

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

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА БАКАЛАВРА


Розробка стенда для дослідження асинхронного двигуна в системі частотного електропривода побутової машини

Галузь знань 14 Електрична інженерія

Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Шифр БРМА 25.00.00.000 ПЗ

Виконав студент
3 курсу групи ЕТс-22-2


Підпис

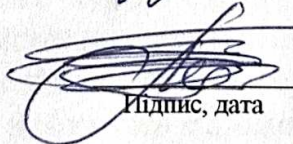
Федорук В.В.
Ініціали, прізвище

Керівник


Підпис, дата

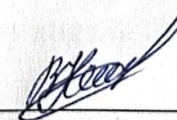
д.ф., доц. Поліщук А.О.
Ініціали, прізвище

Нормоконтролер


Підпис, дата

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

До захисту допускаю:
Зав. кафедри МАЕЕС


Підпис, дата

к.т.н., доц. Неймак В.С.
Ініціали, прізвище

2 06 2025 р.

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інженерії, транспорту та архітектури

Кафедра машин і апаратів, електромеханічних та енергетичних систем

Освітній рівень бакалавр


Галузь знань 14 Електрична інженерія

Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Освітня програма Електропобутова техніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри МАЕЕС



2. 06 .2025

З А В Д А Н Н Я НА БАКАЛАВРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Федорук Вадим Валерійович

Прізвище, ім'я, по батькові студента

1. Тема роботи **Розробка стенда для дослідження асинхронного двигуна в системі частотного електропривода побутової машини**
керівник роботи **Поліщук А.О., д.ф., доцент**

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

Затверджено наказом ректора університету від 7 02 2025 р. № 23

2. Строк подання студентом роботи на кафедру 2 06. 25

3. Вихідні дані до роботи: **технічні характеристики стендів- аналогів та електричних двигунів**

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

1 **Огляд та аналіз існуючих технологічних та технічних рішень по асинхронних двигунах та частотних перетворювачах**

2 **Розробка стенда для дослідження асинхронного двигуна в системі частотного електропривода побутової машини**

3 **Розрахунки, що підтверджують працездатність стенду для дослідження частотного електроприводу**

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслень)

Аркуш 1. **Види частотних перетворювачів. Документ оглядовий (A1).**

Аркуш 2. **Стенд для дослідження АД. Схема структурна (A1).** Аркуш 3.

Драйвер асинхронного двигуна. Схема електрична принципова (A1).

Аркуш 4. **Передня панель. Схема монтажна (A2)+Передня панель.**

Документ ілюстраційний (A2) Аркуш 5. **Стенд для дослідження АД.**

Складальне креслення (A1). Стенд для дослідження АД. **Документ**

ілюстраційний (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 по асинхронних двигунах та частотних перетворювачах	20.05.25р.	
2 Розробка стенда для дослідження асинхронного двигуна в системі частотного електропривода побутової машини	01.06.25р.	
3 Розрахунки, що підтверджують працездатність стенду для дослідження частотного електроприводу	07.06.25р.	
4 Оформлення пояснювальної записки і графічного матеріалу	15.06.25р.	

Студент

Підпис

Ініціали, прізвище

Керівник роботи

Підпис

Ініціали, прізвище

АНОТАЦІЯ

до бакалаврської кваліфікаційної роботи студента спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

1. Прізвище, ім'я та по батькові **Федорук Вадим Валерійович**

2. Тема бакалаврської роботи **Розробка стенда для дослідження асинхронного двигуна в системі частотного електропривода побутової машини**

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

4. Об'єм магістерської роботи: креслень 6 арк., сторінок записки 107

5. Сучасні перетворювачі частоти реалізують алгоритми скалярного та векторного керування, дозволяють інтеграцію з мікропроцесорними контролерами й забезпечують високий рівень адаптації до умов навантаження. Однак для ефективного впровадження частотно-регульованого приводу необхідна якісна підготовка фахівців, що включає практичне дослідження параметрів і режимів роботи таких систем. Актуальність бакалаврської роботи полягає в розробці навчального стенда для дослідження асинхронного двигуна в системі частотного електропривода побутової машини. Такий стенд дозволяє вивчати роботу електропривода в реальних умовах, досліджувати динамічні та статичні характеристики системи, а також формувати практичні навички в галузі автоматизованих систем керування електромеханічними об'єктами. В першому розділі проведено огляд та аналіз існуючих технологічних та технічних рішень по асинхронних двигунах та частотних перетворювачах. В другому розділі здійснено розробку стенда для дослідження асинхронного двигуна в системі частотного електропривода побутової машини. В третьому розділі виконано розрахунки, що підтверджують працездатність стенду для дослідження частотного електроприводу.

Підпис студента _____

" 2 " 06 20 25 р.

РІШЕННЯ ЕК:

Протокол 3 від " 19 " 06 20 25 р.

Оцінка проекту ЕК 5,0/A

Рекомендації ЕК впровадження в навчальний процес

Особливі відмітки _____





Технічний секретар _____

" 19 " 06 20 25 р.

ЗМІСТ

		стор.
	Вступ	6
1	Огляд та аналіз існуючих технологічних та технічних рішень по асинхронних двигунах та частотних перетворювачах	7
1.1	Основні відомості про частотне керування асинхронними двигунами	7
1.2	Розімкнуті системи частотного управління	10
1.3	Замкнуті системи частотного управління	12
1.4	Векторне управління асинхронним двигуном	15
1.5	Основні типи перетворювачів частоти	22
1.6	Аналіз існуючих технічних рішень	28
	Висновки до першого розділу	32
2	Розробка стенда для дослідження асинхронного двигуна в системі частотного електропривода побутової машини	33
2.1	Аналіз технічного завдання та синтез варіантів побудови пристрою	33
2.2	Розробка електричної схеми стенду для дослідження асинхронного двигуна	39
2.3	Розробка конструкції стенду для дослідження асинхронного двигуна	56
2.4	Розробка друкованої плати	60
2.5	Розробка корпусу блока управління асинхронним двигуном	64
2.6	Складання вузла вимірювань	65
2.7	Інструкція по експлуатації блоку управління асинхронним двигуном, опис функціоналу клавіатури	67

БРМА25.00.00.000 ПЗ

Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата				
Виконав		Федорук			Розробка стенда для дослідження асинхронного двигуна в системі частотного електропривода побутової машини Пояснювальна записка	Літера	Аркуш	Аркушів
Перевір.		Поліщук				б	4	107
Н.контр.		Тимощук			ХНУ гр. ЕТМ-22-2			
Затвер.		Неймак						

ВСТУП

На сучасному етапі розвитку промисловості системи автоматизованого електропривода відіграють ключову роль у забезпеченні енергоефективності, точності та гнучкості керування технологічними процесами. Особливої актуальності набуває використання частотно-регульованих електроприводів на основі асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором, які поєднують у собі надійність, простоту обслуговування, відносно дешевизну та високий ступінь сумісності з сучасними системами керування.

Незважаючи на стрімкий розвиток сервоприводів та синхронних машин, саме асинхронні двигуни в поєднанні з частотними перетворювачами залишаються найпоширенішим рішенням у промислових і побутових установках. Вони дозволяють реалізувати безпечний запуск і гальмування, забезпечити широкий діапазон регулювання швидкості, мінімізувати пускові струми та підвищити загальну енергоефективність приводу.

Сучасні перетворювачі частоти реалізують алгоритми скалярного та векторного керування, дозволяють інтеграцію з мікропроцесорними контролерами й забезпечують високий рівень адаптації до умов навантаження. Однак для ефективного впровадження частотно-регульованого приводу необхідна якісна підготовка фахівців, що включає практичне дослідження параметрів і режимів роботи таких систем.

Актуальність бакалаврської роботи полягає в розробці навчального стенда для дослідження асинхронного двигуна в системі частотного електропривода побутової машини. Такий стенд дозволяє вивчати роботу електропривода в реальних умовах, досліджувати динамічні та статичні характеристики системи, а також формує практичні навички в галузі автоматизованих систем керування електромеханічними об'єктами.

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						6
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

1 ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ТА ТХНІЧНИХ РІШЕНЬ ПО АСИНХРОННИХ ДВИГУНАХ ТА ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ

1.1 Основні відомості про частотне керування асинхронними двигунами

У сучасних системах частотнорегульованого електроприводу асинхронних двигунів використовують два основні алгоритми: скалярне (модульне) та векторне керування [1]. Скалярне керування залишається найпоширенішим завдяки простоті, низькій вартості та задовільній ефективності в умовах сталих навантажень. Його основою є принцип $U/f = \text{const}$, що забезпечує збереження магнітного потоку при зміні частоти й напруги.

Такий тип керування не враховує миттєвих значень струмів і потокозчеплення, але дозволяє зменшити пускові струми, втрати, теплові навантаження й продовжити ресурс приводу. Він ефективний для приводів, де не потрібна висока точність або швидке реагування на зміну навантаження.

Скалярне керування базується на узгодженому регулюванні напруги та частоти, що забезпечує стабільну роботу двигуна у статичних і перехідних режимах. Його простота налаштування та сумісність із типовими частотними перетворювачами обумовлюють актуальність у масових приводах.

Закон Костенка, що описує залежність моменту двигуна від частоти, ґрунтується на припущенні про сталість критичного моменту. Оскільки при $U/f = \text{const}$ магнітний потік залишається незмінним, критичний момент також зберігається. Це дозволяє аналітично описати зміну моменту при різних частотах живлення.

Закон є ключовим інструментом для моделювання моментно-

швидкісних характеристик і забезпечує обґрунтованість при виборі параметрів ПЧ та проектуванні електроприводів з частотним регулюванням. Відповідно:

$$\frac{M_1}{M_2} = \frac{\Phi_1^2}{\Phi_2^2} \Rightarrow \frac{\Phi_1}{\Phi_2} = \sqrt{\frac{M_1}{M_2}} \quad (1.1)$$

У загальному випадку напруга на обмотці статора асинхронного двигуна визначається як сума падінь напруги на активному опорі, індуктивному опорі та ЕРС, зумовленої магнітним потоком. Якщо знехтувати активним опором (що допустимо для спрощених розрахунків), вхідна напруга практично дорівнює ЕРС, наведеної основним потоком у статорі.

Згідно з законом Фарадея, ЕРС пропорційна добутку магнітного потоку та частоти. Тому при режимі $U/f = \text{const}$, напруга змінюється пропорційно до частоти, зберігаючи сталу величину потоку. Це дозволяє підтримувати стабільність параметрів двигуна в усьому діапазоні регулювання частоти без втрати моменту.

Цей принцип лежить в основі скалярного керування. Попри теоретичний характер припущення про нульовий опір, воно корисне для попереднього аналізу, особливо для потужних машин, і дозволяє формалізувати електромагнітні процеси при частотному регулюванні.

Відповідно:

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \frac{\Phi_1 f_1}{\Phi_2 f_2} \quad (1.2)$$

Виходячи з цього було отримано закон Костенко:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{f_1}{f_2} \sqrt{\frac{M_1}{M_2}} \Leftrightarrow \gamma = a\sqrt{\mu} \quad (1.3)$$

У спрощених випадках аналізу асинхронного електропривода, зокрема при малому ковзанні ($s \approx 0$), що відповідає усталеному режиму поблизу номінальної швидкості, з рівняння закону Костенка можна виключити змінну, яка описує відносний момент. За таких умов

електромагнітні процеси стабілізуються, а створюваний момент вважається майже сталим відносно частоти.

У такому випадку механічну характеристику навантаження доцільно апроксимувати степеневою залежністю моменту від кутової швидкості обертання: для вентиляторного навантаження - $T \propto \omega^2$, насосного - $T \propto \omega^3$, для механізмів зі сталим моментом - $T = \text{const}$. Відповідно:

$$\gamma = a^{1+k/2}. \quad (1.4)$$

Закони керування, що застосовуються в частотнорегульованих електроприводах, нині стали стандартними функціями програмного забезпечення більшості промислових перетворювачів частоти. Вони забезпечують надійне та енергоефективне регулювання параметрів асинхронного двигуна відповідно до навантаження і вимог технологічного процесу.

Серед них важливе місце посідає закон Костенка, який застосовується як у розімкнутих, так і в замкнутих системах керування. Його суть полягає в непрямому регулюванні магнітного потоку машини через зміну напруги живлення у залежності від навантаження, без необхідності прямого вимірювання моменту на валу двигуна.

Зниження навантаження призводить до зменшення втрат, що дозволяє зменшити напругу на статорі, відповідно - магнітний потік, зберігаючи при цьому стабільність роботи електропривода [1]. Це сприяє зменшенню енергоспоживання і є ефективним для вентиляторів, насосів, компресорів, конвеєрів - механізмів зі змінними режимами навантаження.

Реалізація закону Костенка можлива засобами сучасної електроніки - програмованими логіками або вбудованими алгоритмами ПЧ, які на основі струмових або швидкісних сигналів здійснюють непряму оцінку навантаження й регулюють напругу на двигуні відповідно. Це зменшує потребу в складних датчиках, спрощує структуру системи та знижує її вартість.

Отже, використання закону Костенка в частотнорегульованих системах електропривода дозволяє підвищити ефективність енергоспоживання, знизити втрати у двигуні та забезпечити стабільну й надійну роботу електромеханічної системи.

1.2 Розімкнуті системи частотного управління

Згідно з технічною літературою, система електропривода в статичному режимі повинна бути стійкою з необхідним запасом та забезпечувати підтримку вихідних координат у заданих межах - це базова умова її надійного функціонування.

Більшість задач керування мають кілька рішень, серед яких обирають найпростіше й економічно доцільне, що задовольняє технічні вимоги. Тому при невисоких вимогах до динаміки привода доцільне застосування частотного регулювання у розімкненій системі.

Функціональна схема такої системи наведена на рис.1.1. Асинхронний двигун з короткозамкненим ротором живиться від частотного перетворювача з двома незалежними каналами керування: за амплітудою напруги (або струму) та за частотою.

У типовій конфігурації можливе введення зворотного зв'язку за струмом чи напругою, що покращує стійкість і забезпечує режим ідеального джерела живлення. Без зворотного зв'язку вихідний імпеданс враховується при моделюванні, впливаючи на розрахунок характеристик.

Розімкнені системи є простими в реалізації, достатньо ефективними для механізмів із помірними вимогами та допускають обмежене використання зворотного зв'язку без ускладнення структури.

Функціональний перетворювач (ФП) є центральним елементом частотнорегульованого електропривода, реалізує закон керування (наприклад, $U/f = \text{const}$), підтримує магнітний потік та формує вихідні

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						10
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

1.3 Замкнуті системи частотного управління

Системи модульного (скалярного) частотного керування асинхронними двигунами забезпечують необхідний рівень статизму та переважувальної здатності шляхом узгодженого регулювання частоти та напруги живлення. Основна мета - підтримання стабільної механічної характеристики та достатнього крутного моменту при змінному навантаженні.

Зазвичай такі вимоги реалізуються за допомогою розімкнених систем, у яких частотний перетворювач формує напругу згідно із заданою частотою (найчастіше за законом $U/f = \text{const}$ або його модифікаціями). Це забезпечує підтримання магнітного потоку і стійкість приводу.

Для підвищених вимог до точності та адаптивності застосовують замкнені системи зі зворотними зв'язками за струмом статора, ЕРС, магнітним потоком, швидкістю обертання або ковзанням. Вони забезпечують кращу динаміку, стійкість і можливість роботи в умовах змінного навантаження, частих пусків та реверсів.

Вибір між розімкненою та замкнутою структурою визначається рівнем складності технологічного процесу: для простих завдань доцільні розімкнені схеми, для складних - замкнені із багатоканальним зворотним зв'язком.

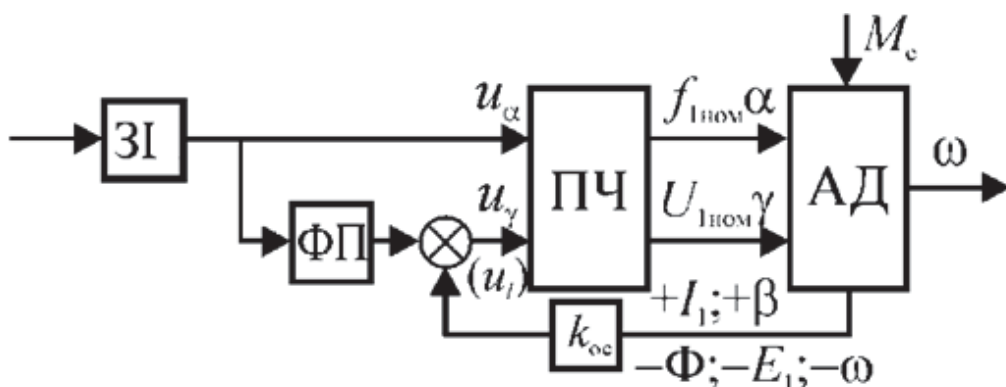


Рисунок 1.2 - Функціональна схема замкнутої системи частотного управління

Вибір сигналу зворотного зв'язку в системі частотного керування асинхронним електроприводом визначається характером навантаження, вимогами до точності, динаміки та доступністю сигналів у наявних функціональних контурах.

Зворотний зв'язок за магнітним потоком реалізується сенсорами Холла, що потребують точного встановлення й калібрування, або через ЕРС із допоміжної обмотки в пазах статора - метод точний, але складний у реалізації. Частота обертання або ковзання визначається через тахогенератори чи енкодери й використовується в системах зі стабілізацією статизму.

Найпоширенішим є зворотний зв'язок за струмом статора — простий у реалізації, не потребує зовнішніх сенсорів і підтримується більшістю ПЧ.

Правильний вибір сигналу впливає на точність, швидкодію та адаптивність, але не змінює фізичної суті системи. Це дозволяє оптимізувати електромагнітний момент і адаптувати механічні характеристики до типу навантаження.

Закон $U/f = \text{const}$ забезпечує стабілізацію магнітного потоку в широкому діапазоні частот, що трансформує механічну характеристику двигуна, наближаючи її до лінійної й адаптованої під конкретний режим.

Аналіз сталих режимів базується на рівняннях електричного стану обмоток статора та ротора, сформульованих у фазних або ортогональних координатах (α - β , d - q) [3]:

$$u_1 = i_1 r_1 + j\omega_1 \psi_1 = i_1 r_1 + j\omega_1 \psi_{1\sigma} + j\omega_1 \psi_{1m} = i_1 (r_1 + jx_{1\sigma}) + j\omega_1 \psi_m; \quad (1.5)$$

$$0 = i_2 r_2 / s + j\omega_1 \psi_2 = i_2 r_2 / s + j\omega_1 \psi_{2\sigma} + j\omega_1 \psi_m.$$

На рис.1.3, а приведена схема заміщення, яка відповідає таким рівнянням. З схеми випливають наступні рівності:

$$u_{ad} = u_1 - i_1 r_1 = j\omega_1 \psi_1;$$

$$u_{bd} = u_1 - i_1 (r_1 + jx_{1\sigma}) = j\omega_1 \psi_m; \quad (1.6)$$

$$u_{cd} = j\omega_1 \psi_2 \approx u_1 - i_1 [r_1 + j(x_{1\sigma} + x_{2\sigma})].$$

Якщо $|\psi_1| = \psi_{10} = const$, то перше рівняння (1.6) для модулів можна записати наступним чином:

$$|u_{ad}| = U_{ad} = \gamma' U_{ad0} = |u_1 - i_1 r_1| = \omega_1 \psi_{10} = a \omega_{ном} \psi_{10}. \quad (1.7)$$

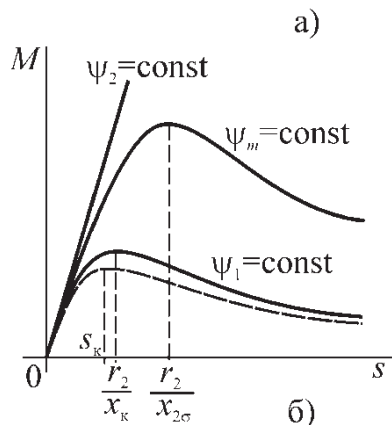
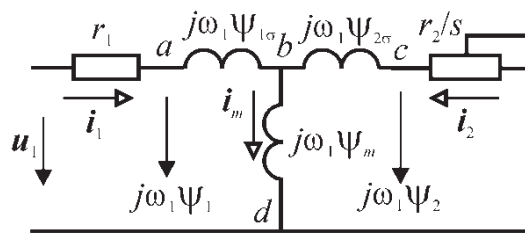


Рисунок 1.3-Схема заміщення (а) і механічні характеристики асинхронного двигуна (б) при різних законах частотного управління

Стабілізація потокозчеплення статора досягається за умови сталого співвідношення між напругою та частотою ($U/f = const$), що еквівалентно підтриманню амплітуди напруги на еквівалентному джерелі ($U_{ад} = const$). Це відповідає IR-компенсації, яка реалізується через зворотний зв'язок за струмом статора для компенсації падіння напруги на активному опорі обмотки.

IЗ-компенсація ґрунтується на підтриманні сталого магнітного потоку та передбачає компенсацію повного імпедансу обмотки статора. У цьому випадку стабілізується ЕРС статора ($U_{bd} = \text{const}$), що досягається за зворотним зв'язком по струму, ЕРС або з використанням датчиків магнітного поля.

Магнітний потік в зазорі.

Потік можна оцінювати також за миттєвими значеннями напруги й струму статора згідно з рівнянням (1.6). Однак реалізація таких режимів із компенсацією є складною та застосовується лише в технічно й економічно доцільних випадках. Механічна характеристика для керування з постійним потоком ротора визначається рівнянням (1.4) за умови $r_1 = 0$.

Відповідно:

$$M = \frac{m_1 z_p U_{cd}^2}{\omega_1 r_2} s. \quad (1.8)$$

У цьому випадку механічна характеристика стає лінійною (рис. 1.3, б) і обмежується лише режимом насичення магнітопроводу. Максимальні моменти визначаються рівнем стабілізованої напруги, а при наближеному виконанні умови $U_{cd} \approx U_{bd} \approx U_{ad} = U_{1ном}$ характеристики мають вигляд, показаний на рис. 1.3, б [4].

1.4 Векторне управління асинхронним двигуном

1.4.1 Загальний принцип векторного управління асинхронним двигуном

Повна керованість електропривода досягається за умови реалізації керування електромагнітним моментом асинхронного двигуна. Для цього застосовуються рівняння (1.5)–(1.6) або їх похідні, що вимагає незалежного керування координатами векторів, які визначають момент. Вибір рівняння

має вирішальне значення, оскільки багато параметрів, особливо у короткозамкнених АД, не підлягають прямому вимірюванню, а складність передавальних функцій може зрости в кілька разів.

Незалежно від вибраної моделі, загальна структура визначення електромагнітного моменту залишається аналогічною виразу (1.7). Побудова системи керування базується на використанні системи координат, орієнтованої за напрямом одного з векторів, що визначає момент. У такій системі координат один із доданків у виразі моменту дорівнює нулю, і рівняння формально зводиться до вигляду, аналогічного рівнянню моменту електродвигуна постійного струму, де момент пропорційний струму якоря та магнітному потоку.

Вибір орієнтації координатної системи є довільним і визначається простотою та практичною реалізованістю моделі.

Наприклад, у разі орієнтації по потокозчепленню ротора ($\psi_{2d} = \psi_{2d}; \psi_{2q} = 0$) момент можна представити наступним чином:

$$m = \frac{3}{2} z_p (\psi_{2q} i_{2d} - \psi_{2d} i_{2q}) = -\frac{3}{2} z_p \psi_{2d} i_{2q} |_{\psi_{2q}=0}; \quad (1.9)$$

або

$$m = \frac{3}{2} z_p \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}) = -\frac{3}{2} z_p \frac{L_m}{L_2} \psi_{2d} i_{1q} |_{\psi_{2q}=0}. \quad (2.10)$$

Звідси випливає, що перший вираз для керування короткозамкненим асинхронним двигуном є малоприматним, оскільки струм ротора практично не піддається безпосередньому вимірюванню та керуванню. Натомість другий вираз дозволяє керувати електромагнітним моментом за умови сталого потокозчеплення ротора шляхом регулювання поперечної складової струму статора i_{1q} .

Таким чином, для реалізації векторного керування асинхронним двигуном необхідно визначити напрям вектора, відносно якого орієнтується система координат, вибрати відповідний вираз моменту і

проаналізувати залежні величини на основі рівнянь для кола статора або ротора [5].

1.4.2 Модель асинхронного двигуна, що керується струмом статора, в системі координат, орієнтованої по потокозчеплення ротора

Якщо за опорний вектор вибрати потокозчеплення ротора ψ_2 і зорієнтувати відносно нього систему координат так, щоб одна з її осей збігалася з напрямком ψ_2 , то кутова частота обертання системи координат $\omega_{mn} = \omega_{dq}$ буде дорівнювати кутовій частоті живлення статора ω_1 , оскільки вектори потокозчеплення ротора і статора обертаються з однаковою частотою.

