

Хмельницький національний університет
Факультет інженерії, транспорту та архітектури
Кафедра машин і апаратів, електромеханічних та енергетичних систем

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА МАГІСТРА

Розробка вентильного перетворювача для живлення двигунів постійного струму

Назва теми

Галузь знань 14 «Електрична інженерія»

Шифр, назва


Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Шифр, назва

Освітня програма «Електропобутова техніка»

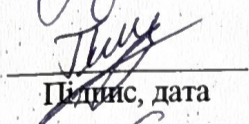
Шифр МРМА 25.00.00.000 ПЗ

Виконав студент 2 курсу
група ЕТМ-24-1


Підпис

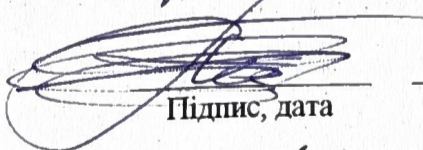
Сідорук В.В.
Ініціали, прізвище

Керівник


Підпис, дата

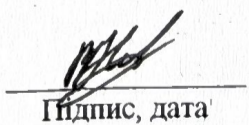
доц. Поліщук А.О.
Ініціали, прізвище

Нормоконтролер


Підпис, дата

доц. к.т.н. Тилмошук О.
Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:


Підпис, дата

доц. Неймак В.С.
Ініціали, прізвище

Зав. кафедри МАЕЕС

10 12 2025 р.

Хмельницький 2025

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інженерії, транспорту і архітектури
Кафедра машин і апаратів, електромеханічних та енергетичних систем
Освітній рівень магістр
Галузь знань 14 «Електрична інженерія»
Шифр і назва
Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»
Шифр і назва
Освітня програма «Електропобутова техніка»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри МАЕЕС

к.т.н., доц. Неймак В.С.

[Підпис] 10. 12. 2025р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ МАГІСТРА

Сідорук Владислав Володимирович

Прізвище, ім'я, по батькові студента

1. Тема роботи Розробка вентильного перетворювача для живлення двигунів постійного струму

керівник роботи доц. Поліщук А.О.

Прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання

Затверджено наказом ректора університету від 25 08 2025 р. № 65

2. Строк подання студентом роботи на кафедру 10.12.2025р.

3. Вихідні дані до роботи Технічні характеристики перетворювачів-аналогів для живлення електродвигунів

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

Вступ. 1. Огляд та аналіз існуючих технологічних та технічних рішень з тематики магістерської роботи 2. Розробка вентильного перетворювача для живлення двигунів постійного струму 3. Розрахунки, що підтверджують працездатність вентильного перетворювача Висновки. Перелік джерел посилання.

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслень) Аркуш 1. Вентильні перетворювачі. Документ оглядовий (A1). Аркуш 2. Вентильний перетворювач. Схема структурна (A1). Аркуш 3. Вентильний перетворювач. Схема функціональна (A1). Аркуш 4. Вентильний перетворювач. Схема електрична принципова (A1). Аркуш 5. Блок синхронізації. Схема електрична принципова (A1). Аркуш 6. Блок керування. Схема електрична принципова (A1).

6. Консультанти розділів кваліфікаційної роботи

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

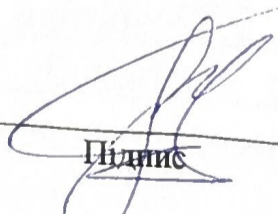
7. Дата видачі завдання _____


КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Назва етапів (розділів) кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1. Огляд та аналіз існуючих технологічних та технічних рішень з тематики магістерської роботи	до 28.10.24р.	
2. Розробка вентильного перетворювача для живлення двигунів постійного струму	до 15.11.24р.	
3. Розрахунки, що підтверджують працездатність вентильного перетворювача	до 17.11.24р.	
4. Оформлення пояснювальної записки та графічного матеріалу	до 12.12.24р.	

Студент

Керівник роботи


Підпис


Підпис

В.В. Сідорук
Ініціали, прізвище

А.О. Поліщук
Ініціали, прізвище

АНОТАЦІЯ

до магістерської роботи студента
спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка».

1. Прізвище, ім'я та по батькові _____

Сідорук Владислав Володимирович

2. Тема магістерської роботи Розробка вентильного перетворювача для живлення двигунів постійного струму

3. Прізвище, ініціали, вчена ступінь та звання опонента _____

4. Об'єм магістерської роботи: креслень 6 арк., сторінок записки 78

5. Сучасні цифрові системи керування, попри свою функціональність, мають високу вартість і складну структурну реалізацію, що обмежує їх використання на малих і середніх підприємствах. У свою чергу аналогові системи втратили актуальність через недостатню точність і низьку гнучкість. Тому особливо важливим є створення недорогих, технологічно простих, але достатньо ефективних керованих вентильних перетворювачів, які здатні забезпечити надійну роботу та підвищити енергоефективність виробничих процесів. Таким чином, розроблення вентильного перетворювача для живлення електропривода постійного струму є актуальною задачею, зумовленою як технічними, так і економічними потребами: необхідністю модернізації обладнання, зниженням енергоспоживання, підвищенням надійності технологічних процесів та забезпеченням доступності сучасних рішень для широкого кола підприємств.

В магістерській роботі розроблено вентильний перетворювач для живлення двигунів постійного струму. В першому розділі зроблено огляд та аналіз існуючих технологічних та технічних рішень з тематики магістерської роботи. В другому здійснено розробку вентильного перетворювача для живлення двигунів постійного струму. В третьому розділі виконано розрахунки, що підтверджують працездатність вентильного перетворювача.

Підпис студента _____

" 10 " 12 20 25 р.

РІШЕННЯ ЕК:

Протокол 1 від " 18 " 12 20 25 р.

Оцінка проекту ЕК Відмінно 1А/100

Рекомендації ЕК Впровадження у виробничий процес

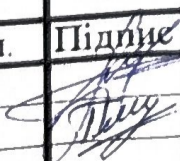
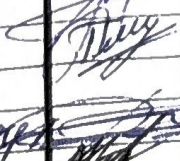

Особливі відмітки -

Технічний секретар _____

" 18 " 12 20 25 р.

ЗМІСТ

		стор.
	Вступ	6
1	Огляд та аналіз існуючих технологічних та технічних рішень з тематики магістерської роботи	8
1.1	Загальні відомості про двигуни постійного струму	8
1.2	Методи регулювання швидкості обертання двигунів постійного струму	12
1.3	Огляд існуючих вентильних перетворювачів для живлення двигунів постійного струму	17
1.4	Висновки до першого розділу	31
2	Розробка вентильного перетворювача для живлення двигунів постійного струму	33
2.1	Розробка структурної схеми вентильного перетворювача	33
2.2	Розробка силової частини вентильного перетворювача	36
2.3	Розробка блоку живлення	40
2.4	Розробка блоку синхронізації вентильного перетворювача	43
2.5	Загальний вигляд вентильного перетворювача	46
2.6	Опис роботи вентильного перетворювача	47
2.7	Висновки до другого розділу	48
3	Розрахунки, що підтверджують працездатність вентильного перетворювача	50
3.1	Оцінка параметрів ідеального вентильного перетворювача	50
3.2	Розрахунок реального перетворювача з урахуванням параметрів елементів	55

MPMA25.00.00.000 ПЗ									
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата	Розробка вентильного перетворювача для живлення двигунів постійного струму Пояснювальна записка	Літера	Аркуш	Аркушів	
Виконав	Сідорук					М		4	78
Перевір.	Поліщук					ХНУ гр.ЕТм-24-1			
Н.контр. Затвер.	Неймак								

3.3	Вибір захисту силової частини	58
3.4	Вибір елементів схеми керування вентилями	60
3.5	Розрахунок елементів датчика напруги	61
3.6	Розрахунок вузла синхронізації	63
3.7	Розрахунок елементів індикації	64
3.8	Розрахунок блока живлення	66
3.9	Висновки до третього розділу	73
	Висновки	74
	Перелік джерел посилання	76
	Додаток А	

МРМА25.00.00.000 ПЗ

Арк.

5

Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата
-----	------	---------	--------	------

ВСТУП

Силова електроніка є однією з ключових складових сучасних електротехнічних систем, забезпечуючи ефективне перетворення й керування електричною енергією в широкому спектрі галузей. Однією з найважливіших сфер її застосування є електропривод, де використання напівпровідникових перетворювачів дозволяє реалізувати плавне регулювання параметрів, підвищити енергоефективність та забезпечити точність роботи виконавчих механізмів. Особливо це стосується електроприводів постійного струму, які й сьогодні залишаються актуальними завдяки високим динамічним показникам та можливості точного керування моментом і швидкістю.

Для живлення й керування такими електроприводами застосовуються вентильні (тиристорні) перетворювачі різних конструкцій. У промисловості представлені як застарілі аналогові системи, так і сучасні цифрові комплекси. Аналогові схеми, незважаючи на їх історичну поширеність, поступово втрачають актуальність через складність тонкого налаштування, низьку гнучкість і складність модернізації. Натомість цифрові системи керування забезпечують широкі функціональні можливості, високу точність формування імпульсів та адаптивність до змін у навантаженні й параметрах мережі. Проте такі системи часто виявляються дорогими, що суттєво обмежує їх застосування на малих і середніх підприємствах, де питання вартості обладнання є критично важливим.

Аналіз існуючих конструктивних рішень вентильних перетворювачів показує, що сучасні промислові зразки мають складну структуру системи керування тиристорами, а їх техніко-економічні показники не завжди є оптимальними з точки зору ціни й обслуговування. Це формує потребу у створенні більш доступних, технологічно простих та водночас функціональних перетворювальних систем, здатних забезпечити необхідний рівень керування та захисту при мінімальних втратах.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						6
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

У зв'язку з цим актуальним є завдання розроблення вентильного перетворювача електропривода постійного струму з удосконаленою системою керування силовими вентилями, оптимізованою структурою та зниженими витратами на виготовлення. Такий підхід дозволить створити конкурентоспроможну, надійну та економічно доцільну систему, придатну для впровадження на невеликих виробництвах, навчальних лабораторіях і в технічних майстернях, де важливим є поєднання функціональності та доступності обладнання.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						7
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

1 ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ТА ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ З ТЕМАТИКИ МАГІСТЕРСЬКОЇ РОБОТИ

1.1 Загальні відомості про двигуни постійного струму

Двигуни постійного струму (ДПС) є важливим класом електричних машин, що широко застосовуються у промислових електроприводах, де необхідні висока точність регулювання, плавний пуск, стабільність швидкості та хороші динамічні властивості. Їх робота ґрунтується на створенні електромагнітного моменту внаслідок взаємодії струму, що протікає через обмотку якоря, та магнітного поля статора. Конструкція ДПС містить ротор (якір) з обмоткою та колекторно-щітковим вузлом, а також статор, який формує основний магнітний потік за допомогою постійних магнітів або електромагнітної обмотки збудження. Загальні принципи роботи і класифікації таких двигунів наведені у фундаментальній літературі [1].

Переваги двигунів постійного струму пов'язані з можливістю незалежного регулювання електромагнітного моменту та швидкості, лінійністю електромеханічних характеристик, високим пусковим моментом і здатністю працювати у широкому діапазоні навантажень. Швидкість обертання визначається величиною поданої напруги на якорі, а момент - струмом якоря, що дозволяє здійснювати точне керування механізмами, які працюють в умовах змінних навантажень або потребують високої динамічності.

За способом збудження двигуни постійного струму поділяють на чотири основні типи: незалежного збудження, паралельного (шунтового), послідовного та змішаного (компаундного) збудження. Структурні схеми цих двигунів подано на рис. 1.1–1.4 згідно з класифікацією, наведеною у відкритих технічних джерелах [2–5].

Двигун незалежного збудження (рис. 1.1) має обмотку збудження, яка живиться від окремого джерела постійного струму і не залежить від кола якоря. Це

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк. 8
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

забезпечує сталість магнітного потоку і дає змогу незалежно регулювати швидкість двигуна зміненням напруги якоря та регулювати момент струмом якоря. Завдяки відокремленню обмотки збудження такі двигуни мають передбачувані та лінійні характеристики і застосовуються у приводах з високими вимогами до точності регулювання [2].

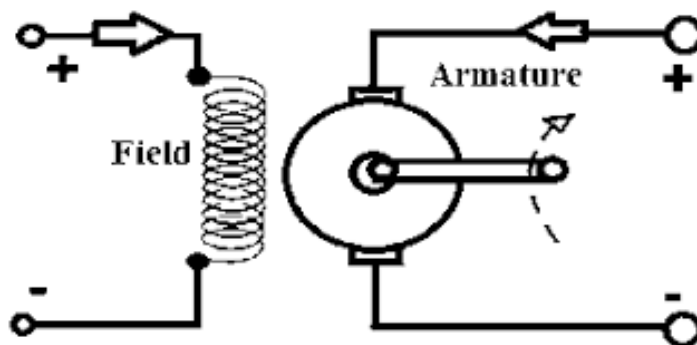


Рисунок 1.1 — Схема двигуна незалежного збудження

Двигун паралельного (шунтового) збудження (рис. 1.2) характеризується підключенням обмотки збудження паралельно обмотці якоря, що забезпечує стабільний магнітний потік, оскільки обмотка збудження отримує ту ж напругу, що й якор. Механічна характеристика такого двигуна майже горизонтальна, тобто швидкість слабо залежить від навантаження. Це робить шунтові двигуни придатними для механізмів зі стабільною частотою обертання: шліфувальних верстатів, вентиляторів, конвеєрів, поліграфічного обладнання. Подібні властивості докладно описані у [3].

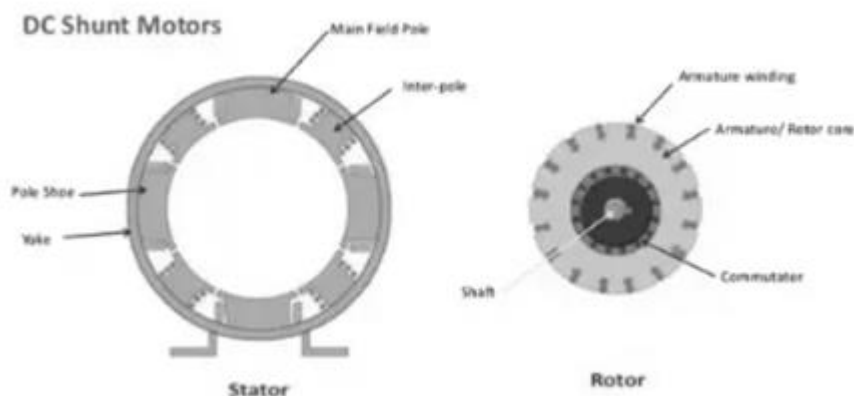


Рисунок 1.2 - Схема двигуна паралельного (шунтового) збудження

Двигун послідовного збудження (рис. 1.3) має обмотку збудження, з'єднану послідовно з обмоткою якоря, тому повний струм навантаження проходить через обидві обмотки. У таких двигунах магнітний потік зростає разом зі струмом, що забезпечує дуже високий пусковий момент. Саме тому двигуни послідовного збудження широко застосовуються у стартерах, підйомних механізмах та тягових електроприводах. Однак при зниженні навантаження швидкість різко зростає, що робить роботу без навантаження небезпечною. Докладні характеристики цього типу подані у [3, 4].

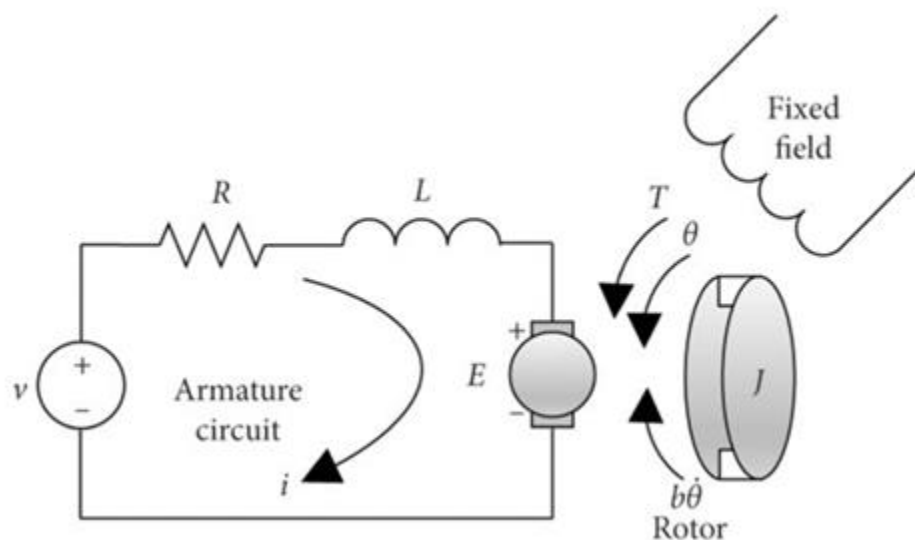


Рисунок 1.3 - Схема двигуна послідовного збудження

Двигун змішаного (компаундного) збудження (рис. 1.4) містить одночасно паралельну та послідовну обмотки збудження. Поєднання цих обмоток забезпечує як значний пусковий момент, так і відносну стабільність швидкості. Існують два різновиди: двигуни з кумулятивним і диференціальним збудженням. Кумулятивні двигуни мають вищий пусковий момент і стабільнішу характеристику, тоді як диференціальні застосовують у специфічних режимах, де потрібна підвищена стійкість. Особливості змішаного збудження докладно описані у відкритому джерелі [5].

Практичне застосування двигунів постійного струму охоплює підйомно-транспортне обладнання, верстатобудування, приводи з позиціонуванням, робототехніку, електротранспорт, лабораторні установки та інші технологічні системи. Висока точність і швидкодія роблять ці двигуни зручними для автоматизованих систем і технологічних процесів.

