наведена будова мікросхеми.

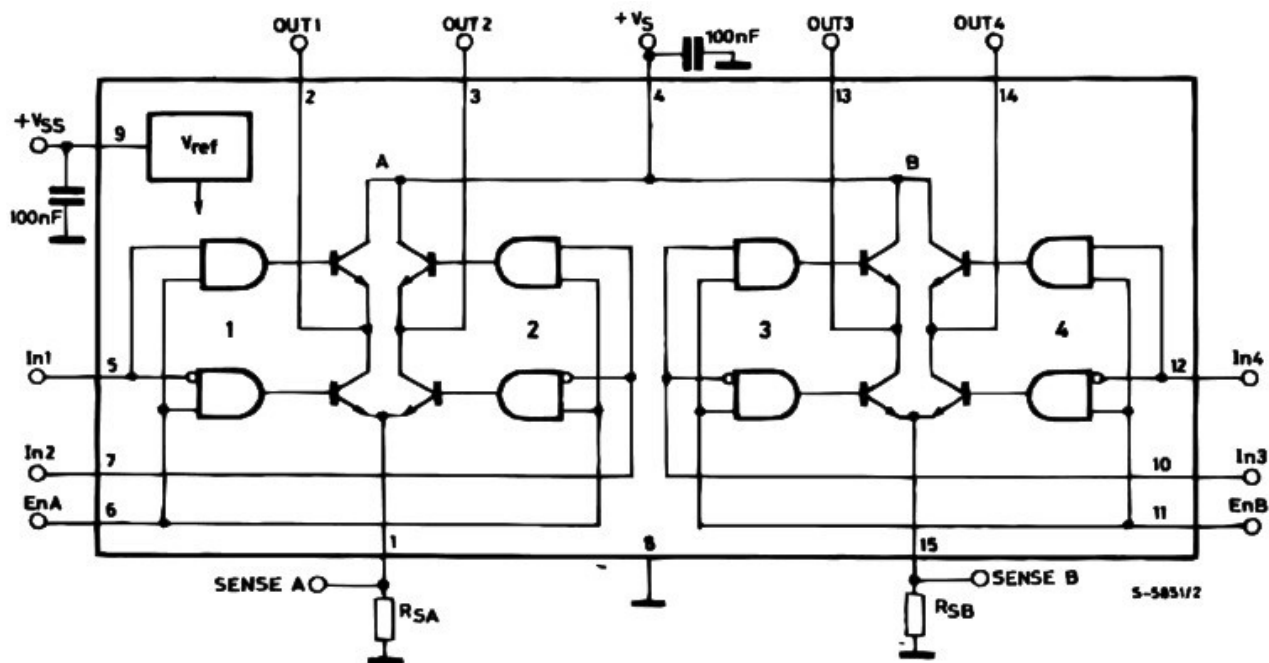


Рисунок 2.4 – TTL логіка мікросхеми драйвера живлення двигунів

Якщо взяти для прикладу OUT1, то стає зрозуміло, що все вирішується тим, який з транзисторів відкритий. Таким чином, якщо вхід IN1 має логічну одиницю та присутнє живлення на ENA – верхній транзистор відкривається та вхідна напруга (+Vs) поступає на OUT1. В іншому випадку відкритий буде нижній транзистор та через контакт SENSEA на OUT1 сформується нуль.

Для керування швидкістю використовуються виходи ENA та ENB. Якщо на них завести напругу живлення, то двигуни завжди будуть на максимумі своїх можливостей.

Живлення прототипу відбувається за рахунок акумулятору - Vonka 450mAh 25C 3S1P 11.1V Lipo Battery. В самій назві значиться, що вихідна напруга дорівнює приблизно 11В, а максимальний струм, що може підтримуватись акумулятором – 11,25 А [15]. В самій структурі міститься 4 банки, 3 з яких розміщені послідовно і одна паралельно (3S1P). Загалом ємність має підбиратись в залежності від умов використання пристрою та необхідного часу роботи без підзарядки.

Стабілізація живлення відбувається в кілька етапів, адже для роботи сенсорів необхідно забезпечити відсутність наводок та стрибків. Першим етапом

є отримання 5В. Реалізація цього завдання відбувається за рахунок мікросхеми MP2359. Вхідна напруга може корелювати від 4,5 В до 24 В, а вихідний струм до 1 А [16].

Вихідна напруга встановлюється в діапазоні від 0,81 В до 15 В. Точне значення досягається застосуванням дільника напруги з двох резисторів, що підключення до виходу FB. В документації на мікросхеми зазначено, що для отримання 5 В необхідно, щоб резистор, що підтягуючий до землі мав значення 9,53 кОм, а інший – 49,9 кОм. Також наводиться формула для обрахунку:

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{V_{OUT}}{0.81V} - 1}; \quad (2.2)$$

Обирати котушку краще з діапазону від 1 мкГн до 10 мкГн. Розробники мікросхеми радять використовувати з індуктивністю 4.7 мкГн та струмом до 2 А. Також є формула для обрахунків:

$$L = \frac{V_{OUT} * (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} * \Delta I_L * f_{SW}}; \quad (2.3)$$

де: ΔI_L – пульсуючий струм, що має бути приблизно 30 % від максимального струму навантаження.

Не менш важливим є обрання вхідного та вихідного конденсаторів. Вхідний конденсатор має зменшити вплив пускового струму, що в момент включення може сягати значних значень. Загалом рекомендуються конденсатори з діелектриками X5R або X7R, що мають малі температурні коефіцієнти та ESR (Equivalent Series Resistance), а отже – невеликі втрати. Рекомендується використовувати вхідний конденсатор ємністю 4,7 мкФ.

Вихідний конденсатор має забезпечити також невеликий опір на частоті роботи схеми, малу залежність від температури та стабілізувати зворотній зв'язок. Він обирається близьким до 22 мкФ.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		21

Та необхідно окремо забезпечити живлення 3,3 В. В даному проекті досягається за рахунок використання мікросхеми MIC5205-3.3VM5 [17]. Після отримання стабільного живлення 5 В додатково вивести з цього 3,3 В набагато простіше. В назві мікросхеми зазначено, що на виході буде 3,3 В, тому додатково використовувати дільники напруги не має необхідності. Залишається лише трохи відфільтрувати від шумів за допомогою конденсаторів на вході та виході.

В обох випадках використовується по два конденсатори, один з яких 470 пФ є шунтуючим (bypass capacitor), а інший близько 2,2 мкФ для перешкоджання утворення коливаний. Шунтуючий конденсатор для надмірних значень на виході.

2.2 Обґрунтування елементної бази

Алгоритм роботи з наведенням елементів схеми, що відповідають за певну складову роботи згадано в першій частині розділу. Тепер перейдемо до докладнішого розгляду цих елементів та чому обрані саме вони.

При виборі мікроконтролера розглянуто 4 сімейства – AVR, ARM, 8051 та PIC мікроконтролери [18]. Мікроконтролери сімейства 8051 розроблені компанією Intel. Підтримують I2C інтерфейс, дуже дешеві, але мають мало можливостей для підключення периферії. Це сімейство відноситься до 8-ми бітних мікроконтролерів і набуло широкого використання в автомобілебудуванні, – наприклад, як частина круїз контролю, системи ABS (anti-brake system), чи медицині, як датчики тиску крові та глюкози в ній. Подальший їх розгляд не є доцільним в рамках даного проекту, адже при виконанні балансу роботи необхідний зв'язок та контроль периферії з великою швидкістю обробки даних. В даному сімействі мікроконтролерів з фон Неймовською архітектурою витрачається 12 тактів на одну інструкцію.

Peripheral Interface Controller (PIC) мікроконтролери розроблені Microchip і в їх в аббревіатурі закладено - контроль периферійного інтерфейсу. Одна інструкція вимагає 4 такти. Покращена Гарвадська архітектура, що підтримує команди під RISC (Reduced Instruction Set Computer) архітектуру дозволяє завдяки простим

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		22

інструкціям згенерувати оптимальніший машинний код. Окрім того мають багато регістрів для зберігання даних, можливість побудови “pipeline” послідовності виконання інструкцій та малу енергозатратність через меншу необхідність в декодуванні інструкцій. Але 4 такти все ще надто повільно.

Мікроконтролери AVR від компанії Atmel основані на RISC архітектурі. Здатні виконувати за один такт одну інструкцію. Випускаються в трьох комплектаціях і найцікавішою є XmegaAVR. Має найбільшу пам'ять та швидкість. Адже від швидкості буде залежати вся система балансування. Фактично робот являє собою перевернутий маятник, що є нестабільною структурою.

Та є ще ARM процесори, що також базуються на RISC та здатні виконувати одну інструкцію за один такт. А в аббревіатурі закладено Advanced RISC Machines. Отже необхідно порівняти ARM та AVR сімейства.

Є кілька суттєвих відмінностей на користь ARM:

- підтримка DMA (Direct Memory Access) – тобто прямого доступу до пам'яті. Не має EEPROM, а дані записуються у Flash пам'ять, там же знаходиться код інструкцій. Вона розбита по діапазнам, а загалом структура пришвидшує читання та запис;
- FreeRTOS – багатозадачна операційна система реального часу, використовується для своєчасності обробки даних за допомогою переривань;
- DSP (Digital signal processor) – це процесори, що створені зі спеціалізованою архітектурою для максимально швидкої обробки вхідних сигналів. STM32 від ARM підтримує виконання DSP інструкцій, таким чином мінімізуючи затримки.

Тому для системи балансування, де необхідно максимально швидко реагувати на зміни, проходячи етап обробки сигналів, обрано мікроконтролер STM32F407 з позначенням DD2. Він має 1 Мб флеш пам'яті та максимальну тактову частоту 168 МГц.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		23

Щоб реалізувати захист при підключенні по USB необхідно обрати мікросхему інтелектуального ключа DA1. Від виробника мікроконтролеру STM32F407 є серія ключів для захисту мікросхем – STMPS21x1. Вони розроблені для уникнення впливу коротких замикань чи великих навантажень. Якщо їх температура не підвищується, то здатні переходити в режим джерела постійного струму, таким чином обмежуючи його рівень. Якщо ж перевищує 125 °С, то відбувається повне відключення мікросхеми та ізоляція системи, на вході якої вона розміщена.

Є чотири варіанти на вибір - STMPS2141, STMPS2151, STMPS2161, STMPS2171 [19]. Фактично головною відмінністю є струм на виході – за допомогою цього параметру можна поділити на дві підгрупи - STMPS2141 та STMPS2151 з максимальним струмом 0,5 А і STMPS2161 та STMPS2171 з 1 А. Максимальний струм на вході мікроконтролера може сягати 240 мА [20], тому вибір слід робити з першої підгрупи.

Мікросхема керується потенціалом на вході EN і відмінність двох варіантів з максимальним струмом в 500 мА полягає в полярності керуючого потенціалу. В даному проекті не має двополярного живлення, тому обрано STMPS2141.

Наступним елементом є фільтр, що на схемі електричній принциповій позначений як A1. Це має бути фільтр низьких частот для позбавлення від високочастотних наводок в лінії передачі USB інтерфейсу. Окрім того, каналів при такому інтерфейсі 2 – D+, D-. Це є першою вимогою при обранні кінцевого варіанту.

Наступним критерієм є технологія, що лежить в основі фільтрації – RC чи LC. Загалом в LC на котушці не падає напруга при проходженні постійного струму [21], на відміну від RC, де використовується резистор. Тож фактично нічого розсіювати теплом, що допомагає уникнути нагріву елемента. Але є одна значна відмінність в крутизні зрізу. При використанні технології конденсатора та котушки одночасно два елемента змінюють свої властивості під дією частоти. Тобто якщо в RC висока частота шунтується конденсатором, то в LC є ще

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		24

індуктивний опір котушки, що прямопропорційно зростає зі зростанням частоти струму.

Але навіть не дивлячись на малу крутизну спадання амплітуди фільтри RC менш чутливі стороннім магнітним полям та завадам, що в даному випадку є найголовнішим.

З наявних в широкому доступі фільтрів від елетромагнітних наведень з двома каналами RC технологією доступним є EMIF02-USB03F2.

Далі для прикладу розглянемо вибір мікросхеми для стабілізації напруги живлення DA3. Для розгляду обрано 4 мікросхеми (MP2359 [16], RT6200 [22], TS30011-13 [23], TPS54227 [24]).

При виборі зверталась увага на:

- максимальну вхідну напругу (більшому значенню відповідає кращий показник) – V_{in} ;
- вихідний струм (більшому значенню відповідає кращий показник) – I_{out} ;
- частота роботи (більшому значенню відповідає кращий показник) – F ;
- T_{min} , T_{max} - максимально допустимі температури (більшому діапазону відповідає кращий показник);
- вартість в умовних одиницях.

Ще одним параметром, що звичайно ж розглядався – вихідна напруга. Кожна з наведених вище мікросхем має в діапазоні вихідних значень 5 В, що є необхідним для живлення елементів пристрою. Тож за відсутності даного критерію все інше не мало б значення.

Також при побудові таблиці (таблиця 2.1) додано ваговий коефіцієнт, щоб розподілити важливість значень параметрів. В сумі мають бути рівні одиниці. Так як стабілізатор імпульсний, найвагомим обрано параметр частоти роботи. Наступним вагомим параметром обрано струм на виході. Від цього значно залежить скільки елементів зможе охопити дана мікросхема. Далі максимальне значення напруги на вході – цей параметр дозволяє менш прискіпливо підходити до обрання єдиного джерела живлення, що має задовольняти параметри ще й

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		25

двигунів. Заключними є температурний діапазон та вартість. Нижнє значення температури близько $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$, що більш ніж достатньо, вагомою є саме верхня межа, що і буде використано в таблиці для порівняння.