У такому випадку, враховуючи, що $\omega_1 - \omega = \omega_2$, рівняння кола ротора набуває спрощеного вигляду, зручного для реалізації векторного керування:

$$0 = r_2 \underline{i}_2^{(dq)} + \frac{d\underline{\psi}_2^{(dq)}}{dt} + j\omega_2 \underline{\psi}_2^{(dq)}. \quad (1.11)$$

В це рівняння в якості змінної входить не контрольований струм ротора. Тому із рівняння для потокозчеплення ψ_2 можна знайти $\underline{i}_2^{(dq)} = \frac{\underline{\psi}_2^{(dq)}}{L_2} - \frac{L_m}{L_2} \underline{i}_1^{(dq)}$ і замінити його у рівнянні (1.10). В подальшому, опускаючи далі індекси системи координат, було отримано:

$$\frac{L_m r_2}{L_2} \underline{i}_1 = \frac{d\underline{\psi}_2}{dt} + \left(\frac{r_2}{L_2} + j\omega_2 \right) \underline{\psi}_2 \quad (1.12)$$

Перетворивши рівняння (1.12) по Лапласу і ввівши в нього електромагнітну постійну часу ротора $T_2 = \frac{L_2}{r_2}$ отримано:

$$\underline{i}_1 = \frac{\underline{\psi}_2}{L_m} (1 + pT_2 + j\omega_2 T_2); \quad (1.13)$$

Звідси знаходяться проекції вектору струму статора з урахуванням

того, що $2q\psi = 0$:

$$i_{1d} + ji_{1q} = \frac{\psi_{2d}}{L_m}(1 + pT_2 + j\omega_2 T_2) \Rightarrow \quad (1.14)$$

$$i_{1d} = \frac{\psi_{2d}}{L_m}(1 + pT_2); \quad i_{1q} = \frac{\psi_{2d}}{L_m} T_2 \omega_2;$$

а також потокозчеплення та кутову частоту самого ротора:

$$\psi_{2d} = i_{1d} \frac{L_m}{(1 + pT_2)}; \quad \omega_2 = i_{1q} \frac{L_m}{T_2 \psi_{2d}}. \quad (1.15)$$

Таким чином, за допомогою проєкції струму статора i_{1d} можна управляти потокозчепленням ротора і передатна функція такого каналу буде відповідати аперіодичному колу з постійною часу рівною постійній часу ротора; а за допомогою проєкції i_{1q} можна незалежно і без інерційно управляти частотою ротора ω_2 .

Підставляючи i_{1q} у вираз (1.12), було отримано:

$$m = \frac{3}{2} z_p \frac{L_m}{L_2} \psi_{2d} i_{1q} = \frac{3 z_p \psi_{2d}^2}{2 r_2} \omega_2. \quad (1.16)$$

Тобто частота струмів ротора при заданому потокозчепленні буде визначати електромагнітний момент асинхронного електричного двигуна.

Вирази (1.13) і (1.14) спільно з рівнянням руху електроприводу дають змогу побудувати структурну схему асинхронного двигуна (рис.1.9). Вхідними величинами структурної схеми є проєкції вектору струму статора i_{1d} і i_{1q} в координатній системі, яка орієнтована на потокозчеплення ротора, а також момент опору на валу самого двигуна m_c . Вихідними, а ω_2 і обертаням вала ω величинами - кутова частота струмів ротора двигуна $2\omega + \omega_1 = \omega$, а також відповідна їм частота статора двигуна.

З формули (1.13) випливає, що при постійному потокозчепленні і частоті ротора двигуна електромагнітний момент двигуна також є константою і не буде залежати від частоти обертаня вала, тобто при ω_1 в

будь-яких межах частота статора ω при зміні частоти обертання $\omega_2 = \text{const} = \omega_1 - \omega$ змінюється таким чином, щоб ця умова виконувалася. При цьому асинхронний електричний двигун має абсолютно м'яку механічну характеристику.

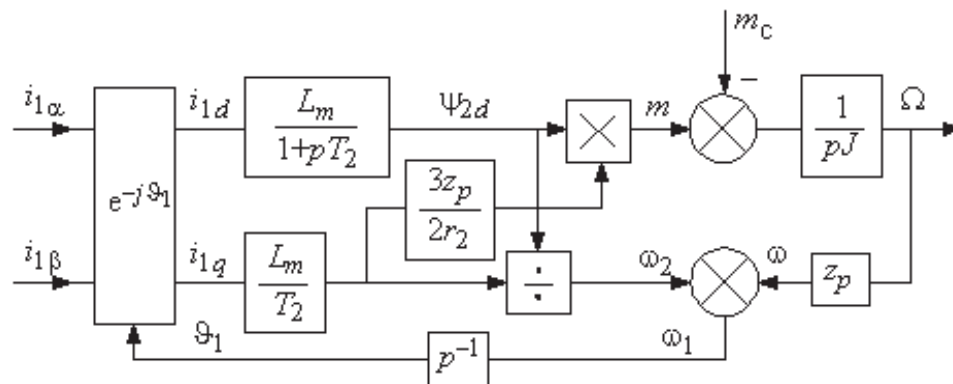


Рисунок 1.9- Структурна схема асинхронного електричного двигуна, що керується струмом статора

У реальному асинхронному електричному двигуні струм статора формується в нерухомій системі координат. Тому його модель вміщує в собі внутрішній блок обертання вектору струму або ротатор $e^{-j\theta_1}$ (рис. 1.9), за допомогою якого здійснюється перехід до системи dq, як, в свою чергу, орієнтована по $\beta - \alpha$ нерухомої системи координат потокозчеплення. Поточний кут повороту вектору струму описується частотою статора

$$\omega_1 = \frac{d\theta_1}{dt} = \omega + \omega_2 \Rightarrow \theta_1 = \frac{\omega_1}{p}. \quad (\text{рис.1.10}).$$

Рівняння (1.10)–(1.15) описують залежність між проєкціями струму статора на координатні осі, потокозчепленням, частотою ротора і електромагнітним моментом. Із рівнянь (1.15) та руху випливає, що керування моментом може здійснюватися безінерційно за допомогою двох вхідних величин: потокозчеплення та частоти ротора, відповідно до структурної схеми (рис. 1.10).

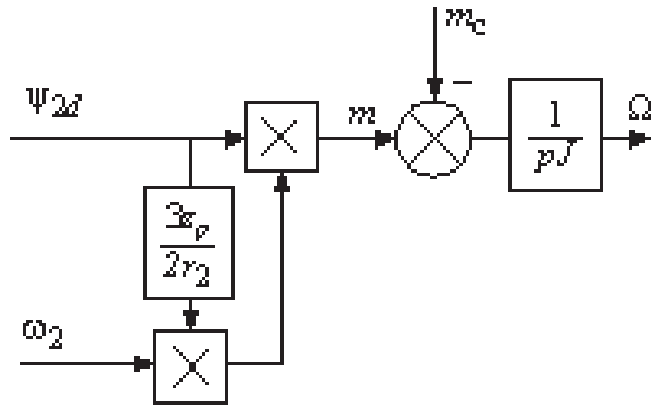


Рисунок 1.10- Структурна схема асинхронного електричного двигуна, що керується потокозчепленням Ψ_{2d} і частотою ω_2 ротора

Оскільки ці сигнали пов'язані з проекціями струму статора (рівн. 1.12), то реалізація системи керування передбачає створення блоку розв'язки координат (РК), який формує необхідні сигнали згідно з рівнянням (1.10), а також ротатора, що обертає вектор струму статора в напрямку, протилежному дії внутрішнього ротатора АД (рис. 1.11). Така структура забезпечує подачу на вхід системи незалежних проекцій струму, відповідних координатам потокозчеплення та швидкості ротора.

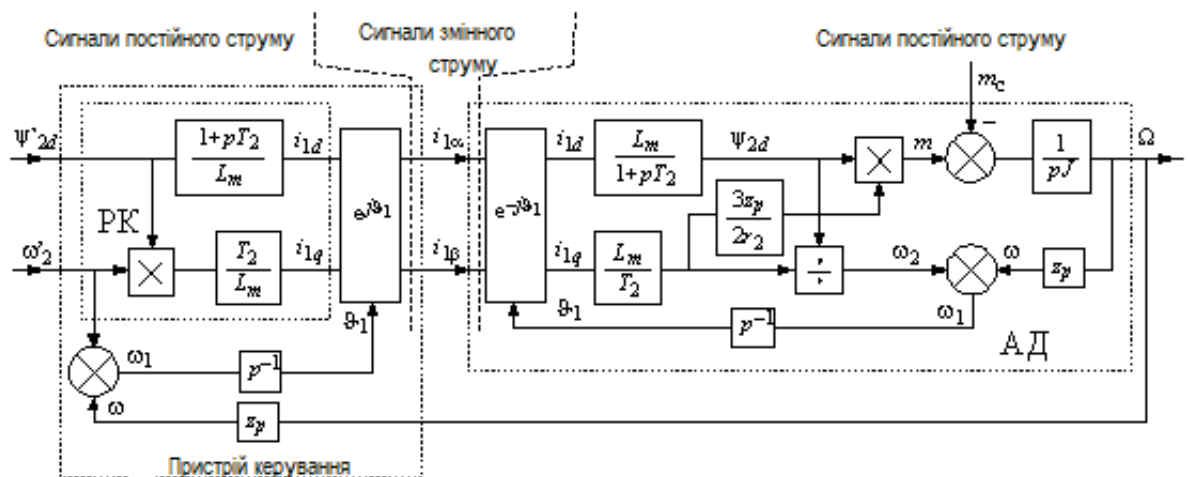


Рисунок 1.11- Структурна схема асинхронного двигуна з приладом керування

Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата

Аналіз структурної схеми показує, що передавальна функція блоків, які увімкненні між точками схеми відповідними сигналами потокозчеплення і частоти ротора рівняються одиниці ($\psi_{2d} = \psi'_{2d}; \omega_2 = \omega'_2$), тобто пристрій управління є частиною моделі асинхронного електричного двигуна із зворотними передавальними функціями. Тому формально структура, яка показана на рис.1.11 повністю ідентична структурі, що представлена на рис.1.10, однак провівши моделювання легко переконатися, що перехідні процеси в наведених структурах істотно різняться. Це зв'язано з тим, що в структурі, наведеній на рис.1.10 відсутні інерційні ланки, що присутні в реальній електромашині і в приладах управління, які реалізують операції інтегрування та диференціювання за кінцевий проміжок часу.

З рівняння для електромагнітного моменту (1.18) і загального рівняння руху отримана передавальна функція асинхронного електричного двигуна по каналу керування частотою ротора:

$$m(p) = Jp\omega(p) = \omega_2 \frac{3z_p \psi_{2d}^2}{2r_2} \Rightarrow \frac{\omega(p)}{\omega_2(p)} = \frac{1}{pT_m}, \quad (1.18)$$

де $T_M = \frac{2Jr_2}{3z_p \psi_{2d}^2}$ - механічна стала часу.

Ця передавальна функція повністю відповідає електричному двигуну постійного струму, тому побудова систем електроприводу з векторним управлінням електродвигуном нічим не відрізняється від приводів постійного струму.

Можна зазначити, що пристрій управління, що наведений на рис.1.11 може виконувати свої функції тільки при умові, що параметри електродвигуна, які входять до передавальної функції його ланок відповідають істинним значенням. В іншому випадку потокозчеплення та частота ротора в асинхронному електричному двигуні і в пристрої управління відрізняються один від одного. Така обставина створює вагомі труднощі при реалізації систем векторного управління на практиці, тому що параметри

електричного двигуна змінюються в процесі самої роботи. Особливо це торкається значень активних опорів [5].

1.5 Основні типи перетворювачів частоти

Більшість електроприводів змінного струму живиться від промислової трифазної електромережі, тому силову частину систем частотного керування прийнято називати перетворювачем частоти. Його основною функцією є формування в обмотках статора асинхронного двигуна напруги та струму з частотою, яка відрізняється від частоти мережі живлення. Це дає змогу регулювати частоту обертання електричної машини, покращуючи техніко-економічні показники системи приводу.

Залежно від кількості етапів перетворення енергії, розрізняють два основних типи перетворювачів частоти. Перший тип – це перетворювачі з безпосереднім зв'язком, у яких перетворення змінної частоти здійснюється без проміжного переходу в постійний струм. Такі пристрої мають компактну структуру, високий коефіцієнт корисної дії, але водночас обмежені можливості з точки зору регулювання та складні вимоги до стабільності роботи. Другий, більш поширений тип – це перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму. У таких схемах змінна напруга мережі спочатку випрямляється, після чого формується постійна напруга, яка в інверторі знову перетворюється на змінну з регульованою частотою та амплітудою. Структурна схема подібного перетворювача зображена на рисунку 1.12.

Перетворювачі з проміжною ланкою постійного струму мають низку переваг, серед яких можливість реалізації алгоритмів векторного або скалярного керування, точне налаштування параметрів вихідної напруги, а також інтеграція із сучасними системами мікропроцесорного управління. Саме тому вони є основою для побудови більшості сучасних регульованих

ширше промислове застосування через простішу конструкцію, менші розміри накопичувачів і відсутність потреби у тривалому генераторному режимі.

Ін доцільно використовувати у приводах до 200 кВт, що працюють в одному квадранті з діапазоном регулювання до 20:1. У системах з реверсом і гальмуванням (до 400 кВт) перевагу мають ІТ-перетворювачі. Перетворювачі з безпосереднім зв'язком (НПЧ) забезпечують двонаправлений енергетичний обмін без додаткових елементів, оскільки двигун підключений до мережі через комутаційні елементи.

Широтно-імпульсні перетворювачі (ШІП) є основою сучасного керування і застосовуються в діапазоні 0,5–100000 кВт. Вони забезпечують високі частоти комутації (2–20 кГц), що покращує форму струму, знижує втрати й пульсації моменту. Залежно від алгоритму ШІМ, ШІП можуть функціонувати як джерело напруги або струму.

Основні методи ШІМ включають синусоїдальну модуляцію, SVPWM і пряме формування струмів навантаження. Перший забезпечує гармонічну форму струму, другий - мінімізує спотворення та покращує використання напруги, третій - використовується для точної моментної реалізації в замкнених системах.

На рис. 1.14, а показано інвертор із напівмостовими ключами, що формують синусоїдальну напругу на фазах двигуна за сигналами компараторів. Вони порівнюють опорні синусоїди з пилоподібним сигналом ГПС. Зміна ширини імпульсів дозволяє точно відтворити необхідну форму сигналу, що забезпечує низький рівень гармонік і теплових втрат. Така реалізація ефективна і доступна для втілення на цифрових сигнальних процесорах або мікроконтролерах. Відповідно:

$$u_k = \text{sign}(u_1 - u_s),$$

де u_k - сигнал на виході компаратора.

На виходах компараторів фазних сигналів зображені двохпозиційні реле з гістерезисом.

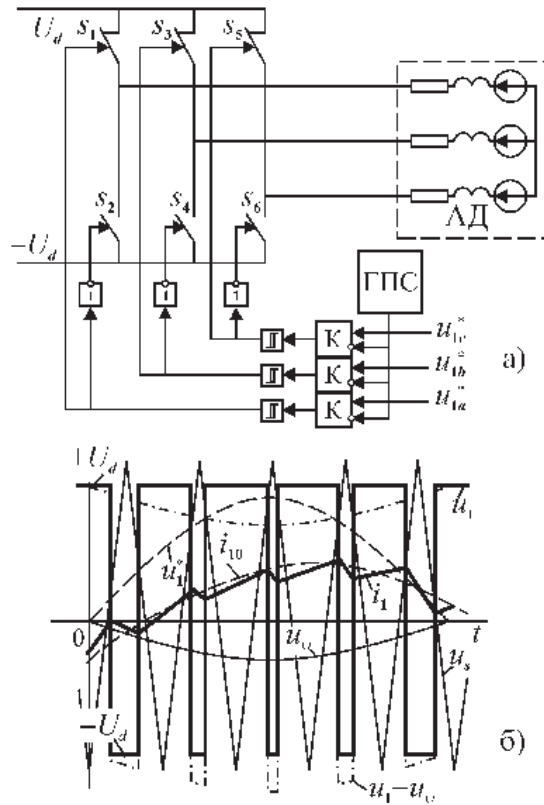


Рисунок 1.14 – Функціональна схема інвертора з широтно-імпульсною модуляцією (а) та часові діаграми роботи (б).

Наявність гістерезису у широтно-імпульсних регуляторах є необхідною умовою для стабільної роботи компаратора, що запобігає високочастотним перемиканням при малих флуктуаціях сигналів. Його реалізують через позитивний зворотний зв'язок, що формує зону нечутливості між порогоми вмикання та вимикання.

На рис.1.14, б представлено принцип роботи широтно-імпульсного регулятора в однофазній мостовій схемі інвертора. Формування ШІМ-сигналів здійснюється шляхом порівняння синусоїдального сигналу завдання з пилоподібним сигналом розгортки, що дозволяє регулювати середнє значення вихідної напруги. Такий метод ефективний для керування формою сигналу інвертора.

У системах з високими вимогами до точності, наприклад у прецизійних приводах, застосовують широтно-імпульсне регулювання зі струмовим зворотним зв'язком, реалізоване за принципом «струмового

коридору» (рис. 1.15). У цьому режимі струм навантаження підтримується в заданому вузькому діапазоні, а при виході за межі система миттєво змінює стан ключів інвертора. Це забезпечує точне керування електромагнітним моментом та покращує динаміку приводу, що особливо актуально для векторних систем керування.

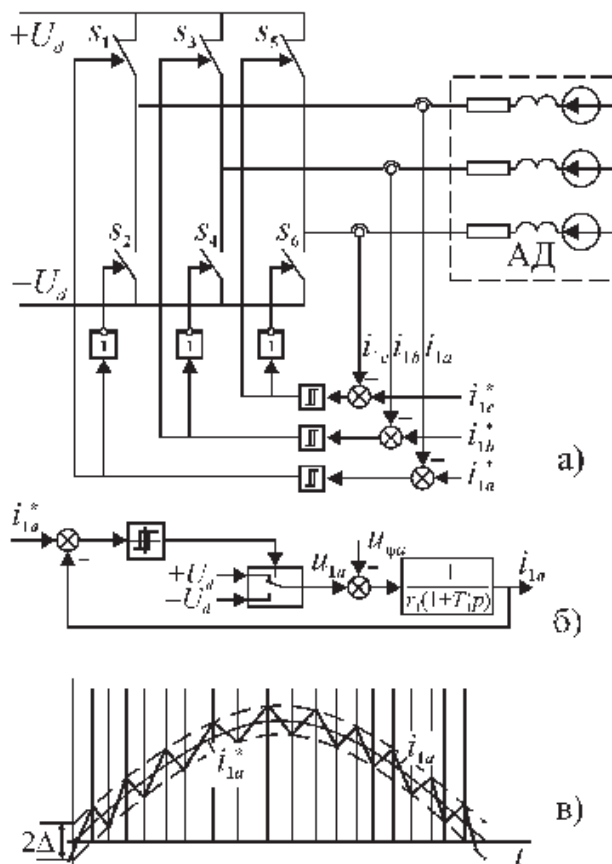


Рисунок 1.15 – Функціональна схема (а), структура моделі (б) і часові діаграми (в) підсилювача потужності типу «струмового коридору».

У системах струмового керування керувальні сигнали для силових ключів інвертора формуються двопозиційними релейними елементами з гістерезисом, які реагують на похибку фазного струму — різницю між заданим і вимірним значенням струму. Увімкнення або вимкнення ключів відбувається при досягненні меж «струмового коридору», що забезпечує обмежене відхилення струму у вузькому допустимому інтервалі.

На відміну від класичних ШІМ-систем з фіксованою частотою

комутації, у цій конфігурації інтервали між перемиканнями змінні, оскільки динаміка струму залежить від миттєвого значення електрорушійної сили (ЕРС) ротора. Це призводить до нестабільної частоти комутації, що ускладнює тепловий та енергетичний розрахунок ключів.

Регулятори типу «струмового коридору» забезпечують високу точність струму, однак за рахунок змінної частоти комутації та зростання комутаційних втрат. Тому в потужних приводах і системах з підвищеними вимогами до ККД частіше застосовують ШІМ з фіксованою частотою, навіть за умови меншої точності струму [6].

1.6 Аналіз існуючих технічних рішень

Сучасне широке впровадження регульованих електричних приводів призвело до трансформації їх функціонального призначення: від суто енергетичної ланки до повноцінного елемента системи автоматизації виробництва. На сьогодні електричний привод не лише передає механічну енергію від електродвигуна до виконавчих механізмів, але й активно забезпечує динамічне управління параметрами технологічного процесу. У більшості промислових застосувань саме системи керування електроприводами в комбінації з засобами технологічної автоматики відіграють ключову роль у досягненні необхідної точності, швидкодії та стабільності технологічних операцій.

У відповідь на зростаючі вимоги до адаптивності та інтегрованості систем керування, сучасна промисловість пропонує широкий асортимент частотних перетворювачів, призначених для керування асинхронними електродвигунами різної потужності. Серед таких пристроїв важливе місце займають частотні перетворювачі серії M-MAX від компанії Moeller, які ілюстровані на рисунку 1.16 (аркуш [БРМА25.00.000ДО]).

Частотні перетворювачі M-MAX вирізняються високою

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						28
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

функціональністю при компактних габаритах та простоті налаштування. Діапазон їх потужності охоплює двигуни від 0,25 до 5,5 кВт, що робить їх придатними для застосування у великій кількості стандартних приводних систем. Конструкція цих пристроїв дозволяє легко адаптуватися до індивідуальних вимог користувача, забезпечуючи широкий набір конфігураційних параметрів, зручний інтерфейс і підтримку різноманітних алгоритмів керування.

Таким чином, частотні перетворювачі серії M-MAX є прикладом вдалого поєднання компактності, простоти експлуатації та розширеної функціональності, що робить їх ефективним рішенням для реалізації інтелектуального електропривода в сучасних автоматизованих системах.



Рисунок 1.16 – Частотний перетворювач фірми Moeller M-MAX

Компактне виконання перетворювача M-MAX забезпечує суттєву економію монтажного простору при встановленні в шафах керування або безпосередньо в конструкціях машин. Це особливо актуально для обладнання, де площа монтажу обмежена або вимагається висока щільність компонування. Вбудований фільтр електромагнітної сумісності (ЕМС) дає змогу ефективно зменшити рівень радіоперешкод, що виникають під час роботи пристрою, забезпечуючи відповідність стандартам електромагнітної сумісності. Крім того, частотний перетворювач M-MAX обладнаний гнучким

інтерфейсом взаємодії, який дозволяє легко інтегрувати його до систем керування та автоматизації.

Це рішення знаходить ефективне застосування в галузі машинобудування, зокрема у задачах автоматизації переміщення виконавчих механізмів, оптимізації циклів технологічних процесів, забезпечення точного дозування чи позиціонування. Надійне керування послідовністю дій електроприводу дозволяє підвищити безпечність експлуатації обладнання, зменшуючи ймовірність помилок оператора або аварійних ситуацій (рис. 1.17) [7].



Рисунок 1.17 – Частотні перетворювачі Altivar 12

Ще одним прикладом високотехнологічного рішення у сфері частотного керування є перетворювач Altivar 12 від компанії Schneider Electric. Цей пристрій реалізує концепцію поєднання широких технічних можливостей із мінімальними габаритними розмірами. Altivar 12 призначений для керування частотою обертання трифазних асинхронних електродвигунів у діапазоні потужності від 0,18 до 2,2 кВт. Його конструкція дозволяє здійснювати живлення від однофазної електромережі напругою 220 В, при цьому на виході формується трьохфазна змінна напруга також 220 В, що дозволяє ефективно використовувати трифазні двигуни навіть у

побутових або малопотужних промислових умовах без потреби в окремому трифазному живленні.

Altivar 12 характеризується зручною панеллю налаштувань, адаптивними алгоритмами керування двигуном та високою надійністю, що робить його придатним для широкого кола застосувань - від вентиляторів і насосів до конвеєрних систем і простих обробних механізмів.

Інвертори серії SJ200 призначені для ефективного керування широким спектром електромеханічного обладнання, що потребує плавного регулювання частоти обертання асинхронного двигуна (рис.1.18).