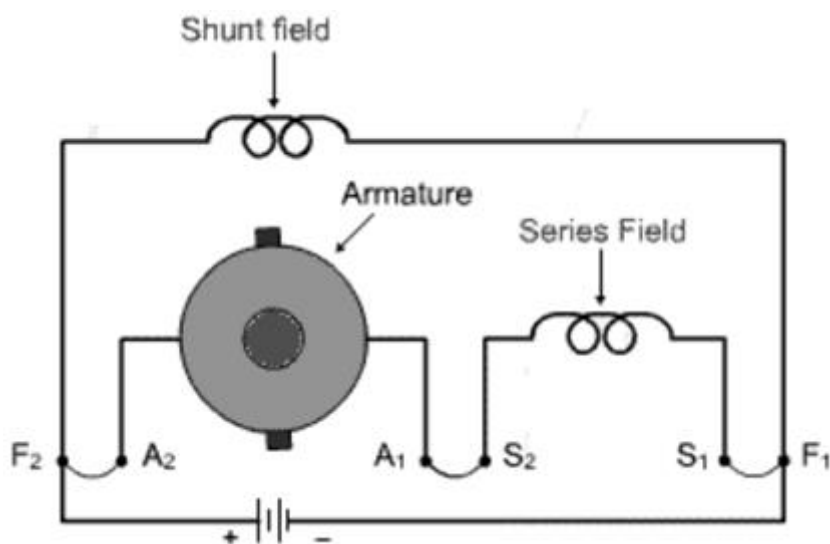


Рисунок 1.4 - Схема двигуна змішаного збудження

Для забезпечення правильної роботи двигунів постійного струму необхідне джерело регульованої постійної напруги, яке формує необхідні робочі характеристики та забезпечує захист у перехідних режимах. Мережна змінна напруга не може подаватися на якорі безпосередньо, оскільки це призведе до некоректної роботи, підвищених пульсацій струму, перегріву та пошкодження колекторно-щіткового вузла. Тому в структурі електроприводу обов'язково застосовується вентильний перетворювач - електронний пристрій, що перетворює змінну напругу на керовану постійну. Застосування діодних, тиристорних або транзисторних схем дозволяє регулювати напругу та струм, формувати плавний пуск, забезпечувати реверс та захист від аварійних режимів [1].

Таким чином, двигуни постійного струму різних типів мають властивості, які визначають їх застосування у технічних системах, а їх ефективна робота залежить від якісного керованого джерела живлення - вентильного перетворювача.

1.2 Методи регулювання швидкості обертання двигунів постійного струму

Регулювання швидкості обертання двигунів постійного струму є одним із ключових завдань електроприводу, оскільки стабільність частоти обертання, плавність переходів між режимами та можливість адаптації до змінних навантажень визначають ефективність роботи технологічного обладнання. Двигун постійного струму завдяки природній лінійності своїх характеристик і простим математичним залежностям демонструє одні з найкращих можливостей для регулювання серед усіх типів електричних машин. У класичній та сучасній літературі [1–3] підкреслюється, що двигун постійного струму зберігає працездатність у широкому діапазоні швидкостей завдяки можливості регулювання напруги якоря, струму якоря та магнітного потоку.

Основою для розуміння принципів регулювання є рівняння механічної характеристики:

$$n = \frac{U_a - I_a R_a}{C\Phi}, \quad (1.1)$$

де U_a - напруга якоря,

I_a - струм якоря,

R_a - опір якоря,

Φ - магнітний потік збудження,

C - конструктивна стала двигуна.

Це рівняння узагальнює всі можливі методи регулювання швидкості: зміна напруги якоря змінює чисельник, регулювання струму впливає на падіння напруги на опорі якоря, а зміна потоку змінює знаменник. Саме тому в оглядах електроприводів [2–5] зазначається, що ДПС є найбільш «гнучким» у керуванні типом двигуна.

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						12
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

1.2.1 Регулювання напруги якоря

Регулювання напруги якоря є основним і найбільш ефективним способом керування швидкістю двигуна постійного струму. Оскільки швидкість прямо пропорційна напрузі, плавне регулювання напруги дає змогу отримати практично будь-яке значення швидкості в номінальному діапазоні. У класичних системах минулих десятиліть використовували реостати та багатоступінчасті перемикачі, однак такі схеми були неекономними та створювали значні втрати енергії.

Сучасні системи на основі тиристорних і транзисторних перетворювачів принципово змінили характер електроприводу. Тиристорні перетворювачі здійснюють управління за допомогою зміни кута відкриття вентилів, що дозволяє плавно змінювати середнє значення випрямленої напруги. У таких схемах діапазон регулювання швидкості зазвичай становить від 0 до 100 % від номінальної, а в літературі [6] зазначено, що тиристорні випрямлячі забезпечують низькі втрати та високий коефіцієнт корисної дії. Проте недоліком є підвищена пульсація струму та наявність гармонік, що може вимагати використання фільтрів або дроселів.

Транзисторні перетворювачі (MOSFET, IGBT) із широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) мають ще кращі характеристики, оскільки формують майже ідеальну форму струму, забезпечують надзвичайно високу точність регулювання та допускають роботу з широким частотним діапазоном. У порівнянні з тиристорними схемами, транзисторні дозволяють реалізувати ще й реверс та стабілізацію швидкості без використання додаткових вузлів, що підтверджено у [4]. Крім того, транзисторні перетворювачі відзначаються компактністю і меншими вимогами до охолодження.

Іншою важливою перевагою регулювання напруги є здатність забезпечувати постійний момент на валу двигуна при зміні швидкості — саме тому цей метод найбільш часто використовують у виробничих конвєсах, підйомному об-

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						13
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

ладнанні, робототехніці та автоматизованих лініях. В оглядах Automate.org [5] наголошується, що сучасні системи керування з напругою якоря дозволяють досягати точності регулювання до 0,1 %, що є надзвичайно важливим для приводів позиціонування.

1.2.2 Регулювання струму якоря

Струм якоря безпосередньо визначає електромагнітний момент двигуна, оскільки:

$$M = k\Phi I_a. \quad (1.2)$$

З цієї причини регулювання струму якоря найчастіше застосовується не для встановлення швидкості, а для регулювання або обмеження моменту. Сучасні приводи завжди мають зворотний зв'язок за струмом, який забезпечує захист від перевантажень і плавний розгін двигуна.

У традиційних схемах пуск здійснювався за допомогою реостатів у колі якоря, що обмежували пусковий струм. Однак такі схеми були низькоефективними, тому сьогодні їх практично не застосовують. Натомість популярними є методи електронного контролю струму, коли перетворювач формує напругу таким чином, щоб фактичний струм не перевищував заданого значення. Наприклад, у сервоприводах, описаних у [5], реалізують багатоконтурне керування: внутрішній контур регулює струм, середній - швидкість, а зовнішній - положення.

Регулювання струму якоря також впливає на швидкість обертання, оскільки зміна струму змінює спад напруги на опорі якоря. Проте основна роль цього методу полягає в контролі динамічних режимів. При різкому збільшенні навантаження система миттєво підвищує напругу, щоб зберегти струм на необхідному рівні, забезпечуючи стабільність моменту. Це особливо важливо для приводів пресів, бурових механізмів, лебідок, металорізальних верстатів.

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						14
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Згідно з даними NPTEL [7], правильне регулювання струму якоря дозволяє підвищити ресурс двигуна, зменшити зношування колектора, покращити точність роботи та підвищити енергоефективність приводу.

1.2.3 Регулювання магнітного потоку

Регулювання магнітного потоку – третій класичний спосіб управління швидкістю. Виходячи з формули:

$$n \sim \frac{1}{\Phi}, \quad (1.3)$$

зменшення магнітного потоку веде до збільшення швидкості, а збільшення потоку - до зменшення. Цей метод відомий як «ослаблення поля» і є незамінним тоді, коли потрібно отримати надномінальні швидкості без збільшення напруги живлення.

Для регулювання поля зменшують струм збудження, що зменшує магнітний потік статора. Істотним обмеженням є те, що зі зменшенням поля зменшується і електромагнітний момент двигуна, тому ослаблення поля застосовують лише при малих або середніх навантаженнях. У літературі [1] наведено приклади роботи тягових двигунів, де ослаблення поля дозволяє збільшувати швидкість локомотивів на 30–60 % без зміни напруги.

Регулювання магнітного поля також широко застосовується в приводах металообробних верстатів, де часто потрібні швидкі переходи зі стандартної швидкості на підвищену. Використання ШІМ-регуляторів поля дозволяє отримувати плавне та точне керування, що значно покращує енергоефективність і зрушує робочі режими двигуна в бік більш раціонального використання електричної енергії.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						15
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Сучасні електроприводи високого класу, описані в [6–7], реалізують комбіноване управління збудженням із автоматичною стабілізацією моменту та струму, що дозволяє досягти значно ширшого діапазону швидкостей при збереженні високої стабільності приводу.

1.2.4 Поглиблений порівняльний аналіз методів регулювання

Метод регулювання напруги забезпечує найбільш широкий діапазон зміни швидкості, добру стабільність при навантаженнях і високий крутний момент у всьому робочому діапазоні. Його недоліки полягають переважно у складності електронних схем та необхідності якісного захисту від перенапруг.

Метод регулювання струму є незамінним для контролю моменту та захисту двигуна. Він особливо ефективний у приводах, де навантаження сильно змінюється або має ударний характер. Недоліком є обмежений діапазон впливу на швидкість, тому він зазвичай застосовується як допоміжний.

Метод регулювання магнітного потоку забезпечує надномінальні швидкості при мінімальних витратах енергії, але зменшує момент, тому не може застосовуватися при великих навантаженнях.

У сучасних приводах використовують комбіновані режими:

- у зоні малих швидкостей - регулювання напруги;
- у зоні номінальних швидкостей - регулювання струму;
- у зоні високих швидкостей - регулювання поля.

Таким чином, двигуни постійного струму забезпечують унікальну гнучкість у керуванні, що й зумовило їх широке використання у промисловості, транспорті та автоматизації.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						16
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

1.3 Огляд існуючих вентильних перетворювачів для живлення двигунів постійного струму

Вентильні перетворювачі є ключовими елементами електроприводів постійного струму, оскільки забезпечують формування керованої постійної напруги з мережевої змінної та дозволяють реалізувати різні режими роботи двигуна: пуск, зупинку, реверс, електричне гальмування, стабілізацію швидкості та моменту. Від правильного вибору структури перетворювача залежить надійність роботи приводу, рівень пульсацій напруги, енергоефективність системи та можливість реалізації складних законів керування. У сучасних електроприводах застосовують кілька основних класів вентильних перетворювачів: тиристорні, транзисторні та комбіновані мостові схеми, принципи роботи яких розглянуті нижче згідно з оглядовими матеріалами [1–6].

1.3.1 Тиристорні вентильні перетворювачі

Тиристорні перетворювачі є одними з найпоширеніших у системах керованого випрямлення, зокрема у середньопотужних електроприводах, де необхідна швидкість регулювання, висока навантажувальна здатність та надійність. Головною перевагою тиристорів є здатність комутувати великі струми та працювати при високих напругах, що робить їх придатними для промислових приводів, підйомних механізмів, металургійного та транспортного обладнання. Тиристорні перетворювачі працюють за принципом фазового керування: момент відкривання вентилів визначає середнє значення випрямленої напруги на виході. У навчальних та довідкових матеріалах [2, 3] наголошується, що тиристорні схеми забезпечують широкий діапазон регулювання вихідної напруги, проте мають збільшену спектральну складову пульсацій.

Однонапівперіодні керовані випрямлячі.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						17
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

На рис. 1.5 подано однонапівперіодну схему з керованим тиристором. Вона реалізує просту регуляцію шляхом затримки імпульсу керування. Така схема має низький коефіцієнт пульсацій, проте обмежену потужність та нерівномірний характер навантаження мережі [8].

Схема однофазного напівхвильового керованого випрямляча з резистивним навантаженням наведена на рис. 1.5. Схема однофазного напівхвильового керованого випрямляча складається лише з тиристорного ключа. Джерело змінної напруги (v^{-15}) підключено до входу, а резистивне (R) навантаження – до виходу. Тиристор вмикається після подачі імпульсу спрацьовування.

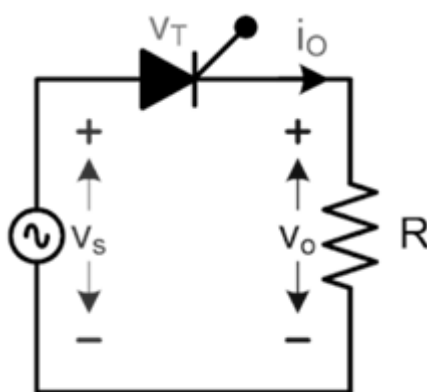


Рисунок 1.5 - Схема однофазного напівхвильового керованого випрямляча з резистивним навантаженням

Однофазний напівхвильовий керований випрямляч з резистивним навантаженням працює у двох режимах.

Режим 1: Тиристор вимкнено (від 0 до α та від π до 2π).

У цьому режимі тиристор вимкнений. Еквівалентна схема однофазного напівхвильового керованого випрямляча з резистивним навантаженням у режимі 1 наведена на рис. 1.6. Оскільки тиристор вимкнений, вихідний струм буде нульовим. Отже, вихідна напруга також буде нульовою. Отже, весь вхідний сигнал буде на тиристорі.

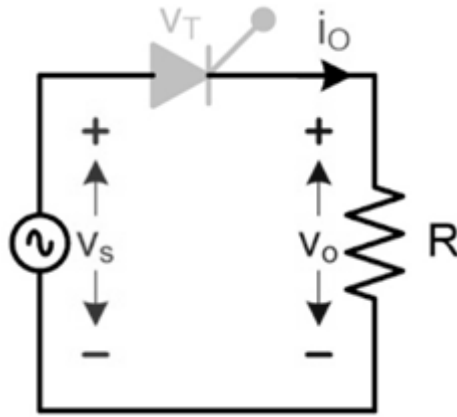


Рисунок 1.6 - Еквівалентна схема однофазного напівхвильового керованого випрямляча з резистивним навантаженням у режимі 1

Режим 2: Тиристор увімкнено (α до π).

У цьому режимі пусковий імпульс вмикає тиристор. Еквівалентна схема однофазного напівхвильового керованого випрямляча з резистивним навантаженням у режимі 2 наведена на рис. 1.7. Коли тиристор увімкнено, на тиристорі падає невелика напруга (нехай V_T). У цій статті падіння напруги на тиристорі вважається нульовим. Отже, вся вхідна напруга буде видно на виході.

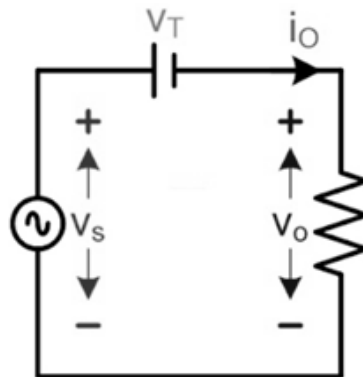


Рисунок 1.7 - Еквівалентна схема однофазного напівхвильового керованого випрямляча з резистивним навантаженням у режимі 2

Форми сигналів однофазного напівхвильового керованого випрямляча з резистивним навантаженням показано на рис. 1.8. Форма сигналу вхідної на-

Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата

пруги змінного струму показана червоним кольором. Форма сигналу запалювання показана рожевим кольором. Форма сигналу напруги на резистивному навантаженні показана синім кольором. Форма сигналу струму через резистивне навантаження показана зеленим кольором. Форма сигналу напруги на тиристорі показана помаранчевим кольором.

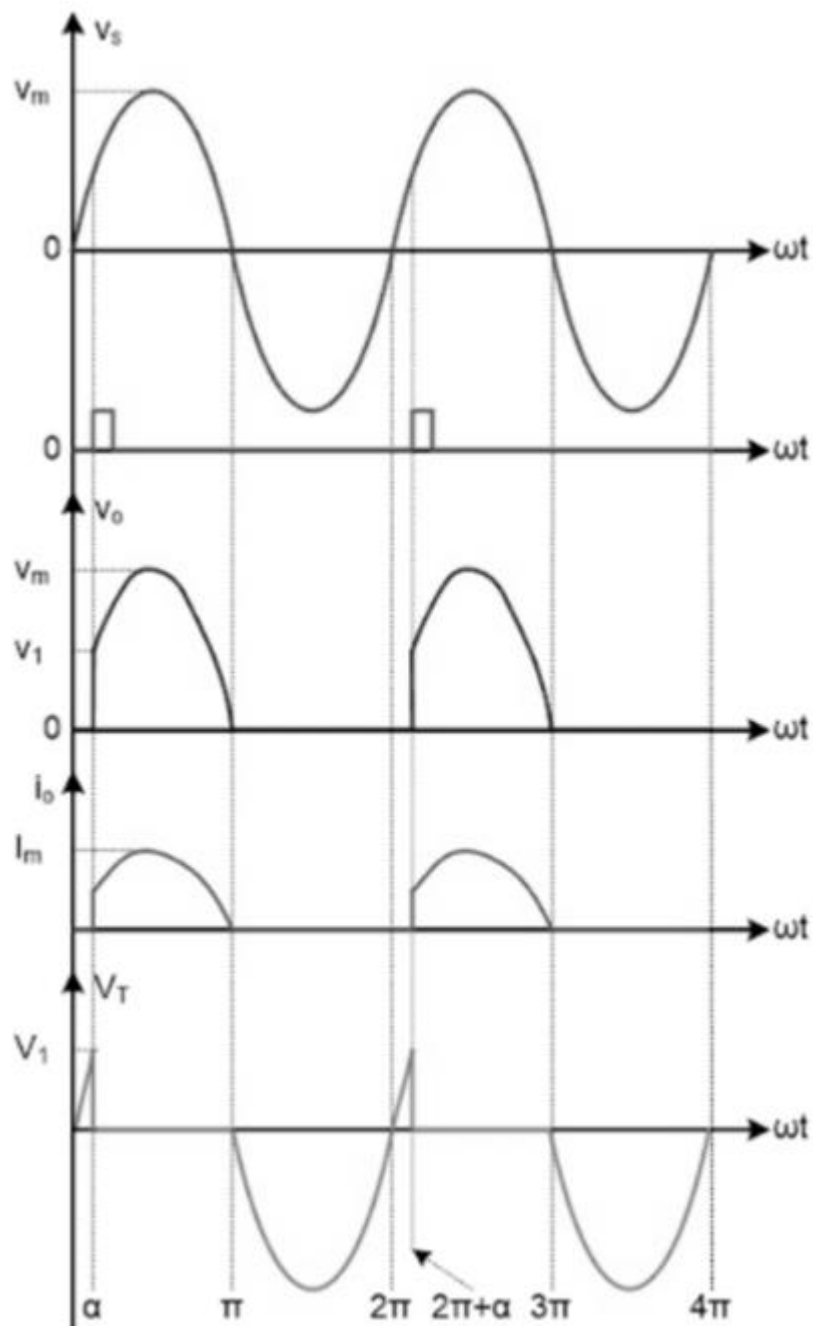


Рисунок 1.8 - Форми сигналів для однофазного напівхвильового керованого випрямляча з резистивним навантаженням

Незважаючи на конструктивну простоту, однонапівперіодні схеми фактично не застосовуються у реальних електроприводах через високі гармонічні спотворення та низьку якість випрямленої напруги. Їх використовують лише у навчальних демонстраційних стендах або малопотужних лабораторних установках.