Таблиця 2.1 - Матриця параметрів ІС

Серія ІС	Параметри				
	F, MHz	I _{out} , A	V _{in} , B	Вартість, у.о.	T _{max} , °C
MP2359	1,4	1,2	24	1,13	+85
RT6200	1,2	0,6	36	0,98	+85
TPS54227	0,7	2	18	0,71	+85
TS30011-13	1	1	24	0,53	+125
Ваговий коеф b _j	0,4	0,2	0,2	0,1	0,1

Складаємо матрицю параметрів |X| (таблиця 2.2) згідно таблиці 2.1:

Таблиця 2.2 - Матриця параметрів X

X=	1,4	1,2	24	1,13	+85
	1,2	0,6	36	0,98	+85
	0,7	2	18	0,71	+85
	1	1	24	0,53	+125

Параметр, де більшому значенню відповідає менша якість матриці |X|, виділено кольором. Тобто чим менша вартість – тим краще, тож цей параметр необхідно перерахувати за формулою:

$$Y_{ij} = \frac{1}{x_{ij}} \quad (2.4)$$

де:

- $i = \overline{1, n}$ – кількість вибраних ІС;
- $j = \overline{1, m}$ – кількість параметрів ІС.

Отримаємо матрицю приведених параметрів $|Y|$ (таблиця 2.3):

Таблиця 2.3 - Матриця приведених параметрів Y

$Y =$	1,4	1,2	24	0,88	+85
	1,2	0,6	36	1,02	+85
	0,7	2	18	1,4	+85
	1	1	24	1,8	+125

Далі матрицю $|Y|$ приведемо до матриці нормованих параметрів $|A|$ - за формулою:

$$a_{ij} = \frac{\underbrace{\max_{ij} y_{ij}}_j - y_{ij}}{\underbrace{\max_{ij} y_{ij}}_j}, \quad (2.5)$$

де:

- $\underbrace{\max_{ij} y_{ij}}_j$ – максимальний елемент у стовпчику;
- y_{ij} – поточне значення елемента у стовпчику $|Y|$.

Таблиця 2.4 - Матриця нормованих параметрів A

$A =$	0	0,4	0,34	0,51	0,32
	0,14	0,7	0	0,43	0,32
	0,5	0	0,5	0,2	0,32
	0,29	0,5	0,34	0	0

Залишилось узагальнити використавши оцінюючу функцію:

$$Q_i = \sum_{j=1}^m a_j b_j, \quad (2.6)$$

де b_j – ваговий коефіцієнт.

$$\sum_{j=1}^m b_j = 1 \quad (2.7)$$

Значення оціночної функції для вибраних ІС наведені в таблиці 2.5.

Таблиця 2.5 - Значення оціночних функцій для ІС

Серія ІС	Q
MP2359	0,231
RT6200	0,271
TPS54227	0,352
TS30011-13	0,25

З наведеної таблиці оціночних функцій найменше значення Q відповідає найкращій ІС згідно вагових коефіцієнтів, що були задані на початку.

Аналізуючи результати можна виділити дві мікросхеми - MP2359 та TS30011-13. Друга має значно меншу вартість, фактично в два рази та більший запас по температурі. Але в той же час частота роботи в два рази нижче, тож з урахуванням вагового коефіцієнту для параметрів, що були обрані на початку підбору мікросхем – для реалізації імпульсного стабілізатору живлення обрано MP2359.

Ще один понижуючий стабілізатор, мікросхему до якого треба було підібрати – DA4. Аналогічно мають значення температурний діапазон, вартість, вхідна напруга, але ключовим фактором є напруга на виході. Для того, щоб не задавати її значення дільником напруги підібрано мікросхему, що з обв'язки потребує лише кілька конденсаторів і може забезпечити 3,3 В – мікросхема MIC5205-3.3VM5.

При обранні акселерометра DA2 основними критеріями відбору стали – наявність трьох осей відліку для збільшення точності, аналогових виходів, що можна було б завести на порти з АЦП та швидко реагувати на зміни значень та чутливість. Чутливість виражається через величину прискорення вільного падіння

– g. Максимальний рівень чутливості у обраної мікросхеми MMA7260 сягає 1,5g, що повністю відповідає вимогам реалізації проекту.

Для розгляду гіроскопу DD1 значення мало наявність інтерфейсу зв'язку I²C, що дає змогу в майбутньому просто додавати інші сенсори. При цьому достатньо мати два канали зв'язку SDA та SCL, що виведені на окремий роз'єм XS2. Також гіроскоп має діяти в трьох осях та мати достатній діапазон швидкості – більше 1000 °/с. Цим вимогам відповідає розповсюджений екземпляр MPU6050, який і обрано в проект.

Залишилась остання мікросхема – DD3, що використана в реалізації блоку драйвера двигунів. Основні вимоги для вибору схеми драйверу є наявність 4 виходів, тобто H-мосту, що забезпечує просте керування обертами – за часовою стрілкою, чи проти неї. Також важливо мати окремі виходи під ШІМ сигнали, щоб керувати кількістю обертів. Все це з розрахунком на два двигуни і відповідно великими діапазонами за струмом та напругою. Як наслідок, обрано L298n [14], що задовольняє вище перераховані вимоги, має пікові значення 2 А та 46 В на виході.

Вибір резисторів

Резистори мають відповідати заданому номінальному опору та мати невеликий допуск відхилень, адже система балансування вимагає високої точності. Тож розглядаються резистори с можливим відхиленням в 1 %. Потужність розсіяння 0,25 Вт буде вдосталь з розрахунку на те, що загалом значення напруги в схемі 5 В, а значення струму округлено до 100 мА для можливості подальшого додавання компонентів.

Заданим вимогам відповідають резистори поверхневого монтажу – SMD, типорозміром 0805, що виробляються компанією Yageo. В них широкий ряд номіналів, що містить всі зазначені при формування схеми номінали з невеликим допуском відхилення.

Вибір діодів

Діоди Шотткі VD1-VD6 та VD8, VD9 використовуються при побудові H-мосту драйверу двигунів, для керування ними. Основними критеріями є пропускна

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		29

здатність – величина пікового струму, а також критичної напруги. Обраний варіант здатен витримати – 5 А, та зворотню напругу до 100 В. Це діоди SK510L-TR від компанії Micro Commercial Co.

Діоди Шотткі VD7 та VD10 використовуються в імпульсному стабілізаторі напруги. Обираються саме Шотткі через швидкість спрацювання, адже основна функція діодів в даному випадку – захист від зворотнього струму. В блоці живлення навряд чи можуть відбутися такі ж стрибки, як при, наприклад, заїданні двигуна, адже має бути щось, що стане каталізатором такого явища. Цілком достатньо зворотньої напруги в 30 В, та струму в прямому включенні до 2 А. Це забезпечуються за допомогою діодів B230A-13-F від Diodes Incorporated.

Вибір кварцового резонатора

Номинал задано документацією на мікроконтролер [10] - 8 МГц. Обрано ECS-80-18-5PX-TR від компанії ECS Inc. Він розроблений для поверхневого монтажу, має необхідне значення частоти та невелику вартість.

Вибір конденсаторів

Параметри, що вплинули на вибір – ємність, допуск відхилення, тип конденсатора та робоча напруга.

Найменші – С9, С10 типорозміру 0402 від TDK Corporation з допуском 5 %. В основі конструкції діелектрик X5R, що демонструє гарні частотні властивості. Дані конденсатори розміщені біля кварцу, що знаходиться близько мікроконтролера, цим і обумовлено обрання таких незначних розмірів.

Більшість конденсаторів у проекті мають типорозмір 0805. Виготовлені компанією Kemet з допуском також 5 %. Мають широкий ряд номіналів, що відповідає необхідним значенням. В основі діелектрик X7R, що теж стійкий до роботи у високочастотних схемах.

Конденсатор С1 з типорозміром 1206 є полярним з оксидним діелектриком. Допуск вище зазначеного, але в межах допустимого – 10%. Даний конденсатор обрано згідно документації до мікроконтролеру, де вказано імплементацію USB інтерфейсу [25].

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		30

Залишилися електролітичні С7, С8. При обранні цих конденсаторів основну увагу приділено розповсюдженості та доступності в плані вартості. Такими виявились конденсатори від Panasonic Electronic Components з допуском 20 %.

Вибір котушки індуктивності

Котушка приведена відразу в двох документаціях до елементів, що були обрані раніше, а саме – мікроконтролер STM32 [25] та мікросхема імпульсного стабілізатора напруги – MP2359. Заявленому номіналу в 4,7 мкГн відповідає котушка CIGW252010EH4R7MNE від Panasonic Electronic Components для поверхневого монтажу.

Вибір перемикача

Єдиними вимогами до кнопки в даному випадку є невеликі розміри, поверхневий монтаж. Обрано кнопку TL3301DF160QG від Panasonic Electronic Components. З її допомогою є можливість перевантажити мікроконтролер за необхідності.

Вибір роз'ємів

Всі роз'єми позначенні через ХР відносяться до стандартизованих виводів з кроком 2,54 мм. Відмінністю є кількість можливих з'єднань.

XS1 – це роз'єм під microUSB. В даному випадку обрано ZX62D-B-5PA8 від компанії Hirose Connector. Якщо виводи розраховані більш під джампери або для забезпечення зручнішого доступу до певного контакту – роз'єм XS2 задовольняє потребу виводу I²C інтерфейсу і обраний у вигляді гнізда JST B4B-PH-K від компанії JST.

Велике гніздо під шлейф на 20 позицій – XS3 необхідно для можливого подальшого модернізування робота та підключення додаткової периферії. Цей роз'єм реалізовано за допомогою гнізда F254-20-GS-850-9, виробленого у TE Connectivity.

Вибір пристроїв індикації

В даному випадку вимоги мінімальні, що стосуються поверхневого монтажу для зменшення розміру, доступності в плані вартості та розповсюдженості і роботоспроможності при напрузі в 5 В. Дані світлодіоди розміщуються недалеко

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		31

від роз'єму microUSB та служать для відображення справного чи ні з'єднання. Тож виконуються в двох кольорах – зелений HAN1102W-1-TR від компанії Stanley Electric Co. Та червоний - SML-D12U1WT86, вироблений компанією Rohm Semiconductor.

Вибір транзистору

Транзистор використовується в парі з зеленим світлодіодом наведеним вище та включений у ключовому режимі (рисунок 2.5). Передбачається, що це біполярний n-p-n транзистор, що відкривається при напрузі $U_{be} = 0,7$ В. З огляду на невелике значення напруги живлення цього блоку – 5 В, обрано SS9013FTF від ON Semiconductor, що не ввійде в режим насичення та зможе виконувати роль ключа.

Резистор R10 вказаний в документації, інші ж необхідно розрахувати в залежності від обраного транзистору та діоду.

Тож з документації на SS9013FTF [26]:

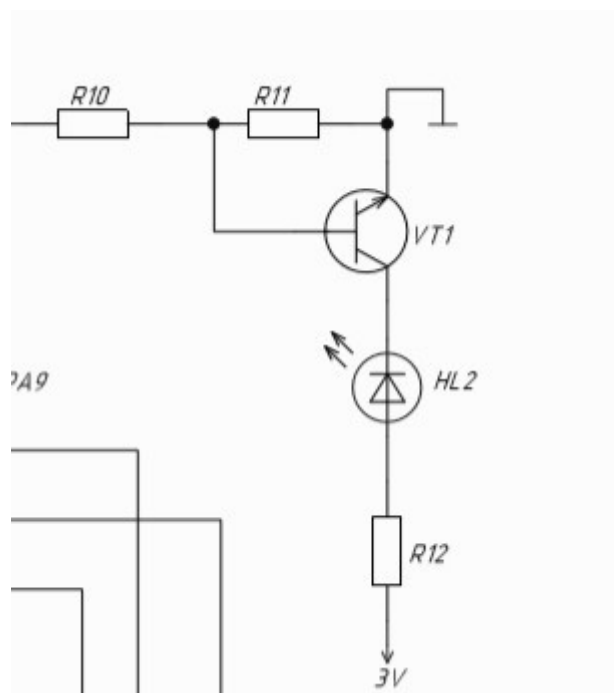


Рисунок 2.5 – Включення VT1 в ключовому режимі

$$R_{10} = 47 \text{ кОм}; I_b = 80 \text{ мкА}; I_c = 10 \text{ мА}; U_{be} = 0,7 \text{ В}$$

Тоді:

$$I_{10} = \frac{5 - 0,7}{47000} = 90 \text{ мкА}$$

Так як 80 мкА має бути струм бази – на резистор переходу залишається 10 мкА:

$$R_{11} = \frac{0,7}{10 * 10^{-6}} = 70 \text{ кОм}$$

Для діоду [27] падіння напруги прямого включення складає 1,2 В, струм до 7 мА.

Отже,

$$R_{12} = \frac{3,3 - 1,2}{7 * 10^{-3}} = 300 \text{ Ом}$$

Стандартним значенням резистору в такому випадку є 330 Ом.

Висновок до розділу

Спроектована схема має в своєму складі декілька інтерфейсів зв'язку – microUSB інтерфейс для перепрограмування, I²C інтерфейс для контакту MPU6050-гіроскопа та мікроконтролера-STM32 і ще один зв'язок через АЦП мікроконтролера з акселерометром MMA7260.

Важливою є наявність роз'єму I²C, що дозволяє додавати і інші керуємі, або керуючі елементи, незважаючи на вже наявний гіроскоп. Окрім цього при проектуванні прийнято рішення встановити роз'єм на 20 виводів, щоб максимально спростити подальшу можливість модернізувати пристрій під певні приміщення – на цей роз'єм заведено незадіяні виходи МК.

До плати можна буде підключити два двигуни з максимальним струмом до 2 А. Наявна можливість керувати кількістю обертів через ШІМ сигнал, та задавати рух за часовою чи проти неї, завдяки структурі Н-мосту драйвера.

Підібрано мікросхеми та, задані в документації на них, компоненти, щоб максимально знизити можливі наведення завад. Великий акцент зроблено на супроводжувальну документацію елементів, щоб обрати правильні величини компонентів.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		33

Розділ 3. ПРОЕКТУВАННЯ ДРУКОВАНОГО ВУЗЛУ

3.1 Вибір матеріалу та типу друкованої плати

Для виготовлення пристрою обрано 2-шарову друковану плату. В технічному завданні не було критичних обмежень по розміру плати та й кінцева кількість елементів незначна, тому додавати більше шарів для трасування немає необхідності. Натомість в окремих ділянках були додані нульові резистори, що служать перемичками.

