

Вінницький національний технічний університет
Факультет електроенергетики та електромеханіки
Кафедра комп'ютеризованих електромеханічних систем і комплексів

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

« Лабораторний стенд для дослідження характеристик частотно-регульованого електропривода »

Виконав: студент 2-го курсу, групи ЕПА-24м
спеціальності 141 – Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка

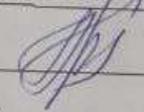
 Андрій СТОЛОВНИК

Керівник: к.т.н., доц. кафедри КЕМСК

 Дмитро ПРОЦЕНКО

« 25 » 11 2025 р.

Опонент: к.т.н., доц., доц. каф. ЕСРЕМ

 ОЛЕКСІЙ БАБЕНКО

« 18 » 12 2025 р.

Допущено до захисту

кафедрою КЕМСК

Зав. кафедри КЕМСК

к.т.н., доц. Микола МОШНОРИЗ

« 25 » 11 2025 р.

Вінниця ВНТУ – 2025 рік

Вінницький національний технічний університет

Факультет Електроенергетики та електромеханіки

Кафедра комп'ютеризованих електромеханічних систем і комплексів

Рівень вищої освіти II-й (магістерський)

Галузь знань 14 – Електрична інженерія

Спеціальність 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Освітньо-професійна програма «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

к.т.н., доц.

Микола МОШНОРИЗ

“ 14 ”

10

2025 року

ЗАВДАННЯ

НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Столовнику Андрію Олексійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Лабораторний стенд для дослідження характеристик частотно-регульованого електропривода

керівник роботи Проценко Дмитро Петрович к.т.н., доц. каф. КЕМСК.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “ 14 ” 09 2025 р. № 313

2. Строк подання студентом роботи « 25 » 11 2025 р.

3. Вихідні дані до роботи: режим роботи тривалий, потужність двигуна лабораторного стенда 180 Вт, живлення – однофазна мережа 220 В.

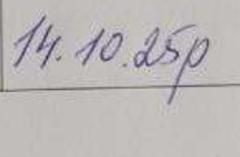
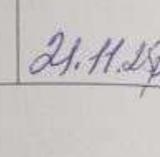
4. Зміст текстової частини: 1. Принципи побудови перетворювачів частоти для електроприводів змінного струму. 2. Огляд конструктивних рішень з побудови стендів для дослідження частотно-керованого електропривода. 3. Розробка математичної моделі та вибір апаратного забезпечення. 4. Розробка апаратного забезпечення лабораторного стенда. 5. Синтез програмного забезпечення практична реалізація та випробування лабораторного стенда. 6. Економічна частина.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):

1. Об'єкт, предмет, мета та задачі дослідження. 2. Принципи побудови перетворювачів частоти для електроприводів змінного струму 3. Математична модель електродвигуна при частотному регулювання. 4. Структурна схема комп'ютерної моделі. 5. Результати моделювання 6. Структурна схема лабораторного стенда. 7. Схема електрична

принципова силовой частини. 8. Схема електрична принципова кіл керування 9. Практична реалізація лабораторного стенда. 10. Висновки.

6. Консультанти розділів роботи.

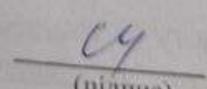
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконав прийняв
Спеціальна частина	Проценко Д. П., к.т.н., доц. каф. КЕМСК	 14.10.25р	 21.11.25р
Економічна частина	Шулле Ю. А. к.т.н., доц. каф. ЕСЕЕМ	 14.10.25р	 21.11.25р

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

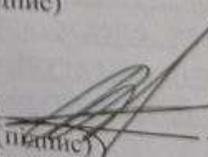
№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Формування та затвердження теми магістерської кваліфікаційної роботи (МКР)	24.09.25р	
2	Виконання спеціальної частини МКР. Перший рубіжний контроль виконання МКР	28.10.25р	
3	Виконання спеціальної частини МКР. Другий рубіжний контроль виконання МКР	21.11.25р	
4	Виконання розділу «Економічна частина»	21.11.25р	
5	Виконання розділу «Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях»	21.11.25р	
6	Попередній захист МКР	25.11.25р	
7	Нормоконтроль МКР	24.11.25р	
8	Рецензування МКР	18.12.25р	
	Захист МКР	24.12.25р	

Студент


(підпис)

Андрій СТОЛОВНИК
(прізвище та ім'я)

Керівник роботи


(підпис)

Дмитро ПРОЦЕНКО
(прізвище та ім'я)

АНОТАЦІЯ

УДК 621.3

Столовник А. О. Лабораторний стенд для дослідження характеристик частотно-регульованого електропривода. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка, освітня програма - електрична інженерія. Вінниця: ВНТУ, 2025. 107 с. На укр. мові. Бібліогр.: 20 назв; рис.: 58; табл. 12.

У магістерській кваліфікаційній роботі розглянуто питання проектування та практичної реалізації лабораторного стенду для дослідження характеристик частотно-регульованого електропривода. Запропоновано структуру експериментального стенду, що забезпечує комплексне вивчення статичних і динамічних характеристик асинхронного двигуна з частотним регулюванням. Основна частина роботи містить обґрунтування вибору обладнання, опис структурної та функціональної схем стенду, методику проведення експериментальних досліджень, а також результати практичних випробувань та їх аналіз. Графічна частина представлена плакатами з результатами дослідження.

Ключові слова: частотно-регульований електропривод, лабораторний стенд, асинхронний двигун, частотний перетворювач, експериментальні дослідження, характеристики електропривода.

ABSTRACT

Stolovnyk A. O. Laboratory stand for studying the characteristics of frequency-controlled electric drive. Master's thesis in specialty 141 – Electricity, electrical engineering and electromechanics, educational program – electrical engineering. Vinnytsia: VNTU, 2025. – 107 p. In Ukrainian language. Bibliographer: 20 titles; fig.: 58; tabl. 12.

The master's qualification work considers the design and practical implementation of a laboratory stand for studying the characteristics of frequency-controlled electric drive. The structure of an experimental stand is proposed, which provides a comprehensive study of static and dynamic characteristics of an induction motor with frequency control. The main part of the work contains the justification for equipment selection, description of structural and functional schemes of the stand, methodology for conducting experimental research, as well as the results of practical tests and their analysis. The graphic part is presented by 14 posters with research results. The section on labor protection provides the main requirements for safe operation of laboratory equipment and electrical safety measures during experimental research.

Keywords: frequency-controlled electric drive, laboratory stand, induction motor, frequency converter, experimental research, electric drive characteristics.

ЗМІСТ

ВСТУП	5
1 ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ ДЛЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ЗМІННОГО СТРУМУ	8
1.1 Структурна схема перетворювача частоти.....	8
1.2 Класифікація перетворювачів частоти.....	9
1.3 Перетворювачі частоти на базі автономних інверторів.....	16
1.4 Висновки по розділу 1	22
2 ОГЛЯД КОНСТРУКТИВНИХ РІШЕНЬ З ПОБУДОВИ СТЕНДІВ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ЧАСТОТНО-КЕРОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА.....	23
2.1 Лабораторний стенд для дослідження статичних характеристик частотного електропривода.....	23
2.1 Лабораторний стенд для дослідження динамічних характеристик частотного електропривода.....	25
1.4 Висновки по розділу 2	26
3 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ТА ВИБІР АПАРАТНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ.....	27
3.1 Параметри двигуна, та вибір математичної моделі двигуна	27
3.2 Розрахунок параметрів двигуна.....	31
3.3 Розрахунок параметрів опорів та індукцій двигуна	32
3.4 Результати моделювання асинхронного двигуна	35
3.5 Додавання перетворювача частоти в модель	36
3.6 Вибір та огляд алгоритму керування	38
3.7 Розрахунок статичних характеристик двигуна	41
3.7.1 Розрахунок природних механічних характеристик двигуна	41
3.7.2 Розрахунок штучних механічних характеристик двигуна.....	43
3.8 Висновки по розділу 3	47

4.	РОЗРОБКА АПАРАТНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА	48
4.1	Розробка принципової електричної схеми	48
4.2	Вибір контролера та дисплея користувача	64
4.3	Висновки по розділу 4	69
5.	СИНТЕЗ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ, ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ВИПРОБУВАННЯ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА	70
5.1	Опис роботи програмного забезпечення	70
5.2	Монтаж та збирання електронного вузла лабораторного стенда.....	74
5.3	Практична реалізація лабораторного стенда.....	75
5.4	Висновки по розділу 5	79
6	ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	81
6.1	Капітальні вкладення	81
6.2	Визначення чисельності персоналу та заробітної плати	82
6.3	Розрахунок експлуатаційних витрат	84
	ВИСНОВКИ.....	86
	ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	87
	Додаток А Технічне завдання	89
	Додаток Б Ілюстративні матеріали.....	93

ВСТУП

Сучасний електропривод являє собою електромеханічний комплекс, до складу якого входять силовий перетворювач, двигун, передавальний пристрій та система контролю. Його головне призначення полягає в забезпеченні руху виконавчих органів різноманітних машин. Саме електропривод виступає ключовим споживачем енергії: на його частку припадає понад 60 % електрики, що генерується в державі та конвертується у механічну роботу [1-2]. В нинішніх реаліях пріоритетними стають питання енергозбереження, оскільки потреба в економії ресурсів загострилася, а технологічний рівень дозволяє ефективно вирішувати ці задачі.

Протягом останніх десятиліть спостерігається інтенсивне вдосконалення керуючої техніки: мікропроцесорів, напівпровідникових елементів та засобів мікроелектроніки. Це дозволило суттєво розширити перелік завдань, які виконують автоматизовані електроприводи, зокрема в сферах діагностики, енергоменеджменту та керування складними режимами роботи.

Важливою складовою регульованих систем є керований силовий перетворювач. Він дозволяє плавно змінювати частоту обертання двигунів, трансформуючи сталу напругу мережі у регульовані параметри. Такі пристрої мають специфічні принципи функціонування, критерії підбору та вбудовані системи захисту.

Дана робота викликана дефіцитом систематизованих даних та літератури щодо проектування і вибору сучасних частотних перетворювачів для автоматизованих систем. У матеріалах наведено детальну класифікацію перетворювачів, методики їх вибору, схемні рішення та принципи настроювання параметрів. Також висвітлено інформацію про засоби дослідження частотно-регульованих приводів.

Електропривод, що базується на новітніх досягненнях ІТ-галузі та мікропроцесорної техніки, демонструє вражаючі темпи розвитку. Можна стверджувати, що сучасні системи все частіше будуються на базі асинхронних

двигунів, які мають кращі експлуатаційні характеристики. Сьогодні провідні компанії постачають регульовані приводи у комплекті з програмними засобами автоматизації. Сучасний асинхронний електропривод поєднує в собі останні здобутки напівпровідникової техніки, засобів захисту та інтелектуальних інтерфейсів. Для якісного динамічного керування такими двигунами найчастіше застосовують метод векторного керування з орієнтацією за потокозчепленням.

Метою кваліфікаційної роботи є підвищення якості досліджень електроприводів шляхом створення сучасного лабораторного обладнання.

Завдання роботи:

- вивчити принципи побудови систем на основі асинхронних приводів для аналізу роботи перетворювачів у різних режимах;
- здійснити аналіз існуючих навчальних стендів та визначити їхні слабкі сторони;
- спроектувати функціональну схему та підібрати елементи автоматизації;
- розробити електричну принципову схему стенда;
- скласти методику для програмування частотних перетворювачів;
- реалізувати проект практично та протестувати роботу системи.

Функціонал лабораторного стенду передбачає:

- аналіз характеристик привода у всьому частотному діапазоні;
- здійснення пуску, зупинки, реверсу та зміни швидкості двигуна;
- захист компонентів від надмірних струмів та перевантаження;
- можливість візуального спостереження за осцилограмами в контрольних точках.

Об'єктом роботи є лабораторний стенд для дослідження частотно-регульованого електропривода, а **предметом** характеристики в системі частотно-регульованого електропривода.

Методи дослідження: У процесі дослідження застосовувалися: теорія електричних машин; методи аналізу електричних кіл; закони Кірхгофа; методи комп'ютерного імітаційного моделювання для дослідження динаміки електромеханічних систем;

Наукова новизна одержаних результатів.

Запропоновано алгоритм керування пропорційно-інтегрального регулятора швидкості, з використанням прямого і зворотнього перетворення Кларка-Парка.

Практичне значення одержаних результатів.

1. Удосконалено підхід до розробки системи керування частотно-регульованого електропривода в мікропроцесорному виконанні.

2. Розроблено структурну схему мікропроцесорного пристрою та алгоритм його функціонування для реалізації лабораторного стенда дослідження характеристик частотно-регульованого електропривода.

3. Здійснена практична реалізація стенда з можливістю гнучкого налаштування параметрів регулювання. Наявність тестпойнтів дозволяє проводити вимірювання струмів та напруг в ключових точках схеми.

Особистий внесок здобувача. Основні розрахункові результати з формулюванням відповідних висновків отримані автором самостійно.

Публікації. За тематикою дослідження опубліковано такі праці:

Лабораторний стенд для дослідження характеристик частотно-регульованого електропривода [Електронний ресурс] / А. О. Столовник, Д. П. Проценко // Матеріали міжнародної науково-практичної інтернет-конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи», Вінниця, 20.10.25 – 19.06.26. – Електрон. текст. дані. – 2025.

1 ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ ДЛЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ЗМІННОГО СТРУМУ

1.1 Структурна схема перетворювача частоти

Перетворювач частоти (ПЧ) в системах електропривода виконують роль силового перетворювача електричної енергії. На вхід перетворювача частоти підключено джерело електричної енергії (мережа живлення). Параметри мережі характеризуються нерегульованими значеннями напруги U_1 і частоти f_1 . На виході перетворювача частоти формуються змінні (регульовані) значення напруги U_2 (або струму I_2) і частоти f_2 в залежності від закону керування, завдання чи керуючих сигналів U_k . На рисунку 1.1 зображено структурна схема частотного перетворювача.

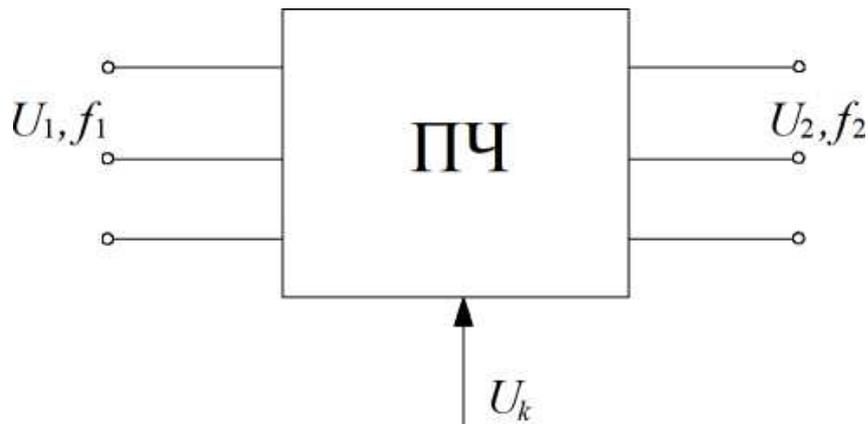


Рисунок 1.1 – Структурна схема перетворювача частоти

Завдяки застосуванню ПЧ стають можливими економічно вигідні методи корекції швидкості та обертового моменту машин змінного струму [3-4]. Виходячи з конфігурації привода, перетворювач може інтегруватися між джерелом живлення та статорною обмоткою (класичний частотно-регульований привід) Дана схема зображена на рисунку 1.2, а). Або ж підключатися до мережі через обмотку ротора (наприклад, у системах із машиною подвійного живлення, структурна схема такого ПЧ зображено на

рисунку 1.2, б). Останній варіант дає змогу знизити розрахункову потужність ПЧ, проте потребує встановлення двигуна з фазним ротором.

Конструкція будь-якого ПЧ містить систему керування та силовий вузол. Силовий блок базується на транзисторах або тиристорах, що функціонують як електронні ключі. Система керування, побудована на базі цифрових мікропроцесорів, забезпечує роботу силових компонентів, а також виконує комплекс додаткових функцій: моніторинг стану, діагностику несправностей та захист обладнання.

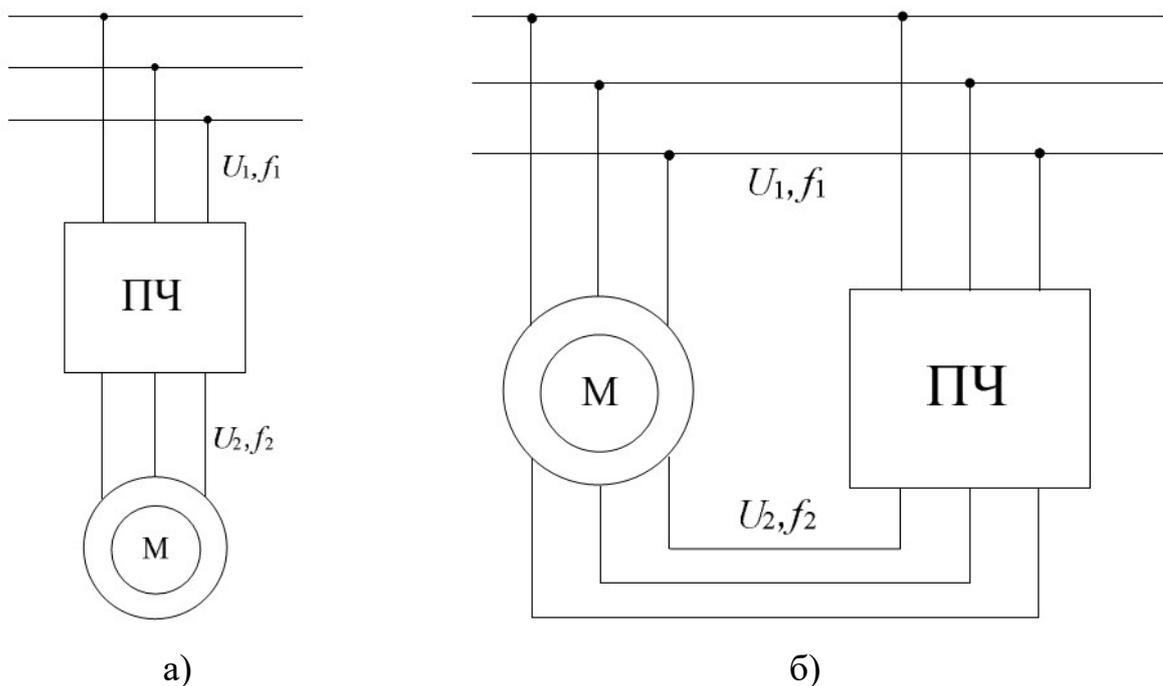


Рисунок 1.2 – Структурні схеми перетворювачів частоти:

а) - між мережею живлення та статорною обмоткою;

б) - між роторною обмоткою та мережею живлення

1.2 Класифікація перетворювачів частоти

Класифікація перетворювачів частоти наведена на рисунку 1.3 поділ обумовлений чотирма класифікаційними ознаками.

За рівнем номінальної напруги перетворювачі частоти можуть бути низьковольтними (220 В, 380 В, 660 В) та високовольтними (1140 В, 3 кВ, 6 кВ, 10 кВ).

За способом керування виділяють два принципи побудови системи керування перетворювачами частоти - скалярне та векторне. Реалізація скалярного керування відбувається за рахунок формування фазних напруг на основі заданих (табличних) значень амплітуди і частоти, які отримуються шляхом широтно- імпульсної модуляції (ШІМ).



Рисунок 1.3 - Класифікація перетворювачів частоти

При скалярному керуванні одержують постійну перевантажувальну здатність електропривода незалежно від швидкості обертання а отже від частоти напруги, однак має місце зниження моменту, що створюється двигуном, при низьких частотах (при $f < 0,1 f_n$). Максимальний діапазон регулювання швидкості обертання ротора при сталому моменті опору механізму для електропривода зі скалярним керуванням досягає значення 1:10. Розширення діапазону можна отримати за рахунок IR або IZ компенсації (Boost).

Такий принцип є найбільш простим способом побудови перетворювача частоти, цей принцип використовується для привода виробничих механізмів, які не мають високих вимог до якості регулювання швидкості [5]. Найперше, це відноситься до електроприводів вентиляторів, насосів, компресорів. Такі механізми мають високий потенціал до енергозбереження, що успішно використовуються при модернізації електроприводів через впровадження частотного регулювання.

Скалярне керування без зворотних зв'язків має ряд недоліків (при законі

керування $U/f = const$): низька якість регулювання швидкості як при змінах керуючої, так і збурюючої дії; відсутність режиму роботи на упор, тобто при надмірних моментах навантаження привод вимикається під дією струмового захисту; важко реалізувати керування потокозчепленням у функції моменту двигуна.

Реалізація більш досконалих законів керування вимагає використання замкнених систем керування зі зворотними зв'язками по струму, швидкості, параметрах технологічного процесу. Скалярні закони керування електроприводами можна значно спростити, якщо здійснювати регулювання струму статора, а не напруги. Система електропривода побудована за таким принципом порівняно із частотним скалярним керуванням напруги статора має значно кращі динамічні показники та статичні характеристики, забезпечує обмеження моменту двигуна на заданому рівні, незалежно від швидкості двигуна. Виділимо основні недоліки скалярного частотно-струмового керування:

- втрата контролю за моментом двигуна в перехідному режимі через велику інерційність контуру регулювання;
- забезпечення незмінності магнітного потоку для статичного режиму роботи у зв'язку з формуванням струму статора у функції абсолютного ковзання;
- усереднення відображення системи трифазних струмів у зв'язку з контролем струму статора постійним випрямленим струмом.

Інший принцип побудови системи керування називається система векторного керування, яка забезпечує характеристики асинхронного двигуна близькі до регульованого електропривода постійного струму. Ці властивості системи досягаються за рахунок розділення каналів регулювання потокозчепленням і швидкості обертання електродвигуна, що неможливо при використанні скалярного керування.

Найбільшого поширення здобули два основні класи систем векторного керування - бездатчикові системи (без датчика швидкості на валу двигуна) і

системи зі зворотним зв'язком за швидкістю. Вибір того чи іншого методу векторного керування визначається галуззю використання електропривода. При невеликих діапазонах зміни швидкості (не більше 1:100) і низьких вимогах до точності не більше $\pm 0,5$ % використовують бездатчикове векторне керування. Якщо швидкість обертання валу змінюється в широких межах (до 1:10000 і вище) і висуваються вимоги до високої точності підтримки швидкості обертання (до $\pm 0,02$ % при частотах обертання менше 1 Гц) або якщо необхідне позиціонування валу, а також за необхідності регулювання моменту на валу двигуна на дуже низьких частотах обертання, використовують методи векторного керування зі зворотним зв'язком за швидкістю [6].

Використання принципів векторного керування мають такі переваги:

- висока точність регулювання швидкості обертання валу двигуна змінного струму;
- плавне, без ривків, обертання двигуна в області малих частот;
- здатність забезпечення номінального моменту на валу при нульовій швидкості (за наявності датчика швидкості);
- швидка реакція на зміну навантаження: при різких стрибках навантаження практично не відбуваються стрибки швидкості;
- забезпечення такого режиму роботи двигуна, при якому знижуються втрати на нагрівання і намагнічування, підвищення КПД.

В залежності від структури і принципу роботи силової частини розрізняють два класи перетворювачів частоти:

- з явно вираженою проміжною ланкою постійного струму;
- з безпосереднім зв'язком (без проміжної ланки постійного струму).

Вибір конкретного класу перетворювачів зумовлений їхніми унікальними характеристиками, які окреслюють межі їх ефективного застосування.

Перетворювач частоти з безпосереднім зв'язком побудований за принципом керованого тиристорного випрямляча. Завдяки роботі системи керування, фази статора двигуна послідовно під'єднуються до мережі через відповідні групи тиристорів.

Внаслідок цього вихідний сигнал обладнання складається з окремих сегментів вхідної синусоїдальної напруги. На рисунку 1.4 продемонстровано процес генерації напруги для однієї фази. Хоча на вхід подається чиста трифазна синусоїда, на виході отримується «пилоподібний» сигнал який лише приблизно наближений до синусоїдальної форми (товста лінія).

Така дискретна форма сигналу генерує вищі гармоніки, що призводять до небажаних наслідків: зростання теплових втрат в обмотках, перегріву двигуна, падіння механічного моменту та виникнення електромагнітних завад у мережі. Впровадження допоміжних компонентів для компенсації цих ефектів суттєво збільшує вартість, габарити та масу установки, одночасно знижуючи загальний ККД системи [7-8].

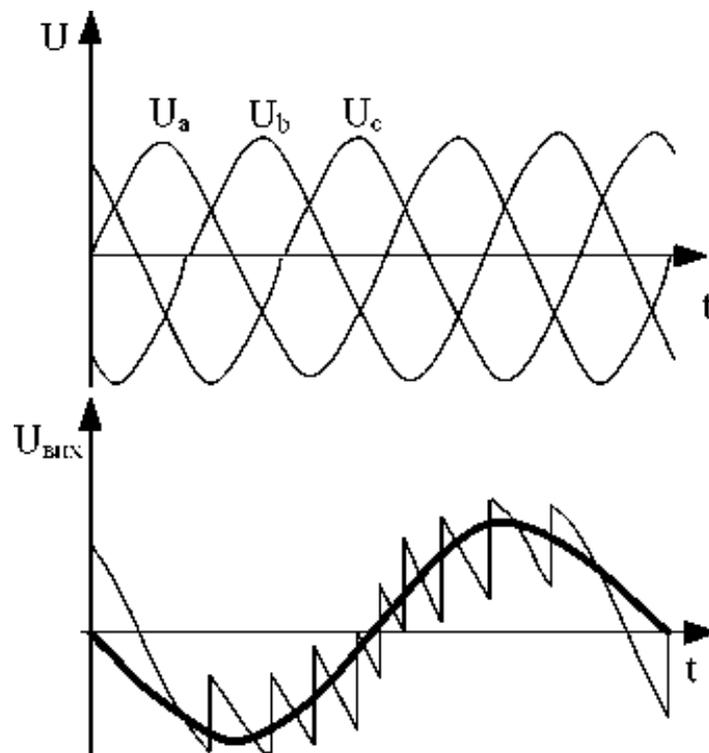


Рисунок 1.4 - Приклад формування вихідної напруги для однієї з фаз навантаження для ПЧ з безпосереднім зв'язком

Водночас пристрої з безпосереднім зв'язком мають низку суттєвих переваг:

- максимальний рівень ККД порівняно з іншими типами перетворювачів (сягає 98%);

- висока навантажувальна здатність, що дозволяє експлуатувати їх у потужних високовольтних системах з великими струмами;
- помірна вартість, навіть з урахуванням витрат на складні системи керування та допоміжні вузли.

До цієї категорії належать матричні перетворювачі та циклоконвертори. Циклоконвертор базується на реверсивних тиристорних блоках, що об'єднані для створення на виході трифазної мережі випрямлених напруг, чиє середнє значення змінюється синусоїдально. Робочий діапазон вихідної частоти зазвичай становить від нуля до 20...25 Гц. Таке верхнє обмеження запроваджено для мінімізації негативного впливу низькочастотних гармонік на роботу двигуна.

На рисунку 1.5 представлена схема циклоконвертора, де ключі K_1 – K_3 працюють у режимі безпосереднього перетворення з циклічним алгоритмом керування та використанням ШІМ. Енергія, що акумулюється в дроселі L , передається через ключ K_4 до накопичувального конденсатора, що дозволяє підняти рівень вихідної напруги відносно вхідної.

Такі пристрої ідеально підходять для отримання наднизьких частот у потужних електроприводах, де потрібні малі швидкості обертання. Проте значний рівень і складний спектр гармонік вихідної напруги та вхідного струму (зокрема низькочастотних) практично не піддаються фільтрації, що створює певні технічні складнощі при їх експлуатації.

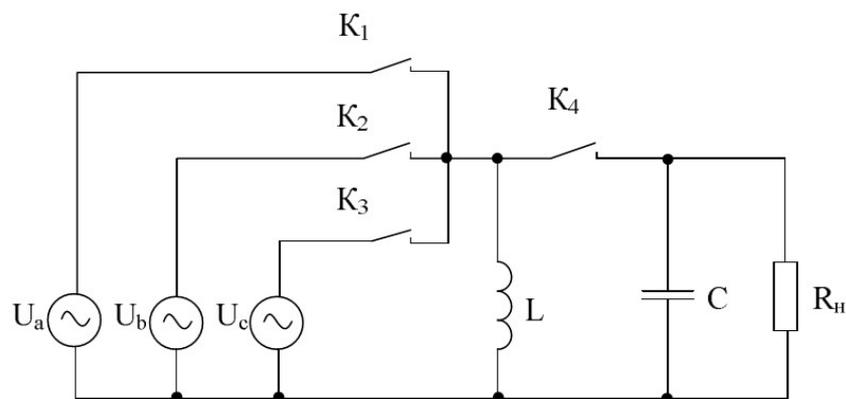


Рисунок 1.5 - Структурна схема циклоконвертора

Більш сучасним представником пристроїв із безпосереднім зв'язком є матричний перетворювач. Його силова частина побудована на базі повністю керованих двонаправлених ключів, які з'єднують кожен фазу вхідної мережі з кожною фазою навантаження (рисунок 1.6).

Основними перевагами матричних систем є:

- двонаправлений енергообмін: можливість повернення енергії в мережу без додаткового обладнання;
- відсутність громіздких накопичувачів: у схемі немає електролітичних конденсаторів великої ємності, що підвищує надійність та зменшує габарити;
- висока якість струму: можливість формування синусоїдального вхідного струму з одиничним коефіцієнтом потужності.

Головним недоліком, що стримує їх широке впровадження, є складна система керування ключами та необхідність захисту від перенапруг при комутації.

Найбільш розповсюдженим типом ПЧ у сучасному регульованому електроприводі є системи з явно вираженою ланкою постійного струму. Процес перетворення в них відбувається у два етапи: спочатку змінна напруга мережі випрямляється, а потім інвертується назад у змінну з потрібними параметрами.

Склад такого перетворювача зазвичай включає:

- некерований або керований випрямляч: перетворює змінний струм мережі на постійний;
- фільтр (ланка постійного струму): зазвичай складається з конденсаторів та дроселів, призначений для згладжування пульсацій напруги;
- автономний інвертор напруги (АІН): виконує зворотне перетворення напруги, формуючи на виході широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ) для живлення двигуна.

