

Заклад вищої освіти «Подільський державний університет»
Факультет енергетики та інформаційних технологій
Кафедра електротехніки, електромеханіки і електротехнологій

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
на тему:
РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ
ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ З НЕЧІТКИМ
КЕРУВАННЯМ АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Виконав:

здобувач вищої освіти денної форми навчання освітнього ступеня «Магістр», освітньо-професійної програми «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

_____ **Дмитро ВЕРБІВСЬКИЙ**

Керівник: канд. техн. наук, доцент

_____ **Павло ПОТАПСЬКИЙ**

Оцінка захисту:

Національна шкала _____

Кількість балів _____ Шкала ECTS _____

Допускається до захисту:

« ____ » _____ 2025 р.

Гарант освітньої програми

«Електроенергетика,

електротехніка та електромеханіка»

спеціальності 141 «Електроенергетика,

електротехніка та електромеханіка»

кандидат технічних наук, доцент _____ **Павло ПОТАПСЬКИЙ**

м. Кам'янець-Подільський, 2025р.

РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота виконана на 125 сторінках формату А4, містить рисунки, таблиці, додатки та презентаційний матеріал.

У роботі досліджено алгоритм нечіткого керування напругою у ланці постійного струму системи генерування на базі асинхронного генератора. Проведено аналітичний огляд сучасних методів регулювання асинхронних генераторів, зокрема класичних ПІД-регуляторів та регуляторів на основі нечіткої логіки. Визначено їхні переваги та недоліки, обґрунтовано доцільність застосування фазі-регулятора для підвищення якості керування.

Виконано математичний опис асинхронного генератора та вітрової установки, побудовано їх моделі для подальшого моделювання. Сформульовано задачу керування напругою, синтезовано алгоритм нечіткого регулятора, визначено показники якості та критерії оптимізації.

Методом математичного моделювання у середовищі Matlab/Simulink досліджено статичні та динамічні характеристики системи генерування. Показано, що застосування нечіткої логіки дозволяє зменшити динамічну похибку приблизно на 10% та скоротити час компенсації перехідних процесів на 20% порівняно з традиційними методами.

Здійснено технічну реалізацію алгоритму: розроблено схему силової та керуючої частини перетворювача частоти, обрано елементи силових модулів, датчики струму та напруги, мікроконтролер, блоки живлення та інтерфейсні мікросхеми. Проведено економічний розрахунок вартості реалізації системи.

Окремим розділом представлено стартап-проект, метою якого є комерціалізація системи генерування з нечітким керуванням. Виконано аналіз ринкових можливостей, конкурентного середовища, SWOT-аналіз та сформовано ринкову стратегію.

Наукова новизна полягає у синтезі алгоритму нечіткого керування напругою в системі генерування на базі асинхронного генератора, що забезпечує покращені показники якості керування при змінних режимах роботи.

Практична значимість роботи полягає у технічній реалізації алгоритму та розробці економічного розрахунку, що підтверджує можливість його впровадження у промислові та приватні енергетичні системи.

Ключові слова: АСИНХРОННИЙ ГЕНЕРАТОР, MATLAB/SIMULINK, ФАЗОРЕГУЛЯТОР, СИСТЕМА ГЕНЕРУВАННЯ, ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ, ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЯ, СТАБІЛІЗАЦІЯ НАПРУГИ.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД СУЧАСНИХ ПІДХОДІВ ДО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ГЕНЕРАТОРАМИ.....	10
1.1 Постановка проблеми стабілізації параметрів асинхронного генератора.....	10
1.2 Систематизація регуляторів частоти та напруги у генераторних комплексах.....	11
1.3 Використання методів нечіткої логіки у системах електрогенерації ..	22
1.4 Основні вимоги до сучасних систем генерування	32
Висновки по розділу 1	33
РОЗДІЛ 2. РОЗРАХУНОК ПОТУЖНОСТІ ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕМЕНТІВ СИСТЕМИ	35
2.1 Визначення потужності вітрової енергетичної установки	35
2.2 Розрахунок номінальних характеристик електродвигуна	40
2.3 Т-схема заміщення та визначення її параметрів	42
2.4 Побудова математичної моделі асинхронного генератора.....	45
2.2 Математичне моделювання вітрової турбіни.....	50
Висновки по розділу 2.....	52
РОЗДІЛ 3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМУ НЕЧІТКОГО КЕРУВАННЯ У КОЛІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ.....	53
3.1 Формулювання задачі регулювання напруги	53
3.2 Розробка регулятора потокозчеплення ротора.....	58
3.3 Синтез регулятора струму по осі d	58
3.4 Синтез регулятора струму по осі q	59