Мостові тиристорні перетворювачі.

Одним із найефективніших та найбільш вживаних рішень є мостові схеми керованих випрямлячів. На рис. 1.9 наведено схему трифазного повномостового керованого випрямляча [9].

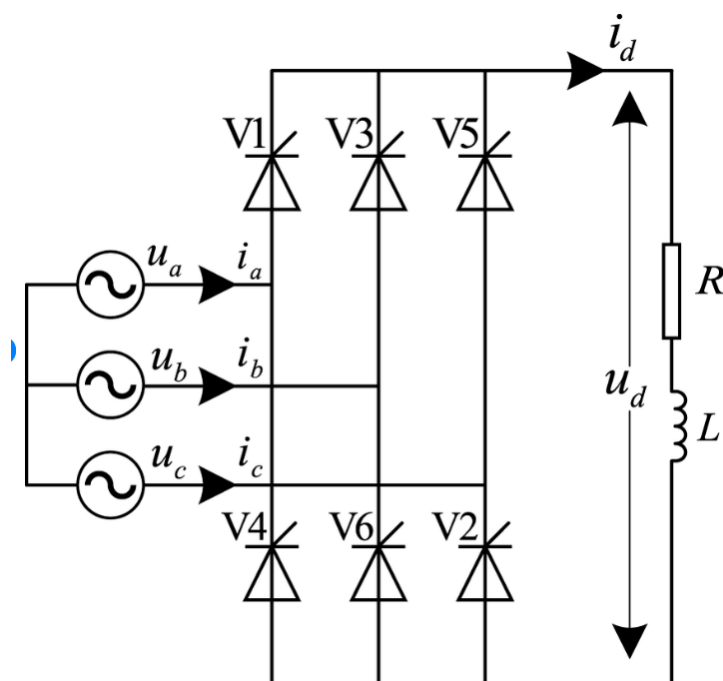


Рисунок 1.9 - Схема трифазного повномостового керованого випрямляча

Подана схема є класичним трифазним шестивентильним мостовим випрямлячем, який перетворює трифазну змінну напругу на випрямлену постійну. До входу мосту підключені три фази мережі u_a , u_b та u_c , кожна з яких подає змінний струм відповідно i_a , i_b та i_c . Шість діодів, позначених як V1, V3, V5 у верхній гілці та V4, V6, V2 у нижній, формують повний трифазний міст, у якому у будь-який момент часу одночасно проводять два діоди – один з верхньої групи та один з

Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата

нижньої. Це забезпечує прокладання шляху струму від тієї фази, яка в даний момент має найбільший позитивний потенціал, до фази з найменшим потенціалом, що є характерною особливістю шестиімпульсних випрямлячів.

У результаті такого принципу комутації кожні 60° електричних відбувається зміна пари провідних діодів, що створює шестиімпульсну форму випрямленої напруги u_d . Струм у навантаженні позначений як i_d проходить через послідовно ввімкнені активний опір R та індуктивність L . Наявність індуктивності згладжує пульсації струму та забезпечує його майже неперервний характер, навіть при інтенсивних змінних складових напруги. Таким чином, навантаження отримує стабільніший струм, що є важливим у випадках, коли такий випрямляч застосовується як джерело живлення обмотки якоря двигуна постійного струму.

Ця схема широко використовується в системах живлення, де потрібна надійність та високий ККД, зокрема в промислових електроприводах, зарядних пристроях високої потужності, зварювальних випрямлячах, а також у випробувальних стендах. Однією з ключових переваг такої схеми є її простота, оскільки діоди автоматично комутуються залежно від різниці потенціалів між фазами без необхідності у зовнішніх сигналах керування. Разом з тим, основним обмеженням є неможливість регулювання вихідної напруги, що потребує застосування більш складних тиристорних або транзисторних схем у системах, де необхідне плавне керування швидкістю або моментом електричних двигунів.

Таким чином, трифазний шестивентильний діодний міст, показаний на рисунку, є базовим та надзвичайно поширеним випрямлячем, який забезпечує надійне та відносно якісне перетворення трифазної змінної напруги в постійну. Його робота ґрунтується на природній комутації діодів і формуванні випрямленої напруги шляхом послідовного приєднання фаз відповідно до їх моментальних значень, що створює характерну шестиімпульсну форму вихідної величини.

На рис.10 наведено діаграму форми сигналу трифазної напруги в часовій області та нелінійна модель функції перетворювача при симетричному синхронізуванні.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						22
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

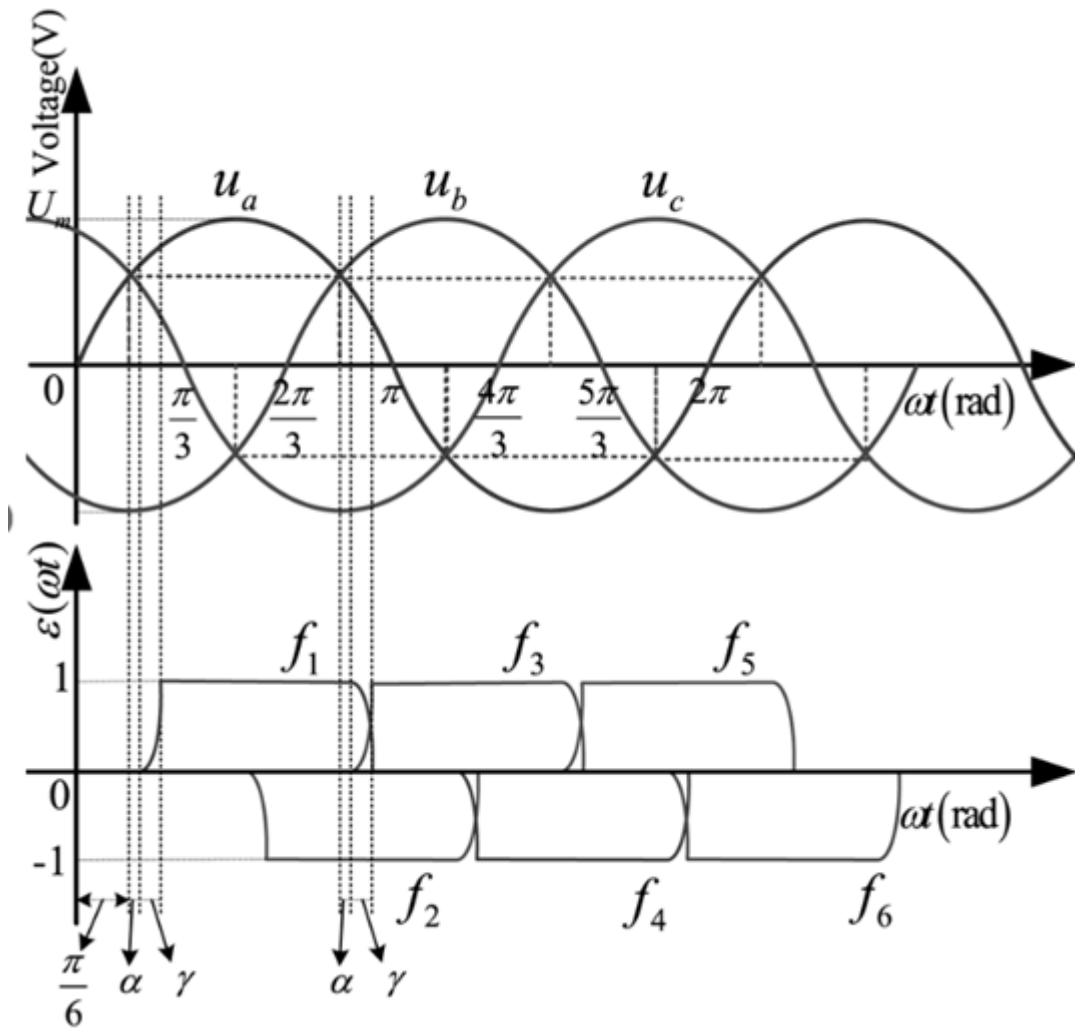


Рисунок 1.10 - Діаграма форми сигналу трифазної напруги в часовій області та нелінійна модель функції перетворювача при симетричному синхронізованні

Переваги тиристорних перетворювачів:

- висока навантажувальна здатність;
- можливість формування великої напруги та струму без складних охолоджувальних систем;
- сталі характеристики при тривалих навантаженнях;
- надійність у промислових умовах;
- широкі діапазони регулювання при порівняно низькій вартості.

Недоліки тиристорних перетворювачів:

- підвищені пульсації вихідної напруги;

- необхідність складних схем фільтрації;
- неможливість швидкого вимикання тиристора без переходу через нуль струму;
- складність реалізації високочастотного керування.

Проте, незважаючи на недоліки, тиристорні перетворювачі залишаються основою потужних промислових електроприводів, де швидкість та точність керування можуть бути дещо нижчими, ніж у системах із високочастотними транзисторними ключами.

1.3.2 Транзисторні вентильні перетворювачі

Заміна тиристорів транзисторними ключами, такими як MOSFET та IGBT, стала одним із найбільш важливих етапів розвитку електроприводів постійного струму. Сучасні транзисторні перетворювачі дозволяють працювати на високих частотах комутації, що значно знижує пульсації вихідної напруги, підвищує точність керування та покращує енергоефективність приводу. У джерелах [4, 6] підкреслюється, що перетворювачі на основі ШІМ стали стандартом у прецизійних сервоприводах та роботизованих системах.

На рис. 1.11 наведено принципову схему двигуна постійного струму з понижувальним перетворювачем [10].

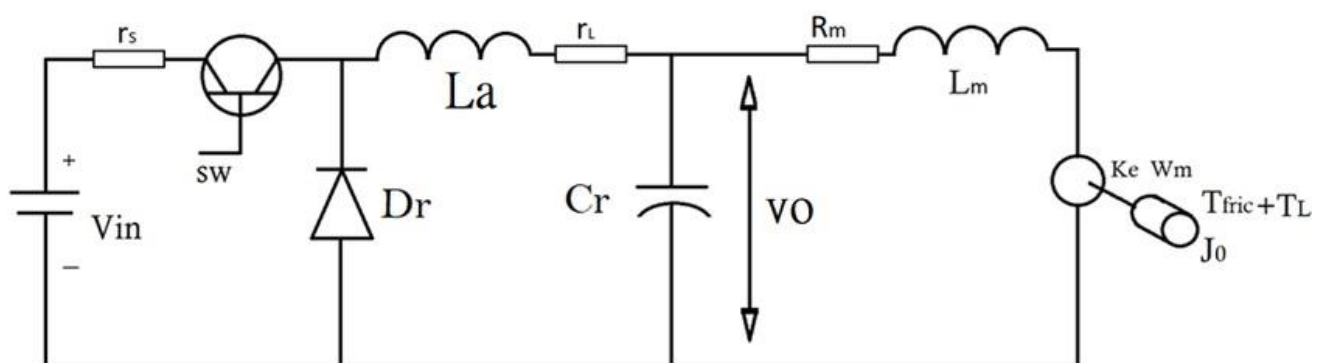


Рисунок 1.11 – Принципова схема двигуна постійного струму з понижувальним перетворювачем

Подана на рисунку схема являє собою узагальнену модель транзисторного широтно-імпульсного (ШІМ) перетворювача типу buck, призначеного для живлення двигуна постійного струму через фільтруючо-компенсаційний каскад. Вхідною напругою є джерело V_{in} , що подає постійний потенціал на силовий ключ, позначений як s_w . Перед ключем увімкнений малий активний опір r_s , який моделює паразитні втрати провідників та шини живлення. Силовий ключ здійснює комутацію струму з високою частотою, формуючи імпульсну напругу на індукторі L_a . Індуктивність L_a разом із власним опором r_L представляє силовий фільтр першого порядку, який забезпечує згладження струму та перетворення імпульсної напруги в квазібезперервний струм, що подається на наступний каскад кола.

Паралельно до вузла між індуктором L_a та наступним фільтром з'єднано діод D_r , який виконує функцію діода вільного ходу. Він забезпечує безперервність струму через індуктивність L_a під час вимкненого стану ключа, запобігаючи обриву потоку енергії та стрибкам напруги, що є характерною ознакою топології понижувального перетворювача. Далі у схемі розташований згладжувальний конденсатор C_r , який разом з першою індуктивністю формує LC-фільтр, зменшуючи пульсації напруги V_O на виході перетворювача. На цьому ж вузлі розташовано активний опір R_m та індуктивність L_m , які представляють електричну модель якоря двигуна постійного струму з урахуванням власного опору та індуктивності обмотки.

Вихідна напруга перетворювача позначена як V_O та подається на електро-механічну модель двигуна. У моделі двигуна введено коефіцієнт електрорушійної сили K_e , який визначає залежність ЕРС, що генерується мотором, від кутової швидкості ω_m . Механічна частина також включає момент інерції якоря J_0 , момент тертя T_{fric} , а також зовнішній момент навантаження T_L . Ці три механічні складові визначають сумарний момент, який протидіє електромагнітному моменту двигуна та впливає на його динамічні характеристики, зокрема на розгін, гальмування та стабілізацію обертів.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						25
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Таким чином, схема представляє повну електромеханічну модель джерела живлення на основі ШІМ-перетворювача та двигуна постійного струму. Електрична частина включає реалістичні паразитні параметри – опори проводів та обмоток, індуктивності фільтрів та двигуна, а також діод вільного ходу, що забезпечує природний протік струму. Механічна частина враховує моменти навантаження, сили тертя та інерцію, що дозволяє використовувати модель для аналізу перехідних процесів, оцінки стійкості, побудови систем керування швидкістю та моментом. Такий тип схем застосовується в дослідженнях електроприводів на базі транзисторних перетворювачів, де важливо охопити як електричні, так і механічні явища для точного моделювання поведінки приводної системи.

Переваги транзисторних перетворювачів

- висока частота комутації (до десятків або сотень кГц);
- низький рівень пульсацій та шумів;
- можливість реалізації складних законів керування (pid, адаптивне керування, векторне управління);
- компактність і висока енергоефективність;
- можливість роботи у режимі реверса без додаткових мостів;
- менші вимоги до фільтрації.

Транзисторні перетворювачі ідеально підходять для робототехніки, CNC-верстатів, сервосистем, дронів, лабораторних установок та інших застосувань, де важлива точність і швидкодія.

Недоліки:

- нижчі граничні значення напруги та струму порівняно з тиристорами;
- складніші схеми охолодження;
- дорожча елементна база.

Сьогодні транзисторні перетворювачі є основою точних систем електроприводу, особливо там, де необхідні висока частота комутації та швидкі переходи між режимами роботи.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		26

1.3.3 Мостові схеми вентильних перетворювачів

Мостові схеми використовуються як у тиристорних, так і у транзисторних перетворювачах. Мостовий принцип забезпечує симетричне навантаження мережі, мінімізує гармонічні спотворення та дозволяє реалізувати режими реверсу без зміни полярності підключення навантаження.

На рис. 1.12 наведено схему з повним транзисторним Н-мостом (H-bridge), призначеним для керування двигуном постійного струму [11].

