

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

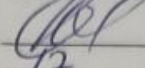
Факультет електроенерготехніки та автоматики
Кафедра теоретичної електротехніки

«На правах рукопису»

УДК _____

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

 Микола ОСТРОВЕРХОВ

«17» _____ 12 _____ 2024 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-професійною програмою

«Електротехнічні пристрої та електротехнологічні комплекси»

спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

на тему: «Вузол відеоспостереження електротехнологічного комплексу
візуалізації»

Виконав:

студент VI курсу, групи ЕВ-31мп

Коротенко Володимир Володимирович

Керівник:

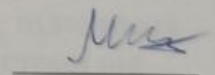
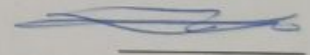
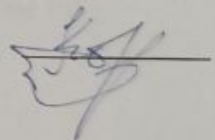
Доцент, кандидат технічних наук

Халімовський Олексій Модестович


Рецензент:

Доцент, кандидат технічних наук

Михайленко Владислав Володимирович



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

Студент 

Київ – 2024 року

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра теоретичної електротехніки

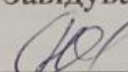
Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Освітньо-професійна програма «Електротехнічні пристрої та електротехнологічні комплекси»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

 **Микола ОСТРОВЕРХОВ**

«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Коротенку Володимиру Володимировичу

1. Тема дисертації «Вузол відеоспостереження електротехнологічного комплексу візуалізації», науковий керівник дисертації Халімовський Олексій Модестович, кандидат технічних наук, доцент, затверджені наказом по університету від «01» листопада 2024 р. № 4943-с
2. Термін подання студентом дисертації 15.12.2024
3. Об'єкт дослідження процес відеоспостереження
4. Вихідні дані: Для підвищення ефективності бойових дій, забезпечення безпеки та автоматизації розвідувальних процесів, необхідно створити вузол відеоспостереження електротехнологічного комплексу візуалізації, який має працювати в екстремальних умовах, таких як: транспортна тряска, підвищена вологість, агресивна середа, радіоелектронні завади. Живлення системи від джерела 24 В.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити: Аналіз сучасних пристроїв візуалізації, огляд основних методів керування безколекторними двигунами постійного струму, розробка схеми структурної (Е1), схеми функціональної (Е2), схеми електричної принципової (Е3), переліку елементів до схеми електричної принципової (ПЕ3), силовий розрахунок електродвигуна, розробка

математичної моделі електродвигуна, моделювання структури приладу керування електродвигуном.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: презентація за матеріалами магістерської дисертації (n слайдів)

7. Орієнтовний перелік публікацій

О.М. Халімовський, В.В. Коротенко. Визначення діапазону частот ШІМ з мінімальним рівнем гармонічних спотворень вихідної напруги в програмному середовищі Proteus. Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. - Київ: НТУУ "КПІ". - 2022.

8. Дата видачі завдання 02.09.2024 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Написання вступу магістерської дисертації.	4.11.2024 р.	
2	Написання РОЗДІЛУ 1.	18.11.2024 р.	
3	Написання РОЗДІЛУ 2.	25.11.2024 р.	
4	Написання РОЗДІЛУ 3.	2.12.2024 р.	
5	Написання РОЗДІЛУ 4.	9.12.2024 р.	
6	Оформлення магістерської дисертації.	10.12.2024 р.	

Студент



Володимир КОРОТЕНКО

Науковий керівник



Олексій ХАЛІМОВСЬКИЙ

Пояснювальна записка
до магістерської дисертації
на тему: «Вузол відеоспостереження електротехнологічного комплексу
візуалізації»

РЕФЕРАТ

Структура і обсяг роботи. Магістерська дисертація виконана на 96 аркушах та містить 47 рисунків, 10 таблиць та 23 літературних посилань.

Актуальність теми.

Актуальність розробки вузла відеоспостереження для військових потреб зумовлена кількома факторами. По-перше, сучасні бойові дії вимагають високого рівня ситуаційної обізнаності, яка можлива лише за рахунок отримання і обробки значних обсягів даних. По-друге, зниження впливу людського фактора та автоматизація процесів є ключовими вимогами для підвищення ефективності виконання завдань, зокрема через використання технологій автоматичного виявлення загроз.

Мета дослідження.

Метою дослідження є розробка ефективнішої системи відеоспостереження, здатної забезпечити високі стандарти якості та надійності роботи в умовах військових застосувань, з урахуванням дії електромагнітних перешкод.

Об'єкт дослідження: Об'єктом дослідження є процес відеоспостереження, що використовується в електротехнологічних комплексах візуалізації.

Предмет дослідження: Предметом дослідження є вузол відеоспостереження електротехнологічного комплексу візуалізації.

Методи дослідження. У роботі використовуються наступні методи: математичне моделювання, програмного розрахунку, аналітичного розрахунку

Публікації за тематикою досліджень – О.М. Халімовський, В.В. Коротенко. Визначення діапазону частот ШІМ з мінімальним рівнем гармонічних спотворень вихідної напруги в програмному середовищі Proteus.

Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики. - Київ: НТУУ "КПІ".
- 2024.

Наукова новизна результатів. На основі аналізу технічних вимог функціонування вузла відеоспостереження, розроблено функціональну та структурну схему системи автоматичного керування кутом відеоспостереження. Використання розробленої математичної моделі системи автоматичного керування на базі безколекторного двигуна постійного струму у середовищі MATLAB/Simulink дозволило детально дослідити динамічні характеристики системи, оптимізувати параметри регуляторів та вдосконалити алгоритми управління.

Особливу увагу в роботі приділено розробці апаратного забезпечення вузла відеоспостереження. Створена двошарова друкована плата із застосуванням мікроконтролера ATmega128-16AU та драйверів IR2104 забезпечує компактність, енергоефективність і мінімізацію електромагнітних перешкод, що є критично важливим в бойових умовах.

Ключові слова: ВІДЕОСПОСТЕРЕЖЕННЯ, ТЕХНОЛОГІЧНИЙ КОМПЛЕКС ВІЗУАЛІЗАЦІЇ, БЕЗКОЛЕКТОРНИЙ ДВИГУН ПОСТІЙНОГО СТРУМУ, МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ, СИСТЕМА АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ

ABSTRACT

Structure and scope of work. The master's thesis is completed on 96 sheets and contains 47 figures, 10 tables and 23 literature references.

Relevance of the topic.

The relevance of developing a video surveillance node for military needs is due to several factors. Firstly, modern combat operations require a high level of situational awareness, which is possible only by obtaining and processing significant amounts of data. Secondly, reducing the impact of the human factor and automating processes are key requirements for increasing the efficiency of task performance, in particular through the use of automatic threat detection technologies.

Research objective.

The purpose of the research is to develop a more effective video surveillance system capable of ensuring high standards of quality and reliability in military applications, taking into account the effects of electromagnetic interference.

Research object: The object of the research is the video surveillance process used in electrotechnological visualization complexes.

Research subject: The subject of the research is the video surveillance node of the electrotechnological visualization complex.

Research methods. The following methods are used in the work: mathematical modeling, software calculation, analytical calculation

Publications on the topic of research – O.M. Khalimovsky, V.V. Korotenko. Determination of the frequency range of PWM with a minimum level of harmonic distortion of the output voltage in the Proteus software environment. Modern problems of electrical engineering and automation. - Kyiv: NTUU "KPI". - 2024.

Scientific novelty of the results. Based on the analysis of the technical requirements for the functioning of the video surveillance node, a functional and structural diagram of the automatic control system for the video surveillance angle

was developed. The use of the developed mathematical model of the automatic control system based on a brushless DC motor in the MATLAB/Simulink environment allowed us to study in detail the dynamic characteristics of the system, optimize the parameters of the regulators and improve the control algorithms.

Particular attention in the work is paid to the development of the hardware of the video surveillance node. The created two-layer printed circuit board using the ATmega128-16AU microcontroller and IR2104 drivers provides compactness, energy efficiency and minimization of electromagnetic interference, which is critically important in combat conditions.

Keywords: VIDEO SURVEILLANCE, TECHNOLOGICAL VISUALIZATION COMPLEX, BRUSHLESS DC MOTOR, MATHEMATICAL MODELING, AUTOMATIC CONTROL SYSTEM

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	11
ВСТУП.....	12
РОЗДІЛ 1 СУЧАСНИЙ СТАН ПРОМИСЛОВИХ ПРИСТРОЇВ ВІЗУАЛІЗАЦІЇ. ПРИНЦИП РОБОТИ ТА КОНСТРУКЦІЇ БДПС	13
1.1 Сучасний стан промислових пристроїв візуалізації	13
1.2 Сфера застосування безколекторних двигунів постійного струму. Їх переваги та недоліки	15
1.3 Конструкція БДПС	15
1.4 Датчики Холла.....	17
1.5 Управління БДПС з датчиками Холла.....	18
1.6 Бездатчикове управління БДПС.....	22
1.7 Векторне керування БДПС	27
Висновок до розділу 1	33
РОЗДІЛ 2 ФУНКЦІОНАЛЬНА СХЕМА САК ЗАСОБУ ВІЗУАЛІЗАЦІЇ. СИЛОВИЙ РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРОДВИГУНА. РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ДВИГУНА.....	33
2.1 Визначення структури САК.....	33
2.1.1 Аналіз вимог до системи.....	33
2.1.2 Розробка структури системи керування.	34
2.2 Силовий розрахунок електродвигуна.....	36
2.3 Створення математичної моделі безколекторного двигуна постійного струму	39
2.4 Створення моделі безколекторного двигуна постійного струму в середовищі MATLAB/Simulink.....	44
2.5 Визначення структури приладу керування електродвигуном	50
2.6 Моделювання структури приладу керування електродвигуном.....	52
Висновок до розділу 2	55
РОЗДІЛ 3 РОЗРОБКА СХЕМИ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРИНЦИПОВОЇ.....	55
3.1 Розробка схеми плавного заряду конденсатора.....	55
3.2 Розробка схеми силових ключів.....	59
3.3 Розробка генератора синусоїдального ШІМ	61
3.4 Моделювання роботи трифазного інвертора	62

	10
3.5 Моделювання схеми плавного заряду конденсатора.....	70
3.6 Розробка схеми електричної принципової пристрою та переліку елементів до нього.....	72
3.7 Технічна реалізація приладу керування електродвигуном	78
Висновок до розділу 3	80
РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА СТАРТАП ПРОЄКТУ	81
4.1 Обґрунтування ідеї стартапу	81
4.2 Технологічний аудит стартап-проєкту	81
4.3 Розробка ринкової стратегії проєкту	84
Висновок до розділу 4	91
ВИСНОВКИ	93
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ	95

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

БДПС – Безколекторний двигун постійного струму

БКП – Блок координатних перетворень

ЕРС – Електрорушійна сила

ЗІ – Задатчик інтенсивності

П-регулятор – Пропорційни регулятор

ПІ-регулятор – Пропорційно-інтегральний регулятор

ПІД-регулятор – Пропорційно-інтегрально-диференціальний регулятор

САК – Система автоматичного керування

ШІМ – Широтно-імпульсна модуляція

ЦАП – Цифро-аналоговий перетворювач

AI – Штучний інтелект (Artificial Intelligence)

AR – Доповнена реальність (Augmented Reality)

VR – Віртуальна реальність (Virtual Reality)

IoT – Інтернет речей (Internet of Things)

ВСТУП

Розробка вузла відеоспостереження є важливим етапом у вдосконаленні військових технологій, що спрямовані на підвищення ефективності бойових дій, забезпечення безпеки та автоматизацію розвідувальних процесів. Система відеоспостереження має широкий спектр застосувань, зокрема у сфері бойового управління та моніторингу, де вона дозволяє вести спостереження за полем бою, моніторити тактичні операції та виявляти загрози в режимі реального часу. На додаток, використання таких систем на військових об'єктах сприяє їхній охороні, забезпечуючи підвищений рівень безпеки баз і стратегічно важливих інфраструктур. Ще одним ключовим напрямом є їх застосування для розвідки, що дозволяє збирати важливі дані про ворожі об'єкти або потенційні зони конфлікту.

Подальші дослідження в цій галузі можуть охоплювати різноманітні напрямки. Одним із найбільш перспективних є розробка алгоритмів на основі штучного інтелекту для автоматичного розпізнавання цілей. Іншим важливим аспектом є інтеграція відеоспостереження з іншими системами військової розвідки та управління, що дозволить забезпечити оперативне передавання даних і злагоджену роботу інформаційних мереж.

Окремим викликом для таких систем є забезпечення їхньої надійності у складних умовах експлуатації. Це включає стійкість до високих температур, пилу, вологості та впливу електромагнітних завад. Інноваційні рішення у цій сфері здатні значно підвищити ефективність військових операцій і безпеку особового складу, що робить їх ключовим напрямом розвитку сучасних військових технологій.

Таким чином, розробка вузла відеоспостереження є комплексним завданням, яке поєднує інженерні, інформаційні та військові аспекти, спрямовані на зміцнення обороноздатності і технічної переваги.

РОЗДІЛ 1 СУЧАСНИЙ СТАН ПРОМИСЛОВИХ ПРИСТРОЇВ ВІЗУАЛІЗАЦІЇ. ПРИНЦИП РОБОТИ ТА КОНСТРУКЦІЇ БДПС

1.1 Сучасний стан промислових пристроїв візуалізації

Сучасний стан промислових пристроїв візуалізації характеризується швидким впровадженням цифрових технологій для підвищення точності та швидкості виробничих процесів. Основні тенденції та технології включають:

- інтелектуальні заводи (Smart Factories);
- цифрові двійники;
- робототехніка та автоматизація;
- інтернет речей (IoT) і обробка даних;
- змішана реальність (AR/VR);
- штучний інтелект (AI).

Інтелектуальні заводи є ключовою складовою четвертої промислової революції (Індустрія 4.0), яка передбачає використання цифрових рішень для автоматизації виробництва. Це включає застосування систем моніторингу на основі IoT, що передають дані в реальному часі для оптимізації роботи обладнання. Завдяки датчикам і пристроям збору даних, підприємства можуть відстежувати стан машин, продуктивність, витрати енергії, а також передбачати потребу в технічному обслуговуванні, що знижує кількість несправностей та простоїв [1].

Цифровий двійник — це віртуальна копія фізичного об'єкта, яка відтворює всі його характеристики і дозволяє проводити тестування і симуляцію віртуально. Це допомагає оптимізувати розробку нових продуктів і технологічних процесів ще до їхнього фізичного впровадження. Використання цифрових двійників значно скорочує час на проектування і дозволяє швидше адаптуватися до змін на ринку або в умовах виробництва [1].

Робототехніка займає важливе місце в сучасних промислових пристроях візуалізації. Виробничі роботи забезпечують високу точність, швидкість і

безперервність виконання операцій, що робить їх незамінними для складних завдань. Роботи можуть використовувати системи машинного зору для автоматичного контролю якості продукції, що дозволяє зменшити кількість дефектів і витрат на контроль якості [2].

IoT об'єднує фізичні пристрої з мережею, де вони можуть передавати дані та взаємодіяти з іншими системами. У промислових додатках це включає моніторинг стану обладнання, збору даних з виробничих ліній, і аналізу великого обсягу даних для підвищення продуктивності. Наприклад, сенсори, встановлені на виробничих лініях, можуть передавати інформацію про температуру, вібрації, тиск, що дозволяє аналізувати стан обладнання і запобігати аваріям [2, 3].

Розширена реальність (AR) та віртуальна реальність (VR) також активно використовуються для візуалізації промислових процесів. Ці технології дозволяють створювати навчальні програми для персоналу, моделювати складні виробничі процеси або тестувати нове обладнання віртуально. AR може використовуватися для відображення інформації про обладнання в реальному часі, полегшуючи виконання складних ремонтних робіт або обслуговування [2].

Штучний інтелект забезпечує аналітику великих даних, дозволяє автоматизувати процеси прийняття рішень та вдосконалює управління виробництвом. Алгоритми машинного навчання можуть використовуватись для прогнозування поломок, розпізнавання дефектів на виробничій лінії або оптимізації логістичних процесів.

Підсумовуючи, сучасні промислові пристрої візуалізації еволюціонують разом із розвитком цифрових технологій, таких як IoT, AI, цифрові двійники та робототехніка, що дозволяє створювати гнучкі, автоматизовані та інтелектуальні виробничі системи [3].

1.2 Сфера застосування безколекторних двигунів постійного струму.

Їх переваги та недоліки

БДПС широко використовується в побутовій техніці, автомобільній галузі, аерокосмічній промисловості, побутовій промисловості, медичному обладнанні, автоматизованому промисловому обладнанні та приладах.

БДПС електрично комутується вентилями замість щіток. У порівнянні з щітковим двигуном постійного струму або асинхронним двигуном, БДПС має багато переваг:

- вища ефективність і надійність;
- низький рівень акустичного шуму;
- менші габарити та вага;
- кращі динамічні якості;
- кращі характеристики швидкості та крутного моменту;
- вищий діапазон швидкості;
- довший термін служби.

1.3 Конструкція БДПС

Існує три види БДПС: однофазний, двофазний і трифазний. Найбільшого поширення набули однофазні і трифазні двигуни. На рис. 1.1 показано спрощений переріз однофазного та трифазного двигуна.

Ротор однофазного двигуна має постійні магніти, які утворюють 2 пари магнітних полюсів, і оточують статор.

Однофазний двигун має одну обмотку статора, що намотана за, або проти годинникової стрілки вздовж кожного плеча статора для створення чотирьох магнітних полюсів (рис. 1.1(а)). Для порівняння, трифазний двигун має три обмотки (рис. 1.1(б)). Використовується певна послідовність комутації обмоток[4].

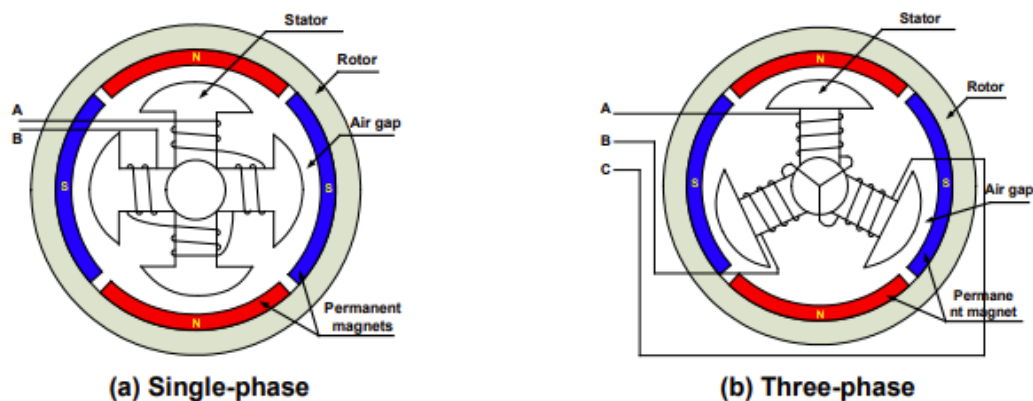


Рисунок 1.1 – Спрощений переріз БДПС: а) однофазний; б) трифазний

Існує два типи обмоток статора: трапецеїдальні та синусоїдальні, що впливають на форму сигналу зворотної електрорушійної сили. Форма зворотної електрорушійної сили визначається різними з'єднаннями обмоток і шириною повітряного зазору. Фазний струм як і зворотня електрорушійна сила має форму трапеції або синусоїди. БДПС з синусоїдальною формою зворотної ЕРС формує більш плавний електромагнітний момент, ніж БДПС з трапецієподібною формою зворотної ЕРС.

Ротор складається з валу та втулки з постійними магнітами, які утворюють пари полюсів. На рис. 1.2 показані перерізи трьох типів розташування магнітів у роторі.

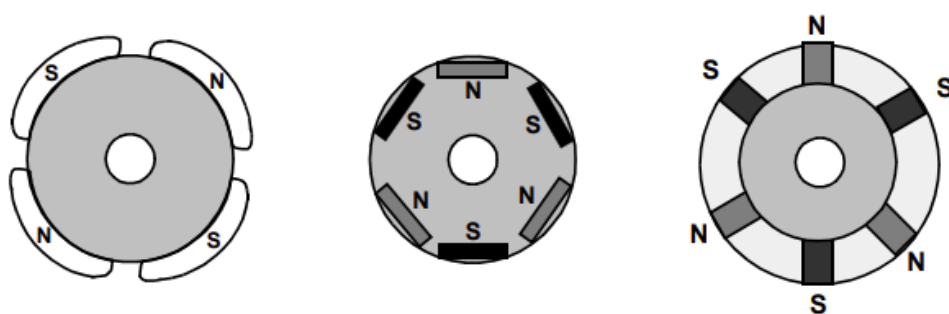


Рисунок 1.2 – Поперечні перерізи ротора

Постійні магніти є ключовим компонентом БДПС. Ротор БДПС оснащений високоякісними постійними магнітами (неодимові, або самарієво-кобальтові), які створюють сильне магнітне поле. Вища щільність неодимових магнітів сприяє зменшенню роторів, зберігаючи високий відносний крутний момент, порівняно з аналогічними феритовими магнітами [4].

1.4 Датчики Холла

На відміну від щіткового двигуна постійного струму, комутація БДПС контролюється електронним способом. Щоб обертати БДПС, обмотки статора повинні бути включені послідовно. Для визначення, яка саме обмотка двигуна повинна бути під напругою, необхідно знати положення ротора. Це положення зазвичай визначається за допомогою датчиків Холла.

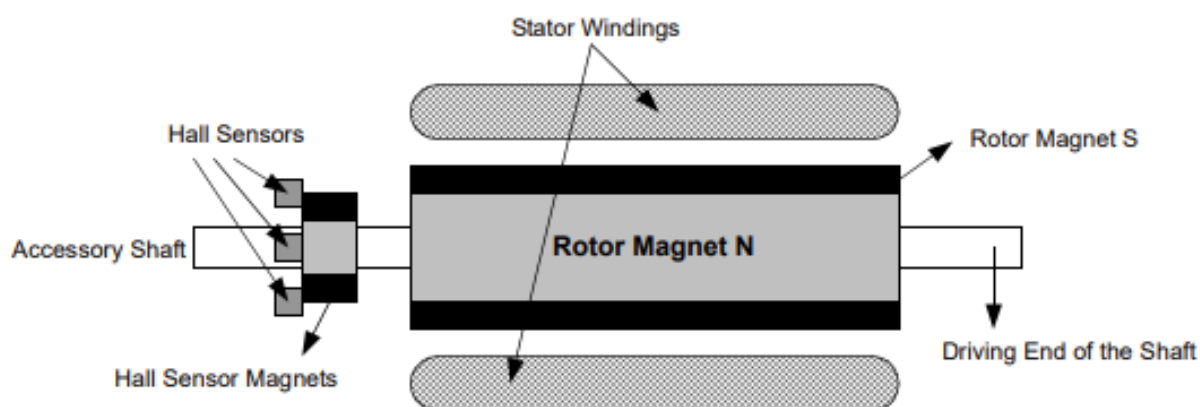


Рисунок 1.3 – Поперечний переріз БДПС

У більшості безколекторних двигунів постійного струму (БДПС) використовується три датчики Холла, які розміщуються на статорі, зазвичай на стороні, протилежній до приводного кінця валу двигуна. Коли магнітні полюси ротора проходять повз ці датчики, вони генерують сигнали високого або низького рівня. Це залежить від того, чи перебуває поблизу датчика північний чи південний магнітний полюс. Поєднання сигналів від трьох датчиків Холла дозволяє точно визначити поточне положення ротора, що є основою для правильної комутації обмоток двигуна [5].

На рис. 1.3 показано поперечний розріз БДПС з ротором, який має чергування полюсів N і S постійних магнітів.

Датчики Холла вбудовані в нерухому частину двигуна. Вбудовування датчиків Холла в статор є складним процесом, оскільки будь-яке зміщення цих датчиків Холла щодо магнітів ротора призведе до похибки у визначенні

положення ротора. Щоб спростити процес монтажу датчиків Холла на статор, деякі двигуни можуть мати магніти датчиків Холла на роторі на додаток до магнітів головного ротора. Це зменшена копія ротора. Таким чином, щоразу, коли ротор обертається, магніти датчика Холла дають такий же ефект, як і головні магніти. Датчики Холла зазвичай встановлюються на друковану плату та кріпляться до кришки корпусу з непривідного боку. Датчики Холла можуть мати фазовий зсув на 60° або 120° відносно один одного. Виходячи з цього, виробник двигуна визначає послідовність комутації, якої слід дотримуватися при управлінні двигуном [5].

1.5 Управління БДПС з датчиками Холла

Структура електроприводів з БДПС показана на рис. 1.4, яка складається з самого БДПС з трьома датчиками Холла, джерела напруги та системи керування двигуном.

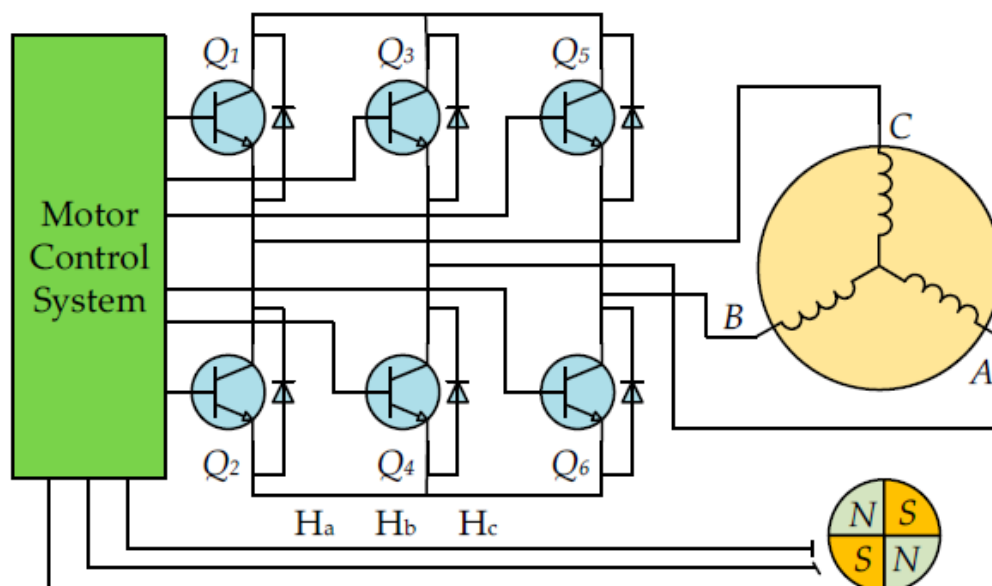


Рисунок 1.4 – Структурна схема електропривода на БДПС з датчиками Холла

Три датчики Холла А, В і С закріплені на статорі. Для комутації обмотки в потрібні моменти часу, необхідно відстежувати положення ротора в електричних градусах.