Такі ПЧ дозволяють регулювати частоту в широких межах (від 0 до 400 Гц і вище), забезпечують високу динаміку керування та мають відносно просту конструкцію силової частини. Проте наявність проміжної ланки трохи

знижує загальний ККД порівняно з безпосередніми перетворювачами через подвійне перетворення енергії [9].

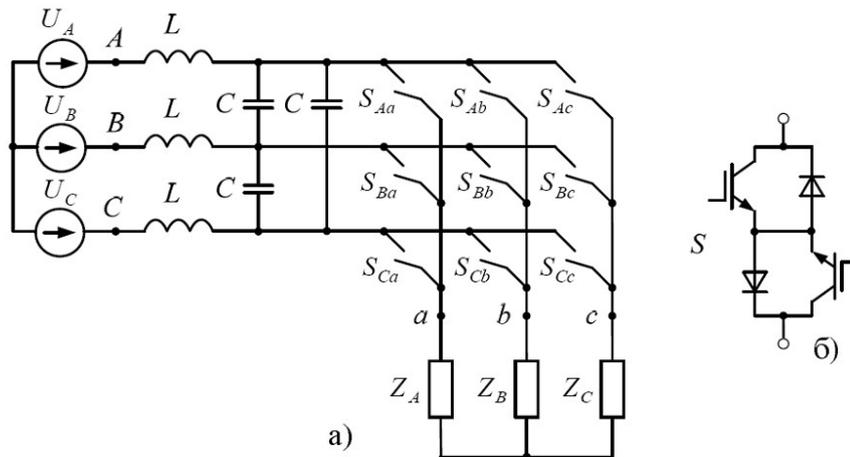


Рисунок 1.6 - Структурна схема матричного перетворювача частоти (а) і схема симетричного двонаправленого ключа (б)

Дані перетворювачі частоти використовуються для машин подвійного живлення вітрогенераторів, в електронних системах стабілізації частоти при змінній швидкості валу, у високодинамічних електроприводах з рекуперацією енергії гальмування в мережу живлення.

1.3 Перетворювачі частоти на базі автономних інверторів

У частотних перетворювачах, що мають проміжну ланку постійного струму, застосовується принцип дворазової трансформації електричної енергії: вхідна напруга синусоїдальної форми з незмінною частотою та амплітудою спочатку випрямляється, проходить через фільтри для згладжування, а потім за допомогою інвертора знову конвертується у змінну напругу з регульованими частотними та амплітудними показниками. Таке повторне перетворення енергії спричиняє деяке зниження ККД і погіршення габаритних та масових характеристик пристрою порівняно з перетворювачами безпосереднього типу .

Розглянемо детальніше особливості побудови силових ланцюгів та механізмів управління ПЧ згідно з вимогами та методами частотного

регулювання електричних машин змінного струму. До ключових вимог відносяться:

- створення квазісинусоїдального струму або напруги в широкому спектрі вихідних частот;
- коригування параметрів вихідного струму чи напруги відповідно до обраного алгоритму частотного керування;
- підтримка роботи електричного двигуна у всіх чотирьох квадрантах;
- максимальне обмеження впливу вищих гармонік вхідних струмів на електромережу, а вихідних — на функціонування двигуна.

Виділяють два основні типи таких систем: ПЧ з автономним інвертором напруги (АІН) (рисунок 1.7) та з автономним інвертором струму (АІС) (рисунок 1.8). Перший варіант має характеристики джерела напруги та формує на виході періодичну криву напруги, тоді як конфігурація струму визначається параметрами навантаження. Другий тип, навпаки, забезпечує задану форму струму на виході, а напруга при цьому залежить від властивостей підключеного обладнання.

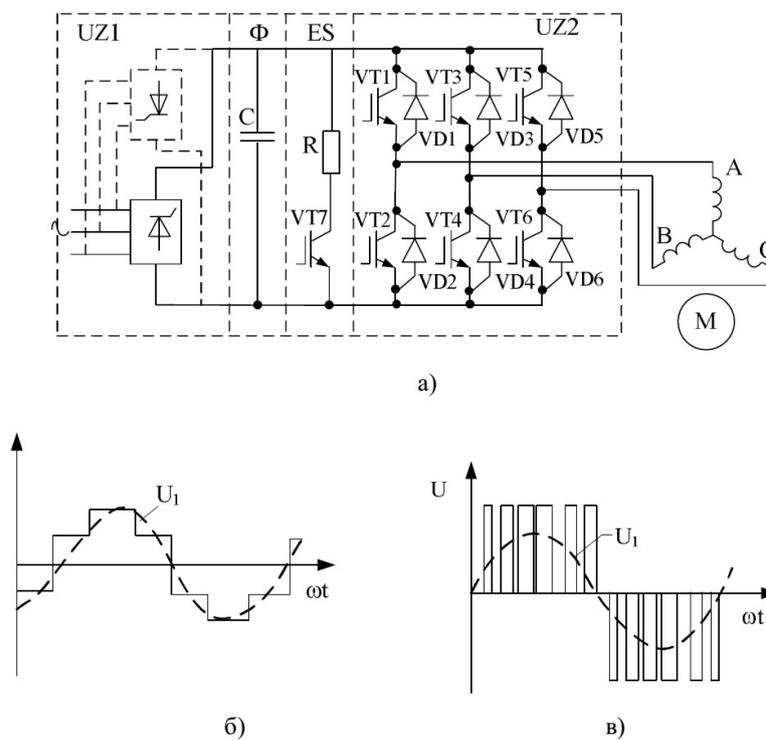


Рисунок 1.7 - Схема силової частини АІН (а) і діаграми його вихідних напруг при АІМ (б) і ШІМ (в)

Перетворювачі з автономними інверторами включають три головні силові вузли: керований або некерований випрямляч UZ1, силовий фільтр Φ (типу C або LC) у ланці постійного струму та безпосередньо автономний інвертор UZ2. Самі інвертори можуть базуватися на одноопераційних тиристорах із примусовою комутацією, GTO-тиристорах або на повністю керованих транзисторах (переважно це IGBT-модулі, що поєднують транзистор із ізольованим затвором та паралельний силовий діод) [9].

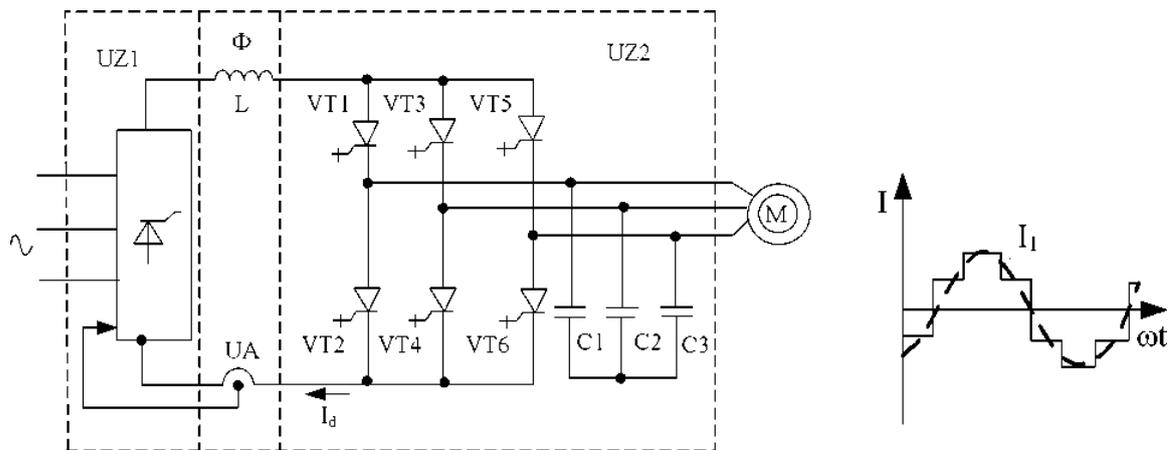


Рисунок 1.8 - Схема силових вузлів АІС (а) і діаграма вихідного струму (б)

АІН функціонує як джерело напруги. Завдяки ємнісному фільтру C та зворотним діодам VD1-VD6, що встановлені паралельно ключам VT1-VT6, забезпечується циркуляція реактивної енергії між асинхронним двигуном та ланкою постійного струму. Вони гарантують неперервність протікання струму в обмотках при їх від'єднанні від живлення під час комутаційних процесів, а також повернення енергії назад до конденсатора [10].

Вихідна напруга в АІН може корегуватися двома методами: при використанні керованого випрямляча UZ1 — через зміну рівня напруги в ланці постійного струму (інвертор при цьому працює як комутатор фаз, задаючи потрібну частоту). Це АІН з амплітудно-імпульсною модуляцією (АІМ).

При використанні некерованого випрямляча — шляхом широтно-імпульсного регулювання в самому інверторі за допомогою модуляції несучої

частоти сигналом необхідної частоти (АН із ШІМ). Цей принцип є найбільш вживаним у сучасному обладнанні.

У таблиці перемикань (рисунок 1.9- 1.10) наведено алгоритми ввімкнення ключів для формування базових векторів за стандартом 6-тактної комутації. Застосування систем автоматичного контролю на базі АН із ШІМ дозволяє досягати діапазону регулювання швидкості понад 1000. Втім, у таких ПЧ зазвичай відсутня рекуперація енергії в мережу. Якщо ж таке повернення необхідне, вхідний випрямляч має бути реверсивним і керованим. У стандартних схемах для реалізації динамічного гальмування паралельно фільтру монтують блок «скидання» енергії, що складається з ключа VT7 та резистора R. Якщо напруга на виході фільтра перевищує ліміт, ключ відкривається, розряджаючи конденсатор на резистор [11-12].

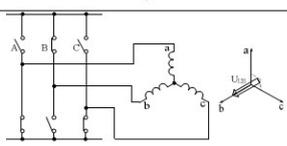
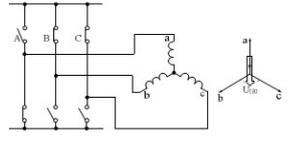
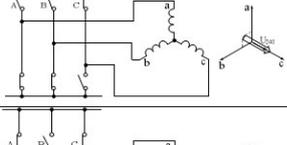
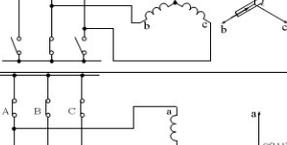
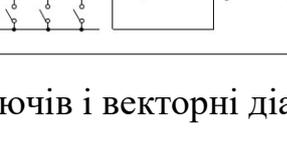
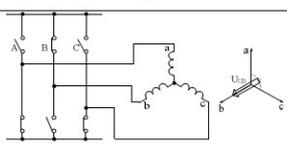
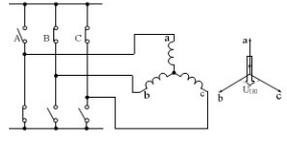
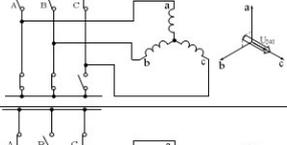
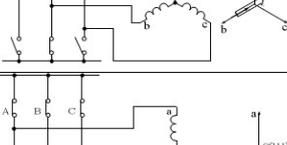
Базовий вектор		Схема ввімкнення і векторна діаграма	Фазні напруги		
Позначення	Код		U_c	U_b	U_a
1	2	3	4	5	6
$U_{120}(001)$	010		-1/3	+2/3	-1/3
$U_{180}(001)$	110		-1/3	-1/3	-2/3
$U_{0}(001)$	001		-1/3	-1/3	+2/3
$U_{60}(001)$	011		-2/3	-1/3	-1/3
$U_{60}(001)$	011		-2/3	-1/3	-1/3
$U_{240}(001)$	100		+2/3	-1/3	-1/3
$U_{300}(001)$	101		-1/3	-2/3	-1/3
$O(000)$	000		0	0	0
$O(111)$	111		0	0	0

Рисунок 1.9 – Схеми ввімкнення силових ключів і векторні діаграми для базових векторів

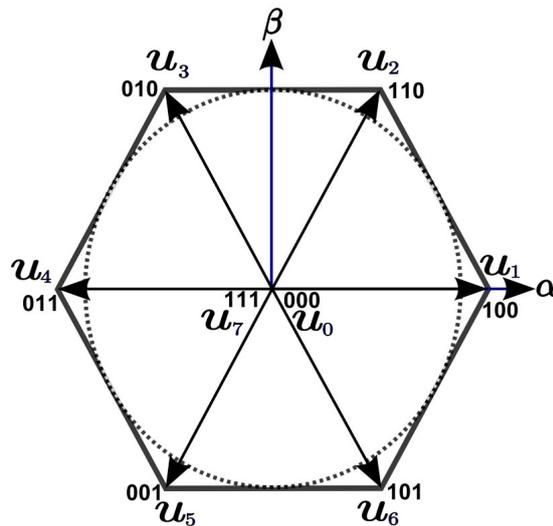


Рисунок 1.10 – Векторна діаграма базових векторів

У системах з АІС керований випрямляч UZ1 працює як джерело струму, а інвертор UZ2 виконує комутацію обмоток статора. Головною відмінністю тут є наявність індуктивного L-фільтра та конденсаторів С1-С3 на виході, які виступають джерелом реактивної потужності; при цьому зворотні діоди та великі ємності на виході випрямляча відсутні.

Коли двигун переходить у генераторний режим, напрямок його ЕРС змінюється, і інвертор, переходячи в режим випрямлення, намагається збільшити струм у ланці. Проте через зворотний зв'язок (датчик UA) випрямляч UZ1 перемикається в режим інвертування, що забезпечує рекуперативне гальмування зі збереженням напрямку струму.

Головні переваги ПЧ з АІН та АІТ [13]:

- значний частотний діапазон, обмежений лише характеристиками комутації ключів;
- мінімальний рівень гармонік у напрузі статора та струмі, що споживається з мережі;
- високий коефіцієнт потужності (до 0,98) у моделях із некерованим випрямлячем;
- менша кількість силових елементів порівняно з безпосередніми схемами;

- для АІС — стійкість до коротких замикань на виході та вбудована здатність до рекуперації.

До недоліків відносяться:

- двоетапне перетворення, що знижує ККД до 0,94–0,96;
- для АІН — необхідність додаткових вузлів для повернення енергії в мережу та великі розміри конденсаторів;
- для АІС — неможливість роботи з кількома двигунами одночасно, значна вага реактора та наявність перенапруг при комутації.

Для кращого використання двигуна та отримання високих енергетичних показників його роботи (коефіцієнтів потужності, корисної дії та перевантажувальної здатності) одночасно із частотою необхідно регулювати і напругу, яка підводиться до двигуна. Співвідношення частоти і напруги отримало назву закону частотного керування (рисунок 1.11).

При виборі співвідношення між частотою і напругою, яка підводиться до статора асинхронного двигуна, найчастіше виходять з умови збереження перевантажувальної здатності асинхронного двигуна, тобто кратності критичного моменту M_k до моменту статичного навантаження M_c , для будь-якої з регулювальних механічних характеристик:

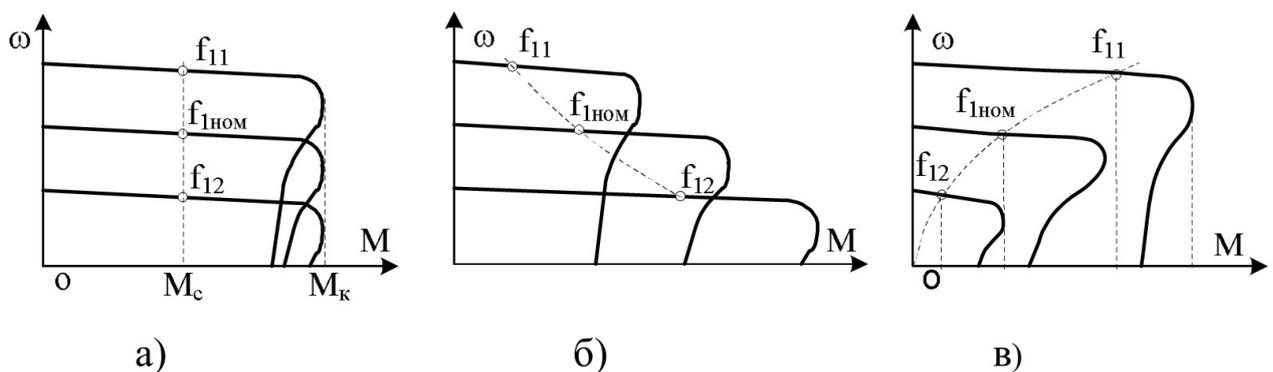


Рисунок 1.11 – Механічні характеристики АД при частотному регулюванні швидкості

На рисунку 1.11 а) - при $M = \text{const}$, що відповідає закону $U / f = \text{const}$, б) - при $P_c = M_c = \text{const}$, що відповідає закону $U / \sqrt{f} = \text{const}$, в) - при вентиляторному навантаженні, що відповідає закону $U / f^2 = \text{const}$.

1.4 Висновки по розділу 1

Розглянувши найбільш поширені конструкції частотних перетворювачів для систем електропривода в якості базового варіанту обираємо автономний інвертор напруги на базі повністю керованих ключів, який працює за скалярним законом керування.

2 ОГЛЯД КОНСТРУКТИВНИХ РІШЕНЬ З ПОБУДОВИ СТЕНДІВ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ЧАСТОТНО-КЕРОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

2.1 Лабораторний стенд для дослідження статичних характеристик частотного електропривода

Для аналізу механічних властивостей різноманітних видів електричних машин, що експлуатуються у промисловому секторі, було створено велику базу навчально-лабораторних систем. У цій практиці знаходять застосування як елементарні установки з двигунами постійного струму, укомплектовані аналоговими засобами вимірювання, так і новітні цифрові комплекси, призначені для вивчення параметрів асинхронних двигунів та машин постійного струму [14-16].

Зазначений вище дослідний стенд розроблений для засвоєння студентами методів регулювання та особливостей функціонування електроприводів змінного струму, які отримують живлення від частотних перетворювачів із широтно-імпульсною модуляцією. Загальний вигляд даного лабораторного обладнання зображено на рисунку 2.1.



Рисунок 2.1 – Зовнішній вид лабораторного стенду

Конструктивно стенд об'єднує два ключові блоки: пульт управління та електромеханічний вузол, що складається з взаємопов'язаних машин змінного струму — асинхронного двигуна (АД) із короткозамкненим ротором та

синхронного двигуна (СД) на постійних магнітах. Для стабілізації функціонування системи в зоні низьких частот обертання на валу асинхронної машини встановлено циліндричний редуктор марки Transtehno (передавальне число 1:3). Механічний зв'язок між валами реалізовано через пасову передачу, що дає змогу вивчати властивості системи з урахуванням еластичності з'єднання. Роль датчика швидкості виконує фотоімпульсний енкодер, закріплений на валу СД. Керувальна панель оснащена сервопідсилювачем TSTA-20C для СД, перетворювачем частоти Lenze серії E82EV152K4C для АД, а також цифровими вимірювачами ОВЕН ТРМ202 з універсальними входами.

Регулювання швидкості синхронної машини здійснюється за допомогою зовнішнього перемикача активації, потенціометра для завдання рівня напруги на аналоговому вході серводрайвера та прихованого тумблера, що змінює режими системи.

Управління ПЧ Lenze реалізовано через тумблер дозволу та кнопки SB1, SB2, які працюють за алгоритмом «мотор-потенціометра». Натискання SB1 призводить до прискорення асинхронного двигуна, яке припиняється після відпускання кнопки, зафіксувавши швидкість на поточному рівні. Аналогічно, кнопка SB2 відповідає за зниження обертів.

Для моніторингу робочих параметрів системи використовуються вбудовані дисплеї перетворювачів та прилади ТРМ202. На входи вимірювачів подаються аналогові сигнали з виходів приводів (дані про навантаження та швидкість з TSTA-20C, а також показники струму з E82EV152K4C).

Під час вивчення статичних характеристик привода з СД навантаження створюється шляхом варіювання частоти обертання асинхронного двигуна. Струм статора синхронної машини у такому режимі прямо залежить від різниці синхронних швидкостей обох двигунів.

Завдяки наявності порту RS232 та підтримці протоколу Modbus RTU, сервоперетворювач дозволяє фіксувати не лише статичні, а й перехідні (динамічні) процеси. Студенти можуть експериментувати з налаштуваннями ПІ-регулятора швидкості, аналізуючи криві пуску та реакцію на зміну

навантаження. Важливою функцією є режим автоналаштування контуру швидкості, що дозволяє порівняти ефективність теоретично розрахованих, підібраних вручну та автоматично сформованих параметрів регулятора. Візуалізація цих процесів виконується у спеціалізованому ПЗ TED Servo Software.

2.1 Лабораторний стенд для дослідження динамічних характеристик частотного електропривода

Даний комплекс призначений для практичного вивчення частотно-керованих асинхронних систем. Він забезпечує можливість формування трифазної напруги з регульованою частотою та дозволяє варіювати навантаження на валу двигуна за допомогою ручного фрикційного гальма.

Хоча існують різні методи зміни частоти обертання, використання ПЧ на сьогодні є найбільш прогресивним підходом. Зокрема, реалізація векторного керування усуває більшість вад, притаманних традиційному скалярному методу. Інтелектуальні функції сучасних ПЧ дають змогу створювати на їх базі локальні системи автоматичного регулювання (САР) для стабілізації тиску в мережах або підтримки рівня рідини в резервуарах.

Загальну візуальну схему обладнання представлено на рисунку 2.2. На рисунку 2.2 - 1- асинхронний двигун; 2 - частотний перетворювач Micromaster 440; 3- гальмо; 4- датчик швидкості обертання асинхронного двигуна (енкодер); 5- органи дистанційного керування частотним перетворювачем; 6- шасі.

Шасі несе на собі частотний перетворювач, асинхронний двигун з датчиком частини обертання, гальмо, органи ручного керування і кнопку включення стенда. Частотний перетворювач живиться від мережі 220 В, 50 Гц. Він створює на своєму виході 3-фазну напругу потрібної частоти і амплітуди, яка подається на обмотку статора асинхронного двигуна (АД).



Рисунок 2.2 - Лабораторний стенд «Частотне керування асинхронним двигуном» фірми Сіменс

1.4 Висновки по розділу 2

Основним недоліком існуючих лабораторних стендів є відсутність можливості вимірювань внутрішніх змінних та ключових сигналів в схемі керування та силовій частині. Крім того вони побудовані на стандартних перетворювачах в яких неможливо змінювати алгоритми та режими роботи в залежності від вимог виробничого механізму.

3 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ТА ВИБІР АПАРАТНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

3.1 Параметри двигуна, та вибір математичної моделі двигуна

За, заданими, початковими даними, вибираємо двигун, типу 4А, а саме, 4АА56А2У3. Характеристики даного двигуна, наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – характеристики двигуна 4АА56А2У3

№	Величина	Числове значення
1	Потужність, P_H , кВт	0,18
2	Ковзання, s , %	8
3	Коефіцієнт корисної дії, η , %	66
4	$\cos(\varphi)$, в. о.	0,76
5	$\frac{M_{\max}}{M_H}$, в. о.	2,2
6	$\frac{M_{II}}{M_H}$, в. о.	2
7	$\frac{M_{\min}}{M_H}$, в. о.	1,2
8	$\frac{I_{II}}{I_H}$, в. о.	5
9	R'_1 , в. о.	0,17
10	X'_1 , в. о.	0,052
11	R''_2 , в. о.	0,094
12	X''_2 , в. о.	0,067
13	X_μ , в. о.	2,0
14	Момент інерції двигуна, J , кг·м ²	0,00042
15	Синхронна швидкість, n_0 , об/хв.	3000

Будь-яку електричну машину з круговим полем, можна, представити в вигляді стандартної електричної машини. Стандартна електрична машина – це ідеалізована двохполюсна машина з двома парами обмоток, на статорі, та на роторі. [13]

Математичні моделі для стандартної електричної машини, були розроблені, ще в 1930-х роках, Г. Кроном. Вони мають наступний вигляд [17-18]:

$$\begin{cases} U_a^s = i_a^s \cdot r_a^s + \frac{d\psi_a^s}{dt}; \\ U_b^s = i_b^s \cdot r_b^s + \frac{d\psi_b^s}{dt}; \\ U_a^r = i_a^r \cdot r_a^r + \frac{d\psi_a^r}{dt}; \\ U_b^r = i_b^r \cdot r_b^r + \frac{d\psi_b^r}{dt}. \end{cases} \quad (3.1)$$

А потокощеплення в (3.1), визначаються, як:

$$\begin{cases} \psi_a^s = L_a^s \cdot i_a^s + M \cdot \cos(\theta) \cdot i_a^r + M \cdot \sin(\theta) \cdot i_b^r; \\ \psi_b^s = L_b^s \cdot i_b^s + M \cdot \cos(\theta) \cdot i_b^r + M \cdot \sin(\theta) \cdot i_a^r; \\ \psi_a^r = L_a^r \cdot i_a^r + M \cdot \cos(\theta) \cdot i_a^s - M \cdot \sin(\theta) \cdot i_b^s; \\ \psi_b^r = L_b^r \cdot i_b^r + M \cdot \cos(\theta) \cdot i_b^s + M \cdot \sin(\theta) \cdot i_a^s. \end{cases} \quad (3.2)$$

де $U_a^s, U_b^s, U_a^r, U_b^r$ - напруга на обмотках статора і ротора відповідно;

$i_a^s, i_b^s, i_a^r, i_b^r$ - сила струму в обмотках статора і ротора відповідно;

$r_a^s, r_b^s, r_a^r, r_b^r$ - активний опір в обмотках статора і ротора відповідно;

$L_a^s, L_b^s, L_a^r, L_b^r$ - індуктивність обмоток статора і ротора відповідно;

M – взаємна індукція між обмотками статора і ротора;

θ - кут між осями обмоток статора і ротора.

Відповідно, якщо підставити (3.2) в (3.1), то вийде дуже великі рівняння, які, звичайно, будуть описувати, весь процес електродвигуна. Для спрощення цих рівнянь, вводять поняття, наполовину рухомої електромашини, в якій в

обмотки ротора, як ніби вводяться вже електрорушійна сила обертання. При цьому в обох випадках, струми, та потужності, залишаються не змінними.

Якщо, ми візьмемо, не рухому систему координат. α, β , рівняння стандартної електричної машини, буде мати наступний вигляд:

$$\begin{cases} U_{\alpha}^s = i_{\alpha}^s r_{\alpha}^s + \frac{d\psi_{\alpha}^s}{dt}; \\ U_{\beta}^s = i_{\beta}^s r_{\beta}^s + \frac{d\psi_{\beta}^s}{dt}; \\ U_{\alpha}^r = i_{\alpha}^r r_{\alpha}^r + \frac{d\psi_{\alpha}^r}{dt} + \omega_r \psi_{\beta}^r; \\ U_{\beta}^r = i_{\beta}^r r_{\beta}^r + \frac{d\psi_{\beta}^r}{dt} + \omega_r \psi_{\alpha}^r. \end{cases} \quad (3.3)$$

А потокощеплення в (3.3), визначаються, як:

$$\begin{cases} \psi_{\alpha}^s = L_{\alpha}^s i_{\alpha}^s + M \cdot i_{\alpha}^r; \\ \psi_{\beta}^s = L_{\beta}^s i_{\beta}^s + M \cdot i_{\beta}^r; \\ \psi_{\alpha}^r = L_{\alpha}^r i_{\alpha}^r + M \cdot i_{\alpha}^s; \\ \psi_{\beta}^r = L_{\beta}^r i_{\beta}^r + M \cdot i_{\beta}^s. \end{cases} \quad (3.4)$$

де $U_{\alpha}^s, U_{\beta}^s, U_{\alpha}^r, U_{\beta}^r$ - напруга на обмотках статора і ротора відповідно в координатах α, β ;

$i_{\alpha}^s, i_{\beta}^s, i_{\alpha}^r, i_{\beta}^r$ - сила струму в обмотках статора і ротора відповідно в координатах α, β ;

$r_{\alpha}^s, r_{\beta}^s, r_{\alpha}^r, r_{\beta}^r$ - активний опір в обмотках статора і ротора відповідно в координатах α, β ;

$L_{\alpha}^s, L_{\beta}^s, L_{\alpha}^r, L_{\beta}^r$ - індуктивність обмоток статора і ротора відповідно в координатах α, β ;

M – взаємна індукція між обмотками статора і ротора;

ω_r - кутова швидкість ротора.

Також, дану систему потрібно, доповнити, моментами двигуна, тка електромагнітний момент буде мати наступний вигляд:

$$M_{em} = \frac{1}{p} \cdot J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \pm M_c, \quad (3.5)$$

де M_{em} - електромагнітний момент, створюваний машиною;

p – число пар полюсів;

J – момент інерції.

Обертовий момент буде визначатись, як:

$$M = \frac{m}{2} \cdot M_{em} \cdot (i_{\beta}^s i_{\alpha}^r - i_{\alpha}^s i_{\beta}^r), \quad (3.6)$$

Звівши усі рівняння, отримаємо стандартну математичну модель для короткозамкненого асинхронного двигуна:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{\alpha}^s(t)}{dt} = k \left[L_r (U_{\alpha}^s(t) - R_s i_{\alpha}^s(t)) + L_m (R_r i_{\alpha}^r(t) + \omega_r(t) (L_r i_{\beta}^r(t) + L_m i_{\beta}^s(t))) \right] \\ \frac{di_{\beta}^s(t)}{dt} = k \left[L_r (U_{\beta}^s(t) - R_s i_{\beta}^s(t)) + L_m (R_r i_{\beta}^s(t) - \omega_r(t) (L_r i_{\alpha}^r(t) + L_m i_{\alpha}^s(t))) \right] \\ \frac{di_{\alpha}^r(t)}{dt} = k \left[-L_m (U_{\alpha}^s(t) - R_s i_{\alpha}^s(t)) - L_s (R_r i_{\alpha}^r(t) + \omega_r(t) (L_r i_{\beta}^r(t) + L_m i_{\beta}^s(t))) \right] \\ \frac{di_{\beta}^r(t)}{dt} = k \left[-L_m (U_{\beta}^s(t) - R_s i_{\beta}^s(t)) - L_s (R_r i_{\beta}^r(t) - \omega_r(t) (L_r i_{\alpha}^r(t) + L_m i_{\alpha}^s(t))) \right] \\ \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{p}{J} \cdot (M_{em}(t) - M_0(\omega_r(t))); \quad k = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2}; \\ M_{em}(t) = \frac{mp}{2} \cdot L_m (i_{s\beta}(t) i_{r\alpha}(t) - i_{r\beta}(t) i_{s\alpha}(t)), \end{array} \right. \quad (3.7)$$

де L_m - взаємна індукція в обмотках статора і ротора;

$$L_s = L_{\alpha}^s = L_{\beta}^s \quad L_r = L_{\alpha}^r = L_{\beta}^r;$$

$$R_s = r_{\alpha}^s = r_{\beta}^s \quad R_r = r_{\alpha}^r = r_{\beta}^r;$$

$$U_{s\alpha}(t) = \sqrt{2} U_m \cos(\omega t);$$

$$U_{s\beta}(t) = \sqrt{2} U_m \sin(\omega t);$$

U_m - напруга мережі живлення;

ω - кругова частота мережі живлення.