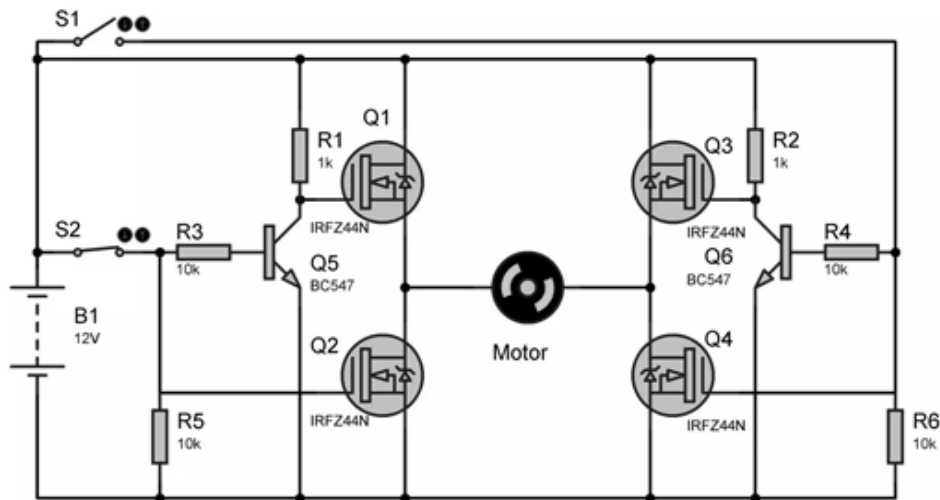


Рисунок 1.12 - Схема драйвера двигуна Н-моста

Наведена схема є класичним повним транзисторним Н-мостом (H-bridge), призначеним для керування двигуном постійного струму за допомогою двох напрямків обертання. Така схема широко використовується у малопотужних електроприводах, робототехніці, системах автоматики та керуванні двигунами 12–24 В постійного струму.

На вході подано джерело живлення B1 (12 В), яке через вимикачі S1 і S2 подає напругу на весь міст. Верхні та нижні плечі мосту реалізовані на MOSFET-транзисторах IRFZ44N - це ключі Q1 та Q2 у лівій половині та Q3 і Q4 у правій. Усі MOSFET мають вбудовані паразитні діоди, які використовуються для комутації струму під час реверсу та індуктивного характеру навантаження (двигуна).

Керування затворами MOSFET здійснюється за допомогою біполярних транзисторів BC547 (Q5 і Q6). Вони працюють як драйвери, що дозволяють надійно відкривати та закривати верхні MOSFET плеча, оскільки безпосереднє керування затвором верхнього плеча може вимагати додаткового підсилення. Резистори R1 і R2 (по 1 кОм) підтягують затвори верхніх MOSFET до керувальної схеми драйверів, а резистори R3, R4, R5 і R6 (10 кОм) виконують функції обмеження струму та підтягування до землі (pull-down), гарантують коректне вимикання ключів і запобігають їх випадковому відкриванню.

Двигун позначено в центрі схеми, і він підключений між середніми точками плечей мосту. Принцип роботи H-мосту полягає в тому, що для одного напрямку обертання відкривається пара транзисторів Q1–Q4, а для зворотного - пара Q3–Q2. Цей перехресний режим комутації формує різну полярність напруги на клеммах двигуна. MOSFET транзистори в протилежних плечах мосту ніколи не повинні вмикатися одночасно, оскільки це викличе коротке замикання живлення через “сквозний струм”.

Резистори R5 і R6 забезпечують стабільне вимикання нижніх транзисторів, а біполярні транзистори Q5 і Q6 створюють умови для коректного відкривання верхніх ключів. Це дозволяє схемі працювати без складних драйверів з підвищенням напруги (bootstrap), що робить її дешевшою і простішою для повторення.

Отже, ця схема є повноцінним дискретним H-мостом для реверсивного керування двигуном постійного струму з простим, але надійним керуванням ключами, що включає драйвери затворів, захисти та базові елементи для коректної комутації. Вона забезпечує два режими обертання двигуна та може бути розширена до ШІМ-керування швидкістю за допомогою імпульсного відкривання одного з ключів нижнього плеча.

Трифазні мостові схеми для потужних приводів

Для середніх та великих потужностей продовжують широко застосовувати класичні шестивентильні схеми (рис. 1.13), які забезпечують мінімальні втрати та високу надійність [12].

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						28
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

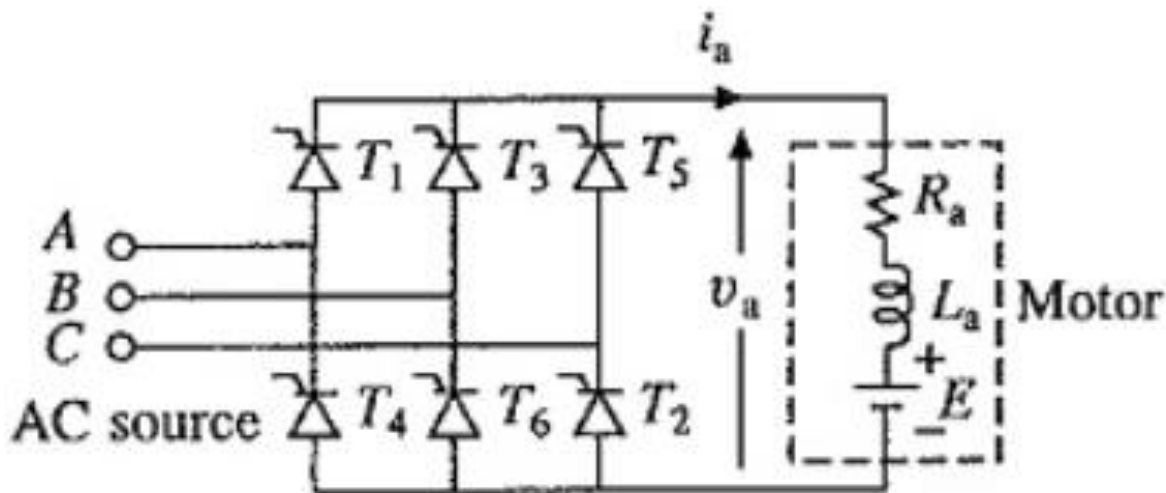


Рисунок 1.13 - Трифазний повністю керований тиристорний перетворювач (6-імпульсний міст) двигуна постійного струму

Наведена схема представляє собою трифазний повністю керований тиристорний випрямляч (шестивентильний міст), який використовується для живлення окремо збуджуваного двигуна постійного струму. Такий тип перетворювача є стандартним у системах електроприводу, де необхідне плавне регулювання напруги якоря та, відповідно, швидкості обертання двигуна.

На лівій частині схеми показано трифазне джерело змінної напруги з фазами А, В, С, підключеними до входу мосту. Силовий перетворювач складається з шести тиристорів, позначених як T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_5 , T_6 . Три тиристори у верхньому плечі (T_1 , T_3 , T_5) проводять позитивний напівперіод кожної фази, тоді як три нижні (T_4 , T_6 , T_2) проводять негативний напівперіод. У кожен момент часу в провідному стані перебувають два тиристори - один із верхньої групи та один із нижньої - що формує постійний струм якоря i_a шляхом послідовної комутації фаз кожні 60 електричних градусів.

На виході мосту формується випрямлена та регульована напруга v_a , що подається на якорне коло двигуна. Електрична модель якоря складається з активного опору R_a , індуктивності L_a та внутрішньої ЕРС E , яка виникає при обертанні якоря у магнітному полі. Струм якоря i_a протікає через усі ці елементи та визначає

електромагнітний момент двигуна. Регулювання моменту і швидкості відбувається за рахунок зміни кута керування тиристорами, що дозволяє плавно змінювати середнє значення напруги v_a .

Схема забезпечує широкий діапазон регулювання швидкості, можливість роботи у режимі розгону, гальмування та стабілізації обертів. Вона використовується у промислових електроприводах середньої та великої потужності, підйомних механізмах, кранах, металорізальних верстатах, конвеєрних лініях та інших системах, де потрібне надійне та точне керування двигуном постійного струму.

1.3.4 Порівняльний аналіз вентильних перетворювачів

Для узагальнення характеристик різних перетворювачів доцільно виконати порівняльний аналіз.

Тиристорні перетворювачі:

- висока потужність;
- низька вартість;
- обмежена частота регулювання;
- великі пульсації.

Транзисторні перетворювачі:

- висока частота та точність;
- низькі пульсації;
- придатні для сервоприводів;
- нижча потужність.

Мостові схеми:

- найкраща симетрія навантаження;
- можливість реверсу;
- висока ефективність;
- широкий діапазон застосувань.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						30
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Вибір перетворювача залежить від вимог до швидкодії, точності, потужності та енергоспоживання. У сучасних приводах нерідко поєднують тиристорні випрямлячі та транзисторні інвертори, отримуючи гібридні перетворювачі з розширеними функціями.

Огляд показує, що вентильні перетворювачі різного типу мають свої переваги та недоліки, які визначають сферу їх практичного застосування. Тиристорні схеми залишаються незамінними у потужних приводах завдяки високій надійності, низькій вартості та простоті реалізації. Транзисторні перетворювачі забезпечують високу точність, швидкодію, низький рівень пульсацій та ідеально підходять для сервосистем і механізмів із вимогами до прецизійного керування. Мостові схеми забезпечують універсальність і симетрію електричних навантажень, дозволяючи реалізувати реверсивну роботу та різноманітні режими керування.

Таким чином, сучасні електроприводи постійного струму базуються на широкому спектрі вентильних перетворювачів, вибір яких визначається особливостями технологічного процесу, вимогами до динаміки та енергоефективності.

1.4 Висновки до першого розділу

У першому розділі було проведено аналітичний огляд конструкції, принципів роботи та класифікації двигунів постійного струму, а також методів регулювання їх швидкості і можливостей використання вентильних перетворювачів для живлення електроприводів. Розглянуто основні типи двигунів постійного струму за способом збудження - незалежного, паралельного, послідовного та змішаного - і проаналізовано їхні електромеханічні характеристики, області застосування та особливості роботи під різними навантаженнями. Особливу увагу приділено структурі якорного кола, взаємозв'язку між струмом, напругою та моментом, а також ролі ЕРС у формуванні режимів роботи приводу.

У підрозділі, присвяченому методам регулювання швидкості двигунів, були систематизовані три ключові способи: регулювання напруги якоря, струму

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						31
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

якоря та магнітного потоку. Показано, що найефективнішим та найбільш широко застосовуваним у сучасних системах електроприводу є саме керування напругою якоря за допомогою вентильних перетворювачів. Це забезпечує широкий діапазон регулювання, високу точність та стабільність швидкісних характеристик. Регулювання магнітного потоку, у свою чергу, розширює верхню частину діапазону швидкостей та використовується у режимах ослаблення поля.

У третьому підпункті було здійснено огляд існуючих схем вентильних перетворювачів, що використовуються для живлення двигунів постійного струму. Проаналізовано роботу напівкерованих і повністю керованих тиристорних випрямлячів, транзисторних ШІМ-перетворювачів та мостових силових схем. Порівняння різних типів перетворювачів показало, що тиристорні схеми забезпечують надійне та енергоефективне керування середніми і великими потужностями, тоді як транзисторні H-мости та ШІМ-перетворювачі є оптимальними для високошвидкісного та точного регулювання у приводах малої і середньої потужності. Мостові схеми дозволяють реалізовувати як реверсивні режими, так і роботу з рекуперацією енергії.

Загалом проведений огляд підтверджує доцільність застосування вентильних перетворювачів у системах електроприводу постійного струму та визначає необхідність подальшої розробки оптимальної схеми перетворювача, що забезпечить стабільні енергетичні показники, надійність і точність керування двигуном. Отримані результати та узагальнення слугують основою для розробки та обґрунтування конструктивно-технологічних рішень, які будуть представлені у другому розділі роботи.

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						32
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

2 РОЗРОБКА ВЕНТИЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ ДВИГУНІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

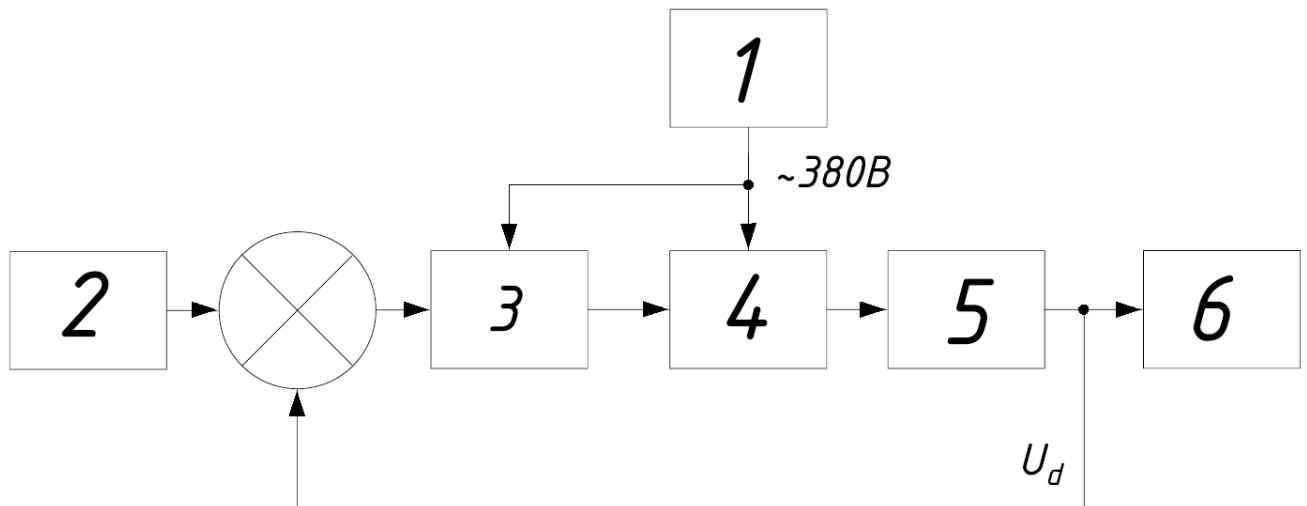
2.1 Розробка структурної схеми вентиляного перетворювача

Розроблена структура системи живлення двигуна постійного струму ґрунтується на принципі побудови електроприводів типу «тиристорний перетворювач – двигун постійного струму» (ТП–Д). Подібні системи широко застосовуються в сучасних автоматизованих електроприводах завдяки можливості плавного регулювання значення випрямленої напруги, високій надійності та здатності працювати в різних режимах навантаження. Керування тиристорними силовими ключами здійснюється на основі замкненої системи автоматичного регулювання, у якій регульованою величиною виступає вихідна напруга випрямляча, пропорційна швидкості обертання двигуна. Таким чином забезпечується повноцінний автоматичний контроль швидкості у всьому робочому діапазоні.

На рисунку 2.1 (аркуш [МРМА25.00.00.000Е1]) подано структурну схему спроектованої перетворювальної системи, яка включає такі функціональні блоки: 1 – мережа живлення; 2 – задатчик напруги; 3 – система імпульсно-фазового керування (СІФК); 4 – тиристорний міст; 5 – фільтр (реактор); 6 – двигун. Кожен із цих елементів виконує свої функції та взаємодіє з іншими елементами системи, утворюючи єдиний замкнутий контур керування [13].

Мережа живлення (блок 1) забезпечує подачу трифазної напруги змінного струму, яка використовується як вхідне джерело живлення тиристорного перетворювача. Структурна схема передбачає можливість підключення стандартної промислової мережі з номінальною лінійною напругою 380 В. У свою чергу задатчик напруги (блок 2) формує величину вихідного сигналу, що визначає бажане значення напруги на якорі двигуна. Цей сигнал є вхідною дією для системи імпульсно-фазового керування та фактично задає необхідну швидкість обертання вала електродвигуна.

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						33
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		



1 – електрична мережа живлення; 2 – задатчик напруги; 3 – система імпульсно фазового керування; 4 – тиристорний міст; 5 – фільтр (реактор);
6 – електричний двигун.

Рисунок 2.1 - Структурна схема вентильного перетворювача:

Система імпульсно-фазового керування (СІФК) (блок 3) є ключовим елементом структурної схеми, який забезпечує генерацію синхронізованих керуючих імпульсів для тиристорів силового моста. У даному проекті застосовано одноканальну СІФК вертикального регулювання, що працює у синхронному режимі, тобто імпульси керування формуються відповідно до фази мережевої напруги. Такий підхід гарантує точне керування кутом відкриття тиристорів та стабільну роботу перетворювача. СІФК порівнює сигнал із задатчика напруги із сигналом зворотного зв'язку, визначає необхідний кут керування і генерує відповідні імпульси запуску.

Блок 4 - тиристорний міст - виконує основну функцію перетворення трифазної змінної напруги на випрямлену регульовану напругу. Завдяки керуванню кутом відкриття тиристорів відбувається плавне регулювання середнього значення вихідної напруги, що подається на двигун. Така схема дозволяє змінювати швидкість обертання двигуна у широкому діапазоні без значних втрат потужності, що є однією з переваг тиристорного керування.

Після тиристорного моста вихідний струм проходить через фільтр - реактор (блок 5), який згладжує пульсації випрямленої напруги. Наявність реактора істотно покращує якість живлення двигуна, зменшує коливання струму якоря та забезпечує плавніші перехідні процеси. Застосування фільтра підвищує довговічність як силових елементів, так і самого двигуна, зменшує додаткові електромеханічні навантаження та знижує рівень вібрацій у приводі.

Останній блок у структурній схемі - двигун постійного струму (блок 6), який отримує випрямлену напругу U_d та формує механічний вихідний момент. Швидкість обертання двигуна залежить від значення поданої напруги на якорі, тому регулювання напруги тиристорним перетворювачем безпосередньо впливає на роботу приводу. Для забезпечення стабільності швидкості використано зворотний зв'язок за напругою, яка пропорційна швидкості обертання. Сигнал зворотного зв'язку надходить до СІФК, порівнюється із сигналом задатчика та забезпечує автоматичну корекцію кута керування тиристорами.

Зворотний зв'язок виконує дві основні функції: він забезпечує плавний запуск приводу, коли вихідна напруга ще не досягла заданого значення, та компенсує зовнішні впливи - наприклад, зміни навантаження на валу двигуна або коливання напруги живлення. У разі збурення система автоматично зменшує або збільшує кут керування тиристорами, стабілізуючи вихідну напругу випрямляча та підтримуючи бажану швидкість.