Оскільки є 6 станів вектора магнітного поля, необхідно 3 датчики Холла, які будуть представляти один абсолютний датчик положення з трибітним виходом. Датчики Холла встановлюються як обмотки, зміщені між собою на 120 електричних градусів. Це дозволяє використовувати магніти ротора як елемент датчика, що впливає.

На рис. 1.5 представлено діаграми сигналів: датчика холла; зворотної ерс; вихідного моменту і фазного струму.

На рис. 1.6 показано послідовність перемикачів, якої слід дотримуватися щодо датчиків Холла.

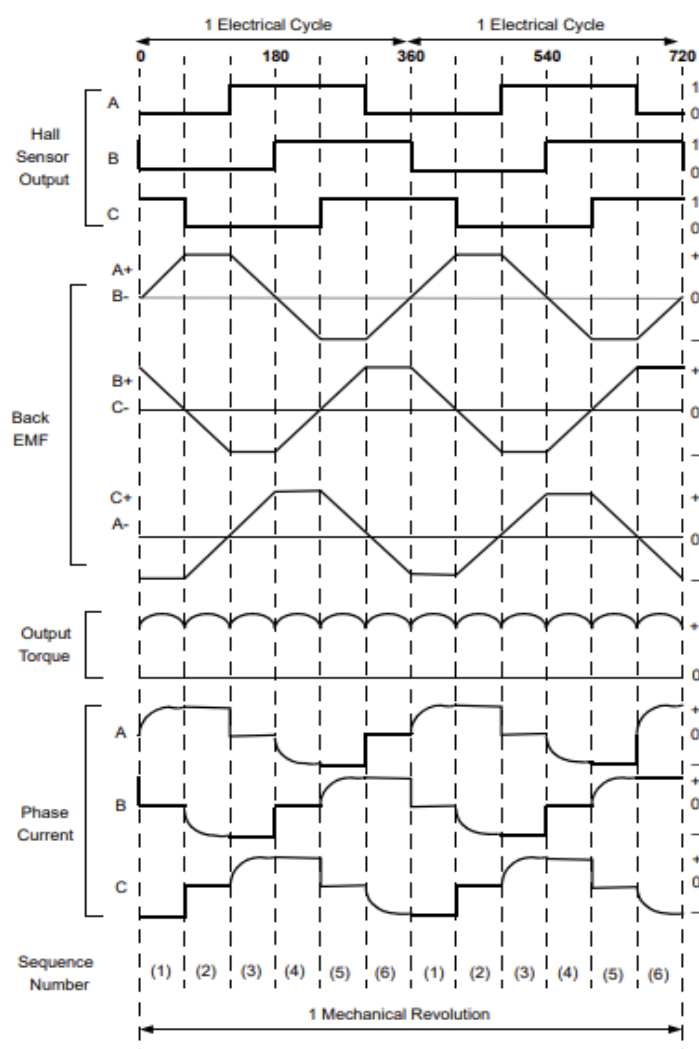


Рисунок 1.5 – Діаграма сигналів датчика холла, зворотної ерс, вихідного моменту і фазного струму

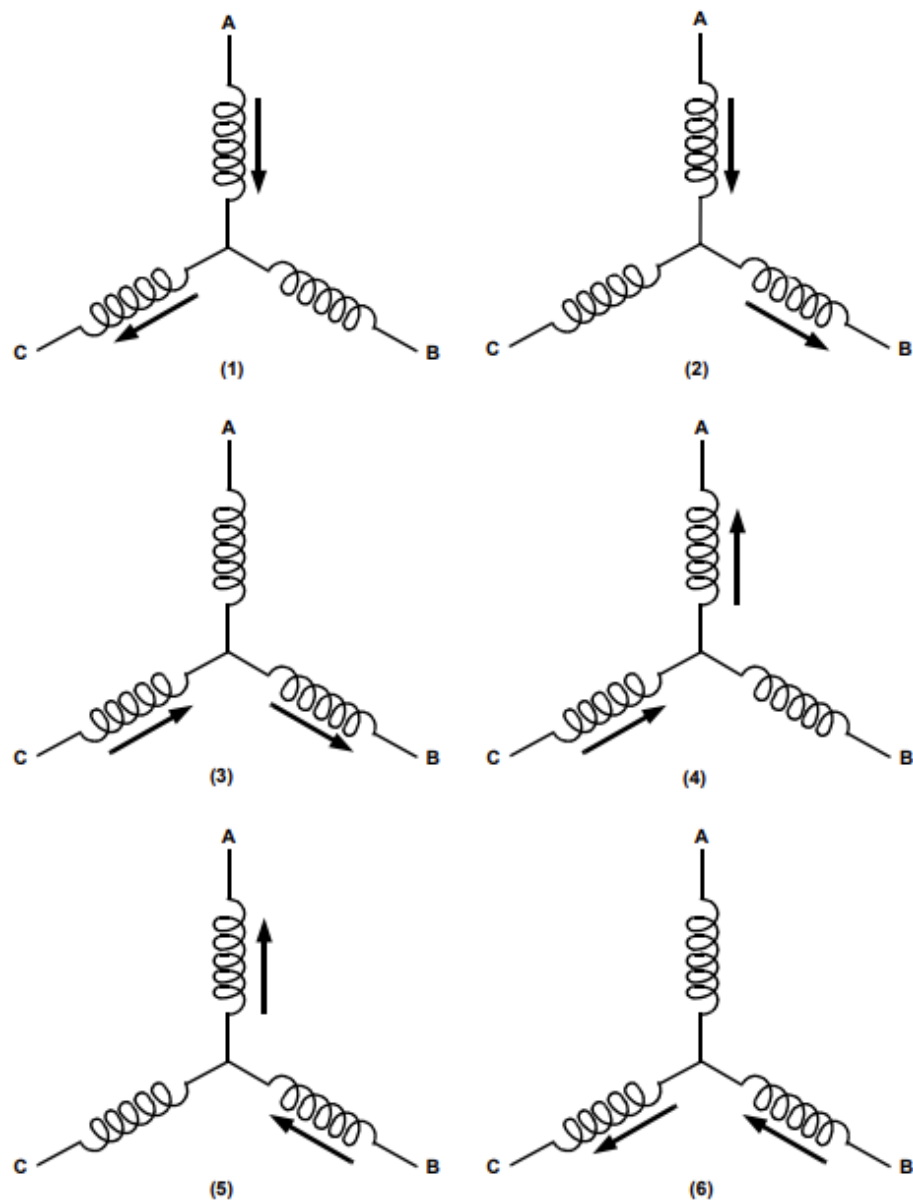


Рисунок 1.6 – Послідовність протікання струму через обмотки відносно сигналів датчика Холла

Порядкові номери на рис. 1.5 відповідають номерам, наведеним на рис. 1.6.

Кожні 60 електричних градусів обертання ротора один із датчиків Холла змінює свій стан. Це означає, що для завершення одного електричного циклу необхідно шість таких кроків. Відповідно, у кожному інтервалі в 60 електричних градусів повинно відбуватися оновлення перемикання фазного струму, щоб забезпечити правильну комутацію обмоток двигуна.

При цьому слід зазначити, що один електричний цикл не завжди відповідає повному механічному обороту ротора. Кількість електричних циклів, які потрібно виконати для одного повного механічного оберту, залежить від кількості пар полюсів ротора. Для кожної пари полюсів завершується один електричний цикл. Таким чином, загальна кількість електричних циклів на один механічний оберт ротора дорівнює кількості пар полюсів двигуна [6].

На попередньому зображенні показано шестиступінчастий процес комутації у часі. На рис. 1.7 показано його векторну діаграму.

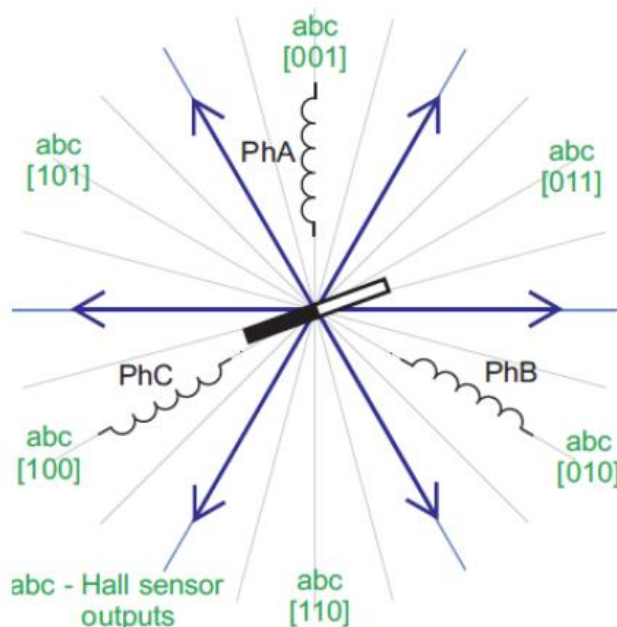


Рисунок 1.7 – Векторна діаграма шестиступінчатого процесу комутації

Перевага використання датчиків на ефекті Холла в управлінні БДПС полягає в тому, що механізм зворотного зв'язку вимагає мінімальних ресурсів мікроконтролера на відміну від підходів без датчиків, де для виявлення належної комутації та швидкості використовується більше програмних і апаратних ресурсів [7].

Недоліками використання датчиків на ефекті Холла є збільшення вартості та складність конструкції.

1.6 Бездатчикове управління БДПС

Для трифазного БДПС, який як правило керується шестиступінчатим режимом провідності в один момент часу тільки дві з трьох фаз проводять струм. Наприклад, коли фаза А і фаза В проводять струм, фаза С є плаваючою. Цей інтервал провідності триває 60 електричних градусів, що називається одним кроком. Перехід від одного кроку до іншого називається комутацією. Отже, загалом в одному циклі 6 кроків.

Зазвичай струм комутується таким чином, щоб струм був у фазі із зворотною ЕРС фази, щоб отримати оптимальне керування та максимальний крутний момент/струм. Час комутації визначається положенням ротора. Оскільки форма зворотної ЕРС вказує на положення ротора, можна визначити час комутації, якщо відома зворотна ЕРС. На рис. 1.8 фазний струм знаходиться в фазі із зворотною ЕРС фази. Якщо можна виміряти перетин зворотної ЕРС фази через нуль, ми знатимемо, коли потрібно комутувати струм [8].

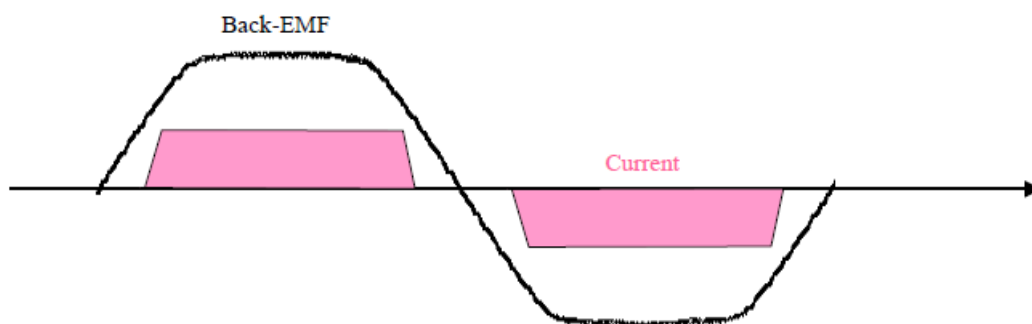


Рисунок 1.8 – Фазний струм знаходиться в фазі зі зворотною ЕРС

Як згадувалося раніше, в один момент часу тільки дві фази проводять струм, третя обмотка розімкнута. Це відкриває можливість для визначення зворотної ЕРС у вільній фазі двигуна. Схема визначення зворотної ЕРС показана на рис. 1.9 Вимірюється напруга на вільній фазі двигуна. Ця схема потребує наявності напруги нейтральної точки двигуна, щоб отримати перехід

через нуль зворотної ЕРС, оскільки напруга зворотної ЕРС відноситься до нейтральної точки двигуна.

Напруга на клемі порівнюється з нейтральною точкою, тоді можна отримати перехід через нуль зворотної ЕРС. У більшості випадків нейтральна точка двигуна недоступна.

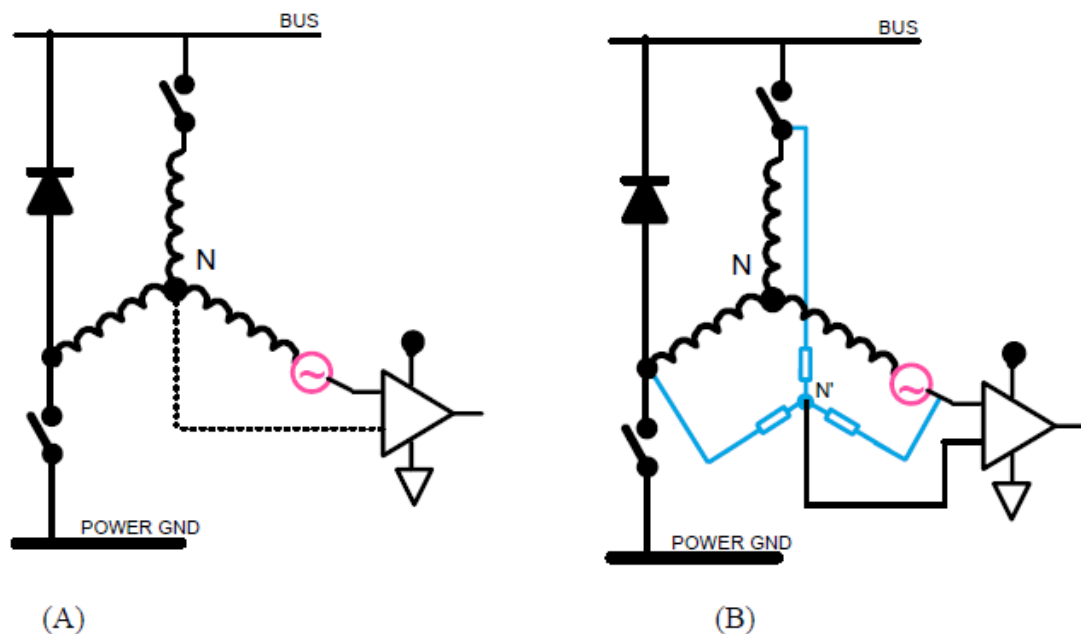


Рисунок 1.9 – Схеми: а) виявлення зворотної ЕРС через нуль з нейтральною точкою двигуна; б) виявлення зворотної ЕРС через нуль з віртуальною нейтральною точкою

На практиці найпоширенішим методом є створення віртуальної нейтральної точки, яка, теоретично, матиме той самий потенціал, що й центр БДПС зі з'єднанням обмоток зіркою, а потім визначення різниці між віртуальною нейтраллю та напругою на плаваючій клемі [9]. Віртуальна нейтральна точка побудована за допомогою резисторів, що показано на рис. 1.9(б).

На рис. 1.10 показано кілька форм сигналу: зв'язок магнітного потоку; напруги зворотної ЕРС фази; та напруги зворотної ЕРС між фазами. Форма зворотної ЕРС є приблизно трапецієподібною, а амплітуда є функцією

фактичної швидкості. Під час реверсування швидкості амплітуда змінює свій знак, а також змінюється послідовність фаз [10].

Основна проблема методу комутації за зворотної ЕРС полягає в тому, що зворотна ЕРС наближається до нуля на низькій швидкості. Таким чином, робота без датчиків за цим принципом виявляє труднощі під час запуску та в діапазоні низьких швидкостей.

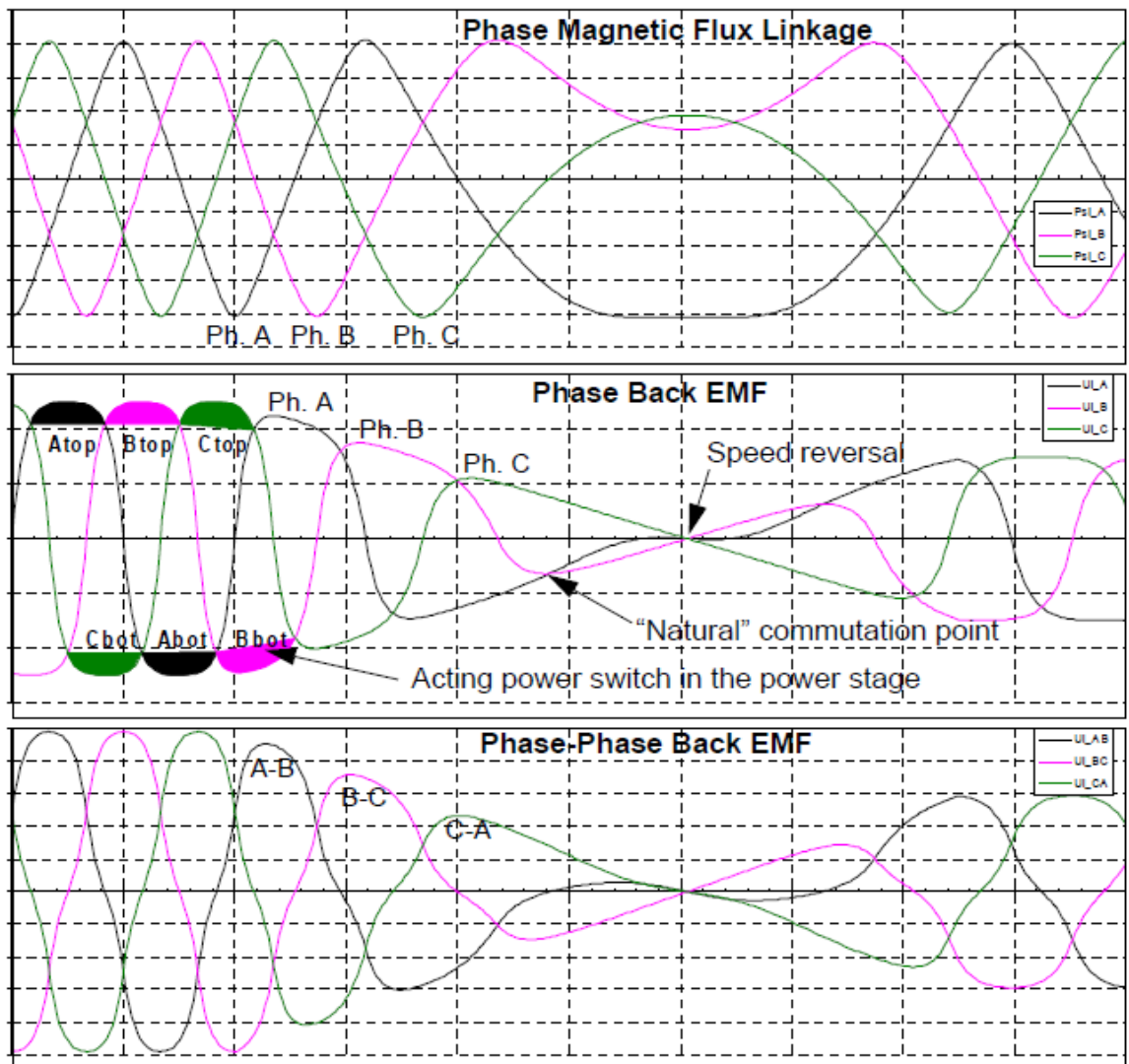


Рисунок 1.10 – Зв'язок магнітного потоку, напруги зворотної ЕРС фази та напруги зворотної ЕРС між фазами

Процедура запуску повинна бути реалізована для запуску та прискорення двигуна, поки він не досягне швидкості, достатньої для застосування принципу керування за зворотною ЕРС. Ідея використання недорогого допоміжного датчика для ідентифікації початкового положення

ротора не може бути задовільною, оскільки інтерес бездатчикового керування полягає саме в тому, щоб уникнути використання такого датчика.

Можливим методом є встановлення заданого початкового положення ротора шляхом довільного живлення двох обмоток двигуна. Двигун вирівнюється відповідно до створеного магнітного поля, і коли встановлено відоме початкове положення, двигун можна запустити, подавши наступний імпульс комутації. Цей спосіб цікавий, але запуск може супроводжуватися тимчасовим зворотним обертанням, а в гіршому випадку навіть не бути досягнутим [11].

В іншому методі двигун запускається як синхронний, а потім повертається до режиму перемикання безщіткового двигуна постійного струму на швидкості. Це все ще може призвести до тимчасового повернення, але уникнення стану активізації та вирівнювання дає швидший старт [12].

Одним із бездатчикових методів керування БДПС є інтегрування напруги зворотної ЕРС. Він заснований на простому принципі: інтегрованого значення (площа трикутника рис. 1.11) напруги зворотної ЕРС фази (без

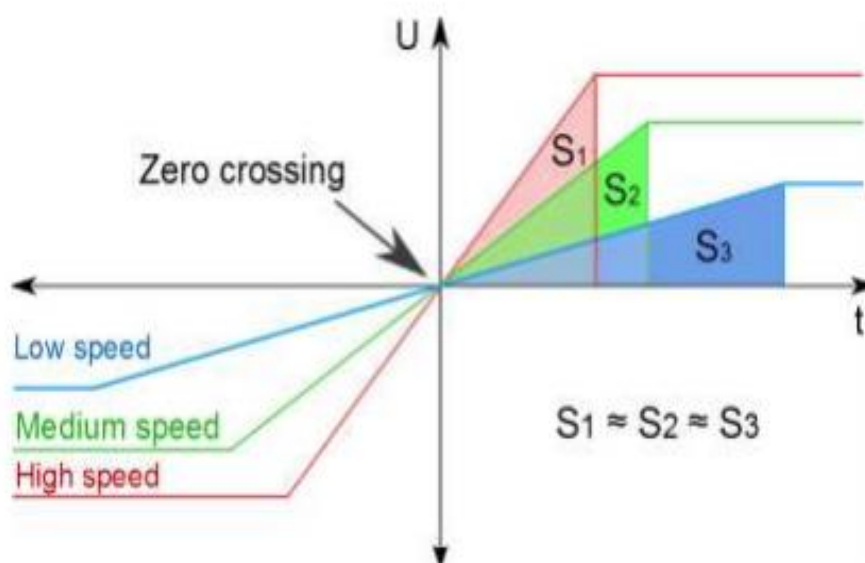


Рисунок 1.11 – Метод інтегрування зворотної ЕРС

живлення) після перетину нуля (приблизно однакове) на всіх швидкостях (S1 S2 S3).

Інтегрування починається, коли напруга зворотної ЕРС фази без живлення перетинає своє нульове значення. Знаходження точного часу точки перетину нуля не дуже важливе, оскільки напруга зворотної ЕРС навколо перетину нуля є відносно низькою, інтегрування цих низьких значень напруги навколо нуля мало впливає на кінцеве проінтегроване значення. Комутація виконується, коли інтегроване значення досягає попередньо визначеного порогового значення.

У порівнянні зі стандартним бездатчиковим методом, заснованим на результатах нульового переходу зворотної ЕРС, метод інтегрування менш чутливий до проблем перемикавання та напруги зміщення (точність опору, шум тощо). Це забезпечує більш точне керування на низьких швидкостях двигуна. З іншого боку, метод інтегрування є менш ефективним при дуже високих швидкостях двигуна (з лише кількома періодами ШІМ на період комутації). У цьому випадку бездатчиковий метод демонструє більш точне керування двигуном.

На рис. 1.12 показано структурну схему бездатчикового керування БДПС.

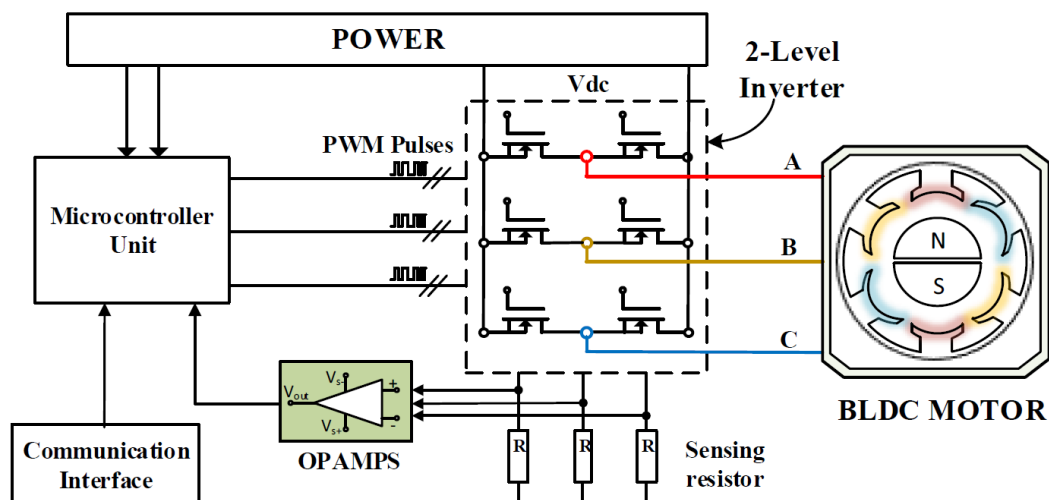


Рисунок 1.12 – Структурна схема бездатчикового керування БДПС

1.7 Векторне керування БДПС

Векторне керування, також відоме як поле-орієнтоване керування, є методом управління частотно-регульованим приводом, при якому струми статора трифазного асинхронного двигуна або безщіткового двигуна постійного струму розділяються на дві ортогональні складові, що представляються у вигляді вектора. Один із компонентів відповідає за формування магнітного потоку в двигуні, а інший — за створення крутного моменту. Система керування розраховує відповідні опорні значення цих складових на основі заданих значень потоку та крутного моменту, які формуються регулятором швидкості. Для забезпечення відповідності фактичних компонентів струму їхнім еталонним значенням зазвичай використовуються пропорційно-інтегральні (ПІ) регулятори. Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) частотно-регульованого приводу регулює перемикання транзисторів відповідно до опорних значень напруги статора, отриманих на виході ПІ-регуляторів струму [13].

Векторне керування пропонує перевагу перед іншими типами керування двигуном, оскільки воно значно підвищує показники якості системи. Векторне керування має додаткову перевагу досягнення вищих максимальних швидкостей, ніж при керуванні з датчиками на ефекті Холла (п. 1.5).