Оскільки двигун короткозамкнений, то $U_\alpha^r = U_\beta^r = 0$.

Перед модуляцією, та підстановкою, перетворювача частоти, з регулятором швидкості, потрібно розрахувати параметри двигуна, такі як R_s, R_r, L_s, L_r, L_m .

3.2 Розрахунок параметрів двигуна

Взаємна індуктивність в обмотках статора і ротора, в трифазному асинхронному двигуні, визначається наступним чином: [14]

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot L_0, \quad (3.8)$$

де L_0 - індукція розсіювання:

$$L_0 = 2 \cdot \mu_0 \cdot w^2 \cdot \frac{l_0}{p \cdot q} \cdot k_0, \quad (3.9)$$

де μ_0 - магнітна проникність повітря ($\mu_0 = 1,2566371 \cdot 10^{-6}$);

w – кількість витків фази:

l_0 - довжина статора ($l_0 = 330$);

p – кількість пар полюсів ($p = 1$);

q – кількість пазів на полюс і фазу ($q = 3$);

k_0 - зв'язковий коефіцієнт проникності ($k_0 = 0,174$).

Для визначення кількості витків фази, використаємо наступну формулу:

$$w = \frac{k_n \cdot U_\phi}{4,44 \cdot f \cdot k_{об} \cdot \Phi}, \quad (3.10)$$

де k_n - коефіцієнт навантаження ($k_n = 0,977$);

U_ϕ - фазна напруга ($U_\phi = 220$);

f – частота напруги ($f = 50$);

$k_{об}$ - обмотковий коефіцієнт ($k_{об} = 0,96$);

Φ – магнітний потік:

$$\Phi = \frac{B_{\delta} \cdot D \cdot l_0 \cdot 10^{-6}}{p}, \quad (3.11)$$

де B_{δ} - максимальна індукція в повітряному зазорі ($B_{\delta} = 0,67$);

D – внутрішній діаметр сердечника статора:

$$D = 0,68 \cdot D_1 - 5, \quad (3.12)$$

де D_1 - зовнішній діаметр статора ($D_1 = 170$).

$$D = 0,68 \cdot 170 - 5 = 110,6.$$

$$\Phi = \frac{0,67 \cdot 110,6 \cdot 330 \cdot 10^{-6}}{1} = 0,024.$$

$$w = \frac{0,977 \cdot 220}{4,44 \cdot 50 \cdot 0,96 \cdot 0,024} = 41,252.$$

$$L_0 = 2 \cdot 1,2566371 \cdot 10^{-6} \cdot (41,252)^2 \cdot \frac{330}{1 \cdot 3} \cdot 0,174 = 0,082.$$

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot 0,082 = 0,123(\text{мГн}).$$

3.3 Розрахунок параметрів опорів та індукцій двигуна

Оскільки, задані дані з таблиці 3.1, приводяться для схеми заміщення Г-подібної, тому потрібно перевести ці значення опорів в оригінальну форму.

Визначимо коефіцієнт розсіювання статора:

$$\tau = \frac{X_1}{X_{\mu}}, \quad (3.13)$$

де X_1 визначається наступним чином:

$$X_1 = \frac{2 \cdot X'_1 \cdot X_{\mu}}{X_{\mu} + \sqrt{X_{\mu}^2 + 4 \cdot X'_1 \cdot X_{\mu}}}, \quad (3.14)$$

$$X_1 = \frac{2 \cdot 0,052 \cdot 2}{2 + \sqrt{2^2 + 4 \cdot 0,052 \cdot 2}} = 0,051.$$

$$\tau = \frac{0,051}{2} = 0,025.$$

Коефіцієнт опору статора, визначається:

$$\rho = \frac{R'_1}{X_1 + X_\mu}, \quad (3.15)$$

$$\rho = \frac{0,17}{0,051 + 2} = 0,083.$$

Активний опір статора, визначається, як:

$$R_s = \frac{R'_1}{m_m}, \quad (3.15)$$

де m_m - поправочний коефіцієнт для Г-подібної схеми заміщення ($m_m = 1,22$).

$$R_s = \frac{0,17}{m_m} = 0,139.$$

Реактивний опір статора, визначається:

$$X_s = \frac{X_1}{(1 + \tau) \cdot \left(1 + \frac{R_s \cdot \rho}{X_1}\right)}, \quad (3.16)$$

$$X_s = \frac{0,051}{(1 + 0,025) \cdot \left(1 + \frac{0,139 \cdot 0,083}{0,051}\right)} = 0,04.$$

Активний опір ротора, визначається:

$$R_r = \frac{R''_2}{m_m \cdot (1 + \tau^2) \cdot (1 + \rho^2)}, \quad (3.17)$$

$$R_r = \frac{0,094}{1,22 \cdot (1 + 0,025^2) \cdot (1 + 0,083^2)} = 0,076.$$

Реактивний опір ротора, визначається:

$$X_r = \frac{X''_2}{(1 + \tau^2) \cdot (1 + \rho^2)}, \quad (3.18)$$

Для визначення індукції розсіювання на статорі, скористаємось наступною формулою:

$$L_{s0} = \frac{X_s}{2 \cdot \pi \cdot f}, \quad (3.19)$$

$$L_{s0} = \frac{0,04}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 1,283 \cdot 10^{-4} \text{ (Гн)}.$$

Для визначення індукції розсіювання на роторі, можна використати наступну формулу:

$$L_{r0} = \frac{X_r}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(\frac{100-s}{100}\right)}, \quad (3.20)$$

де s – ковзання, в процентах ($s = 8$).

$$L_{r0} = \frac{0,066}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left(\frac{100-8}{100}\right)} = 2,302 \cdot 10^{-4} \text{ (Гн)}.$$

Повна індукція статора, з приведенням її до одної величини (мГн) буде виражатись наступним чином:

$$L_s = L_{s0} \cdot 1000 + L_\mu, \quad (3.21)$$

$$L_s = 1,283 \cdot 10^{-4} \cdot 1000 + 0,123 = 0,251 \text{ (мГн)}.$$

Повна індукція ротора, з приведенням її до одної величини (мГн), можна виразити наступним чином:

$$L_r = L_{r0} \cdot 1000 + L_\mu, \quad (3.22)$$

$$L_r = 2,302 \cdot 10^{-4} \cdot 1000 + 0,123 = 0,353 \text{ (мГн)}.$$

Коефіцієнт k , в (3.7), тоді можна вирахувати чисельно:

$$k = \frac{1}{0,353 \cdot 0,251 - 0,123^2} = 13,582.$$

3.4 Результати моделювання асинхронного двигуна

Задля моделювання асинхронного двигуна, використаємо, програмне забезпечення: Matlab Simulink. Результат моделювання представлений на рисунку 3.1. [19, 20]

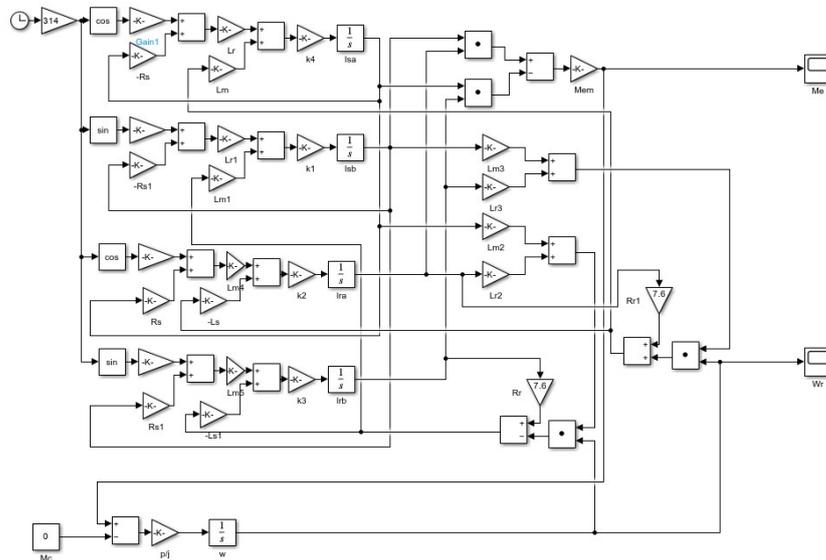


Рисунок 3.1 – Модель асинхронного двигуна в ППП Matlab Simulink

Промодельюємо ситуацію, коли двигун запускається з номінальним моментом навантаження, та після 2 с. момент навантаження падає у двічі.

Графіки швидкості обертання в рад/с, та моменту навантаження на валу, представлені на рисунку 3.2а та 3.2б.

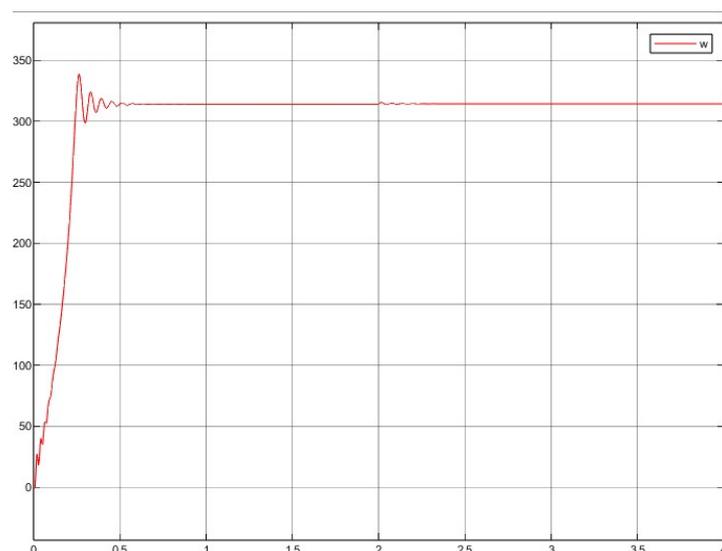


Рисунок 3.2а – Графік швидкості обертання

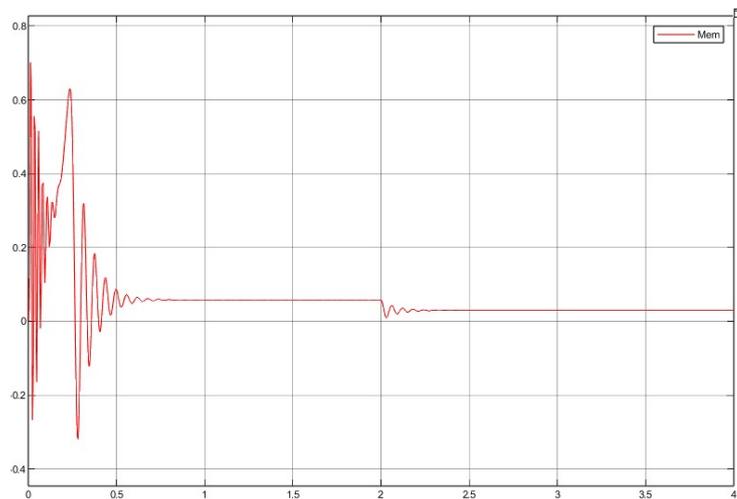


Рисунок 3.26 – Графік моменту навантаження

3.5 Додавання перетворювача частоти в модель

При додавання перетворювача частоти в модель, яка зображена на рисунку 3.1, потрібно ще додати регулювання по швидкості. Нова, удосконалена, модель, зображена на рисунку 3.3.

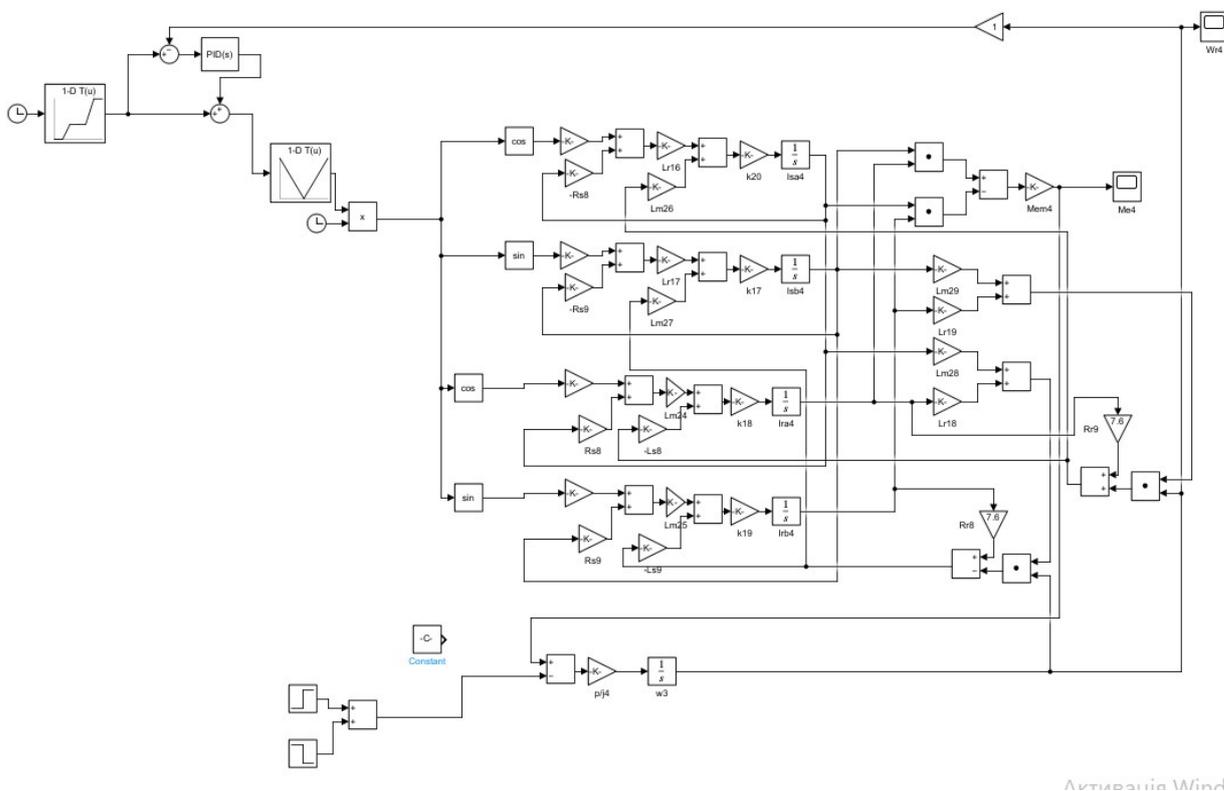


Рисунок 3.3 – Модель ПЧ-АД, в Matlab Simulink

Як видно з рисунку 3.3, модель працює, за певною заданою, бажаною синхронною швидкістю обертання, вираженою в рад/с. На рисунку 3.4, зображено, яка логіка закладена при керуванні асинхронного двигуна.

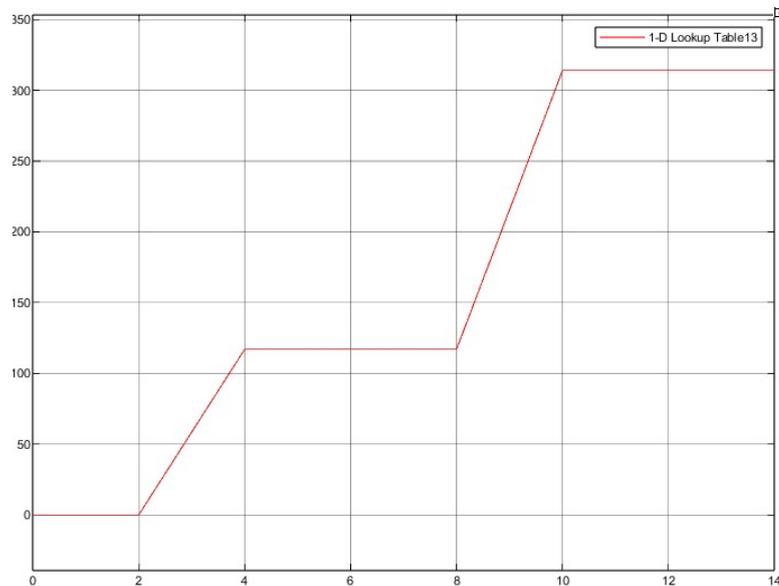


Рисунок 3.4 – Графік логіки роботи асинхронного двигуна

Також, на моменті відрізка в 5с., додається навантаження, а на моменті відрізка в 11с., навантаження забирається. Графік швидкості, та моменту навантаження, представлені на рисунку 3.5а та 3.5б.

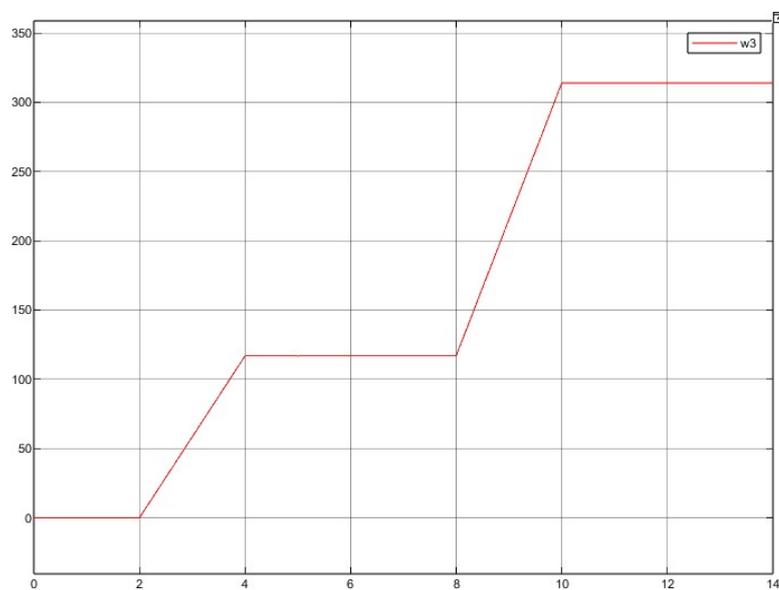


Рисунок 3.5а – Графік швидкості ПЧ-АД

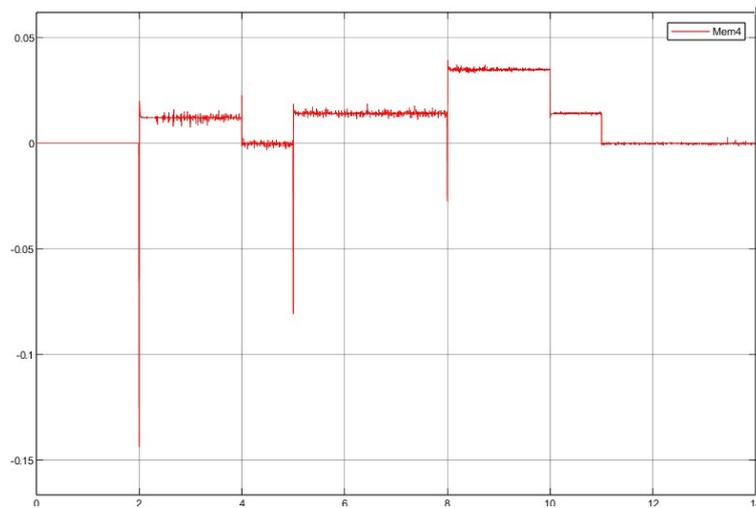


Рисунок 3.5б – Графік моменту навантаження ПЧ-АД

Як можна замітити, з порівняння графіків, при встановленні ПЧ-АД, в моделі зменшились перехідні процеси. По швидкості, перехідних процесів, майже, немає. А по моменту навантаження, перехідні процеси, зменшились суттєво.

3.6 Вибір та огляд алгоритму керування

Для керування даною системою на базі частотного перетворювача використовується алгоритм керування пропорційно-інтегрального регулятора, з використанням прямого і зворотнього перетворення Кларка-Парка. [10, 11]

У стандартному ПІ-регуляторі моніторяться усі три фазні струму, обробляються їх три синусоїдальні сигнали, таке керуючий мікроконтролер має виробляти три синусоїдальних сигнали уставок для ПІ-регулятора.

ПІ-регулятор з використанням прямого і зворотнього перетворень Кларка-Парка має значно гнучкіший функціонал, дозволяє підтримувати крутний момент та оберти згідно уставки, економлячи при цьому понад 30% обчислювальних ресурсів мікроконтролера.

Даний алгоритм слідкує за струмами двох фаз (А і В), а саме за їх формою та амплітудою, та обертами, а точніше за періодом між тактами датчика обертів (датчики з лінійним виходом не використовуються з даним алгоритмом). За першим законом Кірхгофа обчислюється струм третьої фази

(фази С). Напрямок струму у реальному двигуні має протилежний знак, тому маємо наступну формулу:

$$I_A + I_B = -I_C \quad (3.23)$$

Оривавши дані про форму і амплітуду усіх трьох фаз, виконується перетворення трьохфазної машини у еквівалентну двофазну машину, тим самим спрощується цифрова обробка сигналів:

$$I_\alpha = I_A \quad (3.24)$$

$$I_\beta = \frac{(I_B - I_C)}{\sqrt{3}}$$

Знаючи за допомогою енкодера (для більш точних обрахунків – резольвера) кут, на який відстає ротор відносно заданого значення, адже вектор магнітного потоку в роторі завжди перпендикулярний найбільшому фазному струмові, ми можемо ще спростити дані сигнали за допомогою прямого перетворення Кларка-Парка, отримавши так звані d-компоненту та q-компоненту:

$$I_d = I_\alpha * \cos\theta_\lambda + I_\beta * \sin\theta_\lambda \quad (3.25)$$

$$I_q = -I_\alpha * \sin\theta_\lambda + I_\beta * \cos\theta_\lambda$$

Таким чином ми можемо не генерувати сигнали уставки і опрацьовувати сигнали помилки синусоїдальної форми, а просто «відгукуватись» на коливання сигналів, що мають лінійну залежність.

ПІ-регулятор, що використовується в даній системі має наступний вигляд (рис. 3.6):

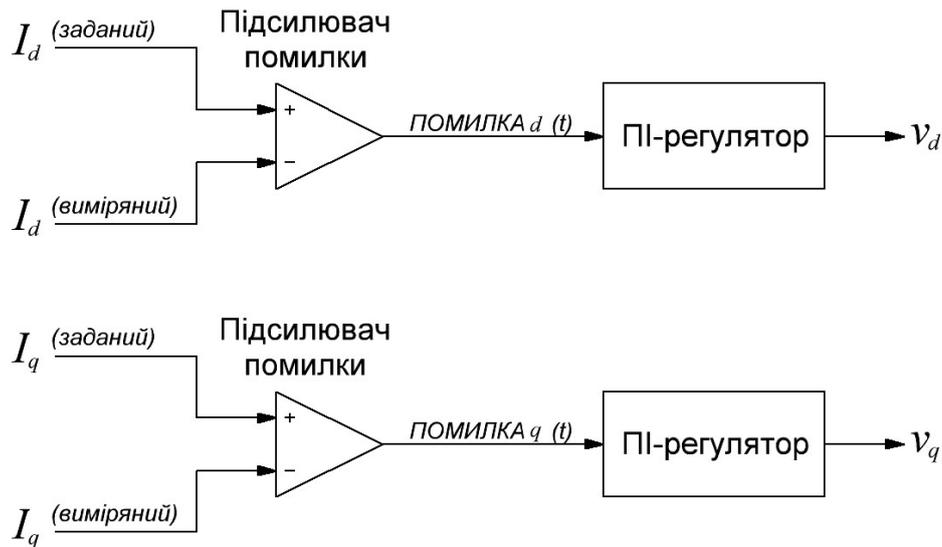


Рисунок 3.6 – ПІ-регулятор системи

Однак отримані сигнали керування v_d і v_q не можна одразу передати на виконавчий орган (силовий модуль), оскільки це все ще будуть лінійні сигнали. Для їх подальшого використання, слід виконати зворотнє перетворення Кларка-Парка, після чого буде отримано сигнали для керування еквівалентної двофазної машини.

$$v_\alpha = v_d * \cos\theta_\lambda - v_q * \sin\theta_\lambda \quad (3.26)$$

$$v_\beta = v_d * \sin\theta_\lambda + v_q * \cos\theta_\lambda$$

Далі необхідно виконати кінцеве перетворення, щоб з сигналів керування для еквівалентної двофазної машини отримати сигнали керування для повноцінної трьохфазної машини.

$$A = \alpha \quad (3.27)$$

$$B = -\frac{1}{2}\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}\beta$$

$$C = -\frac{1}{2}\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}\beta$$

Виконавши вище вказані математичні обчислення, можна скласти повний алгоритм роботи системи керування асинхронним електродвигуном зі

зворотнім зв'язком, котра описується у даній роботі. Алгоритм показано на рисунку 3.7.

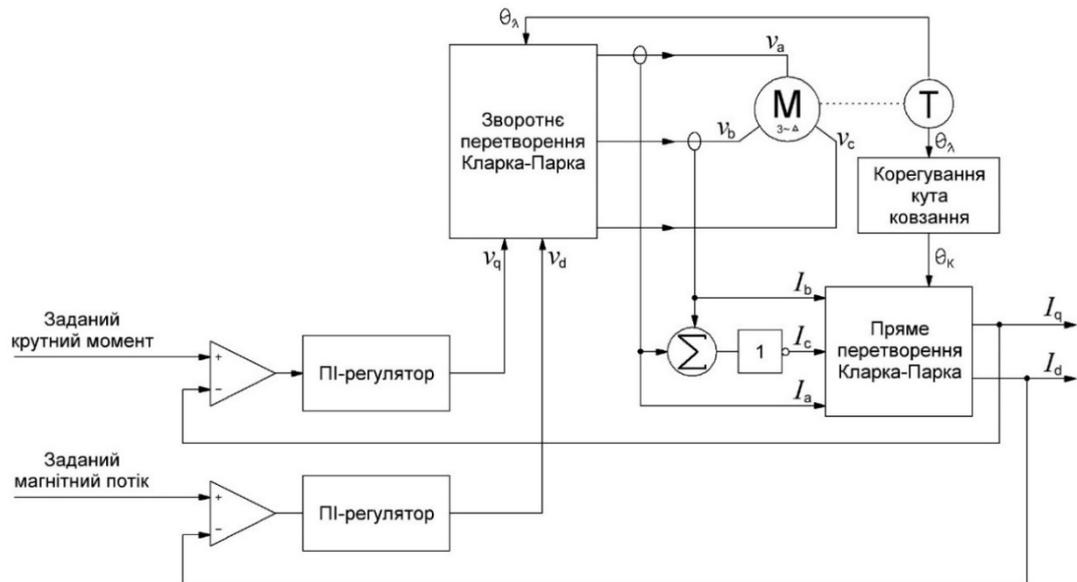


Рисунок 3.7 – Алгоритм роботи системи

Базуючись на даних про двигун та маючи робочий алгоритм, наступною ітерації необхідно виконати вибір апаратного забезпечення.

3.7 Розрахунок статичних характеристик двигуна

3.7.1 Розрахунок природних механічних характеристик двигуна

Для побудови природної механічної характеристики АД з КЗ ротором скористаємось формулами Клоса та Чекунова.

Механічна характеристика згідно формули Клоса [11]:

$$M(s) = \frac{2 \cdot M_{\text{дв.к}} \cdot (1 + a \cdot s_K)}{\frac{s}{s_K} + 2 \cdot a \cdot s_K + \frac{s_K}{s}}, \quad (3.28)$$

де a – розрахунковий коефіцієнт,

$$a = \frac{R_1}{R'_2}, \quad (3.29)$$

$$a = \frac{3,51}{2,6} = 1,35.$$

Згідно рівняння (3.50):

$$M(s) = \frac{2 \cdot 48,71 \cdot (1 + 1,35 \cdot 0,21)}{\frac{s}{0,21} + 2 \cdot 1,35 \cdot 0,21 + \frac{0,21}{s}}$$

Механічна характеристика згідно формули Чекунова [12]:

$$M(s) = M_k \cdot \frac{2 + (s^2 - s_k^2) \cdot K_s}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}, \quad (3.30)$$

де K_s – розрахунковий коефіцієнт,

$$K_s = \frac{\lambda_{\text{пуск}} \cdot \left(\frac{1}{s_k} + s_k \right) - 2}{1 - s_k^2}, \quad (3.31)$$

$$K_s = \frac{\frac{2,0}{2,2} \cdot \left(\frac{1}{0,21} + 0,21 \right) - 2}{1 - 0,21^2} = 2,59.$$

Згідно рівняння (3.52):

$$M(s) = 48,71 \cdot \frac{2 + (s^2 - 0,21^2) \cdot 2,59}{\frac{s}{0,21} + \frac{0,21}{s}}$$

Приведений струм ротора (рівняння електромеханічної характеристики):

$$I'_2(s) = \frac{U_\phi}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_1 + X'_2)^2}}, \quad (3.32)$$

$$I'_2(s) = \frac{219,39}{\sqrt{\left(3,51 + \frac{2,6}{s} \right)^2 + (4,29 + 8,2)^2}}$$

Рівняння, яке описує залежність швидкості обертання двигуна від ковзання має вигляд:

$$\omega(s) = \omega_0 \cdot (1 - s). \quad (3.33)$$

Для побудови природних механічних характеристик згідно формул скористаємось Mathcad (рисунок 3.8).