3.5 Реалізація неперервного регулятора напруги	60
3.5 Реалізація дискретного регулятора напруги	62
3.6 Побудова фазі-регулятора напруги.....	63
Висновки по розділу 3.....	67
РОЗДІЛ 4. ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМИ З НЕЧІТКИМ РЕГУЛЯТОРОМ	69
4.1 Узагальнена модель системи електрогенерації.....	69
4.2 Алгоритм керування роботою первинного рушія.....	70
4.3 Вибір та налаштування параметрів системи	71
4.4 Перевірка працездатності алгоритму на приводній машині	72
4.5 Аналітичні характеристики генератора при нечіткому керуванні.....	73
Висновки по розділу 4.....	81
РОЗДІЛ 5. ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ЛОГІКИ НЕЧІТКОГО КЕРУВАННЯ.....	82
5.1 Розробка принципової схеми силової частини перетворювача	82
5.2 Вибір елементів керуючої частини системи	91
5.3 Обґрунтування реалізації системи з огляду на економіку.....	102
Висновки по розділу 5.....	105
РОЗДІЛ 6. ПРОЄКТ СТАРТАПУ НА ОСНОВІ СИСТЕМИ ГЕНЕРУВАННЯ.....	106
6.1 Формування цілей проєкту.....	106
6.2 Аналіз економіко-технічних переваг	106
6.3 Оцінка реалістичності впровадження проєкту.....	107
6.4 Оцінка ринкового стану і можливостей	108
6.5 Аналіз потреб та клієнтів	109
6.6 Огляд ринку.....	109
6.7 Характеристики потенційних конкурентів.....	110

6.8	Визначення можливостей конкурувати.....	113
6.9	Аналіз за методою SWOT.....	114
6.10	Стратегія провадження на ринку.....	115
6.11	Стратегія «здорової» конкуренції.....	116
6.12	Визначення основних систем збуту.....	116
	Висновки по розділу 6.....	117
	ВИСНОВКИ	118
	ПЕРЕЛІК ВИКОРСИТАНИХ ДЖЕРЕЛ	121
	ДОДАТКИ	

ВСТУП

Актуальність роботи. Закон збереження енергії нагадує: щоб отримати певний результат, необхідно витратити ресурс. Електрична машина функціонує саме завдяки електричному струму, який повинен бути попередньо згенерований. Сучасна тенденція розвитку енергетики свідчить, що рівень споживання електроенергії постійно зростає — якщо раніше це було помітно кожне десятиліття, то нині динаміка зростання відчутна щороку. Це зумовлює підвищену увагу до вдосконалення систем виробництва та особливо — систем керування процесами генерування.

У другій половині ХХ століття широкого поширення набули ПІД-регулятори, які значно покращили стабільність та ефективність роботи електричних машин. Паралельно розроблялися й регулятори, побудовані на принципах нечіткої логіки, що в ході експериментів демонстрували більш високі показники якості керування порівняно з класичними ПІД-алгоритмами. Проте через певні культурні та інженерні упередження фазі-регулятори тривалий час залишалися поза масовим застосуванням, хоча їхня конструктивна простота та нижча вартість робили їх привабливими для практичного використання. Сьогодні ситуація змінюється: нечіткі системи керування поступово інтегруються в електромеханічні комплекси, що підтверджує актуальність теми дослідження.