Таким чином, структурна схема вентильного перетворювача, наведена на рисунку 2.1, представляє собою замкнуту автоматизовану систему із зворотним зв'язком, яка забезпечує високу точність, швидкодію та енергоефективність роботи електроприводу. Завдяки оптимально підібраним функціональним блокам та їх взаємодії у схемі досягається надійне регулювання швидкості двигуна, стійкість до зовнішніх збурень та гарантована безпека роботи всього механізму.

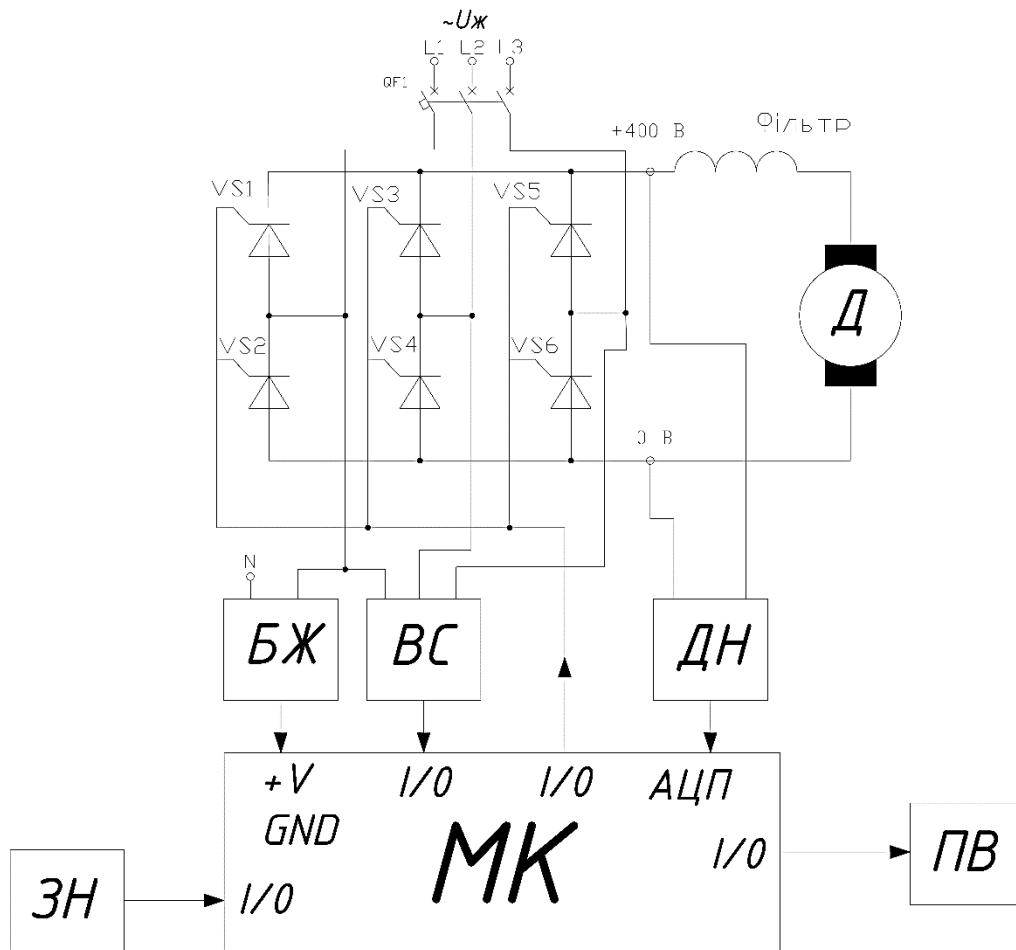
2.2 Розробка силової частини вентиляного перетворювача

У процесі розробки силової частини вентиляного перетворювача було здійснено детальний аналіз принципів роботи трифазної мостової схеми у різних режимах керування тиристорами, що стало основою для формування її функціональної та принципової структур. Оскільки робота перетворювача тісно пов'язана з електромеханічними характеристиками двигуна постійного струму, важливим етапом була побудова узгодженої архітектури силової частини та системи керування. Усі ці напрацювання дозволили створити цілісну перетворювальну систему, здатну забезпечувати стабільне регулювання напруги на якорі двигуна та високі динамічні показники електроприводу [14-17].

Функціональна схема перетворювача, зображена на рисунку 2.2 (аркуш [МРМА25.00.00.000Е1]), демонструє логічну взаємодію між основними вузлами. Центральною ланкою всієї системи керування є мікроконтролер (МК), який виконує роль системи імпульсно-фазового керування (СІФК). Вибір мікроконтролера як основного елемента керування зумовлений його здатністю одночасно виконувати функції вимірювання, обробки даних, генерації імпульсів, синхронізації та адаптації до зміни режимів роботи. Широкий спектр функцій, який забезпечує МК, дозволив спростити апаратну частину та реалізувати складні алгоритми регулювання програмним способом.

До мікроконтролера надходить сигнал зворотного зв'язку від датчика напруги (ДН), який фіксує вихідну напругу випрямляча U_d . Цей сигнал поступає на вхід АЦП, де оцифровується та порівнюється із завданням, сформованим задатчиком напруги (ЗН). Таким чином реалізується класичний контур автоматичного регулювання. При відхиленні фактичного значення напруги від заданого мікроконтролер розраховує корекцію кута керування тиристорами, що дозволяє швидко компенсувати зміну навантаження або нестабільність напруги мережі живлення. Саме така гнучкість керування тиристорами забезпечує стабільність швидкості обертання двигуна навіть у складних експлуатаційних умовах.

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						36
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		



VS1- VS6 – міст тиристорний; МК– мікроконтролер; ДН – датчик напруги;
 ВС – вузол синхронізації; ЗН – задатчик напруги; ПВ – пристрій відображення;
 БЖ – блок живлення

Рисунок 2.2 – Функціональна схема регулювання та контролю на мікроконтролері вентильного перетворювача:

Одним із ключових елементів системи є вузол синхронізації (ВС), який необхідний для формування імпульсів керування у строго визначені моменти часу відносно фаз мережевої напруги. У моменти, коли синусоїдальна напруга проходить через нуль, ВС формує синхронізуючі імпульси, які надходять до МК. На основі цих імпульсів мікроконтролер генерує керуючі сигнали з певним кутом затримки α , що забезпечує фазове керування тиристорами. Без чіткої синхронізації силова частина працювала б нестабільно, порушувався б симетричний режим відкриття тиристорів, а випрямлена напруга мала б значні пульсації та розбаланс.

Для відображення параметрів роботи системи передбачено пристрій відображення (ПВ), який дозволяє оператору контролювати стан перетворювача, рівень вихідної напруги, вибрані режими роботи, а також діагностичні повідомлення. Наявність інтерфейсу контролю полегшує налаштування та експлуатацію системи, особливо в умовах промислового застосування.

Оскільки мікроконтролер та інші низьковольтні вузли повинні мати гальванічну розв'язку від мережевої частини, у схемі передбачено окремий блок живлення (БЖ), який формує стабілізовані низьковольтні напруги. Гальванічна розв'язка забезпечує високий рівень електробезпеки, запобігає перенесенню високочастотних та імпульсних завад до мікроконтролера та виключає можливість пошкодження низьковольтної частини в разі аварій у силовій частині.

На основі функціональної схеми було розроблено принципову електричну схему силової частини, наведеної на рисунку 2.3 (аркуш [МРМА25.00.00.000Е1]). У силовій частині використано трифазний тиристорний міст (VS1–VS6), який виконує функцію регульованого випрямляча. Сучасні тиристори характеризуються високою стійкістю до перенапруг, великою допустимою потужністю та можливістю роботи в жорстких температурних умовах, що робить їх оптимальним вибором для силового перетворювача даного типу.

Для передавання керуючих сигналів від мікроконтролера до тиристорів застосовано оптотиристори типу 4N39 (U1–U6). Оптопары забезпечують повну гальванічну розв'язку між низьковольтною та силовою частинами, що суттєво підвищує електробезпеку та стійкість схеми до перешкод. Світлодіоди, що входять до складу оптопар, керуються через обмежувальні резистори (R1, R5, R9, R13, R17, R21), які формують необхідний струм для відкриття оптопар, захищаючи її від перевантаження. Зі сторони керуючого електрода тиристора встановлено інші резистори (R3, R7, R11, R15, R19, R23), які визначають оптимальний струм запуску тиристора та обмежують вплив перехідних процесів.

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						38
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

захисту та сучасної цифрової системи імпульсно-фазового керування створює високонадійну архітектуру, що відповідає вимогам промислових систем електроприводу.

2.3 Розробка блоку живлення

Для стабільної роботи системи керування вентиляного перетворювача та забезпечення точного формування імпульсів керування необхідно сформувати надійне, фільтроване та електрично безпечне низьковольтне живлення. Блок живлення є одним із ключових елементів усього перетворювального комплексу, оскільки саме від його якості залежить коректність роботи мікроконтролера, вузла синхронізації, аналогово-цифрового перетворювача та обов'язки виконавчих елементів. Тому при проектуванні блока живлення особливу увагу приділено як вибору елементної бази, так і структурі схеми, що наведена на рисунку 2.4 (аркуш [МРМА25.00.00.000ЕЗ]).

У схемі використано понижуючий силовий трансформатор TV1 типу BV EI 660 1064, який виконує дві основні функції: пониження напруги з рівня ~ 220 В до значення, прийнятного для подальшого випрямлення (9 В), та забезпечення гальванічної розв'язки між високовольтною мережевою частиною і низьковольтною схемою керування. Гальванічна розв'язка особливо важлива у системах з потужними силовими компонентами, оскільки мінімізує ризик пробією високої напруги на керуючу частину та гарантує безпеку оператора під час налаштування та експлуатації. Вибір трансформатора саме традиційної конструкції, а не імпульсного джерела, пов'язаний із його високою електромагнітною стійкістю, відсутністю високочастотних викидів та більшою ремонтпридатністю.

Для запобігання аварійним режимам у первинному колі встановлено запобіжник FU10, який забезпечує захист трансформатора від короткого замикання або перевантаження. Такий захист дозволяє уникнути перегрівання трансформа-

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						40
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

тора, плавлення ізоляції та можливих пошкоджень у разі раптових імпульсних перевантажень, що можуть виникати в момент увімкнення або при виході з ладу інших компонентів.

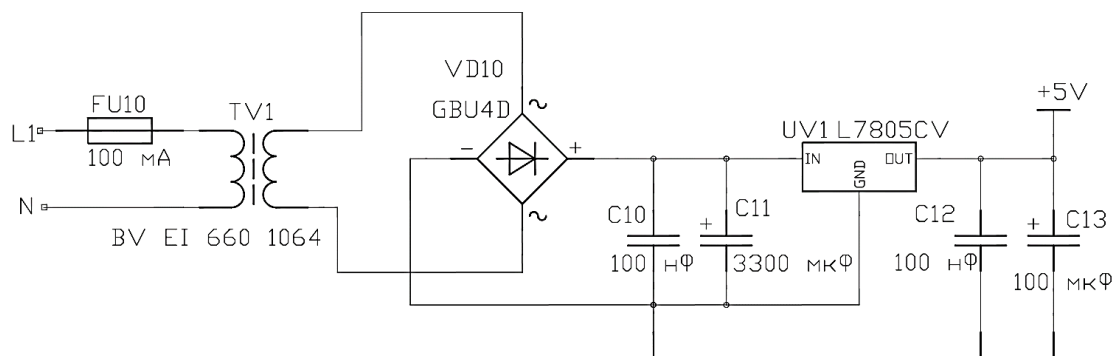


Рисунок 2.4 – Електрична принципова схема блока живлення

Після зниження напруги на вторинній обмотці трансформатора формується змінна напруга низького рівня, яка подається на вхід мостового діодного випрямляча VD10 (тип GBU4D). Це компактний мостовий модуль, розрахований на значний струм і призначений для роботи в промислових умовах. Він забезпечує повне мостове випрямлення напруги та створює умови для отримання стабільної постійної напруги. На виході моста формується пульсуюча постійна напруга, яка потребує згладжування для подальшої стабілізації.

На даному етапі важливу роль відіграє комплекс конденсаторів C10–C13, які працюють у різних частотних діапазонах та вирішують різні завдання. Конденсатори C10 і C12 ємністю 100 нФ виконують функції високочастотних фільтрів, запобігаючи проникненню імпульсних перешкод на входи стабілізатора. Вони усувають високочастотні коливання та забезпечують стабільність режимів при раптових змінах навантаження.

Конденсатор C11 ємністю 3300 мкФ є основним накопичувальним елементом, який згладжує низькочастотні пульсації випрямленої напруги та зменшує її змінну складову після діодного моста. Його ємності достатньо для забезпечення стабільної роботи стабілізатора навіть при пікових короткочасних споживаннях мікроконтролера, вузлів індикації або оптопар.

Для формування стабільної напруги +5 В використовується лінійний стабілізатор 7805 (UV1) - класичний та перевірений часом елемент, що гарантує високий рівень стабілізації вихідної напруги, низький рівень шумів та невибагливість до навантаження. Стабілізатор 7805 працює за принципом порівняння вхідної та вихідної напруги, регулювання струму через внутрішній транзистор та автоматичного обмеження теплових режимів. Такий підхід забезпечує стабільність напруги при коливаннях вхідної напруги в діапазоні 7–20 В. Для нормальної роботи стабілізатора необхідний певний «запас» напруги на вході, тому вибір трансформатора з напругою 9 В після випрямлення та фільтрації повністю задовольняє вимоги стабілізатора.

Конденсатор С13 ємністю 100 мкФ, підключений на виході стабілізатора, виконує функції стабілізації динамічної реакції блоку живлення. Він компенсує падіння напруги в моменти короточасних імпульсних струмів, які можуть виникати при перемиканні логічних вузлів або активізації перетворювачів у мікроконтролері. Також вихідні конденсатори зменшують рівень шуму та гарантують плавний запуск стабілізатора.

Уся схема блока живлення розрахована на забезпечення електромагнітної сумісності всієї системи вентильного перетворювача. Низький рівень шумів, отриманий завдяки трансформаторній архітектурі, дозволяє уникнути перешкод у сигнальних колах, підвищуючи точність роботи АЦП і стабільність формування імпульсів керування тиристорами.

Таким чином, блок живлення, представлений на рисунку 2.4, є надійним та ефективним рішенням для живлення мікроконтролерної частини вентильного перетворювача. Завдяки поєднанню трансформаторної розв'язки, мостового випрямлення, багаторівневої фільтрації та стабілізації напруги, схема забезпечує стабільне та безшумне живлення, що є критично важливим для точної та безперебійної роботи всієї системи керування.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк. 42
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

2.4 Розробка блоку синхронізації вентиляного перетворювача

Коректна робота тиристорного перетворювача безпосередньо залежить від точності формування моментів відкриття тиристорів. Для цього необхідно здійснювати синхронізацію схеми керування відносно фаз мережевої напруги. Система імпульсно-фазового керування (СІФК), побудована на мікроконтролері, повинна точно знати момент проходження напруги через нуль, оскільки саме від цього моменту відлічується кут керування α , який визначає величину вихідної випрямленої напруги. Для вирішення цього завдання розроблено спеціальний блок синхронізації, принципова схема якого наведена на рисунку 2.5 (аркуш [МРМА25.00.00.000Е3]).

Блок синхронізації складається із трьох повністю однакових вузлів, кожен з яких підключений між двома фазами трифазної мережі. Така конфігурація відповідає трикутнику (Δ) і дозволяє отримувати міжфазні напруги, амплітуда яких становить приблизно 380 В. Використання міжфазної напруги забезпечує точніший момент нульового переходу та підвищує перешкодостійкість, оскільки у міжфазних напругах відсутній зсув відносно нульового проводу, який іноді може давати похибки при використанні фазних напруг.

Кожен із блоків містить діодний міст (VD11, VD13, VD15 типу GBU4M), який виконує функцію випрямлення міжфазної напруги. Однак, на відміну від стандартного випрямлення, у даному випадку випрямлена напруга використовується не для живлення, а для формування точних імпульсів у моменти проходження міжфазної напруги через нуль. Випрямлення необхідне для того, щоб отримати чітку характеристику зміни напруги й мати можливість визначити спади до нульового рівня.

Для обмеження струму через оптопару та формування коректної форми імпульсу використовуються резистори (наприклад, R25–R29 у першому каналі). Вони виконують роль потужних подільників напруги, які зменшують міжфазну напругу до величин, безпечних для транзисторних елементів. Значення резисторів

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						43
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

підібрані так, щоб забезпечити надійне спрацювання транзистора у момент переходу напруги через нуль, але не допустити перевищення максимально допустимих струмів.