Рисунок 1.18 – Частотний перетворювач фірми НІТАСНІ

До типових застосувань цих перетворювачів належать технологічні процеси, пов'язані з перемішуванням рідин та сипких матеріалів (мішалки), подрібненням та тонким подрібненням речовин (млини), транспортуванням рідких середовищ (насоси), обробкою деревини (пилорами), екструзією полімерів і композиційних матеріалів (екструдери), а також керуванням стрічковими транспортерами, шнеками й іншими подаючими механізмами. Висока адаптивність інверторів SJ200 до різних навантажень забезпечується гнучкими алгоритмами регулювання, компактною конструкцією, а також можливістю роботи в замкнутих системах автоматичного керування [8].

1.7 Висновки до першого розділу

У результаті проведеного аналізу патентних джерел, науково-технічної літератури та типових рішень у сфері частотного регулювання було сформовано загальне уявлення про сучасні системи керування асинхронними електродвигунами. Детально розглянуто структури частотних перетворювачів, особливості побудови схем векторного керування, а також способи реалізації обернених передавальних функцій для забезпечення стабільної та точної роботи електроприводів у різних режимах. На основі проведеного огляду визначено доцільні технічні рішення та склад обладнання, які можуть бути використані при розробці навчального або дослідного стенду для реалізації системи частотного керування асинхронним двигуном. Обґрунтовано вибір типу перетворювача, схеми керування та основних параметрів, які мають бути реалізовані у проектованій установці.

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						32
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

2 РОЗРОБКА СТЕНДА ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА В СИСТЕМІ ЧАСТОТНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ПОБУТОВОЇ МАШИНИ

2.1 Аналіз технічного завдання та синтез варіантів побудови пристрою

Для створення лабораторного або навчального стенда, призначеного для керування асинхронним електродвигуном у складі системи частотного електропривода та проведення його дослідження, необхідно реалізувати два основні функціональні блоки: вузол керування та систему зняття і обробки експериментальних характеристик.

Вузол керування повинен забезпечувати генерацію сигналів для регулювання частоти та амплітуди напруги, що подається на обмотки статора двигуна. З цією метою доцільно використовувати сучасний мікроконтролер або цифровий сигнальний процесор, які дозволяють реалізувати як скалярні, так і векторні алгоритми керування. Це відкриває можливості для точного керування електромагнітним моментом і швидкістю обертання двигуна, а також забезпечує необхідні переходи між режимами роботи. Крім цього, мікроконтролер виконує формування сигналів широтно-імпульсної модуляції для управління ключовими елементами інвертора.

Система зняття характеристик повинна забезпечувати вимірювання електричних і механічних параметрів роботи асинхронного двигуна. До таких параметрів належать вхідна і вихідна напруга, струми фаз, частота обертання вала, момент навантаження, температурні показники, електромагнітний момент і коефіцієнт корисної дії. Отримані дані необхідні як для оцінки ефективності роботи системи керування, так і для побудови характеристик двигуна в різних режимах.

На сьогоднішній день технічний розвиток дає змогу реалізовувати такі системи на базі спеціалізованих мікроконтролерів, таких як STM32,

DSP серії C2000 від Texas Instruments та інших платформ, що дозволяють забезпечити високий рівень інтеграції, точність вимірювань, гнучкість в налаштуваннях та можливість подальшого розширення функціональності. Крім того, такі мікроконтролери легко інтегруються з програмними інтерфейсами для моніторингу, збору і обробки даних, що є важливим аспектом для дослідницьких і навчальних завдань.

З урахуванням вищенаведеного, доцільно розглянути типові структурні схеми керування асинхронним електродвигуном, реалізовані на основі мікроконтролера, з акцентом на векторні схеми керування, які дозволяють забезпечити високий рівень динамічних і статичних характеристик електропривода. Такий підхід забезпечує глибше розуміння фізичних процесів у системі, а також дозволяє відпрацьовувати різноманітні режими роботи для цілей моделювання, налаштування і оптимізації.

2.1.1 Розробка структурної схеми стенду по першому варіанту

Розглянемо спрощену структурну схему лабораторного стенда з мікропроцесорним керуванням, представлену на рис. 2.1. В умовах сучасного технічного розвитку частотно-керовані електроприводи відкривають широкі можливості для впровадження ефективних алгоритмів керування на основі спеціалізованих мікроконтролерів. Це дозволяє не лише підвищити точність та надійність електропривода, але й забезпечити його інтеграцію в автоматизовані системи керування технологічними процесами.

Структурна схема містить такі основні функціональні вузли. Вузол живлення забезпечується від трифазної електричної мережі змінного струму промислової частоти (50 Гц), яка є стандартним джерелом електроенергії для більшості промислових установок. Вимірювальний комплекс включає вольтметр, амперметр та ватметр, що дозволяють оперативно контролювати основні електричні параметри приводу в процесі його роботи.

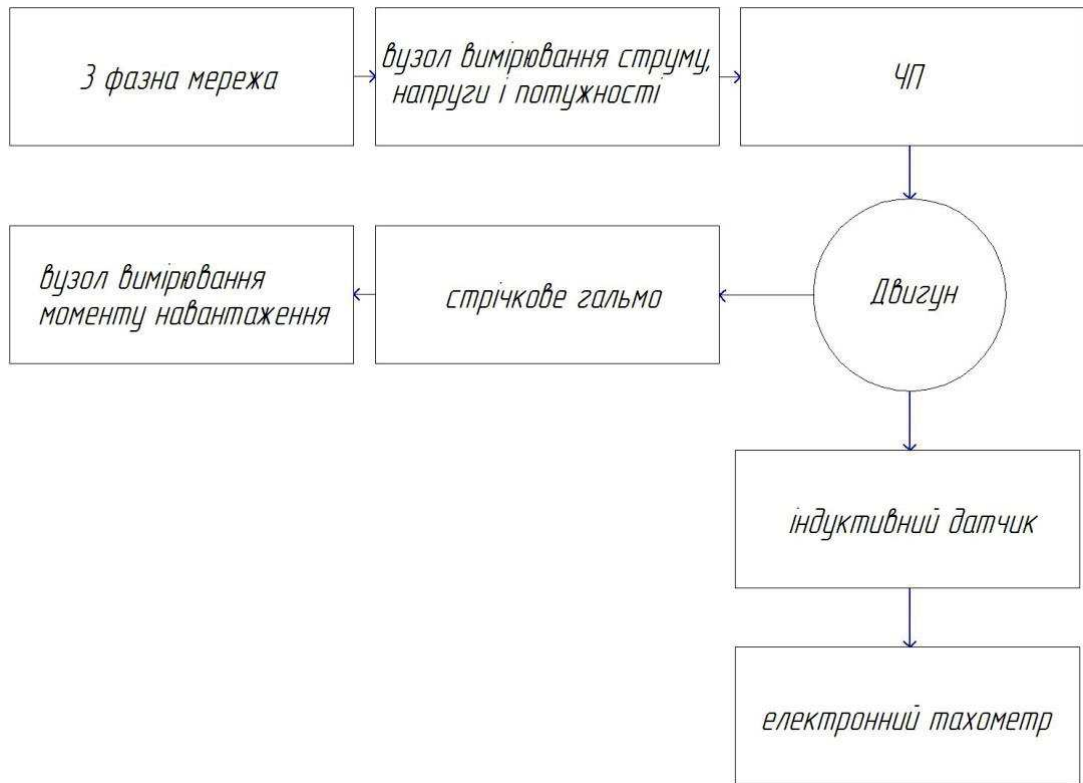


Рисунок 2.1 – Структурна схема стенду по першому варіанту

До складу стенда входить також стрічкове гальмо, яке виконує роль навантажувального механізму, необхідного для дослідження динаміки електродвигуна та визначення його характеристик у робочих режимах. Частотний перетворювач забезпечує регульовану подачу напруги та частоти на асинхронний електродвигун, що дозволяє змінювати швидкість обертання та момент двигуна відповідно до встановленого алгоритму керування.

Асинхронний електродвигун є об'єктом керування, на якому досліджуються режими роботи частотно-регульованого привода. Для забезпечення точного зняття механічних параметрів у систему включено вузол вимірювання крутного моменту, що дозволяє фіксувати навантаження на валу двигуна. Індуктивний датчик, встановлений на роторі або валу двигуна, забезпечує безконтактне зчитування положення або кількості обертів.

Крім того, у складі стенда присутній вузол вимірювання частоти обертання, що дозволяє відслідковувати реальну швидкість обертання валу, необхідну для зворотного зв'язку в системі керування. Така структурна схема

дозволяє реалізувати базові режими роботи асинхронного привода, проводити експериментальні дослідження та відлагоджувати алгоритми керування на практиці.

Даний стенд отримує живлення від трифазної електричної мережі змінного струму промислової частоти. Електроенергія подається до частотного перетворювача через вимірювальний комплекс, до складу якого входять вольтметр, амперметр та ватметр. Цей вузол дозволяє здійснювати контроль основних вхідних електричних параметрів - напруги, струму та активної потужності - що надходять на привід.

Вимірювання крутного моменту здійснюється за допомогою спеціалізованого вузла, який механічно з'єднаний із валом асинхронного електродвигуна через шків та стрічкове гальмо. Така конструкція забезпечує можливість створення регульованого навантаження на валу двигуна і дає змогу експериментально визначати значення розвиваного моменту.

Проте, попри функціональну простоту та наочність реалізації, дана схема має певне обмеження. Зокрема, вимірювання моменту виконується вручну, і не передбачена інтеграція з персональним комп'ютером чи іншими автоматизованими системами збору та обробки даних. Це ускладнює процес автоматичного документування, аналізу характеристик та створення замкнених контурів керування за моментом. Таким чином, основним недоліком такої схеми є відсутність засобів автоматизованого вимірювання крутного моменту та відповідної взаємодії з комп'ютерними системами керування й моніторингу.

2.1.2 Розробка структурної схеми стенду по другому варіанту

Для автоматизації процесу вимірювання крутного моменту на валу асинхронного електродвигуна доцільно впровадити аналогово-цифровий перетворювач (АЦП). Його функцією є перетворення аналогових сигналів,

що надходять з тензометричних датчиків або тензометричних балок динамометра, у цифрову форму, придатну для подальшої обробки засобами персонального комп'ютера. Отримані цифрові дані передаються через СОМ-порт (послідовний інтерфейс зв'язку) до комп'ютера, де можуть бути візуалізовані, збережені та використані для побудови експериментальних характеристик.

Удосконалена структурна схема стенда з автоматизованим вимірюванням моменту наведена на рис. 2.2. Усі інші функціональні вузли залишаються ідентичними варіанту, описаному раніше, з тією різницею, що замість аналогової індикації або ручного зчитування показів, відбувається безперервне цифрове зчитування сигналів та передача їх до ПК.

Таке технічне рішення дозволяє в реальному часі відстежувати динаміку зміни навантаження, аналізувати перехідні процеси, а також забезпечує автоматичне формування навантажувальних характеристик електропривода. Крім того, інтеграція з комп'ютером відкриває можливості для розширення функціоналу системи керування, зокрема для реалізації адаптивних і програмно-керованих режимів навантаження.

Однак суттєвим недоліком такої структурної схеми є те, що вимірювання частоти обертання вала електричного двигуна здійснюється лише візуально за допомогою електронного тахометра. Такий спосіб зчитування не дозволяє автоматизувати процес збору та обробки даних, унеможлиблює точну реєстрацію змін швидкості обертання у динаміці, а також ускладнює подальше формування залежностей чи побудову графіків за результатами експерименту. Для усунення цього недоліку доцільно використовувати частотний датчик з цифровим виходом, сигнал з якого може бути безпосередньо поданий на аналогово-цифровий перетворювач або вхід мікроконтролера, що забезпечить повну автоматизацію вимірювань і підвищить точність дослідження.

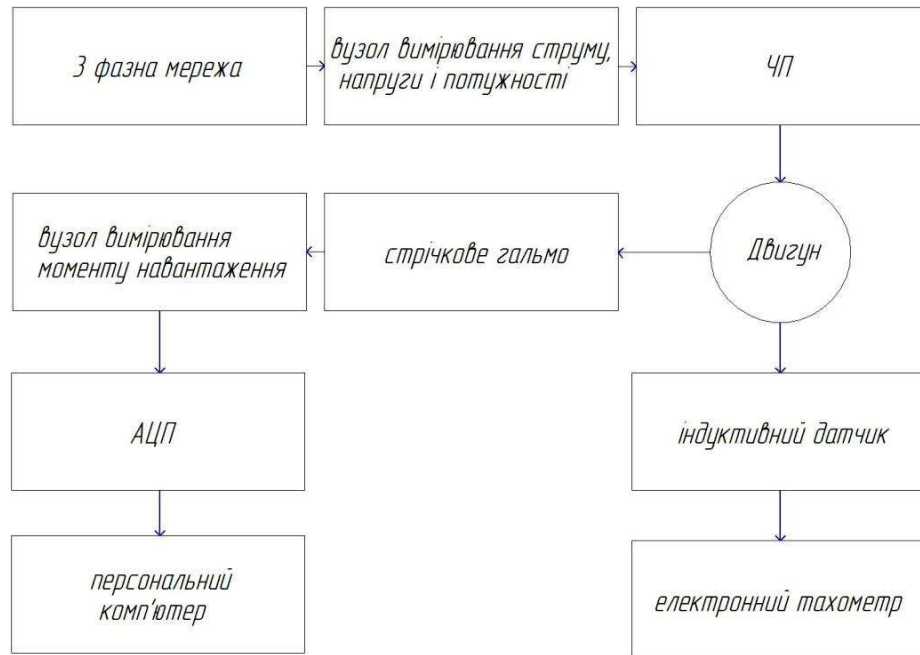


Рисунок 2.2 – Структурна схема стенду по другому варіанту

2.1.3 Розробка структурної схеми стенду по третьому варіанту

Для забезпечення автоматизованого вимірювання частоти обертання ротора електричного асинхронного двигуна до структурної схеми стенда, наведеної на рис. 2.2, доцільно додати вузол аналогово-цифрового перетворювача. Цей вузол забезпечує можливість перетворення аналогового сигналу з індуктивного датчика у цифрову форму, придатну для обробки засобами персонального комп'ютера. Застосування такого технічного рішення дозволяє реалізувати повноцінну систему автоматизованого збору і аналізу даних частоти обертання, що суттєво підвищує точність досліджень та розширює функціональні можливості стенда. У результаті було сформовано вдосконалену структурну схему експериментального стенда, яка представлена на рис. 2.3 (аркуш [БРМА25.00.00.000С1]).

Таким чином, вдосконалена структурна схема стенда для дослідження асинхронного електродвигуна в системі частотного електричного привода забезпечує повну автоматизацію процесу зняття та побудови механічних і робочих характеристик.

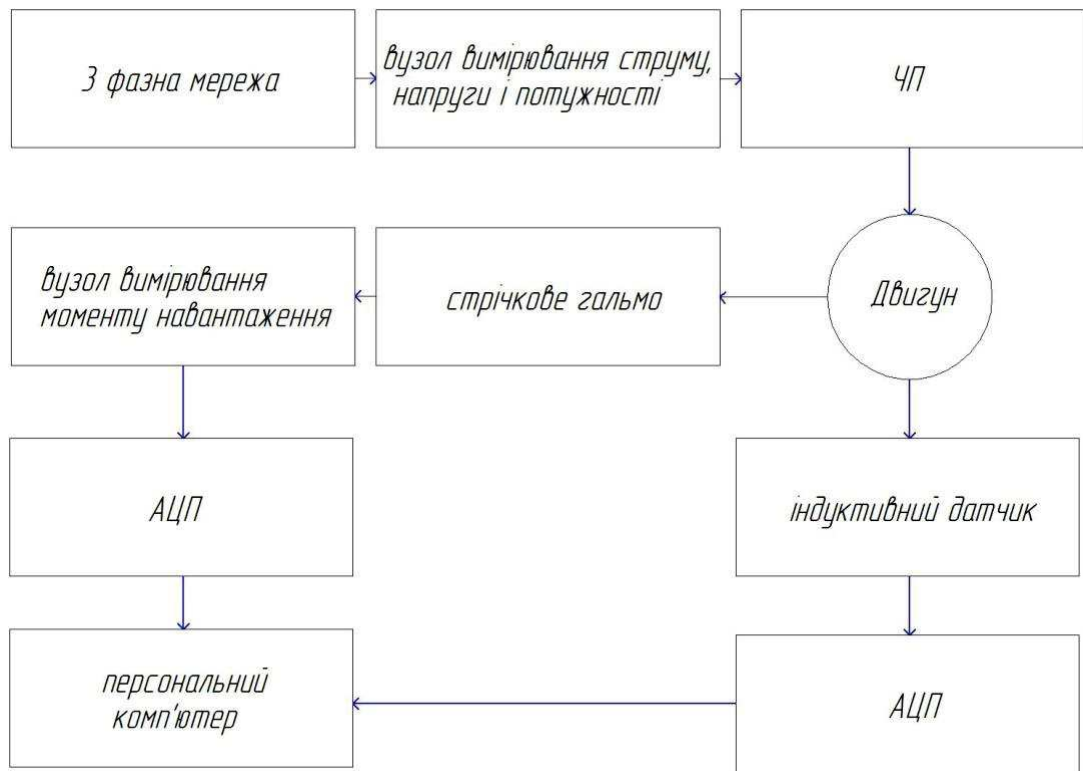


Рисунок 2.3 – Структурна схема стенду по третьому варіанту

Завдяки інтеграції аналогово-цифрових перетворювачів, інформація з тензOMETричних датчиків і індуктивних сенсорів передається безпосередньо до персонального комп'ютера, що дозволяє оперативно реєструвати експериментальні дані, здійснювати їх обробку в режимі реального часу та формувати необхідні графічні залежності. Це значно підвищує точність вимірювань, зменшує вплив людського фактора та створює умови для поглибленого аналізу динаміки роботи електропривода.

2.2 Розробка електричної схеми стенду для дослідження асинхронного двигуна

2.2.1 Розробка вузла мікроконтролера

Використання мікропроцесорів відкриває новий етап розвитку систем керування електроприводами, зокрема в частині реалізації замкнених систем

керування із зворотним зв'язком. На відміну від традиційних апаратних рішень, мікропроцесорні технології дозволяють реалізовувати системи керування на програмному рівні, що істотно розширює їх функціональні можливості, підвищує точність регулювання та адаптивність до змін умов роботи. Це дає змогу реалізовувати складні алгоритми керування, обробляти великі обсяги даних у реальному часі, проводити діагностику та оптимізувати режим роботи електропривода без необхідності внесення змін у його апаратну частину.

Разом із тим слід враховувати, що швидкодія мікропроцесорів, як правило, поступається швидкодії аналогових схем обробки сигналів. У зв'язку з цим при розробці мікропроцесорних систем керування необхідно забезпечити оптимальну швидкодію виконання програмного коду, мінімізувати затримки в обчислювальних і логічних операціях, а також забезпечити точність обробки сигналів із допустимою похибкою не більше 0,1 %. Крім того, мікропроцесор має підтримувати зручне та швидке програмування, легко інтегруватися в ієрархічну структуру керування електроприводом, відповідати вимогам діагностики й технічного обслуговування.

Структура сучасного мікропроцесорного контролера повинна включати центральний процесорний блок, оперативну та постійну пам'ять (RAM і ROM), засоби введення інформації, дисплей для виведення даних, а також інтерфейсні вузли, які забезпечують обмін даними з об'єктом керування - наприклад, асинхронним електродвигуном або системою сенсорів і виконавчих механізмів. Така архітектура є основою для побудови ефективних, надійних і гнучких систем автоматизованого керування електроприводами.

Мікроконтролер, або однокристальна мікроелектронна обчислювальна машина, є компактною спеціалізованою мікропроцесорною системою, реалізованою у вигляді однієї інтегральної мікросхеми. Така система містить

мікропроцесорний ядро, енергонезалежну пам'ять для зберігання програмного коду (ROM/Flash), оперативну пам'ять для даних (RAM), цифрові і аналогові порти введення-виведення, а також функціональні блоки для реалізації допоміжних задач - компаратори, таймери/лічильники, аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), широтно-імпульсні модулятори (ШІМ), інтерфейси зв'язку тощо. Основним призначенням мікроконтролера є реалізація алгоритмів керування різноманітними електронними пристроями, зокрема електроприводами, датчиками, виконавчими механізмами та елементами автоматики.

Мікроконтролер можна вважати повноцінним мініатюрним комп'ютером, здатним до самостійного виконання визначених задач керування, збору даних, обміну інформацією з іншими пристроями тощо. Його головна перевага полягає в інтеграції всіх необхідних компонентів в одному кристалі, що дозволяє істотно зменшити габарити, енергоспоживання, вагу і вартість пристроїв, які створюються на основі мікроконтролерів. Завдяки цьому вони широко застосовуються в побутовій, промисловій, автомобільній, медичній, телекомунікаційній техніці та в системах автоматизації. Серед типових застосувань — пральні машини, мобільні телефони, автомобільні системи запалювання, гальмування, клімат-контролю, а також вбудовані контролери в приладах інтернету речей (IoT). Станом на сьогодні мікроконтролери становлять більшість серед усього обсягу мікропроцесорів, що виробляються у світі [9].

Для реалізації схеми керування асинхронним електродвигуном у межах дослідного стенду було обрано мікроконтролер Atmega88. Цей контролер належить до сімейства AVR, має 8-розрядну архітектуру, оптимізовану для роботи з мовою програмування C, і характеризується високою стабільністю, простотою застосування, низьким енергоспоживанням, а також широким розповсюдженням і доступністю. Вартість мікроконтролера є невисокою, що дозволяє використовувати його в

недорогих, але функціонально насичених системах. Atmega88 підтримує до 23 ліній введення-виведення, має вбудовані модулі АЦП, UART, SPI, I2C, таймери, ШІМ-канали, а також засоби внутрішньої діагностики. Його стандартна розпайка контактів наведена на рисунку 2.4, що дозволяє легко інтегрувати контролер у загальну схему керування.

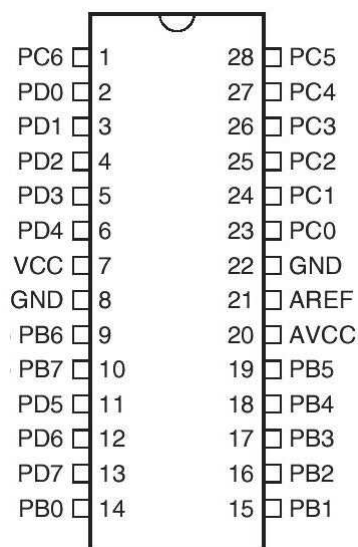


Рисунок 2.4 – Цоколювання мікроконтролера Atmega 88

Для забезпечення стабільної та точної частоти роботи мікроконтролера під час виконання алгоритмів керування необхідно сформувати відповідний вузол генерації тактових імпульсів. Найбільш поширеним і надійним способом реалізації такого вузла є застосування кварцового резонатора. Він слугує джерелом стабільної опорної частоти, необхідної для роботи внутрішнього тактового генератора мікроконтролера.

Кварцові резонатори використовуються в схемах керування через високу стабільність параметрів і малий температурний дрейф. Основними параметрами, які визначають якість та точність роботи кварцового генератора, є:

– допуск по частоті (відхилення частоти) - вказує на максимально допустиме відхилення реальної частоти генератора від номінального значення, зазвичай виражене в ppm (parts per million);

– навантажувальна ємність - це значення ємності, на яке розраховано резонатор для правильної роботи в конкретній схемі. Від нього залежить точність частоти та стабільність запуску генерації;

– стабільність частоти - описує, наскільки сильно частота може змінюватися під впливом змін температури, напруги живлення та зовнішніх умов експлуатації;

– старіння - вказує на зміну частоти впродовж тривалого часу експлуатації через фізико-хімічні процеси в структурі кварцу.

Коректно підібраний резонатор і правильне компонування вузла генерації забезпечують стійку роботу мікроконтролера, що особливо важливо в системах управління електроприводами, де потрібна точна синхронізація і обробка сигналів у режимі реального часу. Структурна схема вузла мікроконтролера з кварцовим резонатором наведена на рисунку 2.5.

У даній схемі для забезпечення стабільної роботи мікроконтролера використано кварцовий резонатор QZ1 з номінальною частотою 8 МГц, що забезпечує точну генерацію тактових імпульсів для внутрішніх процесів мікроконтролера. З метою коректної роботи цього резонатора в схемі застосовано два навантажувальних конденсатори - C1 і C2 ємністю по 22 пФ. Для досягнення високої надійності та стабільності у широкому діапазоні температур і частот, обрано конденсатори типу K10-17, які призначені для роботи в колах постійного та змінного струму, а також в імпульсних режимах, характерних для цифрових пристроїв.

Для стабілізації рівнів керуючих сигналів і формування підтягувального напругового рівня на вхідних або вихідних лініях цифрових портів передбачено встановлення резистора R1 опором 10 кОм з допуском 10%. Такий номінал дозволяє зберегти баланс між швидкістю реакції кола і надійністю фіксації логічних рівнів, забезпечуючи необхідну логіку ініціалізації або підтягування вхідного сигналу до високого рівня.