Однією з основних відмінностей при виготовленні двошарових плат від багат шарових – непотрібне пресування шарів. Пластина діелектрику, в цьому випадку, це склотекстоліт, по обидві сторони якого сформовано металізацію. І так як фактично утворюється конденсатор – для зменшення паразитної ємності при трасуванні особлива увага приділяється перпендикулярному розміщенню провідників одного шару відносно іншого.

Екстремальних умов роботи кінцевого приладу не передбачається, окрім того значення електричних величин також невеликі для того, щоб в даному випадку вплинути на матеріал. Тому обрано розповсюджений тип - склотекстоліт FR4. Одна з найважливіших властивостей – стійкість до механічних впливів та низький коефіцієнт викривлення. Так як пристрій рухомий – дані параметри мають значення для справного функціонування.

Для того, щоб забезпечити необхідну вагу для вібростійкості при отриманих розмірах плати – 10 на 6 см, товщину обрано 1,5 мм. Далі проведемо розрахунки для підтвердження виконання вимог.

В якості металізації виступає шар мідної фольги товщиною 35 мкм по обидві сторони діелектрика.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		34

3.2 Вибір класу точності

Визначення мінімальної ширини друкованого провідника по постійному струму

Формула розрахунку мінімальної ширини:

$$b_{\min I} = \frac{I_{\max}}{j_{\text{доп}} \cdot t_{\text{пров}}} \quad (3.1)$$

де:

- I_{\max} – пікове значення струму через провідник,
- $j_{\text{доп}}$ – допустима щільність струму друкованого провідника, що виготовлений комбінованим позитивним методом, $j_{\text{доп}}=48 \text{ А/мм}^2$ (за ОСТ 4.010.022–85),
- $t_{\text{пров}}$ – товщина друкованого провідника:

$$t_{\text{пров}} = h_{\text{ф}} + h_{\text{ГМ}} + h_{\text{ХМ}} \quad (3.2)$$

де:

- $h_{\text{ф}}$ – товщина фольги матеріалу =0,035 мм;
- $h_{\text{ГМ}}$ – товщина гальванічно осадженої міді =0,055мм;
- $h_{\text{ХМ}}$ – товщина шару хімічно осадженої міді $h_{\text{ХМ}}=0,0065$ мм.

Отримуємо:

$$t_{\text{пров}} = 0,035 + 0,055 + 0,0065 = 0,0965 \text{ мм}$$

Для визначення максимального струму I_{\max} необхідно просумувати струми, що споживаються активними елементами схеми. Але в даному випадку, найзначніший внесок від двигунів. Якщо мікросхеми споживають мікроампери чи десятки міліампер – двигуни 300 мА. Для запасу обрано значення в 500 мА.

Отже, мінімальна ширина друкованого провідника на постійному струмі для ланцюгів живлення і землі:

$$b_{\min I} = \frac{I_{\max}}{j_{\text{доп}} \cdot t_{\text{пров}}} = \frac{500 \cdot 10^{-3}}{48 \cdot 0,0965} = 0,107 \text{ мм.}$$

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		35

Як видно з обрахунків максимально можливий клас точності – 4. Даний клас забезпечить достатню щільність монтажу та якість трасування. При використанні такої точності можна проводити доріжки поміж контактних майданчиків інших елементів, особливо SMD, що покращує реалізацію двошарової плати. Характеристики цього класу наведені в таблиці 3.1:

Таблиця 3.1 - Значення основних розмірів в залежності від класу точності

Параметр	Позначення	Клас точності			
		2	3	4	5
Ширина друкованого провідника, мм	$b_{пр}^r$	0,45	0,25	0,15	0,10
Відстань між елементами друкованого монтажу, мм	I_r	0,45	0,25	0,15	0,10
Гарантований поясок, мм	$b_{ПО}$	0,20	0,10	0,05	0,03
Відношення номінального діаметру найменшого з металізованих отворів до товщини друкованої плати, мм	$K_{ДТ}$	0,40	0,33	0,25	0,20

Перевірка допустимого падіння напруги при заданій ширині провідника

В минулому пункті проведено підрахунок з урахуванням струму, але необхідно також перевірити падіння напруги. Для того, щоб впевнитись, що ширина відповідає вимогам розрахунок проводиться на найдовшому провіднику:

$$b_{minU} = \frac{\rho * I_{max} * L_{пров}}{t_{пров} * U_{доп}} \quad (3.3)$$

де:

- ρ - питомий опір провідника, виготовленого комбінованим позитивним методом, $\rho = 0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$;
- $L_{\text{пров}}$ – довжина найдовшого друкованого провідника на друкованій платі
 $L_{\text{пров}} = 0,0497 \text{ м}$;
- $U_{\text{доп}}$ – допустиме падіння напруги на друкованому провіднику $U_{\text{доп}} = 0,05 \cdot U_{\text{жив}} = 0,05 \cdot 5 \text{ В} = 0,25 \text{ В}$.

Мінімально допустима ширина провідника при заданих параметрах відповідає межам обраного класу точності:

$$b_{\min U} = \frac{\rho * I_{\max} * L_{\text{пров}}}{t_{\text{пров}} * U_{\text{доп}}} = \frac{0,0175 * 107 * 10^{-3} * 0,0497}{0,0965 * 0,25} = 0,0038 \text{ мм.}$$

Визначення мінімальної ширини провідника

$$b_{\min} = b_{\text{п}^r_{\text{р}}} + 1,5 \cdot h_{\text{ф}} + 0,03 \quad (3.4)$$

де: $b_{\text{п}^r_{\text{р}}}$ – мінімальна ширина провідника для обраного класу точності – в нашому випадку $b_{\text{п}^r_{\text{р}}} = 0,15 \text{ мм}$. Отже,

$$b_{\min} = b_{\text{п}^r_{\text{р}}} + 1,5 * h_{\text{ф}} + 0,03 = 0,15 + 1,5 * 0,035 + 0,03 = 0,2325 \text{ мм.}$$

Клас точності накладає обмеження по мінімальних значеннях, що можливі для реалізації трасування. Отриманий розмір менше за можливий для реалізації третім класом, тому вирішено дотримуватись обраного раніше – 4го класу.

Визначення номінального діаметру монтажних отворів

Роз'єми потребують монтажних отворів, діаметр яких розраховується за формулою:

$$d \geq d_{\text{ве}} + \Delta d_{\text{мо}} + r \quad (3.5)$$

де:

- $d_{\text{ве}}$ - діаметр виводу елемента:
 - XS1 – 0,25 мм;

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		37

- XS2 – 0,4 мм;
- XS3 – 0,6 мм;
- XP1-XP3, XP5-XP7 – 0,9 мм;
- XP4 – 0,7 мм;
- $\Delta d_{\text{мо}}$ - нижнє граничне відхилення від номінального діаметру монтажного отвору, $\Delta d_{\text{мо}}=0,1$ мм;
- r - різниця між мінімальним діаметром монтажного отвору та максимальним діаметром виводу елемента $r=0,1..0,2$ мм.

Підставивши значення у формулу отримаємо:

$$d_{XS1} = 0,25 + 0,2 + 0,1 = 0,5 \text{ мм,}$$

$$d_{XS2} = 0,4 + 0,2 + 0,1 = 0,7 \text{ мм,}$$

$$d_{XS} = 0,6 + 0,2 + 0,1 = 0,9 \text{ мм,}$$

$$d_{XP1-XP, XP5-X} = 0,9 + 0,2 + 0,1 = 1,2 \text{ мм,}$$

$$d_{XP4} = 0,7 + 0,2 + 0,1 = 1 \text{ мм,}$$

Визначення діаметра контактної майданчика

Мінімальний діаметр контактної майданчика розраховується за формулою:

$$D_{\text{min}} = D_{\text{min1}} + 1,5 \cdot h_{\phi} + 0,03, \quad (3.6)$$

де: D_{min1} – мінімальний ефективний діаметр контактної майданчик:

$$D_{\text{min1}} = 2 \left(b_{\text{по}} + \frac{d_{\text{max}}}{2} + \delta_o + \delta_{\text{км}} \right), \quad (3.7)$$

де:

- d_{max} – максимальний діаметр просвердленого отвору в ДП;
- $b_{\text{по}} = 0,05$ мм – ширина пояса КМ;
- $\delta_o = 0,07$ мм – похибка розташування центру отвору відносно вузла КС;
- $\delta_{\text{км}} = 0,05$ мм - похибка розташування центру КМ відносно вузла КС.

Максимальний діаметр просвердленого отвору ДП:

$$d_{\text{max}} = d + \Delta d + (0.1 \dots 0.15), \quad (3.8)$$

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		38

де:

- d – номінальний діаметр МО,
- Δd - допуск на діаметр отвору, $\Delta d = 0,05$ мм.

Максимальний діаметр КМ:

$$D_{max} = D_{min} + 0,02 \text{ мм} \quad (3.9)$$

Для XS1:

$$d_{max} = d + \Delta d + (0,1 \dots 0,15) = 0,5 + 0,05 + 0,1 = 0,65 \text{ мм}$$

$$D_{min1} = 2 \left(b_{по} + \frac{d_{max}}{2} + \delta_o + \delta_{км} \right) = 2 \left(0,05 + \frac{0,65}{2} + 0,07 + 0,05 \right) =$$
$$= 0,34 + 0,65 = 0,99 \text{ мм}$$

$$D_{min} = D_{min1} + 1,5 \cdot h_{\phi} + 0,03 = 0,99 + 1,5 \cdot 0,035 + 0,03 =$$
$$= 0,99 + 0,0825 = 1 \text{ мм}$$

$$D_{max} = D_{min} + 0,02 = 1,02 \text{ мм}$$

Для XS2:

$$d_{max} = 0,7 + 0,15 = 0,85 \text{ мм}$$

$$D_{min1} = 0,34 + 0,85 = 1,19 \text{ мм}$$

$$D_{min} = 1,19 + 0,0825 = 1,2725 \text{ мм}$$

$$D_{max} = D_{min} + 0,02 = 1,3 \text{ мм}$$

Для XS3:

$$d_{max} = 0,9 + 0,15 = 1,05 \text{ мм}$$

$$D_{min1} = 0,34 + 1,05 = 1,39 \text{ мм}$$

$$D_{min} = 1,39 + 0,0825 = 1,4725 \text{ мм}$$

$$D_{max} = D_{min} + 0,02 = 1,5 \text{ мм}$$

Для XP1-XP3, XP5-XP7:

$$d_{max} = 1,2 + 0,15 = 1,35 \text{ мм}$$

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		39

$$D_{min1} = 0,34 + 1,35 = 1,69 \text{ мм}$$

$$D_{min} = 1,69 + 0,0825 = 1,7725 \text{ мм}$$

$$D_{max} = D_{min} + 0,02 = 1,8 \text{ мм}$$

Для ХР4:

$$d_{max} = 1 + 0,15 = 1,15 \text{ мм}$$

$$D_{min1} = 0,34 + 1,15 = 1,49 \text{ мм}$$

$$D_{min} = 1,49 + 0,0825 = 1,5725 \text{ мм}$$

$$D_{max} = D_{min} + 0,02 = 1,6 \text{ мм}$$

Визначення мінімальної відстані між провідником та контактним майданчиком

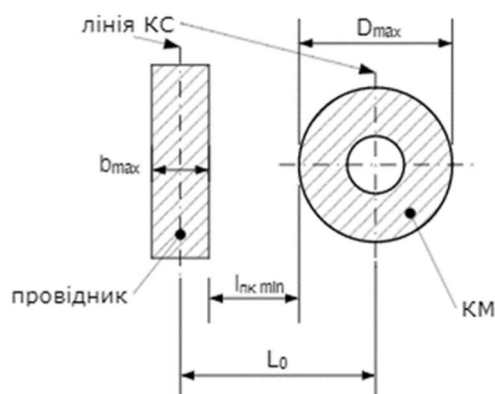


Рисунок 3.1 – Мінімальна відстань між провідником і контактною площиною

$$l_{ПКМ \min} = L_0 - \left(\frac{D_{max}}{2} + \delta_{КМ} + \frac{b_{max}}{2} + \delta_{СП} \right) \quad (3.10)$$

де:

- $L_0 = 1,25 \text{ мм}$ – відстань між центром отвору та центром друкованого провідника, що є кратним кроку КС, найскладніший випадок;
- $\delta_{СП} = 0,05 \text{ мм}$ – похибка зміщення провідника;
- $D_{max} = 1,8 \text{ мм}$ – найбільший з розрахованих попередньо;
- $\delta_{КМ} = 0,05 \text{ мм}$ – похибка зміщення контактної площини;

- $b_{max} = b_{min} + 0,02 = 0,25$ мм – максимальна ширина провідника.

$$l_{ПКМ min} = L_0 - \left(\frac{D_{max}}{2} + \delta_{км} + \frac{b_{max}}{2} + \delta_{сп} \right) = 1,25 - \left(\frac{1,8}{2} + 0,05 + \frac{0,25}{2} + 0,05 \right) = 0,125 \text{ мм.}$$

Розрахунок мінімальної відстані між двома провідниками

$$l_{ПП min} = L_0 - (b_{max} + 2\delta_{сп}) \quad (3.11)$$

$$l_{ПП min} = 1,25 - (0,25 + 2 \cdot 0,05) = 0,89 \text{ мм}$$

Розрахунок мінімальної відстані між двома контактними майданчиками

$$l_{КМ min} = L'_0 - (D_{max} + 2\delta_{км}) \quad (3.12)$$

де $L'_0 = 2,5$ мм – відстань між центрами сусідніх КМ

$$l_{КМ min} = 2,5 - (1,8 + 2 \cdot 0,05) = 0,6 \text{ мм.}$$

3.3 Температурний розрахунок елементів із найбільшою потужністю

Для того, щоб впевнитись в працездатності пристрою необхідно перевірити потребу наявності додатково охолодження. Фактично є 2 мікросхеми, що слід прорахувати – перша – L298N, що є драйвером двигунів, друга – МР2359, що є стабілізатором напруги живлення. Загалом потужність втрат розраховується за формулою:

$$P = (V_{in} - V_{out}) \cdot I_{out}, \quad (3.13)$$

де:

- P – потужність, що розсіюється на мікросхемі, Вт;

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		41

- $V_{in}V_{out}$ – вхідна та вихідна напруга, відповідно, В;
- I_{out} – вихідний струм, А.