Зв'язок роботи з науковими програмами:

Виконання кваліфікаційної роботи здійснено відповідно до плану підготовки магістрів на кафедрі електротехніки, електромеханіки і електротехнологій Закладу вищої освіти «Подільський державний університет». Робота узгоджується з освітньо-професійними програмами та науковими напрямами кафедри, спрямованими на розвиток сучасних методів керування електромеханічними системами.

Мета кваліфікаційної роботи. Метою роботи є розвиток теоретичних основ синтезу та аналізу систем нечіткого керування асинхронним генератором.

Об'єктом дослідження є процеси керування перетворенням енергії в електромеханічній системі, що базується на асинхронному генераторі.

Предметом дослідження виступають методи аналізу та синтезу систем нечіткого регулювання напруги у ланці постійного струму асинхронного генератора.

Методи дослідження. У роботі використано положення теорії електроприводу, теорії керування електромеханічними системами, принципи нечіткого керування, а також методи математичного моделювання у середовищі Matlab/Simulink. Це дозволило поєднати теоретичний аналіз із практичними експериментами та отримати комплексні результати.

Наукова новизна. Розроблено алгоритм нечіткого керування системою генерування на базі асинхронного генератора з використанням фазі-регулятора напруги. Запропонований підхід забезпечує задовільні показники якості керування навіть у випадках, коли навантаження має резистивний характер.

Практична значимість. Аналітичний огляд методів керування асинхронними генераторами показав потребу у подальшому розвитку систем на основі нечіткої логіки. Запропонований алгоритм дозволяє знизити величину динамічної похибки приблизно на 15% та скоротити час компенсації перехідних процесів на 30%, що підтверджує його ефективність і практичну придатність для використання у сучасних системах електрогенерації.

Публікації: Дмитро ВЕРБІВСЬКИЙ / Підвищення енергоефективності асинхронного генератора шляхом застосування системи нечіткого керування // V Всеукраїнська студентська науково-практична конференція «Ефективне використання енергії: стан і перспективи» (12 листопада 2025 року) / Заклад вищої освіти «Подільський державний університет». Кам'янець – Подільський. 2025.

РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД СУЧАСНИХ ПІДХОДІВ ДО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ГЕНЕРАТОРАМИ

У цьому розділі здійснюється комплексний огляд підходів до регулювання роботи системи електрогенерації, побудованої на основі асинхронного генератора з замкненим ротором (надалі — АГ). Метою аналізу є виявлення сильних і слабких сторін існуючих методів, а також визначення їхньої придатності для практичного застосування в умовах змінних навантажень та нестабільних режимів роботи.

Асинхронний генератор із короткозамкненим ротором можна порівняти з «серцем» енергетичної системи, яке перетворює механічну енергію в електричну. Проте, як і будь-який складний організм, він потребує «нервової системи» — ефективних алгоритмів керування, що забезпечують стабільність та якість вихідної напруги. Саме тому у цьому розділі розглядаються різні варіанти регуляторів, які можна уявити як «інструменти управління» або «механізми балансування», що дозволяють підтримувати рівновагу між генератором і споживачем.

Огляд включає аналіз традиційних методів регулювання, сучасних цифрових стратегій та інноваційних підходів, заснованих на нечіткій логіці. Такий підхід можна порівняти з дослідженням арсеналу інженера: від класичних «механічних ключів» до «інтелектуальних інструментів», здатних адаптуватися до непередбачуваних умов.

1.1 Постановка проблеми стабілізації параметрів асинхронного генератора

Асинхронний генератор із короткозамкненим ротором розглядається як одна з найбільш перевірених часом і водночас економічно доцільних технологій для трансформації механічної енергії у електричну. Його застосування виправдане низкою переваг: спрощена конструкція завдяки відсутності щітково-колекторного вузла (що є типовим для машин постійного струму), зменшені масогабаритні показники, природна стійкість до аварійних режимів, зокрема коротких замикань, а також прийнятні характеристики перехідних

процесів при зміні робочих умов [1], [2].