БДПС здатні до більш точного позиціонування та керування двигуном, що робить їх придатними для використання в високоточних системах (для робототехнічного та автоматизованого керування).

Для реалізації векторного керування на практиці, перш за все, необхідно знати поточне положення ротора, щоб можна було визначати орієнтацію вектора струму відносно нього. Найпростіший спосіб — встановити на вал ротора датчик положення. Це дозволить точно відстежувати положення ротора і забезпечити відповідність між вектором ротора (постійне магнітне

поле) і напрямком вектора статора (обертове магнітне поле), зокрема утримуючи кут 90° [14].

Для формування вектора струму, необхідно підтримувати певну амплітуду струму у фазах α та β і мати можливість його вимірювати. Для цього в системах векторного керування використовують датчики струму фаз, які дозволяють контролювати значення струму в реальному часі [15].

Для реалізації структури векторного керування, для підтримання струму в обмотках двигуна, мікроконтролером зазвичай використовується програмний пропорційно-інтегральний (ПІ) регулятор разом із широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). ПІ-регулятор дозволяє регулювати струм у певних межах, зводячи похибку між вимірним і заданим значенням струму до мінімуму. Принцип роботи такого регулятора можна проілюструвати на прикладі регуляції струму для однієї з фаз, де система забезпечує підтримку струму шляхом корекції напруги, що подається на обмотку двигуна, використовуючи сигнали ШІМ [16].

Структура регулятора струму для однієї з фаз, зображена на рис 1.13.

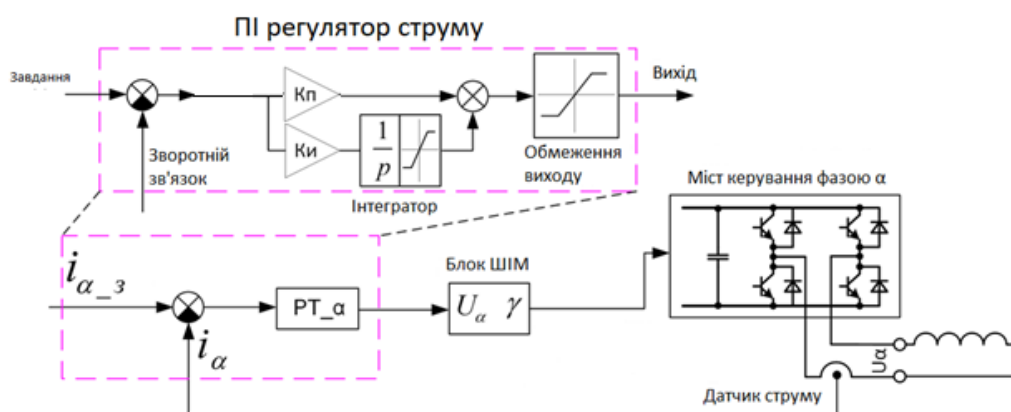


Рисунок 1.13 – Структура замкненої по струму системи керування для однієї фази

На виході регулятора струму формується значення напруги фази U_α , яке передається на блок широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Цей блок розраховує параметри сигналу для ШІМ-таймерів мікроконтролера, які

керують мостовим інвертором з чотирьох ключів, створюючи потрібну напругу U_α . Алгоритм формування напруги може бути різним. Наприклад, для створення позитивної напруги блок ШІМ активує правий верхній ключ пропорційно до заданого значення напруги, а лівий нижній ключ залишається замкнутим. Для формування негативної напруги — навпаки: лівий верхній ключ працює з модуляцією ШІМ, а правий нижній замкнутий [17].

Важливо пам'ятати про додавання мертвого часу між перемиканнями ключів, щоб уникнути їх одночасного замикання. Така структура в поєднанні з ПІ-регулятором струму фактично створює програмну модель «джерела струму» на основі джерела напруги. Це означає, що ми задаємо бажане значення струму i_{α_z} , а система забезпечує його підтримання з урахуванням динамічних властивостей комутації силових елементів.

Трифазні струми, подібно до двофазних, мають одну спільну мету — створити вектор струму статора I_s , спрямований в потрібному напрямку та з необхідною амплітудою. Тому трифазні струми можна легко перетворити в двофазні, після чого використовувати вже існуючу систему управління, розроблену для двофазних машин.

В англійській літературі цей процес називається перетвореннями Кларка (Clarke transformation), а в нашій термінології — фазними перетвореннями. У схемі, представленій на рис. 1.14, цю операцію виконує блок фазних перетворень. На відміну від системи з однофазним керуванням, у даній схемі були додані блоки — БКП 1 та БКП 2, які виконують функції координатних перетворень. Їх основне призначення полягає у простому поверненні вектора вхідного сигналу на певний кут. При цьому БКП_1 здійснює додавання ($+\Theta$), а БКП 2 — ($-\Theta$). Це є основною відмінністю між цими блоками.

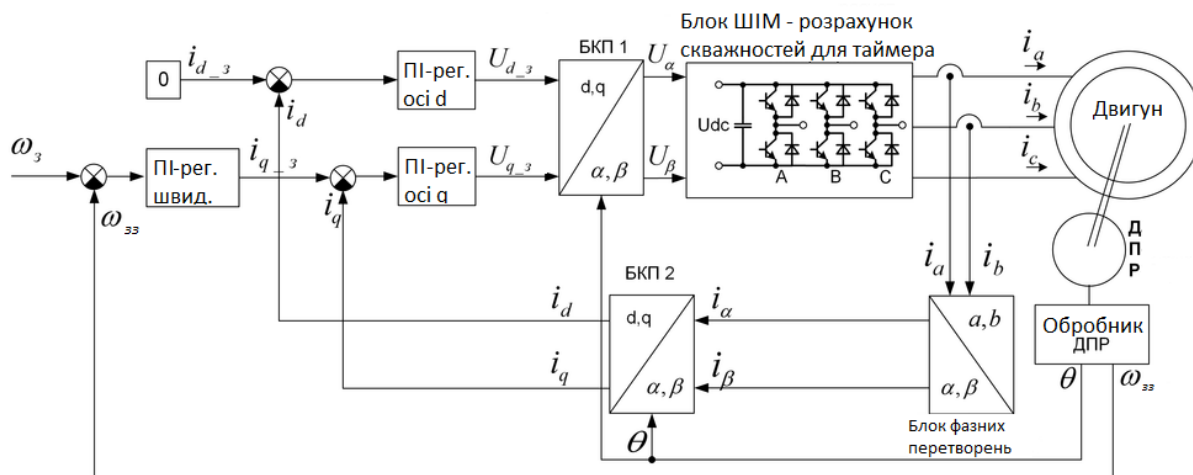


Рисунок 1.14 – Структура векторного датчикового керування для трифазного двигуна

У іноземній літературі ці перетворення відомі як трансформації Парка (Park transformation). БКП 2 виконує перетворення координат для струмів, переводячи їх з нерухомих осей α і β , які прив'язані до статора двигуна, у осі d і q , що обертаються та пов'язані з ротором двигуна. Для цього використовується кут положення ротора Θ . БКП 1, в свою чергу, здійснює зворотне перетворення: переводить задані значення напруги з осей d і q на осі α і β (рис. 1.15) [18].

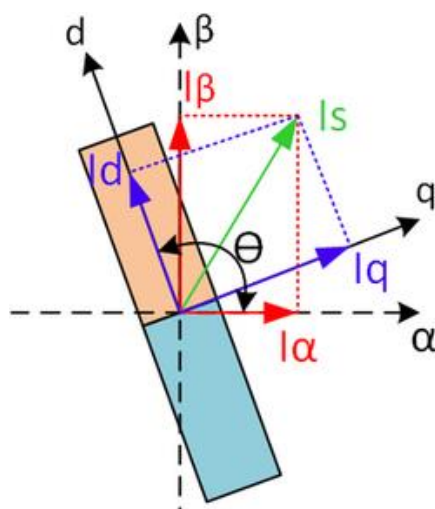


Рисунок 1.15 – Координатні перетворення з нерухомих осей α і β , прив'язаних до статора двигуна, до осей, що обертаються, d і q , прив'язаних до ротора

Таким чином, у цій новій схемі, на відміну від попередньої, відбувається не "обертання" завдання регуляторів, а змінюються їхні вхідні та вихідні сигнали, тоді як самі регулятори функціонують у статичному режимі. Це означає, що струми d і q , а також виходи регуляторів, залишаються постійними в установленому режимі. Осі d і q обертаються разом із ротором, оскільки їхній рух контролюється сигналом від датчика положення ротора.

Регулятор для осі q відповідає за регулювання струму «перпендикулярним полю ротора» — це струм, що формує момент. Водночас струм d направлений у тому ж напрямку, що й "магніт ротора", тому його значення можна встановити рівним нулю.

Ця структура має суттєву перевагу в порівнянні з попередньою: регулятори струмів не знають, що відбувається обертання. Вони працюють у статичному режимі: відрегулювавши свої струми до потрібних значень, вони досягають заданої напруги, не звертаючи уваги на те, чи обертається ротор. Вся відповідальність за обертання лягає на блоки координатних перетворень.

Якщо потрібно регулювати швидкість, а не момент, то потрібно поставити ще один ПІ-регулятор – регулятор швидкості. На вхід цього регулятора подаємо задану швидкість, а на виході отримуємо величину «моменту». Оскільки струм осі q пропорційний моменту, для спрощення можна безпосередньо подати вихід регулятора швидкості на вхід регулятора струму осі q (рис. 1.16). Таким чином, регулятор швидкості забезпечить необхідний момент для підтримки заданої швидкості, і вся система буде працювати злагоджено, реагуючи на зміни в умовах навантаження чи швидкості обертання ротора [19]. При роботі системи задатчик інтенсивності (ЗІ), формує сигнал швидкості для його розгону потрібним темпом до заданої швидкості. Поточна частота обертання ω отримується з обробника сигналів датчика положення ротора, оскільки це значення є похідною від кутового положення θ .

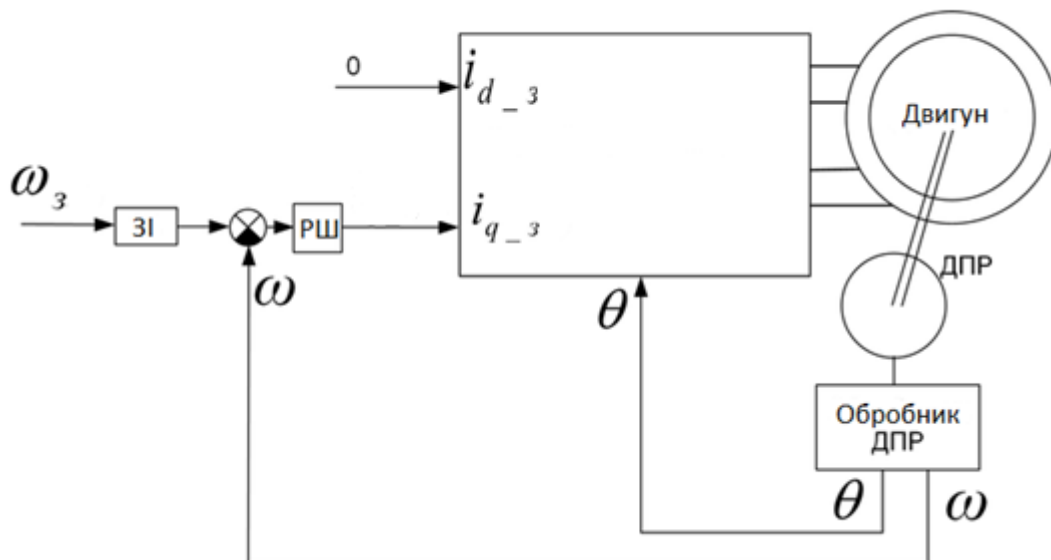


Рисунок 1.16 – Регулятор швидкості для векторного управління

Можна просто вимірювати час між імпульсами датчика, щоб обчислити частоту обертання. Цей підхід дозволяє забезпечити плавний старт двигуна та уникнути різких стрибків у його швидкості, що покращує його стабільність і продовжує термін служби обладнання [19].

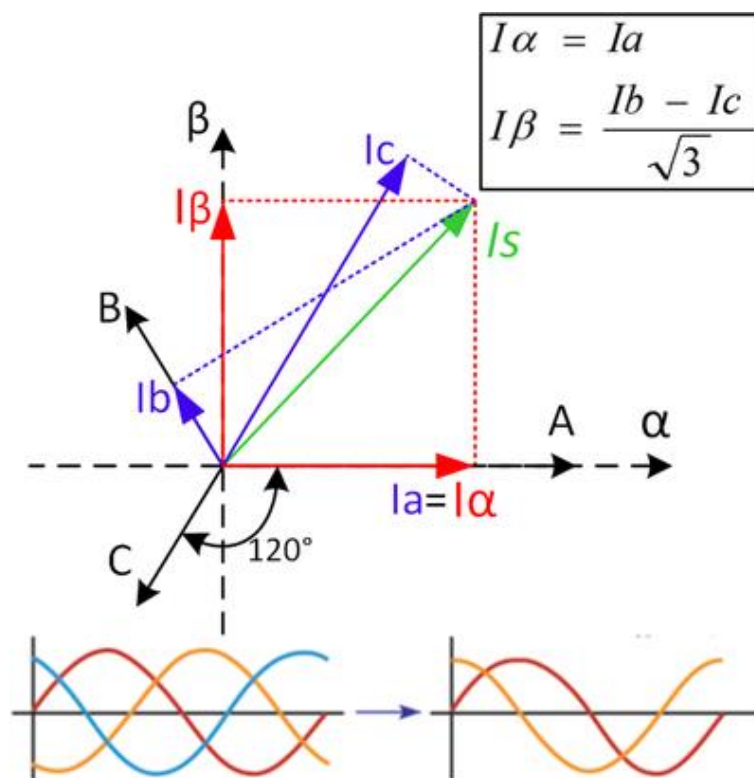


Рисунок 1.17 – Фазні перетворення – із трьох фаз до двох

Датчики струму у двох фазах дозволяють обчислити скалярну величину струму третьої фази. Іноді ставлять датчик у третю фазу щоб знизити похибку вимірювань.

Висновок до розділу 1

Розглянуто сучасний стан промислових пристроїв візуалізації та особливості конструкції безколекторних двигунів постійного струму (БДПС). Розвиток цифрових двійників, робототехніки та технологій інтернету речей (IoT) значно впливає на підвищення ефективності виробництва, що стає можливим завдяки впровадженню новітніх технологій. Ці рішення дозволяють підприємствам відслідковувати роботу обладнання в реальному часі, автоматизувати процеси управління та проводити симуляції без фізичного втручання.

Особлива увага була приділена БДПС, які стають невід'ємною частиною сучасних електроприводів. Їх переваги над іншими типами двигунів включають високу ефективність, низький рівень шуму, кращі динамічні характеристики та триваліший термін служби. Водночас, використання таких двигунів вимагає впровадження складних систем керування на основі датчиків Холла або бездатчикового методу через зворотну електрорушійну силу. Це дозволяє точно контролювати положення ротора і забезпечувати оптимальні робочі характеристики.

РОЗДІЛ 2 ФУНКЦІОНАЛЬНА СХЕМА САК ЗАСОБУ ВІЗУАЛІЗАЦІЇ. СИЛОВИЙ РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРОДВИГУНА. РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ДВИГУНА

2.1 Визначення структури САК

2.1.1 Аналіз вимог до системи.

Цілі та завдання системи: забезпечення безперервної роботи камери, її точне позиціонування та передача відеосигналу.

Вимоги до функціонування САК:

- живлення системи 24 В
- забезпечення працездатності системи в різних погодних умовах, можливі удари або вібрації;
- швидкість обертання камери не повинна перевищувати 20 рад/с;
- статична похибка при обертанні камери не повинна перевищувати 1%;
- час перехідного процесу не повинен перевищувати 5 с;
- аперіодичний характер перехідного процесу;
- безперервна передача живлення та сигналів під час обертання.

2.1.2 Розробка структури системи керування.

У якості реалізації руху камери обрано безколекторний двигун постійного струму. Безколекторні двигуни мають кращі динамічні характеристики та менше обслуговування, ніж колекторні.

Для уникнення пошкодження кабелів при обертанні камери, обрано обертовий контактний пристрій для передачі живлення і сигналів.

Для з'єднання електродвигун з механічним приводом використовується кулачкова муфта, забезпечуючи надійну передачу крутного моменту.

Необхідними компонентами для забезпечення керування САК є: пристрій керування електродвигуном; енкодер для забезпечення зворотного зв'язку; джерела живлення.

Розроблена структура САК передбачає передачу сигналів керування від джойстика до електродвигуна через пристрій керування. Схема, зображена на рис. 2.1, відображає структуру та принцип роботи системи керування електроприводом для відеоспостереження.



Рисунок 2.1 – Функціональна схема САК засобу візуалізації

Кожен компонент виконує свою функцію, забезпечуючи інтеграцію та взаємодію між пристроями, необхідними для ефективного функціонування вузла відеоспостереження.

Для ручного (інтерактивного управління) керування електродвигуном використовується джойстик. За його допомогою оператор задає напрямок руху. Сигнал керування (ϕ_3) передається на пристрій керування електродвигуном.

Живлення системи (24 В) забезпечується акумулятором. Він підключений до пристрою керування електродвигуном, який розподіляє живлення на інші компоненти.

Роботу електродвигуна контролює пристрій керування електродвигуном отримуючи сигнал завдання від джойстика (ϕ_3) та сигнал зворотного зв'язку (ϕ_{33}) від енкодера. Пристрій забезпечує керування фазами електродвигуна (U_U , U_V , U_W) для його обертання на заданий кут.

Електродвигун камери виконує основну функцію переміщення камери, обертаючи її за вказівками пристрою керування. Один кінець валу електродвигуна з'єднаний з кулачковою муфтою, а на інший кінець співвісно встановлено абсолютний магнітний енкодер.

Положення ротора двигуна визначається абсолютним магнітним енкодером, він надає інформацію про кутове положення на пристрій керування.

Для з'єднання електродвигуна з механічним приводом камери, забезпечуючи передачу руху використовується кулачкова муфта. Вона також може забезпечувати захист від перевантажень, від'єднуючи двигун від механізму у випадку перевищення навантаження.

Передачу живлення та сигналів на пристрій відеоспостереження, навіть якщо камера обертається забезпечує обертовий контактний пристрій. Це дозволяє уникнути обриву проводів під час обертання.

Пристрій відеоспостереження включає камеру або інше обладнання для зйомки. Він отримує живлення через обертовий контактний пристрій та передає відеосигнал на пристрій візуалізації.

Пристрій візуалізації приймає відеосигнал від пристрою відеоспостереження і відображає його оператору. Як правило, це може бути монітор або інший засіб виведення зображень.

2.2 Силовий розрахунок електродвигуна

Функціональна схему механічної частини електроприводу для розрахунку потужності електродвигуна зображена на рис. 2.2.

Для розрахунку потужності двигуна нам потрібно знати масу пристрою відеоспостереження, радіус обертання пристрою відеоспостереження, масу алюмінієвої труби, зовнішній радіус труби, та бажану швидкість обертання. В якості пристрою відеоспостереження беремо тепловізійну відеокамеру Wisenet TNO-4051T.

Згідно паспортних даних:

маса камери $m_k = 2,452$ кг;

радіус обертання камери $r_k = 195,75$ мм.

Довжину алюмінієвої труби візьмемо 2 м, з зовнішнім діаметром $d = 10$ мм. Маса такої труби зі сплаву АД31 $m_m = 0,3$ кг.

Візьмемо середню швидкість обертання в $n = 50$ об/хв.

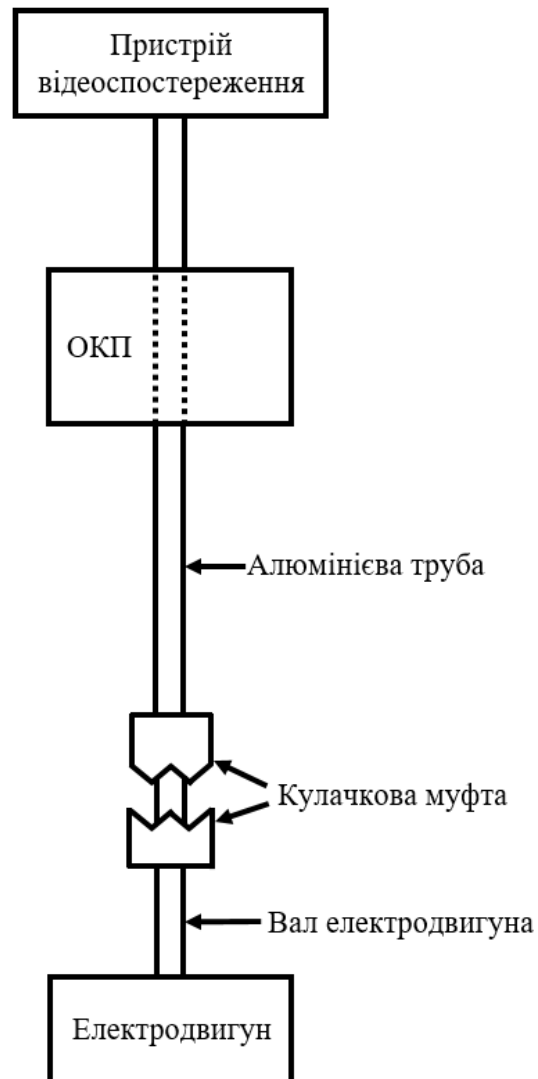


Рисунок 2.2 – Функціональна схема механічної частини електроприводу

Швидкість обертання з об/хв в рад/с:

$$\omega = \frac{2\pi * n}{60} = \frac{2\pi * 50}{60} = 5,24 \text{ рад/с}$$

Розрахунок загального моменту інерції.

Момент інерції камери:

$$J_k = m_k * r_k^2 = 2,452 * 0,019575^2 = 0,09396 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$$

Момент інерції для тонкостінної циліндричної оболонки навколо осі обертання:

$$J_T = \frac{1}{2} m_T * r_T^2 = \frac{1}{2} * 0,3 * 0,005^2 = 3,75 * 10^{-6} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$$

Моментом інерції обертового контактного пристрою можна знехтувати, так як він буде жорстко закріплений.

Загальний момент інерції системи:

$$J = J_K + J_T = 0,09396 + 3,75 * 10^{-6} = 0,09396 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$$

Потужність, необхідна для підтримки обертання, розраховується за формулою:

$$P = J\omega^2 = 0,09396 * 3^2 = 0,84 \text{ Вт}$$

Момент, який повинен створювати двигун розраховується за формулою:

$$P = J\omega = 0,09396 * 3 = 0,28 \text{ Нм}$$

Необхідна потужність для обертання камери зі швидкістю 30 об/хв складає приблизно 0,84 Вт.

Обертальний момент, який повинен створювати двигун, становить приблизно 0,28 Н·м.

Вибір електродвигуна

Виходячи з розрахунків наведених вище обираємо безколекторний двигун постійного струму «ДБ – 30 – 08» з параметрами наведеними в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – «Параметри електродвигуна «ДБ – 30 – 08»»

Номінальна потужність двигуна	2,5 Вт
Номінальна напруга живлення	24 В
Номінальна швидкість	30 об/хв

Кінець таблиці 2.1

Номинальний обертовий момент	0,8 Нм
Активний опір однієї обмотки	30 Ом
Індуктивність однієї обмотки	42 мГн
Кількість фаз	3
Кількість пар полюсів ротора	22
Форма зворотної ЕРС	Синусоїдальна
ККД	85%
Тип з'єднання обмоток	Зірка з нульовим виводом
Момент інерції ротора	0,0018 кг/м ²
Коефіцієнт перетворення ЕРС в швидкість K_e	1,76
Коефіцієнт перетворення струму в момент K_m	1,76

2.3 Створення математичної моделі безколекторного двигуна постійного струму

Побудова математичної моделі двигуна є важливою складовою в процесі проектування контролера електропривода.

Типова схема приводу для БДПС показана на рис. 2.3 Його можна розділити на дві частини, одна з яких - блок інвертора, а інша – БДПС. Моделювання двох частин описується наступним чином.

Розподіл потоку в безколекторному двигуні постійного струму (БДПС) є, як правило, трапецієподібним. Враховуючи несинусоїдальний розподіл потоку, очевидно, що потрібно отримати модель двигуна БДПС у фазових змінних.

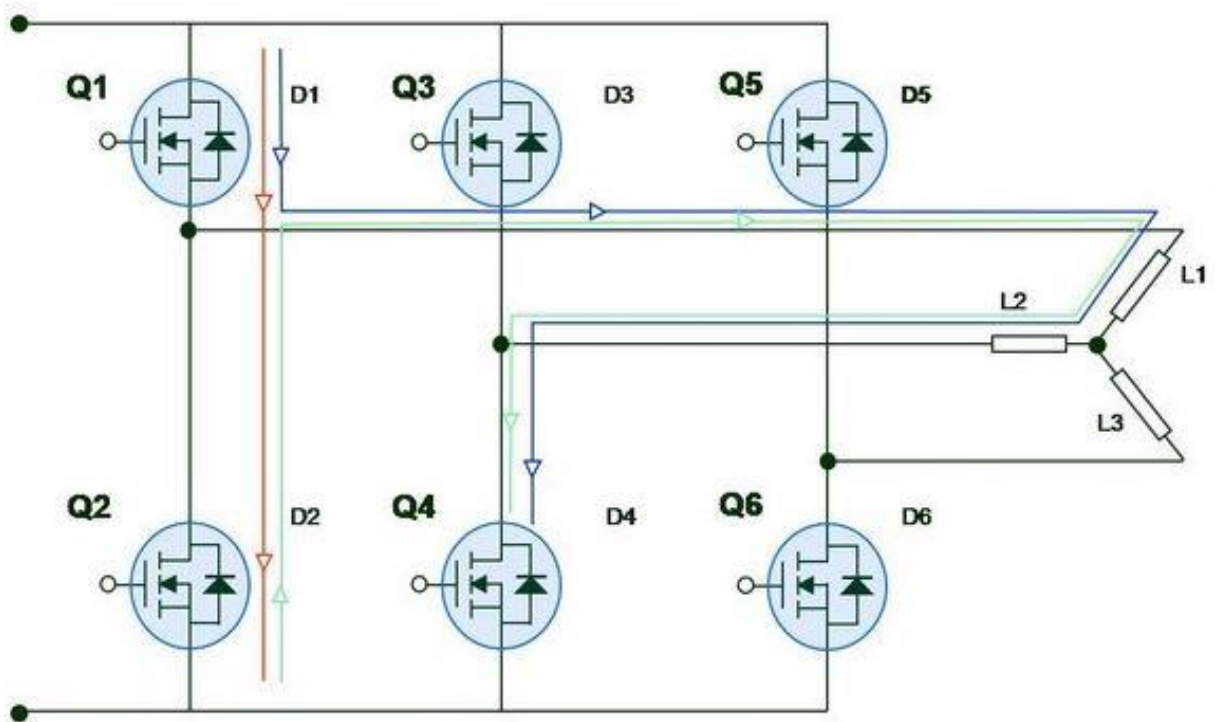


Рисунок 2.3 - Типова схема приводу для БДПС

Схема рівнянь трьох фазних обмоток у фазових змінних може бути описана наступним чином [20].

$$\begin{bmatrix} U_{AN} \\ U_{BN} \\ U_{CN} \end{bmatrix} = R * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + (L) * \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

де U_{AN}, U_{BN}, U_{CN} – фазні напруги статора, В;

R – опір однієї обмотки статора, Ом;

i_a, i_b, i_c – фазні струми статора, А;

L – індуктивність однієї обмотки, Гн;

e_a, e_b, e_c – зворотні ЕРС, В.