У випадку драйвера падіння напруги при роботі складає 3 В. Двигуни задають струм. В проекті використані максимально можливий 1 А, але так як максимально можливий для драйвера – 2 А – прийmemo це значення для розрахунку. Щоб надалі за потреби мати змогу поставити потужніші мотори:

$$P = 3 \cdot 2 = 6 \text{ Вт.}$$

З [26] визначаємо тепловий опір та розрахуємо температуру кристалу [14]:

$$T = T_{\text{зовн.сер.}} + R \cdot P = 25 + 13 \cdot 6 = 83 \text{ }^\circ\text{C.}$$

де:

- $R = 13 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$ – тепловий опір з урахуванням контактної площадки під;
- $T_{\text{зовн.сер.}} = 25^\circ\text{C}$ - температура зовнішньої середи, за якої працюватиме прилад;

Для справної роботи мікросхеми температура кристалу не повинна перевищувати $130 \text{ }^\circ\text{C}$. В даному випадку навіть при розрахунку з запасом є близько $50 \text{ }^\circ\text{C}$ діапазону, що є більш ніж достатнім.

Наступним кроком потрібно розрахувати нагрів стабілізатора MP2359. Так як це нелінійний стабілізатор важливо перевірити залежність ККД від вихідного струму та напруги (рисунок 3.2):

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		42

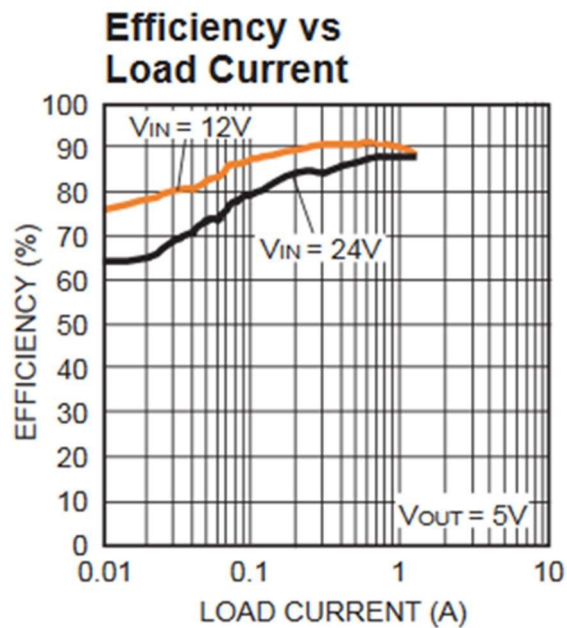


Рисунок 3.2 – Залежність ККД від вихідного струму та падіння напруги

Споживання струму округлене в більшу сторону, до 100 мА – I_{max} , що дає змогу впевнитись в працездатності стабілізатору. При цьому значенні ККД сягає близько 87 %, як видно з рисунку 3.2 ККД розраховується за формулою:

$$\eta = \frac{P_{кор}}{P_{повна}} \cdot 100\% \quad (3.14)$$

де:

- $P_{кор}$ – споживча потужність елементів схеми, які живляться від стабілізатору.
- $P_{повна}$ – повна потужність (розсіюється теплом на корпусі мікросхеми).

Перетворимо формулу (3.14), щоб знайти потужність, що виділяється:

$$P = \frac{I_{max} * U_{out}}{\eta} - I_{max} * U_{out} = \frac{0,1 * 5}{0,87} - 0,1 * 5 = 70 \text{ мВт}$$

В документації наведено максимальну потужність, що може розсіяти корпус мікросхеми [16]– це 568 мВт, що більш ніж в 5 разів вище за отриману для даного проекту. Тож використання додаткового охолодження непотрібне.

3.4 Електричний розрахунок

Використані формули вказані в учбовому матеріалі ФТОК-1 [28].

Найбільша ємність між двома сусідніми провідниками

$$C = 0,12 \cdot \varepsilon \cdot l_{\text{пр}} \cdot \left(\lg \frac{2 \cdot S}{b_{\text{пр}} + t_{\text{пр}}} \right)^{-1} \quad (3.15)$$

де:

- $S = 0,35$ мм – відстань двома обраними провідниками;
- $b_{\text{пр}} = 0,2$ мм – ширина друкованого провідника;
- $t_{\text{пр}} = 0,035$ мм – товщина друкованих провідників;
- $l_{\text{пр}} = 24$ мм – довжина взаємного перекриття двох паралельних провідників;
- ε – діелектрична проникність друкованої плати із урахуванням лаку.

ε для даного розрахунку:

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_{\text{лаку}} \cdot \varepsilon_{\text{мат.ДП}} \cdot (h_{\text{мат.ДП}} + 2 \cdot h_{\text{шар лаку}})}{2 \cdot \varepsilon_{\text{мат.ДП}} \cdot h_{\text{шар лаку}} + \varepsilon_{\text{лаку}} \cdot h_{\text{мат.ДП}}} \quad (3.16)$$

де:

- $\varepsilon_{\text{лаку}} = 4,5$ – діелектрична проникність лаку УР-231 ТУ 6-21-14-90 [29];
- $h_{\text{мат.ДП}} = 1,5 \cdot 10^{-3}$ м – товщина друкованої плати;
- $\varepsilon_{\text{мат.ДП}} = 4,5$ – діелектрична проникність FR4;
- $h_{\text{шар лаку}} = 10 \cdot 10^{-6}$ м – товщина шару лаку.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		44

Таким чином,

$$\begin{aligned}\varepsilon &= \frac{\varepsilon_{\text{лаку}} * \varepsilon_{\text{мат.ДП}} * (h_{\text{мат.ДП}} + 2 * h_{\text{шар лаку}})}{2 * \varepsilon_{\text{мат.ДП}} * h_{\text{шар лаку}} + \varepsilon_{\text{лаку}} * h_{\text{мат.ДП}}} \\ &= \frac{4,5 * 4,5 * (1,5 * 10^{-3} + 2 * 10 * 10^{-6})}{2 * 4,5 * 10 * 10^{-6} + 4,5 * 1,5 * 10^{-3}} = 4.55 \\ C &= 0,12 * 4,55 * 24 * \left(\lg \frac{2 * 0,35}{0,2 + 0,035} \right)^{-1} = 27.6 \text{ пФ.}\end{aligned}$$

Найбільша взаємна індуктивність двох паралельних друкованих провідників

$$M = 0,02 * \left(l_{\text{пр}} * \lg \frac{\sqrt{l_{\text{пр}}^2 + L_0^2} + l_{\text{пр}}}{L_0} - \sqrt{l_{\text{пр}}^2 + L_0^2} + L_0 \right) \quad (3.17)$$

де:

- $l_{\text{пр}} = 2,4$ см – довжина взаємного перекриття двох паралельних провідників;
- $L_0 = 0,055$ см – відстань між осьовими лініями двох паралельних провідників.

Тоді

$$\begin{aligned}M &= 0,02 * \left(l_{\text{пр}} * \lg \frac{\sqrt{l_{\text{пр}}^2 + L_0^2} + l_{\text{пр}}}{L_0} - \sqrt{l_{\text{пр}}^2 + L_0^2} + L_0 \right) = \\ &= 0,02 * \left(2,4 * \lg \frac{\sqrt{2,4^2 + 0,055^2} + 2,4}{0,055} - \sqrt{2,4^2 + 0,055^2} + 0,055 \right) \\ &= 0,044 \text{ нГн}\end{aligned}$$

Потужність втрат двосторонньої друкованої плати

$$P_{\text{пот}} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot E^2 \cdot \text{tg}\sigma \quad (3.18)$$

де:

- $f = 1$ Гц, ведемо розрахунок на постійному струмі;
- $\text{tg}\sigma$ – тангенс кута діелектричних втрат для матеріалу друкованої плати;
- C – ємність друкованої плати;
- E – напруга живлення $E = 5$ В.

Ємність друкованої плати:

$$C = \frac{0,009 \cdot \varepsilon \cdot S_m}{h} \quad (3.19)$$

де:

- $\varepsilon = 4,5$ – діелектрична проникність FR4;
- $S_m = 1483,57$ мм² – площа металізації;
- $h = 1,5$ мм – товщина друкованої плати.

Тангенс кута діелектричних втрат для друкованої плати:

$$\text{tg}\sigma = \frac{\varepsilon_{\text{лаку}} \cdot h_{\text{мат.ДП}} \cdot \text{tg}\sigma_{\text{мат.ДП}} + 2 \cdot \varepsilon_{\text{мат.ДП}} \cdot h_{\text{шар лаку}} \cdot \text{tg}\sigma_{\text{лаку}}}{2 \cdot \varepsilon_{\text{мат.ДП}} \cdot h_{\text{шар лаку}} + \varepsilon_{\text{лаку}} \cdot h_{\text{мат.ДП}}} \quad (3.20)$$

де:

- $\varepsilon_{\text{лаку}} = 4,5$ – діелектрична проникність лаку УР-231 ТУ 6-21-14-90;
- $h_{\text{мат.ДП}} = 1,5 \cdot 10^{-3}$ м – товщина друкованої плати;
- $\text{tg}\sigma_{\text{мат.ДП}} = 0,002$ – тангенс кута діелектричних втрат матеріалу друкованої плати;
- $\varepsilon_{\text{мат.ДП}} = 4,5$ – діелектрична проникність FR4;
- $h_{\text{шар лаку}} = 10 \cdot 10^{-6}$ м – товщина шару лаку;

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		46

- $\text{tg}\sigma_{\text{лаку}} = 0,03$ – тангенс кута діелектричних втрат лаку УР-231 ТУ 6-21-14-90.

Отже,

$$C = \frac{0,009 \cdot 4,5 \cdot 1483,57}{1,5} = 40,22 \text{ пФ};$$

$$\text{tg}\sigma = \frac{\varepsilon_{\text{лаку}} \cdot h_{\text{мат.ДП}} \cdot \text{tg}\sigma_{\text{мат.ДП}} + 2 \cdot \varepsilon_{\text{мат.ДП}} \cdot h_{\text{шар лаку}} \cdot \text{tg}\sigma_{\text{лаку}}}{2 \cdot \varepsilon_{\text{мат.ДП}} \cdot h_{\text{шар лаку}} + \varepsilon_{\text{лаку}} \cdot h_{\text{мат.ДП}}}$$

$$= \frac{4,5 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,002 + 2 \cdot 4,5 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 0,03}{2 \cdot 4,5 \cdot 10 \cdot 10^{-6} + 4,5 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} = 0,0024$$

$$P_{\text{пот}} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot E^2 \cdot \text{tg}\sigma = 2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 40,22 \cdot 10^{-12} \cdot 5^2 \cdot 0,024 = 1,52 \text{ нВт.}$$

3.5 Розрахунок віброміцності друкованого вузла

Використані формули вказані в [30].

Маси елементів друкованого вузлу внесено до таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 - Маси елементів друкованого вузлу

Елемент	Позначення	К-ть	Маса, г	Загальна маса,г
Резистори	SMD 0,25 Вт 0805 22		0,07	1,54
Конденсатори електrolітичні	Radial, Can-SMD	2	0,8	1,6
Конденсатор оксидний	C1206	1	0,08	0,08
Конденсатори керамічні	C0402-X5R	2	0,04	0,08
	C0805-X7R	20	0,05	1
Котушки індуктивності	CIGW252010EH47	2	0,1	0,2

Продовження Таблиці 3.2

Фільтр	EMIF02-USB03F2	1	0,06	0,08
Мікросхеми	MIC5205-3.3BM5	1	0,012	0,012
	L298P013TR	1	2,2	2,2
	MMA7260QT	1	0,011	0,011
	MP2359DJ	1	0,011	0,24
	MPU-6050	1	0,043	0,043
	STMPS2141STR	1	0,012	0,012
	STM32F407VG	1	1,4	1,4
Діоди	B230A-13-F	2	0,18	0,36
	SK510L-TP	8	0,09	0,72
Кварцевий резонатор	ECS-80-18-5PX-TR	1	0,1	0,1
Роз'єми	61300611121	1	0,8	0,8
	F254-20-GS-850-9	1	2,14	2,14
	JST B4B-PH-K	1	1,2	1,2
	TSW-102-23-T-S	5	0,25	1,25
	TSW-103-23-G-S	1	0,3	0,3
	ZX62D-B-5PA8	1	0,45	0,45
Транзистор	SS9013FTF	1	0,3	0,3
Перемикач	TL3301DF160QG	1	0,8	0,8
Пристрої індикації	SML-D12U1WT86	1	0,06	0,06
	SML-LXFM0603S	1	0,06	0,06

Розміри плати: $a \times b \times \delta = 100 \times 60 \times 1.5$ мм.

Питома вага матеріалу плати FR4 дорівнює $\rho = 1850$ кг/м³. Отже, маса плати

$$m_{\text{п}} = 0,1 * 0,06 * 0,0015 * 1850 = 0,01665 \text{ кг.}$$

Параметри FR4:

- тимчасовий опір $\sigma_T = 105$ МПа;
- модуль Юнга $E = 3,02 \cdot 10^{10}$ Па;
- коефіцієнт Пуассона $\mu = 0,22$;
- показник затухання $\varepsilon = 0,06$;
- питома вага $\rho_{FR-4} = 2050$ кг/м³;
- питома щільність $\nu = 2,05 \cdot 10^4$ Н/м³;
- коефіцієнт запасу міцності $n_1 = 2$;

Обраний варіант закріплення друкованої плати – спирання на 4 сторони (рисунок 3.3).