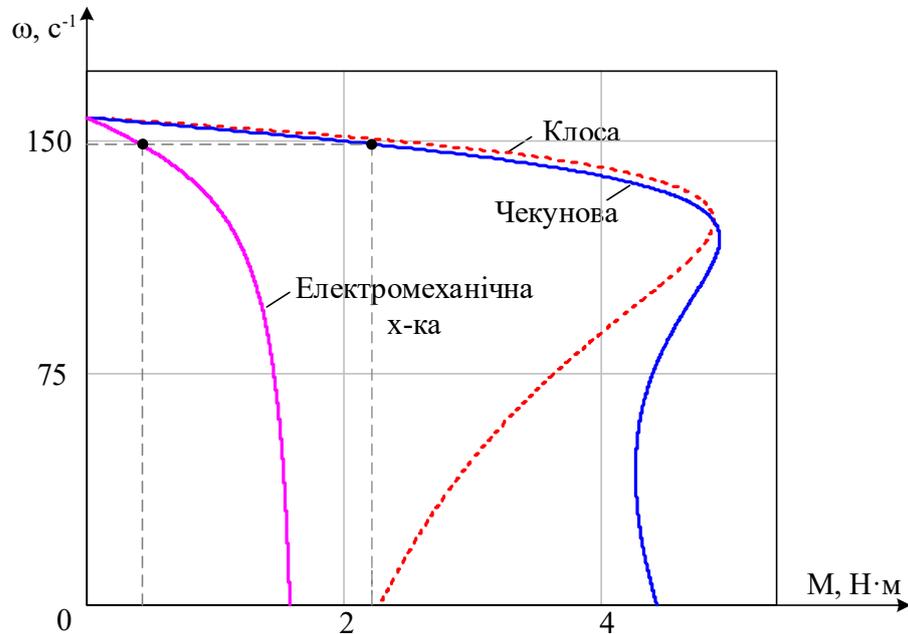


Рисунок 3.8 – Природні механічні та електро механічна характеристики приводного двигуна

Як впливає з отриманих графічних залежностей, механічна характеристика, побудована за формулою Чекунова, більш точно відображає механічну характеристику двигуна. Саме тому для побудови штучних механічних характеристик використаємо формулу Чекунова.

3.7.2 Розрахунок штучних механічних характеристик двигуна

Штучні характеристики побудуємо для таких законів частотного керування [13]:

$$\frac{U}{f} = \text{const}, \quad (3.34)$$

$$\frac{U}{\sqrt{f}} = \text{const}. \quad (3.35)$$

Оскільки електропривод повинен забезпечувати неглибоке регулювання швидкості, то розрахуємо та побудуємо штучні характеристики для таких кутовий швидкостей:

$$\omega_{\text{дв1}} = \omega_{\text{ном}} = 96 \text{ (с}^{-1}\text{)}, \quad (3.36)$$

$$\omega_{\text{дв2}} = 0,75 \cdot \omega_{\text{ном}} \text{ (с}^{-1}\text{)}, \quad (3.37)$$

$$\omega_{\text{дв2}} = 0,75 \cdot 96 = 72 \text{ (с}^{-1}\text{)},$$

$$\omega_{\text{дв3}} = 0,5 \cdot \omega_{\text{ном}} \text{ (с}^{-1}\text{)}, \quad (3.38)$$

$$\omega_{\text{дв3}} = 0,5 \cdot 96 = 48 \text{ (с}^{-1}\text{)},$$

$$\omega_{\text{дв4}} = 0,25 \cdot \omega_{\text{ном}} \text{ (с}^{-1}\text{)}. \quad (3.39)$$

$$\omega_{\text{дв4}} = 0,25 \cdot 96 = 24 \text{ (с}^{-1}\text{)}.$$

Розрахуємо частоту напруги живлення, яку потрібно прикласти до приводного двигуна щоб забезпечити необхідні значення кутових швидкостей:

$$f_{\text{вар}i} = \frac{(\omega_{\text{дв}i} + \omega_0 \cdot s_H) \cdot p}{2\pi}, \quad (3.40)$$

$$f_{\text{вар1}} = \frac{(96 + 104,72 \cdot 0,051) \cdot 3}{2\pi} = 48,4 \text{ (Гц)},$$

$$f_{\text{вар2}} = \frac{(72 + 104,72 \cdot 0,051) \cdot 3}{2\pi} = 36,9 \text{ (Гц)},$$

$$f_{\text{вар1}} = \frac{(48 + 104,72 \cdot 0,051) \cdot 3}{2\pi} = 25,5 \text{ (Гц)},$$

$$f_{\text{вар1}} = \frac{(24 + 104,72 \cdot 0,051) \cdot 3}{2\pi} = 14 \text{ (Гц)}.$$

Представимо частоту напруги живлення, яку потрібно прикласти до приводного двигуна щоб забезпечити необхідні значення кутових швидкостей, у відносних одиницях:

$$f_{\text{вар}i}^* = \frac{f_{\text{вар}i}}{f_1}, \quad (3.41)$$

$$f_{\text{var1}}^* = \frac{48,4}{50} = 0,97,$$

$$f_{\text{var2}}^* = \frac{36,9}{50} = 0,74,$$

$$f_{\text{var3}}^* = \frac{25,5}{50} = 0,51,$$

$$f_{\text{var4}}^* = \frac{14}{50} = 0,28.$$

Синхронна кутова швидкість при відповідних значеннях частоти напруги живлення f_{var} приводного двигуна:

$$\omega_{0_{\text{дв}i}} = \frac{2\pi \cdot f_{\text{var}i}}{p}, \quad (3.42)$$

$$\omega_{0_{\text{дв}1}} = \frac{2\pi \cdot 48,4}{3} = 101,3 \text{ (с}^{-1}\text{)},$$

$$\omega_{0_{\text{дв}2}} = \frac{2\pi \cdot 36,9}{3} = 77,3 \text{ (с}^{-1}\text{)},$$

$$\omega_{0_{\text{дв}3}} = \frac{2\pi \cdot 25,5}{3} = 53,3 \text{ (с}^{-1}\text{)},$$

$$\omega_{0_{\text{дв}4}} = \frac{2\pi \cdot 14}{3} = 29,3 \text{ (с}^{-1}\text{)}.$$

Для побудови штучних механічних та електромеханічних характеристики скористаємось Mathcad (рисунок 3.9–3.12).

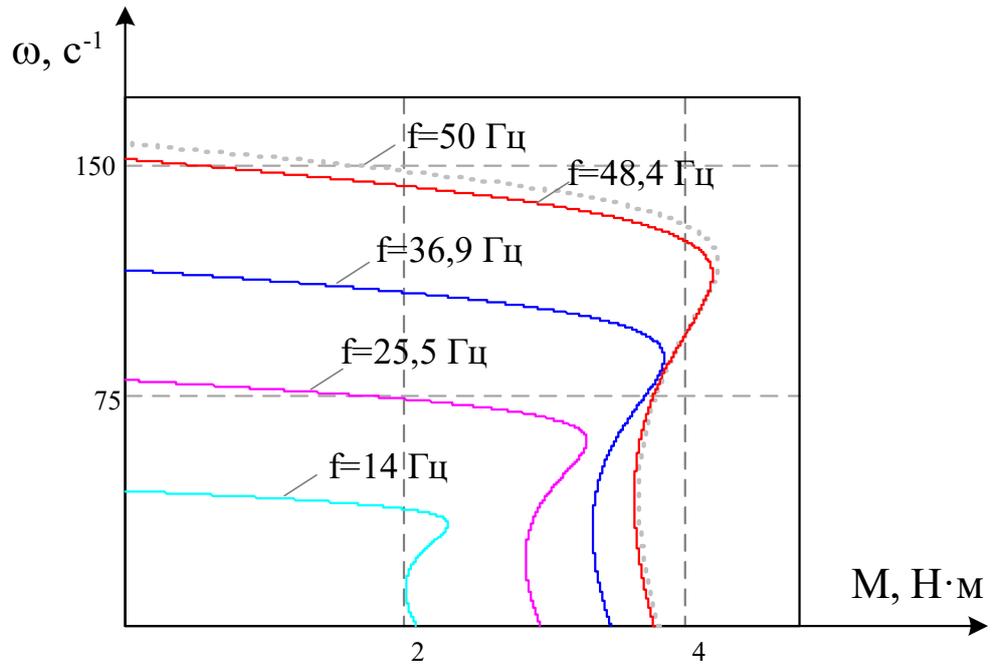


Рисунок 3.9 – Сімейство механічних характеристик при законі керування $U/f = \text{const}$

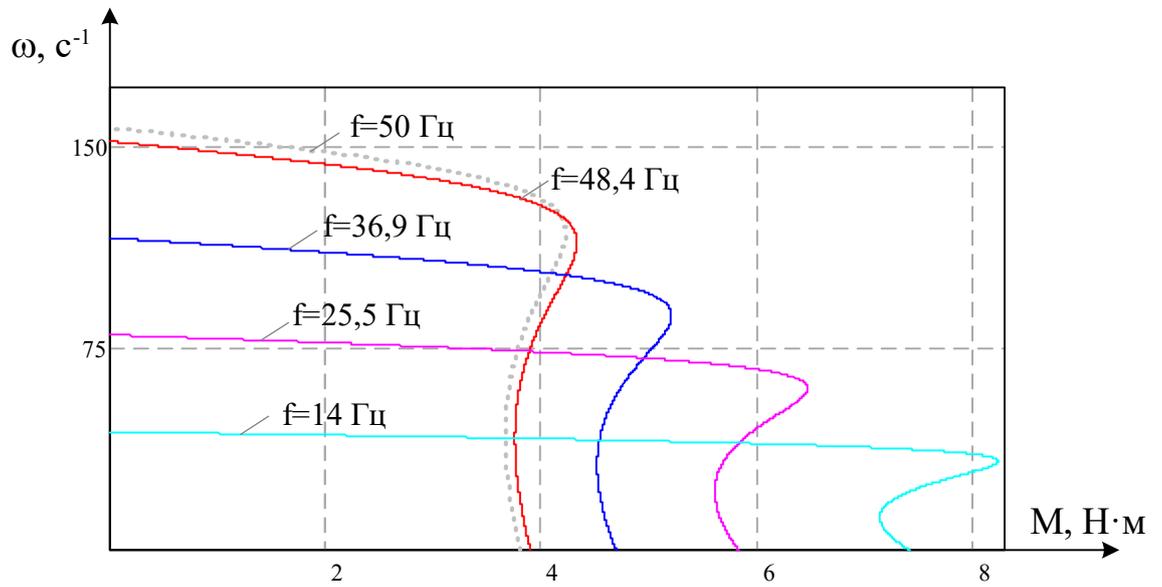


Рисунок 3.10 – Сімейство механічних характеристик при законі керування $U/\sqrt{f} = \text{const}$

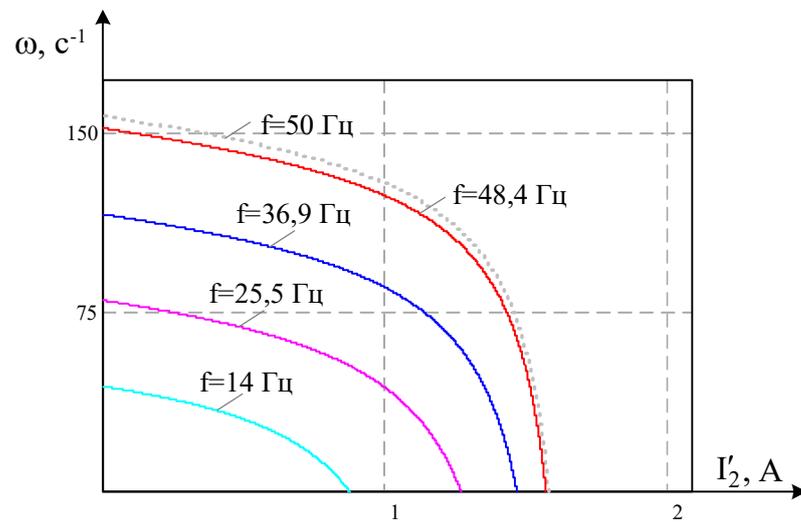


Рисунок 3.11 – Сімейство електромеханічних характеристик при законі керування $U/f = \text{const}$

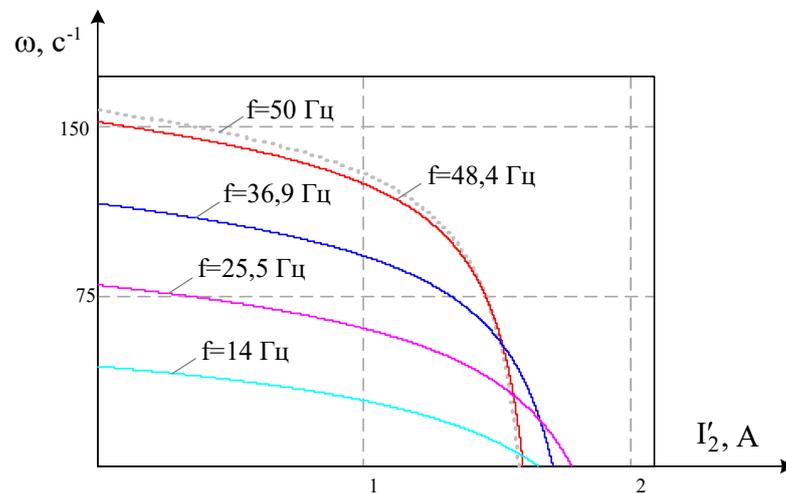


Рисунок 3.12 – Сімейство електромеханічних характеристик при законі керування $U/\sqrt{f} = \text{const}$

3.8 Висновки по розділу 3

Для керування даною системою на базі частотного перетворювача використовується алгоритм керування пропорційно-інтегрального регулятора, з використанням прямого і зворотнього перетворення Кларка-Парка. Здійснене моделювання засвідчило адекватність моделі і її придатність до реалізації в мікропроцесорному виконанні

4. РОЗРОБКА АПАРАТНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА

4.1 Розробка принципової електричної схеми

Перед створенням принципової електричної схеми зазвичай розробляють функціональну блок-схему. Це дає змогу коректніше спроектувати вузли та належним чином організувати трасування друкованої плати. На рисунку 4.1 наведено блок-схему системи, описаної у цій кваліфікаційній роботі.

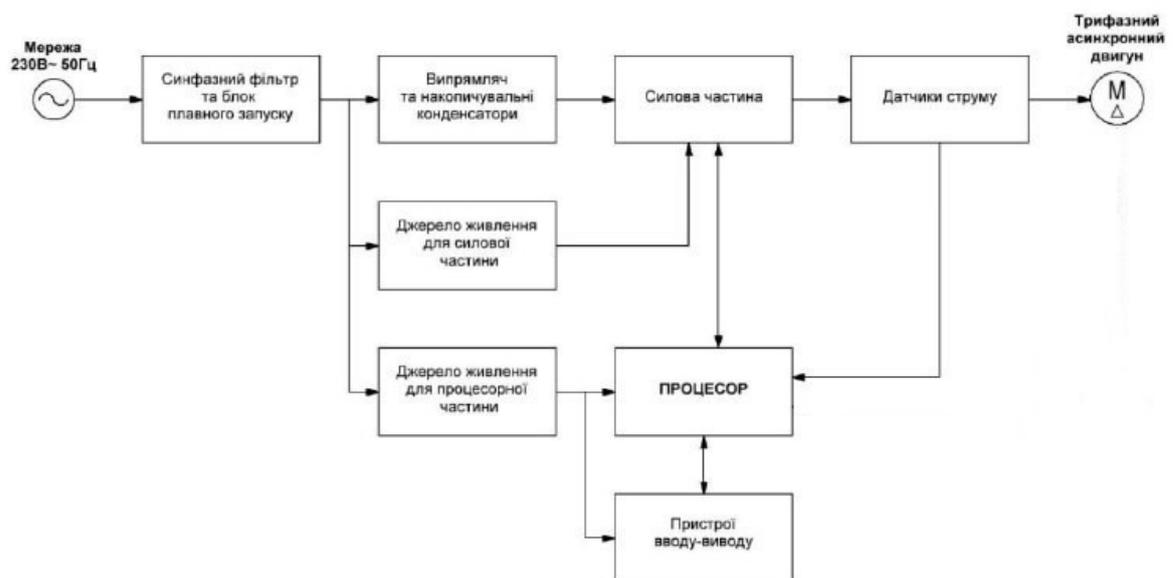


Рисунок 4.1 – Блок-схема системи керування асинхронним двигуном

З наведеного рисунка видно, що система включає такі основні компоненти: синфазний фільтр і блок плавного запуску, випрямляч разом із накопичувальними конденсаторами, джерело живлення силовій частини, джерело живлення процесорної частини, силовий модуль, процесор, пристрої введення та виведення інформації (дисплей і кнопки), датчики фазного струму електродвигуна. Для спрощення проєктування електричних схем і подальшого створення друкованих плат використовують спеціальні САПР, однією з яких є KiCad EDA. Цей інструмент є досить потужним і дозволяє проєктувати

електронні пристрої, включаючи власний 3D-переглядач та редактор 3D-моделей.

Далі розглянемо більш детально вузли та рішення, які застосовуються у зазначених елементах системи. Будь-який електронний пристрій, що живиться від мережі змінного струму 230 В з частотою 50 Гц і містить у своєму складі імпульсні джерела живлення або інші імпульсні компоненти, повинен включати мережевий фільтр та конденсатори (С4, С9, С10, С11, FL1 на рис.). Вони забезпечують блокування проходження високочастотних імпульсів від джерела перешкод у мережу (рисунок 4.2).

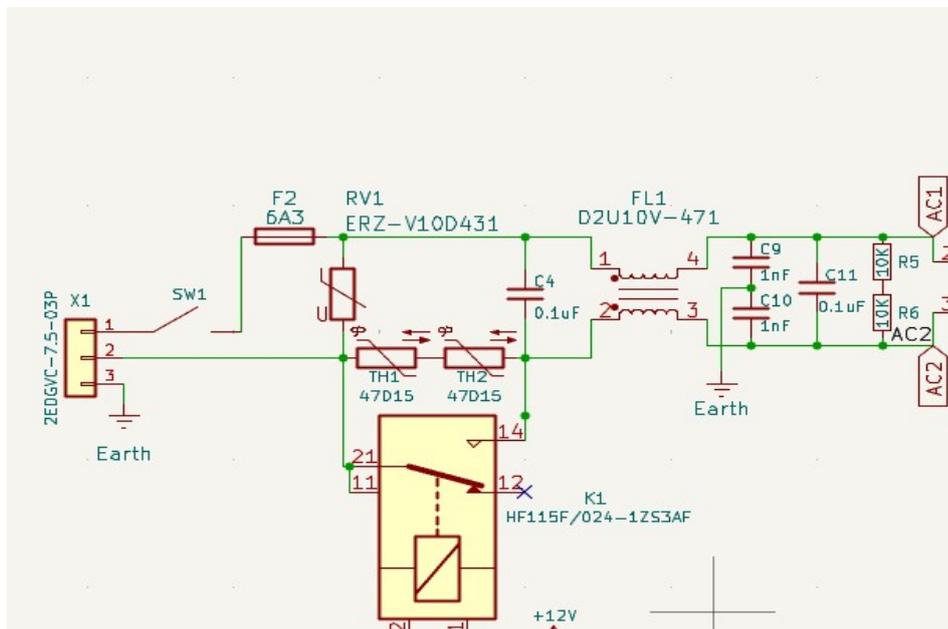


Рисунок 4.2 – Вузол вхідного фільтра

Мережева напруга після клемника проходить через запобіжник F1 та варистор RV1, який забезпечує захист схеми від перенапруги. Далі через термістори TH1 та TH2 відбувається плавне заряджання основних накопичувальних (згладжувальних) конденсаторів. Реле K1 застосовується для шунтування термісторів після повного заряду конденсаторів, що запобігає їх перегріванню під час роботи з двигуном номінальної потужності. Комутація реле відбувається через схему затримки, яка активується після появи напруги 12 В.

Для згладжування напруги після діодного моста PS2 використовується батарея накопичувальних конденсаторів C12 та C13. Резистори R9, R10 призначені для розрядки цих конденсаторів (рисунок 4.3).

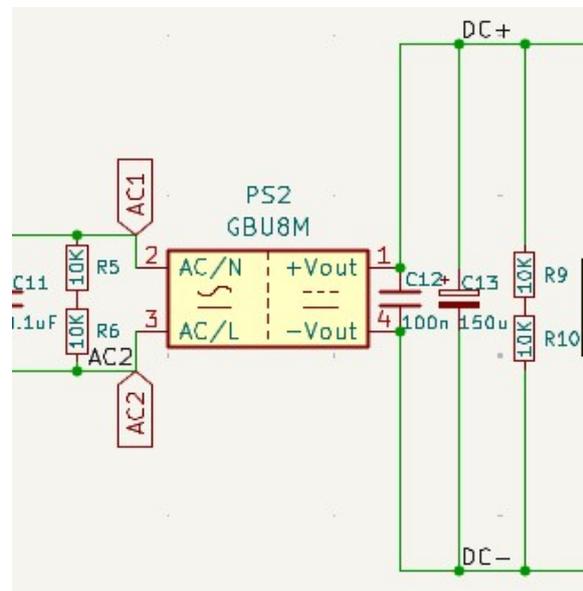


Рисунок 4.3 – Вузол діодного моста та накопичувальних конденсаторів

Система живлення низьковольтних кіл та керуючих елементів реалізована за принципом каскадної перетворювальної архітектури з обов'язковим забезпеченням гальванічної ізоляції від мережі змінного струму.

Для первинного формування напруги живлення низьковольтних кіл використовується готовий AC/DC перетворювальний модуль PS1 (рисунок 4.4). Цей модуль виконує функцію гальванічно ізольованого понижуючого перетворювача, який перетворює номінальну мережеву напругу $U_{AC}=220$ В (змінний струм) у стабілізовану проміжну напругу постійного струму $U_{DC}=12$ В. Гальванічна ізоляція на цьому етапі критично важлива для захисту низьковольтних кіл від потенційно небезпечних рівнів напруги мережі.

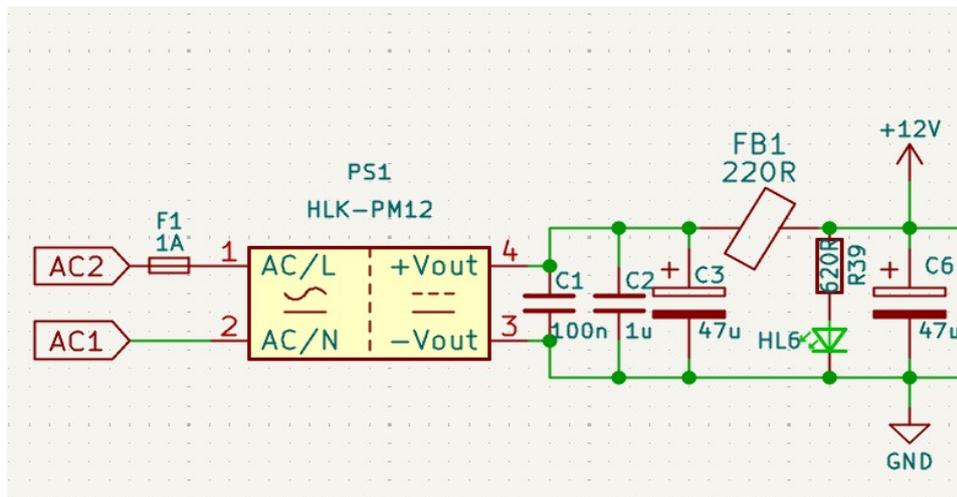


Рисунок 4.4 – Вузол формування напруги живлення низьковольтних кіл

Проміжна напруга $U_{DC}=12V$ подається на DC/DC перетворювачі для формування напруг вторинного рівня:

Формування $U_{DC}=5V$ (рисунок 4.5): напруга $U_{DC}=5V$ генерується за допомогою імпульсного понижуючого перетворювача U1, який функціонує за принципом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Ця напруга є джерелом живлення для:

гальванічно ізольованого інтерфейсу RS-485: забезпечує передачу даних з високою стійкістю до перешкод, периферійних пристроїв індикації та відображення інформації: світлодіодна індикація та дисплейний модуль.

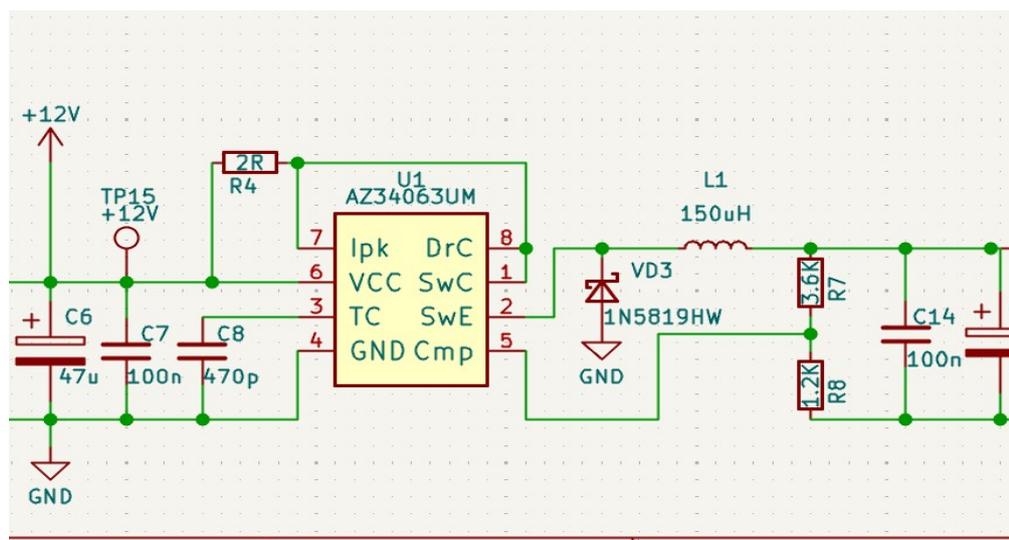


Рисунок 4.5 – Вузол Формування $U_{DC}=5V$

Етап формування напруги $U_{DC}=3.3V$ від джерела $U_{DC}=5V$ реалізовано за допомогою активного лінійного послідовного регулятора Q1 та U2 (рисунок 4.6).

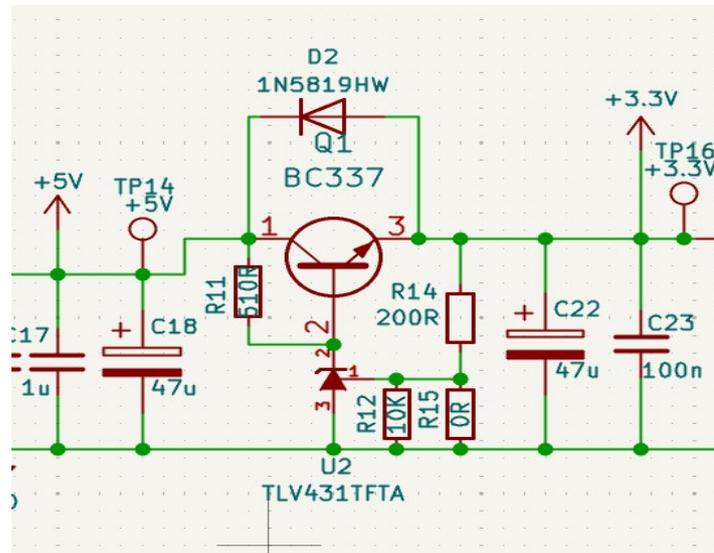


Рисунок 4.6 – Вузол Формування $U_{DC}=3.3V$

На відміну від комерційних інтегральних LDO-стабілізаторів (наприклад, AMS1117), які мають обмежену точність та вищий рівень шуму, дана схема використовує прецизійний шунтовий опорний елемент/підсилювач похибки (TL431). Принцип роботи: TL431 діє як підсилювач похибки з внутрішнім опорним джерелом напруги, забезпечуючи високу точність порівняння; напруга $U_{DC}=3.3V$ відслідковується, масштабується резисторним дільником і подається на керуючий вхід TL431; TL431 керує серійно розташованим прохідним транзистором, який знаходиться в лінійному (активному) режимі роботи.

Переваги схеми: висока точність, забезпечується мінімізація навантажувальної та лінійної нестабільності, що є критичним для забезпечення високої точності аналого-цифрового перетворення (АЦП), низький рівень шуму, відсутність високочастотного перемикання (як у ШІМ-перетворювачів) значно знижує рівень пульсацій (ripple) та радіочастотних перешкод (EMI/RFI), що необхідно для прецизійних вимірювальних систем.

Для забезпечення гальванічної ізоляції між низьковольтними керуючими колами (мікроконтролер) і силовими драйверами IGBT-транзисторів TLP152

застосовуються спеціалізовані автономні DC/DC ізолюючі модулі B1212S. Ці модулі перетворюють керуючу напругу $U_{DC}=12\text{ В}$ у ізольовану напругу $U_{iso}=12\text{ В}$ (рисунок 4.7).

Їхнє використання критично важливе для запобігання поширенню високих потенціалів і перехідних процесів із силових кіл на чутливі низьковольтні керуючі схеми, чим забезпечується надійність та електробезпека системи.

Ця архітектура забезпечує надійну роботу логічних та периферійних елементів, одночасно гарантуючи гальванічну розв'язку між мережею, керуючою електронікою та силовими ключами.

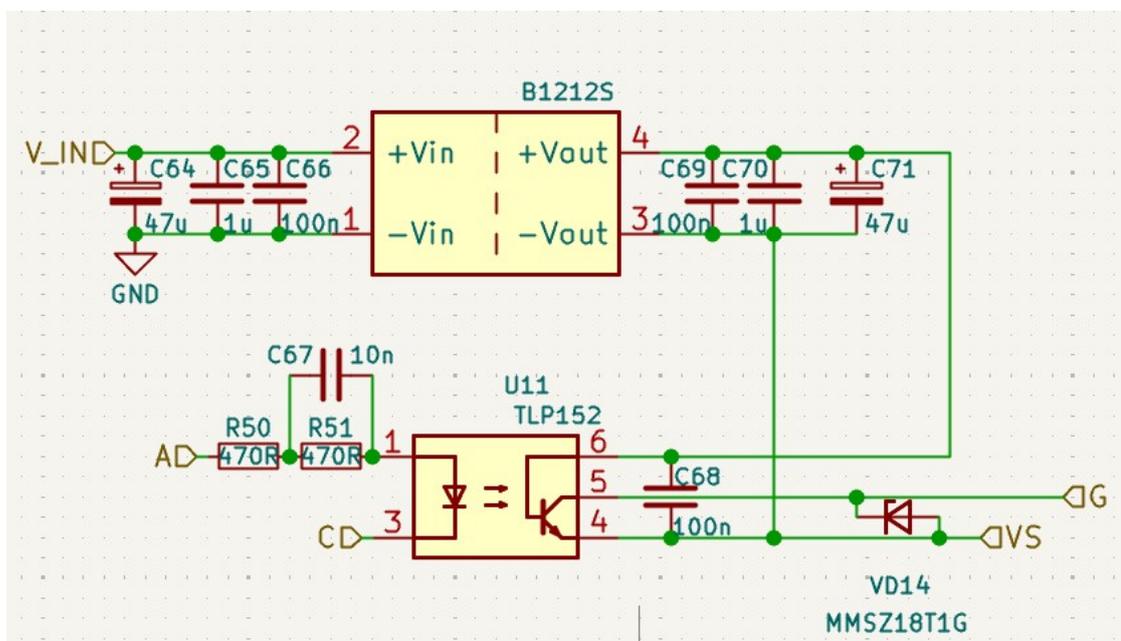


Рисунок 4.7 – Вузол драйвера верхніх ключів

Інтерфейсна частина зв'язку за стандартом RS-485 (рисунок 4.8) реалізована на основі напівдуплексного трансивера THVD1500, який забезпечує стабільну роботу на великих відстанях та підвищену завадостійкість у промислових умовах. Для гальванічної розв'язки між силовою та логічною частиною застосовано двоканальний цифровий ізолятор ADuM1286, що гарантує надійне передавання сигналів керування та захист мікроконтролера від потенційних перенапруг.