Форми фазного струму та зворотної ЕРС трапецієподібної моделі БДПС показані на рис. 2.4

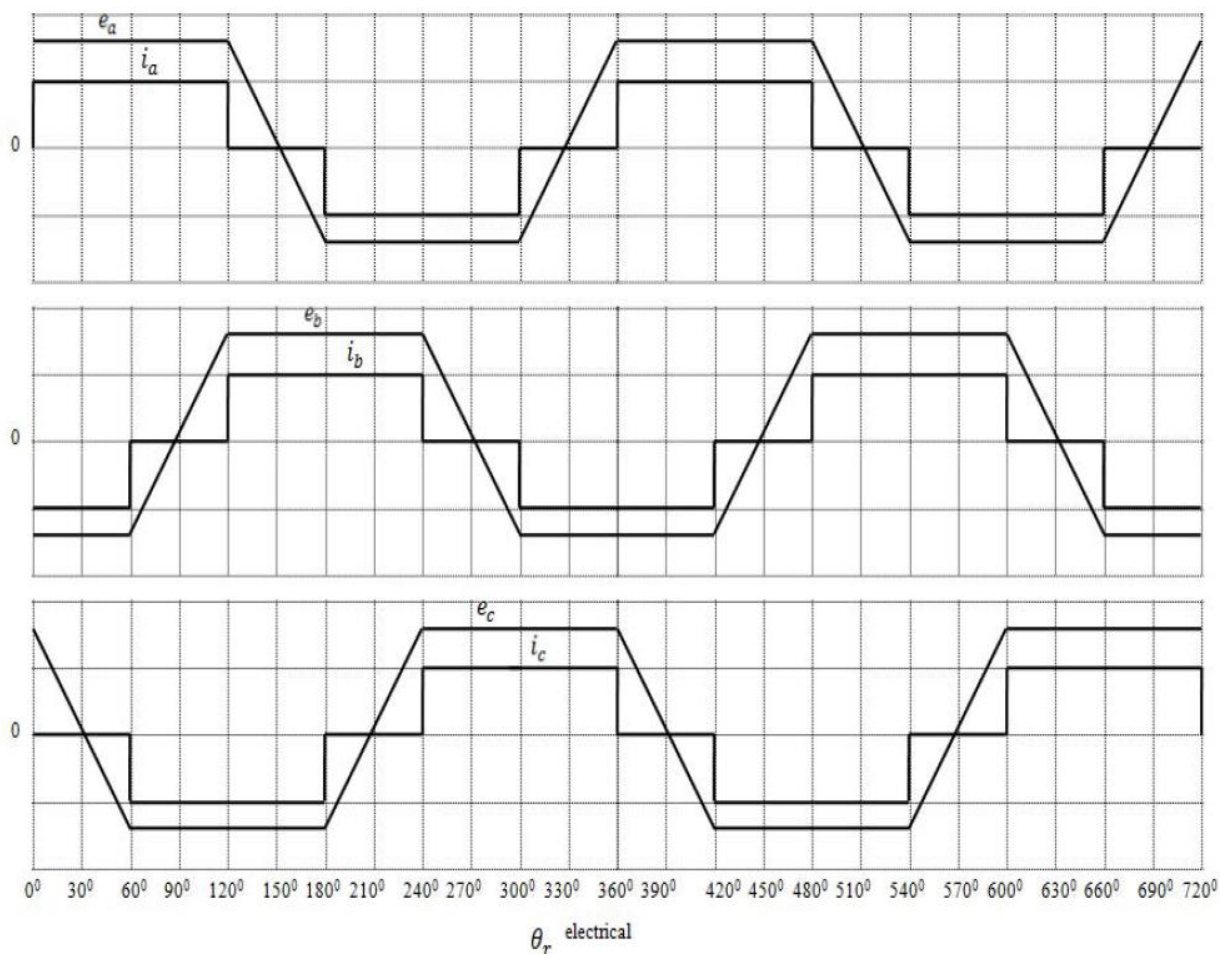


Рисунок 2.4 - Форми сигналів для трапецієподібної моделі БДПС

θ_r : Інтервал електричного кута ротора в градусах (від 0° до 360°), на основі якого змінюються функції зворотних ЕРС.

$f_a(\theta_r), f_b(\theta_r), f_c(\theta_r)$: Нормалізовані функції зворотних ЕРС для фаз "a", "b" та "c". Вони визначають зміну амплітуди ЕРС залежно від положення ротора.

Залежності наведені в табл. 2.2 необхідні для моделювання зворотної ЕРС у MATLAB/Simulink, що дозволяє розрахувати сигнали керування для фаз інвертора в BLDC-двигунах. Функції є періодичними, і кожен інтервал θ_r відповідає різному математичному виразу для кожної фази

Таблиця 2.2 – Зворотні ЕРС, змодельовані як нормалізована функція положення ротора

Theta_elec (θ_r)	$f_a(\theta_r)$	$f_b(\theta_r)$	$f_c(\theta_r)$
$0^\circ - 60^\circ$	1	-1	$1 - \frac{6\theta_r}{\pi}$
$60^\circ - 120^\circ$	1	$\frac{6\theta_r}{\pi} - 3$	-1
$120^\circ - 180^\circ$	$5 - \frac{6\theta_r}{\pi}$	1	-1
$180^\circ - 240^\circ$	-1	1	$\frac{6\theta_r}{\pi} - 7$
$240^\circ - 300^\circ$	-1	$9 - \frac{6\theta_r}{\pi}$	1
$300^\circ - 360^\circ$	$\frac{6\theta_r}{\pi} - 11$	-1	1

Максимальне значення ЕРС описується як:

$$E_{max} = (Blv)N = N(Blr\omega_m) = N\phi_p\omega_m = k_e\omega_m \quad (2)$$

де B – щільність потоку поля, в якому знаходиться провідник, Тл;

l – довжина провідника, м;

v – швидкість, рад/с;

N – кількість витків однієї обмотки статора;

r – радіус отвору ротора, м;

ω_m – швидкість обертання двигуна, рад/с;

k_e – коефіцієнт перетворення швидкості в ЕРС.

Зворотня ЕРС n -фази може бути записана як:

$$e_n = \omega_m f_n(\theta_r) \quad (3)$$

Графіки функцій f_a, f_b, f_c , мають таку саму форму як і e_a, e_b, e_c з максимальною амплітудою ± 1 і моделюються, як нормалізована функція положення ротора, як показано в (табл. 2.2).

Електромагнітний момент описується як:

$$T_e = \sum_n k_m i_n f_n(\theta_r) \quad (4)$$

Рівняння механічного руху двигуна виглядає наступним чином:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (5)$$

Електрична швидкість ротора та положення мають наступне співвідношення:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{P}{2} \omega_m \quad (6)$$

де T_e – електромагнітний момент, Нм;

k_m – коефіцієнт перетворення струму в момент;

T_L – момент навантаження, Нм;

J – момент інерції ротора, кг*м²;

ω_m – швидкість обертання двигуна, рад/с;

B – константа затухання;

P – кількість полюсів ротора;

θ_r – електричний кут ротора, рад.

Об'єднавши всі рівняння отримуємо просторову систему:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L} [U_{AN} - e_a - Ri_a] \quad (7)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L} [U_{BN} - e_b - Ri_b] \quad (8)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L} [U_{CN} - e_c - Ri_c] \quad (9)$$

Перетворення Лапласа рівнянь (7), (8), (9) дає:

$$I_a = \frac{1}{LS + R} [U_{AN} - e_a] \quad (10)$$

$$I_b = \frac{1}{LS + R} [U_{BN} - e_b] \quad (11)$$

$$I_c = \frac{1}{LS + R} [U_{CN} - e_c] \quad (12)$$

Використаємо Перетворення Лапласа також для рівняння (5):

$$T_e - T_L = (Js + B)\omega_m \quad (13)$$

Тоді швидкість двигуна можна записати як:

$$\omega_m = \frac{1}{Js + B} (T_e - T_L) \quad (14)$$

2.4 Створення моделі безколекторного двигуна постійного струму в середовищі MATLAB/Simulink

Метою даного розділу є створення математичної моделі безколекторного двигуна постійного струму та її реалізація в середовищі MATLAB/Simulink для подальшого аналізу та експериментів.

Створимо підсистему для двигуна.

Для початку потрібно додати на вхід двигуна напругу, для цього додамо вхід в підсистему за допомогою блоку Inport. Далі нам потрібно додати блок Sum для того, щоб отримати різницю вхідної напруги та зворотної ЕРС. Цю різницю потрібно помножити на передаточну функцію $\frac{1}{LS+R}$, для цього використаємо блок Transfer Fcn.

Схема на рис. 2.5 відображає рівняння (10-12) в Simulink, потрібно зробити три таких системи.

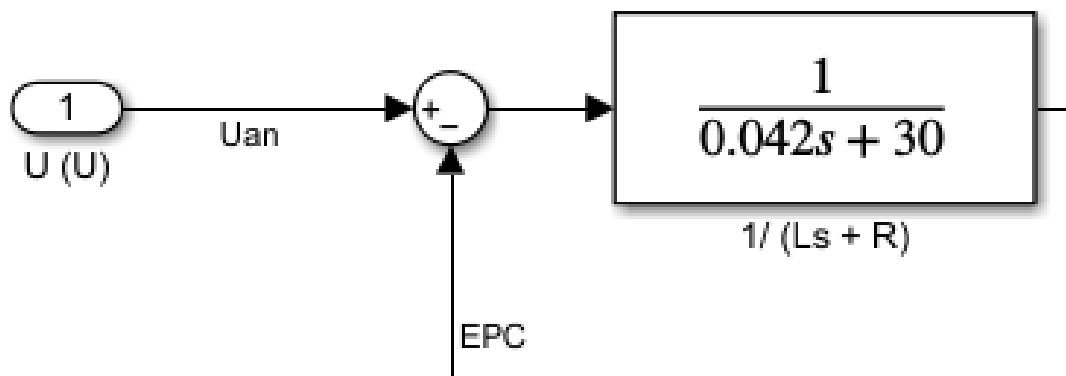


Рисунок 2.5 - Перехід від напруги до струму по одній фазі

Після цього від струму переходимо до моменту перемножуючи струм на коефіцієнт перетворення струму в момент K_m , використаємо для цього блок Gain та повторимо для всіх трьох фаз.

Як бачимо з рівняння (4) електромагнітний момент є сумою всіх трьох фаз, але для цього нам потрібна ще функція від електричного кута ротора, потрібно перейти від моменту до швидкості, для цього користуємось рівнянням (14).

На рис. 2.6 показано реалізацію рівняння (14) в Simulink, для цього ми користуємось блоками Gain та Integrator. На виході у нас швидкість в рад/с.



Рисунок 2.6 - Перехід від обертового моменту до кутової швидкості

Далі потрібно перейти до кута, проінтегруємо швидкість та скористаємося функцією get, остача від ділення на 2π , отримаємо на виході кут в радіанах.

Для того щоб отримати електричне значення вугла, потрібно проінтегроване значення швидкості помножити на кількість пар полюсів ротора і так само скористатись функцією `rem`, на виході отримаємо електричний кут ротора в радіанах.

На рис. 2.7 зображена структура переходу від швидкості до кута, механічний кут виводимо з підсистеми, це буде імітація енкодера.

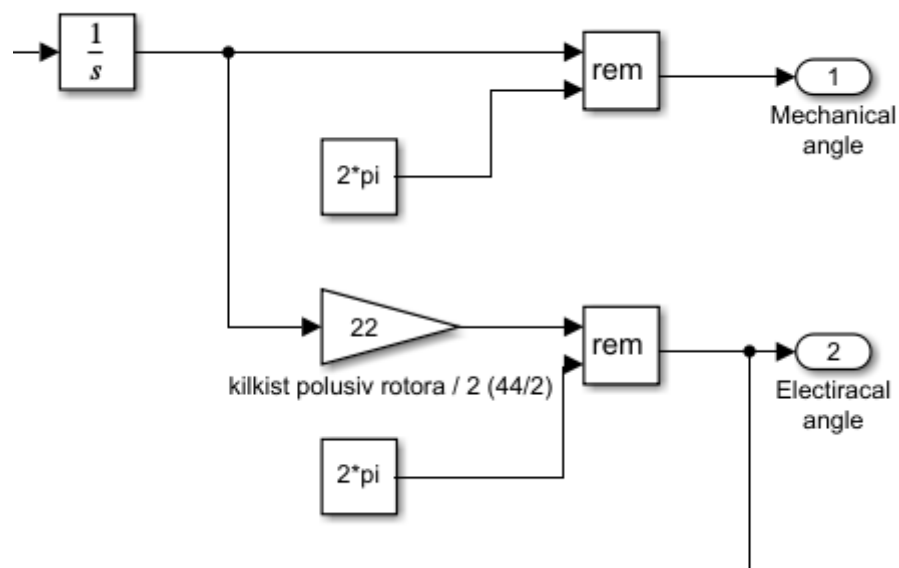


Рисунок 2.7 - Перехід від швидкості до кута

Далі беремо функцію від електричного кута ротора та зсуваємо на $+120^\circ$ та $+240^\circ$.

Можемо отримати момент, перемноживши всі складові, а потім просумувавши три фази.

Також потрібно отримати зворотню ЕРС, потрібно взяти швидкість в радіанах та перемножити на функцію від кута, відповідно до рівняння (3).

На рис. 2.8 зображена змодельована в MATLAB/Simulink схема БДПС відповідно до розрахованої математичної моделі.

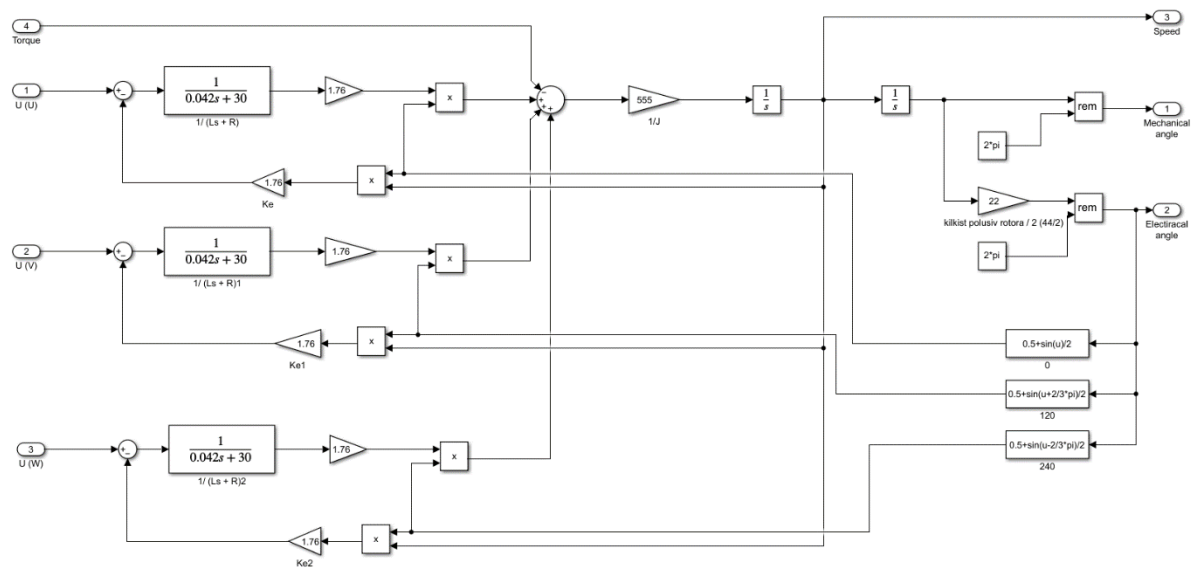


Рисунок – 2.8. Схема БДПС в Simulink

Для перевірки роботи моделі двигуна, потрібно подавати напругу в залежності від положення ротора. Для цього застосуємо функцію від електричного кута ротора та сформуємо синусоїду з амплітудою від 0 до 1 В. При цьому для живлення двигуна сформується синусоїда амплітудою $|24 \text{ В}|$. На рис. 2.11 представлені результати моделювання двигуна, а саме механічного кута, електричного кута, швидкості двигуна, та моменту двигуна.

Двигун обертається зі швидкістю близько 11 рад/с, на один механічний оборот припадає 22 електричних, що відповідає обраному двигуну. В момент старту двигун розвиває обертовий момент в 0,9 Нм, форма напруги що подається на двигун синусоїдальна.

Результати моделювання руху двигуна підтверджують його працездатність.

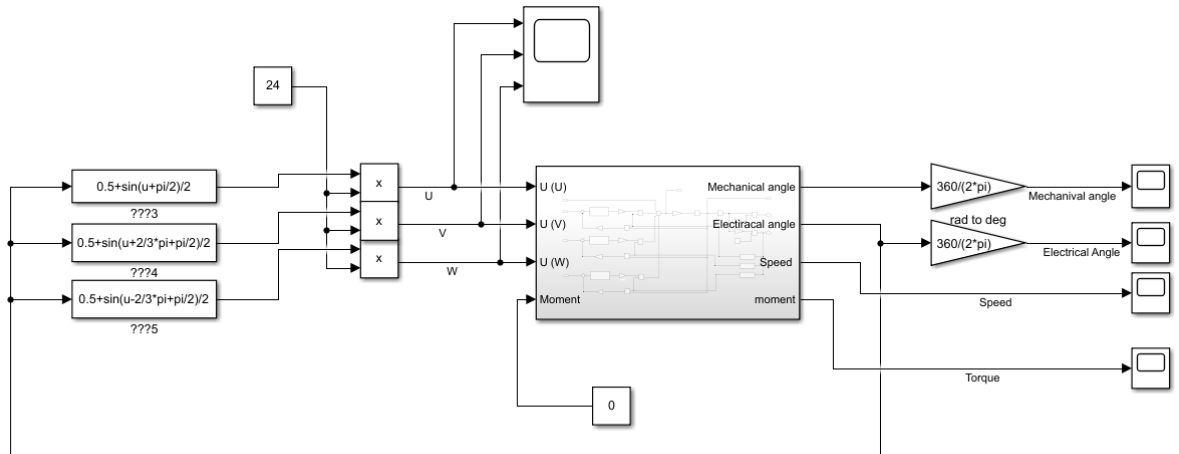


Рисунок 2.9 - Схема перевірки моделі двигуна

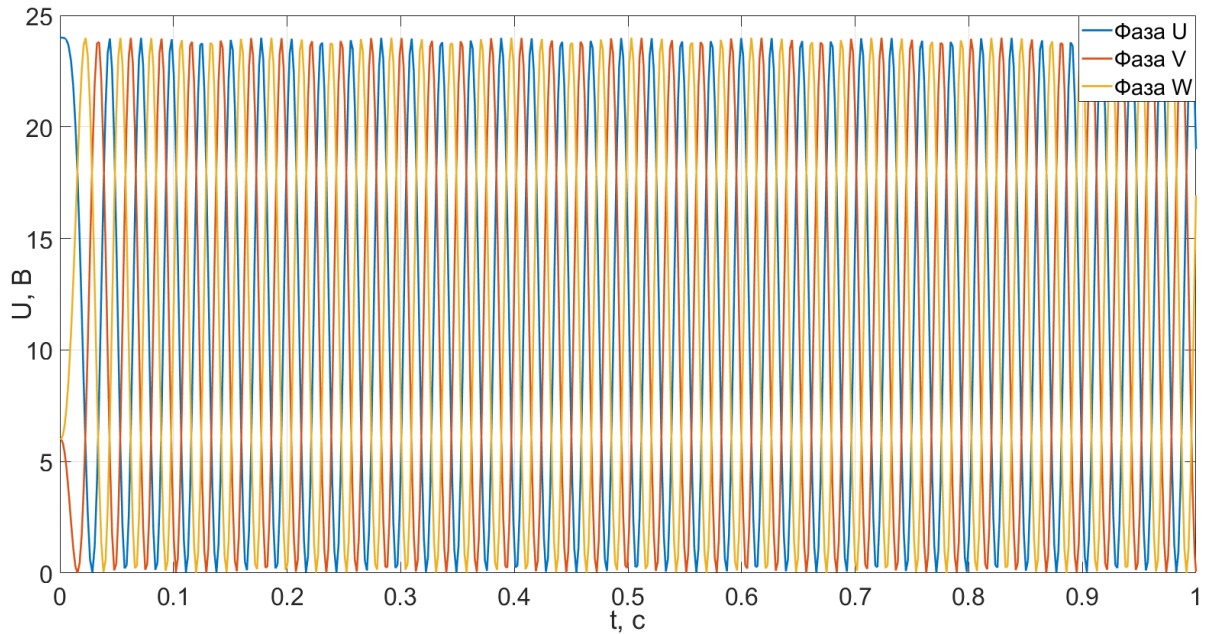


Рисунок 2.10 - Форма напруги, що подається на двигун

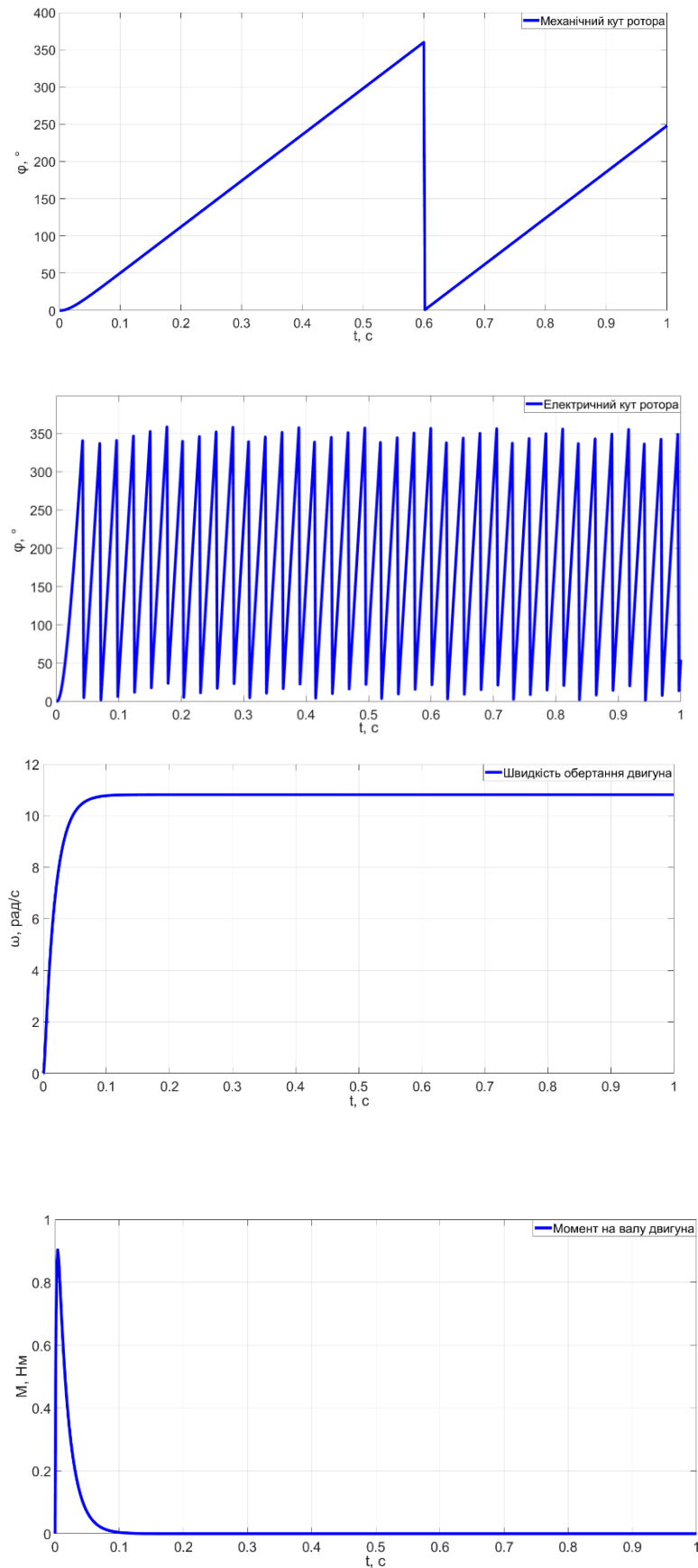


Рисунок 2.11 - Осцилограми механічного кута, електричного кута, швидкості та моменту двигуна

2.5 Визначення структури приладу керування електродвигуном

Обов'язковим елементом в цій системі є зворотній зв'язок за кутом. Зворотний зв'язок за кутом дозволяє точно визначати положення ротора, що необхідно для синхронізації фаз струму з відповідним положенням магнітного поля ротора. Зворотний зв'язок за кутом дає можливість реалізувати керування положенням (позиційне управління), де система точно регулює кут повороту ротора.

Сигнал з джойстика, представлений у вигляді цифрового коду, подається на мікроконтролер, який також отримує кодований сигнал зворотного зв'язку від енкодера, що визначає поточне положення ротора. Ці сигнали обробляються мікроконтролером, де виконується їх віднімання, щоб визначити похибку — різницю між бажаним положенням (з джойстика) і реальним (з енкодера). Результуюча похибка передається на ПІД-регулятор для корекції, що дозволяє зменшити статичну похибку і скоротити час перехідного процесу.