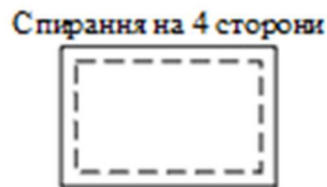


Рисунок 3.3 – Закріплення друкованої плати

Розрахунок способу закріплення на 4 сторони:

$$K_B = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{m_E}{m_{дп}}}} \quad (3.21)$$

$$K_B = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{17,1}{16,65}}} = 0,70$$

Коефіцієнт α , враховуючи вибраний тип закріплення, обчислюється за формулою:

$$\alpha = \pi^2 * \left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right) \quad (3.22)$$

$$\alpha = 9,86 * \left(1 + \frac{0,1^2}{0,06^2}\right) = 37,25$$

Визначення циліндричної жорсткості D :

$$D = \frac{E * h^3}{12 * (1 - \mu^2)} \quad (3.23)$$
$$D = \frac{3,02 * 10^{10} * 0,0015^3}{12 * (1 - 0,22^2)} = 8,93 \text{ Н}\cdot\text{м}$$

Визначення власної частоти коливань друкованої плати $f_{\text{влас}}$ за формулою:

$$f_{\text{влас}} = \frac{K_{\text{в}} * \alpha}{2 * \pi * a^2} * \sqrt{\frac{D * g}{v * h}} \quad (3.24)$$
$$f_{\text{влас}} = \frac{0,7 * 37,25}{2 * 3,14 * 0,1^2} * \sqrt{\frac{8,93 * 9,81}{2,05 * 10^4 * 0,0015}} \approx 590 \text{ Гц}$$

Так як $f_c > 250$ Гц - конструкція абсолютно жорстка. Тому немає потреби в приведенні розрахунків амплітуди вібрацій на власній частоті та динамічного прогину.

3.6 Розрахунок надійності друкованого вузла

Надійність – надважлива властивість виконувати заявлені функції протягом часу напрацювання в заданих умовах експлуатації та з необхідним обслуговуванням. Для підрахунку цього параметру необхідно проаналізувати надійність всіх елементів, адже достатньо виходу з ладу одного і це вже призведе до непередбачуваних наслідків для всієї системи.

Надійність включає в себе декілька показників [31]:

- $P(t)$ – імовірність безвідмовної роботи;
- $\lambda(t)$ – інтенсивність відмов;
- T – середній час напрацювання до першої відмови;
- $Q(t)$ – імовірність відмови.

Середній час напрацювання до першої відмови розраховується за формулою:

$$T_{cp} = \frac{1}{\lambda}, \quad (3.25)$$

В знаменнику величина інтенсивності відмов – вона залежить фактично від зовнішніх факторів і виражається наступним чином:

$$\lambda_e = \lambda_{oe} \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n, \quad (3.26)$$

де:

- λ_{oe} - інтенсивність відмов елемента при нормальних умовах роботи (температура навколишнього середовища $T_{навк.ср}^o = 20 \pm 5^\circ C$, відносна вологість $65 \pm 15\%$);
- $K_n = 1$, K_1 , K_2 , K_n - коефіцієнт електричного навантаження для врахування умов експлуатації.

Даний коефіцієнт електричного навантаження виражається через співвідношення навантаження в робочому режимі до навантаження в номінальному:

$$K_n = \frac{H_{роб}}{H_{ном}}, \quad (3.27)$$

Розрахунки побудовані на основі базової інтенсивності відмов, при нормальних умовах. Адже згідно технічного завдання не передбачено використання пристрою в екстремальних режимах. Ця величина наведена в довідниках [31].

Окрім базової інтенсивності відмов також враховується:

- K_n - коефіцієнт навантаження, наведений вище;
- α_t - коефіцієнт температурного режиму[30];
- α_e – коефіцієнт зовнішніх впливів.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		51

Резистори. Резистори можуть вийти з ладу через потужність, що на них розсіюється. Таким чином, якщо до резистору невеликого номіналу під'єднати потужне джерело живлення, що спровокує велике падіння напруги та потік струму – елемент вийде з ладу.

Тому для перевірки загалом краще взяти зразок з найменшим номіналом та перевірити можливість падіння напруги живлення на ньому. Найменше значення резисторів – 0 Ом, але вони являють роль перемичок в сигнальних контактах з мікроконтролером, тож не показові в даному випадку. Так само, як і R4, R5, що мають опір 22 Ом, але розміщені в інформаційних канал USB інтерфейсу.

Наступним йде R12 з номіналом 330 Ом. Грає роль обмежувача для світлодіода по струму. Максимально можливе падіння напруги на ньому 3,3 В – саме стільки підведено. Але змодельюємо ситуацію, що це падіння буде виключно на резисторі. Цей найгірший випадок буде еквівалентним для інших резисторів

Отже:

$$K_{HR} = \frac{U^2}{R \cdot P_{\text{ном}}} = \frac{3,3^2}{330 \cdot 0,25} = 0,13, \quad (3.28)$$

де: $P_{\text{ном}} = 0,25$ Вт – номінальна потужність,

Конденстори. Розраховуються по відношенню напруги робочої до номінальної. В гіршому випадку це:

$$K_{HC} = \frac{U_{\text{роб}}}{U_{\text{ном}}} = \frac{5}{25} = 0,2, \quad (3.29)$$

Для оксидного:

$$K_{HC} = \frac{U_{\text{роб}}}{U_{\text{ном}}} = \frac{3,3}{10} = 0,33, \quad (3.30)$$

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		52

Для електролітичного:

$$K_{\text{HC}} = \frac{U_{\text{роб}}}{U_{\text{ном}}} = \frac{5}{50} = 0,1 \quad (3.31)$$

Діоди. Перевірка на навантаження для діодів за струмом.

Для драйверу двигунів максимально можливий струм за найскладнішого випадку - підключення окремого джерела, виходячи з обмеження керуючої мікросхеми:

$$K_{\text{HD}} = \frac{I_{\text{роб}}}{I_{\text{ном}}} = \frac{2}{5} = 0,4, \quad (3.32)$$

Для діодів вхідного стабілізатора:

$$K_{\text{HD}} = \frac{I_{\text{роб}}}{I_{\text{ном}}} = \frac{0,1}{2} = 0,05, \quad (3.33)$$

Транзистор. В схемі транзистор увімкнено в ключовому режимі. Максимально допустимий струм 500 мА. Але максимально можливий з урахуванням обмежуючого резистору близько 10 мА:

$$K_{\text{HT}} = \frac{I_{\text{роб}}}{I_{\text{ном}}} = \frac{10}{500} = 0,02. \quad (3.34)$$

Кварцовий резонатор, мікросхеми та решта елементів. Приймаємо за найгірший випадок - $K_{\text{H}} = 1$. Окремо слід зазначити фільтр, хоч він і виконаний в корпусі мікросхеми, але йде з найменуванням фільтру, в даному випадку розрахунок проведено з урахуванням корпусу як для мікросхеми.

Кліматичне виконання приладу - УХЛ3.1, отже максимальною температурою роботи є +40 °С, окрім цього з довідника обираємо поправочний температурний коефіцієнт - α_t . І так як пристрій являється наземною рухомою електрорадіоапаратурою - $\alpha_e = 15$ [31].

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		53

Таблиця 3.4 - Надійність елементів друкованого вузла

Компонент	N	$\lambda_{0e} \cdot 10^{-6}, \text{год}^{-1}$	K_n	a_t	a_e	$N\lambda_{0e}K_n a_t a_e \cdot 10^{-6}$
Конденсатори керамічні	22	0,022	0,3	0,4	15	0,8712
Конденсатори електролітичні	2	0,173	0,1	0,2	15	0,1038
Конденсатор оксидний	1	0,028	0,33	0,5	15	0,0693
Резистори	22	0,044	0,13	0,2	15	0,37752
Котушки індуктивності	2	0,179	1	0,4	15	2,148
Пристрої індикації	2	0,034	1	0,9	15	0,918
Транзистор	1	0,044	0,2	0,9	15	0,1188
Кварцовий резонатор	1	0,03	0,8	1	15	0,36
Діоди драйвера	8	0,091	0,1	0,9	15	0,9828
Діоди стабілізатора	2	0,025	0,05	0,9	15	0,03375
Перемикач	1	0,16	1	1	15	2,4
Мікросхеми	8	0,025	1	1,2	15	3,6
Плата друкована	2	0,001	1	1	15	0,03
Друкована плата(мет.отвори)	190	0,000017	1	1	15	0,04845
Контакти роз'ємів	48	0,015	1	1	15	10,8
Пайка виводу	513	0,000069	1	1	15	0,530955
сумарна інтенсивність відмов друкованого вузлу						23,39258

де:

- a_e – поправочний коефіцієнт на вплив зовнішніх впливів (для переносної апаратури $a_e = 15$),
- a_t - поправочний температурний коефіцієнт.

Результуюча інтенсивність відмов дорівнює сумі інтенсивності відмов КОМПОНЕНТІВ:

$$\lambda_p = \sum_{i=1}^n \lambda_{pi}, \quad (3.35)$$

де:

- $\lambda_{pi} = N * \lambda_{0B} * K_H * \alpha_t * \alpha_e$,
- N – кількість елементів даного типу,
- λ_{0B} – інтенсивність відмов в год⁻¹,
- K_H – коефіцієнт навантаження,
- α_t – поправочний температурний коефіцієнт,
- α_e – поправочний коефіцієнт на зовнішні впливи.

Сумарна інтенсивність відмов друкованого вузла:

$$\lambda_p = \sum_{i=1}^n \lambda_{pi} = 23,39258 * 10^{-6} \text{ год}^{-1}.$$

Середній час напрацювання на відмову рахується за наступною формулою:

$$T_{cp} = \frac{1}{\lambda_p} \quad (3.36)$$

$$T_{cp} = \frac{1}{23,39258 \cdot 10^{-6}} \approx 42748 \text{ год.}$$

Середній час напрацювання складає трохи більше 4,5 років, що є цілком задовільним результатом. За рік напрацювання (8760 годин) імовірність безвідмовної роботи $P(t)$ та імовірність відмови $Q(t)$ обраховується за формулами:

$$P_{р\acute{ч}и\acute{н}}(8760) = e^{-\lambda_p t} = e^{-23,39258 \cdot 10^{-6} \cdot 8760} \approx 0,82. \quad (3.37)$$

$$Q_{р\acute{ч}и\acute{н}} = 1 - P_{р\acute{ч}и\acute{н}} = 1 - 0,82 = 0,18. \quad (3.38)$$

Залежності імовірності безвідмовної роботи $P(t)$ та відмови $Q(t)$ в діапазоні до 1000000 годин роботи наведені на рисунку 3.4.

Графік імовірності безвідмовної роботи $P(t)$ та імовірності відмови $Q(t)$ перетнуться, коли час напрацювання сягне трохи більше за 42000 год, що відповідає більш, ніж 4,5 роки роботи. Але це стосується раптових відмов, що передбачено технічним завданням та повністю відповідає заявленим раніше вимогам.

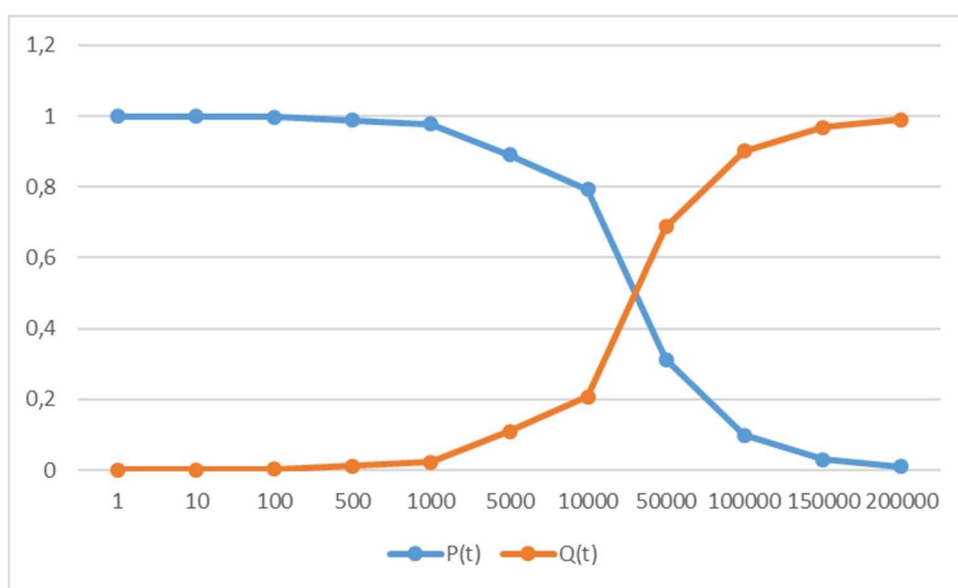


Рисунок 3.4 - Графік залежності ймовірності відмов і безвідмовної роботи від часу

3.7 Розміщення компонентів та розводка ДП

Розміщення компонентів починається з визначення сітки посадкових місць, в даному випадку:

$P = \{P1, P2, P3, P4, P5, P6, P7, P8, P9, P10, P11, P12, P13, P14, P15, P16, P17, P18, P19, P20\}$;

Першими двома елементами було розміщено DD2 та XS3. Мікроконтролер являє собою центральну частину, та міст між майже усіма компонентами схеми,

тому його розміщено ближче до центру. Роз'єм XS3 виводить незадіяні порти МК для можливості їх подальшого використання.

На посадкове місце P10 встановлюємо акселерометр. Він має аналогові виходи, що заведені на порти з АЦП, та надто підвладний шумам. Тому розміщено якомога ближче до МК.

По діагоналі наступний важливий сенсор займає посадкове місце P14, а на P13 відразу ж розміщено роз'єм, що відведений для цього сенсору. Таким чином забезпечуючи цілу низку близьких з'єднань.

Блок елементів – XS1, XP7, A1, DA1, DA3, SB1 – можливість перепрограмувати та обв'язкою для встановлення стабільного живлення схеми.