Важливою особливістю таких генераторів є здатність функціонувати у зоні лінійної ділянки магнітної характеристики осердя. Це відкриває перед інженерами додаткові можливості для підвищення коефіцієнта корисної дії та енергетичної ефективності. Інакше кажучи, зміна величини магнітного потоку — як у напрямку його зростання, так і у напрямку зменшення — дозволяє впливати на рівень генерованої напруги. Проте саме ця властивість формує ключову проблему: забезпечення стабільних параметрів вихідної напруги при змінних зовнішніх умовах є складним завданням.

Рівень напруги, що створюється асинхронним генератором, залежить від багатьох факторів: швидкості обертання привідної машини, конфігурації та ємності конденсаторного блоку, а також від характеру навантаження. У результаті виникає необхідність у стабілізації частоти та напруги в умовах непостійної кутової швидкості та змінного профілю споживача. Саме тому застосування спеціалізованих систем регулювання частоти та напруги стає неминучим і критично важливим для забезпечення надійності роботи.

1.2 Систематизація регуляторів частоти та напруги у генераторних комплексах

Система з чотирма проводами, тобто з нейтраллю, відкриває можливість живлення однофазних споживачів та забезпечення стабільності напруги для мереж із нерівномірним навантаженням по фазах. Для неї застосовується ширший спектр конфігурацій, оскільки необхідно забезпечити контроль не лише загальної напруги, але й відносного балансу між фазами. У такій системі використовуються такі типи РЧН:

1. 3-мостовий ПДН із середньою точкою конденсаторів.

У цій структурі нейтраль формується штучно — за допомогою середньої точки конденсаторного блоку. Це дозволяє системі підтримувати стабільність однофазних навантажень, водночас забезпечуючи повнофазне керування напругою. Конфігурація добре підходить для компактних автономних систем, де важливо поєднати гнучкість керування та простоту реалізації.

2. 4-мостовий ПДН.

Даний варіант вважається одним із найбільш функціональних. Наявність четвертого моста дає змогу окремо контролювати нейтральний провід, що суттєво поліпшує можливості компенсації дисбалансу фаз та якість електроенергії, що подається однофазним споживачам. РЧН такого типу нерідко застосовуються у системах середньої та великої потужності, де є одночасне підключення промислових та побутових навантажень.

3. Три однофазних ПДН.

Ця конфігурація передбачає окремий перетворювач для кожної фази. Перевагою є те, що кожна фаза може регулюватися абсолютно незалежно, що ідеально підходить для сильно розбалансованих мереж. Недоліком є складність узгодження роботи трьох окремих систем, а також підвищена вартість. Проте така схема дозволяє досягати високої якості напруги при нерівномірних навантаженнях.

4. 3-мостовий ПДН у поєднанні з трансформатором.

Трансформатор у цьому випадку виконує функції ізоляції, формування нейтралі чи корекції рівнів напруги. Він також може виступати елементом для балансування фаз або придушення гармонік. Залежно від типу з'єднання обмоток трансформатора (наприклад, «зірка-трикутник» чи «зіг-заг»), система здатна забезпечувати різний рівень розділення або вирівнювання фазних напруг, що є перевагою при живленні змішаних типів навантажень.

5. 2-мостовий ПДН із трансформатором.

Це спрощена структура, яка компенсує зменшення кількості мостів за рахунок додаткових можливостей трансформатора. Використання трансформатора дозволяє стабілізувати напругу, формувати нейтральний провід, а також поліпшувати якість вихідних сигналів. Така конфігурація часто застосовується в системах малої та середньої потужності, де важливим є компроміс між вартістю та функціональністю.