Керування режимом передавання трансивера здійснюється через сигнал driver enable, який ізольовано за допомогою оптопари PC817. Такий підхід забезпечує додатковий рівень електричної розв'язки та дозволяє уникнути небажаного впливу перешкод із боку силової частини схеми.

Для захисту лінії RS-485 від імпульсних перенапруг, статичної електрики та можливого попадання високих потенціалів на комунікаційний інтерфейс передбачено встановлення спеціалізованого супресора SM712. Він забезпечує двонаправлений високошвидкісний захист диференціальної лінії та відповідає вимогам стандартів щодо електромагнітної сумісності.

Загалом така побудова інтерфейсної частини забезпечує високу надійність роботи, електробезпеку та стійкість системи до промислових завод.

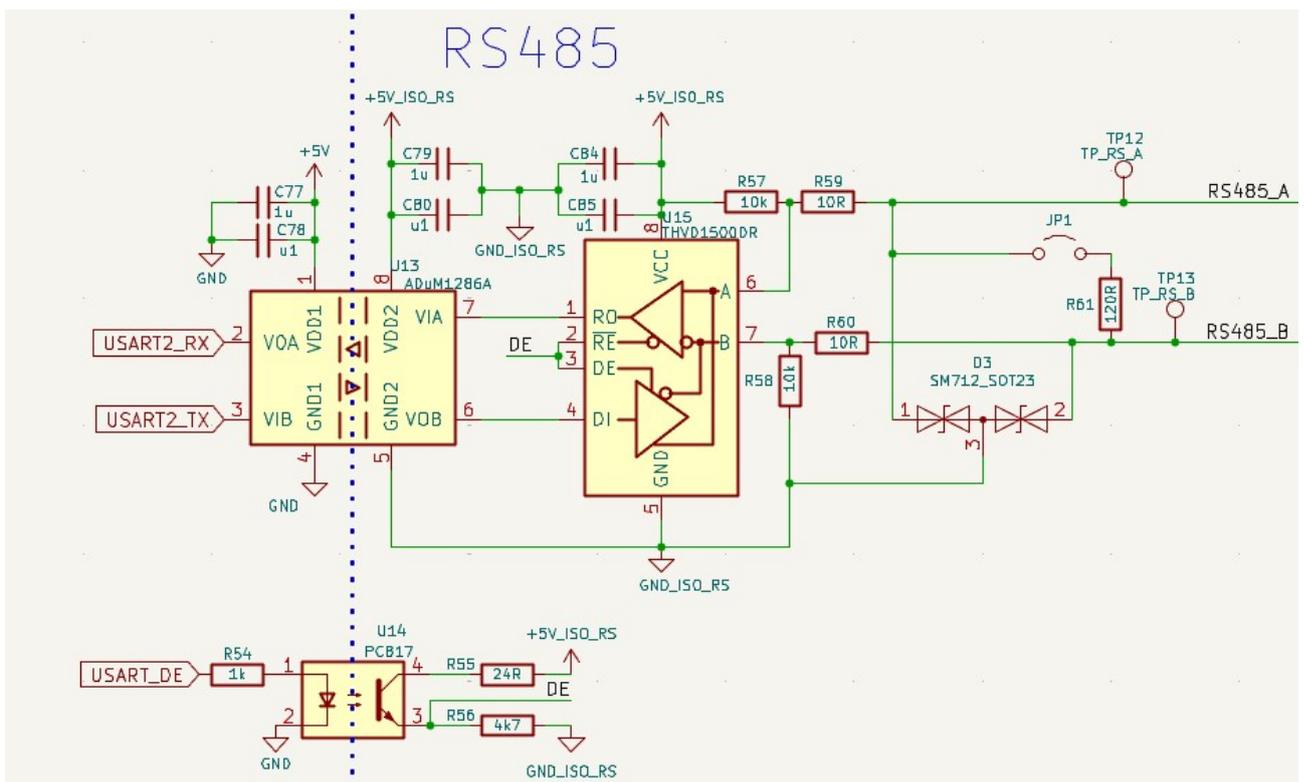


Рисунок 4.8 – Вузол інтефейсу RS485

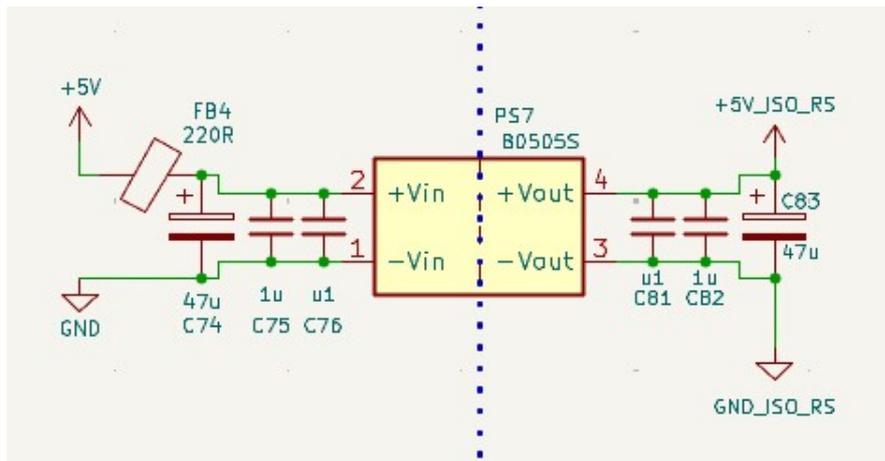


Рисунок 4.9 – Живлення вузла інтерфейсу RS485

У складі розробленого пристрою передбачено вузол швидкодіючого захисту за струмом, який забезпечує миттєве вимкнення силових ключів у разі виникнення аварійних режимів. Основною задачею цього вузла є запобігання перевищенню допустимого струму через силові елементи, що значно підвищує загальну надійність та довговічність схеми.

Для вимірювання струму в силовому ланцюзі використано датчик на ефекті Холла U3 рисунку 4.10. Застосування саме такого типу датчика дозволяє виконувати гальванічно ізольоване вимірювання, що є важливим у високострумівих та високовольтних системах. Крім того, датчики на ефекті Холла забезпечують швидку реакцію на зміну струму, мінімізують теплові втрати та практично не впливають на силову частину з точки зору додаткового опору.

Вихідний сигнал з датчика струму подається на операційний підсилювач U4, налаштований у режимі компаратора. Такий підхід дає змогу реалізувати порогове спрацювання: коли миттєве значення струму перевищує встановлений рівень, компаратор формує відповідний логічний сигнал. Режим роботи компаратора забезпечує мінімальний час затримки між перевищенням струму та формуванням сигналу аварії, що є критичним для коректної роботи захисної системи.

Сигнал із виходу компаратора підключений до мікроконтролера, зокрема до спеціального входу Break Input (BRK) одного з таймерів, що генерує ШІМ для керування силовими ключами. Така конфігурація дозволяє реалізувати апаратне вимикання ШІМ без участі програмної логіки, що значно підвищує швидкодію захисту. При надходженні сигналу від компаратора мікроконтролер негайно блокує роботу каналу таймера та переводить відповідні вихідні виводи в логічний нуль, забезпечуючи миттєве вимкнення силових транзисторів.

Завдяки використанню апаратного механізму блокування ШІМ забезпечується гарантовано короткий час реакції, незалежний від завантаженості процесора або затримок у програмному забезпеченні. Це робить систему стійкою до коротких замикань, перевантажень та інших аварійних ситуацій, які можуть виникати в силовій частині.

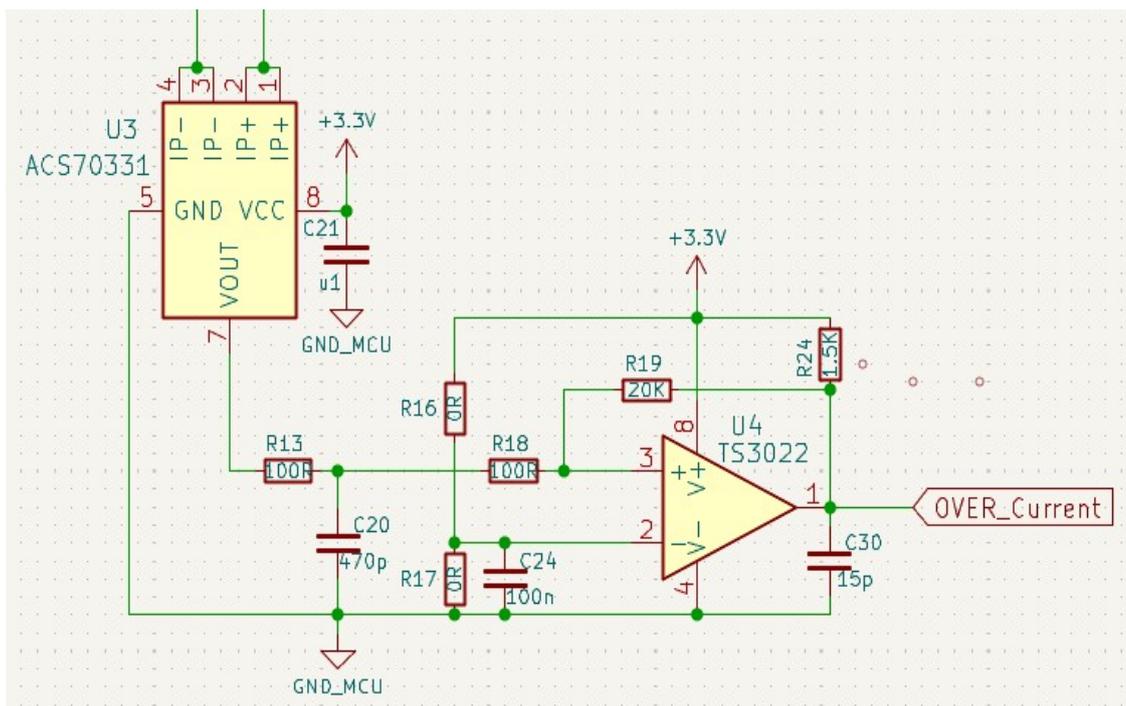


Рисунок 4.10 – Схема захисту по струму

Силова частина розробленого частотного перетворювача виконана за класичною трьохфазною схемою на основі трьох напівмостів, що включають загалом шість IGBT-транзисторів. Така структура є типовою для

перетворювачів напруги та дає змогу формувати керовану трифазну напругу змінної частоти та амплітуди. Використання саме топології з трьома напівмостами забезпечує оптимальне співвідношення між простотою реалізації, ефективністю керування та високою надійністю роботи.

У якості силових ключів обрано IGBT-транзистори з номінальною напругою 600 В і допустимим струмом 15 А. Обрані параметри дають достатній експлуатаційний запас для роботи в умовах можливих короткочасних перевантажень, що особливо важливо при дослідженні режимів частотного перетворювача, запуску двигуна або виникненні нестационарних процесів у навантаженні. Завдяки внутрішній структурі IGBT поєднуються переваги MOSFET-транзисторів (швидкість перемикавання, висока входна імпедансія затвора) та біполярних транзисторів (низькі втрати у відкритому стані), що робить їх оптимальним вибором для середньої потужності.

Для керування затворами IGBT застосовано ізольовані драйвери TLP152, які забезпечують повну розв'язку між мікроконтролером та силовою частиною. Драйвери цього типу відзначаються високою надійністю, простотою інтеграції та здатністю забезпечувати швидке і коректне перемикавання транзисторів у широкому діапазоні робочих частот. Оптоізоляція, реалізована в TLP152, ефективно захищає низьковольтну частину схеми від завад, імпульсних перенапруг та потенційних пробоїв у силовому контурі.

Драйвери TLP152 формують необхідний рівень керуючої напруги на затворі IGBT, що дозволяє досягати мінімальних втрат при перемиканні та забезпечує стабільну роботу навіть при високих швидкостях комутації. Крім того, наявність гальванічної розв'язки створює додатковий рівень безпеки, підвищує електричну міцність схеми та зменшує вплив силових перешкод на мікроконтролер.

У сукупності використання якісних IGBT-ключів та надійних драйверів TLP152 забезпечує ефективну, стійку та енергоощадну роботу силової частини частотного перетворювача, а також дозволяє досліджувати його режими без ризику пошкодження елементів під час експериментів.

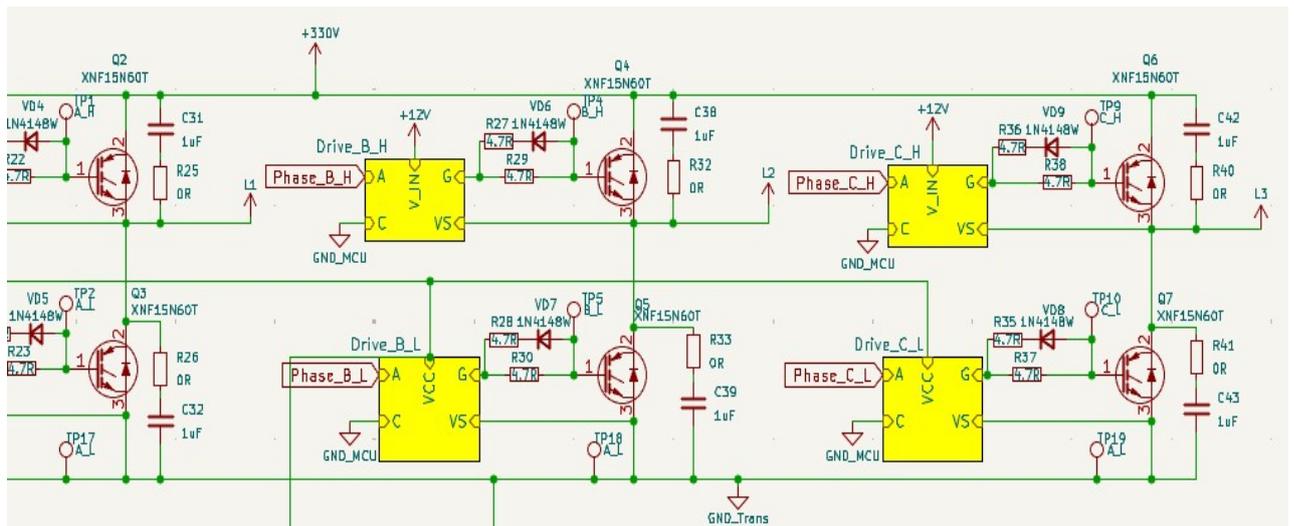


Рисунок 4.11 – Схема силових ключів

У частотному перетворювачі передбачено вузол динамічного гальмування та захисту проміжної шини постійного струму, який забезпечує безпечно відведення надлишкової енергії при генераторному режимі двигуна або при швидкому зниженні частоти.

Ключовим елементом цієї схеми є MOSFET-транзистор Q8, який підключений до навантажувальних резисторів і керується мікроконтролером через оптопару. Особливістю реалізації є спрощена інверсна логіка управління:

MOSFET увімкнений → шина розряджається через резистор, що дозволяє безпечно відводити надлишкову енергію. MOSFET вимкнений → розряд шини припиняється, і проміжна шина продовжує утримувати накопичену енергію.

Оптопара при цьому служить для гальванічної розв'язки та спрощеного керування MOSFET. Її стан визначає, коли транзистор відкритий або закритий: Оптопара вимкнена → MOSFET відкритий → шина розряджається Оптопара увімкнена → MOSFET закритий → розряд припиняється.

Причиною необхідності такого контролю є генераторний режим роботи двигуна: коли механічна інерція ротора перевищує обертання магнітного поля статора при зниженні частоти, у статорі індукується зворотна ЕРС. Ця енергія надходить у DC-шину частотного перетворювача і може підвищувати її напругу понад допустимий рівень.

Під час досягнення критичного порогу напруги оптопара змінює стан, відкриваючи MOSFET, і надлишкова енергія розсіюється на гальмівних резисторах, підключених через клемник X3 (рисунок 4.12). Це забезпечує контрольований спад напруги та захист силових ключів від перенапруги.

Завдяки використанню MOSFET та оптопари досягається швидкодія, простота схеми та гальванічна розв'язка керуючого каналу, що підвищує надійність та безпеку роботи частотного перетворювача.

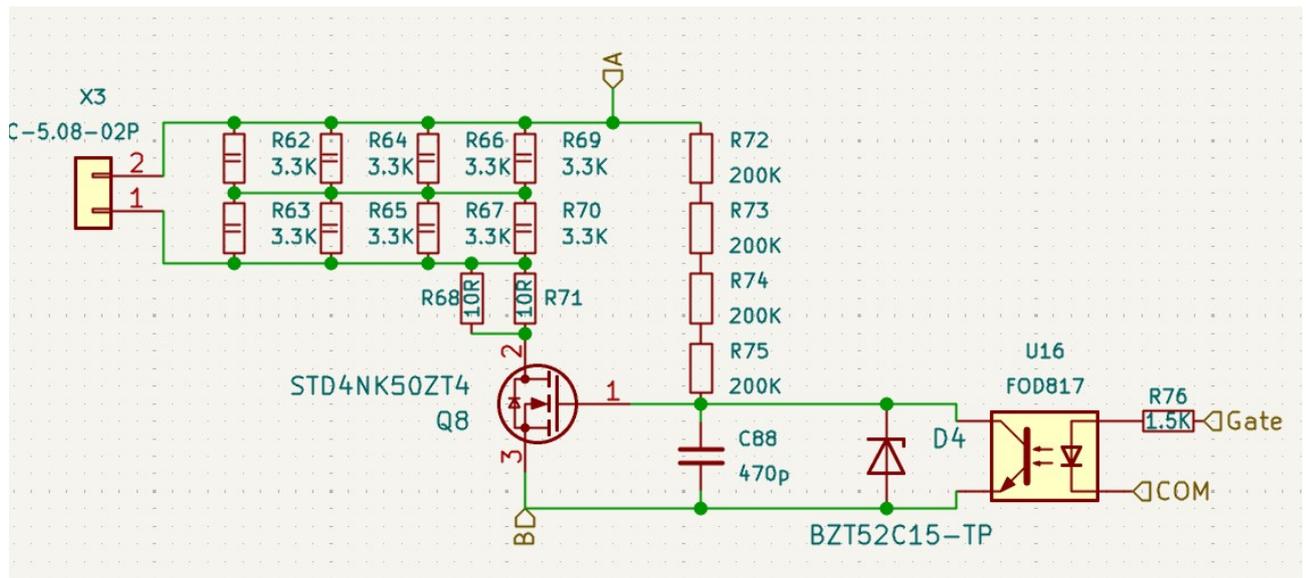


Рисунок 4.12 – Схема динамічного гальмування

Система керування частотним перетворювачем передбачає введення команд через механічні кнопки на стороні низької напруги, розташовані безпосередньо біля мікроконтролера. Така реалізація дозволяє уникнути проблем із наведеною електромагнітною завадою та забезпечує надійну роботу в умовах промислового середовища.

Вхідні контакти мікроконтролера через резистори підключені до джерела логічної одиниці 3.3 В. У звичайному стані, коли кнопка не натиснута, резистор підтягування забезпечує високий логічний рівень на вході, що відповідає логічній «1». При натисканні кнопки її контакти замикають вхід мікроконтролера на землю, формуючи логічний рівень «0». Такий підхід дозволяє однозначно визначати стан кнопки і спрощує обробку сигналів у програмному забезпеченні.

Для зменшення ефекту «брязкоту» контактів кнопок, який може викликати багатократне спрацювання сигналу при короткочасному механічному контакті, на вхід введено простий RC-фільтр. Він складається з резистора та конденсатора, що утворюють низькочастотний фільтр, який згладжує короткі імпульси від механічного коливання контактів. Це забезпечує стабільність сигналу та запобігає помилковим спрацюванням у мікроконтролері, підвищуючи надійність керування пристроєм.

Завдяки такій схемі реалізовано простий, надійний та дешевий інтерфейс користувача (рисунок 4.13), який одночасно забезпечує захист від електромагнітних завад і стабільну роботу програмної частини системи. RC-фільтр при цьому не впливає на швидкодію системи, оскільки його часові константи підібрані таким чином, щоб забезпечувати фільтрацію лише коротких перехідних сплесків сигналу.

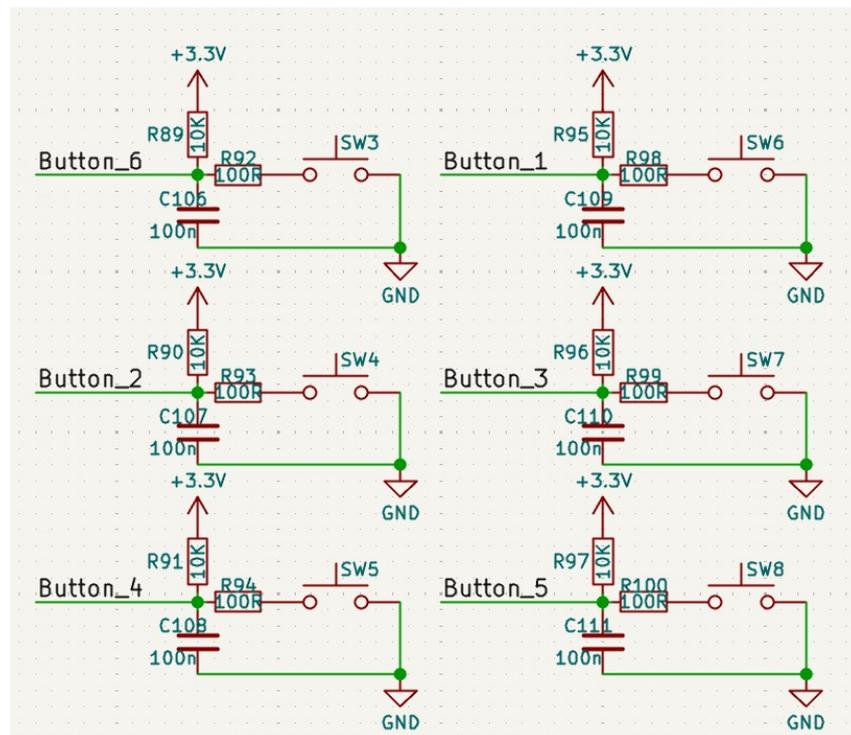


Рисунок 4.13 – Схема кнопкового керування

Для забезпечення можливості гнучкого керування частотою або іншим параметром роботи частотного перетворювача передбачено аналоговий вхід мікроконтролера. До цього входу підключено змінний резистор (потенціометр),

що дозволяє безпосередньо на пристрої задавати необхідне значення керуючого сигналу.

Підключення потенціометра до аналогового входу мікроконтролера реалізовано з урахуванням специфікацій АЦП (аналогово-цифрового перетворювача). Напруга на середньому контакті резистора змінюється при повороті ручки потенціометра, формуючи безперервний аналоговий сигнал, який відповідає бажаному значенню завдання. Мікроконтролер за допомогою АЦП перетворює цей сигнал у цифровий код, що далі використовується для формування вихідних сигналів ШІМ або інших керуючих дій.

Такий підхід дозволяє оперативно змінювати робоче завдання без необхідності перепрограмування контролера або зміни налаштувань у ПЗ. Це особливо зручно під час експериментальних досліджень або налаштування частотного перетворювача під різні типи навантажень.

Для підвищення стабільності сигналу можна додатково застосувати простий RC-фільтр на аналоговому вході, який зменшує вплив шумів і перехідних процесів, забезпечуючи плавну і точну зміну завдання.

Завдяки використанню аналогового потенціометра (рисунок 4.14) для завдання системи досягається інтуїтивно зрозумілий інтерфейс користувача, що не потребує додаткових цифрових елементів і дозволяє швидко адаптуватися до різних режимів роботи приводу.

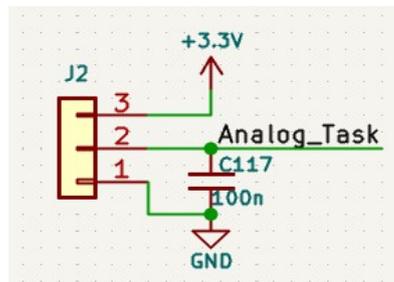


Рисунок 4.14 – Схема підключення потенціометра

Для візуального контролю станів частотного перетворювача використано світлодіодну індикацію, реалізовану за класичною схемою емітерного повторювача. Така конфігурація забезпечує стабільне керування світлодіодами

та мінімізує вплив індикаторної частини на роботу мікроконтролера й аналогових вимірювальних ланцюгів.

Живлення схеми індикації виконано від окремої напруги 5 В, що дозволяє розвантажити низьковольтну шину 3.3 В, від якої живиться АЦП та цифрова логіка мікроконтролера (рисунок 4.15). Розділення джерел живлення значно зменшує ймовірність виникнення імпульсних перешкод, які можуть спотворювати результати вимірювань аналогових сигналів.

Транзистор, увімкнений у режимі емітерного повторювача, виконує роль буфера між логічним виходом мікроконтролера та світлодіодом. Такий режим дозволяє: зменшити струмове навантаження на виходи мікроконтролера; забезпечити стабільний струм через світлодіод незалежно від внутрішнього опору виходу МК; підвищити завадостійкість індикаторного ланцюга;

забезпечити сумісність між різними рівнями напруги.

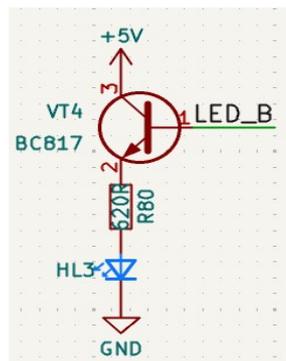


Рисунок 4.15 – Схема світлової індикації

Для контролю рівня напруги на шині постійного струму в частотному перетворювачі використано вимірювальний вузол, побудований на операційному підсилювачі, увімкненому в схемі диференційного підсилювача. Така конфігурація забезпечує можливість точного вимірювання високих потенціалів та формування безпечного низьковольтного сигналу для подальшої обробки мікроконтролером.

Основною задачею даної схеми є перетворення максимальної напруги шини постійного струму (яка може досягати сотень вольт) у пропорційний аналоговий сигнал у межах вхідного діапазону АЦП мікроконтролера (0...3.3

В). Вхідний подільник напруги з резисторів високого номіналу забезпечує первинне зниження напруги та одночасно формує високоомне джерело сигналу, яке потребує буферизації.

Операційний підсилювач у диференційній конфігурації виконує декілька ключових функцій: компенсація синфазної складової — схема дозволяє зменшити вплив шумів та високочастотних перешкод, що можуть виникати в силовій частині перетворювача; підвищення точності — завдяки високому коефіцієнту придушення синфазного сигналу (CMRR) забезпечується коректне відтворення напруги навіть за наявності імпульсних завад; формування стабільного аналогового рівня — на виході ОП формується сигнал, який точно відповідає поточній нарузі шини, але знаходиться в безпечному діапазоні для мікроконтролера.

Гальванічна розв'язка від високих напруг через подільник та внутрішні опори — мікроконтролер фізично ізольований від небезпечного потенціалу, а ОП працює в діапазоні власного живлення.

Завдяки такому підходу забезпечується стабільність, точність та завадостійкість вимірювання, що є критично важливим для алгоритмів керування частотою, контролю перенапруги, активації схеми гальмування та захисту силової частини.

У підсумку, використання операційного підсилювача у схемі диференційного вимірювання дозволяє отримати надійний і лінійний вимірювальний канал, який працює стабільно навіть у складних умовах високої електромагнітної завади, характерних для частотних перетворювачів.

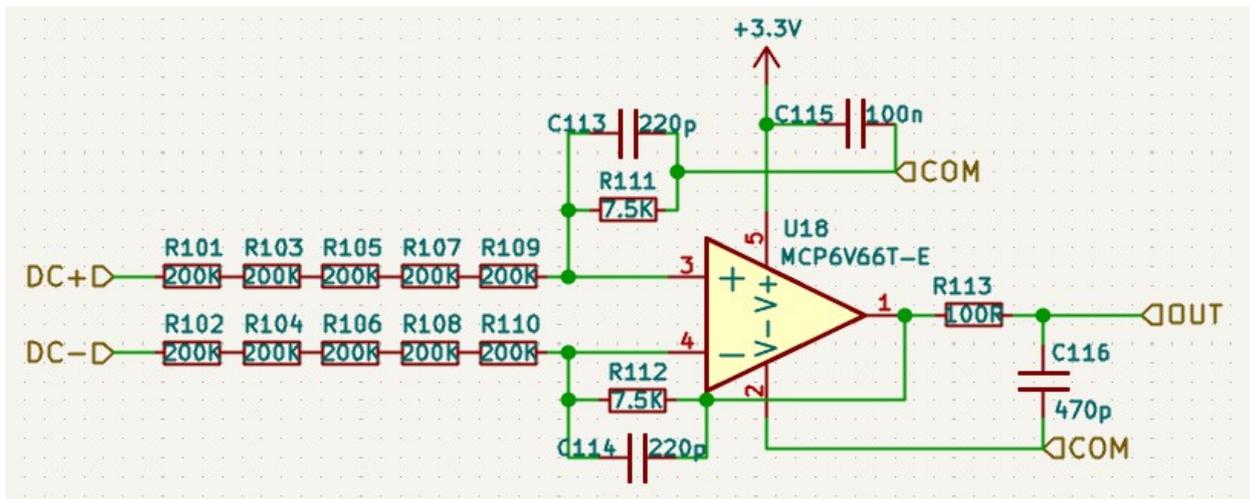


Рисунок 4.16 – Схема вимірювання напруги шини DC

4.2 Вибір контролера та дисплея користувача

Для реалізації системи керування було обрано 32-бітний мікроконтролер архітектури ARM Cortex-M4 — STM32F407VET6 (рисунок 4.17). Дане рішення зумовлене високою продуктивністю ядра та наявністю специфічних апаратних периферійних модулів, необхідних для вирішення поставлених завдань.