Після цього в мікроконтролері генеруються три синусоїдальні сигнали з урахуванням положення ротора, яке визначається сигналом з енкодера. Ці синусоїди представляють фазні напруги та синхронізовані з положенням ротора, що дозволяє забезпечити оптимальний момент двигуна. Далі, синусоїдні сигнали перемножуються з відкорегованим і обмеженим виходом з ПІД-регулятора, формуючи таким чином сигнал завдання напруги.

Формовані сигнали завдання напруги (три синусоїди) виводяться з мікроконтролера у вигляді цифрових даних на три цифрово-аналогові перетворювачі (ЦАПи), які перетворюють ці дані в аналогові сигнали. Потім, для поліпшення управління, використовується зворотний зв'язок за напругою. Зворотній зв'язок за напругою в цій схемі використовується для поліпшення якості управління та стабілізації роботи двигуна. Основні функції та призначення зворотного зв'язку за напругою включають. Зворотній зв'язок за

напругою дозволяє системі контролювати реальне значення напруги на виході інвертора і порівнювати його з бажаним значенням. Якщо є різниця (помилка), П-регулятор коригує керуючий сигнал, щоб зменшити цю помилку. Це допомагає забезпечити точне управління вихідною напругою. Використання зворотного зв'язку за напругою покращує динамічні характеристики системи. Це особливо важливо при зміні навантаження або швидкості обертання ротора, коли можуть виникати різкі зміни в напрузі. Зворотний зв'язок дозволяє швидко реагувати на ці зміни і підтримувати стабільну роботу двигуна. Стабілізація вихідної напруги за допомогою зворотного зв'язку допомагає зменшити гармонічні викривлення та пульсації напруги. Це сприяє більш плавній роботі двигуна і зменшенню шуму та вібрацій.

Регулятор напруги виконує ще одну важливу функцію — формування синусоїдального широтно-імпульсного модуляційного (ШІМ) сигналу, який використовується для керування драйверами затворів транзисторів в інверторі. Це означає, що регулятор не тільки стабілізує напругу, але й генерує сигнали потрібної форми та частоти для реалізації синусоїдального живлення двигуна. Синусоїдальний ШІМ забезпечує плавнішу зміну струму в обмотках двигуна, що сприяє зменшенню пульсацій моменту та поліпшенню загальної якості роботи. Завдяки плавнішій формі сигналу живлення, синусоїдальний ШІМ зменшує втрати на перемиканні транзисторів та покращує ефективність роботи інвертора. Оскільки синусоїдальний ШІМ забезпечує більш гармонійне живлення двигуна, рівень електромагнітних завад знижується, що особливо важливо в умовах, де є чутливе електронне обладнання. Синусоїдальний ШІМ дозволяє досягти кращої керованості та стабільності при роботі двигуна на низьких обертах, що є критичним для даної системи.

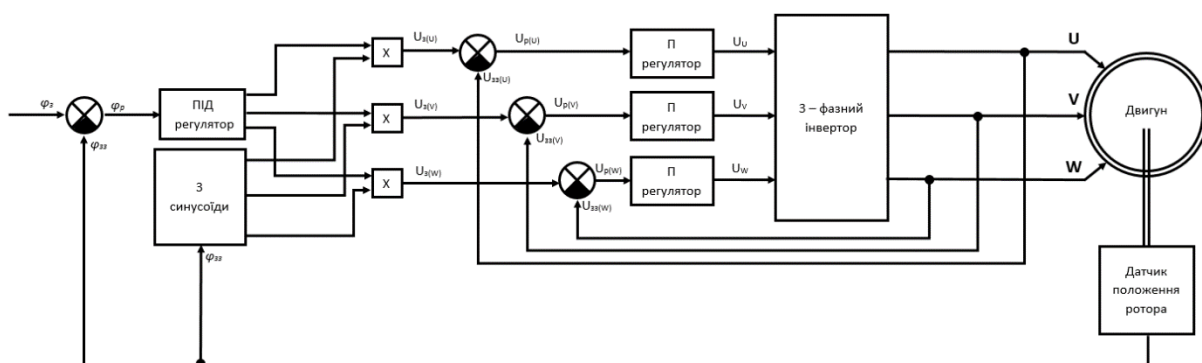


Рисунок – 2.12. Структура приладу керування електродвигуном

2.6 Моделювання структури приладу керування електродвигуном

Для того щоб обрати коефіцієнти регуляторів, потрібно змоделювати роботу схеми. Структура приладу керування електродвигуном в середовищі MATLAB/Simulink зображена на рис. 2.13.

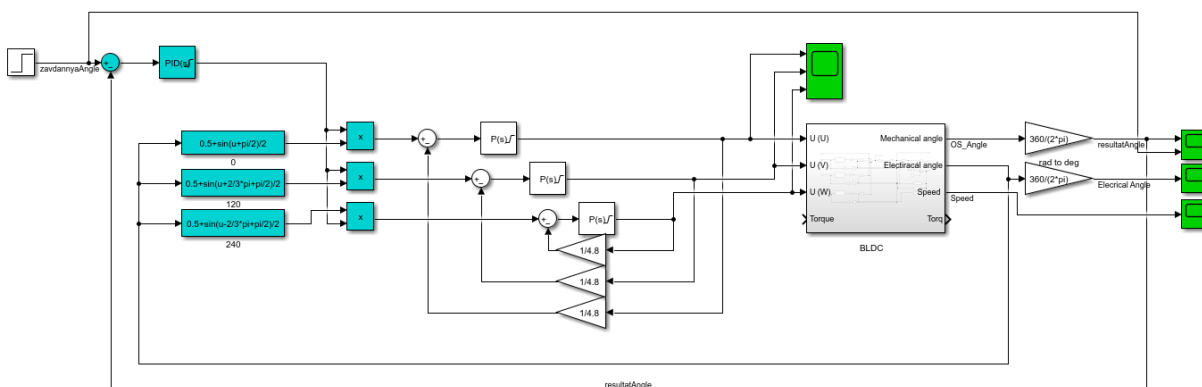


Рисунок 2.13 - Структура приладу керування електродвигуном в середовищі MATLAB/Simulink

Дільник напруги використовується для масштабування сигналу зворотного зв'язку до такого ж рівня, як сигнал завдання, щоб вони були однаковими по амплітуді. Це необхідно для коректної роботи регулятора, оскільки різниця між сигналами завдання та зворотного зв'язку повинна правильно відображати величину помилки.

Ставимо обмеження на вихід ПІД-регулятора 5 В, на вихід П-регуляторів 24 В. Це запобігає надмірному зростанню керуючих сигналів, що може призвести до насичення або пошкодження компонентів системи.

Обмеження допомагають уникнути перенапруги та забезпечують безпеку роботи системи.

Для того щоб знайти оптимальні коефіцієнти регуляторів, скористаємось внутрішнім додатком в MATLAB/Simulink під назвою Control System Tuner (рис. 2.14). Обираємо регулятори, які потрібно відрегулювати, та сигнал на вході, та на виході. Задаємо бажаний час перехідного процесу, та перерегулювання.

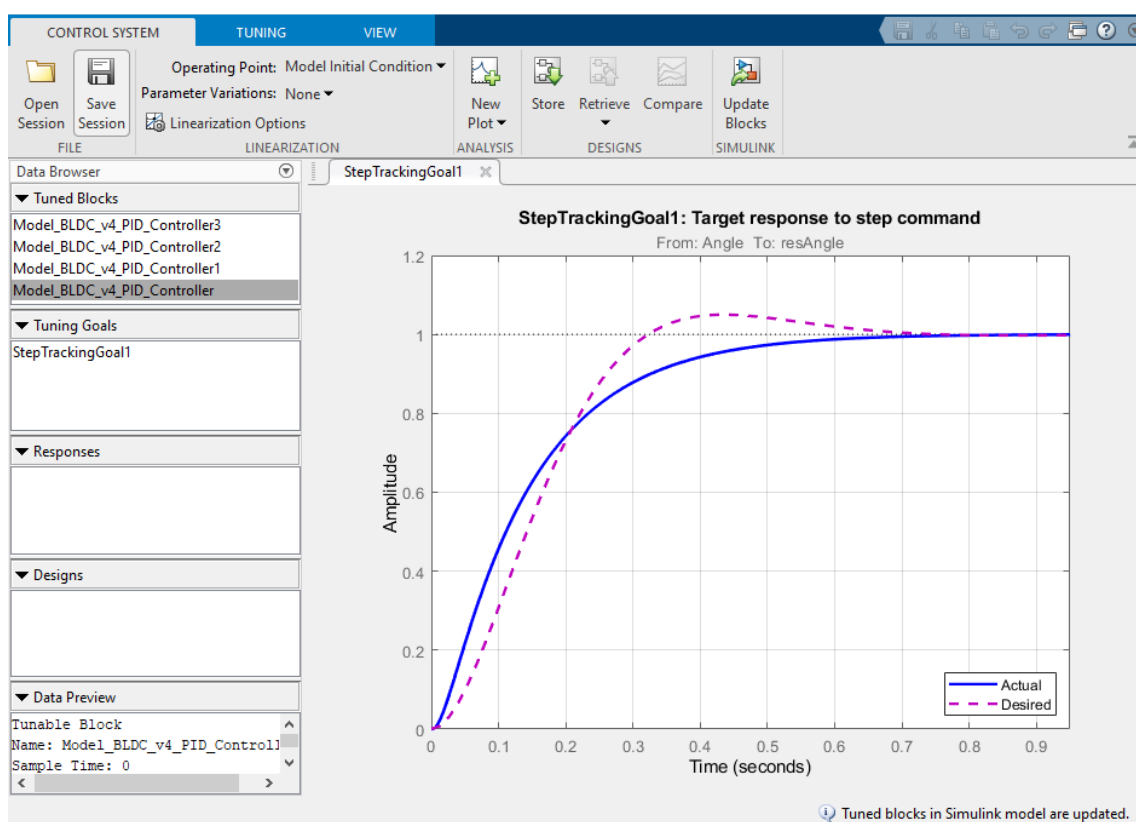


Рисунок 2.14 - Вигляд додатку Control System Tuner

Визначені коефіцієнти:

ПІД-регулятора кута $K_p = 1,65$, $K_i = 5,38 \cdot 10^{-6}$, $K_d = 1,41$, П-регуляторів напруги $K_p = 500$.

Результати моделювання (рис. 2.15, 2.16) підтверджують працездатність системи з використанням отриманих коефіцієнтів регуляторів.

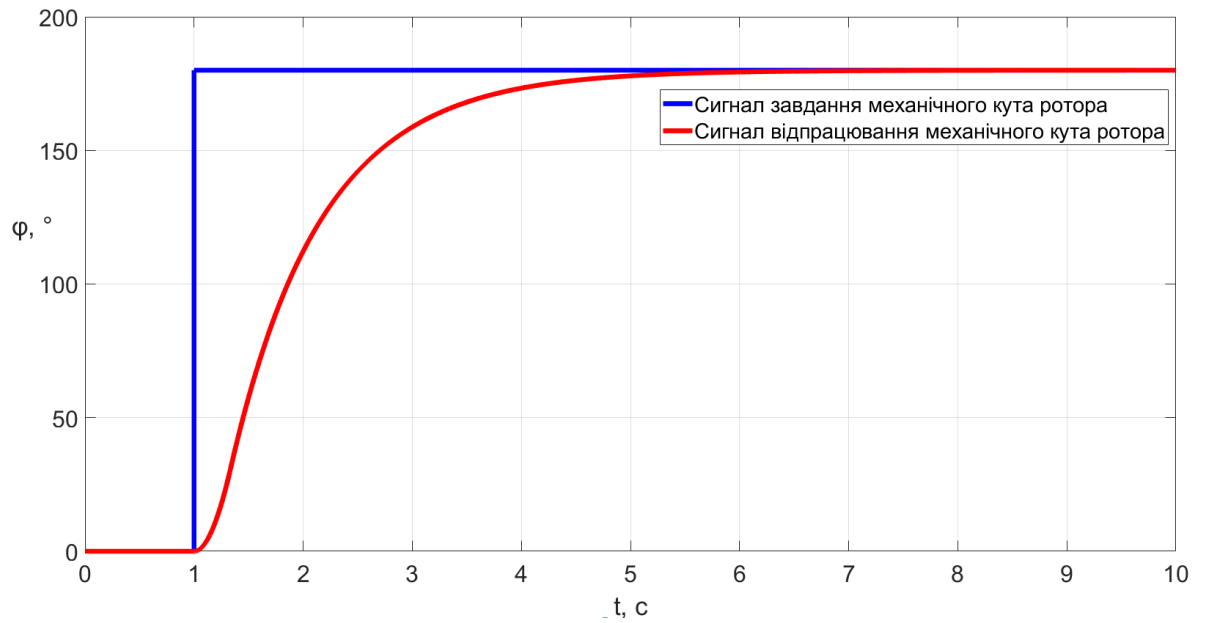
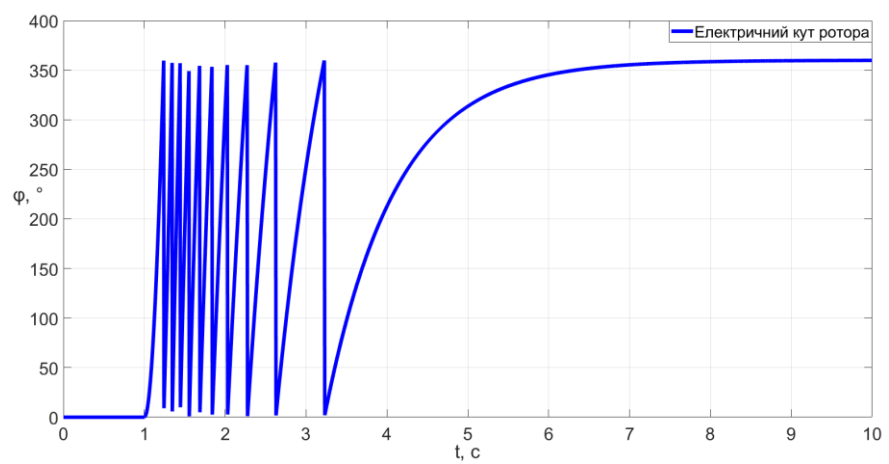
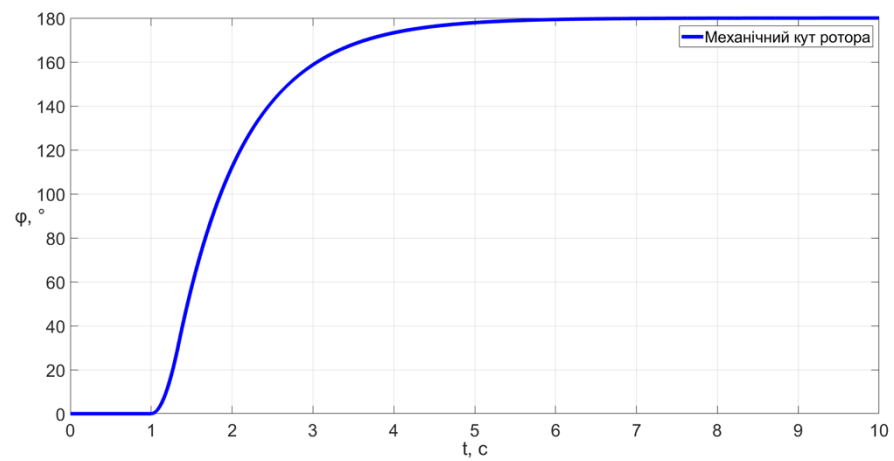


Рисунок 2.15 - Перехідний процес кута навантаженого двигуна



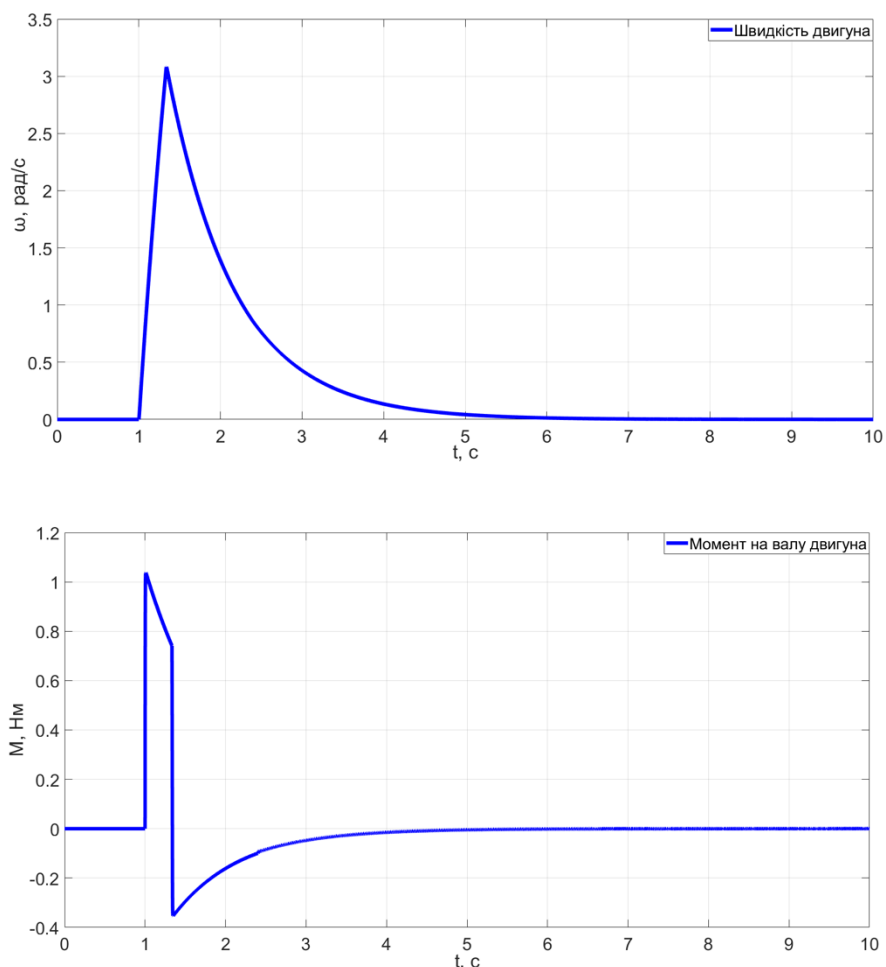


Рисунок 2.16 - Перехідний процес механічного кута, електричного кута швидкості та моменту навантаженого двигуна

Висновок до розділу 2

Сформульовано вимоги до роботи САК. Розроблена структура системи автоматичного керування (САК) засобу візуалізації. Зроблено силовий розрахунок та вибір електродвигуна. У якості електродвигуна САК обрано безколекторний двигун постійного струму. Створено математичну модель в середовищі MATLAB/Simulink. Результати моделювання підтвердили працездатність моделі двигуна.

РОЗДІЛ 3 РОЗРОБКА СХЕМИ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРИНЦИПОВОЇ

3.1 Розробка схеми плавного заряду конденсатора

Для живлення схеми передбачається використання джерела постійного струму з номінальною напругою +24 В, наприклад, акумуляторної батареї.

Оскільки в силових ланцюгах з використанням MOSFET-транзисторів можуть виникати високочастотні коливання і короточасні піки струму, необхідно забезпечити компенсацію реактивної енергії та згладжування імпульсних навантажень. Для накопичення реактивної енергії та зменшення пульсацій напруги живлення доцільно додати електролітичний конденсатор високої ємності. У нашому випадку вибраний конденсатор на 1000 мкФ, який має достатню ємність для згладжування перепадів напруги та забезпечення стабільного живлення силових компонентів.

Електролітичні конденсатори мають обмеження на максимальний струм заряду. Для обраного конденсатора максимальний струм заряду складає 6 А. Якщо підключити конденсатор безпосередньо до джерела живлення, виникне струмовий стрибок, який може пошкодити конденсатор. Тому необхідно реалізувати систему плавного заряду конденсатора.

Для забезпечення плавного заряду конденсатора можна використати реле з послідовним підключенням резистора обмеження струму. Така схема працюватиме наступним чином:

При увімкненні живлення реле залишається в розімкнутому стані, і струм зарядки конденсатора протікає через обмежувальний резистор, що знижує амплітуду зарядного струму. Опір резистора обирається так, щоб зарядний струм був значно менший за допустимий для конденсатора (наприклад, обмежити струм до 125 мА).

Після того як конденсатор зарядиться до робочої напруги, реле замкнеться і шунтує резистор, забезпечуючи пряме підключення конденсатора до джерела живлення з мінімальним опором.

Обмежимо струм заряду конденсатора в 125 мА, розрахуємо опір резистора:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{24}{0,125} = 192 \text{ Ом.}$$

Візьмемо три паралельні резистори по 570 Ом, еквівалентний опір буде дорівнювати 190 Ом. Розрахуємо постійну часу заряду конденсатора:

$$T_c = RC = 192 * 0,0001 = 0,0192 \text{ с} = 19,2 \text{ мс.}$$

Для того щоб реле спрацювало коли конденсатор досягає напруги близько $0,95U$, зробимо схему на основі операційного підсилювача, через дільник візьмемо напругу конденсатора, подамо її на неінвертуючу ножку операційного підсилювача, а на інвертуючій ножці через дільник подамо опорну напругу, яка дорівнює $0,95U$, операційний підсилювач буде видавати 0 або 5 В, на базу біполярного транзистора, який буде стояти в колі котушки реле.

Для реалізації автоматичного керування включенням реле, коли напруга на конденсаторі досягне приблизно $0,95$ від номінальної напруги живлення ($0,95U$), можна застосувати схему на основі операційного підсилювача, який буде використовуватися в режимі компаратора. Такий підхід дозволяє забезпечити чітке спрацювання реле при досягненні заданого рівня напруги на конденсаторі.

Використовуємо операційний підсилювач, який працюватиме в режимі компаратора напруг. В такому режимі підсилювач порівнює напругу на своїх входах (інвертуючому і неінвертуючому) і видає високий або низький рівень напруги на виході, залежно від того, який вхід має вищу напругу.

Неінвертуючий вхід (+) операційного підсилювача підключається до дільника напруги, що бере сигнал безпосередньо з конденсатора. Це дозволяє постійно відслідковувати поточну напругу на конденсаторі.

Інвертуючий вхід (-) підключається до іншого дільника напруги, який генерує фіксовану опорну напругу, що дорівнює $0,95U$. Опорна напруга задається резистивним дільником, що розраховується на основі напруги живлення схеми.

Поки напруга на конденсаторі менша за $0,95U$, на неінвертуючому вході операційного підсилювача буде нижча напруга, ніж на інвертуючому, тому вихід операційного підсилювача буде на низькому рівні (0 В).

Коли напруга на конденсаторі досягне або перевищить $0,95U$, напруга на неінвертуючому вході стане вищою, ніж на інвертуючому, що спричинить перемикання виходу операційного підсилювача на високий рівень (5 В). Це призведе до спрацювання керуючого кола реле.

Для комутації реле використовуємо біполярний NPN-транзистор, який вмикається в коло котушки реле.

Вихід операційного підсилювача підключається до бази транзистора через обмежувальний резистор, що забезпечує захист бази від перевищення струму.

Коли операційний підсилювач видає 5 В на виході, на базу транзистора подається відповідний струм, що відкриває транзистор і дозволяє протікання струму через котушку реле. Це призводить до замикання контактів реле і шунтування обмежувального резистора в колі зарядки конденсатора.

Коли вихід операційного підсилювача знову переходить на 0 В, транзистор закривається, і реле розмикається.

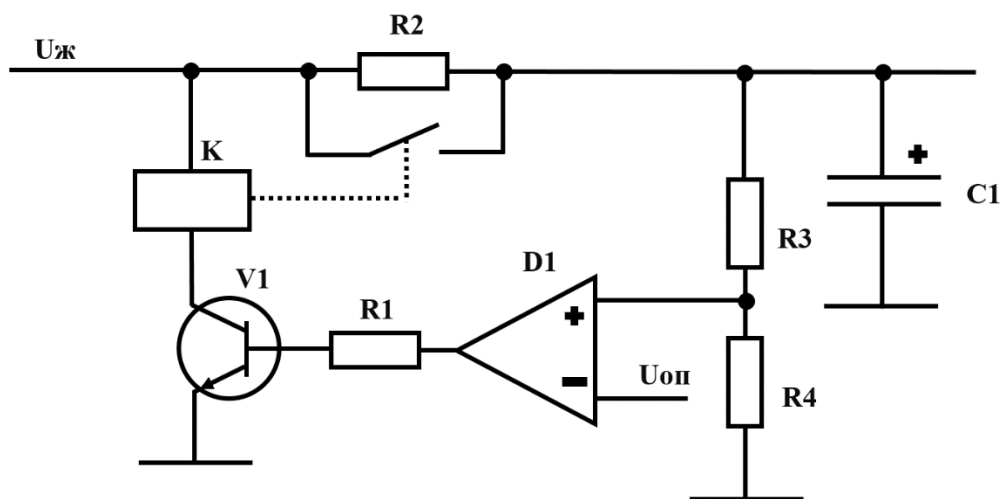


Рисунок 3.1 - Схема плавного заряду конденсатора

3.2 Розробка схеми силових ключів

Для керування трифазним двигуном потрібен трифазний інвертор. Візьмемо N-канальні МОП-транзистори IRFS520A – Fairchild. Для керування транзисторами будемо використовувати драйвери IR2104 – International Rectifier.

Трифазний інвертор складається з шести транзисторів, організованих у три пари (верхній і нижній транзистори для кожної фази). Це забезпечує комутацію струму через обмотки двигуна, створюючи обертове магнітне поле. Вибір N-канальних MOSFET-транзисторів IRFS520A обумовлений їх характеристиками:

Номінальна напруга 100 В, що забезпечує достатній запас для напруги 24 В.

Низький опір відкритого каналу 0,27 Ом, що зменшує теплові втрати при роботі.

Струм, який може пропустити транзистор 7,2 А.

Швидкість комутації, що дозволяє працювати на високих частотах комутації для зменшення пульсацій струму.

Драйвери IR2104 використовуються для керування верхніми та нижніми транзисторами інвертора. Вони забезпечують необхідну ізоляцію між низьковольтним керуючим колом (наприклад, від мікроконтролера) і силовими ключами. Особливості IR2104:

Підтримка високовольтних верхніх і нижніх каналів завдяки вбудованій схемі підняття напруги (bootstrap).