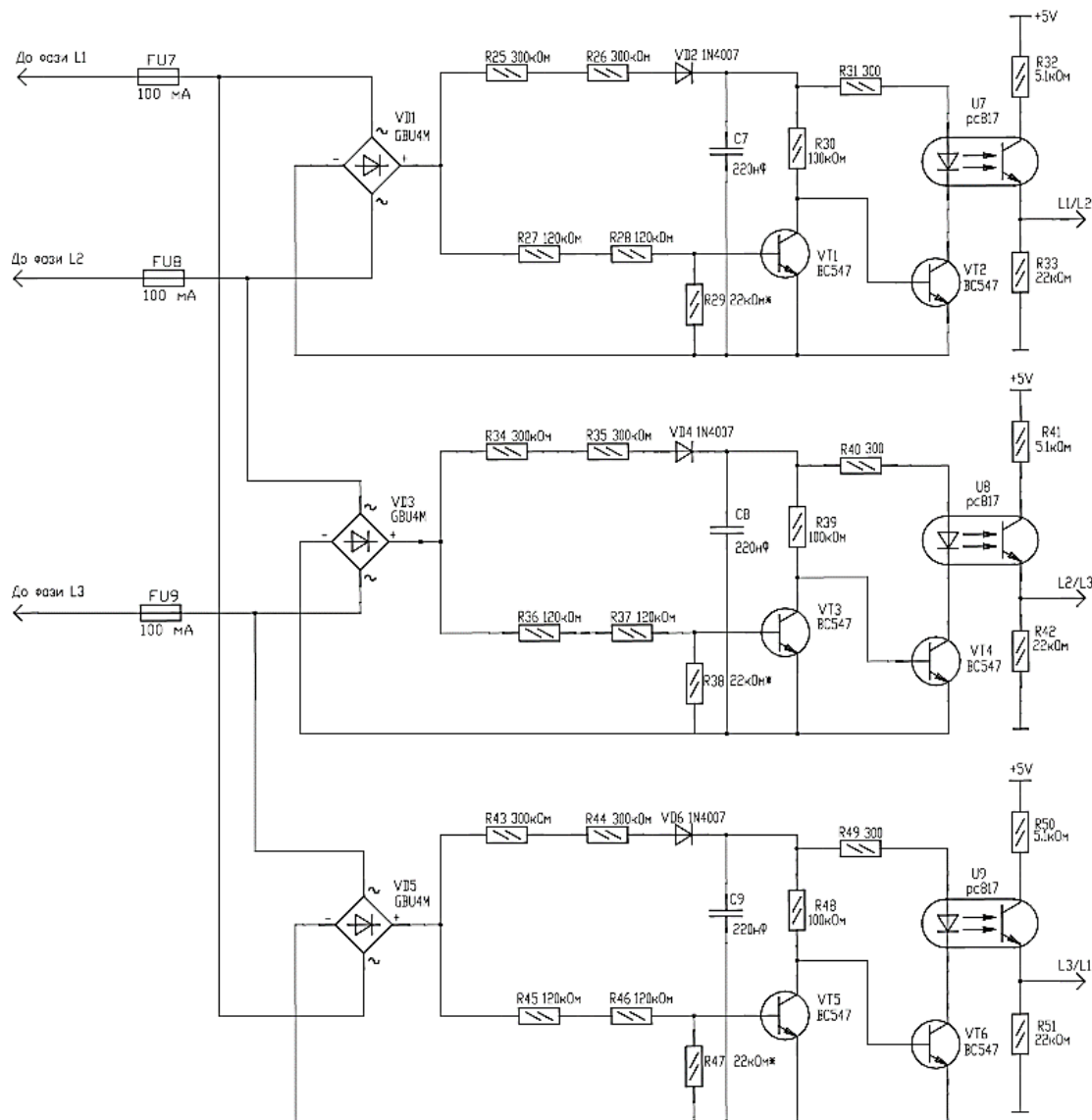


Рисунок 2.5 – Електрична принципова схема блока синхронізації

Для відсікання імпульсних перешкод у схемі передбачено фільтруючі конденсатори (С7, С8, С9), які формують короткі, але чітко окреслені імпульси, що передаються до оптопар. Конденсатори також виконують роль стабілізаторів форми сигналу, зменшуючи негативний вплив високочастотних наводок, які можуть виникати у силовій частині перетворювача.

Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата

Безпосередня гальванічна розв'язка схеми керування від мережевої частини забезпечується оптопарами PC817 (U7, U8, U9). Оптопара складається з інфрачервоного світлодіода та фототранзистора. Світлодіод отримує імпульс, сформований на виході транзисторного каскаду (VT1–VT6), і миттєво передає його фототранзистору в низьковольтній частині. Така схема забезпечує повний електричний поділ між високовольтними колами та мікроконтролером, що критично важливо у системах з високою потужністю та інтенсивними комутаційними процесами.

Завдяки гальванічній розв'язці оптопар зменшуються електромагнітні завади, покращується електробезпека, а також повністю усувається ризик проходження мережевої напруги в логічну частину мікроконтролера.

Формування логічного рівня на виході оптопари здійснюється через резистори (наприклад, R32, R41, R50), що визначають струм колектора фототранзистора. З цих виходів сигнали передаються на входи мікроконтролера, який визначає точний момент нульового переходу напруги та від цього моменту формує таймер фазового регулювання тиристорів.

У кожному каналі встановлено запобіжники FU7, FU8, FU9, які забезпечують захист схеми синхронізації від аварійних режимів. Оскільки синхронізаційний блок підключений безпосередньо до міжфазної напруги, важливо запобігти можливим коротким замиканням або пошкодженням діодних мостів та транзисторів через імпульсні перенапруги або пробої ізоляції.

Таким чином, розроблений блок синхронізації забезпечує точне визначення моментів проходження міжфазної напруги через нуль, надійно відокремлює сигнал керування від мережевої високовольтної частини та формує чисті, стабільні імпульси синхронізації для системи імпульсно-фазового керування. Це дозволяє мікроконтролеру здійснювати точне керування кутом відкриття тиристорів у широкому діапазоні навантажень, забезпечуючи стабільність роботи всієї перетворювальної системи.

2.5 Загальний вигляд вентиляного перетворювача

Загальний вигляд вентиляного перетворювача представлено на рис.2.6.

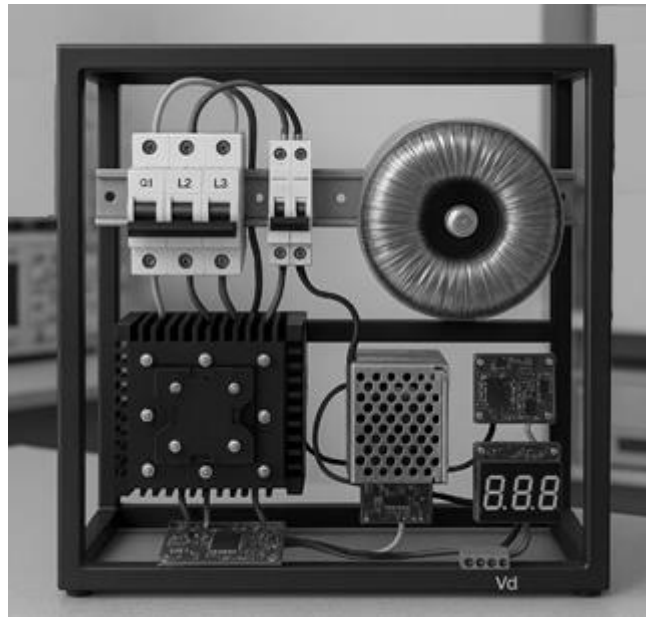


Рисунок 2.6 - Загальний вигляд вентиляного перетворювача

Це зібраний у відкритому металевому каркасі вентильний перетворювач лабораторного виконання, призначений для перетворення змінної напруги мережі у керовану випрямлену напругу для живлення електродвигунів постійного струму або інших навантажень силової автоматики.

У верхній частині конструкції встановлено групу автоматичних вимикачів, що забезпечують захист силових та керуючих ланцюгів. Поруч розташований тороїдальний трансформатор, який виконує гальванічну розв'язку, пониження напруги та формування живлення для вторинних схем управління й індикації.

У середній зоні каркаса розміщено силовий модуль з радіатором охолодження, до якого закріплено силові вентиля або модульний твердотілий перетворювач. Тут же видно імпульсний блок живлення, призначений для стабілізованого живлення логічних блоків.

Нижня частина зайнята друкованими платами керування: плата мікроконтролерної логіки, вузол формування керуючих імпульсів та плата індикації. На

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						46
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

передній панелі розміщено цифровий світлодіодний індикатор для відображення вихідної напруги або струму, а також кнопки та перемикачі для ручного керування режимами.

Конструкція виконана як дослідний стендовий зразок: усі вузли мають відкритий доступ, добре проглядаються їхні з'єднання, монтажні плати та силові компоненти. Таке компонування дозволяє наочно демонструвати принцип роботи вузлів перетворювача, проводити діагностику та змінювати конфігурацію під час експериментів чи налагодження.

2.6 Опис роботи вентиляного перетворювача

Після подачі живлення на схему керування відбувається ініціалізація мікроконтролера, під час якої здійснюється перевірка двох базових умов працездатності: наявності синхронізуючих імпульсів, сформованих за фазною напругою мережі, та стану перемикача режиму SB1.

На етапі самодіагностики світлодіод індикатора E380 працює в режимі низькочастотного мигання, що свідчить про очікування необхідних сигналів для переходу до активного режиму.

Перевірка наявності та правильності синхронізації.

Після появи імпульсів синхронізації мікроконтролер здійснює контроль правильності чергування фаз мережі. Коректним вважається порядок А–В–С, за якого система переходить до стану готовності.

У разі виявлення зворотного чергування на цифровому індикаторі автоматично виводиться повідомлення АСВ, а світлодіод починає блимати на значно вищій частоті. Це сигналізує користувачу про необхідність переставити місцями будь-які дві вхідні фази живлення, після чого контроль виконується повторно.

Режим очікування та ввімкнення керування.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк. 47
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Якщо перемикач SB1 знаходиться в розімкненому положенні, мікроконтролер блокує формування імпульсів керування тиристорними ключами. На індикаторі з'являється напис OFF, а світлодіод HL1 зберігає режим низькочастотного мигання.

Після замикання SB1 перетворювач переходить у робочий режим: формується серія імпульсів керування відповідно до алгоритму регулювання кута відкривання вентилів, а світлодіод HL1 переходить у стан постійного світіння, що означає активність системи.

Контроль аварійних ситуацій та зникнення фаз.

Під час пуску та подальшої роботи здійснюється безперервний нагляд за наявністю синхронізуючих імпульсів. У разі їх зникнення на період понад 7 секунд мікроконтролер негайно переводить систему у захищений стан:

- на індикаторі виводиться код 380;
- світлодіод переходить у режим низькочастотного мигання;
- імпульси керування тиристорами повністю знімаються.

Такий алгоритм забезпечує надійну реакцію на пропадання однієї або декількох фаз мережі. Після відновлення синхронізуючих імпульсів перетворювач автоматично повертається до нормальної роботи, без потреби у додатковому втручанні оператора.

2.7 Висновки до другого розділу

У другому розділі виконано повний комплекс робіт, пов'язаних із проєктуванням вентильного перетворювача для живлення двигуна постійного струму. На основі принципів роботи керованих випрямлячів розроблено структурну схему, яка відображає взаємодію всіх функціональних вузлів - від системи імпульсно-фазового керування до силової частини та виконавчого двигуна.

На основі структурної схеми сформовано детальну функціональну модель, де визначено роль мікроконтролера, вузла синхронізації, схеми зворотного

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						48
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

зв'язку та сигналів керування. Показано механізм формування керуючих імпульсів, обробки аналогових сигналів та забезпечення стійкості роботи при зміні навантаження.

Силова частина представлена керованим тиристорним мостом, із включенням оптронних розв'язок, фільтрувального реактора та елементів захисту. У розділі детально обґрунтовано вибір типів тиристорів, оптотиристорів та принцип їх узгодження з мікроконтролером.

Окремо розроблено схеми блока живлення й блока синхронізації, що забезпечують стабільне живлення вузлів керування та формування коректних фазових міток для комутації вентилів. Розглянуто ключові елементи фільтрації, стабілізації та гальванічної розв'язки.

Блок керування та індикації описано як центральну частину системи, що реалізує алгоритм роботи перетворювача, контролює стан мережі та формує інформаційні повідомлення. Надано повний опис роботи пристрою, включаючи режими ввімкнення, пуску, зупинки та аварійної зупинки у випадку зникнення синхронізації.

У результаті всі елементи - від СІФК до силової частини - інтегровано в єдину систему, яка виконує стабільзоване керування двигуном постійного струму, забезпечує захист і надійність роботи при різних режимах навантаження.

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						49
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

3 РОЗРАХУНКИ, ЩО ПІДТВЕРДЖУЮТЬ ПРАЦЕЗДАТНІСТЬ ВЕНТИЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

3.1 Оцінка параметрів ідеального вентиляного перетворювача

Напруга трифазної мережі згідно зі стандартами якості електричної енергії може відхилятися від номінального значення в межах $\pm 10\%$. Тому під час проектування необхідно забезпечити отримання номінальної випрямленої напруги навіть за мінімально допустимого рівня напруги живлення. Для цього кут керування α у випрямлячі доцільно приймати рівним 0° , тобто працювати в нерегульованому режимі. За цієї умови, враховуючи, що $U_{я.н} = U_{d0}$, отримуємо вираз:

$$U_{2min} = \frac{U_{d0}}{2,34} = \frac{400}{2,34} = 170,94 \text{ (В)}, \quad (3.1)$$

де U_{d0} - випрямлена напруга, В.

Враховуючи, що обмотки силового трансформатора з'єднуються за схемою «зірка-зірка», коефіцієнт трансформації вхідного трансформатора визначається за залежністю:

$$K_T = \frac{U_{1min}}{U_{2min}} = \frac{0,9 \cdot 6000}{170,94} = 31,59, \quad (3.2)$$

де U_{1min} – мінімально допустиме значення напруги на первинній обмотці трансформатора, В;

U_{2min} – мінімально допустиме значення напруги на вторинній обмотці трансформатора, В.

Визначаємо всі інші розрахункові величини.

Середнє значення випрямленого струму знаходиться із виразу:

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						50
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

$$I_{dH} = \frac{P_{я.н.}}{U_{я.н.}} = \frac{5500}{400} = 13,75 \text{ (A)}, \quad (3.3)$$

де $P_{я.н.}$ – номінальна потужність електродвигуна, Вт;

$U_{я.н.}$ – номінальна напруга електродвигуна, В.

Середнє значення анодного струму вентиля визначається із виразу:

$$I_A = \frac{I_{dH}}{3} = \frac{13,75}{3} = 4,58 \text{ (A)}. \quad (3.4)$$

Діюче значення анодного струму вентиля знаходиться із формули:

$$I_{A,д} = \frac{I_{dH}}{\sqrt{3}} = \frac{13,75}{\sqrt{3}} = 7,94 \text{ (A)}. \quad (3.5)$$

Вибір тиристора здійснюємо за середнім анодним струмом з урахуванням коефіцієнта запасу, що становить приблизно 40%. Для подальших розрахунків та установки приймаємо тиристор ВТ152Х-800R [18]. Його основні параметри: максимальна зворотна напруга – 800 В, максимально допустиме середнє значення струму у відкритому стані – 13 А, пряме падіння напруги – $U_T = 1,4$ В.

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора визначається за формулою:

$$I_{2H} = I_{dH} \sqrt{\frac{2}{3}} = 13,75 \sqrt{\frac{2}{3}} = 11,23. \quad (3.6)$$

Діюче значення первинного струму трансформатора визначається за виразом:

$$I_{1H} = \frac{I_{2H}}{K_T} = \frac{11,23}{31,59} = 0,35. \quad (3.7)$$

В колі живлення перетворювача встановлено силовий трансформатор типу ТЛС-10, параметри якого становлять: напруга короткого замикання $U_{КЗ} = 4,4\%$, втрати короткого замикання $\Delta P_{КЗ} = 280$ Вт, втрати холостого ходу $\Delta P_{ХХ} = 90$ Вт, струм холостого ходу $\Delta I_{ХХ} = 5,5\%$ (за даними літературного джерела [19]).

Модуль повного опору короткого замикання трансформатора можна визначити за формулою:

$$Z_{1К} = \frac{U_{КЗ}}{I_{1Н}} = \frac{6000 \cdot 0,044}{0,35} = 742,84 \text{ (Ом)}, \quad (3.8)$$

де $U_{КЗ}$ – напруга короткого замикання, В.

Активний опір обмоток трансформатора, приведений до вторинної сторони, визначається за наступною формулою

$$R_{тр} = R'_1 + R'_2 = \frac{\Delta P_{КЗ}}{3 \cdot I_{2Н}^2} = \frac{280}{3 \cdot 11,23^2} = 0,74 \text{ (Ом)}. \quad (3.9)$$

Реактивний опір розсіювання обмоток трансформатора, приведений до первинної сторони, розраховується за такою формулою:

$$X_{1К} = \sqrt{Z_{1К}^2 - R_{тр}^2} = \sqrt{742,84^2 - 0,74^2} = 742,84 \text{ (Ом)}. \quad (3.10)$$

Відповідно, цей самий опір, приведений до вторинної обмотки трансформатора і визначений як анодний опір X_a , матиме значення:

$$X_A = \frac{X_{1К}}{K_T^2} = \frac{742,84}{31,59^2} = 0,74 \text{ (Ом)}, \quad (3.11)$$

$$L_A = \frac{X_A}{\omega} = \frac{0,74}{314} = 0,0024 \text{ (Гн)} = 2,4 \text{ (мГн)}. \quad (3.12)$$

Далі необхідно оцінити параметри реального згладжувального реактора L_d . Його розрахунок виконується для найгіршого режиму за якістю випрямленого струму, тобто при максимально можливому куті регулювання α_{max} . Цей кут виникає під час роботи випрямляча при найбільшій напрузі живильної мережі та визначається з його регулювальної характеристики. Тоді:

$$U_{dH} = U_{d0max} \cdot \cos \alpha_{max} = 2,34 \cdot U_{2max} \cdot \cos \alpha_{max}, \quad (3.13)$$

де α_{max} – максимально можливий кут керування, °.