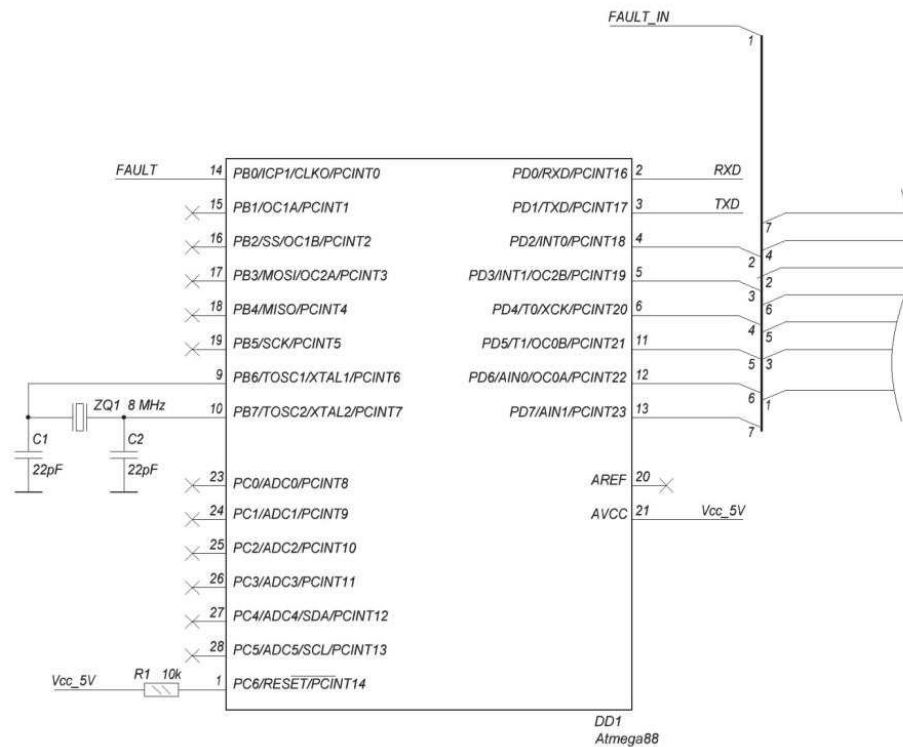


Рисунок 2.5 –Вузол мікроконтролера Atmega 88

Всі ці елементи разом утворюють узгоджений вузол тактованого живлення, що забезпечує надійність функціонування керуючої частини електроприводної системи на основі мікроконтролера.

2.2.2 Розробка вузла драйвера

Драйвер IR2130 є високонадійним і багатофункціональним електронним компонентом, призначеним для керування силовими МОП- та IGBT-транзисторами в інверторних та імпульсних схемах. Незважаючи на його технічні переваги, через відносно високу вартість цей мікросхемний драйвер рідко використовується у вітчизняних розробках, особливо в низькобюджетних або навчальних проєктах.

IR2130 належить до класу високовольтних високошвидкісних драйверів, що підтримують незалежне керування шістьма ключами у трифазних мостових інверторах. Він містить вбудовані буфери для

керування як верхніми, так і нижніми плечами мостів, а також реалізований за фірмовою технологією HVIC (High Voltage Integrated Circuit), яка забезпечує високу стійкість до перенапруг та електричних шумів, характерних для силових схем.

Логічні входи драйвера є сумісними з виходами стандартів 5В КМОП і LSTTL, що забезпечує універсальність у використанні з різними мікроконтролерами. Вбудований операційний підсилювач, зв'язаний із загальним проводом, призначений для реалізації функції зворотного зв'язку по струму, яка здійснюється шляхом зчитування напруги з вимірювального зовнішнього шунта.

Крім цього, у мікросхемі реалізована функція захисту від перевантаження по струму, яка охоплює всі шість вихідних каналів. Вона використовує той самий вимірювальний резистор, здійснюючи порогове розділення напруги, що дозволяє з високою точністю виявляти критичні режими. У разі виникнення аварійної ситуації активується сигнал FAULT з відкритим колектором, що інформує зовнішню систему про помилку, викликану перевантаженням або зниженням живлення нижче допустимого рівня.

Таким чином, драйвер IR2130 поєднує в собі розширений функціонал, високу швидкодію, вбудовані захисні механізми та універсальність у застосуванні, що робить його доцільним вибором у промислових та відповідальних електроприводних системах.

Вихідні каскади драйвера IR2130 вирізняються здатністю забезпечувати високі імпульсні струми, що дозволяє ефективно заряджати і розряджати затвори потужних МОП- або IGBT-транзисторів, мінімізуючи ризик виникнення поперечної провідності в інверторних ключах. Завдяки цьому забезпечується зменшення втрат на перемикання та підвищення ефективності роботи всього перетворювального пристрою. Важливою перевагою IR2130 є узгодженість часу поширення сигналів керування через

усі вихідні канали, що критично при роботі на високих частотах комутації, оскільки дозволяє уникнути перекриття керувальних імпульсів та, як наслідок, наскрізних струмів у мостових схемах.

Вихідні канали цього драйвера пристосовані до роботи з N-канальними МОП- або IGBT-транзисторами, включеними як у нижні, так і у верхні плечі мосту. Це дає змогу реалізовувати повноцінне керування трифазними інверторами з робочою напругою до 600 В, забезпечуючи високий рівень електричної ізоляції та стійкість до перенапруг.

Основні технічні переваги драйвера IR2130 включають: надійну роботу вихідних каскадів під навантаженням, з підтримкою швидкої комутації; підтримку додатної вихідної напруги до +600 В; стійкість до від'ємних перехідних процесів, що виникають унаслідок індуктивних перенапруг; автоматичне блокування всіх каналів при зниженні живлення нижче допустимого рівня; високу стійкість до швидких фронтів напруги (dV/dt) до 50 В/нс і більше; діапазон керуючої напруги на затворі ключів - від 10 до 20 В, що забезпечує оптимальне перемикання транзисторів; реалізований захист від перевантаження по струму - у разі перевищення допустимого струму драйвер відключає всі шість каналів; інверсну логіку - вихідні сигнали є протифазними відносно вхідних, що дає змогу використовувати прості логічні схеми керування; наявність роздільних драйверів напівмостових конфігурацій; однаковий час затримки сигналів у всіх каналах, що спрощує синхронізацію; захист від наскрізних струмів, що виникають при одночасному відкритті обох ключів напівмоста.

Враховуючи ці характеристики, драйвер IR2130 виробництва компанії International Rectifier Corporation повністю задовольняє вимогам проєкту щодо керування асинхронним електродвигуном у складі частотно-керованого приводу. Його електрична принципова схема наведена на рис. 2.6 [10], що відображає типовий варіант включення мікросхеми в схемотехніці інверторного типу.

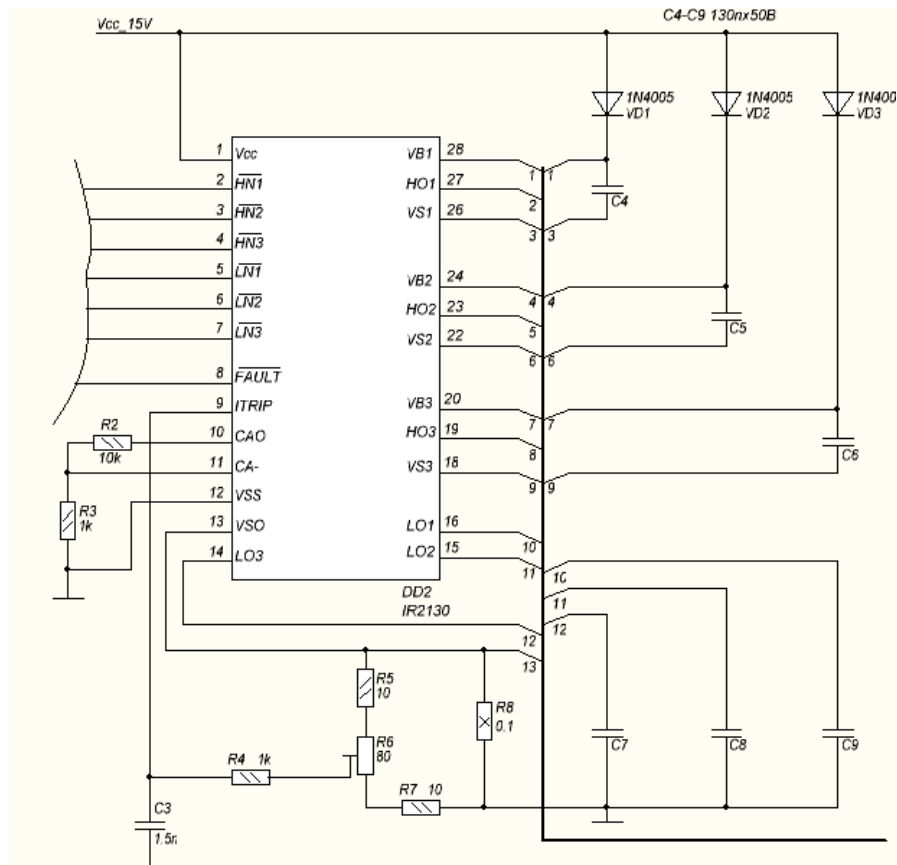


Рисунок 2.6 – Схема вузла драйвера

2.2.3 Розробка вузла вихідних ключів

Для ефективного зменшення електричних втрат у схемах інверторного типу доцільно використовувати ключові елементи на базі польових транзисторів. Основною перевагою таких транзисторів є значно менший опір у відкритому стані порівняно з біполярними транзисторами, що забезпечує зменшення теплових втрат у силовому колі при комутації великих струмів. Крім того, польові транзистори мають високий вхідний опір і характеризуються низьким споживанням енергії при керуванні, що додатково підвищує загальну ефективність електронного вузла.

Порівняно з тиристорними ключами, польові транзистори демонструють вищу швидкодію та повну керованість у всіх режимах роботи. Тиристри, навпаки, мають обмежену можливість комутації - вони вмикаються лише за певних умов і потребують спеціальних схем для

Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата

БРМА25.00.00.000 ПЗ

Арк.

47

вимкнення. Це обмежує частоту їх перемикання кількома кілогерцами, що є неприйнятним для сучасних схем широтно-імпульсної модуляції з високими частотами комутації.

З урахуванням зазначених вимог до швидкодії, надійності й енергоефективності, в проєктованій схемі було обрано високовольтні МОП-транзистори типу IRF740. Ці транзистори забезпечують роботу з напругою до 400 В та мають низький опір відкритого каналу (менше 0,6 Ом), що дозволяє ефективно використовувати їх у схемах інверторів і перетворювачів частоти середньої потужності.

В якості силових елементів у вузлі вихідних ключів використано високовольтні польові транзистори типу IRF740, які характеризуються рядом технічних параметрів, що забезпечують надійну роботу в складі імпульсних перетворювачів і систем живлення. Ці транзистори мають N-канальну конфігурацію і полярність, корпус стандарту TO-220-3, що дозволяє ефективно встановлення на тепло відводи. Максимальна напруга між стоком і витокком становить 400 В, що дозволяє використовувати їх у високовольтних ланцюгах.

Номинальний струм стоку без урахування теплових обмежень становить 40 А при температурі навколишнього середовища 25 °С. Робоча напруга затвору в межах номінального режиму становить 10 В, при цьому опір відкритого каналу дорівнює 0,55 Ом, що свідчить про прийнятний рівень втрат на провідність. Заряд затвора дорівнює 63 нКл, що є важливим параметром для оцінки швидкодії ключа при перемиканні. Гранична напруга затвору не повинна перевищувати 20 В.

Розсіювальна потужність транзистора складає до 125 Вт, за умови ефективного охолодження. Робочий температурний діапазон елемента знаходиться в межах від –65 до +150 °С, що дозволяє використовувати його в широкому діапазоні експлуатаційних умов. Схематичне зображення вузла вихідних ключів, у якому застосовується IRF740, наведено на рисунку 2.7 .

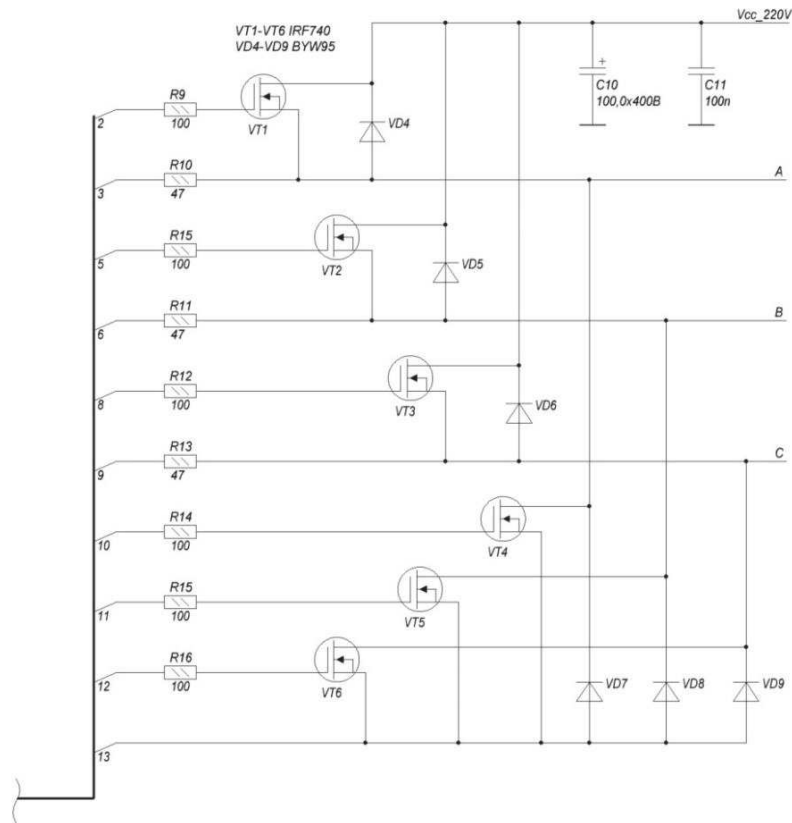


Рисунок 2.7 - Схема вузла вихідних ключів

Управління даним силовим вузлом здійснюється за допомогою трифазного мостового драйвера, який, як зазначалося раніше, є високошвидкісним елементом для керування МОП- і IGBT-транзисторами. Драйвер забезпечує незалежне керування трьома нижніми ключами моста, а також трьома верхніми ключами з плаваючим потенціалом, що дозволяє реалізувати повноцінне керування симетричним інвертором.

Для реалізації схеми керування були обрані наступні електронні компоненти: резистори R9, R12, R14, R15, R16 номіналом 100 Ом, які використовуються для обмеження струму в керуючих лініях затворів; резистори R10, R11, R13 з діапазоном номіналів 125–47 Ом, що дозволяє коригувати швидкість відкривання/закривання ключів та зменшити електромагнітні завади; діоди VD4–VD9 типу FR304 – швидкодіючі випрямні діоди, які застосовуються для захисту від перенапруг у колах затворів і запобігання пробоям транзисторів; конденсатори C10, C11 з

Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата

БРМА25.00.00.000 ПЗ

Арк.

49

ємністю 100 нФ, що виконують роль фільтрів високочастотних імпульсів у живленні драйвера; польові транзистори VT1–VT6 типу IRF740, які функціонують як силові ключі мостової схеми та забезпечують перемикання фаз асинхронного двигуна з високою швидкістю та мінімальними втратами.

Сукупність зазначених елементів забезпечує надійну роботу схеми керування інверторного типу з повною трьохфазною комутацією, що є необхідною умовою для реалізації сучасних систем частотного керування асинхронними електродвигунами.

2.2.4 Розробка вузла стабілізації

Для забезпечення стабільної роботи всієї електронної частини системи керування асинхронним електродвигуном необхідно мати надійне джерело живлення з фіксованою напругою. У даному випадку було розроблено вузол стабілізації напруги, який формує два рівні стабілізованої напруги: 15 В і 5 В, що є типовими для живлення драйверних і мікропроцесорних пристроїв відповідно.

Основним елементом вузла стабілізації є інтегральний стабілізатор напруги DD5, який підтримує вихідну напругу на рівні 15 В. Ця напруга використовується для живлення трьох основних функціональних блоків: схеми мікроконтролера, модуля індикації та високовольтного трифазного мостового драйвера типу IR2130. Стабілізатор забезпечує захист від коливань вхідної напруги та фільтрацію високочастотних перешкод, що надходять з силового кола.

Окрім цього, у схемі застосовується ще один стабілізатор – DD6, призначений для формування напруги 5 В, яка є стандартною для живлення мікроконтролерів типу Atmega88, а також логічних компонентів, що використовуються у схемі керування. Відокремлення рівнів живлення

дозволяє уникнути перевантаження мікросхем і зменшує електромагнітні завади між силовим і сигнальним контурами.

Схема вузла стабілізації напруги, що реалізує зазначену функціональність, представлена на рис. 2.8.

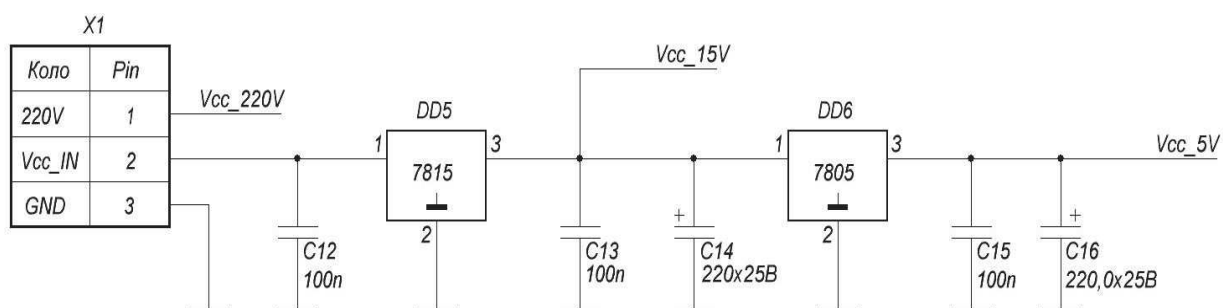


Рисунок 2.8 – Схема вузла стабілізації

Для реалізації блоку живлення в складі системи керування асинхронним електродвигуном було використано надійні та поширені інтегральні стабілізатори напруги серії 78XX. Зокрема, для формування стабілізованої напруги 15 В обрано мікросхему DD5 типу 7815В, яка забезпечує вихідний струм до 1 А. Для отримання напруги 5 В використано DD6 типу 7805В з аналогічною максимальною пропускнуою здатністю по струму.

З метою забезпечення фільтрації та стабільності роботи стабілізаторів до їхнього складу включено згладжувальні та фільтрувальні конденсатори. Зокрема, використано керамічні конденсатори C12, C13, C15 типу K73-17 номіналом 100 нФ, які ефективно придушують високочастотні завади, а також електролітичні конденсатори C14, C16 типу K50-35 ємністю 220 мкФ, що забезпечують фільтрацію низькочастотних пульсацій і підтримку стабільної напруги при змінному навантаженні.

Таке поєднання елементів дозволяє сформувати надійний і стабільний вузол живлення, який забезпечує належну роботу всіх цифрових і силових

елементів керувальної схеми частотно-регульованого електропривода.

2.2.5 Розробка вузла вводу

Блок введення для системи керування асинхронним електричним двигуном реалізований у вигляді матричної клавіатури, що містить дев'ять кнопок. Така структура забезпечує зручний і функціональний інтерфейс користувача, дозволяючи здійснювати основні операції з керування приводом безпосередньо з панелі введення. Завдяки клавіатурі можна виконувати запуск і зупинку електродвигуна, регулювати частоту його обертання в діапазоні від 0 до 120 Гц, обирати напрямок обертання ротора (прямий або зворотний), а також встановлювати граничне значення температури, при досягненні якої активується система теплового захисту.

Для реалізації блоку введення використано кнопки S1 – S9 типу KE-011, що характеризуються високою надійністю, компактними розмірами і зручністю монтажу на друкованих платах. Також до складу вузла входить потенціометр R23 номіналом 10 кОм, який використовується для плавного регулювання певного параметра, наприклад частоти або температурного порога. Доповнюють схему резистори R24 – R26 з номіналами у межах 10–125 кОм, які виконують функції обмеження струму та узгодження сигналів, що надходять з клавіатури або потенціометра до мікроконтролера. Вузол забезпечує надійний зворотний зв'язок між користувачем і системою керування, підвищуючи точність налаштування параметрів електропривода та загальну ефективність його роботи. Схема вузла подана на рис. 2.9 (посилання на рисунок наразі відсутнє).

2.2.6 Розробка вузла індикації

Для забезпечення зручного моніторингу стану електропривода,

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						52
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

індикації параметрів та режимів його роботи було розроблено вузол індикації, функціональне призначення якого полягає в оперативному виведенні на екран поточних даних, повідомлень та системних статусів. Електрична схема даного вузла наведена на рис. 2.10 . Як індикатор обрано рідкокристалічний дисплей типу WH1602С, що є надійним, енергоефективним і широко сумісним із сучасними мікроконтролерними системами.

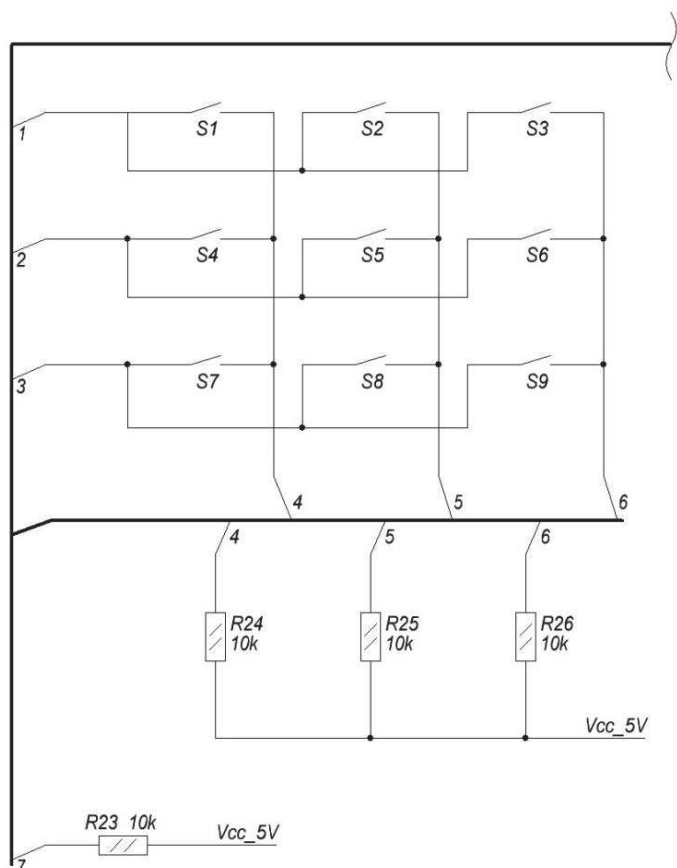


Рисунок 2.9 – Схема матричної клавіатури

Дисплей WH1602С має дві текстові стрічки по 16 символів у кожній, що дозволяє виводити достатній обсяг інформації для контролю та налаштування параметрів електропривода. Він підтримує відображення символів англійської абетки, а також додаткових символів української мови, про що свідчить позначення “CS” у його маркуванні. Завдяки наявності внутрішньої пам’яті користувача, дисплей дозволяє створювати власні

символи, включаючи піктограми, стрілки, графічні маркери та інші елементи візуалізації, що підвищують інформативність та ергономічність інтерфейсу.

Застосування такого дисплея забезпечує наочне представлення параметрів електропривода, таких як частота обертання, напрям руху, температура, режими запуску або зупинки, попередження про перевантаження тощо. Це значно підвищує функціональність стану, спрощує взаємодію оператора з системою і дозволяє оперативно реагувати на зміну робочих умов.