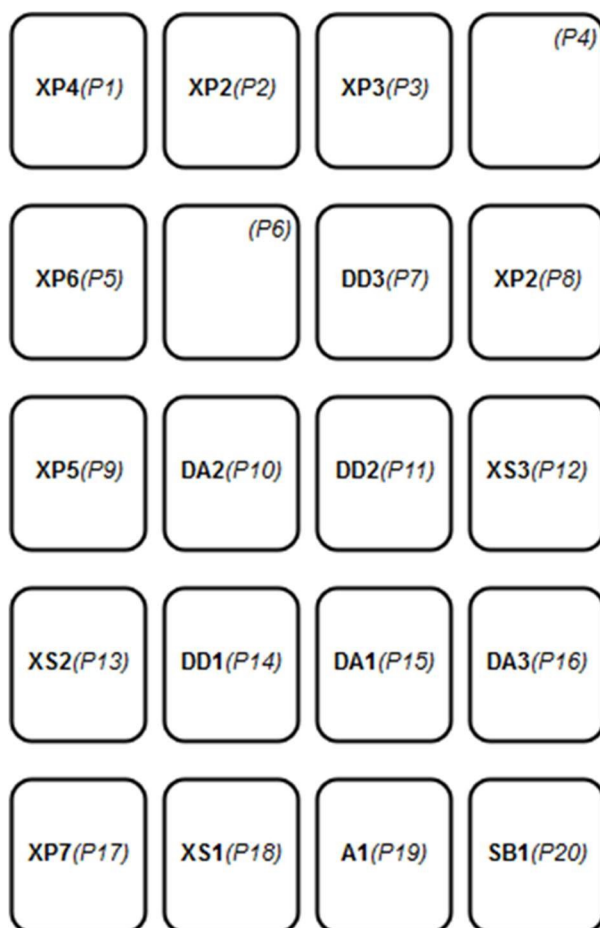


Рисунок 3.5 - Результат розташування елементів у монтажному просторі

Посадкові місця P1 – P8 відведено під драйвер двигунів DD3 та велику кількість роз'ємів. Як результат на сітці є декілька порожніх місць, що насправді

заповнені елементами з меншою кількістю зв'язків, але не завжди меншими габаритами. Результат розміщення схематично відображено на рисунку 3.5.

Висновок до розділу

В даному розділі обрано тип, матеріал та клас точності для виконання ДП. В основі плати 1,5 мм склотекстоліт - FR4-2-35-1.5. Сама плата двошарова з металічною фольгою товщиною 0,35 мкм по обидві сторони.

Проведені обрахунки з урахування електричних параметрів підтвердили можливість використання 4 класу точності, що дозволило оптимізувати трасування та проводити з'єднання між контактними площадками навісних компонентів.

Для контролю відстаней між провідниками та КМ були пораховані критичні межі, що при проектуванні вважалися правилами для трасування. Для наявних виводних елементів – роз'ємів, окремо пораховано діаметри отворів та металізацій.

Перевірка на паразитну ємність та індуктивність не виявила порушень при проектуванні, що в подальшому могло б вплинути на роботу приладу, особливо під дією частоти.

Проведений розрахунок віброміцності підтвердив правильність обрання кріплення, матеріалу плати та його товщини. За результатом підрахунку ДП вважається абсолютно жорсткою.

Кінцевим розрахунком стала надійність – 4,5 роки при аналізі для раптових відмов. Більше того, при розрахунку велика частина параметрів обиралась як «найгірший» з можливих, тож реальне значення напрацювання має бути більше.

Побудувавши сітку з посадкових місць 4x5 вдалося оптимально розмістити компоненти. Підтвердженням цього являється успішне трасування двох шарів плати та відсутність порушень обрахованих відстаней, а також прийнятні значення паразитних ємності та індуктивності в схемі.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		58

Розділ 4. АЛГОРИТМ РОБОТИ ТА МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ

4.1 Загальний опис алгоритму обробки даних

В даному проекті згідно вимог технічного завдання - на переміщення єдиною вимогою є змога це робити на двох точках опори. Загалом контролювати потрібно кут відхилення від вертикалі, швидкість та направленість руху.

Контроль кута нахилу.

Даний пристрій можна змодельовати у вигляді перевернутого математичного маятника, що буде зображено далі. Сутність полягає в тому, що неможливе утримання балансу саме собою, коли наявна рухома опора та зміщено центр ваги.

Втримати цей центр також неможливо. Якщо відбудеться хоча б незначне відхилення, а цього не уникнути у випадку рухомої опори, весь пристрій дуже швидко втратить рівновагу та впаде.

У маятника точкою стабілізації є максимально нижнє положення, це положення і буде шукати система, коли в нестабільному стані відбудеться порушення балансу.

Для протидії цьому в даному проекті застосовуються алгоритми обробки даних з сенсорів та керування двигунами на основі отриманої інформації. Згідно закону Ньютона про рівнодійну сил - для підтримки балансу необхідна зворотно направлена сила, але ззовні її не буде. Доцільніше спиратись на принцип Даламбера [32] з якого слідує, що для гасіння інерційності слід рухати платформу в напрямку її падіння. Наприклад, при нахилі вперед рухатись також вперед.

Контроль швидкості та направленості руху.

Приводити систему в рух в правильному напрямку при втраті балансу треба контролювано. Якщо прискорення не буде залежати від кута нахилу – не вдасться сформуванати правильно протидію втрати рівноваги. Для розрахунку швидкості використовуються значення отримані з енкодерів двигунів, що заведені на

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		59

мікроконтролер. Таким чином можна вираховувати різницю між заданою швидкістю та реальною.

Далі застосувавши PI алгоритм розраховується вихідне значення швидкості та скважність ШІМ-сигналу, що подається на двигуни.

Так як декілька різних складових необхідно контролювати одночасно – важливо, щоб вони не пересікалися між собою. Тобто щоб контроль швидкості не впливав на аналіз контролю кута нахилу. Тому для роботи підпрограми з контролю швидкості встановлюється затримка в 100 мс. Швидкість може змінюватись кожні 100 мс, а впродовж цього діапазону завдяки інтегральній складовій алгоритму навіть незначне відхилення буде помітним.

Завдяки порівнянню значень отриманих з двох двигунів можна дійти висновку чи здійснюється рух з відхиленнями, адже якщо швидкість одного з двигунів буде більша робот буде повертати. Можливо це буде поступово і непомітно відразу, тому особливу роль грає інтегральна складова алгоритму.

4.2 Блок-схема алгоритму

Всю обробку даних можна поділити на два процеси – контроль за кутом відхилення та контроль швидкості обертання двигунів. З другої частини впливає ще можливість повертати, що є однією з вимог технічного завдання. Загалом схема структурна всього блоку керування відображена на рисунку 4.1

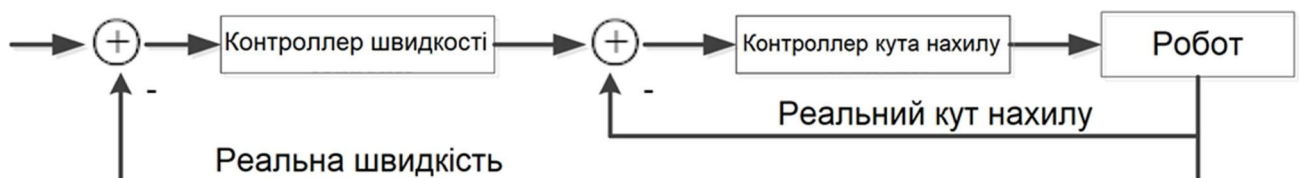


Рисунок.4.1 - Схема структурна контролю робота

Як і зазначалось раніше головною складовою є контроль кута, та за перериваннями через 100 мс поступає інформація для врахування швидкості.

Сформований каскад можна описати наступною формулою:

$$u(n) = K_p e * \theta + K_d \theta' - K_p * [K_{ps} * e(n) + K_i \sum_{j=0}^n e(n)] \quad (4.1)$$

де:

- K_p – коефіцієнт пропорційної складової;
- K_d – коефіцієнт похідної складової;
- K_i – коефіцієнт інтегральної складової;
- K_{ps} – коефіцієнт пропорційної складової для контролера швидкості;
- θ – кут нахилу;
- $e(n)$ – значення з енкодерів.

Алгоритм контролю кута нахилу.

Схема структурна цього блоку контролера вертикального положення наведено на рисунку 4.2:

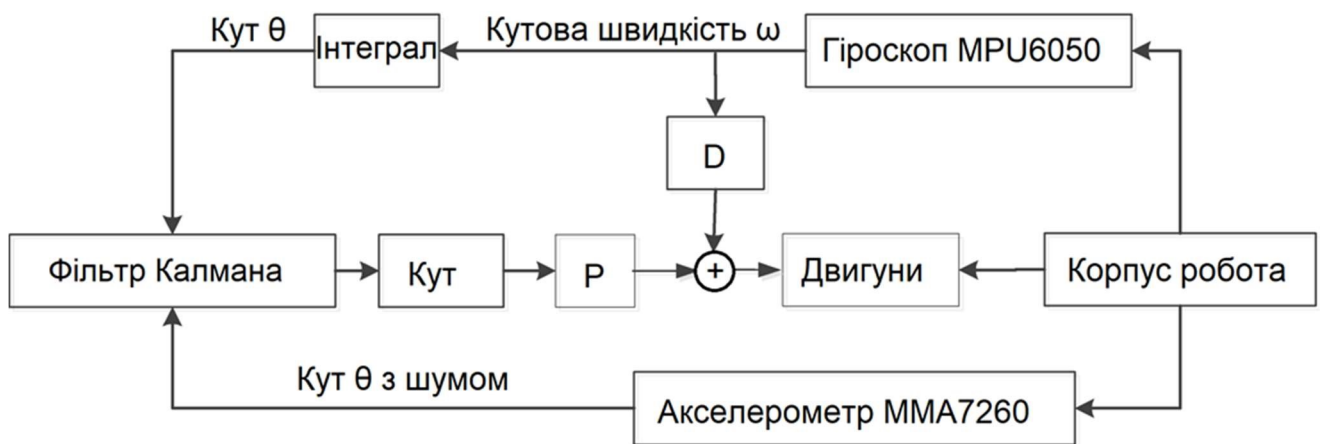


Рисунок 4.2 - Схема структурна контролю вертикального положення

Формула для опису структури:

$$O(k) = K_p e * (\theta - \beta) + K_d \theta' \quad (4.2)$$

де:

- θ – реальний кут нахилу,
- β – кут рівноваги.

Як вже було згадано раніше – використовуються два датчики для підрахунку кута – гіроскоп та акселерометр. Отримана кутова швидкість з гіроскопу заводиться на складову Differential, тобто похідну. Це дозволяє відреагувати на різку зміну в показаннях датчику.

Також кутова швидкість переводиться в кут нахилу за допомогою інтегрування, після чого поступає на фільтр Калмана. Одним з недоліків гіроскопу є наявність дрейфу нуля, тобто недостовірність показань на низьких частотах роботи, так стається через накопичення помилки після інтегрування. Тому ще одним датчиком є акселерометр.

Значення, отримані з акселерометру поступають на фільтр Калмана для подальшої обробки. Даний сенсор є дуже чутливим до подразників і не може давати реальні показники при сильних вібраціях. Для зменшення впливу цього фактору дані, отримані з датчику, обробляються після проходження фільтру низьких частот.

Завершується компоновка значень кута з гіроскопа та акселерометра через фільтр Калмана подачею значення на Proportional (пропорційну) складову алгоритму.

В даному випадку немає потреби додавати інтегральну складову. Основною її перевагою є відслідковування незначних відхилень, що через постійне додавання значень стають помітними. Як було сказано раніше – система природньо нестабільна, являє собою перевернутий маятник, тому навіть незначний кут нахилу досить швидко почне зростати, щоб знайти стабільне положення. Тому більш доречно оптимально використовувати ресурси та орієнтуватися на пропорційну та похідну складові, що дозволяють відстежити різки зміни.

Алгоритм контролю швидкості.

Схема структурна цього блоку контролера вертикального положення наведено на рисунку 4.3:

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		62



Рисунок.4.3 - Схема структурна контролю швидкості

Формула для опису структури:

$$O(n) = K_p e(n) + K_i \sum_{j=0}^n e(n) \quad (4.3)$$

де:

- $e(n)$ – значення з енкодерів, що вплинуть на формування ШІМ.

Знаходитись стаціонарно в одному положенні неможливо в даному випадку. Адже потрібне за технічним завданням положення є нестабільним. Тому в реальності це завжди буде рух. Головним завданням стає домогтися того, щоб зрушення вперед та назад були настільки незначні, наскільки це можливо.

В основі контролю є дві складові – пропорційна та інтегральна. Пропорційна дозволяє утримувати позицію та коригувати значення з урахуванням впливу збільшення кута нахилу на рух.

Інтегральна складова допомагає виявити чи не має різниці в показаннях енкодерів, що може призвести до порушення запланованої траєкторії руху пристрою. Адже додавши значення отримані протягом низки замірів вже не приховають навіть незначне відхилення.

4.3 Моделювання

Модель перевернутого маятника

Розпочати розгляд поведінки пристрою краще з моделювання перевернутого маятника. Це найпростіша аналогія балансуєчому роботу, адже теж знаходиться в нестабільному положенні зверху.

Для моделювання використано MATLAB Simulink, а сама модель описується наступною формулою:

$$J\ddot{\theta} + b\dot{\theta} = mgl\sin\theta; \quad (4.4)$$

Отже,

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{J}(mgl\sin\theta - b\dot{\theta}); \quad (4.5)$$

де:

- m – маса тіла закріплена на плечі;
- l – плече, один кінець жорстко закріплений до поверхні, на іншому тіло;
- θ – кут, на який відхиляється тіло;
- $mgl\sin\theta$ – проекція вектору сили тяжіння;
- J – момент інерції;
- $\ddot{\theta}$ – друга похідна, що являє собою прискорення;
- $\dot{\theta}$ – перша похідна, що являє собою швидкість.
- b – в'язкість, спротив швидкості.