Для забезпечення тактування мікроконтролера та стабільної роботи периферійних вузлів на схемі реалізовано наступні вузли:

Система тактування (HSE): Для отримання високої стабільності тактової частоти, що є критичним для роботи інтерфейсів зв'язку та точного формування ШІМ-сигналів, використано зовнішнє джерело опорної частоти (High Speed External — HSE). До виводів OSC_IN та OSC_OUT підключено кварцовий резонатор з номінальною частотою 16 МГц. У схемі об'язки резонатора застосовано два керамічні конденсатори, які забезпечують необхідну фазову стабільність та умови для виникнення резонансу.

Використання зовнішнього кварцу, на відміну від внутрішнього RC-генератора, дозволяє мінімізувати температурний дрейф частоти та забезпечити високу точність часових інтервалів при керуванні інвертором.

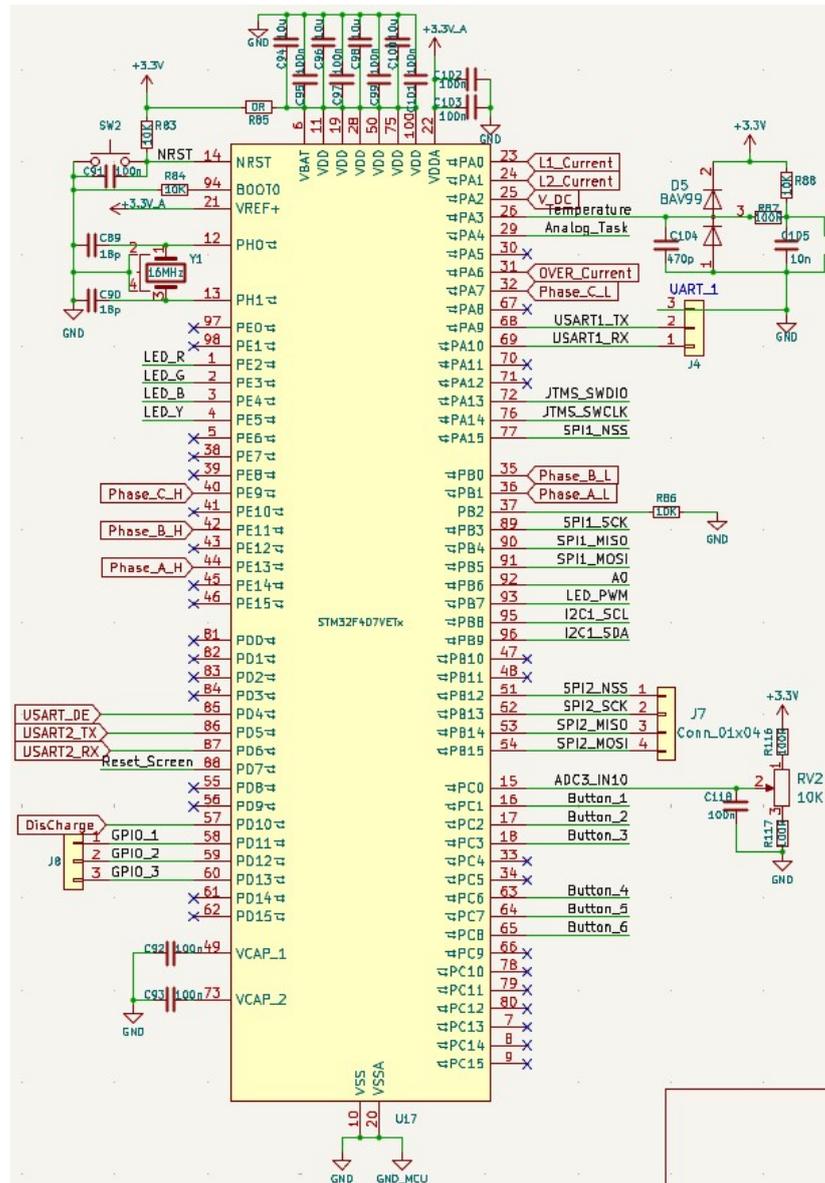


Рисунок 4.17- Схема підключення мікроконтролера

Система живлення та фільтрації (Decoupling): для стабільної роботи ядра STM32F407 та зменшення впливу високочастотних завад, по лініях живлення VDD/VSS встановлено блокувальні конденсатори ємністю 100 нФ біля кожного виводу живлення МК. Окрему увагу приділено фільтрації аналогового живлення (VDDA/VSSA) для забезпечення високої точності роботи 12-бітних АЦП.

Схема скидання (Reset): для надійного старту мікроконтролера реалізовано ланцюг скидання (NRST), що складається з підтягуючого резистора

до шини 3.3В та фільтруючого конденсатора, що запобігає випадковим перезавантаженням від електромагнітних наводок.

Інтерфейс програмування та налагодження: для завантаження програмного забезпечення та моніторингу параметрів у реальному часі на схемі передбачено роз'єм інтерфейсу SWD (Serial Wire Debug), який задіює лінії PA13 (SWDIO) та PA14 (SWCLK).

Основними перевагами обраного мікроконтролера є:

- спеціалізовані таймери: наявність розширеного таймера (Advanced-control timer), що дозволяє генерувати трифазний ШІМ-сигнал з апаратною підтримкою комплементарних виходів та програмованим часом затримки («dead-time»). Це критично важливо для керування силовими ключами інвертора.

- система аналого-цифрового перетворення: МК оснащений трьома незалежними 12-бітними АЦП зі швидкістю дискретизації до 2.4 MSPS. Це дозволяє здійснювати синхронне вимірювання струмів та напруг у різних фазах у визначені моменти часу, що необхідно для реалізації алгоритмів векторного керування.

- модуль обчислень з плаваючою комою (FPU): вбудований апаратний математичний копроцесор дозволяє виконувати складні обчислення (тригонометричні функції, ПІД-регулятори, перетворення Парка та Кларка) значно швидше порівняно з мікроконтролерами без підтримки FPU.

- обсяг пам'яті та швидкодія: тактова частота ядра до 168 МГц у поєднанні з 192 КБ оперативної пам'яті (SRAM) та 512 КБ Flash-пам'яті забезпечує достатній ресурс для розробки складного графічного інтерфейсу користувача та стабільної роботи ОСРВ (операційної системи реального часу).

- комунікаційні можливості: велика кількість інтерфейсів (I2C, SPI, UART, CAN, USB) спрощує інтеграцію контролера з периферійними модулями та зовнішніми системами моніторингу.

- доступність: дана серія мікроконтролерів є широко розповсюдженою, має розвинену екосистему засобів розробки та прийнятну вартість, що важливо

з точки зору економічної ефективності проекту.

Для забезпечення візуалізації параметрів роботи системи та взаємодії з користувачем було обрано кольоровий графічний дисплей (рисунок 4.18) на базі контролера ST7735 (діагональ 1.8 дюйма, роздільна здатність 128x160 пікселів).

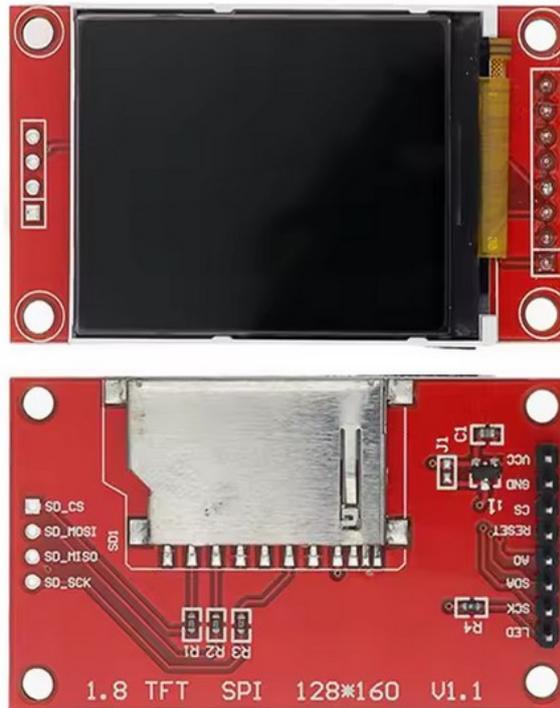


Рисунок 4.18 - Зовнішній вигляд дисплею

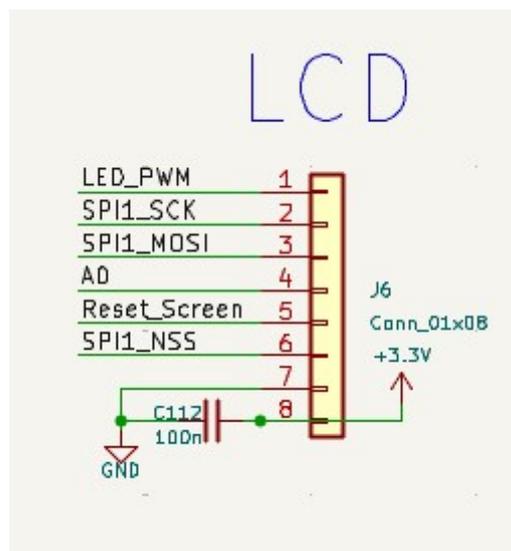


Рисунок 4.19 - Схема підключення дисплею

Вибір даного модуля зумовлений наступними технічними характеристиками:

- технологія TFT LCD: на відміну від монохромних сегментних або символних дисплеїв, TFT-матриця дозволяє відобразити повноколірну графіку (до 18-біт на піксель), це дає можливість реалізувати інтуїтивно зрозумілий інтерфейс: використання кольорової індикації для критичних режимів;

- інтерфейс передачі даних: дисплей працює по послідовному протоколу SPI (Serial Peripheral Interface), це дозволяє досягти високої швидкості оновлення кадрів при мінімальній кількості задіяних виводів мікроконтролера (всього 4–5 пінів), що є критично важливим при великій кількості іншої периферії в системі.

- апаратна підтримка контролером ST7735: даний контролер має вбудовану пам'ять (GRAM), що розвантажує основний процесор, та підтримує функції апаратного скролінгу та віконного виводу даних.

- енергоефективність та габарити: модуль має компактні розміри, що дозволяє інтегрувати його в малогабаритні корпуси пристроїв, вбудована LED-підсвітка забезпечує чітку видимість інформації при будь-якому рівні зовнішнього освітлення, споживаючи при цьому незначний струм.

- сумісність з логічними рівнями: робоча напруга контролера дисплея (3.3 В) повністю збігається з логічними рівнями обраного мікроконтролера STM32F407, що виключає необхідність використання схем узгодження рівнів.

На схемі підключення модуля реалізовано з урахуванням наступних особливостей: шина SPI виводи SCL (Clock) та SDA (Data) підключені до апаратного модуля SPI мікроконтролера. Для забезпечення максимальної частоти оновлення екрана вибрано режим передачі даних на високій швидкості (до 15-20 МГц), лінії керування виводи RES (Reset), DC (Data/Command) та CS (Chip Select) підключені до портів загального призначення (GPIO). Особливістю обраного модуля дисплея є наявність інтегрованого транзисторного ключа для керування лінією підсвітки (вивід LED). Це дозволяє

реалізувати гнучке керування яскравістю безпосередньо з мікроконтролера без встановлення додаткових зовнішніх компонентів.

4.3 Висновки по розділу 4

У даному розділі було проведено детальний опис та обґрунтування апаратної архітектури системи керування асинхронним двигуном. Процес розробки базувався на створенні функціональної блок-схеми, що дозволило ефективно структурувати вузли пристрою та забезпечити надійне трасування друкованої плати в середовищі KiCad EDA.

Спроектовано надійний вхідний фільтр із вузлом плавного запуску, що мінімізує пускові струми. Силовий інвертор реалізовано на IGBT-транзисторах із використанням оптично ізольованих драйверів TLP152, що гарантує високу завадостійкість. Додатково впроваджено вузол динамічного гальмування на базі MOSFET-ключа та апаратний захист по струму з використанням датчика Холла, що забезпечує миттєве вимкнення ШІМ-сигналів у разі аварії. Реалізовано багаторівневу систему живлення з гальванічною розв'язкою та прецизійним стабілізатором на базі TL431 для живлення аналогових кіл. Застосування диференційного підсилювача для моніторингу напруги шини постійного струму дозволило отримати високу точність вимірювань при надійній ізоляції мікроконтролера. Обґрунтовано використання мікроконтролера STM32F407VET6 (ARM Cortex-M4), який завдяки апаратному модулю FPU та спеціалізованим таймерам дозволяє реалізувати складні алгоритми векторного керування в реальному часі. Для взаємодії з користувачем інтегровано кольоровий TFT-дисплей ST7735 та промисловий інтерфейс зв'язку RS-485 із додатковим захистом супресорами SM712.

Запропонована схемотехнічна реалізація відповідає вимогам електромагнітної сумісності, надійності та функціональності, створюючи необхідну базу для подальшої програмної реалізації алгоритмів керування.

5. СИНТЕЗ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ, ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ВИПРОБУВАННЯ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА

5.1 Опис роботи програмного забезпечення

Система побудована на базі мікроконтролера і реалізує багаторівневу обробку даних, що забезпечує стабільну генерацію силового сигналу та швидку реакцію на зміну зовнішніх параметрів.

Фоновий рівень (Main Loop) — "Стратегічне управління". Це рівень прийняття рішень та взаємодії з користувачем. Він працює з найнижчим пріоритетом.

Диспетчер станів (FSM): в основі програми лежить скінченний автомат. Він керує переходами між режимами (Очікування, Робота, Реверс, Зупинка, Помилка). Кожен стан визначає профіль зміни амплітуди та частоти (наприклад, ramp-функція для плавного пуску).

Інтерфейс користувача (HMI): Опитування фізичних кнопок та оновлення дисплея. Завдяки виносу важких операцій оновлення екрана в цей цикл, вони не заважають генерації ШІМ. Рівень збору даних (ADC + DMA) — "Сенсорне сприйняття". Цей механізм працює автономно від центрального процесора (CPU). DMA (Direct Memory Access): Використовується для безперервного перекачування результатів вимірювань АЦП безпосередньо в оперативну пам'ять. Моніторинг параметрів: система в реальному часі має доступ до значень струмів фаз, напруги на DC-шині та положення потенціометра (завдання). Це критично для реалізації захистів та підтримки заданого режиму роботи.

Рівень реального часу (Timer Interrupt) — "Виконавчий орган" Це найбільш критична частина коду з найвищим пріоритетом. Генерація сигналу: у перериванні за таймером розраховується кожне окреме значення заповнення ШІМ (PWM duty cycle). Динамічне керування: оскільки значення амплітуди та

частоти оновлюються в while, переривання миттєво застосовує ці зміни, формуючи правильну синусоїду (рисунок 5.1).

```

void InverterProcessor::DoProcess(void)
{
    if(Ticks == 0){
        switch(State){
            case Iddle:           DoIddleState();           break;
            case BuildUp:        DoBuildUpState();          break;
            case SoftStop:       DoSoftStopState();         break;
            case Work:           DoWorkState();              break;
            case ReversWork:     DoReversWorkState();       break;
            case Error:          DoErrorState();             break;
        }
    }

    CheckingStatesForIndication();
    DoProccesIndication();
    if(TicksForVoltage == 0){
        CheckVoltage();
    }
    if(TicksUpdateScreen == 0){
        UpdateScreen(VoltageDC, Frequency, Task, State);
        TicksUpdateScreen = 400;
    }
}

```

Рисунок 5.1 - Основний цикл програми

Головний цикл програми реалізує диспетчер станів пристрою (FSM), що забезпечує логіку переходів між режимами роботи. У цьому ж циклі виконується оновлення даних на дисплеї та викликається обробник світлодіодної індикації для візуалізації поточного статусу системи.

На рисунку 5.2 представлено комплексну ініціалізацію апаратної частини: периферійних модулів таймерів для генерації ШІМ, багатоканального АЦП для збору аналогових даних, а також контролера DMA для їх автоматичного перенесення. Окремо налаштовуються комунікаційні інтерфейси для зв'язку з дисплеєм та зовнішніми пристроями.

```

LL_APB2_GRP1_EnableClock(LL_APB2_GRP1_PERIPH_SYSCFG);
LL_APB1_GRP1_EnableClock(LL_APB1_GRP1_PERIPH_PWR);

NVIC_SetPriorityGrouping(NVIC_PRIORITYGROUP_4);

NVIC_SetPriority(SysTick_IRQn, NVIC_EncodePriority(NVIC_GetPriorityGrouping(),15, 0));
Inverter.Init(10000,arr,0.1);
Inverter.RegisterChangeLightIndicationStatus(ChangeStateIndicators);
Inverter.RegisterEnableOutputs(EnablePinout,UpdateScreen);
SystemClock_Config();
LL_mDelay(400);
HAL_Init();
MX_GPIO_Init();
MX_DMA_Init();
MX_ADC1_Init();
MX_ADC2_Init();
MX_ADC3_Init();
MX_I2C1_Init();
LL_GPIO_SetOutputPin(GPIOD, Reset_Screen_Pin);
MX_SPI1_Init();
MX_SPI2_Init();
MX_TIM1_Init(arr);
MX_TIM4_Init();
MX_TIM6_Init();
MX_USART1_UART_Init();
MX_USART2_UART_Init();

ST7735_Init(0);

```

Рисунок 5.2 - Ініціалізація периферії

```

extern "C" void TIM1_UP_TIM10_IRQHandler(void)
{
    InverterProcessor::ThreePhaseGenerator::ValueCCR value;
    if(LL_TIM_IsActiveFlag_UPDATE(TIM1)){
        value = Inverter.Update();
        TIM1->CCR1 = value.CCR1;
        TIM1->CCR2 = value.CCR2;
        TIM1->CCR3 = value.CCR3;

        LL_TIM_ClearFlag_UPDATE(TIM1);
    }
}

```

Рисунок 5.3 - Переривання таймера

```

ThreePhaseGenerator::ValueCCR ThreePhaseGenerator::Update(void)
{
    Real valueA = 0;
    Real valueB = 0;
    Real valueC = 0;

    valueA = sinf(Sample.CouterA);
    valueB = sinf(Sample.CouterB);
    valueC = sinf(Sample.CouterC);

    Sample.CouterA += (SampleRate*Frequency);
    if (Sample.CouterA > PI2) {
        Sample.CouterA = 0;
    }
    Sample.CouterB += (SampleRate*Frequency);
    if (Sample.CouterB > PI2) {
        Sample.CouterB = 0;
    }
    Sample.CouterC += (SampleRate*Frequency);
    if (Sample.CouterC > PI2) {
        Sample.CouterC = 0;
    }

    if(Direction == Direct){
        UpdatingValues.CCR2 = (u16) ((HalfValue+(valueB *HalfValue)) * Amplitude);
        UpdatingValues.CCR3 = (u16) ((HalfValue+(valueC *HalfValue)) * Amplitude);
    }else{
        UpdatingValues.CCR2 = (u16) ((HalfValue+(valueC *HalfValue)) * Amplitude);
        UpdatingValues.CCR3 = (u16) ((HalfValue+(valueB *HalfValue)) * Amplitude);
    }

    UpdatingValues.CCR1 = (u16) ((HalfValue+(valueA *HalfValue)) * Amplitude);

    return UpdatingValues;
}

```

Рисунок 5.4 - Розрахунок нового значення заповнення ШІМ

На рисунку 5.4 представлено алгоритм розрахунку миттєвих значень коефіцієнта заповнення ШІМ для формування трифазної синусоїдальної напруги. Обчислення виконуються з урахуванням заданих параметрів частоти та амплітуди, що дозволяє динамічно керувати швидкістю та моментом двигуна. Діаграма роботи програми зображена на рисунку 5.5.

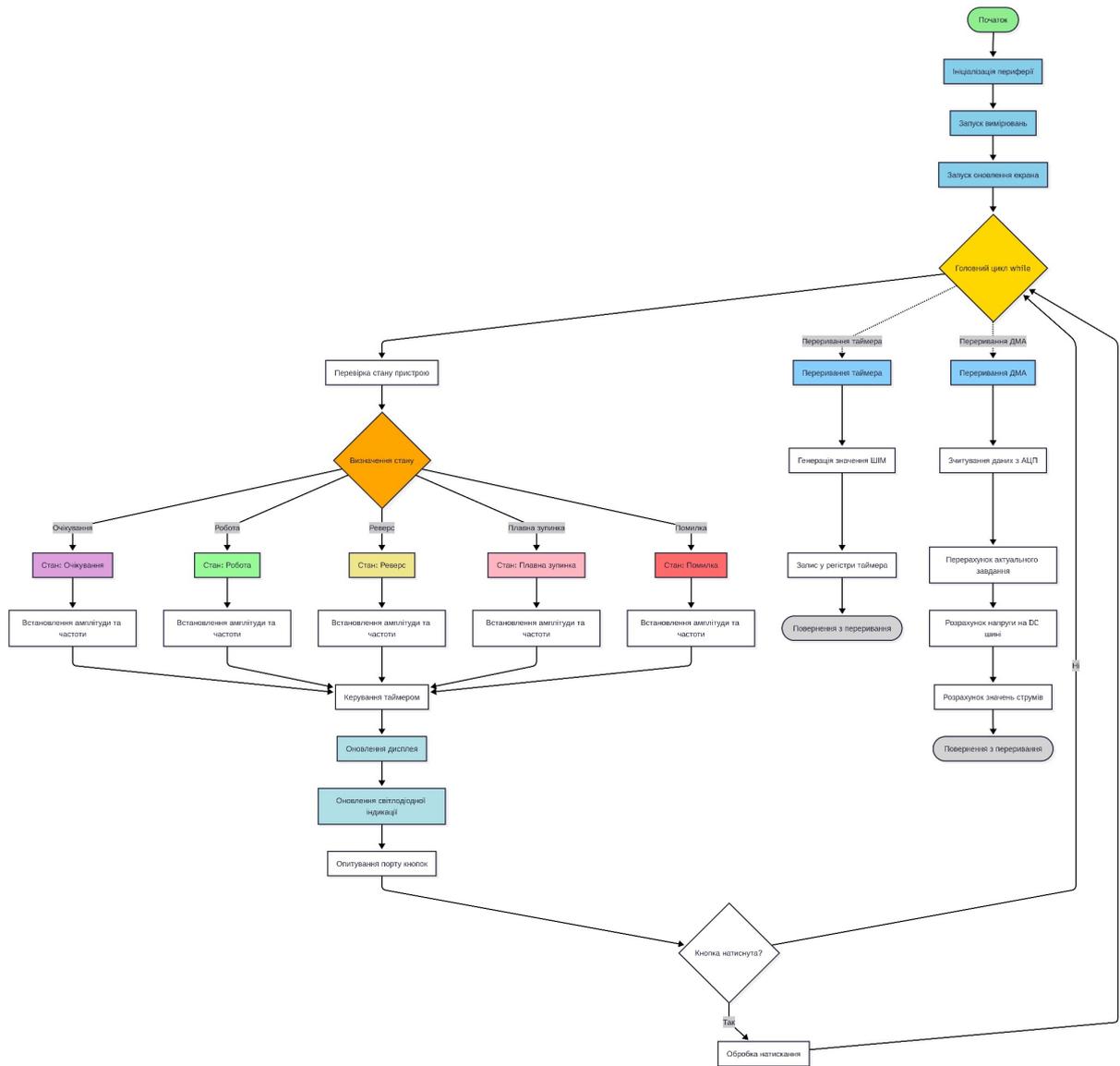


Рисунок 5.5 - Діаграма роботи програми

5.2 Монтаж та збирання електронного вузла лабораторного стенда

Для забезпечення високої точності монтажу компонентів на друковану плату частотного перетворювача було використано інтерактивну систему верифікації компонентів (рисунок 5.6).

FrequencyConverter_pcb		Rev:			
		2025-09-22 14:34:50			
46	<input type="checkbox"/>	D2, VD3	IN5819HM	D_500-123	2
47	<input type="checkbox"/>	D1	BZT52C10	D_500-123	1
48	<input type="checkbox"/>	D3	SM712_S0T23	SOT-23	1
49	<input type="checkbox"/>	D4	BZT52C15-TP	Nexperia_CFP3_500-123W	1
50	<input type="checkbox"/>	D5	BAV99	SOT-23	1
51	<input type="checkbox"/>	U7, U8, U9, U10, U11, U12	TLP152	50-5-6_4.55x3.7mm_P1.27mm	6
52	<input type="checkbox"/>	U3, U5, U6	ACS70331	SOIC-8_3.9x4.9mm_P1.27mm	3
53	<input type="checkbox"/>	U1	AZ34063UM	SOIC-8_STD	1
54	<input type="checkbox"/>	U2	TLV431TFTA	SOT-23-3	1
55	<input type="checkbox"/>	U4	TS3022	SOIC-8_3.9x4.9mm_P1.27mm	1
56	<input type="checkbox"/>	U13	ADUM1286A	SOIC-8_3.9x4.9mm_P1.27mm	1
57	<input type="checkbox"/>	U14	PC017	DIP-4_w7.62mm_SMDSocket_ShallPads	1
58	<input type="checkbox"/>	U15	THVD1508DR	SOIC-8_3.9x4.9mm_P1.27mm	1
59	<input type="checkbox"/>	U16	F00817	SOP-4	1
60	<input type="checkbox"/>	U17	STM32F407VETx	LQFP-100_14x14mm_P0.5mm	1
61	<input type="checkbox"/>	U18	MCP6V66T-E	SOT-23-5	1
62	<input type="checkbox"/>	Y1	16MHz	Crystal_SMD_Abrakon_AB86-4Pin_3.2x2.5mm	1
63	<input type="checkbox"/>	X1	2EDGVC-7.5-03P	Degson_3pin_vert_2EDGVC-7.5-03P	1
64	<input type="checkbox"/>	X2	15EDGVC-3.5-03P	PhoenixContact_MC_1,5_3-GF-3.5_1x83_P3_50mm_Horizontal_ThreaddFlange	1
65	<input type="checkbox"/>	X3	2EDGVC-5.08-02P	PhoenixContact_MSTBV4_2,5_2-G-5,08_1x82_P5_08mm_Vertical	1
66	<input type="checkbox"/>	F1	1A	FUSE_D36L100R150	1
67	<input type="checkbox"/>	F2	6A3	Fuse_Littelfuse_372_D8.50mm	1
68	<input type="checkbox"/>	SW2, SW3, SW4, SW5, SW6, SW7, SW8	Button 6x6mm SMD	SW_PUSH_6mm	7
69	<input type="checkbox"/>	SW1	Button 6x6mm SMD	Santec_HPM-02-05-x-S_Straight_1x02_Pitch5.08mm	1
70	<input type="checkbox"/>	VD1, VD2, VD4, VD5, VD6, VD7, VD8, VD9	1N4148W	D_500-123F	8
71	<input type="checkbox"/>	Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7	XNF15M60T	TO-220-3_Vertical	6

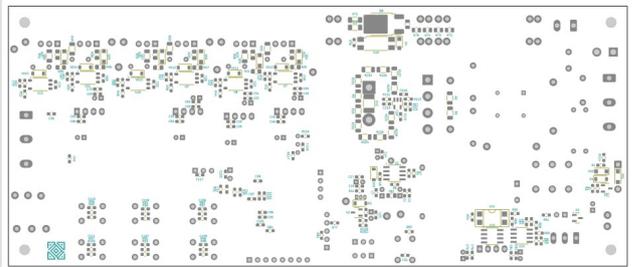
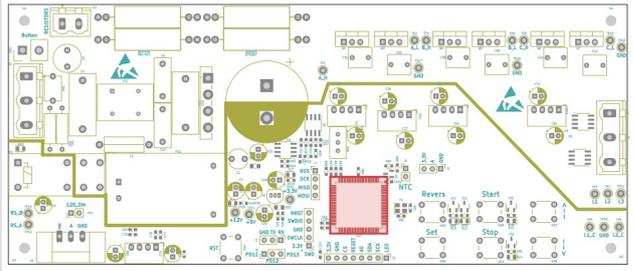


Рисунок 5.6 - Інтерактивний BOM-файл для монтажу друкованої плати.

Як показано на рисунку 5.6 використання файлу у форматі HTML дозволило автоматизувати процес пошуку місць встановлення елементів. Система візуально підсвічує посадочні місця на платі, відображаючи тип компонента, його номінал, корпус та кількість. Це мінімізувало ризик помилок при ручному монтажі SMD-компонентів та значно прискорило процес збирання прототипу.

Пайка компонентів здійснювалася за допомогою паяльної станції з контролем температури профілю нагріву. Використовувався безсвинцевий припій з температурою плавлення близько 220°C, що відповідає сучасним екологічним стандартам. Після завершення пайки проводилася візуальна інспекція та перевірка якості з'єднань під мікроскопом для виявлення можливих дефектів, таких як "холодна" пайка або короткі замикання між контактами мікросхем.

5.3 Практична реалізація лабораторного стенда

Після завершення монтажних робіт було отримано готовий модуль частотного перетворювача та готового стенда (рисунок 5.7).



Рисунок 5.6 - Зовнішній вигляд друкованої плати частотного перетворювача.

На платі чітко розмежовані силова частина та низьковольтна система керування на базі мікроконтролера. Компактне розміщення елементів

дозволило оптимізувати шляхи проходження струмів та зменшити рівень електромагнітних завад.

Перший етап тестування проводився при безпечній зниженій напрузі живлення для перевірки коректності роботи алгоритмів формування ШІМ-сигналів.