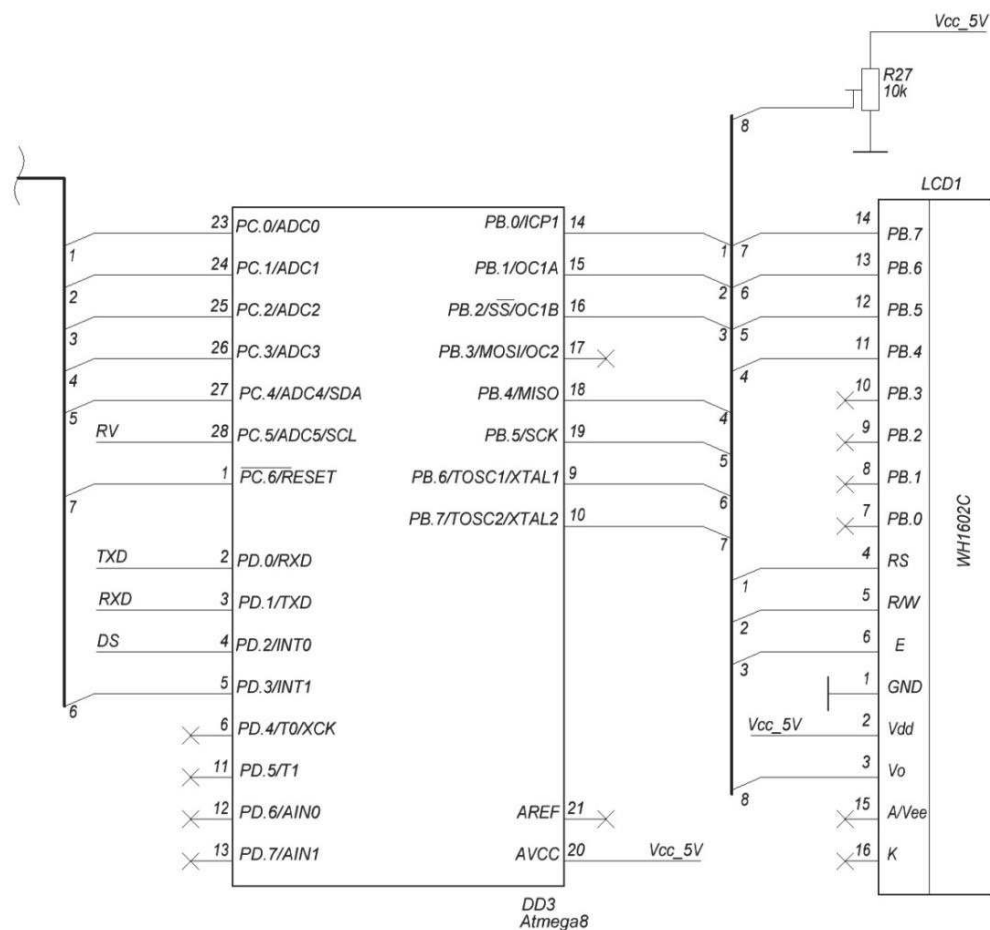


Рисунок 3.10 – Схема вузла індикації

До основних функціональних компонентів LCD-дисплея, що використовується у вузлі індикації, належать: матриця рідких кристалів з розмірністю 16×2 символи та керуючий контролер KS0066, який є повним аналогом широко розповсюдженого модуля HD44780. Кожна комірка

символьної матриці містить растрову сітку з 5 горизонтальних на 8 вертикальних точок, що дозволяє формувати чіткі символи, а також створювати користувацькі зображення і піктограми [11].

Для реалізації вузла індикації в складі системи керування асинхронним електроприводом було додатково обрано мікроконтролер DD3 типу Atmega88, який забезпечує зчитування параметрів та формування команд управління індикатором. Мікроконтролер виконує інтерфейсну взаємодію з LCD-дисплеєм за допомогою паралельного інтерфейсу з передачі даних і команд.

До складу елементної бази вузла також включено резистор R27 типу С2-23-0,125 потужністю 0,125 Вт і номіналом 10 кОм. Цей резистор використовується для налаштування контрастності дисплея або формування необхідного логічного рівня сигналу в схемі керування.

Загалом, комбінація надійного індикатора з мікроконтролером і мінімальною кількістю допоміжних компонентів забезпечує ефективну візуалізацію параметрів режимів роботи приводу, полегшує діагностику, підвищує інформативність та зручність користування пристроєм.

2.2.7 Принцип дії схеми електричної принципової

Електрична принципова схема стенду, призначеного для керування асинхронним електродвигуном у складі частотного електропривода, наведена на аркуші [БРМА25.00.00.000Е3]. Стенд живиться від стандартної однофазної побутової мережі змінного струму напругою 220 В, що дозволяє його експлуатацію як у промислових умовах, так і в побуті. Для забезпечення повнофункціональної роботи електродвигуна його слід підключати за схемою "трикутник", оскільки в такій конфігурації забезпечується ефективне регулювання частоти керуючих імпульсів у діапазоні від 20 до 100 МГц.

Живлення мікроконтролера DD1 здійснюється стабілізованою

напругою 5 В, яка формується за допомогою інтегрального стабілізатора напруги DD6. Для живлення трьохфазного мостового драйвера DD2 необхідна стабілізована напруга 15 В, яку забезпечує стабілізатор напруги DD5. Обраний драйвер повністю сумісний з логікою рівнів ТТЛ, що дозволяє його надійне керування від мікроконтролера. Відповідні сигнали з виходів мікроконтролера подаються на вхідні канали драйвера, що забезпечує комутацію як нижніх ключів силового моста, так і транзисторів з плаваючим потенціалом затвора у верхньому плечі моста.

В якості силових елементів мостової схеми застосовані потужні польові транзистори відкритого типу (VT1—VT6), які характеризуються низьким опором у відкритому стані. Це дозволяє зменшити теплові втрати та ефективно комутувати обмотки електродвигуна при високих навантаженнях. Для реалізації операторського інтерфейсу застосовується матрична клавіатура (S1—S9), за допомогою якої користувач може запускати та зупиняти двигун, змінювати його частоту обертання, напрямок обертання, а також задавати інші функціональні параметри.

У схемі реалізовано кілька важливих систем захисту. Зокрема, передбачена система захисту по струму, яка у випадку перевантаження або короткого замикання автоматично відключає всі силові ключі через функціональні можливості драйвера. Додатково реалізовано термічний захист: користувач має змогу за допомогою клавіатури задати критичну температуру, перевищення якої призведе до автоматичного вимкнення електродвигуна, що підвищує надійність та безпечність експлуатації пристрою.

2.3 Розробка конструкції стенду для дослідження асинхронного двигуна

У лабораторії кафедри машин і апаратів, електромеханічних та

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						56
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

енергетичних систем було розроблено конструкцію стенду, призначеного для дослідження асинхронного електродвигуна у складі системи частотного електропривода. Загальна компоновка стенду передбачає розміщення основних конструктивних та функціональних елементів, необхідних для проведення випробувань, збору даних і аналізу характеристик роботи двигуна.

Конструкція стенду включає такі основні вузли та елементи: платформу, арку, натяжний пристрій, вузол шківів, а також електронні ваги, що використовуються для вимірювання навантаження або зусиль при гальмуванні. Платформа виступає несучою основою всієї конструкції стенду, на якій монтується всі інші елементи та механізми. Для її виготовлення було обрано сталевий швелер за ГОСТ 8240-89 з розмірами 22×8×370 мм. Такий вибір зумовлений необхідністю забезпечити достатню механічну жорсткість і стійкість при експлуатації, а також можливість зручного монтажу складових частин системи на обмеженій площі. Швелер, що відповідає вказаним параметрам, зображено на рис.2.11.



Рисунок 2.11 – Швелер по ГОСТ 8240-89

На верхній площині швелера, що виконує функцію опорної платформи стенда, необхідно виконати чотири монтажні отвори відповідно до координат, зазначених на складальному кресленні. Ці отвори призначені для

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		57

надійного кріплення корпусу асинхронного електродвигуна до основи конструкції, що забезпечить жорстку фіксацію агрегату та унеможливить його зміщення під час роботи.

Для встановлення навантажувального пристрою, який є важливим функціональним елементом стенда при дослідженні навантажувальних характеристик електродвигуна, передбачено виготовлення аркоподібної опори. Цей конструктивний елемент виконується шляхом зварювання зварної арки із сталеві прямокутної профільної труби перерізом 20×40 мм згідно з вимогами стандарту ГОСТ 8645-78. Така труба забезпечує достатню міцність і жорсткість конструкції при компактних габаритах. Схематичне зображення арки наведено на рис.2.12.



Рисунок 2.12 - Прямокутна труба по ГОСТ 8645-78

Висота арки має бути більше ніж 430 мм. Це необхідно для того, щоб під нею була змога розмістити електронні ваги та натяжний пристрій. Електронні ваги представлені на рис.2.13.

Застосування електронних ваг WeiHeng JY-002 у складі вимірювального комплексу стенда забезпечує проведення експериментальних досліджень із високою точністю фіксації сили натягу, що виникає під час роботи електропривода.

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		58



Рисунок 2.13 – Електронні ваги WeiHeng JY-002

Крім того, ці ваги мають можливість підключення до персонального комп'ютера через аналогово-цифровий перетворювач (АЦП), що дозволяє автоматизувати процес зчитування даних та подальшої їх обробки. Така інтеграція сприяє підвищенню точності вимірювань і спрощенню побудови експериментальних залежностей.

Механічне кріплення ваг до конструкції стенда реалізовано за допомогою натяжного вузла, який забезпечує стабільне з'єднання і точне регулювання натягу в пасовій передачі. До складу натяжного пристрою входять муфта, регульовальна шпилька та гайка типу "баранець", що дозволяє здійснювати ручне налаштування без застосування інструменту. Конструкція вузла представлена на відповідному кресленні.

Для передачі обертового моменту від електричного двигуна до навантажувального пристрою було розроблено спеціальний комплект деталей - шків і диск, які оптимізовані під геометрію та параметри дослідного електродвигуна. В якості паса обрано металеву стрічку згідно з вимогами стандарту ГОСТ 19852-74. Такий тип паса характеризується високою зносостійкістю, стійкістю до деформацій і забезпечує надійне зчеплення зі шківом, що є критично важливим для точного вимірювання навантаження та стабільної передачі обертового моменту.

2.4 Розробка друкованої плати

За допомогою програмного середовища DipTrace було розроблено друковану плату для схеми керування асинхронним електродвигуном. У процесі проектування здійснено компонування навісних електронних елементів на платі, прокладено друковані провідники та сформовано ескіз провідного рисунка. Це дозволило оптимізувати розміщення компонентів для зменшення довжини з'єднань, зниження рівня електромагнітних завад і забезпечення надійної роботи системи керування.

Для виготовлення друкованих плат існує понад двісті технологічних методів, які класифікуються за принципом формування провідного рисунка. Найбільш розповсюдженими залишаються субтрактивні методи, що передбачають видалення зайвої міді з фольгованої основи для формування провідників. У стандартному субтрактивному методі основні недоліки пов'язані з неефективним використанням мідної фольги — до 60–80 % матеріалу витравлюється. Крім того, підтравлювання країв провідників обмежує щільність монтажу, що може призводити до зниження адгезії провідних доріжок до діелектричної підкладки, а також ускладнює виготовлення плат високої точності. Висока собівартість виготовлення зумовлена вартістю фольгованого матеріалу та великою кількістю технологічних операцій.

Альтернативу становить комбінований базовий позитивний метод, який набув широкого використання у виробництві двосторонніх друкованих плат (ДДП). Основними особливостями цього методу є:

- використання тонкої мідної фольги, що зменшує витрати матеріалу;
- формування монтажних і перехідних отворів із подальшою металізацією, що забезпечує електричний зв'язок між шарами плати;
- застосування сухих плівкових фоторезистів, які дозволяють отримати чіткий рисунок провідників із високою роздільною здатністю.

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						60
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Завдяки цим підходам забезпечується висока точність виготовлення плати, підвищується якість міжшарових з'єднань та покращується загальна технологічна надійність пристрою.

Субтрактивна технологія виготовлення друкованих плат із використанням тонкої мідної фольги була впроваджена у виробництво в 1980-х роках ХХ століття. Запровадження фольги товщиною 5–10 мкм дозволило суттєво підвищити роздільну здатність провідного рисунка, що стало ключовим фактором для створення високощільних схем. За конструктивною структурою технологія на основі тонкомірної фольги в основному повторює класичну субтрактивну методику, однак вона відкриває значно ширші можливості для мініатюризації пристроїв.

Застосування тонкої фольги сприяє збільшенню щільності друкованого монтажу, що дозволяє розміщувати на платі значно більше електронних компонентів без збільшення габаритів. Крім того, зменшення товщини мідного шару сприяє скороченню тривалості технологічного циклу, що позитивно впливає на продуктивність виробництва. Внаслідок цього загальна кількість інтегрованих елементів може бути збільшена майже вдвічі порівняно з платами, виготовленими за стандартною технологією з використанням фольги більшої товщини.

На сучасному етапі розвитку електроніки зростають конструктивні, експлуатаційні та технологічні вимоги до друкованих плат, зокрема в аспектах тепловідведення, електричної міцності, надійності міжшарових з'єднань та точності виготовлення. Це вимагає постійного вдосконалення методів виробництва, автоматизації контролю якості, а також упровадження нових матеріалів і технологічних процесів, що відповідають критеріям високоточної мікроелектроніки.

На кафедрі машин та апаратів, електромеханічних та енергетичних систем була впроваджена технологія виготовлення друкованих плат, що базується на термохімічному способі формування провідного рисунка.

Першим етапом цього процесу є створення дзеркального зображення малюнка плати у програмному середовищі DipTrace, яке друкується на глянцевою папері. Саме глянцева поверхня забезпечує якісне перенесення рисунка на фольгований склотекстоліт.

На другому етапі здійснюється перенесення друкованого зображення на підготовлену пластину з фольгованого склотекстоліту. Для цього застосовується електрична праска, якою рівномірно прогрівається папір при температурі 100–150 °С, що забезпечує прилипанню тонера до мідної поверхні.

Після закріплення рисунка переходять до процесу травлення. Готується розчин мідного купоросу (CuSO_4) з відповідною температурою 80–90 °С. Платівка занурюється в розчин на 50–60 хвилин при підтримці температури приблизно 70 °С, що забезпечує розчинення відкритих ділянок мідної фольги.

Після завершення травлення плату промивають мильним розчином для видалення залишків хімічних речовин. Завершальний етап включає механічну обробку: виконання отворів під елементи відповідного діаметра, лудіння провідників для захисту від окислення та покращення пайки, а також монтаж компонентів згідно з електричною принциповою схемою, що розроблена на попередньому етапі. Така технологія дозволяє ефективно реалізовувати індивідуальні або малосерійні електронні пристрої в навчальному та дослідницькому середовищі.

Процес паяння радіоелементів на друкованій платі починається з розміщення компонентів у попередньо підготовлені монтажні отвори та їх фіксації в потрібному положенні. Встановлення радіоелементів слід здійснювати у певній послідовності, що відповідає принципам зручності та технологічності. Найбільш доцільно починати з монтажу найменших за розмірами компонентів, зокрема резисторів, далі встановлюються конденсатори, після чого монтується мікросхеми та інші складніші

елементи.

Для підвищення зручності монтажу та забезпечення якісного паяння, усі елементи доцільно розміщувати на стороні плати, протилежній до тієї, де нанесено друковані провідники. Таке розташування спрощує доступ паяльника до точок з'єднання, дозволяючи забезпечити акуратне та надійне формування паяних з'єднань. Перед паянням необхідно переконатися, що всі елементи правильно орієнтовані (особливо це важливо для полярних елементів – електролітичних конденсаторів, діодів, мікросхем тощо), а також щільно прилягають до плати.

Більшість радіоелементів мають виводи (ножки), які вводяться в монтажні отвори на платі. Після встановлення виводи слід трохи загнути з боку провідників, щоб запобігти випаданню елементів до завершення паяння. Потім за допомогою паяльника та припою виконується з'єднання виводів з провідниками друкованої плати. Такий тип з'єднання забезпечує надійний електричний контакт і достатню механічну стійкість у процесі експлуатації.

Сучасна технологія монтажу друкованих плат у промисловості переважно здійснюється на автоматизованих лініях поверхневого монтажу, що забезпечують високу точність, швидкість і повторюваність процесу. Однак використання такої технології є економічно доцільним лише при серійному або масовому виробництві. У випадках дослідного виготовлення, навчальних лабораторій або одиничного виробництва, найбільш поширеним залишається ручний монтаж радіоелементів.

Пайка радіоелементів до друкованої плати в таких умовах виконується за допомогою електричного паяльника, рекомендованої потужності не більше 50 Вт, що дозволяє уникнути перегріву чутливих електронних компонентів. Як припій застосовується легкоплавкий олов'яно-свинцевий сплав типу ПОС-40, який забезпечує надійний контакт, гарне змочування поверхні та стійкість з'єднання до механічних навантажень. Для покращення паяння, забезпечення рівномірного розтікання припою та очищення контактної поверхні

використовувалась паяльна паста, яка також виконує функцію флюсу.

Таким чином, ручне припаювання з використанням якісних матеріалів і дотриманням технологічних рекомендацій дозволяє досягти надійності та довговічності електричних з'єднань у конструкціях друкованих плат, навіть за умови виготовлення поза межами серійного виробництва.

2.5 Розробка корпусу блока управління асинхронним двигуном

Блок управління асинхронним електродвигуном складається з корпусу та передньої панелі, які забезпечують розміщення і захист функціональних елементів керуючої системи. Корпус являє собою прямокутну конструкцію у вигляді захисної коробки, на якій змонтована панель управління. Для виготовлення корпусу було використано деревостружкову плиту (ДСП), що забезпечує достатню механічну міцність, зручність в обробці та економічну доцільність для лабораторних умов.

Передня панель виготовлена з прозорого органічного скла товщиною 4 мм, що дозволяє візуально контролювати розміщення електронних компонентів та стан індикації. На панелі встановлено дві друковані плати з відповідною електронною обв'язкою, рідкокристалічний дисплей, клемники для підключення силових та сигнальних ліній, а також кнопки матричної клавіатури, що забезпечують введення параметрів керування. Всі елементи надійно закріплені за допомогою гвинтових з'єднань.

Монтаж друкованих плат виконується через металеві дистанційні втулки діаметром 5 мм, що унеможлиблює контакт радіоелементів зі стінками корпусу та забезпечує необхідний тепловий зазор. Транзистори кріпляться до плати з використанням теплопровідної пасти та болтів, що гарантує ефективне тепловідведення і надійне електричне з'єднання.

Обрана конструкція блока управління дозволяє проводити зручний монтаж та демонтаж елементів, забезпечує простоту діагностики, а також

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						64
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

надає можливість швидкого візуального доступу до основних вузлів. На передній панелі передбачено роз'єми, призначені для підключення асинхронного електродвигуна, а також до мережі змінного струму, що полегшує експлуатацію стенду у навчальних та дослідницьких умовах.

Блок управління асинхронним двигуном показаний на рис.2.14.



Рисунок 2.14 – Корпус блока управління асинхронним двигуном

2.6 Складання вузла вимірювань

Для забезпечення якості складання стенду всі деталі повинні відповідати розробленим робочим кресленням та технічним вимогам, що регламентують їх виготовлення. Поверхні основи корпусу, які не підлягають механічній обробці, мають бути пофарбовані синьою нітроемаллю відповідно до стандартів оздоблення лабораторного обладнання. Складання конструкції виконується згідно зі складальним кресленням та технологічною картою, наведеною на рисунку 2.15.

Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата

БРМА25.00.00.000 ПЗ

Арк.
65

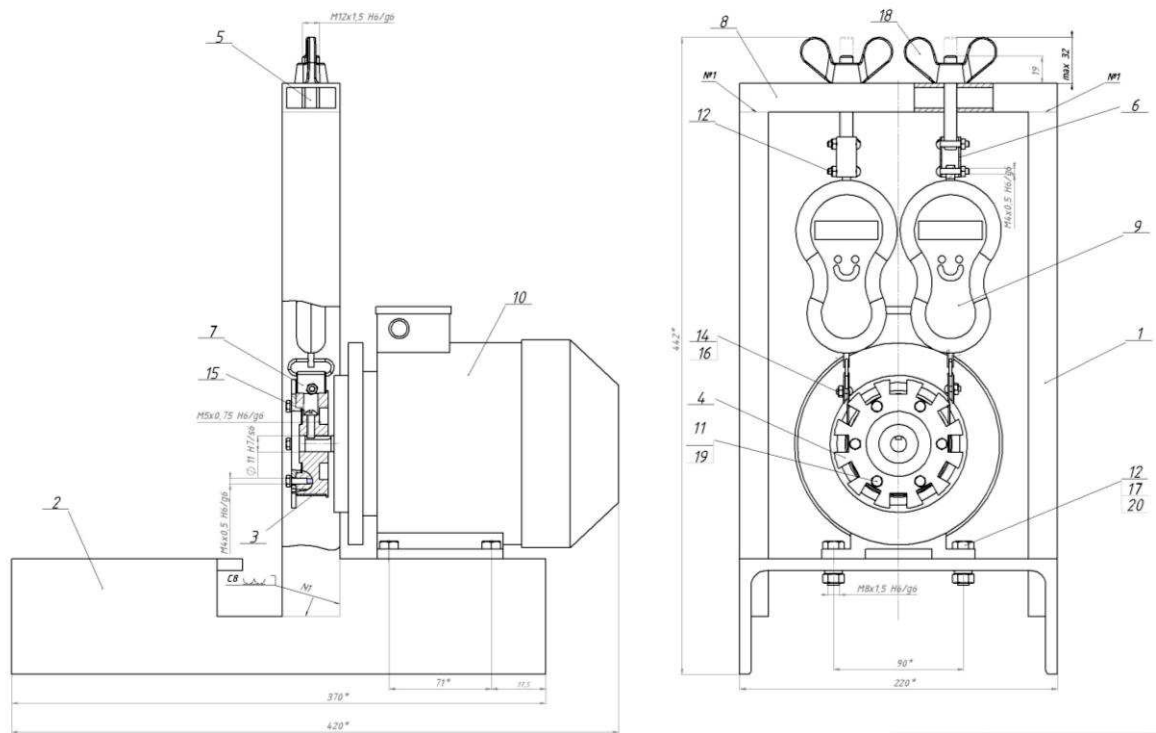


Рисунок 2.15 – Складальне креслення стану

Процес складання здійснюється поетапно. Спочатку на вал електродвигуна (поз. 10) напресовується шків (поз. 3) таким чином, щоб отвір для фіксуючого гвинта (поз. 15) на шківі точно збігався зі шпонковим пазом на валу двигуна. Після центрування шків фіксується гвинтом до упору, що забезпечує надійне з'єднання. На шків насаджується дискове колесо з зубцями (поз. 4), при цьому отвори на елементах повинні співпасти. Кріплення здійснюється шістьма болтами з попереднім встановленням граверних шайб, що запобігають самовільному послабленню різьбового з'єднання.

Зібраний вузол, що включає електродвигун і шків, встановлюється на основу стану (платформу, поз. 2). Отвори на платформі повинні відповідати монтажним отворах на лапах електродвигуна. Кріплення двигуна виконується чотирма болтами (поз. 12) з гайками (поз. 17), які забезпечують стійке розташування агрегату.

Далі монтуються електронні ваги (поз. 9), які з'єднуються з натяжним

Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата

БРМА25.00.00.000 ПЗ

Арк.
66

пристроєм через муфту (поз. 6) та шпильку (поз. 5). Фіксація виконується за допомогою двох гвинтів (поз. 14) і двох гайок (поз. 16). Шпилька з закріпленими вагами вставляється в отвір балки конструкції знизу догори, після чого зверху фіксується регулювальною гайкою типу «баранець» (поз. 18). Аналогічна процедура виконується для другої пари ваг.

Наступним етапом є встановлення паса (поз. 7), який натягується на шків і з'єднується з кільцями ваг за допомогою гвинтів (поз. 13). Завершальним етапом є регулювання натягу паса, що здійснюється обертанням гайок баранців до досягнення необхідного ступеня натягу, що забезпечує оптимальний контакт та точність вимірювання крутного моменту.

2.7 Інструкція по експлуатації блоку управління асинхронним двигуном, опис функціоналу клавіатури

Матрична клавіатура, яка виконує функцію керування режимами роботи асинхронного електродвигуна, представлена на рисунку 2.16. Вона є основним елементом інтерфейсу взаємодії користувача зі схемою управління та дозволяє задавати і змінювати параметри роботи привода. Опис функціонального призначення кожної з кнопок клавіатури наведено в таблиці 2.1.

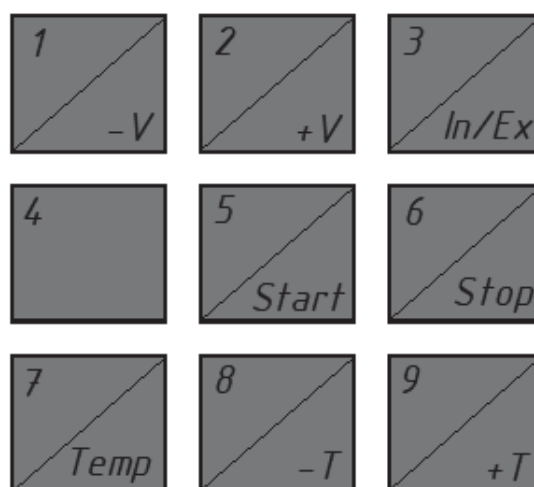


Рисунок 2.16 – Матрична клавіатура

За умовчанням система налаштовується на внутрішній режим управління, при якому задавання та контроль параметрів відбувається безпосередньо з клавіатури, без залучення зовнішніх пристроїв. Частота обертання електродвигуна встановлена на рівні 50 Гц, що відповідає номінальному режиму роботи. Це забезпечує готовність системи до запуску одразу після увімкнення живлення без потреби додаткового налаштування.