Для реалізації моделі побудовано структурну схему наведену на рисунку 4.4:

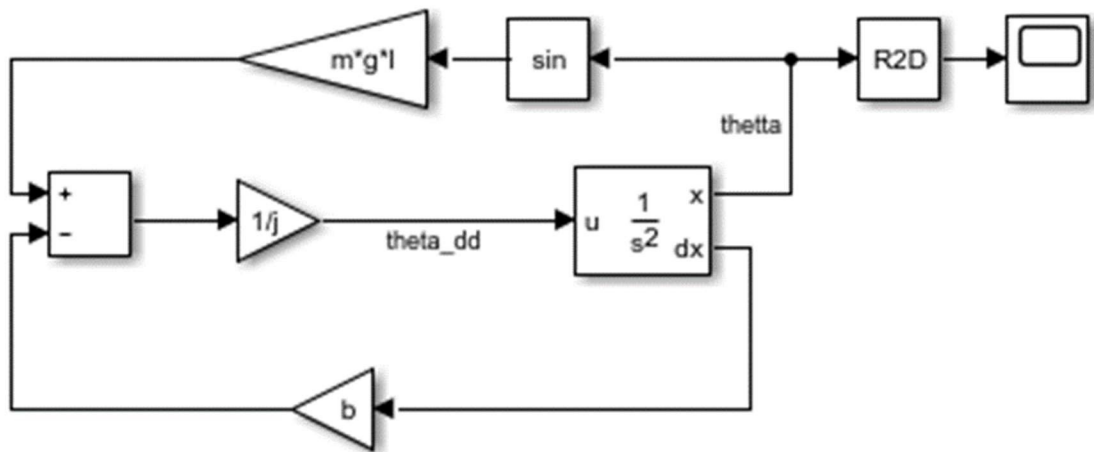


Рисунок 4.4 - Схема структурна в Simulink

З формули 4.4 видно, що необхідно або два рази диференціювати, або інтегрувати. Для коректних результатів моделювання краще проводити операцію інтегрування, тож при побудові схеми структурної використано інтегратор другого порядку. З нього отримуємо кут θ , що виводиться, через блок перетворення радіан в градуси, на осцилограф.

Другий вихід інтегратора являє собою першу похідну змінної, що заведена на вхід, тобто θ . Її множимо на b , використовуючи підсилювач. Добуток заводиться на суматор, точніше на вхід з від'ємним знаком, на другий вхід обертальний момент $mglsin\theta$.

На рисунку 4.5 відображено перший результат моделювання:

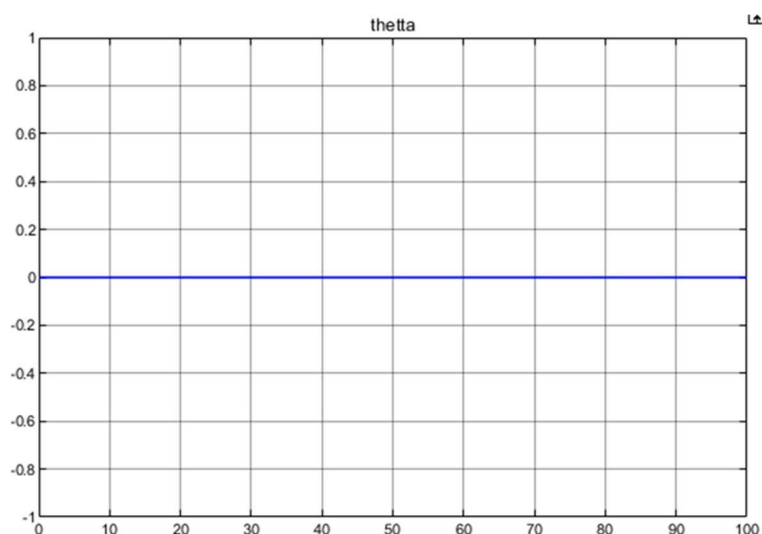


Рисунок 4.5 - Точка рівноваги маятника

Тобто промодельовавши перевернутий маятник не виявилось коливань – система знаходиться в рівновазі. Так вийшло тому, що θ задано нулем. Це ситуація яку в реальному житті отримати якщо і вдасться, то на дуже невеликий проміжок часу. Що ж буде, якщо змістити кут θ на $0,01^\circ$ – відображено на рисунку 4.5. Маятник почне коливатись і зупиниться на 180° – вертикально знизу. Це саме та ситуація яку в балансуєчому роботі треба контролювати.

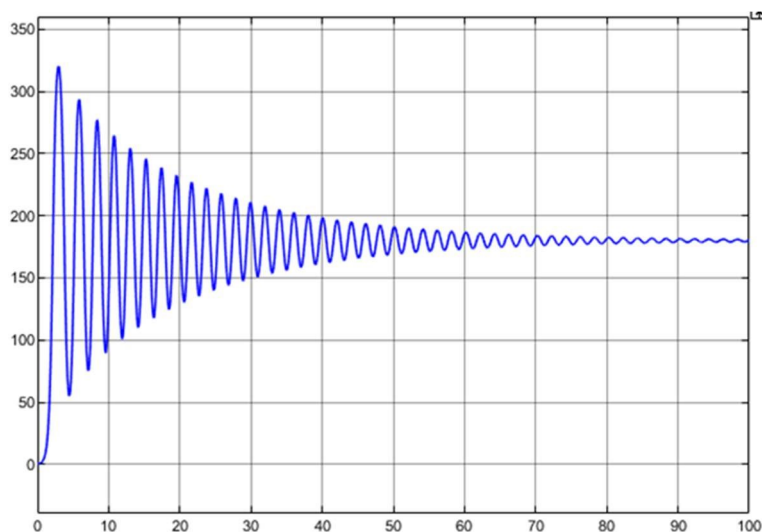


Рисунок 4.6 – При зміщенні кута θ на $0,01$

Модель балансуєчого робота

Дана модель побудована методом простору станів[33]. Являє собою систему диференційних рівнянь першого порядку та звичайних лінійних рівнянь.

$$\dot{x} = Ax + Bu; \quad (4.6)$$

$$y = Cx + Du; \quad (4.7)$$

де:

- $x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}$ – вектор станів, включає в себе змінні, що повністю описують

систему в будь-який момент часу;

- $u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix}$ – вектор керування, включає в себе компоненти, за допомогою

яких ми керуємо системою;

- $y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix}$ – вектор виходу – те, що ми вимірюємо;
- A – матриця системи, характеризує її структуру, динаміку, в'язкість та інші параметри;
- B – матриця керування, що описує реакцію системи на керування;
- C – характеризує вихід;
- D – відображає наскільки керування напряму передається на вихід.

Положення робота в просторі описується трьома незалежними координатами:

- θ_l та θ_r – кути повороту коліс, які визначають положення на площині;
- ψ – кут нахилу робота.

Для більшої зручності оцінки положення введемо середнє значення куту повороту коліс - θ та куту напряму руху – ϕ :

$$\theta = \frac{1}{2}(\theta_l + \theta_r); \quad (4.8)$$

$$\phi = \frac{R}{W}(\theta_r - \theta_l); \quad (4.9)$$

де:

- R – радіус колеса;
- W – відстань між колесами.

Для отримання куту нахилу коліс відносно корпусу використовуються формула:

$$\theta_{m,l,r} = \theta_{l,r} - \psi; \quad (4.10)$$

Математична модель побудована на основі трьох рівнянь руху. Де зліва наявна інерційна складова – динаміка роботу, а справа вплив зовнішніх моментів на нього:

$$[(2m + M)R^2 + 2J_w + 2n^2J_m]\ddot{\theta} + (MLR - 2n^2J_m)\ddot{\psi} = F_\theta; \quad (4.11)$$

$$(MLR - 2n^2J_m)\ddot{\theta} + (ML^2 + J_\psi + 2n^2J_m)\ddot{\psi} = F_\psi; \quad (4.12)$$

$$\left[\frac{1}{2}mW^2 + J_\phi + \frac{W^2}{2R^2}(J_w + n^2J_m)\right]\ddot{\phi} = F_\phi. \quad (4.13)$$

де:

- $F_g = MgL\theta$ – момент сили тяжіння, через що робот втрачає баланс та шукає точку рівноваги у вертикальному вниз положенні;
- $F_m = \alpha v - \beta\dot{\theta}_m$ - двигун має три моменти – момент тяги, що пропорційний напрузі живлення та два протилежних моменти – тертя в двигуні та електро-рушійну силу;
- $F_w = -f_w\dot{\theta}$ – момент тертя між колесами та площиною.

В результаті на колеса робота діють моменти двигунів та моменти тертя площини. На корпус ті ж моменти, але з протилежним знаком, а також момент сили тяжіння. Здійснює поворот робот через різницю моментів на колесах.

$$F_\theta = F_{mr} + F_{ml} + F_{wr} + F_{wl}; \quad (4.14)$$

$$F_\psi = -F_{ml} - F_{mr} + F_g; \quad (4.15)$$

$$F_\phi = \frac{W}{2R}(F_{mr} - F_{ml} + F_{wr} - F_{wl}); \quad (4.16)$$

Кінцевий вид опису простором станів має 4 рівняння:

$$\dot{x}_1 = A_1x_1 + B_1u_1; \quad (4.17)$$

$$y_2 = C_2x_2 + D_2u_2; \quad (4.18)$$

$$\dot{x}_2 = A_2x_2 + B_2u_2; \quad (4.19)$$

$$y_2 = C_2x_2 + D_2u_2. \quad (4.20)$$

2 входи, 6 станів та 6 виходів:

$$x_1 = \begin{bmatrix} \theta \\ \Psi \\ \dot{\theta} \\ \dot{\Psi} \end{bmatrix}; \quad x_2 = \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \end{bmatrix}; \quad u_1 = \begin{bmatrix} v_l \\ v_r \end{bmatrix}; \quad u_2 = \begin{bmatrix} v_l \\ v_r \end{bmatrix}; \quad y_1 = \begin{bmatrix} \theta \\ \Psi \\ \dot{\theta} \\ \dot{\Psi} \end{bmatrix}; \quad y_2 = \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \end{bmatrix};$$

Вісім матриць для опису:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -E^{-1}G & -E^{-1}F & & \end{bmatrix}; \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{J}{I} \end{bmatrix};$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ E^{-1} & H \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{K}{I} & \frac{K}{I} \end{bmatrix};$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$D_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad D_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

Згідно даної моделі будуємо схему структурну в MATLAB, кінцевий варіант зображено на рисунку 4.7.

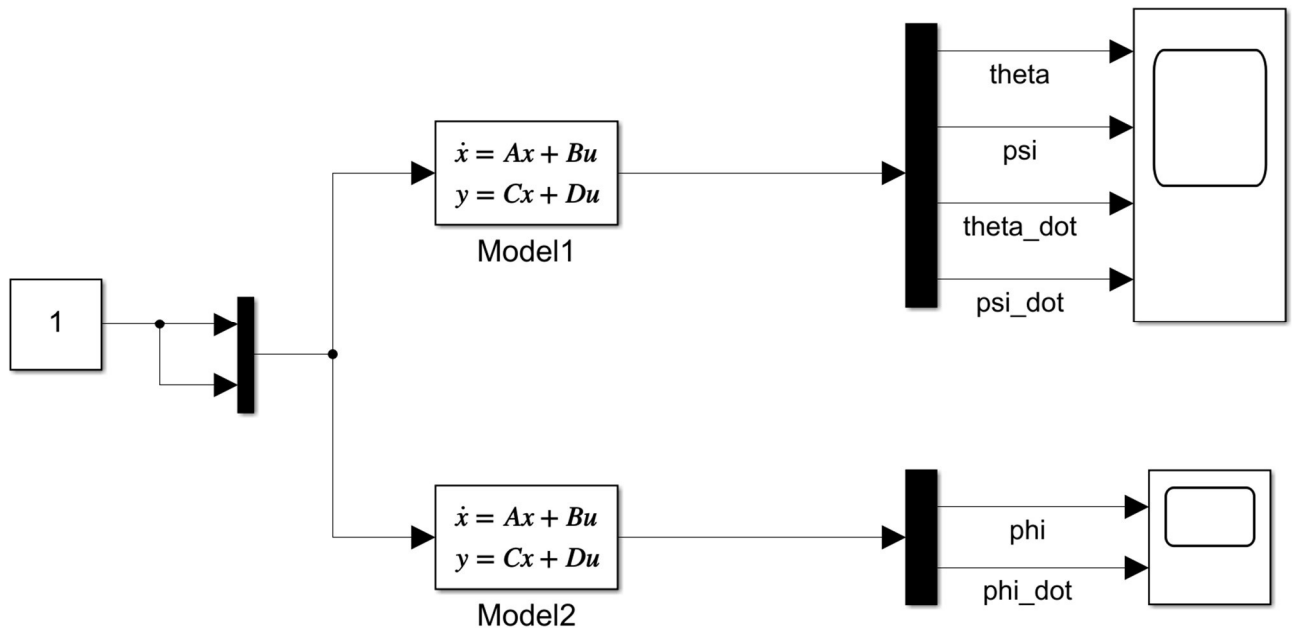


Рисунок 4.7 – Схема структурна в Simulink методу простору станів

Як видно з рисунку 4.7. в системі є два блоки простору стану, що приймають на вході вектор напруги. А сам вектор формується за допомогою блоку тих, через який з блоку константи умовно заведено 1 В.

На рисунку 4.8 зображено результат моделювання. При моделюванні зворотного маятника відбувались значні коливання, що з плином часу затухали в позиції рівноваги – вертикально нижньому положенню, що означало 180° відносно початкового положення. В даному випадку помітно, що коливання не розвивають такої значної амплітуди, як в попередньому етапі, та теж затухають, але близько до позиції 0° , що є сигналом про справну роботу системи коригування кута нахилу.