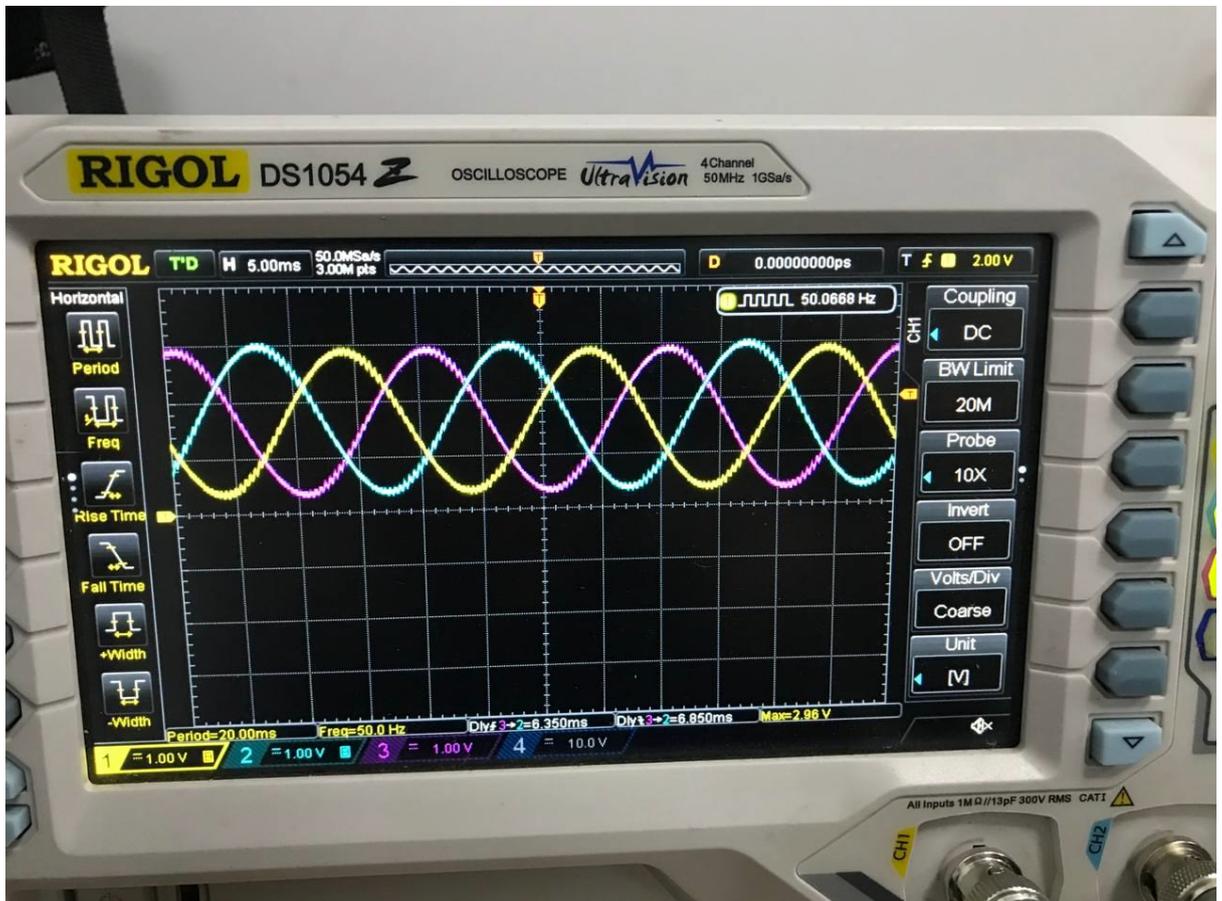


Рисунок 5.7 - Осцилограми вихідних фазних напруг при роботі на низькій напрузі.

На отриманій осцилограмі (рисунок 5.7) спостерігається зсув фаз на 120 градусів, що підтверджує правильну роботу програмного забезпечення мікроконтролера та драйверів силових ключів. Форма сигналів відповідає заданим параметрам частотного регулювання.

Під час налагодження було виконано наступні тестові процедури: перевірка логіки керування – вимірювання сигналів на виходах мікроконтролера за допомогою логічного аналізатора підтвердило правильність

формування керуючих імпульсів із заданою частотою ШІМ та мертвим часом між комплементарними ключами; тестування драйверів силових ключів – на вході кожного силового транзистора реєструвалися амплітуда, фронти наростання та спадання керуючих імпульсів, час перемикання складає менше 100 нс, що забезпечує мінімальні динамічні втрати; температурний моніторинг – за допомогою інфрачервоного термометра контролювалася температура критичних компонентів. При роботі на зниженій напрузі протягом 30 хвилин температура не перевищувала 40°C, що знаходиться в межах норми.

Після успішного завершення низьковольтних тестів було проведено поступове підвищення напруги живлення до номінального значення з одночасним контролем струмів та напруг у ключових точках схеми. На всіх етапах система демонструвала стабільну роботу без аварійних відключень.

Для візуалізації стану системи та зручності керування до перетворювача підключено дисплей. Виведення інформації організовано таким чином, щоб оператор міг у реальному часі відстежувати ключові параметри системи.

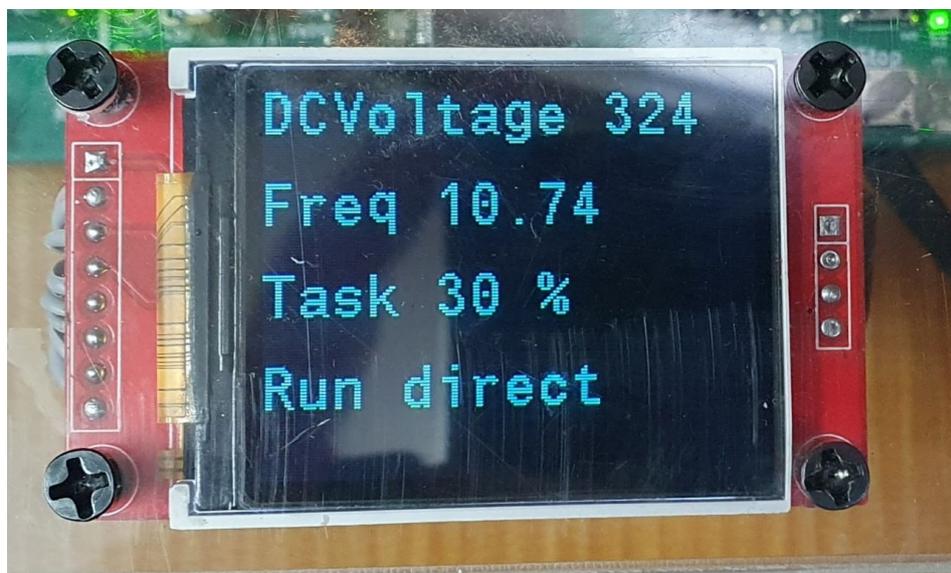


Рисунок 5.8 - Індикація параметрів роботи на дисплеї пристрою.

На дисплеї (рисунок 5.8) відображаються наступні дані: DC Voltage (В): напруга на шині постійного струму (ланка постійного струму). Вихідна частота (Гц): поточне значення частоти, що подається на двигун. Завдання (%):

відсоткове значення від максимальної встановленої швидкості. Стан пристрою: поточний режим роботи (наприклад, "Run", "Stop" або статус помилки).

Це дозволяє оперативно оцінювати режим роботи лабораторного стенда та відповідність реальних параметрів заданим значенням.

5.4 Висновки по розділу 5

У п'ятому розділі було проведено практичну реалізацію та апробацію розробленої системи керування. На основі виконаного комплексу робіт можна сформулювати такі висновки:

Розроблено багаторівневу структуру програмного забезпечення, що базується на скінченному автоматі (FSM). Поділ логіки на фоновий рівень стратегічного управління (обробка кнопок, дисплей), рівень автономного збору даних через DMA та рівень реального часу для генерації ШІМ забезпечив високу стабільність системи. Це дозволило досягти точного формування синусоїдального сигналу без затримок, спричинених роботою інтерфейсу користувача.

Завдяки використанню інтерактивної системи верифікації компонентів (Interactive BOM) було мінімізовано помилки при ручному монтажі SMD-елементів. Проведений контроль якості пайки та візуальна інспекція під мікроскопом забезпечили високу надійність зібраного електронного вузла, що підтвердилося відсутністю дефектів під час першого запуску.

Практичні випробування на зниженій напрузі підтвердили коректність алгоритмів формування трифазної системи напруг зі зсувом фаз на 120° . Отримані осцилограми та дані логічного аналізатора засвідчили правильність налаштування «мертвого часу» (dead-time) та швидкість перемикання ключів (менше 100 нс), що критично для запобігання наскрізним струмам.

Реалізована система візуалізації на TFT-дисплеї забезпечує оператора повною інформацією про стан DC-шини, вихідну частоту та відсоток завдання.

Це робить лабораторний стенд зручним інструментом для дослідження режимів роботи асинхронного двигуна.

Таким чином, розроблений лабораторний стенд продемонстрував повну відповідність технічним вимогам, стабільність роботи в усіх режимах та готовність до використання у навчальному процесі.

6 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Щоб визначити чи є доцільним застосування даного лабораторного стенда проведемо економічний розрахунок.

6.1 Капітальні вкладення

Капітальні вкладення - частина інвестицій, спрямована на відтворення основних засобів виробничого і не виробничого призначення, на створення нових, реконструкцію і розвиток наявних основних засобів, включаючи об'єкти соціальної сфери. Це витрати на придбання довгострокових активів, які функціонують протягом тривалого періоду, з поступовою амортизацією ціни.

У нашому випадку капітальними вкладеннями є усі витрати на реалізацію даного проекту тобто витрати на придбання необхідного обладнання.

Вартість всього необхідного обладнання приведено в таблиці 6.1

Таблиця 6.1 – Вартість обладнання

Назва обладнання	Кількість	Ціна одиниці продукції, грн	Ціна продукції, грн
Мікроконтролер	1	320	320
Електродвигун	1	500	500
Електронні компоненти	1	670	670
Друкована плата	1	300	300
Кріпильні елементи	1	30	30
Корпусні елементи	1	135	135
Разом			1955

6.2 Визначення чисельності персоналу та заробітної плати

Визначаємо склад бригади потрібної для обслуговування лабораторної установки. Результати заносимо в таблицю 6.2

Таблиця 6.2 – Склад бригади обслуговування установки

№	Професія	Кількість робітників
1	Електромеханік 6-го розряду	1

Для обслуговування лабораторної установки необхідно один робітник.

Виходячи з того, що тарифна ставка першого розряду дорівнює 48 грн., розрахуємо тарифну ставку електромеханіка 6-го розряду. Тарифний коефіцієнт для 6-го розряду становить 1,45.

Тарифна ставка електромеханіка 6-го розряду визначається

$$TC_E = TC_1 \cdot k, \quad (6.1)$$

де TC - тарифна ставка 1-го розряду

k – тарифний коефіцієнт.

$$TC_{VI} = 48 \cdot 1,45 = 69,6 \text{ (грн/год)}.$$

Фонд заробітної плати робочого персоналу приведено в таблиці 6.3

Таблиця 6.3 – Фонд заробітної плати

Персонал	Чисельність	Годинна тарифна ставка	Місячна тарифна ставка
Електромеханік 6-го розряду	1	69,6	1531

Реальний фонд робочого часу розраховано в таблиці 6.4

Таблиця 6.4 – Реальний фонд робочого часу

Показники	Фактично за минулий рік	План	В тому числі по кварталах			
			I	II	III	IV
Кількість календарних днів	365	365	90	91	92	92
Святкові та вихідні дні	108	115	29	31	27	28
Кількість реальних робочих днів на рік	257	250	62	62	63	63

Сума виплат належних працівникам за час відпусток, що їм надаються, розраховуються шляхом ділення сумарного заробітку за рік на відповідну кількість календарних днів року за вирахуванням святкових та робочих днів і множення отриманого результату на кількість календарних, наданої і оплачуваної відпустки.

Кількість днів відпустки робітників приведено в таблиці 6.5

Таблиця 6.5 – Час відпусток працівникам

Відпустки	Тривалість відпустки, в днях	Кількість робітників	Кількість днів відпустки
Основні	24	2	48

Фонд додаткової заробітної плати складає:

$$\Phi_{\text{ДПЗ}} = \frac{\sum \text{ЗП}}{365 - 12 - D_{\text{ВІДП}}} \cdot D_{\text{ВІДП}}, \quad (0.1)$$

$$\Phi_{\text{ДПЗ}} = \frac{1531}{365 - 12 - 24} \cdot 24 = 112 \text{ (грн).}$$

Отже, фонд річної заробітної плати становить:

$$\Phi_{\text{РПЗ}} = \frac{1531}{22} \cdot 250 + 112 = 17509 \text{ (грн)}.$$

6.3 Розрахунок експлуатаційних витрат

Експлуатаційні витрати розраховуються для нового варіанту. Витрати на експлуатацію включають в себе амортизаційні відрахування, витрати на обслуговування і ремонт, вартість споживаної електроенергії.

Амортизаційні відрахування визначаються шляхом добутку норми амортизації на балансову вартість об'єкту основних фондів. Середня річна норма амортизації встановлюється як величина, обернена до нормативного терміну служби (амортизаційного періоду). Для електромеханічного

обладнання норма амортизації складає 10 % річних.

Величина капіталовкладень для нового варіанту:

$$K_n = 1955 \text{ (грн)}.$$

Тоді амортизаційні відрахування становлять:

$$A_p = \sum N_a \cdot K_n, \quad (6.4)$$

де N_a - норма амортизаційних відрахувань.

$$A_p = 0,1 \cdot 1955 = 196 \text{ (грн)}.$$

Вартість споживаної електроприводом активної електроенергії можна оцінити за формулою:

$$Z_{\text{ен}} = P \cdot \Phi \cdot m_0 \cdot K, \quad (6.5)$$

де P - потужність двигуна,

Φ - кількість робочих годин в день (4 год.),

m_0 - кількість робочих днів в рік (250 днів),

K - вартість електроенергії (7,4 грн / кВт • год).

$$Z_{\text{ен}} = 0,06 \cdot 4 \cdot 250 \cdot 7,4 = 444 \text{ (грн)}.$$

Витрати на поточний ремонт обладнання становить 2,5 %.

$$З_p = 0,025 \cdot K_n, \quad (6.6)$$

$$З_p = 0,025 \cdot 1955 = 49 \text{ (грн)}.$$

Тоді повні витрати становлять:

$$\Phi_{pe} = \Phi_{PI3} + З_{en} + A_p + З_p, \quad (6.7)$$

$$\Phi_{pe} = 17509 + 444 + 196 + 49 = 18198 \text{ (грн)}.$$

ВИСНОВКИ

У межах даної магістерської кваліфікаційної роботи було успішно виконано повний цикл розробки, проектування та випробування лабораторного стенда, призначеного для дослідження характеристик частотно-регульованого електропривода. В основу системи покладено високопродуктивний мікроконтролер STM32F407, який завдяки своїй обчислювальній потужності та наявності блоку FPU дозволив реалізувати складні алгоритми керування в реальному часі з високою точністю.

На етапі проектування було розроблено принципову електричну схему, яка охоплює силову частину, систему захисту та блоки узгодження сигналів. Практична реалізація стенда підтвердила правильність обраних технічних рішень: створена апаратна частина забезпечує стабільну роботу двигуна та коректне зняття робочих параметрів.

Особливістю програмної частини є використання мови C++ та принципів об'єктно-орієнтованого програмування. Це дозволило створити модульну архітектуру ПЗ, де окремі класи відповідають за керування периферією (ШІМ, АЦП, таймери) та логіку регулювання. Такий підхід забезпечив високу швидкість обробки даних та гнучкість у налаштуванні режимів роботи привода.

Проведені тестові випробування готового стенда довели його повну працездатність. Отримані в результаті експериментів характеристики частотно-регульованого привода відповідають теоретичним моделям, що підтверджує ефективність розробленого програмного забезпечення та надійність апаратної збірки. Таким чином, створений лабораторний стенд є завершеним навчально-дослідним комплексом, який поєднує в собі сучасні методи мікроконтролерного керування та силової електроніки, і може бути впроваджений у навчальний процес для підготовки фахівців відповідного профілю.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Сенько В. І. Інвертори і перетворювачі частоти / В. І. Сенько, К. В. Трубіцин, В. І. Чибеліс. – Київ : Ліра-К, 2020. – 304 с.
2. Шавьолкін О. О. Силові напівпровідникові перетворювачі електричної енергії / О. О. Шавьолкін. – Харків : ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2015. – 403 с.
3. Казачковський М. М. Автономні перетворювачі та перетворювачі частоти / М. М. Казачковський. – Дніпро : НГУ, 2017. – 198 с.
4. Сенько В. І. Силова перетворювальна техніка : конспект лекцій / В. І. Сенько, К. В. Трубіцин, В. І. Чибеліс. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 241 с.
5. Островерхов М. Я. Промислова електроніка. Напівпровідникові перетворювачі електричної енергії / М. Я. Островерхов, В. І. Сенько, В. І. Чибеліс. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 341 с.
6. Автоматизований електропривод типових виробничих механізмів. Курсове та дипломне проектування. Самостійна та індивідуальна робота студентів / Грабко В. В., Бабій С. М., Мошноріз М. М. – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 119 с.
7. Теорія електропривода. Курсове та дипломне проектування. Самостійна та індивідуальна робота студентів : навч. посібник / А. А. Видмиш, С. М. Бабій, В. В. Петрусь. – Вінниця : ВНТУ, 2012. – 101 с.
8. Видмиш А. А. Основи електропривода. Теорія та практика. Частина 1 : навч. посібник / А. А. Видмиш, Л. В. Ярошенко. – Вінниця : ВНАУ, 2020. – 387 с.
9. Безрученко В. М. Теорія електроприводу : підручник / В. М. Безрученко. – Дніпропетровськ : Вид-во Дніпропетр. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. ак. В. Лазаряна, 2003. – 203 с.
10. Закладний О. М. Електропривод : навч. посіб. / О. М. Закладний, В. В. Прокопенко, О. О. Закладний. – Київ : НТУУ «КПІ», 2008. – 316 с.

11. Васи́лега П. О. Електропривод робочих машин : підручник / П. О. Васи́лега. – Суми : Сумський державний університет, 2022. – 290 с.
12. Попович М. Г. Теорія автоматичного керування : підручник / М. Г. Попович, О. В. Ковальчук. – 2-ге вид., перероб. і доп. – Київ : Либідь, 2007. – 656 с.
13. Bose B. K. Modern Power Electronics and AC Drives / B. K. Bose. – Upper Saddle River : Prentice Hall, 2002. – 710 p.
14. Rashid M. H. Power Electronics: Circuits, Devices and Applications / M. H. Rashid. – 4th ed. – Boston : Pearson, 2014. – 912 p.
15. Mohan N. Power Electronics: Converters, Applications, and Design / N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins. – Hoboken : Wiley, 2003. – 802 p.
16. Krishnan R. Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control / R. Krishnan. – Upper Saddle River : Prentice Hall, 2001. – 626 p.
17. Leonhard W. Control of Electrical Drives / W. Leonhard. – 3rd ed. – Berlin : Springer, 2001. – 420 p.
18. Mohan N. Advanced Electric Drives: Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB / N. Mohan. – Hoboken : Wiley, 2014. – 384 p.
19. Horowitz P. The Art of Electronics / P. Horowitz, W. Hill. – 3rd ed. – Cambridge : Cambridge University Press, 2015. – 1220 p.
20. Sedra A. S. Microelectronic Circuits / A. S. Sedra, K. C. Smith. – 7th ed. – New York : Oxford University Press, 2014. – 1464 p.

Додаток А
(обов'язковий)

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет
Факультет електроенергетики та електромеханіки

ЗАТВЕРДЖУЮ
завідувач кафедри КЕМСК

к.т.н., доц.

Микола МОШНОРИЗ


« 21 » 10 2025 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

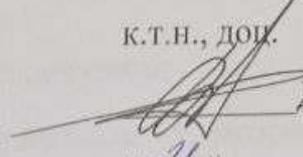
на магістерську кваліфікаційну роботу

**ЛАБОРАТОРНИЙ СТЕНД ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ
ХАРАКТЕРИСТИК ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО
ЕЛЕКТРОПРИВОДА**

08-24. МКР.012.00.000 ТЗ

Керівник роботи

к.т.н., доц.

 Дмитро ПРОЦЕНКО

« 21 » 10 2025 р.

Виконав: ст. гр. ЕПА-24м

 Андрій СТОЛОВНИК

« 21 » 10 2025 р.

1 Загальні відомості

Повне найменування розробки – «Лабораторний стенд для дослідження характеристик частотно-регульованого електропривода».

Скорочене найменування розробки – «Лабораторний стенд ЧРП».

Замовник – кафедра комп'ютеризованих електромеханічних систем і комплексів.

2 Підстави для розробки

Індивідуальне завдання та наказ ректора Вінницького національного технічного університету про затвердження тем дипломного проектування.

3 Призначення розробки і галузь використання

Лабораторний стенд призначений для дослідження статичних та динамічних характеристик частотно-регульованого асинхронного електропривода, вивчення принципів роботи частотних перетворювачів, проведення лабораторних та практичних занять для студентів електротехнічних спеціальностей.

Галузь використання – навчальні лабораторії закладів вищої освіти, науково-дослідні роботи в галузі електроприводу.

4 Вимоги до розробки

Лабораторний стенд повинен забезпечувати:

- керування асинхронним двигуном з можливістю регулювання швидкості обертання;
- вимірювання основних електричних параметрів в режимі реального часу;
- захист силової частини від аварійних режимів;
- гальванічну розв'язку системи керування від силової частини;
- можливість дистанційного керування та моніторингу параметрів;

5 Комплектація розробки

Лабораторний стенд складається з наступних компонентів із друкованої плати частотного перетворювача на базі силових IGBT ключів, асинхронний двигун потужністю 180 Вт, 1500 об/хв.

6 Технічні характеристики

Тип електричного двигуна – асинхронний, потужністю 60 Вт, напруга живлення 220 В.

7 Джерела розробки

1. Сенько В. І. Інвертори і перетворювачі частоти / В. І. Сенько, К. В. Трубіцин, В. І. Чибеліс. – Київ : Ліра-К, 2020. – 304 с. Казачковський М.
2. М. Автономні перетворювачі та перетворювачі частоти / М. М. Казачковський. – Дніпро : НГУ, 2017. – 198 с.

8 Елементна база

Мікроконтролери, силові напівпровідникові елементи, датчики, дисплеї, комутаційна апаратура, з'єднувальні елементи виробництва провідних світових виробників електронних компонентів. Асинхронний двигун.

9 Конструктивне виконання

Лабораторний стенд виготовляється у вигляді настільної конструкції з окремими функціональними блоками:

- друкована плата частотного перетворювача;
- асинхронного двигуна;
- з'єднувальні кабелі з роз'ємами;

10 Показники технологічності

Обладнання виконується на сучасній елементній базі. Його монтаж, заземлення, струмопровід повинні відповідати правилам улаштування електроустановок.

11 Етапи виконання

Стадії і етапи розробки	Термін виконання
Основна частина	
Графічна частина	

12 Технічне обслуговування і ремонт

Технічне обслуговування здійснюється інженерно-технічним персоналом лабораторії, що має відповідну кваліфікацію з електротехніки та електроніки.

13 Живлення електропривода

Живлення лабораторного стенду здійснюється від мережі змінного струму напругою 220 В, частотою 50 Гц через окремий автоматичний вимикач з відповідною захисною характеристикою.

14 Порядок контролю та прийняття Виконання етапів графічної та розрахункової документації магістерської кваліфікаційної роботи контролюється керівником згідно з графіком виконання роботи. Прийняття роботи здійснюється комісією затвердженою зав. кафедрою згідно з графіком захисту.

Додаток Б

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

**ЛАБОРАТОРНИЙ СТЕНД ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК
ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА**

Актуальність, об'єкт і предмет розробки

Сучасний електропривод являє собою електромеханічний комплекс, до складу якого входять силовий перетворювач, двигун, передавальний пристрій та система контролю. Його головне призначення полягає в забезпеченні руху виконавчих органів різноманітних машин. Саме електропривод виступає ключовим споживачем енергії: на його частку припадає понад 60 % електрики, що генерується в державі та конвертується у механічну роботу. В нинішніх реаліях пріоритетними стають питання енергозбереження, оскільки потреба в економії ресурсів загострилася, а технологічний рівень дозволяє ефективно вирішувати ці задачі.

Дана робота викликана дефіцитом систематизованих даних та літератури щодо проектування і вибору сучасних частотних перетворювачів для автоматизованих систем.

Об'єктом роботи є лабораторний стенд для дослідження частотно-регульованого електропривода, а **предметом** характеристики в системі частотно-регульованого електропривода.

Мета та задачі роботи

Метою кваліфікаційної роботи є підвищення якості досліджень електроприводів шляхом створення сучасного лабораторного обладнання.

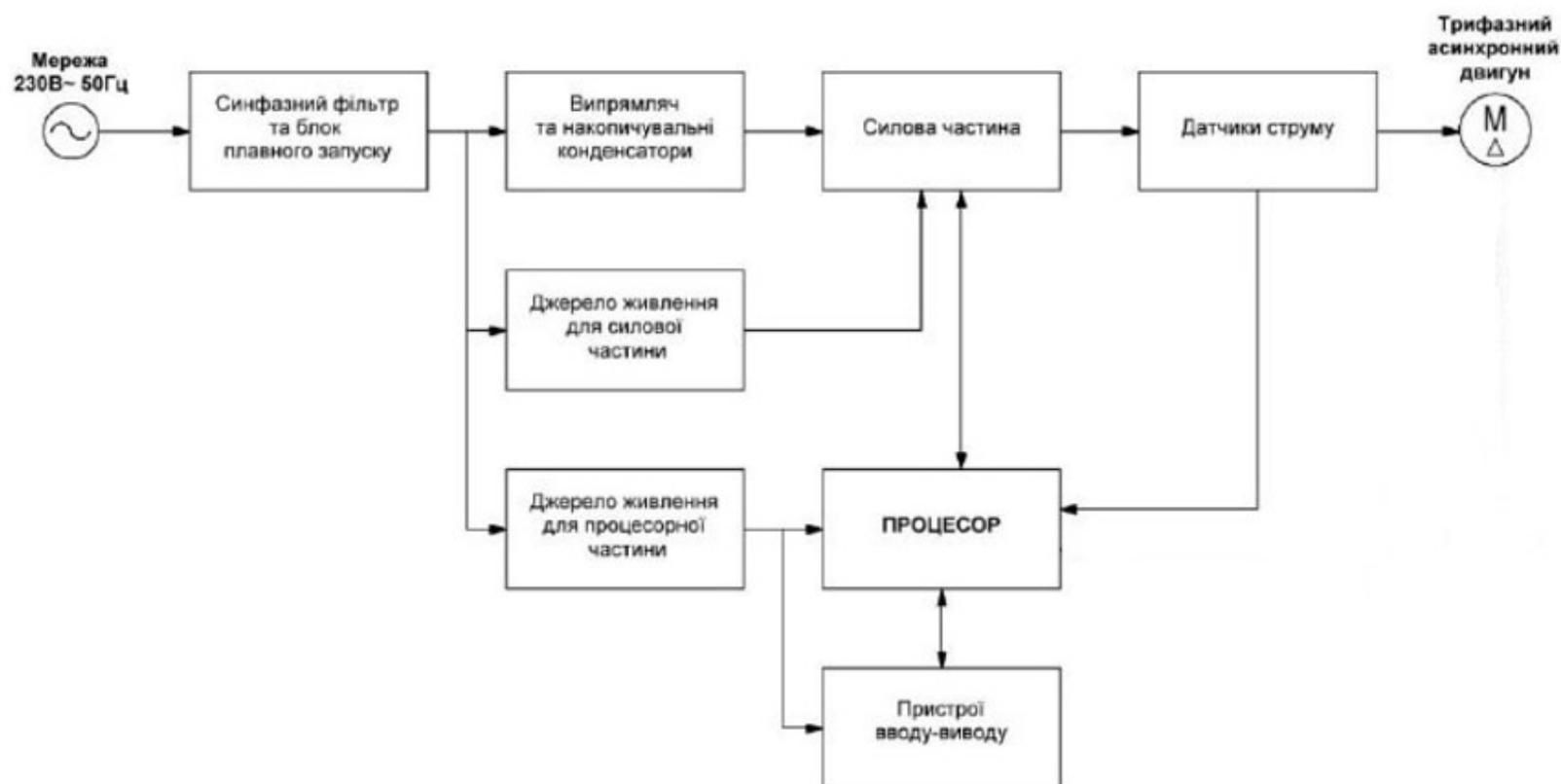
Завдання роботи:

- вивчити принципи побудови систем на основі асинхронних приводів для аналізу роботи перетворювачів у різних режимах;
- здійснити аналіз існуючих навчальних стендів та визначити їхні слабкі сторони;
- спроектувати функціональну схему та підібрати елементи автоматизації;
- розробити електричну принципову схему стенда;
- скласти методику для програмування частотних перетворювачів;
- реалізувати проект практично та протестувати роботу системи.

Функціонал лабораторного стенду передбачає:

- аналіз характеристик привода у всьому частотному діапазоні;
- здійснення пуску, зупинки, реверсу та зміни швидкості двигуна;
- захист компонентів від надмірних струмів та перевантаження;
- можливість візуального спостереження за осцилограмами в контрольних точках.