Таблиця 2.1 – Опис функціоналу матричної клавіатури

Кнопка	Опис	Активна функція
1/ $-V$	Зменшення частоти обертання двигуна	Завжди
2/ $+V$	Збільшення частоти обертання двигуна	Завжди
3/ <i>In/Ex</i>	Вибір режиму керування швидкістю, відповідно – внутрішній (від клавіатури), та зовнішній (за допомогою змінного резистора)	При вимкненому двигуні
4	–	–
5/ <i>Start</i>	Запуск двигуна	При вимкненому двигуні
6/ <i>Stop</i>	Зупинка двигуна	При ввімкненому двигуні
7/ <i>Temp</i>	Включення / виключення захисту по перегріву	При наявності датчика
8/ $-T$	Зменшення критичної температури спрацювання захисту по перегріву	При наявності датчика
9/ $+T$	Збільшення критичної температури спрацювання захисту по перегріву	При наявності датчика

Після увімкнення живлення пристрій автоматично переходить до

початкової діагностики, в межах якої програма перевіряє наявність з'єднання з датчиком температури. В залежності від результату перевірки, на LCD-дисплеї виводиться відповідне повідомлення - про успішне підключення або відсутність зв'язку з датчиком. Після завершення цього етапу система переходить у режим готовності до запуску.

У режимі очікування користувач має можливість задати початкову частоту обертання ротора асинхронного двигуна та встановити критичне значення температури, при якому активується захист від перегріву. Також доступне включення або вимкнення системи температурного захисту. Після запуску електродвигуна зміна налаштувань обмежується лише регулюванням частоти обертання та корекцією критичної температури — інші параметри залишаються заблокованими для запобігання некоректній роботі під час експлуатації.

2.8 Передня панель та елементів управління

На рисунку 2.16 представлено схему розміщення основних елементів на передній панелі пристрою, що наведена на аркушах [БРМА25.00.000МК] та [БРМА25.00.000ДІ1].

Дана схема демонструє взаємне розташування органів керування, індикації та роз'ємів, що забезпечують взаємодію оператора з системою керування асинхронним електродвигуном.

Функціональне призначення кожного з елементів, що розміщені на передній панелі стенду, зведено у таблицю 2.2. У ній наведено технічні параметри, умовні позначення, а також опис дії кожного елемента в межах роботи системи частотного електроприводу.

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						69
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

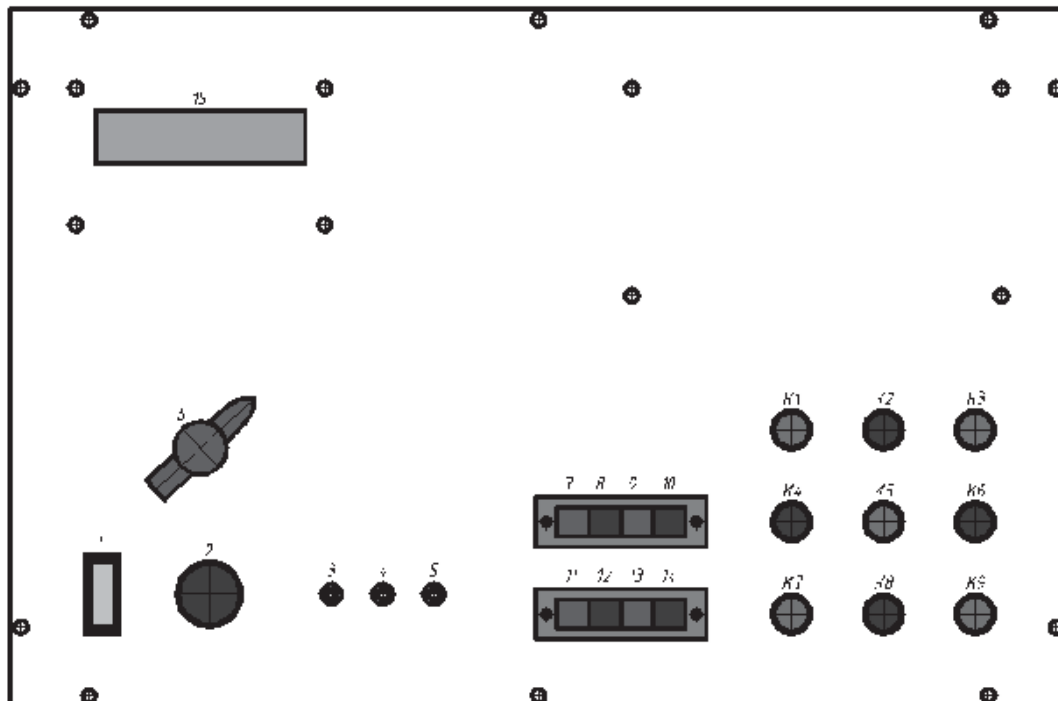


Рисунок 2.16 – Розташування елементів управління на передній панелі
стенду

Таблиця 2.2 – Опис елементів управління

№	Опис
1	Кнопка включення живлення
2	Індикатор включення живлення
3	Фаза А двигуна
4	Фаза В двигуна
5	Фаза С двигуна
6	Ручка регулятора швидкості обертання в ручному режимі
7	Лінія Data датчика температури
8	Лінія Vcc датчика температури
9	Лінія Gnd датчика температури
10	–
11	Мінус живлення схеми

12	Плюс живлення схеми (+15...25В)
13	Мінус живлення двигуна
14	Плюс живлення двигуна (max: 380В, 10А)
15	Дисплей
K1-K9	Клавіатура керування

Загальний вигляд та фото стенду наведені на аркушах [БРМА25.00.00.000ДІ2], [БРМА25.00.00.000ДІ3].

2.9 Інструкція з експлуатації та ремонту стенду

2.9.1 Підготовка та порядок роботи зі стендом

Перед початком роботи зі стендом необхідно переконатися в правильності його складання, надійності всіх електричних з'єднань і підключень, відповідності під'єднаних елементів електричній схемі. Електрична схема вмикання асинхронного електродвигуна представлена на рис.2.17. Вона включає частотний перетворювач, що виконує функцію регулювання частоти та, відповідно, швидкості обертання ротора електродвигуна.

До складу схеми також входить вимірювальний блок К-50, який містить амперметр, вольтметр і ватметр. Ці прилади призначені для контролю струму, напруги та активної потужності, що споживається асинхронним двигуном з однофазної або трифазної мережі. Такий контроль дає змогу не лише оцінити робочі параметри електропривода, а й оперативно виявити перевантаження або інші відхилення від нормального режиму.

Перед початком зняття експериментальних даних слід виконати пробний запуск електродвигуна. Для цього необхідно перевірити положення всіх перемикачів, зокрема замкнути вимикачі S1 і S2, а також задати

початкові параметри в частотному перетворювачі відповідно до технічного завдання. У разі відсутності збоїв, сторонніх звуків, вібрацій або перевантаження в ланцюгах, експериментальну установку вважають готовою до проведення досліджень.

Пробний запуск дозволяє виявити можливі помилки в підключеннях, перевірити працездатність електронних вузлів, а також переконатися у правильному функціонуванні системи керування, включаючи відображення параметрів на індикаторах та відповідність роботи двигуна заданим умовам. Лише після завершення всіх перевірок та стабілізації режиму роботи допускається проведення повного циклу експериментальних вимірювань.

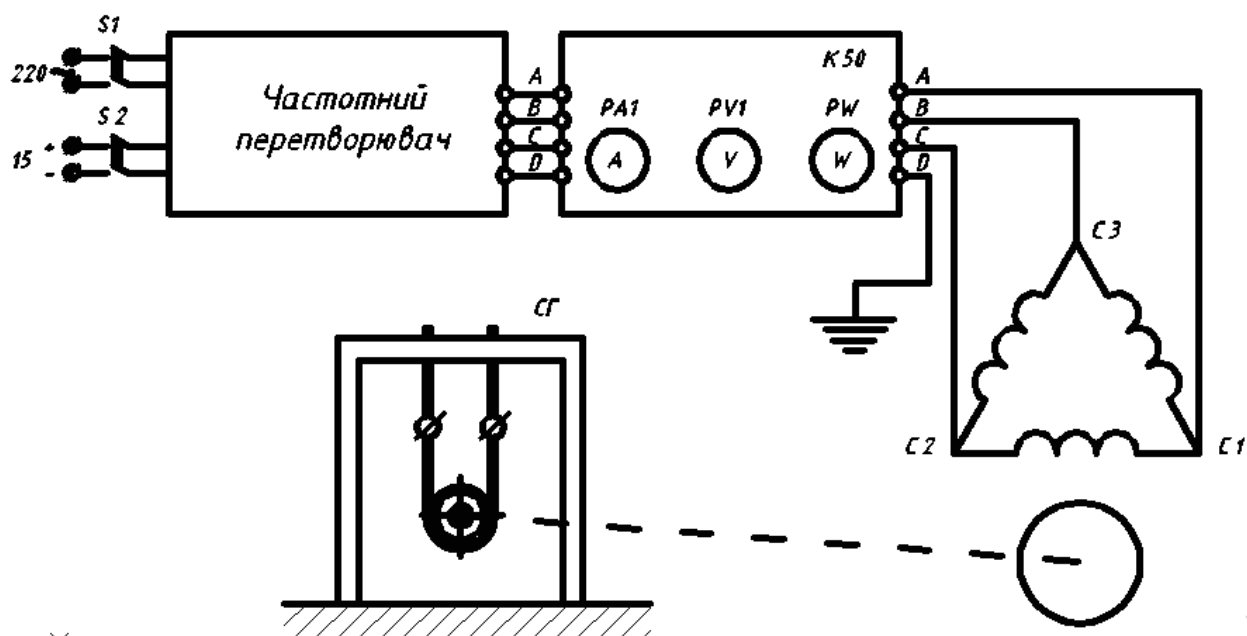


Рисунок 2.17 - Схема включення АД в системі частотного електроприводу для дослідження методом безпосереднього навантаження

2.9.2 Методика досліджень

Зняття даних та побудова робочих характеристик проводиться при частоті електричної мережі 50 Гц.

Замкнувши вимикачі S1, S2 та налаштувавши частотний перетворювач на частоту 50 Гц вмикається електричний двигун. Потім, за допомогою

стрічкового гальма створюється на валу електричного двигуна навантажувальний момент M_2 і він збільшується доти, поки струм у електричному колі статора не досягне значення $I_1 = 1,2I_{ном}$. При цьому приблизно через однакові інтервали струму I_1 знімаються показники приладів і вони заносяться у табл.2.3.

Перші показники приладів було знято у режимі холостого ходу $M_2 = 0$. Всього слід було зняти не менше п'яти показників, із них один повинен відповідати номінальному режиму $I_1 = I_{ном}$.

Таблиця 2.3 – Результати вимірювання та розрахунку характеристик асинхронного електричного двигуна при частоті 50 Гц

№ з/п	Результат вимірювання					Результат розрахунку				
	$U_1, В$	$I_1, А$	$P_1',$ под.	$n_2,$ об./хв	$M_2,$ Нм	$P_1, Вт$	$P_2, Вт$	$\eta, \%$	$\cos \varphi_1$	s

Після зняття даних було проведено наступні розрахунки:

- підведена до електричного двигуна потужність, Вт:

$$P_1 = P_1' \cdot C_w, \quad (2.1)$$

- корисна потужність електричного двигуна – потужність на валу, Вт:

$$P_2 = 0,105M_2 \cdot n_2, \quad (2.2)$$

де n_2 – частота обертання ротора електричного двигуна, об./хв.;

M_2 – навантажувальний момент, Нм;

C_w - ціна поділки ватметра, Вт/под.

Якщо M_2 – вимірюється в кг м, тоді:

$$P_2 = 0,103M_2 \cdot n_2. \quad (2.3)$$

Коефіцієнт корисної дії електричного двигуна знаходиться виразом:

$$\eta = \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \cdot 100\%. \quad (2.4)$$

Коефіцієнт потужності знаходиться за формулою:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{(\sqrt{3} \cdot U_1 \cdot I_1)}. \quad (2.5)$$

Коефіцієнт ковзання здійснюється за формулою:

$$s = \frac{(n_1 - n_2)}{n_1}. \quad (2.6)$$

За даними табл.2.3 будуються робочі характеристики електричного двигуна (на одній координатній сітці); I_1 , n_2 , M_2 , η , s , $\cos \varphi_1 = f(P_2)$, зразок яких представлено на рис.2.18.

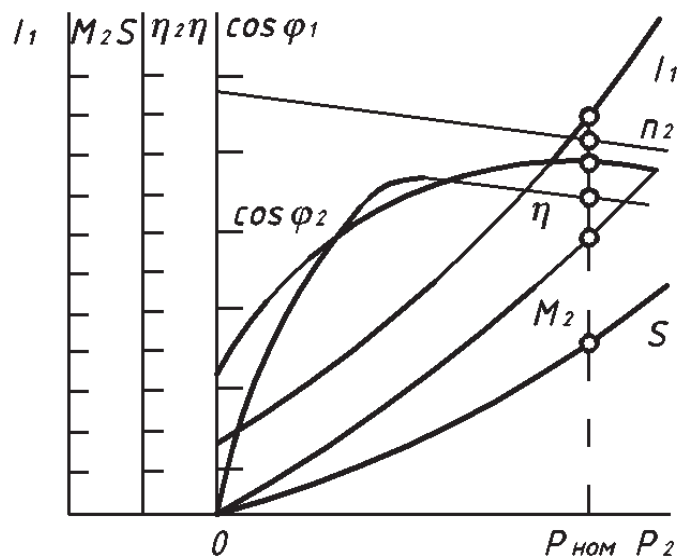


Рисунок 2.18 - Робочі характеристики асинхронного електричного двигуна

Дослідження режимів роботи асинхронного електродвигуна при частотах живлення 40 Гц та 60 Гц здійснюється за тією ж методикою, що й для частоти 50 Гц. Для цього необхідно лише встановити відповідне значення частоти на панелі керування частотного перетворювача. Усі подальші

операції, включаючи запуск двигуна, спостереження за параметрами, фіксацію показників струму, напруги та обертів, а також побудову механічних та енергетичних характеристик, виконуються аналогічно. Зміна частоти дозволяє оцінити вплив цього параметра на динаміку електропривода, його навантажувальні властивості та енергоспоживання.

Результати досліджень та розрахунків внесено в табл.2.4 та табл.2.5 відповідно.

Таблиця 2.4 – Результати вимірювання та розрахунку характеристик асинхронного електродвигуна при частоті 40 Гц

№ з/п	Результат вимірювання					Результат розрахунку				
	U_1, B	I_1, A	$P_1',$ под.	$n_2,$ об./хв	$M_2,$ Нм	$P_1, Вт$	$P_2, Вт$	$\eta, \%$	$\cos \varphi_1$	s

Таблиця 2.5 – Результати вимірювання та розрахунку характеристик асинхронного двигуна при частоті 60 Гц

№ з/п	Результат вимірювання					Результат розрахунку				
	U_1, B	I_1, A	$P_1',$ под.	$n_2,$ об./хв	$M_2,$ Нм	$P_1, Вт$	$P_2, Вт$	$\eta, \%$	$\cos \varphi_1$	s

За даними табл.2.4, табл.2.5 були побудовані робочі характеристики електричного двигуна (на одній координатній сітці);

$I_1, n_2, M_2, \eta, s, \cos \varphi_1 = f(P_2)$, подібно графікам які були побудовані при частоті живлення електромережі 50 Гц.

2.10 Висновки до другого розділу

Під час аналізу експериментальних результатів дослідження асинхронного електродвигуна першочергово необхідно здійснити порівняння отриманих даних номінального режиму роботи з паспортними характеристиками двигуна. Це дозволяє оцінити коректність проведеного експерименту та визначити рівень відповідності об'єкта дослідження заявленим технічним параметрам.

Подальший аналіз робочих характеристик передбачає інтерпретацію отриманих графіків. Зокрема, слід зазначити, що графік залежності струму від моменту навантаження не проходить через початок координат. Це пояснюється тим, що навіть у режимі холостого ходу електродвигун споживає певний струм – так званий струм холостого ходу. Його наявність обумовлена втратами на намагнічування та механічними втратами в самому двигуні, які існують навіть за відсутності навантаження.

Характеристика залежності частоти обертання ротора від навантаження має спадний характер. Із зростанням навантажувального моменту частота обертання зменшується, що зумовлено збільшенням ковзання. При цьому слід ураховувати, що нахил цієї характеристики до осі абсцис значною мірою визначається активним опором обмотки ротора. Чим більший опір, тим більшими є втрати енергії в роторі, відповідно зростає ковзання, яке прямо пропорційне величині втрат.

У зоні малих навантажень спостерігається знижене значення коефіцієнта потужності. Це пов'язано з тим, що при малих навантаженнях основну частину струму статора становить намагнічувальний компонент, який має значний фазовий зсув відносно напруги (наближений до 90°). Через

це активна складова струму є незначною, що спричиняє зменшення коефіцієнта потужності. Така особливість є характерною для асинхронних двигунів і повинна враховуватись при їх експлуатації у частотному електроприводі.

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						77
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

3 РОЗРАХУНКИ, ЩО ПІДТВЕРДЖУЮТЬ ПРАЦЕЗДАТНІСТЬ СТЕНДУ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ЧАСТОТНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

3.1 Вибір електричного двигуна для дослідження

Припливні електричні вентилятори, як правило, встановлюються у вентиляційних камерах виробничих приміщень, де навколишнє середовище не містить агресивних або вибухонебезпечних домішок. У таких умовах допускається застосування електродвигунів загального призначення, зокрема серії АІР, виконаних відповідно до стандарту УЗ із ступенем захисту ІР54. Це означає, що двигун захищений від проникнення пилу у кількості, що не порушує нормальне функціонування, а також від бризок води з будь-якого напрямку. Конструктивне виконання двигуна - М1081 - передбачає горизонтальне розміщення на лапах, що є типовим для обладнання такої категорії.

Для проведення досліджень було обрано електродвигун типу АІР-56А2УЗ, що відповідає зазначеним вимогам за рівнем надійності, доступності та параметрами енергоспоживання. Двигун призначений для використання в умовах нормального пилового середовища та при стабільному температурному режимі, характерному для вентиляційних систем.

Основні технічні характеристики електродвигуна АІР-56А2УЗ: номінальна потужність становить 180 Вт, що забезпечує ефективну роботу приводу вентилятора середньої продуктивності; коефіцієнт корисної дії (ККД) - 65%, що є типовим показником для електродвигунів такого класу. Частота обертання ротора дорівнює 3000 об/хв, що відповідає двополюсному виконанню при живленні від мережі змінного струму частотою 50 Гц. Номінальний струм становить 0,55 А. Двигун працює в тривалому режимі (S1), що передбачає безперервну експлуатацію без перевантажень при встановленому тепловому режимі.

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						78
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Таким чином, двигун АІР-56А2У3 є технічно обґрунтованим вибором для проведення лабораторних досліджень у системі частотного керування, а також може бути використаний у системах припливної вентиляції як в побуті, так і в промислових умовах.

3.2 Розрахунок потужності споживання блоку управління

Для визначення сумарної потужності, яку споживає блок управління, необхідно провести аналіз усіх елементів, що входять до його складу, та обчислити загальне енергоспоживання шляхом підсумовування потужностей кожного з них. До таких елементів належать мікроконтролери, драйвери, дисплей, стабілізатори напруги, елементи індикації та керування, а також допоміжні електронні компоненти. Потужність кожного елемента визначається добутком напруги живлення на номінальний струм споживання.

Розрахунок виконується за формулою:

$$P_{\text{заг}} = \sum (U_i \times I_i),$$

де U_i - номінальна напруга живлення i -го елемента, I_i - струм, який споживає цей елемент.

Таким чином, після визначення струмів споживання для кожного елемента згідно з технічною документацією або паспортними даними, можна визначити загальну потужність блоку управління, що дозволить обґрунтовано підібрати джерело живлення, яке має достатній енергетичний резерв для стабільної роботи всієї системи [12].

Відповідно було отримано:

$$P = \sum_{i=1}^n k \cdot P_i, \quad (3.2)$$

де P – сумарна потужність приладу, Вт;

n – кількість різних типів елементів, шт.;

k – кількість однотипних елементів, шт,

P_i – потужність першого елемента, Вт.

Згідно потужності вибраного електродвигуна АД $P_{AD} = 180$ Вт.

Споживана потужність мікроконтролерами знаходиться за виразом:

$$P = U_{жс} \cdot I_{сн} \quad (3.2)$$

де $I_{сн}$ – струм споживання DD1, $I_{сн} = 400$ мкА;

$U_{жс} = 5$ В – напруга живлення мікроконтролера DD1.

Підставивши значення було отримано:

$$P_{DD1} = 5 \cdot 400 \cdot 10^{-6} = 0,0020 \text{ Вт.}$$

Потужність на мостовому трьохфазному драйвері знаходиться за формулою (3.2). Відповідно до паспортних даних DD2 $U_{жс} = 15$ В $I_{сн} = 400$ мА.

Підставивши значення було отримано:

$$P_{DD2} = 15 \cdot 400 \cdot 10^{-3} = 6 \text{ Вт.}$$

Потужність, що споживається мікроконтролером DD3 визначається аналогічно за формулою (2.2). Напруга живлення DD3 складає $U_{жс} = 5$ В і струм споживання - $I_{сн} = 400$ мкА.

Підставивши значення було отримано:

$$P_{DD3} = 5 \cdot 400 \cdot 10^{-6} = 0,0020 \text{ Вт.}$$

Споживана потужність індикатором знаходиться за формулою (3.2). Напруга живлення індикатора рівна $U_{жс} = 5$ В та струм споживання - $I_{сн} = 1,5$ мА згідно паспортних даних.

Підставивши значення було отримано:

$$P_{LCD1} = 5 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} = 0,0075 \text{ Вт.}$$

Споживана потужність резисторами знаходиться за формулою:

$$P_R = \sum P_R = P_R \cdot n; \quad (3.3)$$

Тоді:

$$P_{Rn} = 0,125 \cdot 27 = 3,375 \text{ Вт.}$$

Потужність, що виділяється на вихідних каскадах ключів VT1 та VT6: напруга комутації ключів складає $U_{ком} = 7...15$ В, а струм споживання - $I_{сн} = 0,1$ мкА. Тоді:

$$P_{BK} = U_{ком} \cdot I_{сн}, \quad (3.4)$$

$$P_{BK1} = 12 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 0,0000012 \text{ Вт},$$

$$\sum P_{BK} = P_{BK1} \cdot n,$$

$$\sum P_{BK} = 0,0000012 \cdot 6 = 0,000007 \text{ Вт}.$$

За формулою (3.2) знаходиться потужність діодів VD1-VD3:

$$P_{Vdn} = P_{Vd} \cdot n, \quad (3.5)$$

$$P_{VD} = 15 \cdot 400 \cdot 10^{-3} = 6 \text{ Вт},$$

$$P_{VD1-3} = 6 \cdot 3 = 18 \text{ Вт}.$$

Потужність, що споживається діодами VD4-VD9 знаходиться за формулою (3.2) та врахувавши, що $I_{сн}$ - це струм відкриття ключів VT було отримано:

$$P_{VD} = 25 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} = 0,0000025 \text{ Вт},$$

$$P_{VD4-9} = 0,0000025 \cdot 6 = 0,0000150 \text{ Вт}.$$

Сумарна потужність споживання пристроєм керування складає:

$$P = P_{AD} + \sum P_{DDn} + P_{LCD1} + \sum P_R + P_{BK} + \sum P_{VDn}, \quad (3.6)$$

Тоді:

$$P = 180 + 6,013 + 0,0075 + 3,375 + 0,000009 + 18,0000150 \approx 205 \text{ Вт}.$$

3.3 Розрахунок мікросхеми стабілізатора

Для забезпечення стабілізованої напруги 15 В при струмі навантаження до 1 А доцільно використовувати інтегральний стабілізатор типу 7815В 1А. Такий стабілізатор здатен працювати при вхідній напрузі в межах 18...35 В і забезпечує вихідну напругу 15 В $\pm 0,1$ В, що цілком

відповідає вимогам до вузла живлення. Максимально допустимий струм навантаження становить 1 А, а потужність, що може розсіюватися на корпусі стабілізатора без додаткового охолодження, дорівнює 10 Вт. Завдяки високій надійності та простоті використання, стабілізатор 7815В є оптимальним вибором для даного застосування.