Захист від короткого замикання за допомогою вбудованих функцій dead-time (час мертвого ходу), що запобігає одночасному ввімкненню верхнього і нижнього транзисторів однієї фази.

Номінальна напруга до 600 В, що відповідає параметрам транзисторів IRFS520A.

Для правильної роботи трифазного інвертора необхідно:

Забезпечити живлення драйверів IR2104. Це вимагає окремого джерела живлення низької напруги (наприклад, +15 В) для логіки драйверів і підвищувальної схеми (bootstrap) для верхніх ключів.

Використати конденсатори для bootstrap – кожен верхній драйвер потребує конденсатора, який заряджається під час роботи нижнього транзистора і забезпечує напругу для керування верхнім транзистором.

Синхронізація керування транзисторами – забезпечується генерацією ШІМ-сигналів з урахуванням dead-time, щоб запобігти короткому замиканню.

Додавання радіаторів на транзистори є важливим аспектом для забезпечення стабільної роботи трифазного інвертора, навіть якщо струми в системі відносно низькі. Основні втрати у транзисторі виникають саме в активній зоні, коли транзистор частково відкритий, тобто під час переходу між станом "вимкнено" і "увімкнено".

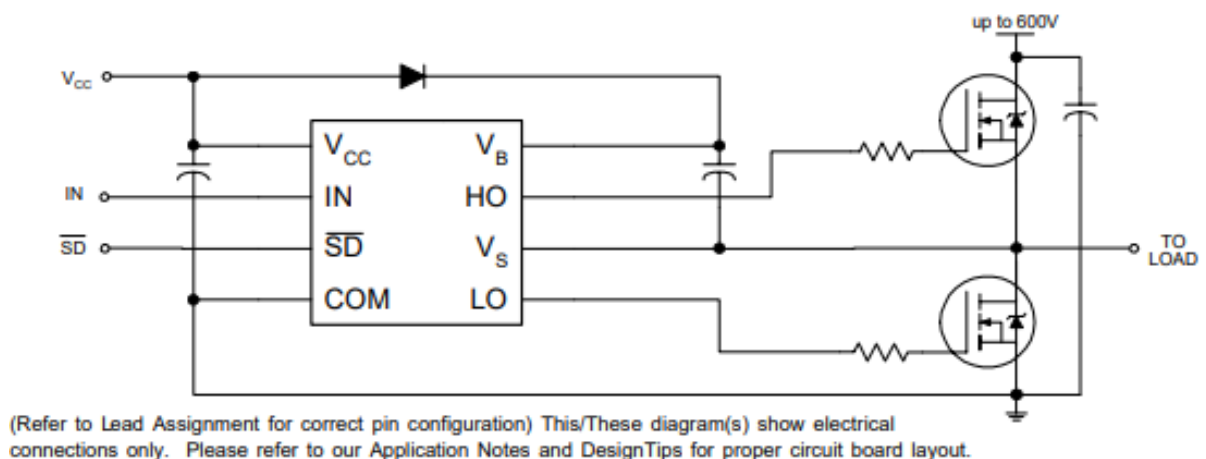


Рисунок 3.2 - Схема підключення драйвера IR2104

3.3 Розробка генератора синусоїдального ШІМ

Оберемо абсолютний магнітний енкодер AS5600 – amsOsram, цей енкодер видає цифровий сигнал по шині I2C та джойстик FLASH-I2C, який також видає сигнал по шині I2C

Цифровий сигнал з джойстика надходить на мікроконтролер, який також отримує дані зворотного зв'язку від енкодера, що кодує поточне положення ротора. Мікроконтролер обробляє ці сигнали, виконуючи їх віднімання для визначення похибки, тобто різниці між бажаним положенням, заданим джойстиком, і фактичним положенням, отриманим з енкодера. Визначена похибка подається на ПД-регулятор, який виконує її корекцію, зменшуючи статичну похибку та прискорюючи перехідний процес.

Далі мікроконтролер генерує три синусоїдні сигнали, враховуючи поточне положення ротора, визначене сигналом від енкодера. Ці синусоїди представляють фазні напруги, які синхронізуються з позицією ротора, що забезпечує ефективний момент двигуна. Потім синусоїдальні сигнали масштабуються з урахуванням вихідного значення з ПД-регулятора, що було відкориговано і обмежено, формуючи сигнал керування напругою для двигуна.

Для реалізації керування електродвигуном використовуватимемо мікроконтролер ATMEGA128-16-AU, який потребує живлення від стабілізованого джерела напругою 5 В. Для забезпечення гальванічної ізоляції використовуємо перетворювач напруги TMV 2405S від TRACO POWER потужністю 1 Вт. Це джерело живлення також використовуватиметься для живлення операційних підсилювачів, забезпечуючи стабільне живлення без впливу зовнішніх перешкод.

Для перетворення цифрового коду синусоїдальних сигналів, сформованих мікроконтролером, в аналоговий сигнал, застосуємо чотириканальний цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) AD5334 від Analog

Devices. Цей ЦАП підтримує живлення 5 В, що забезпечить узгодженість напруг живлення всієї схеми.

Аналоговий вихід із ЦАП подаватиметься на неінвертуючий вхід операційного підсилювача, який реалізовуватиме функцію диференціального підсилювача. На інвертуючий вхід підсилювача буде подано відмасштабований сигнал зворотного зв'язку, що представляє собою виміряні параметри обмоток двигуна, такі як струм або напруга.

Оскільки в індуктивному навантаженні (обмотках двигуна) існує фазовий зсув між напругою і струмом на 90° (напруга випереджає струм), необхідно застосувати RC-фільтр для корекції фази. Вибираємо параметри RC-кола відповідно до електромагнітної постійної часу двигуна, щоб компенсувати цей зсув і синхронізувати керуючий сигнал.

Для реалізації коефіцієнта пропорційного підсилення використовуємо резистори, які формують коефіцієнт підсилення близько 500. Це дозволить підсилити сигнал на потрібний рівень, зберігаючи стабільність і зменшуючи статичну похибку системи. На виході операційного підсилювача отримаємо синусоїдальний ШІМ.

3.4 Моделювання роботи трифазного інвертора

Метою дослідження є визначення діапазону частот ШІМ в межах якого формується вихідна напруга з мінімальним рівнем гармонічних спотворень.

Для досягнення цієї мети слід реалізувати в середовищі *Proteus* генератор синусоїдального сигналу, який забезпечуватиме трифазну систему напруг із фазовим зсувом у 120° . Генеровані сигнали будуть використані як опорні для формування керуючих сигналів ШІМ, що забезпечують комутацію ключів MOSFET. Крім того, інверторна схема має бути оснащена драйверами *IR2104*, які забезпечуватимуть стабільне керування комутацією транзисторів за допомогою ШІМ-сигналів [21].

Для оцінки ступеню гармонічних спотворень і характеру вихідної форми сигналу необхідно провести дослідження фазних напруг після фільтрації та порівняння їх з опорними значеннями. Використання в алгоритмах керування такої оцінки дозволить зменшити вплив вищих гармонік і оптимізувати роботу інвертора.

Коефіцієнт спотворення синусоїди визначається за формулою:

$$k_{\text{НС}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^n U_n}}{U_{\text{н}}} \cdot 100\%$$

де: U_n – номінальне значення n-ої гармоніки, В;

$U_{\text{н}}$ – номінальна напруга мережі, В.

Моделювання трифазного інвертора в середовищі *Proteus* передбачає кілька етапів. На першому етапі створюється схема синусоїдального генератора (рис. 3.3), який генерує 3-фазні сигнали з частотою, що відповідає частоті живлення двигуна. Сигнали мають фазовий зсув 120° , що є необхідною умовою для забезпечення симетричної трифазної системи живлення.

Другий етап включає побудову схеми трифазного інвертора з шістьма MOSFET-транзисторами (рис. 3.3), які комутуються відповідно до сигналів ШІМ. Використання драйверів *IR2104* дозволяє керувати як верхніми, так і нижніми транзисторами кожного плеча, забезпечуючи стабільне і ефективне комутаційне керування. Драйвери також забезпечують ізоляцію і необхідну напругу для коректної роботи MOSFET-транзисторів [22].

На третьому етапі здійснюється розробка генератора ШІМ-сигналів, який формує сигнали широтно-імпульсної модуляції на основі опорних синусоїдальних сигналів. ШІМ забезпечує поступове наближення вихідного сигналу до ідеальної синусоїди за допомогою високочастотного перемикачання, що дозволяє зменшити гармонічні спотворення вихідного сигналу.

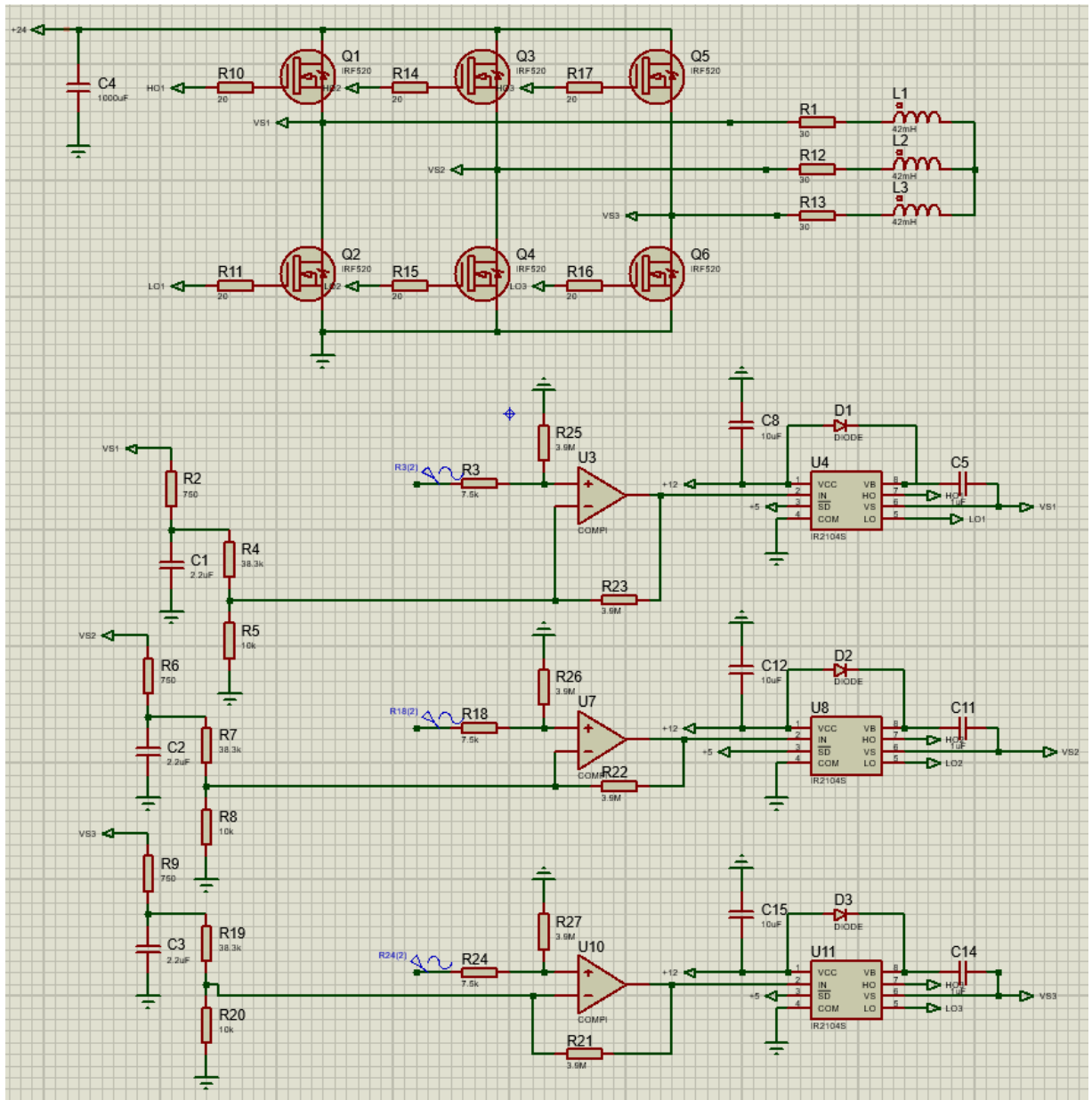
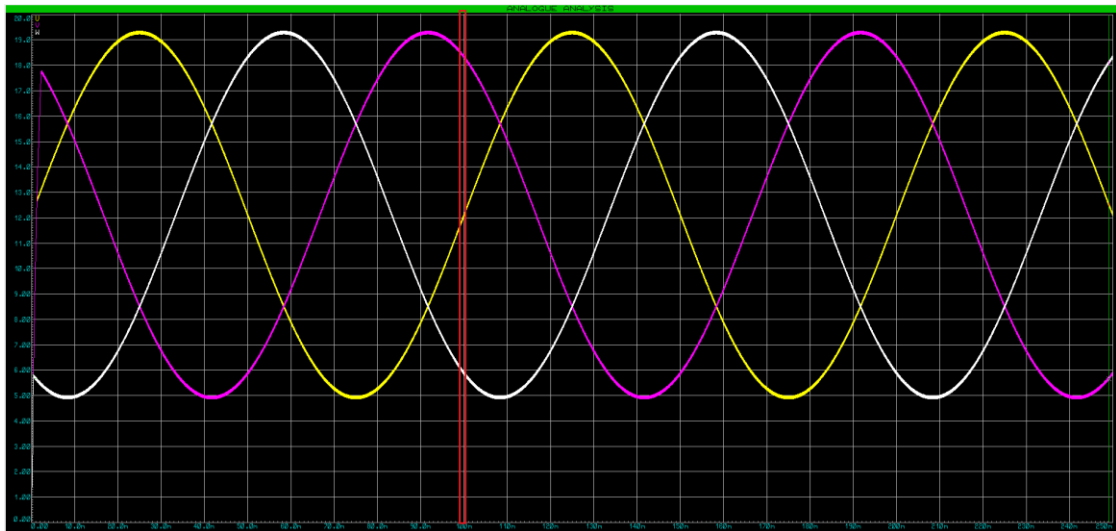


Рисунок 3.3 - Схема трифазного інвертора в середовищі Proteus

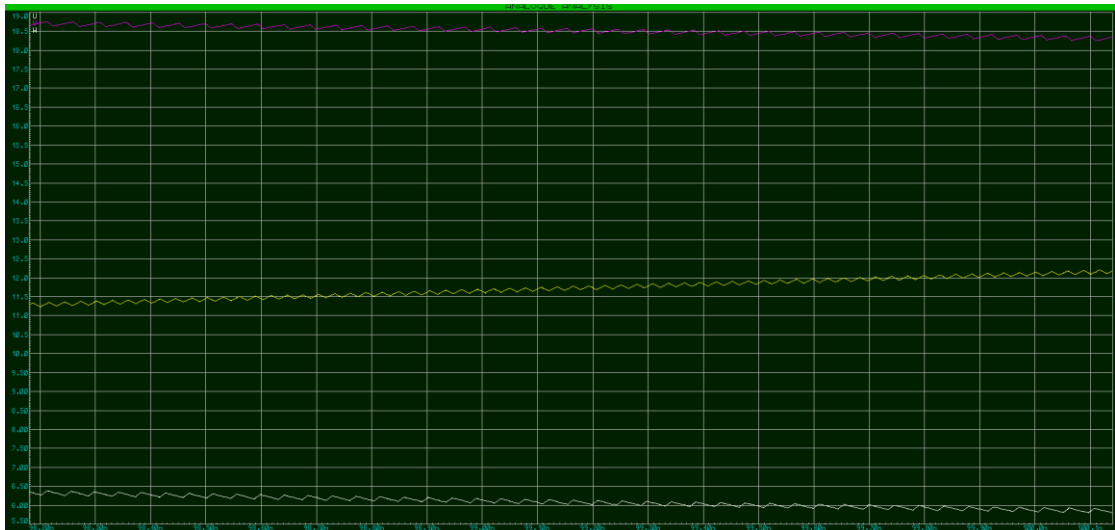
Результати дослідження.

При моделюванні трифазного інвертора було отримано результати, що підтверджують ефективність роботи схеми. На рисунку 3.4 (а) зображено ідеальні синусоїдальні сигнали, що є цільовою формою вихідної напруги. Ідеальні синусоїдальні хвилі мінімізують гармонічні спотворення, що сприяє покращенню ефективності роботи електродвигуна та зменшенню електромагнітних завад [23].

На рисунку 3.4 (б) наведено реальний вихідний сигнал інвертора, який складається з окремих ступінчастих змін, зумовлених процесом широтно-імпульсної модуляції. Чим вища частота ШІМ, тим більша кількість комутацій на один період синусоїди і більш гладка форма вихідної напруги. Збільшення частоти ШІМ знижує гармонічні спотворення і, також, підвищує тепловиділення в транзисторах.



а)



б)

Рисунок 3.4 – Фазні напруги після фільтра: а) нормальна розгортка; б) широка розгортка (у межах червоного прямокутника)

На рис. 3.5 представлено напруги при частоті ШІМ 30 кГц: одної з фаз; сигналу завдання та сигналу зворотного зв'язку.

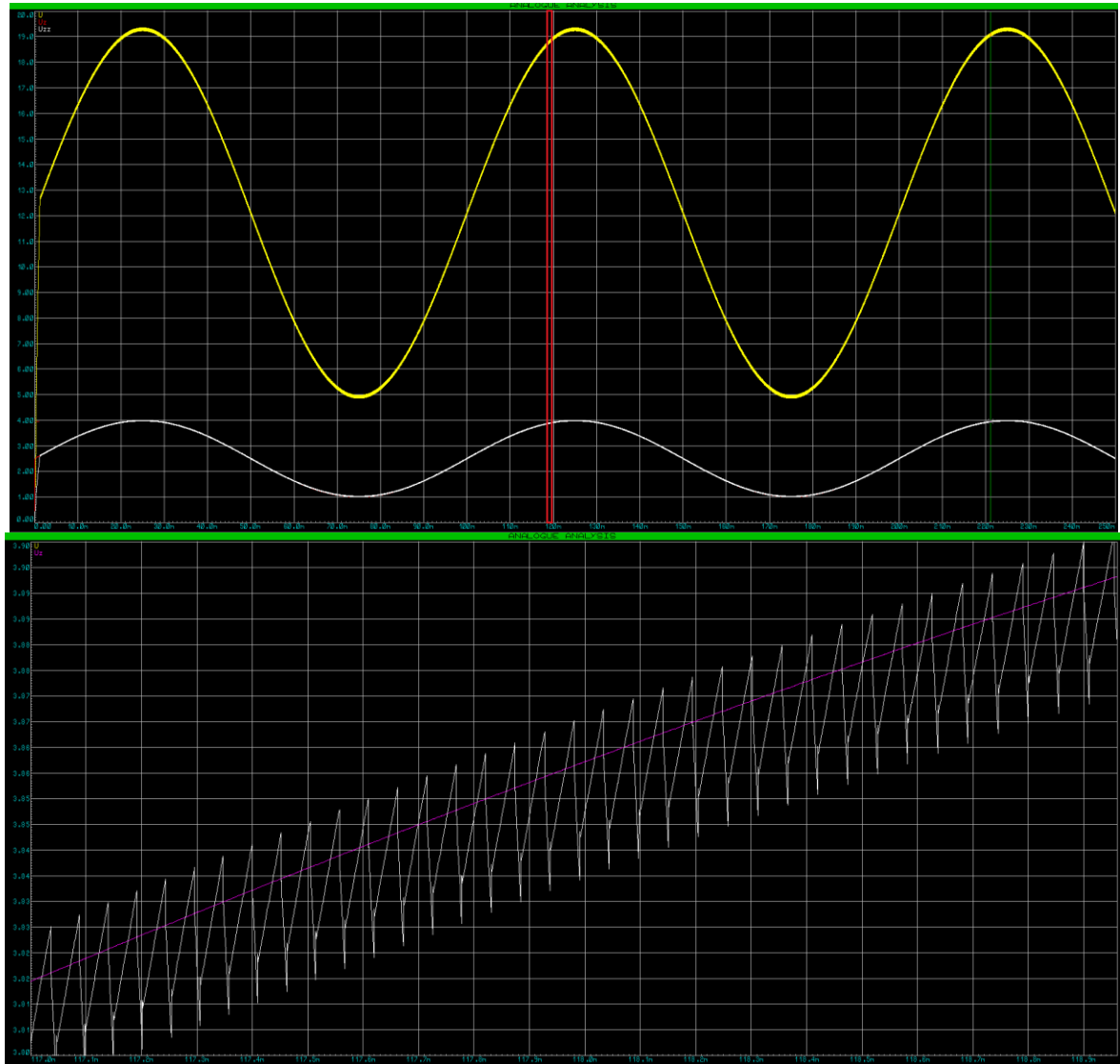


Рисунок 3.5 – Напруги при частоті ШІМ 30 кГц: інвертора – жовтий; завдання – фіолетовий; зворотного зв’язку – білий

Така висока частота комутації дозволяє зменшити гармонічні викривлення та покращити якість вихідної напруги. Використання частоти понад 30 кГц супроводжується значними втратами в активній зоні силових транзисторів і, як наслідок, відбувається їх перегрів. В цьому випадку для забезпечення їх нормального режиму роботи потрібні додаткові заходи щодо охолодження та зменшення теплових навантажень.

Розрахуємо втрати потужності на транзисторах IRF520

Для цього потрібно розрахувати час включення t_{on} транзистора та час виключення t_{off} транзистора:

$$t_{on} = \frac{U_{DS} * C_{RSS} * (R_{OR} + R_G)}{U_{GSF} - U_{GP}} + (R_{OR} + R_G) * C_{ISS} * \ln\left(\frac{U_{GSF} - U_{GS(YH)}}{U_{GSF} - U_{GP}}\right) =$$

$$\frac{24 * 34 * 10^{-12} * (20 + 20)}{12 - 7} + (20 + 20) * 360 * 10^{-12} * \ln\left(\frac{12 - 3}{12 - 7}\right) = 1,49 * 10^{-8} \text{ с}$$

$$t_{off} = (R_{OF} + R_G) * \left(\frac{C_{RSS} * U_{DS}}{U_{GP}} + \frac{C_{ISS} * U_{GP}}{U_{GS(GH)}}\right)$$

$$= (20 + 20) * \left(\frac{34 * 10^{-12} * 100}{7} + \frac{360 * 10^{-12} * 7}{3}\right)$$

$$= 5,3 * 10^{-8} \text{ с}$$

Тепер розрахуємо загальні втрати в транзисторі P_3 :

$$P_3 = I_{DS}^2 * R_{DS(on)} * D + \left(\frac{t_{on} + t_{off}}{2}\right) * U_{DS} * I_{DS} * f_s$$

$$= 0,4^2 * 0,27 * 0,5 * \left(\frac{1,49 * 10^{-8} + 5,3 * 10^{-8}}{2}\right) * 24 * 0,4 * 300$$

$$= 2,11 * 10^{-6} \text{ Вт}$$

де I_{DS} – максимальний струм, що протікає через перехід стік-витік у режимі насичення, А;

U_{DS} – напруга стік-витік, В;

D – коефіцієнт заповнення ШІМ;

f_s – частота перемикування транзистора, Гц;

U_{GSF} – напруга затвор-витік, В;

R_{OR} – опір на включення транзистора, Ом;

R_{OF} – опір на виключення транзистора, Ом;

$R_{DS(on)}$ – опір переходу стік-витік у відкритому стані транзистора, Ом;

$U_{GS(TH)}$ – порогова напруга затвор-витік, В;

C_{ISS} – вхідна ємність транзистора, Ф;

C_{RSS} – зворотна перехідна ємність транзистора, Ф;

R_G – внутрішній опір затвора транзистора, Ом;

U_{GP} – напруга при якій настає ефект Міллера, В;

Залежність загальних теплових втрат на транзисторі P_3 від частоти ШІМ представлено на рис. 3.6.

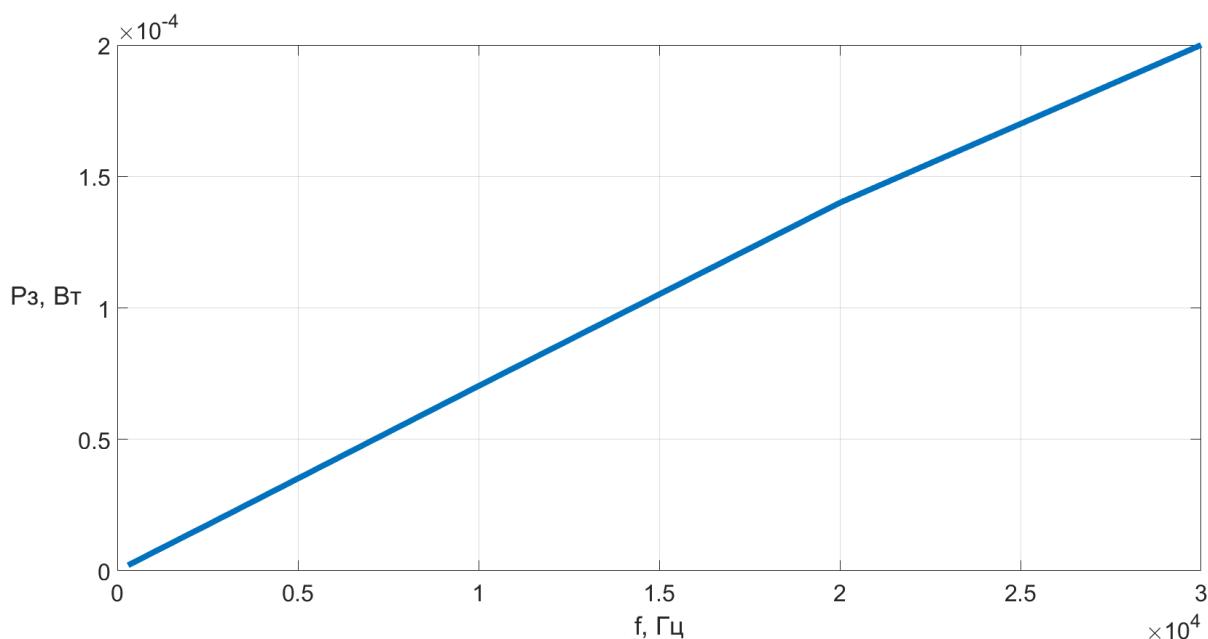


Рисунок 3.6 – Графік залежності потужності, що виділяється на транзисторі від частоти перемикавання транзистора

При зниженні частоти ШІМ до 1,5 кГц вихідна напруга інвертора набуває більш ступінчастої форми, що свідчить про зменшення якості відтворення сигналу. Тобто, через зниження швидкості перемикавання силових транзисторів з'являються значні гармонічні складові у вихідному сигналі. Одночасно, зі зниженням частоти ШІМ відбувається і зменшення втрат у транзисторах.