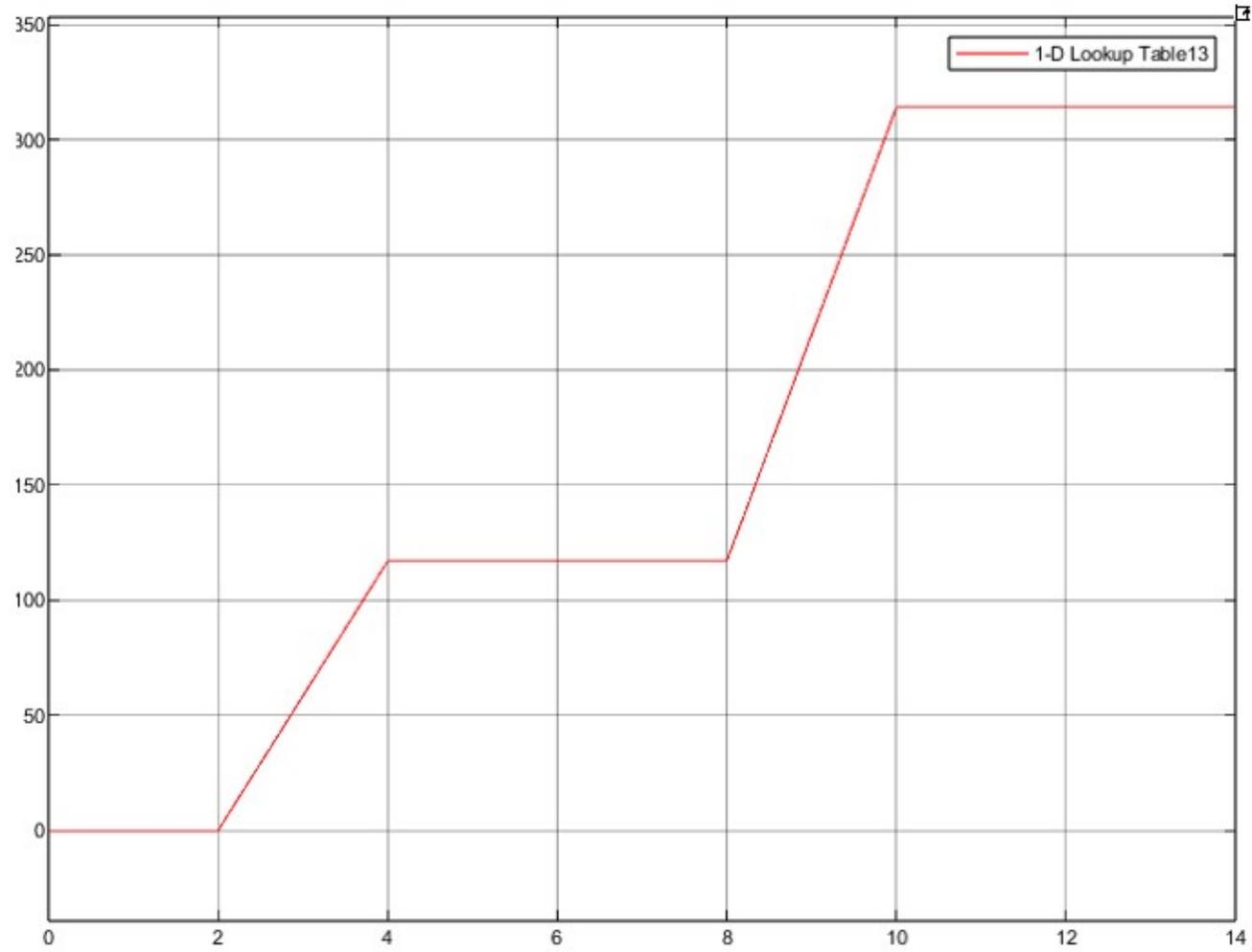
Блок-схема системи керування асинхронним двигуном



Стандартна математична модель для
короткозамкненого асинхронного двигуна

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{di_{\alpha}^s(t)}{dt} = k \left[L_r (U_{\alpha}^s(t) - R_s i_{\alpha}^s(t)) + L_m (R_r i_{\alpha}^r(t) + \omega_r(t) (L_r i_{\beta}^r(t) + L_m i_{\beta}^s(t))) \right] \\
 \frac{di_{\beta}^s(t)}{dt} = k \left[L_r (U_{\beta}^s(t) - R_s i_{\beta}^s(t)) + L_m (R_r i_{\beta}^s(t) - \omega_r(t) (L_r i_{\alpha}^r(t) + L_m i_{\alpha}^s(t))) \right] \\
 \frac{di_{\alpha}^r(t)}{dt} = k \left[-L_m (U_{\alpha}^s(t) - R_s i_{\alpha}^s(t)) - L_s (R_r i_{\alpha}^r(t) + \omega_r(t) (L_r i_{\beta}^r(t) + L_m i_{\beta}^s(t))) \right] \\
 \frac{di_{\beta}^r(t)}{dt} = k \left[-L_m (U_{\beta}^s(t) - R_s i_{\beta}^s(t)) - L_s (R_r i_{\beta}^r(t) - \omega_r(t) (L_r i_{\alpha}^r(t) + L_m i_{\alpha}^s(t))) \right] \\
 \frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{p}{J} \cdot (M_{em}(t) - M_0(\omega_r(t))); \quad k = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2}; \\
 M_{em}(t) = \frac{mp}{2} \cdot L_m (i_{s\beta}(t) i_{r\alpha}(t) - i_{r\beta}(t) i_{s\alpha}(t)),
 \end{array} \right.$$

Графік швидкості ПЧ-АД



Графік моменту навантаження ПЧ-АД

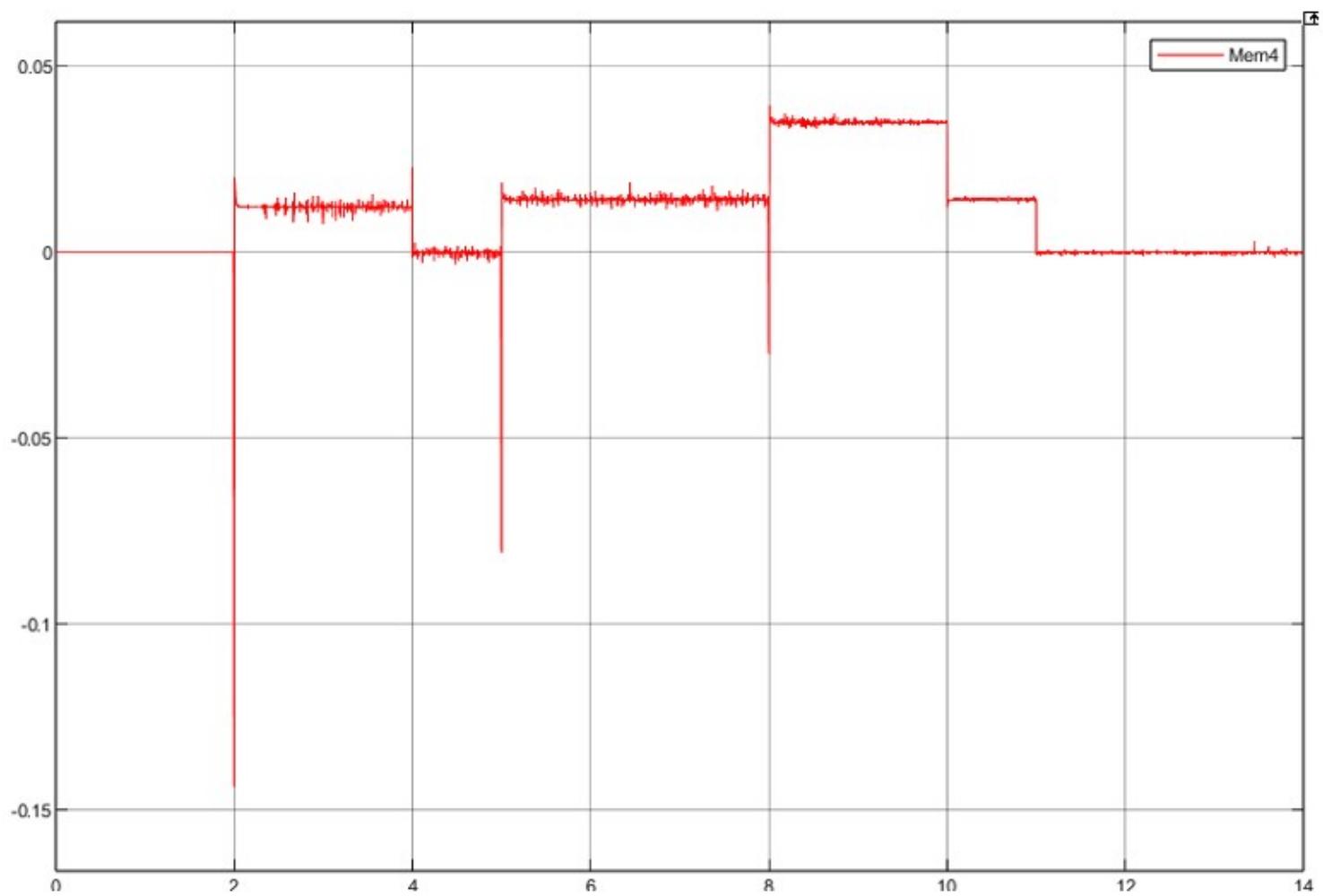


Схема силової частини

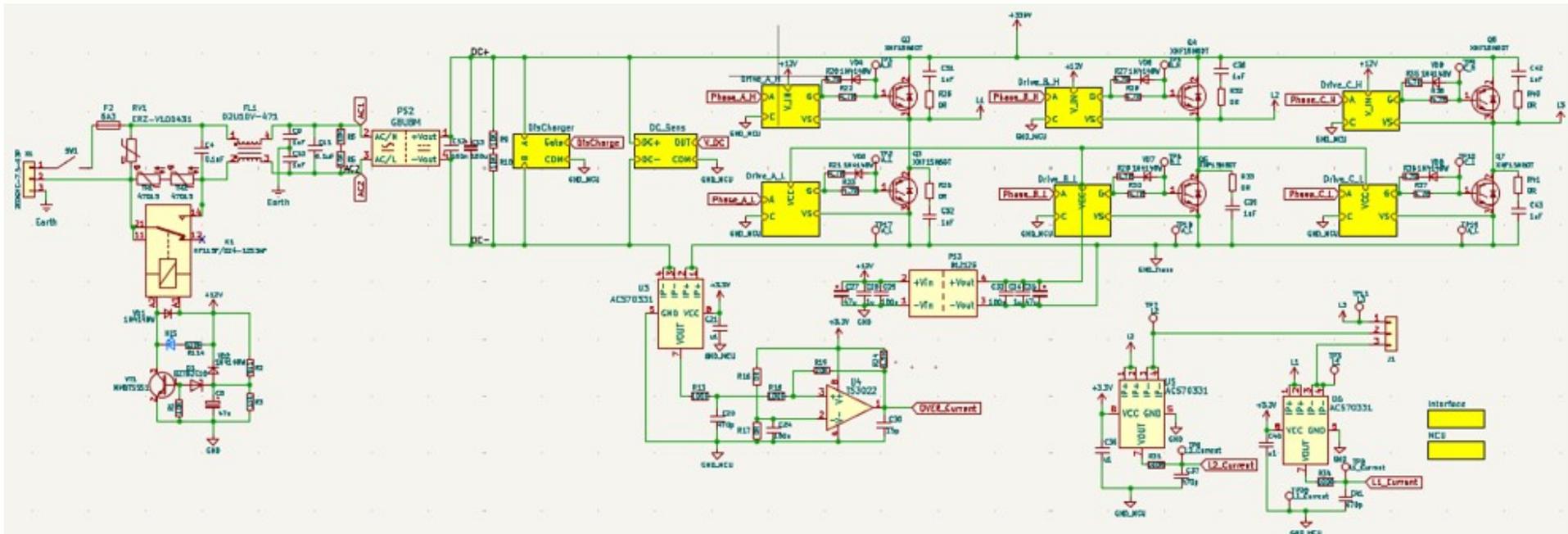


Схема допоміжних джерел живлення

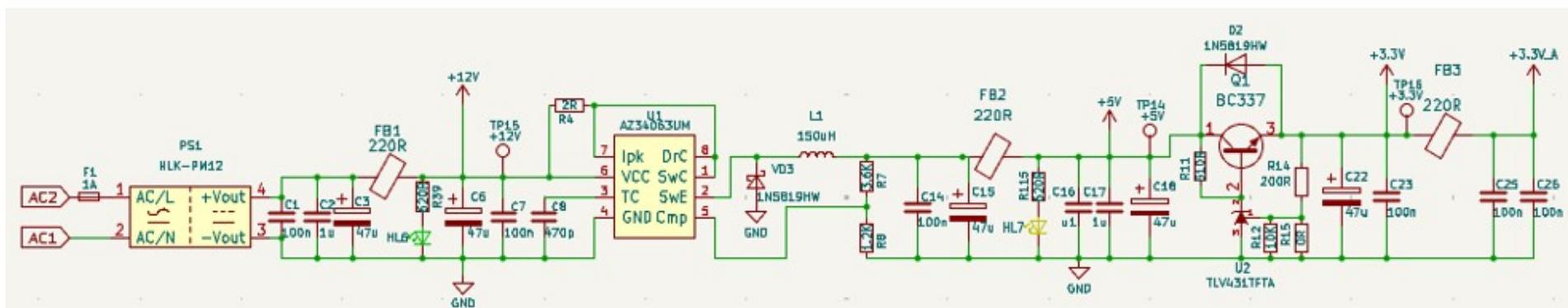


Схема мікроконтролера

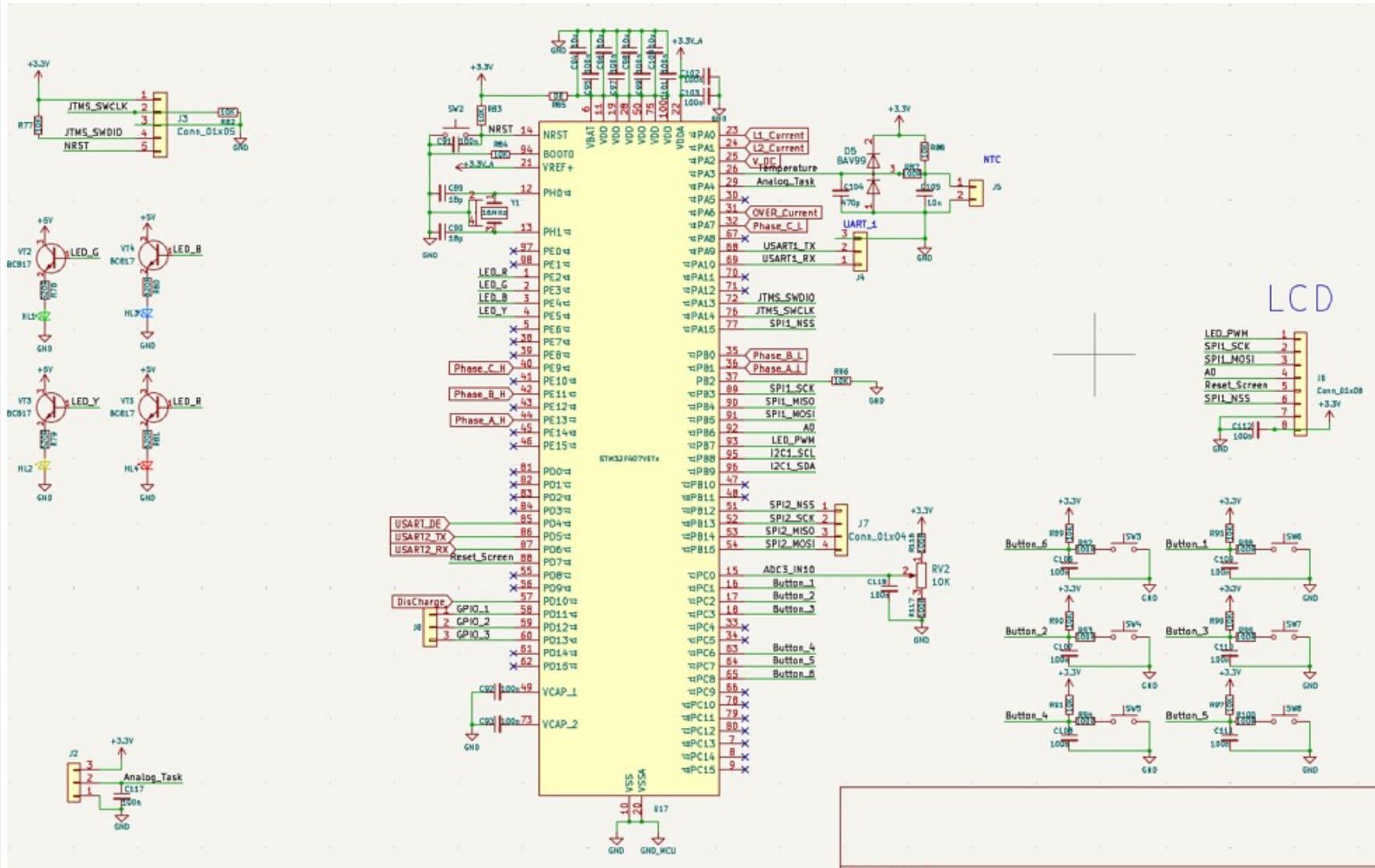


Схема інтерфейсу RS485

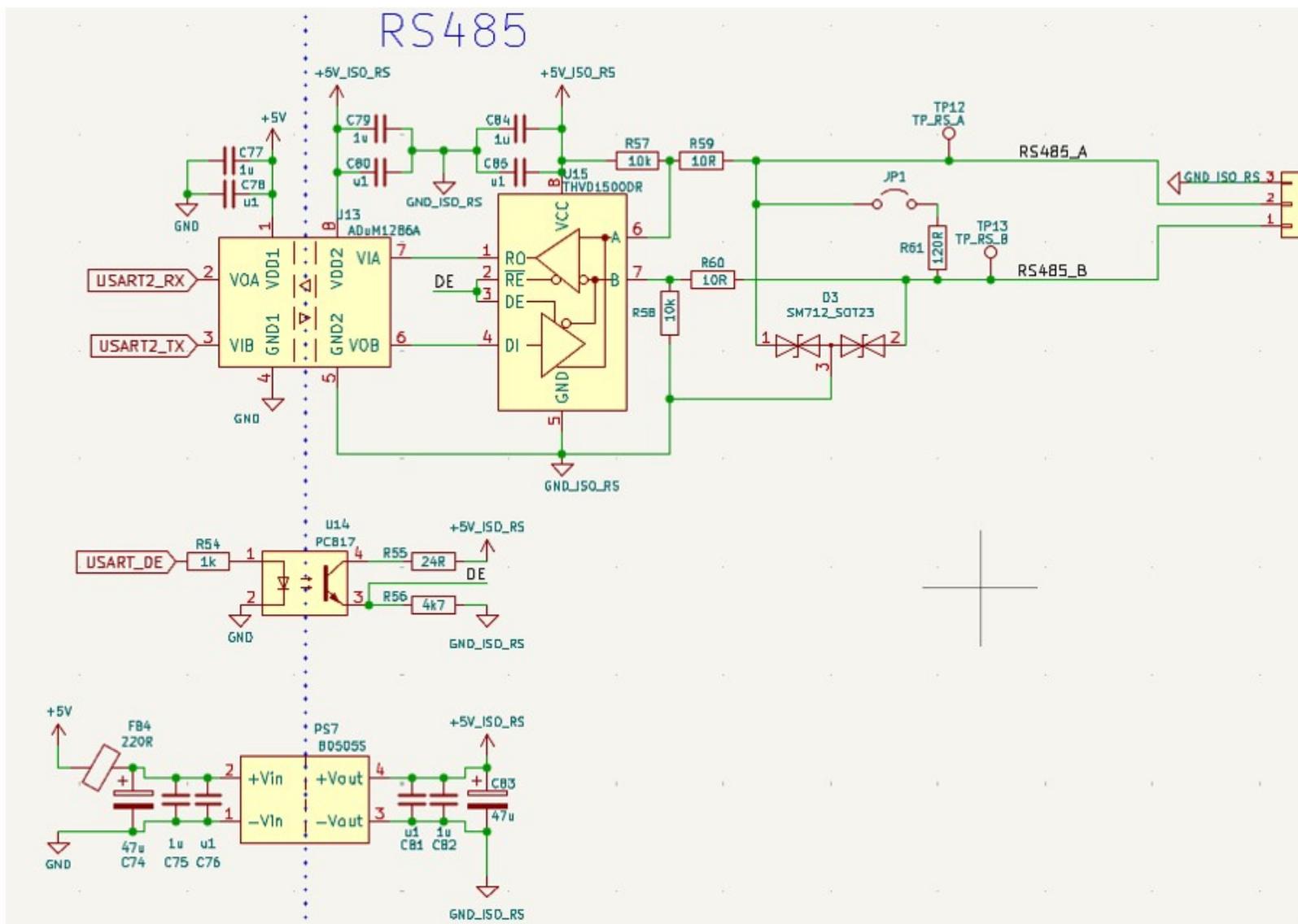
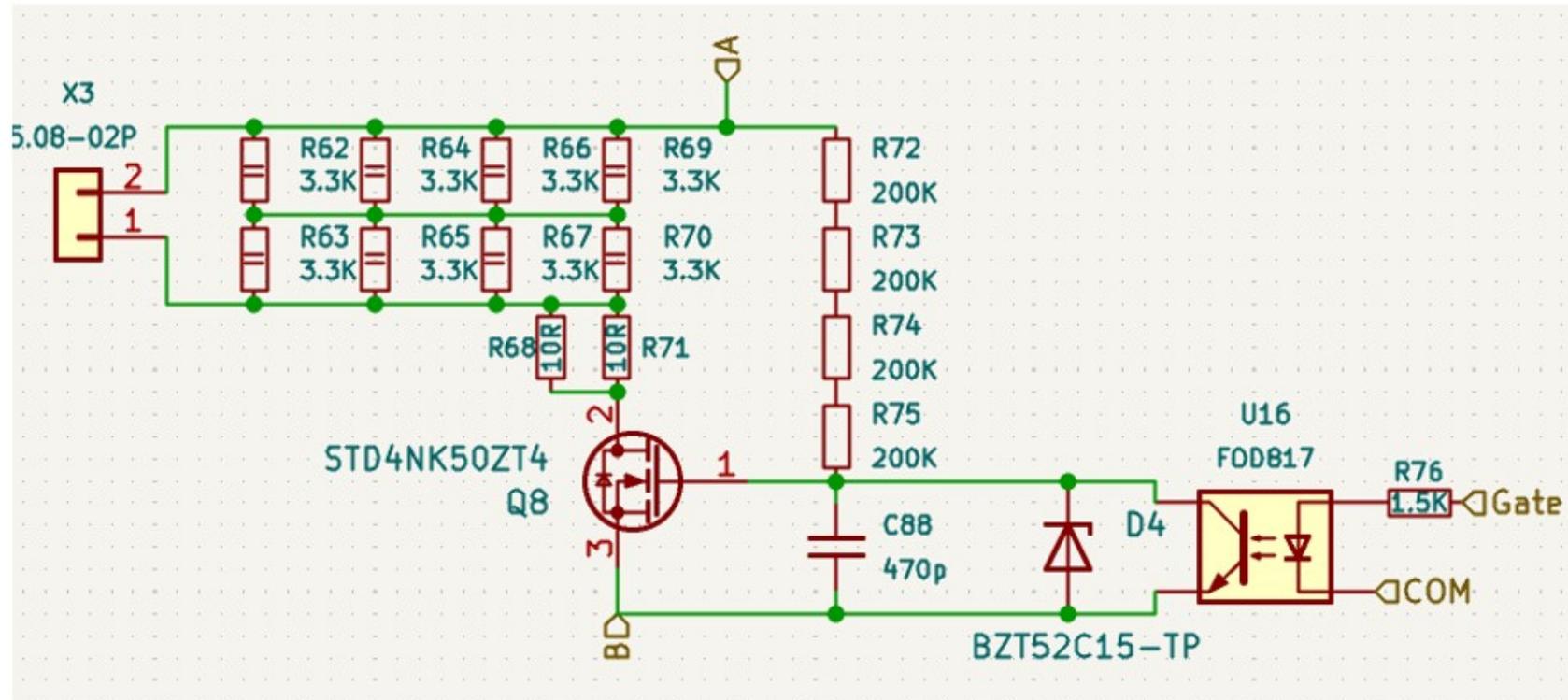
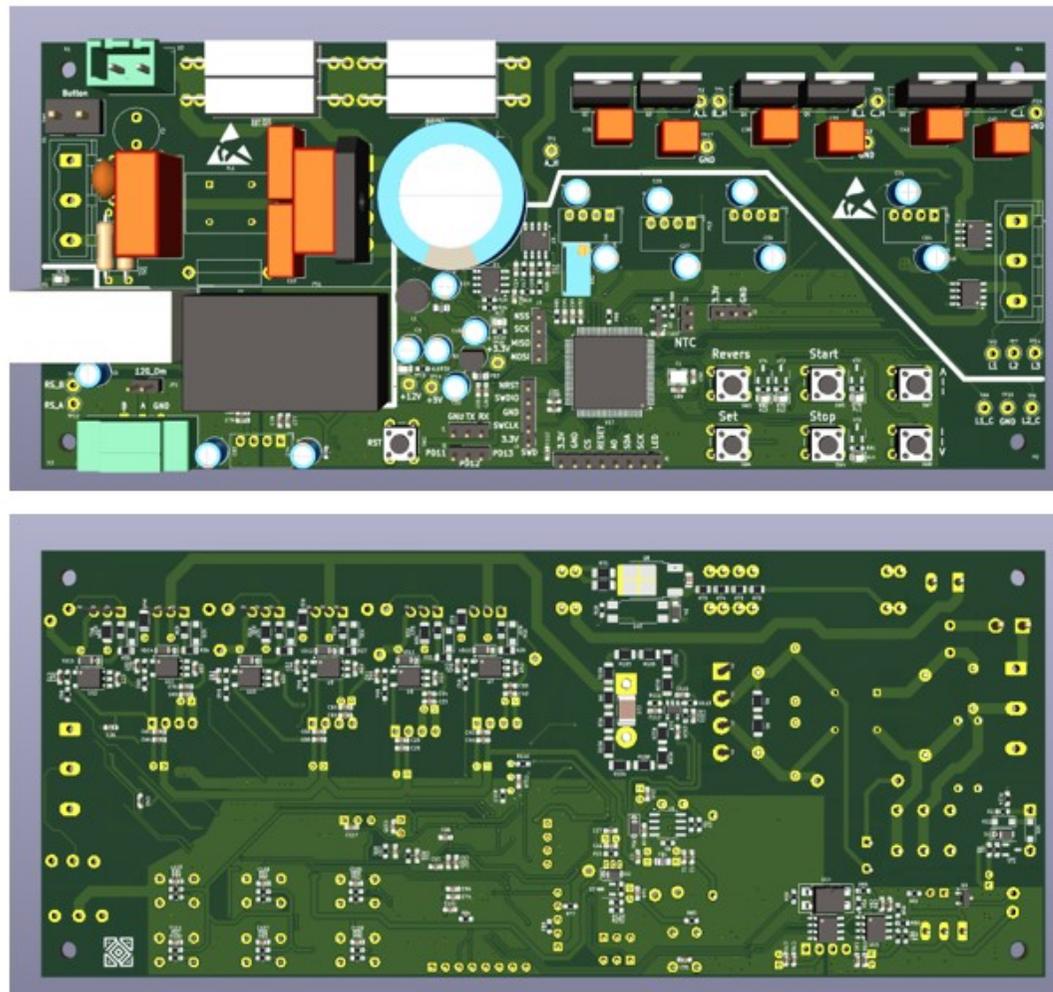


Схема резистивного динамичного гальмування

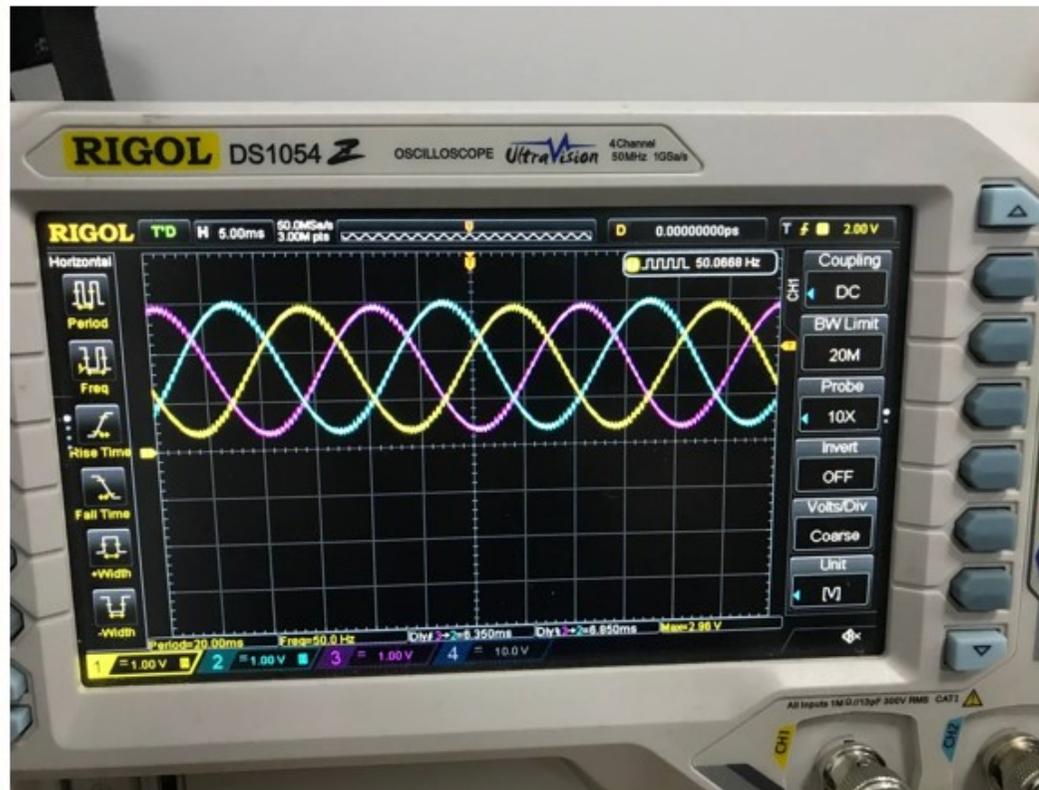


Огляд друкованих плат системи керування

Основна плата



Практична реалізація



Висновки

У межах даної дипломної роботи було успішно виконано повний цикл розробки, проектування та випробування лабораторного стенда, призначеного для дослідження характеристик частотно-регульованого електропривода. В основу системи покладено високопродуктивний мікроконтролер STM32F407, який завдяки своїй обчислювальній потужності та наявності блоку FPU дозволив реалізувати складні алгоритми керування в реальному часі з високою точністю.

На етапі проектування було розроблено принципову електричну схему, яка охоплює силову частину, систему захисту та блоки узгодження сигналів. Практична реалізація стенда підтвердила правильність обраних технічних рішень: створена апаратна частина забезпечує стабільну роботу двигуна та коректне зняття робочих параметрів.

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Лабораторний стенд для дослідження характеристик частотно-регульованого електропривода

Тип роботи: магістерська кваліфікаційна робота

Підрозділ: кафедра КЕМСК, ФЕЕЕМ, гр. ЕПА-24м

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 23,46 %

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту

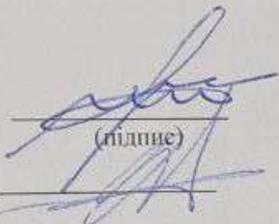
У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.

У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

Експертна комісія:

Зав. кафедри КЕМСК Мошноріз М.М.

(прізвище, ініціали, посада)


(підпис)

Гарант ОП Проценко Д.П.

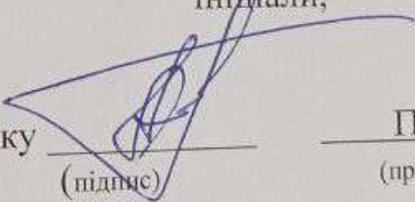
(прізвище,

ініціали,

посада)

(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку


(підпис)

Паянок О.А.

(прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

Керівник

(підпис)

Проценко Д.П.

(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач

(підпис)

Столовник А.О.

(прізвище, ініціали)

08-24.МКР.012.00.000

Зм.	Арк.	№ докумен.	Підпис	Дата	Ліг.	Маса	Масштаб
Розробив:		Столовник А.О.					
Перевірив:		Проценко Д.П.					
Т. контр.							
Рецензент		Бабенко С.В.					
Норм. кон.		Григорів О.А.					
Затверд.		Мошнорізі М.М.					
					Аркуш 1	Аркушів 1	
					ВНТУ, гр. ЕПА-24м		

Лабораторний стенд для дослідження характеристик частотно-регульованого електропривода