Електрична схема стабілізатора DD5 показана на рис.3.1.

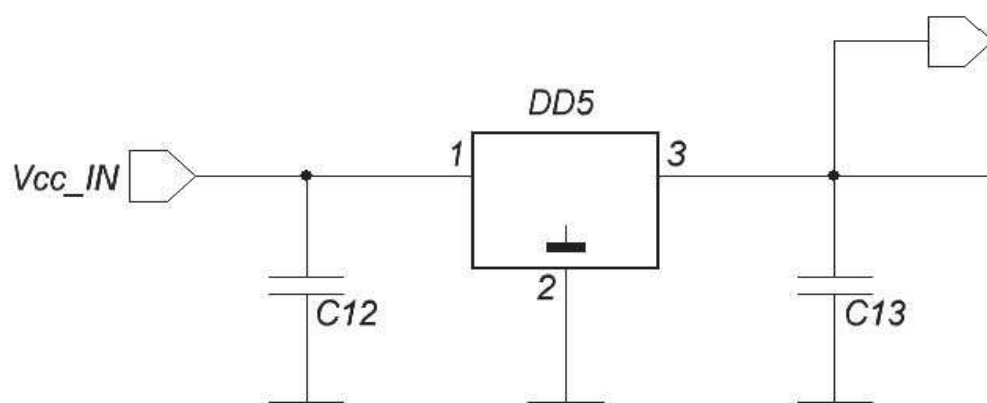


Рисунок 3.1 – Схема стабілізатора DD5

Для зменшення пульсацій напруги після стабілізатора доцільно застосовувати фільтрувальні конденсатори. У даному випадку були обрані керамічні конденсатори типу K10-17 з ємністю 100 нФ і номінальною напругою 50 В, що забезпечує ефективне згладжування високочастотних завад і стабільну роботу вузла живлення.

Щодо стабілізатора DD6, для реалізації другої стабілізованої лінії живлення було обрано інтегральний стабілізатор з такими технічними характеристиками:

- максимальний вихідний струм: $I_{\text{max}} = 1,5 \text{ А}$;
- діапазон входної напруги: $U_{\text{вх}} = 15 \dots 36 \text{ В}$;
- стабілізована вихідна напруга: $U_{\text{вих}} = 6 \text{ В} \pm 0,1 \text{ В}$.

Зазначений стабілізатор здатен забезпечити живлення для мікросхем логіки, мікроконтролерів або індикаторів, які потребують напруги 6 В з

високою точністю і низьким рівнем шуму, що відповідає умовам експлуатації даної електронної системи.

Електрична схема стабілізатора наведена на рис.3.2.

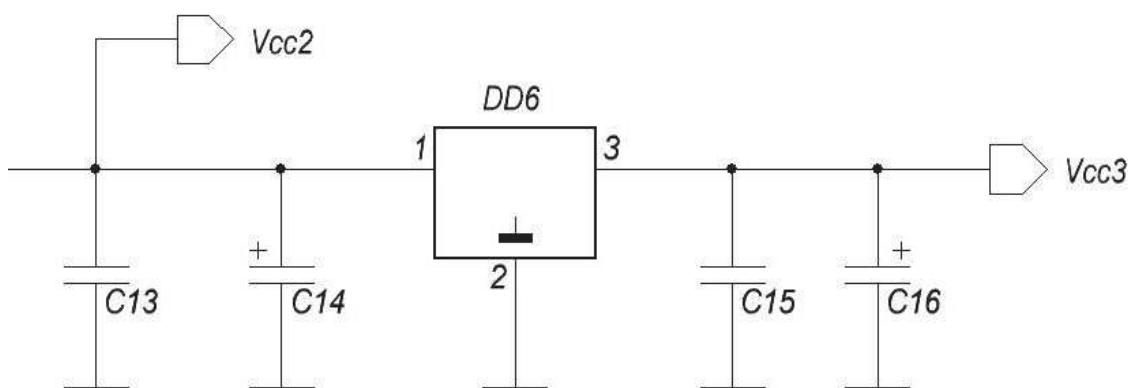


Рисунок 3.2 – Схема стабілізатора DD6

На основі заданих технічних параметрів для забезпечення стабільного живлення низьковольтних вузлів керування було обрано інтегральний стабілізатор напруги типу 7805В з максимально допустимим струмом навантаження 1,5 А. Цей стабілізатор забезпечує вихідну напругу 5 В із високим рівнем стабільності, що відповідає вимогам до мікроконтролерів та інших цифрових компонентів. Потужність, що розсіюється на корпусі стабілізатора, при максимальних робочих умовах становить $P_{\max} = 10$ Вт, тому в разі потреби слід передбачити теплоотвід.

Для згладжування пульсацій та забезпечення фільтрації високочастотних завад на вході та виході стабілізатора було застосовано відповідні конденсатори. Зокрема, конденсатори C13 та C15 типу K50-16 ємністю 100 нФ використовуються як фільтрувальні елементи для зменшення високочастотних складових. Додатково встановлені конденсатори C14 та C16 типу K62-16 з ємністю 220 нФ, які забезпечують стабільну роботу стабілізатора при змінних навантаженнях та покращують динамічну характеристику виходу.

Таке поєднання елементів забезпечує надійність та ефективність

роботи вузла стабілізації в умовах змінних електричних навантажень.

3.4 Розрахунок навантажувального моменту на валу електричного двигуна

Вихідні дані до розрахунку:

- $D=70$ мм,
- $F_1=0,5$ Нм,
- $F_2=1,75$ Нм.

Прикладом фрикційного пристрою для гальмування може бути стрічкове гальмо. Навантажувальний момент M_2 буде знаходитися за показниками динамометрів F_1 і F_2 (Нм):

$$M_2=0,5D*(F_2-F_1) \quad (3.7)$$

де D -діаметр шківa, м.

Якщо шкали двох динамометрів відградуйовані в кілограмах, то у вираз (3.7) слід ввести коефіцієнт 9,81. Виходячи з цього було отримано:

$$M_2 = 0,5 \cdot 0,7 \cdot 9,81(1,75 - 0,5) = 4,29 \text{ Нм.}$$

Навантажувальний момент на валу електричного двигуна складає 4,29 Нм.

3.5 Розрахунок силової частини трьохфазного силового випрямляча для частотного перетворювача

Трифазний мостовий керований випрямляч може бути реалізований за несиметричною схемою, яка включає три керовані напівпровідникові елементи - тиристори (VS1, VS2, VS3) - та три некеровані діоди (VD1, VD2, VD3), як показано на рисунку 3.4, а. Така топологія схеми знайшла широке застосування у випрямлячах порівняно невеликої потужності, зокрема в пристроях живлення та управління промисловим і побутовим

електрообладнанням.

У випадку живлення активно-індуктивного навантаження зміна кута керування тиристорами призводить до деформації форми випрямленої напруги. Графік напруги випрямленого сигналу для такої схеми подано на рисунку 3.4, б. Особливістю несиметричної схеми є відсутність негативних ділянок у формі випрямленої напруги U_d навіть при значних кутах керування α , що відрізняє її від симетричних мостових схем.

У момент, коли напруга живлення фази тиристора VS1 переходить через нуль і позитивна напівхвиля ще не досягла порогу для включення наступного тиристора (наприклад, VS2), попередній тиристор (VS1) продовжує проводити струм через відповідний діод (VD1) тієї ж фази. Таким чином, навантаження опиняється зашунтованим одночасно тиристором і діодом однієї фази, в результаті чого на ньому встановлюється нульова напруга. Такий інтервал триває до моменту увімкнення наступного тиристора (VS2), тобто протягом фази затримки включення.

У структурі випрямленої напруги з'являються паузи – періоди, коли тиристори не проводять струм, а навантаження відключене від джерела. Це зумовлює імпульсний характер випрямленої напруги та зниження її середнього значення зі збільшенням кута керування α . У граничному випадку, при досягненні певного критичного значення кута α , усі тиристори виявляються заблокованими, і випрямлена напруга на навантаженні падає до нуля.

Середнє значення випрямленої напруги U_d для повного діапазону регулювання кута керування визначається аналітичним виразом:

$$U_{da} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}. \quad (3.8)$$

Особливістю функціонування трифазного керованого випрямляча при живленні активно-індуктивного навантаження є складність повного вимкнення тиристорів у межах певного діапазону кута керування $\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi$.

У таких умовах, навіть при знятті керуючих імпульсів, повне блокування всіх трьох тиристорів не завжди досягається.

Зокрема, після припинення подачі керуючого сигналу зазвичай відбувається примусове вимкнення лише двох тиристорів, у той час як третій тиристор залишається у відкритому стані. Це зумовлено дією електрорушійної сили (ЕРС) самоіндукції, яка виникає в індуктивному навантаженні. В результаті залишковий струм, створений ЕРС індуктивності, продовжує протікати через відкритий тиристор, підтримуючи його у провідному стані.

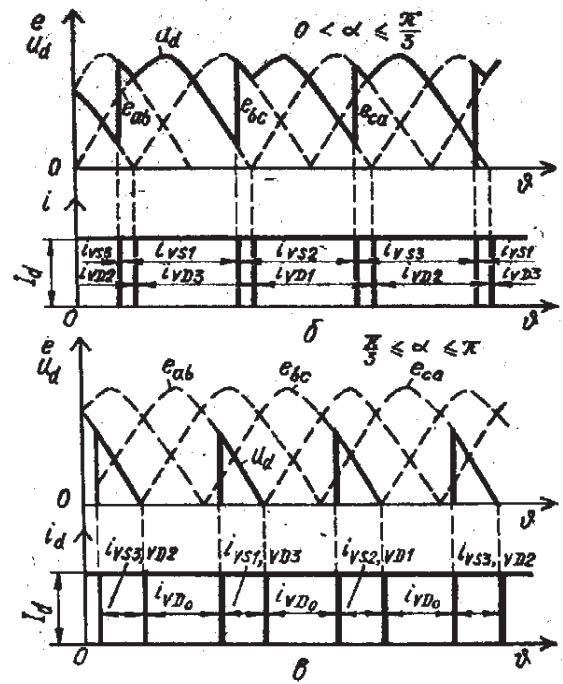
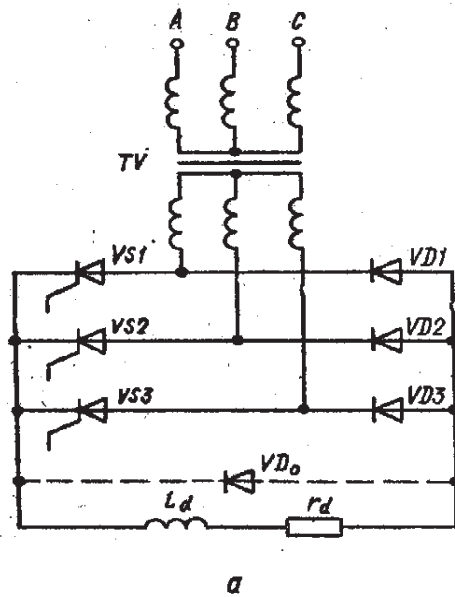
Такий режим роботи призводить до суттєвих обмежень у можливості ефективного регулювання випрямленої напруги. Зокрема, зменшується діапазон регулювання - неможливо досягти мінімального або нульового рівня напруги на навантаженні. Крім того, це ускладнює узгодження тиристорів за струмовими характеристиками, оскільки вони перебувають у провідному стані довше, ніж передбачено, що може призвести до їх перегріву та зниження надійності.

З технічної точки зору, така поведінка схеми свідчить про необхідність застосування додаткових засобів комутації або пристроїв примусового вимкнення тиристорів у випадках, коли потрібно забезпечити повне роз'єднання навантаження, особливо в системах з високим індуктивним опором (рис.3.4).

З метою підвищення ефективності роботи трифазного керованого випрямляча в його схему вводять так званий нульовий діод (VDo), основною функцією якого є шунтування індуктивного навантаження в моменти, коли тиристири повинні перейти в закритий стан. Наявність такого шунтуючого вентиля дозволяє створити альтернативний шлях для розрядки енергії, накопиченої в індуктивності навантаження, у вигляді струму, що протікає через VDo. Завдяки цьому забезпечується ефективне вимкнення тиристорів, що неможливо реалізувати лише за рахунок природної комутації у схемі без

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						86
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

ДОДАТКОВИХ ЕЛЕМЕНТІВ.



1- схема; а - часові діаграми струмів і напруг; б - при активно-індуктивному навантаженню ($r_a = 0$; $L_a = 0$; $L_d = \infty$) без нульового діода; з нульовим діодом.

Рисунок 3.4 – Трифазний несиметричний мостовий випрямляч:

Таким чином, введення нульового діода усуває негативний вплив самоіндукції на процес комутації, запобігаючи утриманню тиристорів у провідному стані після зняття керуючих імпульсів. Це дозволяє реалізувати повний діапазон регулювання випрямленої напруги відповідно до аналітичного виразу (3.8), зокрема забезпечити зменшення напруги до мінімальних значень, що критично важливо для широкого застосування у керуванні електроприводами.

Вихідні дані:

- номінальне, мінімальне, максимальне значення фазної напруги електромережі живлення: $E_{1\text{ном}} = 110 \text{ В}$; $E_{1\text{мін}} = 93,5 \text{ В}$; $E_{1\text{макс}} = 126,5 \text{ В}$;
- номінальне значення вихідної напруги складає $U_{d\text{ном}} = 220 \text{ В}$;
- частота електромережі живлення рівняється $f_c = 1000 \text{ Гц}$;

Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата

БРМА25.00.00.000 ПЗ

Арк.
87

- максимальний і мінімальний струм навантаження випрямляча є рівним $I_{d \min} = 8 \text{ A}$; $I_{d \max} = 12 \text{ A}$;
- амплітуда основної гармоніки пульсації вихідної напруги складає $U(1)_m \leq 0,5 \text{ V}$;
- діапазон регулювання вихідної напруги є рівним $U_{d \min} = 187 \text{ V}$; $U_{d \max} = 253 \text{ V}$;
- температура навколишнього середовища рівняється $T_{c^\circ \max} = 323 \text{ K} / +50^\circ\text{C}$; $T_{c^\circ \min} = 233 \text{ K} / -40^\circ\text{C}$.

Ці параметри дозволяють здійснити повноцінний аналіз роботи випрямляча в умовах змінного навантаження, враховуючи температурні і напругові коливання, забезпечуючи надійне функціонування в реальних експлуатаційних умовах.

3.6 Розрахунок силової частини випрямляча

Розрахунок силової частини випрямляча здійснюється з урахуванням вимог до підвищення коефіцієнта потужності, покращення режимів роботи силових елементів та спрощення схеми керування. З цією метою силова частина реалізована за мостовою несиметричною схемою, яка включає три керовані тиристори та один нульовий діод. Така конфігурація дозволяє забезпечити ефективне керування випрямленою напругою при збереженні мінімальної кількості елементів керування, що сприяє підвищенню надійності системи та зменшенню її вартості.

З метою зниження рівня пульсацій на виході випрямляча та забезпечення стабільної роботи навантаження, у схемі застосовано Г-подібний LC-фільтр, що складається з послідовного дроселя та паралельного конденсатора. Такий фільтр формує жорстку зовнішню характеристику випрямляча, що є особливо важливим при роботі з індуктивними навантаженнями, а також знижує амплітуду пульсацій випрямленої напруги.

Крім того, наявність дроселя позитивно впливає на режим роботи силового трансформатора та вентилів, обмежуючи пускові струми та знижуючи втрати.

Для гальванічної ізоляції між силовою частиною випрямляча та схемою керування використовуються оптоелектронні тиристори (оптотиристори), які забезпечують безпечну передачу керуючих імпульсів без електричного контакту, підвищуючи захищеність керувального мікроконтролера від перенапруг.

При побудові часових діаграм напруги на виході випрямляча та струмів у тиристорах і діодах було прийнято спрощення: силовий трансформатор і вентиля вважаються ідеальними, а індуктивність фільтрувального дроселя приймається сталою і дорівнює $\angle \Phi \rightarrow \infty$. Тимчасові характеристики розглядаються для роботи на навантаження типу RL, а керування здійснюється з кутами відсічки $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$, що дозволяє здійснити регулювання середнього значення напруги в заданих межах.

Запропонована конфігурація силової частини випрямляча забезпечує надійну та ефективну роботу пристрою у складі системи частотного електропривода з асинхронним електродвигуном.

Коефіцієнт зміни напруги живлення розраховується за наступними рівняннями:

$$a_c = \frac{E_{1\max}}{E_{1ном}}, \quad (3.9)$$

$$a_c = \frac{126}{110} = 1,15,$$

$$b_c = \frac{E_{1\min}}{E_{1\max}}, \quad (3.10)$$

$$b_c = \frac{93,5}{110} = 0,85.$$

Активний опір і індуктивність трансформатора знаходяться за наступними формулами:

$$R_a = K_r \frac{U_{\infty \max}}{I_{\infty \max} f_c B_m} \sqrt[4]{\frac{S f_c B_m}{U_{\infty \max} I_{\infty \max}}}, \quad (3.11)$$

$$L_a = K_l \cdot \frac{S \cdot U_{\infty \max}}{I_{\infty \max} \cdot f_c \cdot B_m} \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{S \cdot f_c \cdot B_m}{U_{\infty \max} \cdot I_{\infty \max}}}}, \quad (3.12)$$

де K_r, K_l - розрахункові коефіцієнти, які залежать від самої схеми випрямляча, характеру навантаження та способу поєднання обмоток трансформатора.

Підставивши значення було отримано:

$$R_a = 2,5 \frac{253}{12 \cdot 1000 \cdot 1,5} \cdot \sqrt[4]{\frac{3 \cdot 1000 \cdot 1,5}{253 \cdot 12}} = 0,0387 \text{ Ом},$$

$$L_a = 1 \cdot 10^{-3} \frac{3 \cdot 253}{12 \cdot 1000 \cdot 1,5} \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{\frac{3 \cdot 1000 \cdot 1,5}{253 \cdot 12}}} = 0,0382 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Для мостового трьохфазного випрямляча, що працює на RL-навантаження буде рівним:

- при з'єднанні обмоток за типом зірка/зірка, трикутник/зірка - $K_r = 2,5$; $K_l = 1 \cdot 10^{-3}$;

- B_m - максимальна індукція в осерді трансформатора;

- S - кількість стержнів трансформатора, на яких розміщуються обмотки, $S = 3$.

При використанні холоднокатаних сталей при габаритній потужності трансформатора до $2500 \text{ В} \cdot \text{А}$ стрічкових осердь і максимальну індукцію було прийнято $1,5 \dots 1,7 \text{ Тл}$, при $f_c = 50 \text{ Гц}$.

На активному опорі трансформатора при мінімальному і максимальному струмі навантаження падіння напруги визначають із наступного виразу:

$$\Delta U_{\alpha \min} = 2 \cdot I_{\alpha \min} \cdot R_a, \quad (3.13)$$

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк. 90
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Підставивши значення у формулу (3.13) було отримано:

$$\Delta U_{\alpha \min} = 2 \cdot 8 \cdot 0,0387 = 0,619B,$$

$$\Delta U_{\alpha \max} = 2 \cdot 12 \cdot 0,0387 = 0,928B.$$

Витрати (падіння) напруги, що виникають у випрямленій напрузі внаслідок комутаційних процесів у вентилях, визначаються як функція струму навантаження та параметрів схеми випрямлення. При мінімальному та максимальному струмі навантаження ці втрати розраховуються за формулою:

$$\Delta U_{x \min} = 3 \cdot I_{\alpha \min} \cdot f_c \cdot L_a, \quad (3.14)$$

Підставивши значення у формулу (3.14) було отримано:

$$\Delta U_{x \min} = 3 \cdot 8 \cdot 1000 \cdot 0,0382 \cdot 10^{-3} = 0,917B,$$

$$\Delta U_{x \max} = 3 \cdot 12 \cdot 1000 \cdot 0,0382 \cdot 10^{-3} = 1,375B.$$

Падіння напруги на активному опорі дроселя фільтра при мінімальному і максимальному навантаженні орієнтовно знаходять за наступною формулою:

$$\Delta U_{\partial p \min} = R_{\partial p} \cdot I_{\alpha \min}, \quad (3.15)$$

де $R_{\partial p}$ - активний опір обмотки дроселя;

Підставивши значення у формулу (3.15) було отримано:

$$\Delta U_{\partial p \min} = 0,28 \cdot 8 = 2,24B,$$

$$\Delta U_{\partial p \max} = 0,028 \cdot 12 = 3,36B.$$

У діапазоні потужності в навантаженні, яка лежить в проміжку 100...10000 Вт в процесі попереднього розрахунку було прийнято:

$$R_{\partial p} = /0,025...0,1 / R_{\alpha}$$

при $f_c = 50 \text{Гц}$,

де $R_{\alpha} = \frac{U_{\alpha n}}{I_{\alpha n}}$ - номінальний опір навантаження самого випрямляча.

Менші значення $R_{\partial p}$ вибирають при більших значеннях потужності в

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк. 91
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

навантаженні. Тоді в цьому прикладі опір буде складати:

$$R_{\delta} = \frac{220}{12} = 18,3 \text{ Ом}.$$

Було прийнято $R_{op} = 0,015 \cdot R_{\alpha} = 0,015 \cdot 18,3 = 0,28 \text{ Ом}$.

Середнє максимальне значення напруги, що випрямлена з врахуванням її втрат на елементах буде визначатися із виразу:

$$U'_{\alpha \max} = U_{\alpha \max} + \Delta U_{\alpha \max} + \Delta U_{x \max} + \Delta U_{op \max} + U_m + U_{\delta}, \quad (3.16)$$

де U_m , U_{δ} - середнє значення безпосереднього падіння напруги на тиристорі та на діоді випрямляча.

Підставивши значення у формулу було отримано:

$$U'_{\alpha \max} = 253 + 0,928 + 1,375 + 3,36 + 2 + 1 = 261,66 \text{ В}.$$

Під час попереднього розрахунку падіння напруги на тиристорі та діоді було прийнято $U_m = 2 \text{ В}; U_{\delta} = 1 \text{ В}$. Після вибору вентилів значення напруг U_m , U_{δ} слід уточнювати.

Максимальна, мінімальна та номінальна напруги вторинної обмотки трансформатора знаходяться за виразом:

$$E_{2 \min} = \frac{2\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U'_{\alpha \max}}{1 + \cos \alpha_{\min}}, \quad (3.17)$$

де $\alpha_{\min} = 20^{\circ}$ - мінімальний кут регулювання, забезпечуючий роботу самого випрямляча на крутій ділянці регульовальної характеристики.