При частоті ШІМ 10 кГц вихідна напруга інвертора набуває більш гладкої форми порівняно з частотою 1,5 кГц, але не досягає рівня гладкості, як у випадку для частоти 30 кГц. Така частота ШІМ є компромісом між зменшенням втрат у силових компонентах та забезпеченням достатньо високої якості вихідного

сигналу. При цьому зменшуються гармонічні викривлення, але втрати в активних елементах залишаються на контрольованому рівні

Графік залежності коефіцієнта пульсації k синусоїди від частоти ШІМ представлено на рис 3.7 Для побудови залежності коефіцієнта пульсації k від частоти ШІМ його значення розраховувалось за виразом

$$k = \frac{U_{зз}}{U_{завд}}$$

де: $U_{зз}$ – діюче значення напруги зворотного зв'язку, В;

$U_{завд}$ – діюче значення напруги заданої синусоїди, В.

Аналіз результатів проведених досліджень свідчить про те, що підвищення частоти ШІМ дозволяє досягти: більш якісного вихідного сигналу за рахунок збільшення частоти комутації; зниження гармонічних викривлень (рис. 3.7).

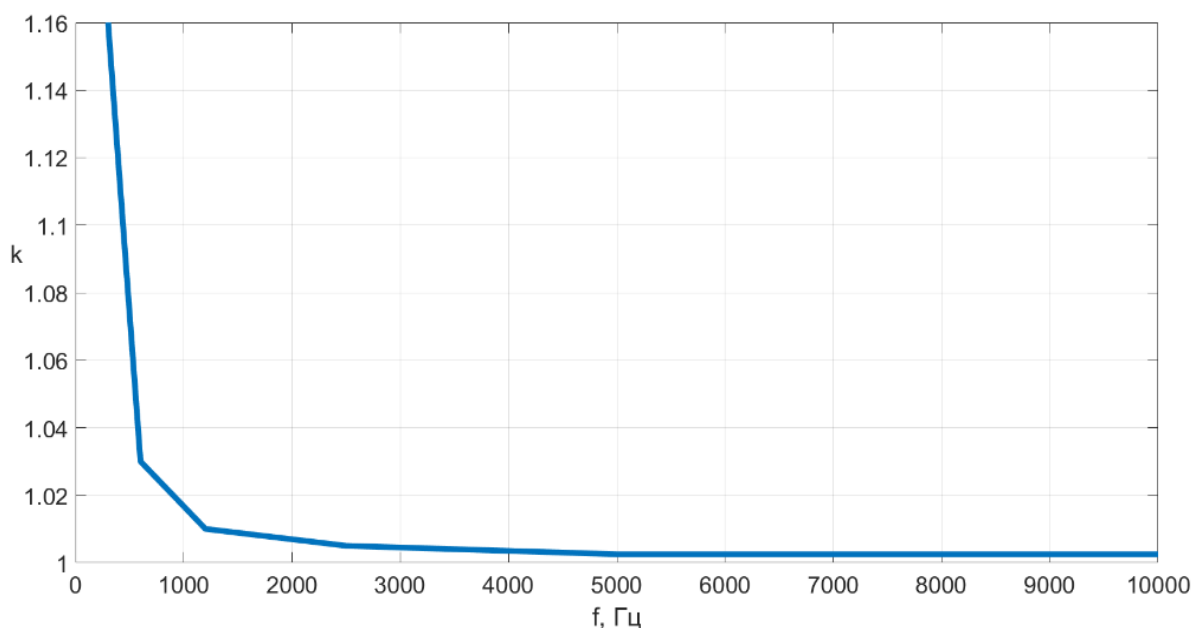


Рисунок 3.7 – Графік залежності коефіцієнта пульсації синусоїди від частоти ШІМ

Однак підвищення частоти ШІМ супроводжується збільшенням втрат у силових елементах, що вимагає врахування розбіжності між якістю вихідного сигналу та тепловими характеристиками силових елементів комутації при

проектуванні і розробці інвертора. Зниження частоти ШІМ забезпечує менші втрати і стабільність у роботі транзисторів, але знижує якість відтворення сигналу, що може негативно вплинути на роботу систем чутливих до гармонічних спотворень.

Підтверджено доцільність використання зворотного зв'язку за напругою в трифазних інверторах для підвищення точності і стабільності вихідних сигналів.

При моделюванні трифазного інвертора у спеціалізованому програмному середовищі *Proteus* визначено межі формування діапазона частот ШІМ, що забезпечують мінімальні спотворення у сигналі вихідної напруги інвертора.

Результати досліджень трифазного інвертора показали, що використання драйверів *IR2104* для керування MOSFET-транзисторами забезпечує ефективну комутацію і стабільність вихідної форми напруги.

3.5 Моделювання схеми плавного заряду конденсатора

Схема плавного заряду конденсатора в середовищі *Proteus* представлена на рис. 3.7.

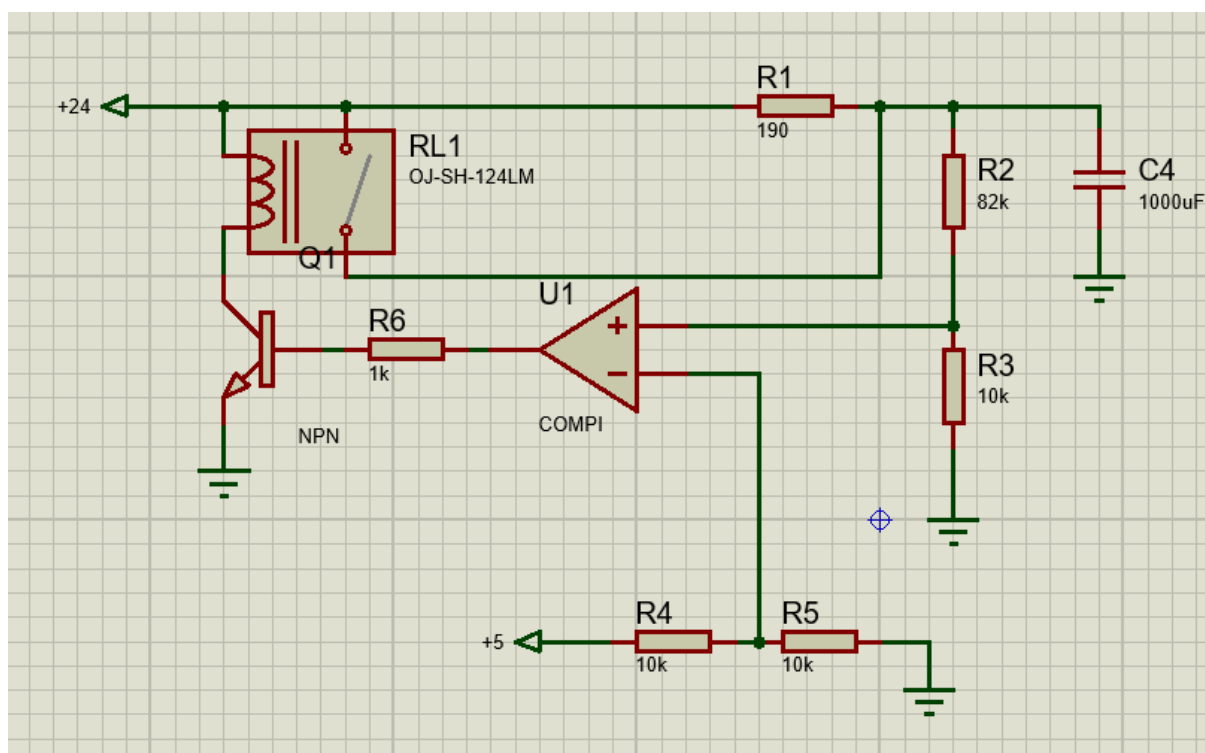


Рисунок 3.7 - Схема плавного заряду конденсатора в середовищі *Proteus*

На рис. 3.8, зображено процес повільного заряджання конденсатора, до значення напруги 22.9 В. Після досягнення цього порогового рівня активується реле, що забезпечує подальше дозаряджання конденсатора до його максимальної ємності. Загальний час, протягом якого конденсатор досягає повного зарядного стану, становить приблизно 600 мс, що свідчить про ефективність обраної схеми заряджання. Цей результат є позитивним, оскільки короткий час заряду дозволяє знизити енергетичні втрати та підвищити загальну надійність системи. Водночас, імпульс струму, що спостерігається під час заряджання (рис. 3.9), не перевищує 3 А, що вказує на оптимальні значення параметрів обхідних елементів, забезпечуючи безпечні умови експлуатації.

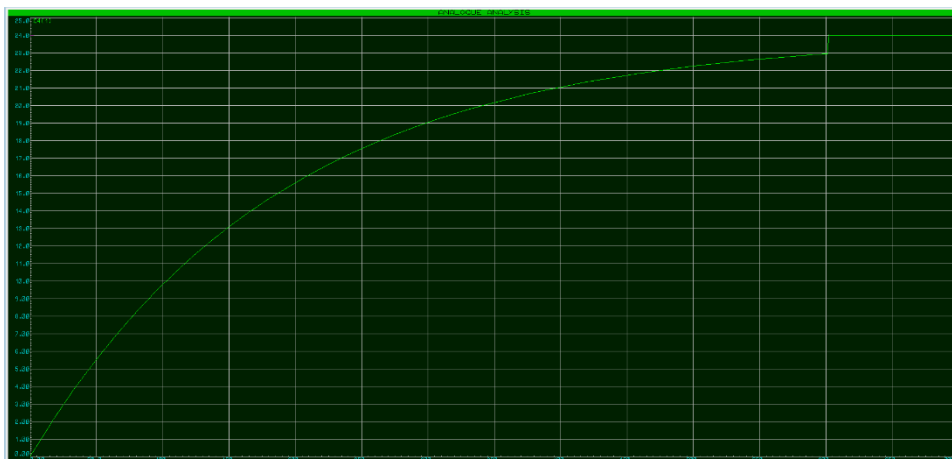


Рисунок 3.8 - Напруга на конденсаторі



Рисунок 3.9 - Зарядний струм конденсатора

Таким чином, результати дослідження підтверджують правильність вибору компонентів та конфігурації схеми, що в свою чергу може слугувати основою для подальшої оптимізації системи заряджання та зменшення впливу імпульсних струмів на загальну роботу електричних компонентів.

3.6 Розробка схеми електричної принципової пристрою та переліку елементів до нього

Схема, зображена на рис. 3.10, представляє собою багатофункціональну систему управління, з використанням мікроконтролера ATmega128.

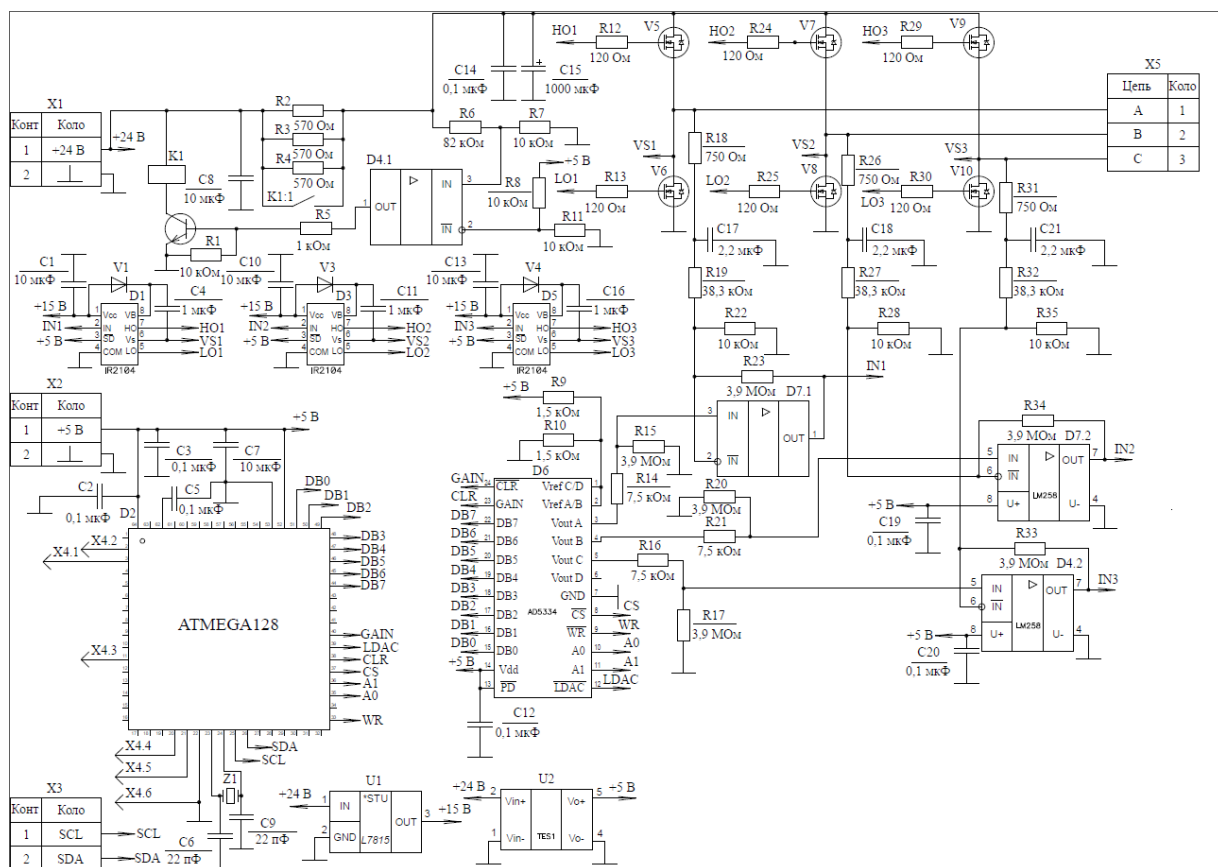


Рисунок 3.10 - Схема електрична принципова пристрою керування електродвигуном

Вона об'єднує різні функціональні модулі, які забезпечують керування силовими компонентами, обробку аналогових і цифрових сигналів, а також стабільне живлення всієї системи. Завдяки такій багатофункціональній структурі, схема забезпечує комплексне управління електромеханічною

системою, яка може включати в себе двигун з високою точністю регулювання кутового положення та швидкості обертання.

Мікроконтролер ATmega128 виконує центральну роль у схемі, оскільки відповідає за реалізацію алгоритмів обробки сигналів, управління виконавчими елементами, а також за забезпечення зворотного зв'язку з енкодером та джойстиком. Сигнали з енкодера та джойстика надходять до мікроконтролера у вигляді цифрових кодів через інтерфейс I2C, використовуючи лінії SCL і SDA. Завдяки інтеграції інтерфейсу I2C мікроконтролер може взаємодіяти з іншими пристроями, підтримуючи асинхронну передачу даних і зменшуючи кількість необхідних провідників для комунікації.

Цифрові шини DB0–DB7, які з'єднані з відповідними виводами цифро-аналогового перетворювача (ЦАП), слугують для передачі даних, що визначають значення напруги, яку необхідно застосувати до обмоток двигуна. Мікроконтролер генерує відповідні сигнали керування, такі як GAIN, LDAC, CLR, CS та WR, для налаштування ЦАП, що дозволяє точно контролювати вихідну напругу і, відповідно, струм, що подається на фази двигуна. Такий підхід забезпечує можливість плавного регулювання моменту та швидкості двигуна, а також підтримання стабільного робочого режиму за різних умов навантаження.

Для керування силовими транзисторами MOSFET використовуються драйвери IR2104, які забезпечують комутацію як верхніх, так і нижніх ключів у мостовій схемі. Це дає змогу точно керувати струмом через обмотки двигуна та створювати необхідні зміни напруги на фазах, що є ключовим для реалізації синусоїдального широтно-імпульсного модуляції (ШІМ). Вхідні сигнали на драйвери (IN) визначають момент включення і виключення транзисторів, а вихідні лінії HO і LO контролюють затвори верхніх і нижніх MOSFET відповідно. Для обмеження струму затворів використовуються резистори, такі

як R12, R23, R24, R25, R29 та R30, що знижує навантаження на драйвери та забезпечує захист від перегріву й виходу з ладу.

Система містить кілька операційних підсилювачів, типу LM258, які відіграють важливу роль в реалізації функцій генерації синусоїдальних сигналів ШІМ, обробки зворотного зв'язку за напругою, а також у схемі плавного заряду конденсатору. Застосування операційних підсилювачів дозволяє реалізувати схеми з точними характеристиками підсилення завдяки вибору відповідних номіналів резисторів, наприклад, R23 до R22, та R15 до R14. Це забезпечує можливість гнучкого налаштування коефіцієнта підсилення для кожного каналу, що є критичним для точної обробки аналогових сигналів у системах керування електроприводом.

З точки зору електроживлення, роз'єми X1 та X2 забезпечують підключення зовнішнього джерела живлення та подачу стабільного +5 В на вихід, що може бути використане для живлення додаткових периферійних пристроїв. Роз'єм X3 забезпечує подачу сигналів з джойстика і енкодера до мікроконтролера, дозволяючи реалізувати функції управління на основі вхідних даних з цих пристроїв. X4 використовується для підключення програматора для конфігурування мікроконтролера, що спрощує процес налаштування системи, а X5 дозволяє підключити обмотки трьох фаз двигуна, що забезпечує передачу живлення на двигун для його роботи.

Джерела живлення U1 і U2 забезпечують стабільні напруги +15 В і +5 В відповідно. Це дозволяє жити електронні компоненти схеми, забезпечуючи необхідну електричну ізоляцію та захист від перенапруг. Наявність окремих стабілізованих джерел живлення для різних частин схеми знижує рівень шумів та покращує стабільність роботи системи в цілому.

Загальна архітектура схеми дозволяє реалізувати точне керування електромеханічними системами, включаючи двигуни постійного струму. Використання цифрових і аналогових модулів, таких як ЦАП, операційні

підсилювачі, драйвери MOSFET, забезпечує високу точність регулювання напруги і струму, що є критичним у таких застосуваннях, як сервоуправління, автоматизовані системи позиціонування, або інші промислові системи, де необхідно забезпечити високу точність і стабільність керування.

Було створено перелік елементів до схеми електричної принципової (табл. 3.1).

Таблиця 3.1 – Перелік елементів до схеми електричної принципової

Поз.	Найменування	Кіл.	Примітка
	Прилад керування електродвигуном		
	<u>Конденсатори</u>		
C1	CL31A106KBHNNNE – Samsung	1	10 мкФ, 50 В
C2,C3	CL31B104KBCNNNC – Samsung	2	0,1 мкФ, 50 В
C4	CL31B105KBHNFNE – Samsung	1	1 мкФ, 50 В
C5	CL31B104KBCNNNC – Samsung	1	0,1 мкФ, 50 В
C6	CL31C220JBCNNNC – Samsung	1	22 пФ, 50 В
C7, C8	CL31A106KBHNNNE – Samsung	2	10 мкФ, 50 В
C9	CL31C220JBCNNNC – Samsung	1	22 пФ, 50 В
C10	CL31A106KBHNNNE – Samsung	1	10 мкФ, 50 В
C11	CL31B105KBHNFNE – Samsung	1	1 мкФ, 50 В
C12	CL31B104KBCNNNC – Samsung	1	0,1 мкФ, 50 В
C13	CL31A106KBHNNNE – Samsung	1	10 мкФ, 50 В
C14	CL31B104KBCNNNC – Samsung	1	0,1 мкФ, 50 В
C15	ESX102M63B – Hitano	1	1000 мкФ, 50 В
C16	CL31B105KBHNFNE – Samsung	1	1 мкФ, 50 В
C17,C18	CL31B225KBCNNNC – Samsung	2	2,2 мкФ, 50 В
C19,C20	CL31B104KBCNNNC – Samsung	2	0,1 мкФ, 50 В
C21	CL31B225KBCNNNC – Samsung	1	2,2 мкФ, 50 В

Продовження таблиці 3.1

Поз.	Найменування	Кіл.	Примітка
	<u>Мікросхеми</u>		
D1	Драйвер затвора IR2104SPBF – IR	1	
D2	Мікроконтролер ATmega128-16AU – Atmel	1	
D3	Драйвер затвора IR2104SPBF – IR	1	
D4	Операційний підсилювач LM258D – ST	1	
D5	Драйвер затвора IR2104SPBF – IR	1	
D6	ЦАП AD5334BRUZ – Analog Devices	1	
D7	Операційний підсилювач LM258D – ST	1	
K1	Реле ALDP124 – Panasonic	1	
	<u>Резистори</u>		
R1	RC1206JR-10K – Hitano	1	10 кОм
R2-R4	RC2512JK-560R – Hitano	3	560 Ом
R5	RC1206JR-1K0 – Hitano	1	1 кОм
R6	RC1206JR-82K – Hitano	1	82 кОм
R7, R8	RC1206JR-10K – Hitano	2	10 кОм
R9, R10	RC1206JR-1K5 – Hitano	2	1,5 кОм
R11	RC1206JR-10K – Hitano	1	10 кОм
R12,R13	RC1206JR-120R – Hitano	2	120 Ом
R14	RC1206JR-7K5 – Hitano	1	7,5 кОм
R15	RC1206JR-3M9 – Hitano	1	3,9 МОм
R16	RC1206JR-7K5 – Hitano	1	7,5 кОм
R17	RC1206JR-3M9 – Hitano	1	3,9 МОм
R18	RC1206JR-750R – Hitano	1	750 Ом
R19	RC1206FR-38K3 – Hitano	1	38,3 кОм
R20	RC1206JR-3M9 – Hitano	1	3,9 МОм
R21	RC1206JR-7K5 – Hitano	1	7,5 кОм

Кінець таблиці 3.1

Поз.	Найменування	Кіл.	Примітка
R22	RC1206JR-10K – Hitano	1	10 кОм
R23	RC1206JR-3M9 – Hitano	1	3,9 МОм
R24,R25	RC1206JR-120R – Hitano	2	120 Ом
R26	RC1206JR-750R – Hitano	1	750 Ом
R27	RC1206FR-38K3 – Hitano	1	38,3 кОм
R28	RC1206JR-10K – Hitano	1	10 кОм
R29,R30	RC1206JR-120R – Hitano	2	120 Ом
R31	RC1206JR-750R – Hitano	1	750 Ом
R32	RC1206FR-38K3 – Hitano	1	38,3 кОм
R33,R34	RC1206JR-3M9 – Hitano	2	3,9 МОм
R35	RC1206JR-10K – Hitano	1	10 кОм
U1	Джерело живлення L7815CV – ST	1	
U2	Джерело живлення TMV 2405S – Traco Power	1	
V1	Діод BYS10-45-E3/TR – Vishay	1	
V2	Транзистор BC817-40 – NXP	1	
V3, V4	Діод BYS10-45-E3/TR – Vishay	2	
V5-V10	Транзистор IRFS520A – Fairchild	6	
X1-X3	Роз'єм 233-402 – WAGO	3	
X4	Роз'єм PLS-40	6	
X5	Роз'єм 233-402 – WAGO	3	
Z1	Кварцевий резонатор 49S-SMD-16M-20PF-30PPM - Crystal Units	1	

3.7 Технічна реалізація приладу керування електродвигуном

На рис. 3.11 зображено друковану плату, розведену двошаровим методом, де верхній шар позначений червоним кольором, а нижній шар синім. Така схема розведення дає змогу забезпечити оптимальний розподіл сигналів і живлення між компонентами плати. Межі друкованої плати відображено жовтим кольором, що дозволяє точно визначити фізичні розміри плати та уникнути конфліктів із розміщенням компонентів. Сині надписи та границі елементів надають додаткову інформацію про місце встановлення окремих компонентів, що допомагає з орієнтуванням під час монтажу та обслуговування пристрою.