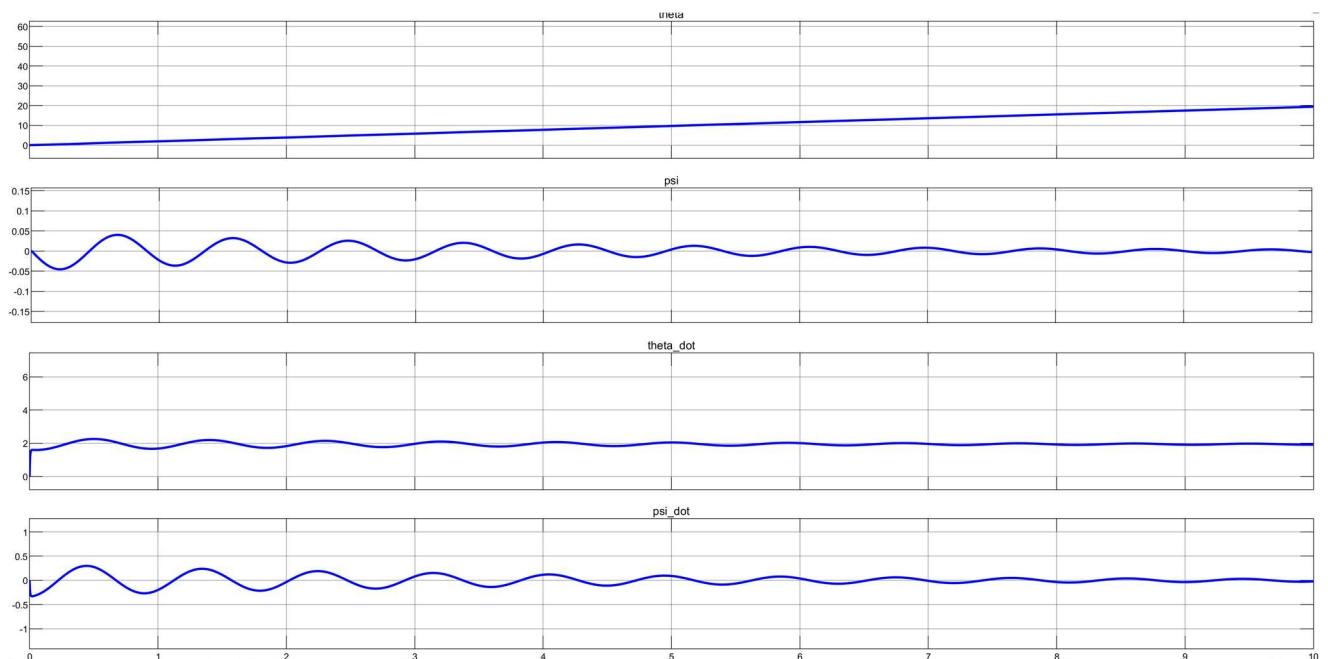


Рисунок 4.8 – Затухання коливань в близькій до початкової позиції точці

Ще однією вимогою в ТЗ є реалізація повороту. Для імплементації цього режиму відключаємо один з двигунів від блоку константи, тобто від живлення в 1 В, в такому випадку графік куту напряму руху сигналізує про поворот – це зображено на рисунку 4.9.

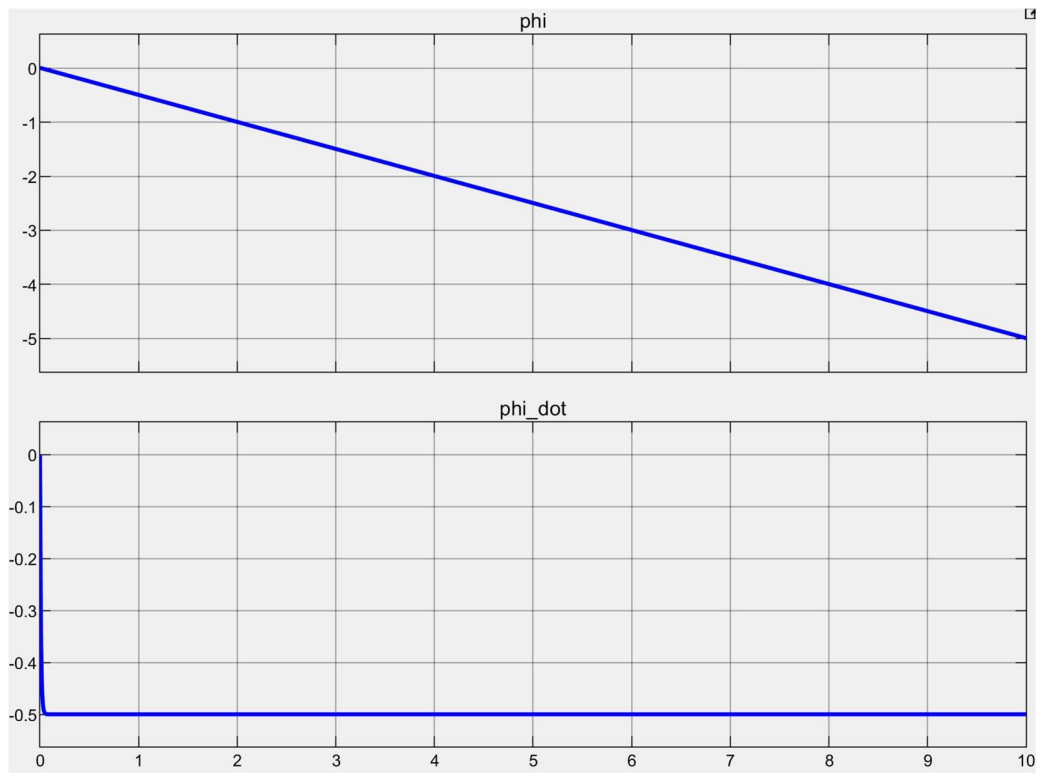


Рисунок 4.9 – Зростання кута напрямку руху – ϕ

Висновок до розділу

Для реалізації заявлених у ТЗ вимог можна поділити систему контролю на дві складові, що в свою чергу дозволить оптимально використати ресурси МК. Потрібно поділити PID регулятор на: PD – для реагування на різкі відхилення при контролюванні кута нахилу та PI – для контролю швидкості та коригування навіть незначних відхилень у кількості обертів одного двигуна відносно іншого.

Пріоритет надано підрахунку та корегуванню вертикального положення. За допомогою затримки в 100 мс не виникає конфліктних ситуацій з обробкою та передачею даних. Через кожні 100 мс вмикається цикл обробки даних з енкодерів двигунів, для коригування майбутніх значень. Результатом роботи системи контролю є генерування ШІМ сигналу с різною скважністю.

Найпростішою моделлю, з якою можна порівняти балансуєчий робот, є перевернутий математичний маятник. Його точка рівноваги знаходиться вертикально знизу, а початкова на 180° зміщена відносно неї. При моделюванні

відображено відсутність стійкості системи навіть при відхиленні кута всього на $0,01^\circ$.

Проведено моделювання простору станів для реалізації поведінки балансуєчого робота. З даної симуляції помітно, що навіть попри те, що він також перебуває в нестабільному положенні та початковому відхиленні вертикалі – з плином дуже незначного часу повертає рівновагу та зводить коливання до мінімуму. Повністю їх уникнути неможливо.

Також зображено реалізацію повороту – для цього потрібно, щоб момент одного з двигунів значно перевищив інший.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>		72

ВИСНОВКИ

В ході реалізації дипломного проекту вдалось спроектувати пристрій, що відповідає вимогам технічного завдання, а саме – балансуючий робот, що може використовуватись для оптимізації логістичних процесів шляхом перевезення негабаритного вантажу. В останньому розділі відображено можливість системи підтримувати баланс та коригувати кут нахилу, а також повертати.

В першому розділі проаналізовано технічне завдання та досліджено проблематику систем контролю. Вирішено зробити акцент на побудові активної системи контролю замкнутого циклу зі зворотнім зв'язком, як на єдиному правильному шляху для забезпечення вимог ТЗ.

Для обробки даних вирішено використовувати PID регулятор, що в кінцевій імplementації складається з двох частин – PD та PI. Що відповідають за контроль кута відхилення та швидкості відповідно.

Наведено основні дані про фільтр Калмана, щоб обґрунтувати його обрання для компонування даних з акселерометра та гіроскопа.

Проведений пошук патентів виявив, що є пристрої які розроблені під взаємодію з користувачем, який грає не останню роль в підтриманні балансу. Також знайдено один експериментальний зразок, що найбільше походить на заданий в ТЗ, але в той же час має кардинальну відмінність – не призначений для перевезення будь-чого, а спроектований для самостійного переміщення в просторі з основною метою – проведення досліджень.

В другому розділі розроблено структурну схему, що складається з двох основних блоків – з живленням 5 В і 3,3 В та живленням 12 В. До другої категорії віднесено двигуни та драйвер для них, а до першої STM32 та MEMS сенсори. Обґрунтовано вибір елементної бази – описана порівняльна характеристика сімейств мікроконтролерів - AVR, ARM, 8051 та PIC. В результаті обрано STM32, що з підтримкою DSP команд здатен найшвидше опрацьовувати вхідні сигнали. Реалізовано кілька інтерфейсів зв'язку – microUSB та I²C інтерфейси. Використано MEMS датчики – акселерометр MMA7260 та гіроскоп MPU6050.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		73

Велика увага приділена супроводжувальній документації, для обрання правильних величин решти компонентів схеми.

В третьому розділі обрано матеріал друкованої плати – FR4. З огляду на спроектовану схему електричну принципovu та обмеження в розмірі плати за вимогами ТЗ – вирішено реалізувати двошарову плату. Проведені розрахунки підтвердили правильність конструкторського рішення, а саме - обрання 4 класу точності. При врахуванні максимального струму отримано мінімально допустиму ширину провідника – 0,107 мм, а при найбільшому падінні напруги – 0,038 мм. Кінцевий результат з допуском похибки – 0,2325 мм. Що не перевищує точності 4 класу.

Важливими показниками успішного трасування є значення паразитної ємності, індуктивності та втрат по потужності. Обрахована ємність складає 27,6 пФ, що не має вплинути на працездатність ДП. Також дуже невелика індуктивність – 0,044 нГн. Втрати по потужності трохи перевищили 1 нВт, а саме – 1,52 нВт. Що доводить якісне розміщення компонентів та правильно обраний клас точності для реалізації трасування.

При обрахунку віброміцності визначено власну частоту – 590 Гц, з чого зроблено заключення, що плата є абсолютно жорсткою та правильно обрано спосіб закріплення – 4 сторони та товщину матеріалу – 1,5 мм.

Перевірка по напрацюванню на відмову пройдена також успішно. Отримане значення трохи перебільшує 4,5 роки, що задовольняє ТЗ.

В четвертому розділі наведено обрані алгоритми роботи та проведено моделювання поведінки системи. Результатом побудови математичної моделі розроблюваного роботу є наочне підтвердження можливості коригувати кут нахилу та утримувати баланс перевернутого маятника, що без реалізації активної системи контролю зі зворотнім зв'язком є неможливим. І це також підтверджено реалізацією простої моделі перевернутого математичного маятника.

Усі викладені матеріали дають змогу зробити висновок, що спроектована система повністю задовольняє вимогам ТЗ. Згідно теми дипломного проекту виконано впровадження розробки на базі ФОП Сахаров Д.Ю.

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		74

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Control Bootcamp: Overview [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2IA8E4I>
2. PID control system analysis, design, and technology [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/31pAcIN>
3. PID Control explained conceptually and mathematically [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2I8eGKP>
4. Tutorial: The Kalman Filter [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2K2gNSO>
5. Two-wheel self-balancing vehicle with independently movable foot placement sections [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2wMROKh>
6. Powered single-wheeled self-balancing vehicle for standing user [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2RbqfE0>
7. Flexible two-wheeled self-balancing robot system and its motion control method [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2KG0zOw>
8. STMP2141STR Datasheet [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2WvEWCL>
9. EMIF02-USB03F2 Datasheet [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2XFc3Fu>
10. STM32F407VG Datasheet [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2F3q7I9>
11. MMA7260 Datasheet [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2Xbe3Zq>
12. MPU6050 Datasheet [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2LEMge3>
13. 30:1 Metal Gearmotor 37Dx68L mm with 64 CPR Encoder Datasheet [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2KEKAQI>
14. L298N Datasheet [електронний ресурс] – режим доступу: <https://bit.ly/2MFqWH0>

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		75

15. Bonka 450mAh 25C 3S1P 11.1V Lipo Battery Datasheet [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2ZhVJuS>
16. MP2359 Datasheet [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2I7Eqqw>
17. MIC5205-3.3VM5 Datasheet [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2zONFWO>
18. What is the Difference between 8051, PIC, AVR and ARM? [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2pHKе0o>
19. STMP2141, STMP2151, STMP2161, STMP2171 Datasheet [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2WvEWCL>
20. STM32F405xx STM32F407xx Datasheet [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2Iy6lyT>
21. Описание 1с-фильтров [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2R8oFTp>
22. RT6200 Datasheet [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2KCxG5Q>
23. TS30011-13 Datasheet [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2WFESVV>
24. TPS54227 Datasheet [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2XAYLi6>
25. STM32F4DISCOVERY Datasheet [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2KbxtHg>
26. SS9013FTF Datasheet [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2WzQVEi>
27. HAN1102W-1-TR Datasheet [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/31qaRs3>
28. Губар В.Г. Курс лекций по ФТОК. [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2MGtuom>
29. Техническое описание Лак УР-231 [электронный ресурс] – режим доступа: <https://bit.ly/2W0tK0I>

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Эмн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		76

30. Савельев Л. Я. Овчинников В. Л. Конструирование ЭВМ и систем: Учебник для техн. вузов по спец. «Электрон. выч. маш.» — М.: Высш. шк., 1984. — 248 с
31. С. М. Боровиков. Расчёт показателей надёжности радиоэлектронных средств: учеб.-метод. пособие. — Минск : БГУИР, 2010. — 68 с.
32. Теоретическая механика. 20 лекций. Ч. 2. Динамика [электронный ресурс] — режим доступа: <https://bit.ly/2KbCu2v>
33. NXTway-GS Controller Design [электронный ресурс] — режим доступа: <https://bit.ly/2ZkwM1M>

ГОСТ 12.2.007-75 Система стандартов безопасности труда ИЗДЕЛИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ Общие требования безопасности

ГОСТ 15150-69 МАШИНЫ, ПРИБОРЫ И ДРУГИЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗДЕЛИЯ Исполнения для различных климатических районов. Категории, условия эксплуатации, хранения и транспортирования в части воздействия климатических факторов внешней среды

ГОСТ 23571-86 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ Основные параметры конструкции.

ГОСТ 23752-79 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ Общие технические условия.

ГОСТ 29137-91 ФОРМОВКА ВЫВОДОВ И УСТАНОВКА ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ НА ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ Общие требования и нормы конструирования.

ГОСТ Р 50621-93 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ ОДНО- И ДВУСТОРОННИЕ С НЕМЕТАЛЛИЗИРОВАННЫМИ ОТВЕРСТИЯМИ Общие технические требования

ДСТУ 3008:2015 ЗВІТИ У СФЕРІ НАУКИ І ТЕХНІКИ Структура та правила оформлювання

ДСТУ 2646-94 ПЛАТИ ДРУКОВАНІ Терміни та визначення

ОСТ 4.010.022 – 85 ПЛАТЫ ПЕЧАТНЫЕ Методы конструирования и расчета

					<i>ДК51.481333.001 ПЗ</i>	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		77