Підставивши значення у формулу (3.17) було отримано:

$$E_{2 \min} = \frac{2 \cdot 3,14}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{261,66}{1 + 0,94} = 115,3 \text{ В},$$

Відповідно:

$$E_{2 \text{ ном}} = \frac{E_{2 \min}}{b_c}, \quad (3.18)$$

Тоді:

$$E_{2 \text{ ном}} = \frac{115,3}{0,85} = 135,6 \text{ В},$$

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						92
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

Якщо:

$$E_{2\max} = E_{2\text{ном}} \cdot a_c, \quad (3.19)$$

Відповідно:

$$E_{2\max} = 135,6 \cdot 1,15 = 155,95B.$$

Середнє мінімальне значення випрямленої напруги на виході самого випрямляча /на вході фільтра знаходиться за наступною формулою:

$$U'_{\alpha\min} = U_{\alpha\min} + \Delta U_{\alpha\min} + \Delta U_{x\min} + \Delta U_{\text{др}\min} + U_m + U_\delta, \quad (3.20)$$

Підставивши значення у формулу (3.20) було отримано:

$$U'_{\alpha\min} = 187 + 0,619 + 0,916 + 2,24 + 2 + 1 = 193,76B.$$

Максимальний кут керування знаходиться із співвідношення:

$$\alpha_{\max} = \arccos\left(\frac{2 \cdot \pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{U'_{\alpha\min}}{E_{2\max}} - 1\right), \quad (3.21)$$

Тоді:

$$\alpha_{\max} = \arccos\left(\frac{2 \cdot 3,14}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{187}{155,4} - 1\right) = 86,6^\circ.$$

Середнє випрямлене значення напруги на вході фільтра і кут керування у номінальному режимі роботи випрямляча знаходиться із формули:

$$U'_{\alpha\text{ном}} = U_{\alpha\text{ном}} + \Delta U_{x\max} + \Delta U_{\alpha\max} + \Delta U_{\text{др}} + U_m + U_\delta. \quad (3.22)$$

Підставивши значення було отримано:

$$U'_{\alpha\text{ном}} = 220 + 1,375 + 0,928 + 3,46 + 2 + 1 = 228,66B.$$

Відповідно:

$$\alpha_{\text{ном}} = \arccos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot U'_{\alpha\text{ном}}}{3\sqrt{6} \cdot E_{2\text{ном}}} - 1\right). \quad (3.23)$$

Тоді:

$$\alpha_{\text{ном}} = \arccos\left(\frac{2 \cdot 3,14 \cdot 228,66}{3\sqrt{6} \cdot 131,18} - 1\right) = 60,6^\circ.$$

Середнє значення випрямленої напруги на вході фільтра і кут керування в режимі, відповідному мінімальній напрузі на навантаженні та

максимальному струмовому навантаженню нульового вентиля складе:

$$U_{\alpha 0} = 187 + 0,928 + 1,375 + 3,36 + 2 + 1 = 195,66B,$$

Відповідно:

$$\alpha_0 = \arccos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot U_{\alpha 0}}{3\sqrt{6} \cdot E_{2\max}} - 1\right) = \arccos\left(\frac{2 \cdot 3,14 \cdot 195,66}{3\sqrt{6} \cdot 155,94} - 1\right) = 83,75^\circ.$$

Середній струм діодів і тиристорів випрямляча в режимі навантаження максимального / режим $E_{2\min}, U_{\alpha\max}, I_{\alpha\max}$ / при $\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi$ і наявності нульового вентиля знаходиться із залежності:

$$I_{am} = I_{a\partial} = I_{\alpha\max} \frac{\pi - \alpha}{2\pi}, \quad (3.24)$$

Підставивши значення було отримано:

$$I_{am} = 12 \cdot \frac{180 - 83,75}{2 \cdot 180} = 3,2A.$$

Зворотна напруга на вентилях випрямляча знаходиться наступним чином:

$$U_{звор.\max} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot E_{2\max}. \quad (3.25)$$

Підставивши значення було отримано:

$$U_{звор.\max} = \sqrt{6} \cdot 150,86 = 369,5B.$$

Використовуючи довідникові дані було обрано:

а) оптроні тиристори типу ТО 125-10-5 з характеристиками:
 $U_{a.\partialоп} = 500B$; $U_{роб} = 0,8 \cdot U_{a.\partialоп} = 0,8 \cdot 400 = 320B$; $I_{a.\partialоп} = 10A$; $I_{a.\partialіюч} = 15,7A$;
 $R_T = 4,7 \cdot 10^{-3} Ом$; $U_T = 1,14B$; $I_{кер} = 0,1A$; $U_{кер} = 3B$; $t_{вкл} = 10Mкс$;

б) діоди типу ВЧ2-160-5 з характеристиками: $U_{звор} = 500B$;
 $I_{a.\partialоп} = 160A$; $U_\partial = 1,3B$; $R_\partial = 0,9 \cdot 10^{-3} Ом$.

Потужність статичних втрат у тиристорі буде рівною:

$$P_T = U_T \cdot I_{am} + I_{am.\partialіюч}^2 \cdot R_T, \quad (3.26)$$

Підставивши значення у формулу (3.26) було отримано:

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк. 94
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

$$P_T = 1,4 \cdot 6,93^2 + 13,4 \cdot 10^{-3} = 6,18 \text{ Вт}.$$

Відповідно потужність статичних втрат у діоді складає:

$$P_T = 1 \cdot 4 + 6,93^2 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3} = 4 \text{ Вт}.$$

А також потужність статичних втрат у нульовому вентилі складає:

$$P_o = 1 \cdot 3,437 + 5,34 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3} = 3,43 \text{ Вт}.$$

Відповідно до розрахованих значень потужності втрат у силових вентилях (тиристорах і діодах), а також з урахуванням максимальної температури навколишнього середовища, визначається необхідна площа поверхні тепловідведення. З метою забезпечення ефективного охолодження та підтримання допустимого теплового режиму елементів, прийнято рішення застосовувати ребристі односторонні радіатори, призначені для природного (безпримусового) повітряного охолодження.

Такий тип радіаторів забезпечує відведення тепла завдяки збільшеній площі поверхні, що контактує з повітрям, і дозволяє підтримувати робочу температуру вентилів у межах допустимих значень. Площа радіаторів підбирається на основі теплового балансу, що включає тепловий опір системи, температуру навколишнього середовища та максимальну теплову потужність, яку необхідно розсіяти. У подальшому на основі паспортних даних вентилів і каталожних характеристик радіаторів виконується конкретний підбір типорозміру й геометрії тепловідвідних елементів.

Площа теплового відводу радіатора для тиристора визначається із формули:

$$S_T \geq \frac{P_T}{K_T \left[\left(T_{p-n,max}^{\circ} - T_{c,max}^{\circ} \right) - P_T (R_{t-k} + R_{tk-T}) \right]}, \quad (3.27)$$

де $K_T = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} / ^{\circ} \text{C} \cdot \text{см}^2$ - коефіцієнт тепловіддачі, який залежить від ступеня воронування тепловідводу, матеріалу та конструкції.

Підставивши значення у формулу (3.27) було отримано:

$$S_T \geq \frac{6,18}{0,8 \cdot 10^{-3} [(4,72)]} = 1 \cdot 10^3 \text{ см}^2.$$

При нормальному тиску та природному охолодженні коефіцієнт тепловіддачі рівняється $K_T = (0,5 \dots 1,0) \cdot 10^{-3} \text{ Вт} / ^\circ \text{C} \cdot \text{см}^2$.

Для ребристого воронованого алюмінієвого тепловідводу коефіцієнт тепловіддачі складає $K_T = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} / ^\circ \text{C} \cdot \text{см}^2 \frac{n!}{r!(n-r)!}$.

Максимальна робоча температура переходу $T_{p-n.\max}$ з метою надійності приймається на $10 \dots 20 ^\circ \text{C}$ меншою ніж $T_{p-n.\text{доп}}$.

Тепловий опір між корпусом та тепловим відводом R_{tk-T} залежить від чистоти обробки поверхні, наявності змащування прокладок і сили, що притискує вентиль до теплового відводу лежить в межах $0,1 \dots 1,0 ^\circ \text{C} / \text{Вт}$. Його величину було прийнято рівною $R_{tk-T} = 0,5 ^\circ \text{C} / \text{Вт}$. Для зменшення теплового контактного опору поверхні радіатора і вентиля місця контакту змащують спеціальною теплопровідною пастою КТП-8.

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги на навантаженні з основної гармоніки знаходиться за формулою:

$$K_n(1) = \frac{U(1)_m}{U_{d \min}}, \quad (3.28)$$

Тоді:

$$K_n(1) = \frac{0,5}{193,76} = 2,5 \cdot 10^{-3}.$$

Коефіцієнт згладжування фільтра визначається за формулою:

$$K_{згл} = \frac{K'_n(1)}{K_n(1)}, \quad (3.29)$$

$$K_{згл} = \frac{0,72}{2,5 \cdot 10^{-3}} = 288.$$

При цьому будемо вважати, що коефіцієнт передачі фільтром

постійної складової випрямленої напруги дорівнює одиниці. Тоді отримаємо:

$$LC = \frac{K_{зл} + 1}{m_n^2 \cdot \omega_c^2}, \quad (3.30)$$

Підставивши значення було отримано:

$$LC = \frac{288 + 1}{9 \cdot 4 \cdot 3,14^2 \cdot 1000^2} = 8,142 \cdot 10^{-7} \text{ ГнФ}.$$

де $m_n=3$ – число пульсацій випрямленої напруги за період електромережі живлення;

$\omega_c = 2\pi F_c$ - кутова частота електромережі живлення.

За умови досягнення індуктивної реакції фільтра у заданому діапазоні зміни струму навантаження індуктивність дроселя знаходиться за наступним виразом:

$$L \geq \frac{K'_n(1)(U_{d \min} + I_{d \min} R_{др})}{I_{d \min} m_n \omega_c}. \quad (3.31)$$

Підставивши значення було отримано:

$$L \geq \frac{0,72 \cdot (193,76 + 8 \cdot 0,28)}{8 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 1000} = 93 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

З урахуванням знайденого значення індуктивності L та максимального струму навантаження $I_{d \max} = 12 \text{ А}$ було обрано два стандартні дроселі типу Д136-0.0003-12.5, та Д151-0.0006-12.5. В подальшому їх було з'єднано послідовно.

Параметри дроселів:

- струм підмагнічування $I_{\text{під}}=12,5 \text{ А}$;
- активний опір обмоток $R_{др}=0,029 \text{ Ом}$;
- діапазон частот робочих 50...5000 Гц.

Ємність фільтра визначається наступним чином:

$$C = \frac{LC}{L}, \quad (3.32)$$

Підставивши значення було отримано:

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						97
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

$$C = \frac{8,142 \cdot 10^{-7}}{93 \cdot 10^{-3}} = 8,75 \cdot 10^{-6} \Phi.$$

Робоча напруга конденсатора із врахуванням можливих перенапруг при вмиканні випрямляча до електромережі і скиду навантаження буде визначатися за формулою:

$$U_p = (1,8 \dots 2,0) a_c U_{d_{\max}} = 1,8 \cdot 1,15 \cdot 253 = 523,71 \text{ В.}$$

Робоча напруга конденсатора повинна визначатися з урахуванням можливих перенапруг, що виникають під час підключення випрямляча до електричної мережі, а також у разі скидання навантаження. Це дозволяє забезпечити електричну міцність конденсатора в умовах дії імпульсних перенапруг та гарантувати його тривалу та стабільну роботу в складі силової схеми. Розрахована напруга має перевищувати номінальне значення випрямленої напруги щонайменше на 20–30 %, залежно від умов експлуатації [14].

Під час вибору конденсатора необхідно враховувати ряд технічних характеристик: потрібну ємність згідно з параметрами фільтрації; діапазон робочих температур, у якому забезпечується стабільність електричних параметрів; номінальну та граничну робочу напругу; діапазон частот, на яких можливе застосування елемента; допустимі значення амплітуди змінної складової; а також вплив температури на стабільність ємності. Усі ці параметри повинні відповідати умовам роботи випрямляча та забезпечувати необхідний рівень електричної надійності.

З урахуванням зазначених вимог для роботи у складі випрямної установки були обрані два електролітичні конденсатори типу К75-30 з номінальною напругою до 750 В і ємностями 4 мкФ та 6 мкФ відповідно. Згідно з технічними умовами, ці конденсатори мають широкий робочий температурний діапазон від -40°C до $+70^\circ\text{C}$, що дозволяє використовувати їх у різноманітних кліматичних умовах. Допустима амплітуда пульсацій напруги на частоті 1000 Гц при температурі $+70^\circ\text{C}$ становить не більше 14 В.

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						98
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

У частотному діапазоні від 50 Гц до 50 кГц допустимі значення змінної складової визначаються згідно з характеристиками, наведеними у технічному паспорті виробу.

Таким чином, обрані конденсатори забезпечують надійне згладжування пульсацій випрямленої напруги, мають достатній запас по напрузі та температурі, що робить їх придатними для застосування в силових випрямних схемах з підвищеними вимогами до електричної міцності й термостабільності. Відповідно:

$$U_{\max n \text{ доп}}(f_n) = U_{\max n \text{ доп}}(50)K_n, \quad (3.33)$$

Підставивши значення у формулу (3.33) було отримано:

$$U_{\max n \text{ доп}}(f_n) = 523,7 \cdot 0,0025 \cdot 0,8 = 1,05 \text{ В}.$$

де K_n , n – коефіцієнти, які є залежними від частоти пульсації і температури навколишнього середовища.

Так, при $T_{c \max}^0 = 323 \text{ K} (+50^\circ \text{ C})$ згідно з технічних умов $n=0,8$; коефіцієнт пульсації рівняється $K_n = 0,0025$.

Оскільки, згідно з технічним завданням амплітуда пульсації вихідної напруги $U_{(1)m} \leq 0,5 \text{ В}$ та нерівність $U_{(1)m} \leq U_{\max n \text{ доп}}$ виконується, то вибраний конденсатор буде працювати у границях вимог технічних умов.

Встановлена ємність фільтра з врахуванням можливого відхилення від номінального значення на 20% визначається із виразу:

$$C_{\text{уст}} = 1,2C = 1,2 \cdot 8,75 = 10,5 \text{ мкФ}.$$

Враховавши можливе відхилення на 20%, ємність конденсатора буде рівною:

$$C_{\text{уст min}} = \frac{C_{\text{уст}}}{1,2} = \frac{10}{1,2} = 8,3 \text{ мкФ}.$$

Виходячи із отриманого, в заданому діапазоні температур розраховане значення ємності $C=10 \text{ мкФ}$ буде забезпечено.

Здійснимо перевірку характеристик фільтру на відсутність резонансу

на частоті основної гармоніки пульсацій.

Резонансна частота фільтра буде знаходитися із формули:

$$F_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_{уст\ min}}}, \quad (3.34)$$

Підставивши значення було отримано:

$$F_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{93 \cdot 10^{-3} \cdot 8,3 \cdot 10^{-3}}} = 181,2 \text{ Гц}.$$

Оскільки значення частоти $F_p < F_{пульс} = 1000 \text{ Гц}$, то резонанс відсутній.

Здійснимо уточнення мінімальної, номінальної і максимальної напруг фази вторинної обмотки за формулою:

$$E_{2\ min} = \frac{2\pi(U_{d\ max} + \Delta U_{a\ max} + \Delta U_{x\ max} + \Delta U_{\partial p} + \Delta U_m + U_g)}{3\sqrt{6(1 + \cos(20))}}. \quad (3.35)$$

Підставивши значення у формулу (3.35) було отримано:

$$E_{2\ min} = \frac{2\pi(253 + 0,928 + 0,917 + 2,24 + 1,005 + 1,45)}{14,25} = 114,45 \text{ В}.$$

Відповідно:

$$E_{2\ nom} = \frac{E_{2\ min}}{b_c}, \quad (3.36)$$

Тоді:

$$E_{2\ nom} = \frac{114,45}{0,85} = 134,65 \text{ В},$$

Якщо:

$$E_{2\ max} = E_{2\ nom} \cdot a_c, \quad (3.37)$$

то:

$$E_{2\ max} = 134,65 \cdot 1,15 = 154,84 \text{ В}.$$

Діюче значення струму у фазі вторинної обмотки самого трансформатора в режимі максимальної струмової віддачі буде рівнятися:

$$I_2 = I_{d\max} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad (3.38)$$

Підставивши значення у формулу (3.38) було отримано:

$$I_2 = 12 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 9,8 \text{ A}.$$

Розрахункове значення струму первинної обмотки (без врахування холостого ходу трансформатора) буде знаходитися із наступної формули:

$$I_1 = \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot I_2 = \frac{E_{2\text{ном}}}{E_{1\text{ном}}} \cdot I_2, \quad (3.39)$$

Підставивши значення у формулу (3.30) було отримано:

$$I_1 = \frac{134,65}{110} \cdot 9,8 = 1,22 \text{ A}.$$

Розрахункова потужність обмоток первинної та вторинної трансформатора визначається за залежністю:

$$S_2 = m_2 \cdot I_2 \cdot E_{2\text{ном}}, \quad (3.40)$$

Підставивши значення у формулу (3.40) було отримано:

$$S_2 = 3 \cdot 1,15 \cdot 9,8 \cdot 134,65 = 4542,52 \text{ B} \cdot \text{A},$$

$$S_2 = 3 \cdot 1,15 \cdot 1,22 \cdot 126,5 = 4457,44 \text{ B} \cdot \text{A}.$$

Типова потужність трансформатора знаходиться із виразу:

$$S_{\text{тип}} = \frac{S_2 + S_1}{2}, \quad (3.41)$$

Підставивши значення було отримано:

$$S_{\text{тип}} = \frac{4542,52 + 4457,44}{2} = 4500,48 \text{ B} \cdot \text{A}.$$

Величини $E_{2\text{ном}}$, $E_{1\text{ном}}$, I_2 , I_1 , $S_{\text{тип}}$, f_c , а також максимальні значення індукції в осерді самого трансформатора $B_m = 0,9$ [15].

На основі отриманих розрахункових значень і з урахуванням типових технічних вимог було здійснено добір стандартних елементів, зокрема напівпровідникових приладів (тиристорів, діодів), резисторів, конденсаторів,

мікросхем та інших радіоелементів, що широко представлені у спеціалізованих довідниках. Для забезпечення уніфікації, поліпшення технологічності виготовлення пристрою та спрощення обслуговування передбачено використання готових стандартних моточних компонентів — трансформаторів, дроселів і фільтрів.

Застосування таких вузлів допускається за умови, що їх параметри забезпечують необхідні енергетичні характеристики, стабільність вихідних сигналів, надійність роботи в заданих температурних і частотних режимах, а також не знижують загальні якісні та економічні показники пристрою. У випадку, коли відповідні трансформатори або дроселі відсутні у стандартній номенклатурі або не відповідають вимогам конкретної схеми, виконується повноцінний електромагнітний розрахунок для проектування нестандартного елемента, з урахуванням допустимих втрат, індуктивності, теплових навантажень та режимів роботи.

3.7 Висновки до третього розділу

У цьому розділі наведено розрахунок основних вузлів стенду, призначеного для дослідження частотного електроприводу, а також обґрунтовано вибір елементної бази. Здійснюється підбір електричного двигуна, який відповідає вимогам експериментального дослідження, з урахуванням параметрів навантаження та режиму роботи. Розглянуто розрахунок споживаної потужності блоку керування з урахуванням усіх складових - мікроконтролерів, стабілізаторів напруги, драйверів та допоміжних елементів. Обрано тип мікросхем стабілізаторів з урахуванням необхідної вихідної напруги, струмового навантаження, теплових умов і пульсацій.

Окрему увагу приділено розрахунку навантажувального моменту на валу електродвигуна з урахуванням типу гальмівного пристрою, зокрема

стрічкового фрикційного гальма, що дозволяє визначити реальні експлуатаційні характеристики приводу.

Також розглянуто побудову та аналіз силової частини трифазного керованого випрямляча, який використовується у складі частотного перетворювача. Випрямляч реалізовано за несиметричною мостовою схемою з трьома тиристорами, діодами та нульовим вентилем. Проведено розрахунок електричних параметрів, втрат, теплових режимів та необхідної фільтрації, зокрема розраховано параметри LC-фільтра, який згладжує пульсації випрямленої напруги та забезпечує стабільну роботу приводу.

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						103
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

ВИСНОВКИ

У бакалаврській роботі було розроблено пристрій для керування асинхронним електродвигуном, що дозволяє здійснювати регулювання частоти живлення двигуна з можливістю налаштування швидкості обертання та виконання реверсу. На основі цього пристрою було створено експериментальний стенд для дослідження характеристик асинхронних двигунів. Конструкція стенда забезпечує можливість вимірювання крутного моменту на валу електродвигуна, а також визначення частоти його обертання з подальшою фіксацією результатів та побудовою відповідних графіків на персональному комп'ютері.

Система керування стендом реалізована на основі мікроконтролерного модуля з вбудованим інтерфейсом користувача, що включає матричну клавіатуру для задання режимів роботи та індикаторну панель для виводу поточної інформації. Така конфігурація дозволяє зручно налаштовувати параметри експерименту безпосередньо з передньої панелі приладу.

У перспективі пристрій може бути модернізований шляхом удосконалення алгоритмів керування, розширення функціоналу програмного забезпечення, а також поліпшення конструктивного виконання стенда. Зокрема, планується додавання нових режимів роботи, інтеграція сенсорного дисплея, автоматизоване зчитування даних та їх передача на комп'ютерну систему для глибшого аналізу.

З огляду на широке використання асинхронних електродвигунів у сучасних приводах, вентиляційних системах, насосному обладнанні та позиціонуючих механізмах, які потребують надійного та економічного регулювання, розроблений стенд є актуальним. Його застосування може стати корисним як у науково-дослідних лабораторіях, так і у навчальних закладах для підготовки фахівців з електромеханіки, автоматизації та енергетики.

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						104
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Скалярне керування [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://epa.kuzstu.ru/IUS/002/_private/ScalarControl.htm
2. Частотне керування асинхронним приводом: Методичні вказівки для самостійної роботи з дисципліни „Основи електропривода” для студентів напряму підготовки 6.100101 – „Енергетика та електротехнічні системи в АПК” / Ловейкін В.С., Ромасевич Ю.О. – Ніжин.: 2011. – 98 с.
3. Казачковський М.М. Комплектні електроприводи: Навч. посібник – Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2003. – 226 с.
4. IR, IZ-компенсація [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://servomotors.ru/documentation/frequency_control_of_asynchronous_motors/Text_2/t_2_1_4_2.htm
5. Векторне керування асинхронними двигунами [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://org2.knuba.edu.ua/mod/book/view.php?id=36026&chapterid=597>
6. А. А. Видмиш, Л. В. Ярошенко. Основи електропривода. Теорія та практика. Частина 1. / Навчальний посібник. – Вінниця: ВНАУ, 2020. – 387 с.
7. Частотні перетворювачі Moeller M-MAX [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.galychenergo.com.ua/news/38.htm>
8. Частотно-керований пристрій з широтно-імпульсною модуляцією SJ100 компанії Hitachi [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://diitaep.dp.ua/index.php/laboratorni-stendy>
9. Переваги мікропроцесорних інформаційних систем електроприводів [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://mehatronics.ru>
10. Драйвер 3-фазного моста [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://int.com.ua/index.php?route=product/product&product_id=1557.
11. Бібліотека для роботи з літерно-цифровими LCD індикаторами на базі контролера KS 0066 [Електронний ресурс]. – Режим доступу:

<http://programming.in.ua/programming/microcontrolers/83-i-lcd-.html>

12. Power MESHTMII MOSFET IRF740 [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://car-led.org/ua/p1471118731-irf740-tranzistor-mosfet.html>.

13. Силові напівпровідникові прилади і перетворювачі електричної енергії: навч. посіб. / К.К. Победаш, В.А. Святненко - Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. 244 с.

14. Елементна база радіоелектронної апаратури: Пасивні радіокомпоненти В 4 ч. Ч.1. [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: В.О.Піддубний, І.О.Товкач. – Електронні текстові дані (1 файл: 1,05 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. – 98 с.

15. Грабко В. В., Розводюк М. П., Левицький С. М. Експериментальні дослідження електричних машин. Частина IV. Трансформатори. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2008. – 219 с.

16. Возняк, О.М., Штуць. А.А., Колісник М.А. Сучасні системи електроприводів. Теорія та практика. Частина 1. / Навчальний посібник. – Вінниця: Твори, 2021. – 280 с.

17. Конспект лекцій з дисципліни «Автоматизовані електромеханічні системи» для студентів напряму 6.050701 – електротехніка та електротехнології / Укладач Ю. Ю. Шрамко. - Дніпродзержинськ, ДДТУ, 2016. – 86 с.

18. Воскобойник, В.Е. Основи електропривода виробничих машин та комплексів [текст]: навч. посіб. / В.Е. Воскобойник, В.А. Бородай, Р.О. Боровик, О.Ю. Нестерова – Д.: Національний ТУ «Дніпровська політехніка», 2021. – 254 с.

19. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум: Навч. посіб. 2-е вид. – К.: Каравела, 2004, -

432 с.

20. Худяєв О. А. Частотне керування асинхронним електроприводом : навч. посібник / О. А. Худяєв, І. В. Обруч, Л. В. Асмолова ; Нац. техн. ун-т "Харків. політехн. ін-т". – Харків : Право, 2023. – 250 с.

21. Тиристорні перетворювачі частоти змінного струму [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://studfile.net/preview/10085957/page:17/>.

22. Перехідні процеси в електроприводі з двигуном змінного струму [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://studfile.net/preview/8984988/page:11/>.

23. Машини змінного струму [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://electro-tex.ho.ua/le/m3/3-2>.

24. Остренко В. С., Алексієвський Д. Г., Кісельов Є. М., Туришев К. О. Сучасні напівпровідникові прилади : навчально-методичний посібник для здобувачів ступеня вищої освіти магістра спеціальності «Електроніка» освітньо-професійної програми «Електроніка». Запоріжжя : ЗНУ, 2024. 140 с.

25. Колб Ант. А, Колб А. А. Теорія електроприводу: Навчальний посібник. – 2-е вид. перероб. і доп. –Д., Національний гірничий університет, 2011. – 540 с.

26. Мікропроцесори та мікроконтролери: Курс лекцій [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 153 «Мікро- та наносистемна техніка», освітньої програми «Мікро- та наноелектроніка» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад.: Д. Д. Татарчук, Ю. В. Діденко. – Електронні текстові дані (1 файл: 19,5 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 238 с.

27. Василега П. О. Електропривод робочих машин : підручник / П. О. Василега. – Суми : Сумський державний університет, 2022. – 290 с.

ДОДАТОК А

					БРМА25.00.00.000 ПЗ	Арк.
						108
Зм.	Арк.	№докум.	Підпис	Дата		