Тоді:

$$\cos \alpha_{max} = \frac{U_{dH}}{2,34 \cdot U_{2min} \cdot 1,2} = \frac{400}{2,34 \cdot 170,94 \cdot 1,2} = 0,83 \quad (3.14)$$

$$\alpha_{max} = 33,5^\circ.$$

Коефіцієнт пульсацій випрямленого струму встановлено на рівні не більше ніж 7%, тобто:

$$K_{ПС} = \frac{I_{d(6)}}{I_{dH}}, \quad (3.15)$$

звідки

$$I_{d(6)} = 0,07 \cdot 13,75 = 0,96 \text{ (А)},$$

де $I_{d(6)}$ – амплітудне значення першої гармоніки пульсацій випрямленого струму, яка в шестипульсному випрямлячі відповідає шостій гармоніці відносно частоти напруги живильної мережі. Значення цієї гармоніки струму визначається через однойменну гармоніку випрямленої напруги і при максимальній напрузі в мережі 6000 В становитиме:

$$U_{d\alpha(6)} = \frac{\sqrt{2}}{(pk)^2 - 1} \sqrt{1 + (pk \cdot \operatorname{tg} \alpha)^2} \cdot U_{d0max} \cdot \cos \alpha_{max} \text{ [В]}, \quad (3.16)$$

де p – пульсність схеми ($p = 6$);

k – номер гармоніки у випрямленій напрузі ($k = 6$). Тоді:

$$\begin{aligned} U_{d\alpha(6)} &= \frac{\sqrt{2}}{(6 \cdot 6)^2 - 1} \sqrt{1 + (6 \cdot 6 \cdot \operatorname{tg} 33,5)^2} \cdot (2,34 \cdot 170,94 \cdot 1,2) \cdot 0,83 = \\ &= 10,38 \text{ (В)}. \end{aligned}$$

Звідси необхідне сумарне індуктивне значення контуру випрямленого струму визначається за формулою:

$$L_{d\Sigma} = \frac{U_{d\alpha(6)}}{6 \cdot \omega \cdot I_{d(6)}} = \frac{10,38}{6 \cdot 314 \cdot 0,96} = 0,0057 \text{ (Гн)}. \quad (3.17)$$

Індуктивність згладжувального реактора визначається за формулою:

$$L_d = L_{d\Sigma} - 2 \cdot L_a = 0,0057 - 2 \cdot 0,0024 = 0,001 \text{ (Гн)} = 1 \text{ (мГн)}. \quad (3.18)$$

Вибираємо згладжувальний реактор, розрахований на струм не менше 13,75 А. Для цього обрано реактор типу СРОС-1,5 УЗ, у якого активний опір обмотки становить $R_\phi = 0,088$ Ом при індуктивності 1 мГн.

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк. 54
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

3.2 Розрахунок реального перетворювача з урахуванням параметрів елементів

Наявність реальних елементів спричиняє виникнення падіння напруги ΔU всередині випрямляча при його навантаженні. Це зумовлює необхідність збільшення напруги холостого ходу випрямляча, яке, відповідно до узагальненого рівняння зовнішньої характеристики, дорівнює (для мінімальної напруги мережі):

$$U_{d0min} = \frac{U_{dn} + I_{dn} \cdot \left[\frac{X_a \cdot 3}{\pi} + 2 \cdot (R'_1 + R'_2) + qR_{dn} + R_\phi \right] + q\Delta U_0}{\cos \alpha_{min}} \quad [B]; \quad (3.19)$$

де R_{dn} – опір тиристора у відкритому стані;

$$R_{dn} = \frac{\Delta U_0}{I_{T(RMS)}} = \frac{1,4}{20} = 0,07 \text{ (Ом)}, \quad (3.20)$$

$I_{T(RMS)}$ - номінальне значення анодного струму (за період);

q – кількість одночасно відкритих тиристорів;

ΔU_0 – падіння напруги на тиристорі (береться з паспорта тиристора),

$$U_{d0min} = \frac{400 + 13,75 \cdot \left[\frac{0,74 \cdot 3}{\pi} + 2 \cdot 0,74 + 2 \cdot 0,07 + 0,088 \right] + 2 \cdot 1,4}{\cos 0} =$$
$$= 436,07 \text{ (В)}.$$

Всередині випрямляча з'являється падіння напруги ΔU :

$$\Delta U = U_{d0min} - U_{dn} = 436,07 - 400 = 36,07 \text{ (В)}. \quad (3.21)$$

Відповідне діюче значення вторинної напруги трансформатора при мінімальній нарузі мережі визначається за формулою (3.1)

$$U_{2min} = \frac{436,07}{2,34} = 186,36 \text{ (В)},$$

і коефіцієнт трансформації за формулою 3.2:

$$K_T = \frac{0,9 \cdot 6000}{186,36} = 28,98.$$

Для врахування впливу комутації на мережу живлення визначимо кут комутації γ у випадку максимальної напруги мережі за формулою:

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{I_d \cdot X_a}{\sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \frac{\pi}{m}} \right] - \alpha \text{ [}^\circ \text{]} \quad (3.22)$$

$$\gamma = \arccos \left[\cos 33,5 - \frac{13,75 \cdot 23,51}{\sqrt{2} \cdot 400 \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \right] - 33,5 = 2^\circ$$

Типова потужність трансформатора з урахуванням поправок на комутацію змінюється незначно і може не братися до уваги. Зменшення коефіцієнта K_t призведе до коригування максимального значення кута регулювання α' , яке тепер визначається за формулою (3.14):

$$\cos \alpha'_{max} = \frac{400}{2,34 \cdot 186,36 \cdot 1,2} = 0,7644.$$
$$\alpha'_{max} = 40,5^\circ$$

Шоста гармоніка випрямленої напруги тепер визначається з урахуванням кута комутації γ і розраховується за формулою (3.16):

$$U_{d\alpha(6)} = \frac{\sqrt{2}}{(6 \cdot 6)^2 - 1} \sqrt{1 + (6 \cdot 6 \cdot \operatorname{tg} 40,5)^2} \cdot (436,07 \cdot 1,2) \cdot 0,83 = 13,37 \text{ (В)}.$$

Втрати потужності в трансформаторі визначаються за формулою:

$$\Delta P_{\text{тр}} = \Delta P_{\text{ХХ}} + \Delta P_{\text{КЗ}} \text{ [Вт]}, \quad (3.23)$$

$$\Delta P_{\text{тр}} = 90 + 280 = 370 \text{ (Вт)}.$$

Втрати активної потужності у вентилях:

де ΔU_0 – падіння напруги на тиристорі

$$\Delta P_{\text{в}} = 6 \cdot (I_{\text{А}} \Delta U_0 + I_{\text{А,Д}}^2 \cdot R_{\text{Д,Н}}) \text{ [Вт]}, \quad (3.24)$$

$$\Delta P_{\text{в}} = 6 \cdot (4,58 \cdot 1,4 + 7,94^2 \cdot 0,07) = 64,97 \text{ (Вт)}.$$

Втрати активної потужності в згладжувальному реакторі визначаються за формулою:

$$\Delta P_{\text{Д}} = I_{\text{д}}^2 R_{\text{Д}} = 13,75^2 \cdot 0,088 = 7,56 \text{ (Вт)}. \quad (3.25)$$

Загальні втрати потужності всередині випрямляча визначаються як:

$$\Delta P = \Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\text{в}} + \Delta P_{\text{ф}} = 370 + 64,97 + 22,69 = 442,53 \text{ (Вт)} \quad (3.26)$$

Відповідно, вхідний коефіцієнт потужності перетворювача при номінальній напрузі мережі визначається за формулою:

$$\lambda_{\text{н}} = \frac{P_d + \Delta P}{3 \cdot U_{1\text{н}} \cdot I_{1\text{н}}} = \frac{(13,75 \cdot 400) + 442,53}{3 \cdot 6000 \cdot 0,355} = 0,93. \quad (3.27)$$

ККД перетворювача при номінальній напрузі мережі визначається за формулою:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P} = \frac{5500}{5500 + 442,53} = 0,925. \quad (3.28)$$

3.3 Вибір захисту силової частини

На напівпровідникові вентиля впливають такі перенапруги:

- перенапруги, що виникають у напівпровідникових тиристорах під час комутації струму через ефект накопичення носіїв;
- комутаційні перенапруги, які з'являються при відключенні індуктивних ланцюгів;
- перенапруги, зумовлені резонансними явищами в перетворювачах;
- зовнішні перенапруги, що надходять з мережі під час коротких замикань на землю, розрядів блискавки тощо.

Такі перенапруги можуть призвести до електричного пробою вентилів, що, як правило, викликає коротке замикання. Для обмеження періодичних комутаційних перенапруг використовуються захисні RC-ланцюги, підключені паралельно тиристорі.

Значення захисної ємності С визначається з урахуванням забезпечення допустимої швидкості зміни зворотної напруги за формулою:

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк. 58
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

$$C_0 = \frac{10 \cdot \frac{I_a}{2}}{U_{зв.мах}} = \frac{10 \cdot \frac{4,58}{2}}{800} = 0,028 (\Phi) = 28 (\text{мк}\Phi), \quad (3.29)$$

де $U_{зв.мах}$ – найбільше значення зворотної напруги для тиристора;

I_a – максимальний анодний струм перед комутацією.

Опір R підбирається з урахуванням напруги заряду захисного конденсатора та необхідної потужності розсіюваної енергії. Його мінімальне значення обмежується допустимою амплітудою пускового струму тиристора, а максимальне – забезпеченням повного розряду конденсатора C протягом часу відкритого стану тиристора:

$$R = \frac{10 \cdot U_{зв.мах}}{I_a} = \frac{10 \cdot 800}{4,58} = 1746,7 (\text{Ом}). \quad (3.30)$$

Вибираємо керамічний резистор з номіналом 1,8 кОм та потужністю 5 Вт, а також плівковий конденсатор типу СВВ22, з'єднаний із трьох паралельно підключених елементів по 10 мкФ кожен при напрузі 400 В.

Запобіжники, встановлені послідовно з кожним тиристором, підбираються так, щоб їхній номінальний струм перевищував:

$$I_{ЗАП} \geq 1,25 \cdot I_{VS} = 1,25 \cdot 13 = 16,25. \quad (3.31)$$

Вибирано тримач запобіжника типу EFH 10 DC 1p із плавкою вставкою СН10х38 gPV, характеристики якої:

- номінальна напруга – 1000 В;
- номінальний струм – 20 А.

Для захисту мережі від коротких замикань у перетворювачі застосовується автоматичний вимикач типу ЕТІМАТ 6, 3-полюсний, 25 А, характеристика D.

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк. 59
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

3.4 Вибір елементів схеми керування вентилями

Виконаємо розрахунок резисторів R3, R7, R11, R15, R19 та R23, призначених для обмеження струму в колі керуючого електрода тиристора. Опір цих резисторів визначається за формулою:

$$R_{gvs} = \frac{0,45U_{ж}}{I_{kvs}} [\text{Ом}], \quad (3.32)$$

де R_{19} – опір обмежувального резистора R19, Ом;

$U_{ж}$ – номінальна напруга живлення, В;

I_{kvs} – номінальний струм керуючого електрода тиристорів VS1–VS6, А.

Відповідно до формули (3.32) визначаємо опір обмежувальних резисторів R_{gvs} :

$$R_{gvs} = \frac{0,45 \cdot 380}{32 \cdot 10^{-3}} = 5343,75 \text{ (Ом)}.$$

Враховуючи стандартний ряд номінальних опорів [10], приймаємо $R_{19}=5,1 \text{ кОм}$.

Далі розраховуємо потужність P_{gvs} цих резисторів:

$$P_{gvs} = I_{kvs}^2 \cdot R_{gvs} [\text{Вт}], \quad (3.33)$$

$$P_{gvs} = (32 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 5,1 \cdot 10^3 = 5,25 \text{ (Вт)}.$$

Користуючись стандартним рядом потужностей [20], приймаємо потужність резистора $P_{gvs}=5 \text{ Вт}$. За формулою (3.32) визначаємо опір обмежувальних резисторів у колі керуючих електродів оптотиристорів R_{gu} :

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						60
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

$$R_{gu} = \frac{380}{5 \cdot 10^{-3}} = 76000 \text{ (Ом)} = 76 \text{ (кОм)}.$$

Враховуючи нормальний ряд номіналів опорів, було прийнято значення $R_{gu} = 75 \text{ (кОм)}$. Тоді:

$$P_{gu} = (20 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 75 \cdot 10^3 = 1,875 \text{ (Вт)}.$$

Відповідно до стандартного ряду було прийнято $P_{gu} = 2 \text{ Вт}$.

Для світлодіодів оптодіода номінальний струм дорівнює 10 мА. Відповідно, опір обмежувальних резисторів R1, R5, R9, R13, R17 та R21 визначається як:

$$R_u = \frac{5}{10 \cdot 10^{-3}} = 500 \text{ (Ом)}$$

Враховуючи стандартний ряд номінальних опорів, приймаємо $R_u = 470 \text{ Ом}$.

Потужність P_u цих резисторів визначається за формулою:

$$P_u = (10 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 470 = 0,047 \text{ (Вт)}$$

Відповідно до стандартного ряду було прийнято $P_u = 0,125 \text{ Вт}$.

3.5 Розрахунок елементів датчика напруги

Для вимірювання напруги на виході випрямляча застосовується спрощена схема на резисторах R54–R56, що дозволяє обійтися без використання операційного підсилювача та уникнути ускладнення схеми. Однак такий підхід забезпечує меншу точність порівняно зі схемами на операційних підсилювачах.

Максимальна напруга на виході випрямляча визначається за формулою:

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						61
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

$$U_d = 1,35 \cdot U_M [\text{В}] \quad (3.34)$$

де U_M – напруга мережі живлення,

$$U_d = 1,35 \cdot 380 = 513 \text{ (В)}$$

На резисторі R56 максимальна напруга не повинна перевищувати 5 В, що визначається характеристиками АЦП мікроконтролера. Відповідно, напруга, що падає на резисторах R54 та R55, буде визначатися як:

$$U_{R54,55} = U_d - 5 [\text{В}], \quad (3.35)$$

$$U_{R54,55} = 513 - 5 = 508 [\text{В}].$$

У результаті на кожному резисторі падає половина визначеної напруги, тобто 254 В.

Приймаємо для резистора R56 опір 470 Ом, враховуючи, що він має бути низькоомним. Збільшення його опору призведе до виникнення перешкод, що ускладнить коректне вимірювання.

Виходячи з обраного опору резистора R56, визначаємо струм, який протікає в колі:

$$I_{56} = \frac{U_{56}}{R_{56}} = \frac{5}{470} = 0,0106 \text{ (А)}. \quad (3.36)$$

Потужність P_{56} цього резистора визначається за формулою (3.33):

$$P_{56} = 0,0106^2 \cdot 470 = 0,053 \text{ (Вт)}.$$

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						62
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Відповідно до стандартного ряду прийнято $P_u = 0,125$ Вт.

Відомо, що при послідовному з'єднанні резисторів через коло протікає однаковий струм. З урахуванням цього визначаємо опір резисторів R54 та R55:

$$R_{54} = R_{55} = \frac{U_{R54,55}/2}{I_{56}} = \frac{508/2}{0,0106} = 23876 \text{ (Ом)}. \quad (3.37)$$

Враховуючи стандартний ряд номінальних опорів, приймаємо $R_{54}=R_{55}=24$ кОм.

Потужність резистора P_{56} визначається за формулою (3.33):

$$P_{56} = 0,0106^2 \cdot 24 \cdot 10^3 = 2,69 \text{ (Вт)}.$$

Відповідно до стандартного ряду вибрано $P_u = 5$ Вт.

3.6 Розрахунок вузла синхронізації

Кожен блок вузла синхронізації включає діодний міст, який випрямляє напругу мережі. Значення випрямленої напруги після діодного моста визначається за формулою [21, 22]:

$$U_d = 0,9 \cdot U_{ж}; \quad (3.38)$$

де $U_{ж}$ – напруга мережі живлення,

$$U_d = 0,9 \cdot 380 = 342 \text{ (В)}.$$

Випрямлена напруга для живлення схеми підсилення імпульсів керування оптотранзистором проходить через два послідовно з'єднані резистори номіналом

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						63
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

300 кОм, діод та згладжуючий конденсатор. Послідовне з'єднання резисторів знижує ймовірність їх пробою. Ця ділянка схеми забезпечує живлення підсилювача імпульсів синхронізації.

Також випрямлена напруга без згладжування через два резистори по 120 кОм подається на базу транзистора, увімкненого за схемою емітерного повторювача. Для зменшення наводок база транзистора підключена через резистор 22 кОм до мінуса діодного моста.

Підсилений сигнал емітерним повторювачем подається на наступний транзисторний каскад, який комутує світлодіод транзисторних оптопар. Для обмеження струму через світлодіод встановлено відповідний резистор.

Оскільки після підсилювача імпульси мають інверсний вигляд, на стороні мікроконтролера транзисторна частина оптопар увімкнена таким чином, щоб сигнал набув прямого (неінверсного) вигляду.

3.7 Розрахунок елементів індикації

Для відображення інформації обрано семисегментний індикатор E40561-I-K-0-W зі спільним анодом на чотири розряди.

Комутація розрядів здійснюється транзисторами VT1–VT4 рnp-структури в ключовому режимі.

Розрахунок резисторів R61–R64, призначених для розвантаження портів мікроконтролера, виконується за формулою:

$$R61 = R62 = R63 = R64 = \frac{U_H}{I_H} [\text{Ом}], \quad (3.39)$$

де I_H - номінальний вихідний струм порта мікроконтролера, А,

U_H – номінальна напруга на виході порта мікроконтролера, В.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						64
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Для мікроконтролера Atmega8 при номінальній напрузі $U_H=5$ В та струмі навантаження порту $I_{HP}=40$ мА [23], для зменшення навантаження на порти приймаємо $I_{HP}=20$ мА. Відповідно отримаємо:

$$R_{61} = R_{62} = R_{63} = R_{64} = \frac{5}{20 \cdot 10^{-3}} = 250 \text{ (Ом)}.$$

У цьому випадку з урахуванням стандартного ряду номінальних опорів доцільно прийняти значення $R_{61}=R_{62}=R_{63}=R_{64}=470$ Ом.