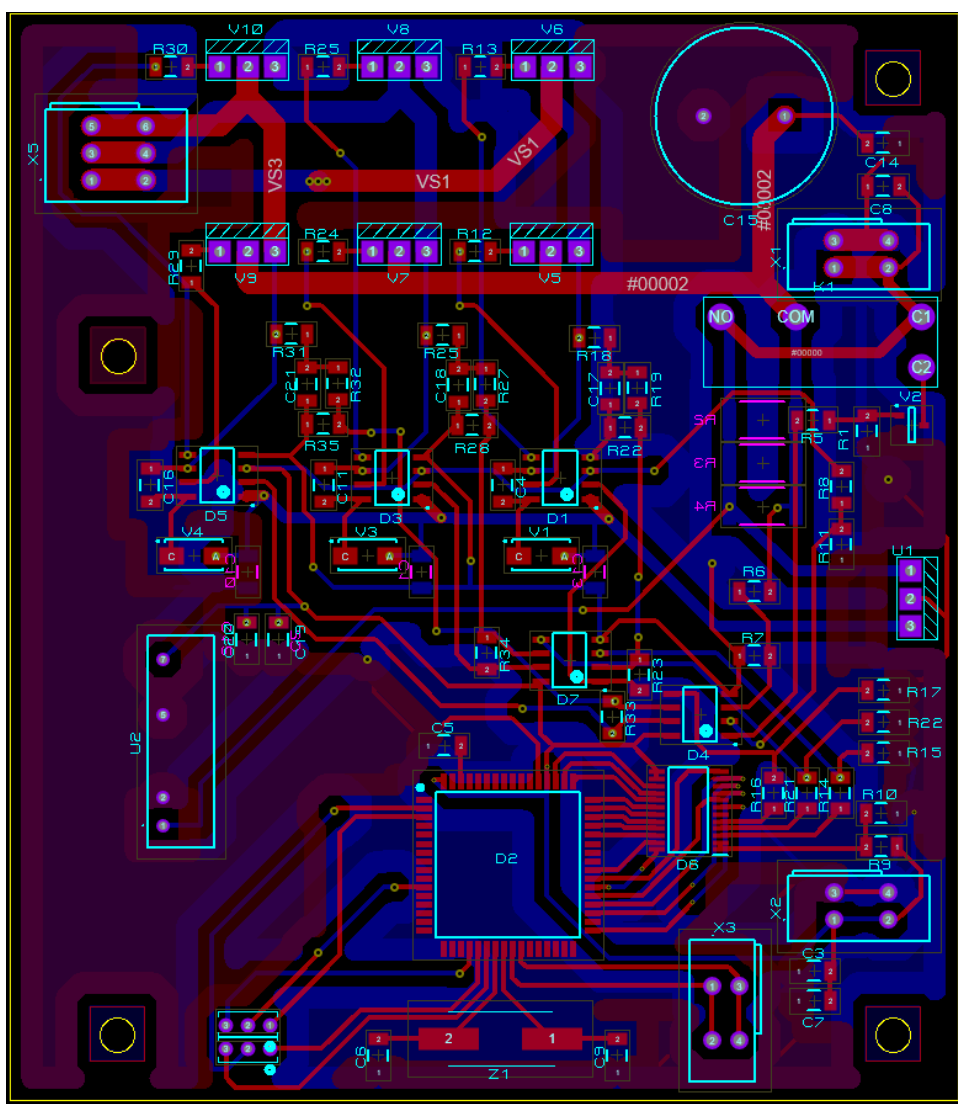


Рисунок 3.11 - Розведена друкована плата в програмі Proteus

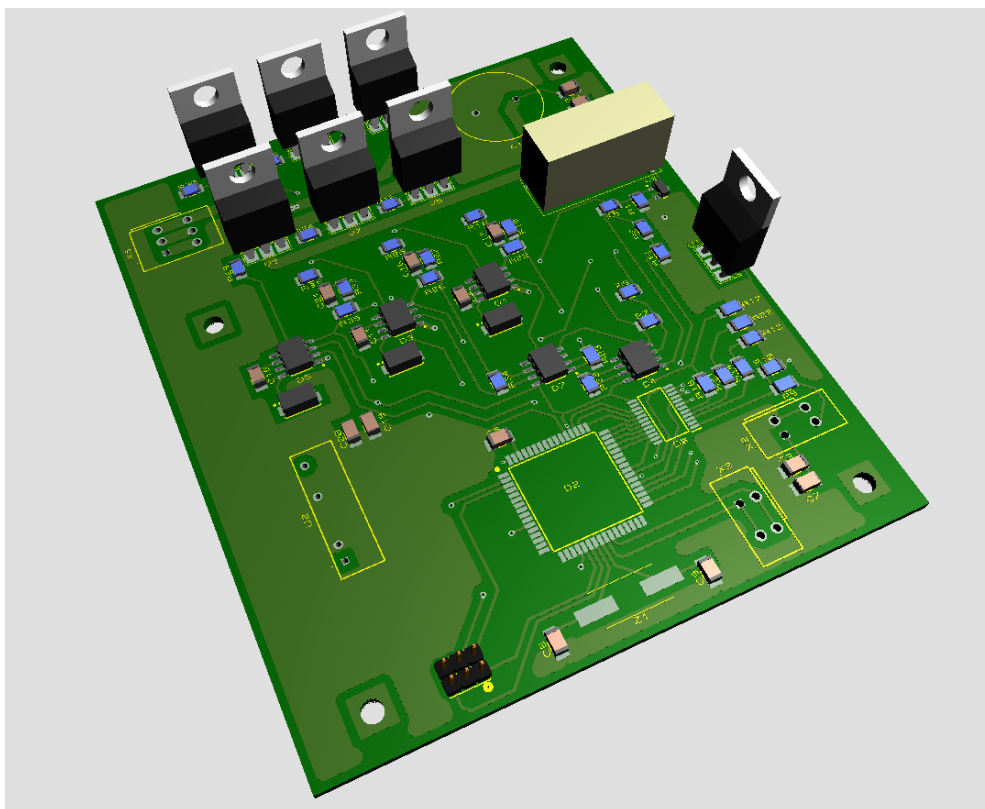


Рисунок 3.12 - 3D модель друкованої плати (вид зверху)

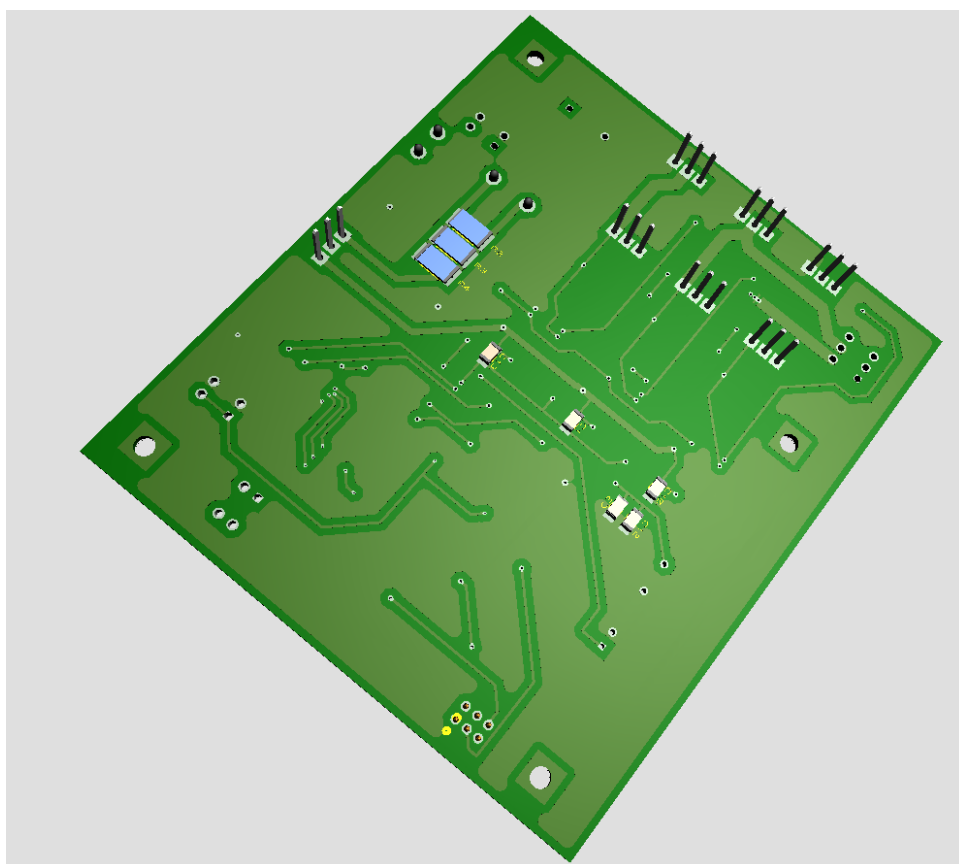


Рисунок 3.13 - 3D модель друкованої плати (вид знизу)

Основні доріжки живлення, такі як VS1 і VS3, зображені товстими лініями, що забезпечує надійне підведення живлення до ключових компонентів схеми.

Мікроконтролер ATmega128-16AU розташований у центральній частині плати і виконує функцію керуючого елемента, який обробляє сигнали зворотного зв'язку від енкодера, сигнали керування з джойстика, а також генерує необхідні сигнали для керування драйверами затворів. Мікроконтролер оточений конденсаторами для стабілізації його живлення, а доріжки від мікроконтролера розведені таким чином, щоб мінімізувати перешкоди та забезпечити надійний зв'язок з іншими вузлами схеми.

Драйвери затворів IR2104 (позначені як D1, D3, D5) розташовані поблизу потужних MOSFET-транзисторів, які відповідають за комутацію фаз трьохфазного двигуна. MOSFET-транзистори розташовані вздовж краю плати, що сприяє ефективному відведенню тепла, особливо під час роботи на високих струмах.

Роздільне розташування силових компонентів та сигнальних вузлів забезпечує мінімізацію електромагнітних перешкод, що генеруються під час комутації струмів у фазах двигуна.

Таке розведення плати дозволяє реалізувати ефективне керування електродвигуном, забезпечуючи одночасно надійність та низький рівень електромагнітних перешкод у системі.

Висновок до розділу 3

На основі аналізу результатів моделювання окремих елементів приладу керування двигуном, виконано проектування апаратної частини системи керування БДПС. Розроблено принципову електричну схему приладу керування двигуном. Обрано її елементи. Для забезпечення надійної роботи системи, зокрема вибрано компоненти з урахуванням номінальних значень струмів і напруг, що виникають під час роботи.

Виконано розведення друкованої плати з урахуванням вимог щодо мінімізації електромагнітних завад та забезпечення належного охолодження компонентів.

РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА СТАРТАП ПРОЄКТУ

4.1 Обґрунтування ідеї стартапу

Ідея стартапу базується на розробці та впровадженні вузла відеоспостереження для технологічного комплексу візуалізації, який відповідає сучасним вимогам автоматизації та підвищення ефективності в оборонній сфері. Система має на меті забезпечити високоякісний моніторинг і управління об'єктами у режимі реального часу, знижуючи витрати на експлуатацію та технічне обслуговування.

В умовах стрімкого розвитку технологій автоматизації та підвищення загроз безпеці, попит на такі рішення продовжує зростати. Пропонована розробка відповідає вимогам ринку завдяки:

- високій якості відеоспостереження;
- гнучкості адаптації до різних умов експлуатації;
- ефективності управління енергоспоживанням.

Цільова аудиторія включає підприємства оборонної промисловості, а також організації, що потребують високотехнологічних рішень у сфері відеоспостереження. Система може бути інтегрована в сучасні технологічні комплекси, зокрема в системи панорамного моніторингу, що дозволяє оперативно реагувати на події.

4.2 Технологічний аудит стартап-проєкту

Метою технологічного аудиту є оцінка поточного стану розробки вузла відеоспостереження для технологічного комплексу візуалізації, аналіз його конкурентоспроможності, технічної реалізації, економічної доцільності.

Об'єктом аналізу є розроблений вузол відеоспостереження, що включає механічну, електронну, програмну складові та алгоритми керування.

Технічні характеристики вузла відеоспостереження показано в табл. 4.1.

Розроблений вузол базується на застосуванні сучасних технологій, таких як безщіткові двигуни постійного струму (BLDC), інтеграція високопродуктивного мікроконтролера ATmega128, та інноваційні алгоритми широтно-імпульсної модуляції (ШИМ). Це забезпечує точність керування, високу швидкість обробки сигналів та стійкість до зовнішніх перешкод.

Таблиця 4.1 – Технічні характеристики вузла відеоспостереження:

Параметр	Значення	Оцінка відповідності
Роздільна здатність відеоспостереження	До 1080р	Відповідає сучасним вимогам
Точність керування (кут)	$\pm 1,8^\circ$	Висока
Робоча напруга	24 В	Стандарт
Максимальна швидкість обертання	20 рад/с	Підходить для панорамного моніторингу
Температурний діапазон роботи	-40°C до +85°C	Підвищена стійкість

Вузол спроектований для інтеграції з існуючими системами моніторингу та технологічними комплексами, що робить його універсальним рішенням для оборонного сектора.

Технологічний процес виробництва базується на:

- використанні автоматизованих ліній для виготовлення друкованих плат;

- застосуванні високоточного обладнання для монтажу компонентів;
- підготовці до сертифікації за міжнародними стандартами (ISO, IPC).

Проект передбачає швидкий строк окупності за рахунок низьких виробничих витрат і високої доданої вартості продукту. Оцінка витрат на дослідно-промислову партію наведена у табл. 4.2.

Таблиця 4.2 – Оцінка витрат на дослідно-промислову партію

Стаття витрат	Сума (грн)	Примітка
Розробка прототипу	300 000	
Закупівля компонентів	450 000	Для партії 20 одиниць
Тестування та сертифікація	200 000	Згідно стандартів ISO
Розробка програмного забезпечення	150 000	Інтерфейси та алгоритми
Загальна сума	1 100 000	

Потенційний дохід від реалізації першої партії становить 2,500,000 грн, що забезпечує рентабельність на рівні 127%.

Перспективи вдосконалення

Для підвищення ефективності проекту рекомендується:

- впровадити штучний інтелект для аналізу відеоданих у реальному часі;
- розширити функціонал системи за рахунок модулів розпізнавання об'єктів;

- оптимізувати енергоспоживання для використання в автономних умовах.

Результати технологічного аудиту підтверджують, що розробка вузла відеоспостереження є конкурентоспроможною, технічно обґрунтованою та економічно доцільною. Система має значний потенціал для впровадження у промисловість, забезпечуючи високу ефективність та адаптивність до умов реальної експлуатації.

4.3 Розробка ринкової стратегії проєкту

Ринкова стратегія спрямована на просування вузла відеоспостереження для технологічного комплексу візуалізації, визначення цільової аудиторії, аналіз конкурентного середовища, розробку каналів реалізації продукту та побудову ефективної моделі маркетингу. Характеристика потенційних клієнтів стартап-проєкту наведена в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Характеристика потенційних клієнтів стартап-проєкту

Категорія клієнтів	Потреби	Особливості діяльності	Очікувані переваги від продукту
Підприємства оборонної галузі	Забезпечення безперервного моніторингу об'єктів; інтеграція з існуючими системами	Високі вимоги до надійності, витривалості обладнання у складних умовах	Зниження ризиків через надійне спостереження; ефективна інтеграція в існуючі оборонні системи.

Фактори загроз стартап-проєкту наведені в табл. 4.4.

Таблиця 4.4 – Фактори загроз стартап-проєкту

Категорія загроз	Фактори	Можливі наслідки	Заходи щодо мінімізації
Ринкові	Висока конкуренція в сегменті систем відеоспостереження	Зниження частки ринку; ускладнення виходу на ринок	Проведення ретельного аналізу конкурентів; визначення унікальних переваг продукту.
Технологічні	Відставання у впровадженні сучасних технологій; недостатній рівень надійності компонентів	Зниження довіри клієнтів; збої у роботі системи	Постійне оновлення технологій; вибір високоякісних компонентів; тестування системи.
Фінансові	Обмеження в бюджеті для масштабування; висока собівартість розробки	Уповільнення розвитку стартапу; необхідність залучення додаткових інвестицій	Залучення інвесторів; оптимізація витрат; використання грантів та підтримки інновацій.
Юридичні	Невідповідність стандартам або регуляціям; складнощі з патентування	Штрафи; блокування реалізації продукту; юридичні суперечки	Аудит юридичних ризиків; забезпечення відповідності нормативним вимогам.

Кінець таблиці 4.4.

Соціально-економічні	Нестабільна економічна ситуація; зниження платоспроможності потенційних клієнтів	Скорочення замовлень; зменшення доходів	Диверсифікація клієнтської бази; розробка бюджетних версій продукту.
Інфраструктурні	Обмежений доступ до високоякісних постачальників компонентів; проблеми з логістикою	Затримки у виробництві; збільшення собівартості	Створення резерву компонентів; налагодження співпраці з кількома постачальниками.
Політичні	Зміни у законодавстві; обмеження на експорт/імпорт технологій	Втрата можливості реалізації проєкту у певних регіонах	Моніторинг політичних змін; адаптація до нових умов.

Фактори можливостей стартап-проєкту наведені в табл. 4.5.

Таблиця 4.5 – Фактори можливостей стартап-проєкту

Категорія можливостей	Фактори	Потенційні вигоди	Заходи для реалізації можливостей
Ринкові	Зростання попиту на системи відеоспостереження	Розширення ринкової частки; збільшення прибутків	Цільовий маркетинг; активна робота з ключовими клієнтами

Продовження таблиці 4.5.

Категорія можливостей	Фактори	Потенційні вигоди	Заходи для реалізації можливостей
Технологічні	Розвиток нових технологій відеоаналітики та автоматизації; впровадження IoT і машинного навчання	Підвищення конкурентоспроможності продукту; створення інноваційних рішень	Інвестиції в дослідження і розробки; інтеграція сучасних технологій у продукт.
Фінансові	Державні гранти, програми підтримки інновацій; залучення венчурного капіталу	Отримання додаткового фінансування; зменшення залежності від внутрішніх ресурсів	Підготовка конкурентоспроможних заявок; активна взаємодія з інвесторами.
Юридичні	Спрощення нормативних процедур для інноваційних продуктів	Прискорення виходу на ринок; зменшення витрат на юридичну підтримку	Моніторинг змін у законодавстві; адаптація продукту до оновлених вимог.
Соціально-економічні	Зростання запиту на безпеку та автоматизацію процесів	Збільшення обсягу замовлень	Активна участь у державних тендерах; адаптація продукту під соціальні запити.

Кінець таблиці 4.5.

Категорія можливостей	Фактори	Потенційні вигоди	Заходи для реалізації можливостей
Інфраструктурні	Розвиток інфраструктури для підтримки автоматизованих систем	Скорочення витрат на впровадження; спрощення інтеграції продукту	Співпраця з інфраструктурними партнерами; впровадження стандартів сумісності.
Іміджеві	Зростання популярності українських інноваційних розробок на міжнародному ринку	Вихід на нові ринки; формування позитивного іміджу компанії	Участь у міжнародних виставках; активне позиціонування бренду у ЗМІ та онлайн-каналах.
Політичні	Програми підтримки оборонної промисловості; сприятливий політичний клімат для інноваційних рішень, підтримка держави оборонних підприємств	Розширення ринків збуту; формування довгострокових замовлень	Участь у державних програмах; побудова співпраці з урядовими структурами.

SWOT – аналіз стартап-проєкту наведений в табл. 4.6.

Таблиця 4.6 – SWOT – аналіз стартап-проєкту

Сильні сторони	Слабкі сторони
<p>Використання сучасних технологій для відеообробки та автоматизації процесів.</p> <p>Висока якість відео та аналітики.</p> <p>Можливість інтеграції з іншими системами.</p> <p>Конкурентна ціна на ринку.</p>	<p>Залежність від постійного джерела енергії</p> <p>Можливі складнощі в адаптації до специфічних вимог різних клієнтів.</p> <p>Потрібна значна технічна підтримка на етапі впровадження.</p>

Базова стратегія розвитку стартап-проєкту наведена в табл. 4.7.

Таблиця 4.7 – Базова стратегія розвитку стартап-проєкту

Стратегія	Опис стратегії	Цілі та завдання	Шляхи досягнення
Стратегія диференціації	Створення унікального продукту, який виділяється на ринку завдяки своїм інноваційним характеристикам (висока якість відео, інтеграція з іншими технологічними комплексами).	<p>Розробка інноваційних функцій системи відеоспостереження.</p> <p>Підвищення якості обробки відео та аналітики.</p> <p>Окремі рішення для специфічних потреб клієнтів.</p>	<p>Впровадження новітніх технологій в обробку зображень.</p> <p>Проведення досліджень для забезпечення високої якості.</p> <p>Розробка спеціалізованих модулів під конкретні ринки.</p>

Продовження таблиці 4.7.

Стратегія	Опис стратегії	Цілі та завдання	Шляхи досягнення
Стратегія ринкової концентрації	Фокус на конкретних ринках та клієнтських сегментах (оборонна промисловість, підприємства, які потребують відеоспостереження для контролю важливих об'єктів).	Залучення клієнтів із секторів оборонної промисловості. Спеціалізовані рішення для відеоспостереження в промислових об'єктах.	Вивчення потреб конкретних ринків. Позиціонування на ринку через рекламу та участь у виставках. Співпраця з партнерами та державними органами.
Стратегія диверсифікації	Розширення продуктового портфелю, включаючи нові рішення для автоматизації процесів в інших галузях (медицина, транспорт, розумні міста).	Вихід на нові ринки (медицина, інфраструктура). Розширення функціоналу продукту. Залучення нових партнерів та інвесторів.	Дослідження нових потреб ринку та можливості адаптації продукту. Проведення пілотних проектів у нових галузях. Співпраця з компаніями, які займаються іншими технологічними напрямками.

Кінець таблиці 4.7.

Стратегія	Опис стратегії	Цілі та завдання	Шляхи досягнення
Стратегія альянсів та партнерств	Створення стратегічних альянсів із іншими технологічними компаніями для розширення можливостей продукту та виходу на нові ринки.	Пошук стратегічних партнерів на місцевому та міжнародному ринках. Розвиток співпраці з компаніями, що займаються інтелектуальними системами.	Переговори з великими технологічними компаніями. Створення спільних проєктів для реалізації унікальних рішень. Участь у міжнародних проєктах з автоматизації та систем відеоспостереження.

Висновок до розділу 4

У розділі було представлено стратегічний підхід до розвитку стартапу "Вузол відеоспостереження для технологічного комплексу візуалізації". На основі проведеного аналізу були визначені ключові стратегії розвитку проєкту, включаючи стратегії диференціації, ринкової концентрації, диверсифікації та альянсів. Кожна з цих стратегій орієнтована на досягнення конкретних цілей, таких як підвищення інноваційності продукту, розширення ринку збуту, освоєння нових сегментів та зміцнення партнерських відносин.

Основним акцентом у стратегії розвитку є забезпечення високої якості продукту, що відповідає вимогам сучасного ринку оборонних технологій, а також розширення його функціональних можливостей для застосування в інших сферах, таких як медицина, транспорт та інфраструктура. Залучення стратегічних партнерів та співпраця з лідерами ринку відеоспостереження також стане важливою складовою успіху стартапу.

Загалом, визначені стратегії розвитку забезпечують широкий потенціал для подальшого росту стартапу, дозволяючи йому не лише утримувати конкурентні позиції, а й ефективно реагувати на зміни ринкових умов та нові технологічні виклики

ВИСНОВКИ

У магістерській дисертації застосовано комплексний підхід до розробки вузла відеоспостереження в рамках електротехнологічного комплексу візуалізації. Основна мета дослідження полягала в створенні ефективної та надійної системи візуалізації, здатної задовольнити сучасні вимоги до відеонагляду, особливо в умовах військових застосувань, де високі вимоги до точності та швидкості реагування є критично важливими. Здійснено аналіз сучасної архітектури систем візуалізації. Розроблену структурну схему САК кутом відеоспостереження. Визначені основні компоненти системи автоматичного керування кутом відеоспостереження, що включають безколекторний двигун постійного струму (БДПС) та електронні елементи, які забезпечують управління, обробку і передачу відеосигналів.

Розроблена математична модель САК в середовищі MATLAB/Simulink дозволила детально дослідити динамічні характеристики системи, а також визначити оптимальні параметри для налаштування регуляторів, для підвищення точності відпрацювання завдання та її завадостійкості.

Важливим етапом роботи стала технічна реалізація елементів системи керування. При цьому було враховано сценарії експлуатації в різних умовах роботи.

Для підвищення точності і стабільності вихідних сигналів. запропоновано використання зворотного зв'язку за напругою в трифазних інверторах.

При дослідженні роботи трифазного інвертора у спеціалізованому програмному середовищі Proteus визначено межі формування діапазона частот ШІМ, що забезпечують мінімальні спотворення у сигналі вихідної напруги інвертора.

Результати моделювання трифазного інвертора показали, що використання драйверів IR2104 для керування MOSFET-транзисторами забезпечує ефективну комутацію і стабільність вихідної форми напруги.

Під час розробки апаратної частини пристрою керування двигуном спроектована друкована плата з мінімізацією електромагнітних завад. Структура плати для реалізації принципової електричної схеми розроблялась з урахуванням забезпечення належного охолодження компонентів, що є критично важливим для стабільної роботи системи в умовах підвищених навантажень.

Отримані результати дослідження САК можуть бути рекомендовані при проєктуванні різних систем візуалізації для відеоспостереження на промислових, цивільних та військових об'єктах. У перспективі у такі системи можуть бути інтегровані інші технології, такі як штучний інтелект, доповнена реальність та віртуальна реальність, що сприятиме значно точнішому аналізу та прогнозуванню ситуацій у реальному часі, а також відіграє важливу роль у забезпеченні високого рівня безпеки.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. OntargIT. Тренди технологій виробництва у 2024 році [Електронний ресурс] // OntargIT. URL: <https://ontargit.com/blog/trends-2024>
2. Сучасний стан наукових досліджень та технологій в промисловості – Харківський національний університет радіоелектроніки, Щоквартальний науковий журнал, Харків, 2022.
3. Технологічні тренди в промисловості: як сучасні інновації перетворюють виробництво [Електронний ресурс] // Spels. URL:
4. Brushless DC Motor Fundamentals Application Note - Prepared by Jian Zhao/Yangwei Yu July 2011.
5. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals – Padmaraja Yedamale, Microchip Technology Inc.
6. Brushless DC Motor Control Made Easy – Ward Brown, Microchip Technology Inc.
7. BLDC Motor Control with Hall Effect Sensors Using the 9S08MP – Eduardo Viramontes Systems and Applications Engineering Freescale Technical Support.
8. Direct Back EMF Detection Method for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives by Jianwen Shao.
9. T.J.E. Miller, “Brushless Permanent-Magnet and Reluctant Motor Drives,” Oxford, 1989.
10. 3-Phase BLDC Motor Control with Sensorless Back EMF Zero Crossing Detection Using 56F80x - Libor Prokop, Leos Chalupa
11. Sensorless Control Of Brushless Dc Motor Using Back Emf Commutation - David Bomassi.
12. 3-Phase BLDC Sensorless Motor Control Application - Freescale Semiconductor, Inc.
13. Zambada, Jorge (Nov 8, 2007). "Field-oriented control for motors"
14. Design of FOC Brushless DC (BLDC) Motor Controller – Rohita Lokhande, Prof. Priyanka Dukre.

15. Sensorless Field Oriented Control Of Brushless Permanent Magnet Synchronous Motors - James Robert Mevey.
16. Off-loading the complexity of motor control - how intelligent peripherals simplify Field-Oriented Control (FOC) implementations – Toshiba.
17. Field Oriented Control Of A Brushless Dc Motor – Marabathina Harshavardha.
18. Design of a Sensorless Field Oriented Control Drive for Brushless DC Motors – Rajinth Shanthar, Chamil Abeykoon, D. H. S. Maithripala.
19. Speed Control Of Bldc Motor Using Sensorless Field Oriented Control By Svpwm Technique – Madhu A Karadi, Dr Balaji N.
20. Ming-Fa Tsai, Tran Phu Quy, Bo-Feng Wu, and Chung-Shi Tseng Model Construction and Verification of a BLDC Motor Using MATLAB/SIMULINK and FPGA Control
21. Proteus Design Suite Documentation. Labcenter Electronics Ltd
22. International Rectifier Application Note AN-978. IR2104: Half-Bridge Driver IC
23. Сенько, В. І. Інвертори і перетворювачі частоти [Електронний ресурс] : <https://ela.kpi.ua/handle/123456789/51279>, монографія / Сенько В. І., Трубіщин К. В., Чибеліс В. І. ; Видавництво Ліра-К.