Потужність P_{61-63} цих резисторів знаходиться за формулою (3.33):

$$P_{61-63} = (20 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 470 = 0,188 \text{ (Вт)}.$$

Відповідно до стандартного ряду потужностей приймаємо $P_{61-63}=0,25$ Вт.

Для комутації розрядів використовується регістр зсуву DD2 типу 74НС595. На його виході для обмеження струму через світлодіоди сегментів встановлені резистори $R_{66}-R_{73}$. Розрахунок цих резисторів виконується за формулою (3.39):

$$R_{66} \dots R_{73} = \frac{5}{20 \cdot 10^{-3}} = 250 \text{ (Ом)}.$$

Враховуючи стандартний ряд номінальних опорів, приймаємо $R_{66} \dots R_{73}=240$ Ом.

Потужність $P_{66 \dots 73}$ цих резисторів згпходиться за формулою (3.33):

$$P_{66 \dots 73} = (20 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 240 = 0,096 \text{ (Вт)}.$$

Відповідно до стандартного ряду було прийнято $P_{66-73} = 0,125$ Вт.

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						65
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

3.8 Розрахунок блока живлення

3.8.1 Розрахунок загальної потужності системи

Розроблений блок живлення включає такі основні елементи: трансформатор, випрямляч, стабілізатор, фільтр та запобіжники. Розрахунок кожного з цих елементів дозволяє визначити необхідні номінали компонентів.

Початковим кроком є визначення загальної потужності, необхідної для системи керування та контролю, яка виступає основним вихідним параметром при проектуванні блоку живлення.

Загальна потужність споживання системою керування та контролю визначається як сума потужностей усіх елементів схеми:

$$P_{\text{заг}} = \sum_{i=1}^n kP_i \text{ [Вт]} \quad (3.40)$$

де $P_{\text{заг}}$ – загальна потужність приладу, Вт;

n – кількість різних типів елементів, шт;

P_i – потужність 1-го елемента, Вт;

k – кількість однотипних елементів, шт.

Загальна потужність системи керування та контролю універсального колекторного електродвигуна визначається за формулою:

Загальна потужність системи керування та контролю універсального колекторного електродвигуна знаходиться наступним чином:

$$P_{\text{заг}} = P_{\text{МК}} + P_{\text{от}} + P_{\text{вс}} + P_{\text{з}} + P_{\text{інд}} \text{ [Вт]}, \quad (3.41)$$

де $P_{\text{МК}}$ – потужність споживання мікроконтролера, Вт;

$P_{\text{інд}}$ – потужність елементів індикації, Вт;

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						66
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

P_{KE} – потужність керуючого елемента, Вт;

P_{BC} – потужність вузла синхронізації, Вт;

P_3 – потужність задатчика, Вт;

Потужність споживання мікроконтролером АТмега8 у ватах визначається за формулою:

$$P_{МК} = U_{ж} \cdot I_{сп} \text{ [Вт]}, \quad (3.42)$$

$$P_{МК} = 5 \cdot 15 \cdot 10^{-3} = 0,075 \text{ (Вт)},$$

де $I_{сп}$ – струм, що споживається А;

$U_{ж}$ – напруга живлення, В.

Потужність споживання ділянки з оптодіодами складається з потужності втрат на оптодіодах 4N39 U_1-U_6 ($P_{U1} \dots P_{U6} = 0,45$ Вт [24]) та потужності, що розсіюється на обмежувальних резисторах, розрахованих раніше, тобто:

$$P_{от} = P_{U1} + P_{U2} + P_{U3} + P_{U4} + P_{U5} + P_{U6} + P_U \cdot 6 \text{ [Вт]}, \quad (3.43)$$

$$P_{от} = 0,45 + 0,45 + 0,45 + 0,45 + 0,45 + 0,45 + 0,125 \cdot 6 = 3,45 \text{ (Вт)}.$$

Загальна потужність вузла синхронізації складається з потужності, що розсіюється на оптронах РС817 U_7-U_9 ($P_{U7} \dots P_{U9} = 0,07$ Вт [25]), та на резисторах ($P_{R32}, P_{R33}, P_{R41}, P_{R42}, P_{R50}, P_{R51} = 0,125$ Вт), тобто:

$$P_{BC} = P_{R32} + P_{R33} + P_{R41} + P_{R42} + P_{R50} + P_{R51} + P_{U7} + P_{U8} + P_{U9} \text{ [Вт]} \quad (3.44)$$

$$P_{BC} = 0,125 + 0,125 + 0,125 + 0,125 + 0,125 + 0,125 + 0,07 + 0,07 + 0,07 = 0,96 \text{ (Вт)}.$$

Потужність задатчика дорівнює сумі потужностей резисторів ($P_{R57}, P_{R58} = 0,125$ Вт) і визначається за формулою:

$$P_3 = P_{R57} + P_{R58} \text{ [Вт]}, \quad (3.45)$$

$$P_3 = 0,125 + 0,125 = 0,250 \text{ (Вт)}.$$

Потужність ділянки індикації визначається як сума потужності обмежувальних резисторів ($P_{R53}, P_{R65}=0,125$ Вт), потужності світлодіодів HL1, HL2 та потужності ділянки семисегментного індикатора. Оскільки індикатор працює в режимі динамічної індикації, враховується потужність одного розряду ($P_{HG1}=0,065$ Вт) та потужність одного з транзисторів VT7–VT10 ($P_{VT7}=0,5$ Вт [26]).

Отже, потужність ділянки індикації визначається за формулою:

$$P_{\text{інд}} = P_{R53} + P_{R65} + I_{\text{сд}} \cdot U_{\text{ж}} + P_{HG1} + P_{66\dots73} \cdot 8 + P_{VT7} \text{ [Вт]}, \quad (3.46)$$

$$P_{\text{інд}} = 0,125 + 0,125 + 20 \cdot 10^{-3} \cdot 5 + 0,065 + 0,125 \cdot 8 + 0,5 = 1,915 \text{ (Вт)}.$$

Сумарна потужність споживання блоку керування та контролю розраховується за формулою (3.41):

$$P_{\text{заг}} = 0,075 + 3,45 + 0,96 + 0,250 + 1,915 = 6,65 \text{ (Вт)}.$$

Приймаємо вторинну напругу трансформатора $U_0=9$ В. Відповідно, струм навантаження при цій напрузі визначається за формулою:

$$I_0 = \frac{P}{U_0} \text{ [A]}, \quad (3.47)$$

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						68
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

$$I_0 = \frac{6,65}{9} = 0,74 \text{ (A)}.$$

3.8.2 Розрахунок та вибір трансформатора

Визначаємо опір трансформатора Т1 за наступним виразом:

$$R_{\text{тр}} = \frac{830 \cdot U_0}{I_0 \cdot \sqrt[4]{U_0 \cdot I_0}} \text{ [Ом]}, \quad (3.48)$$

де U_0 – напруга випрямлена, В;

I_0 – струм навантаження, А.

Тоді:

$$R_{\text{тр}} = \frac{830 \cdot 0,74}{0,74 \cdot \sqrt[4]{9 \cdot 0,74}} = 516,66 \text{ (Ом)}.$$

На вторинній обмотці трансформатора напруга U_2 визначається за формулою:

$$U_2 = 0,75 \cdot 9 + \frac{I_0 \cdot (2 \cdot R_i + R_{\text{тр}})}{530} \text{ [В]}, \quad (3.49)$$

де $R_i = 1,14$ Ом – опір діодної зборки [27];

$$U_2 = 0,75 \cdot 9 + \frac{0,74 \cdot (2 \cdot 1,14 + 516,66)}{530} = 7,47 \text{ (В)}.$$

Струми вторинної I_2 і первинної I_1 обмоток трансформатора знаходяться за формулою:

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						69
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

$$I_2 = 1,41 \cdot I_0 + \frac{16,6 \cdot U_0}{2 \cdot R_1 + R_{\text{тр}}} \text{ [A]}, \quad (3.50)$$

$$I_2 = 1,41 \cdot 0,74 + \frac{16,6 \cdot 9}{2 \cdot 1,14 + 516,66} = 1,33 \text{ (A)},$$

$$I_1 = \frac{1,2 \cdot U_2 \cdot I_2}{U_1} \text{ [A]}, \quad (3.51)$$

$$I_1 = \frac{1,2 \cdot 7,47 \cdot I_2}{220} = 0,054 \text{ (A)}.$$

Визначаємо габаритну потужність трансформатора, яка для двопівперіодної схеми розраховується за формулою:

$$P_2 = 1,7 \cdot U_2 \cdot I_2 \text{ [Вт]}, \quad (3.52)$$

де I_2 – струм вторинної обмотки трансформатора, А;

U_2 – напруга на вторинній обмотці трансформатора, В.

Тоді:

$$P_2 = 1,7 \cdot 7,47 \cdot 1,33 = 16,92 \text{ (Вт)}.$$

Відповідно до джерела [28] обираємо трансформатор типу BV EI 660 1064, що задовольняє вимоги системи. Електричні параметри обраного трансформатора наведені в таблиці 3.1.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						70
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Таблиця 3.1 – Електричні параметри трансформатора BV EI 660 1064

Параметр	Значення
Номінальний струм вторинної обмотки, А	1,889
Первинна напруга, В	220
Напруга вторинної обмоток, В	9
Номінальна потужність, ВА	17

3.8.3 Розрахунок схеми випрямлення

Розраховуємо схему випрямлення на основі мостової схеми з діодної збірки VD10.

Вихідні дані:

- випрямлена напруга $U_0=9$ В;
- випрямлений струм $I_0=0,74$ А;
- напруга мережі $U_1=220$ В;
- частота мережі $f=50$ Гц.

Для визначення типу діодів розраховуємо зворотну напругу за формулою:

$$U_{звр} = 1,5 \cdot U_0 \text{ [В];} \quad (3.53)$$

$$U_{звр} = 1,5 \cdot 9 = 13,5 \text{ (В).}$$

Середній струм у А визначається наступним чином:

$$I_{ср} = 0,5 \cdot I_0 \text{ [А];} \quad (3.54)$$

$$I_{ср} = 0,5 \cdot 0,74 = 0,37 \text{ (А).}$$

Вибираємо діодну збірку типу GBU4D [27], характеристики якої наведені нижче:

- $I_{\text{ср}} = 4 \text{ А}$,
- $U_0 = 140 \text{ В}$,
- $U_{\text{звр}} = 200 \text{ В}$.

3.8.4 Вибір ємнісного фільтра

Для згладжування пульсацій напруги на виході трансформатора необхідно визначити ємність конденсатора. Розрахунок виконується за формулою:

$$C = \frac{30 \cdot I_0}{U_0} [\text{мкФ}]; \quad (3.55)$$

де U_0 – випрямлена напруга, В;

I_0 – струм навантаження, мА.

Тоді:

$$C = \frac{30 \cdot 740}{9} = 2466,66 \text{ (мкФ)}.$$

З обмеженого ряду стандартних ємностей конденсатор обираємо з запасом у більшу сторону. Відповідно, вибрано конденсатор типу ЕСАР-КМ ємністю 3300 мкФ і номінальною напругою 16 В.

3.8.5 Вибір мікросхеми стабілізатора

Вибрано інтегральний стабілізатор напруги L78S05CV-DG, який має такі технічні характеристики:

- вхідна напруга: від 7 до 25 В;
- вихідна напруга: від 4,7 до 5,2 В;
- максимальний струм навантаження $I_{\text{max}}=2 \text{ А}$.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк. 72
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

3.9 Висновки до третього розділу

У третьому розділі проведено розрахунок і вибір основних елементів блоку живлення та системи керування для універсального колекторного електродвигуна. Визначено загальну потужність системи керування та контролю, струми і напруги на вторинній та первинній обмотках трансформатора, габаритну потужність трансформатора та параметри випрямляча. Розраховані та обрані відповідні конденсатори для згладжування пульсацій, інтегральний стабілізатор напруги, діодна збірка та оптодіоди з обмежувальними резисторами. Також виконано розрахунок резисторів і світлодіодів для схеми індикації та розвантаження портів мікроконтролера. Проведені розрахунки дозволяють визначити номінальні параметри всіх ключових елементів системи та забезпечують її стабільну та безпечну роботу.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						73
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

ВИСНОВКИ

У магістерській роботі виконано всебічне дослідження та розробку системи керування та контролю універсального колекторного електродвигуна, що включає як теоретичний аналіз, так і практичну реалізацію проекту. Проведено детальний огляд літературних джерел, що охоплює сучасні методи керування електроприводами, класифікацію колекторних двигунів та аналіз їхніх функціональних характеристик. Визначено вимоги до системи керування та контролю, а також проведено техніко-економічне обґрунтування вибору ключових елементів системи.

Розроблено конструкцію блоку живлення для системи, проведено розрахунки трансформатора, випрямляча, стабілізатора та елементів згладжування пульсацій з урахуванням пускових та робочих режимів двигуна. Обрано та розраховано оптодіоди, обмежувальні резистори, світлодіоди та семисегментні індикатори, що забезпечують точне керування і індикацію стану системи. Виконано розрахунок параметрів елементів керуючого кола мікроконтролера, що дозволяє знизити навантаження на порти та забезпечити стабільну роботу інтегральних схем.

Проведені розрахунки показали, що обрані елементи відповідають номінальним параметрам, забезпечують необхідну потужність, допустимі струми та напруги, а також гарантують безпечну та надійну експлуатацію системи. Запропонована схема керування та контролю забезпечує точне регулювання роботи електродвигуна, ефективне відображення стану системи та можливість швидкого реагування на зміни режимів навантаження.

Отримані результати можуть бути використані для практичної реалізації систем керування колекторними електродвигунами в промислових установках, навчальних лабораторіях та експериментальних стендах. Робота створює основу для подальшої модернізації та оптимізації електроприводів, зокрема шляхом

					МРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						74
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

впровадження цифрових методів керування, автоматизації процесів та підвищення енергетичної ефективності. Таким чином, магістерська робота робить внесок у розвиток наукових і практичних підходів до проектування сучасних систем керування електроприводами.

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						75
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Chapman, S. J. Electric Machinery Fundamentals [Електронний ресурс] – Режим доступу: [https://elcom-team.com/Subjects/%D8%A2%D9%84%D8%A7%D8%AA%20%D9%83%D9%87%D8%B1%D8%A8%D8%A7%D8%A6%D9%8A%D8%A9%201/%D8%A7%D9%84%D9%83%D8%AA%D8%A8%20%D9%88%20%D8%A7%D9%84%D8%AD%D9%84%D9%88%D9%84/machine-book-\(5th\)-compressed.pdf](https://elcom-team.com/Subjects/%D8%A2%D9%84%D8%A7%D8%AA%20%D9%83%D9%87%D8%B1%D8%A8%D8%A7%D8%A6%D9%8A%D8%A9%201/%D8%A7%D9%84%D9%83%D8%AA%D8%A8%20%D9%88%20%D8%A7%D9%84%D8%AD%D9%84%D9%88%D9%84/machine-book-(5th)-compressed.pdf)

2. Types of DC Motor – Separately Excited, Shunt, Series, Compound DC Motor [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.electrical4u.com/types-of-dc-motor-separately-excited-shunt-series-compound-dc-motor/>

3. Characteristics of DC Motors: Shunt, Series and Compound Motors [Електронний ресурс] – Режим доступу: https://www.tutorialspoint.com/electrical_machines/characteristics_of_dc_motor.htm

4. Difference between DC Series, DC Shunt and DC Compound Motors [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.circuitbread.com/ee-faq/difference-between-dcseries-dcshunt-and-dccompound-motors>

5. 4 Types of DC Motors: An Introduction [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.automate.org/motion-control/blogs/4-types-of-dc-motors-an-introduction>

6. Rashid, M. H. Power Electronics: Circuits, Devices and Applications [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://geniusboyz.wordpress.com/2018/12/04/power-electronics-circuits-devices-and-applications-muhammad-h-rashid-4th-edition-download-pdf/>

7. NOC: Fundamentals of Electric Drives [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://nptel.ac.in/courses/108104140>

8. Single Phase Half Wave Controlled Rectifier With Resistive Load [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.info4eee.com/2023/02/single-phase-half-wave-controlled.html>

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк. 76
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

18. BT152X-800R [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.ween-semi.com/en/product/bt152x-800r>.

19. Сухі трансформатори з литою ізоляцією [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://flowsun.provse.v.ua/articles/klasi-transformatoriv-kva.html>.

20. Стандартний ряд потужностей [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://cantni.mirab.v.ua/articles/tablicja-potuzhnosti-rezistoriv-na-shemi.html>

21. Сосков А.Г., Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка: Підручник. / За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2015. – 536 с.

22. Матвієнко М. П. Промислова електроніка. Підручник. - К.: Видавництво Ліра-К, 2019. – 633с.

23. ATmega8/L datasheet [Електронний ресурс] – Режим доступу: https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-2486-8-bit-AVR-microcontroller-ATmega8_L_datasheet.pdf

24. 4N39 фототріністорний оптрон [Електронний ресурс] – Режим доступу: http://showtech.en.seekic.com/product/integrated_circuits_ics/4N39.html

25. PC817X Series [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.farnell.com/datasheets/73758.pdf>

26. BC557: 50 V, 100 mA PNP Bipolar Junction Epitaxial Silicon Transistor [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.onsemi.com/products/discrete-power-modules/general-purpose-and-low-vcesat-transistors/bc557>.

27. GBU4A, GBU4B, GBU4D, GBU4G, GBU4J, GBU4K, GBU4M PRODUCT INFORMATION [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://www.vishay.com/product?docid=88614>

28. Трансформатор EI 66 [Електронний ресурс] – Режим доступу: <https://electromotor.dp.ua/transformator-pz45/>

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						78
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

ДОДАТОК А

					MPMA25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						79
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		