Застосування відповідної схеми трансформатора визначається технічними умовами роботи автономного генератора, необхідною стабільністю напруги,

величиною дисбалансу навантаження та вимогами до компенсації гармонік.

Як видно з проведеної класифікації, різні варіанти структури РЧН дозволяють гнучко адаптувати автономну електричну систему під конкретні умови роботи вітрової турбіни й типи навантаження. Завдяки використанню ПДН та СЗЕ АКБ кожна з конфігурацій має можливість забезпечувати комплексне керування потужністю, стабілізацію параметрів електричної мережі та підтримання необхідної якості енергії, що є критично важливим для автономних джерел живлення.

1.2.1 Регулятори для трифазних систем без нейтрального проводу

На рис. 1.1 представлено РЧН з ПДН на основі 3-мостових IGBT-транзисторів.

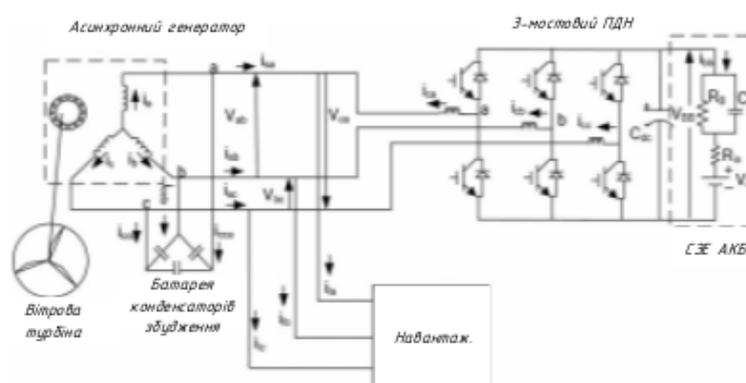


Рисунок 1.1 – РЧН на базі 3-мостового ПДН з СЗЕ АКБ для 3-фазної трипровідної системи АГ

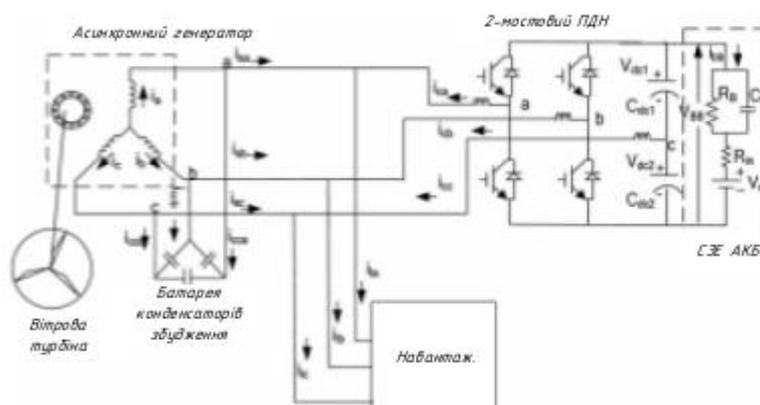


Рисунок 1.2 – РЧН на базі 2-мостового ПДН з СЗЕ АКБ для 3-фазної трипровідної системи АГ

Вихідний каскад перетворювача джерела напруги (ПДН) з'єднується з затискачами автономного генератора через спеціально підібрані індуктори змінного струму, що виконують функцію фільтрації. Зазначені індуктивні елементи згладжують високочастотні компоненти, які виникають у процесі широтно-імпульсної модуляції, та забезпечують формування більш чистої синусоїдної напруги на виході. Це дозволяє значно зменшити вплив комутаційних перешкод на АГ і підвищити якість енергії, що подається на навантаження.

Стабілізація постійної напруги в автономній шині забезпечується конденсатором, підключеним до ланки постійного струму. Цей конденсатор виконує одразу декілька важливих функцій: він зменшує пульсації, що виникають після перетворення енергії, підтримує необхідний енергетичний запас для роботи ПДН, а також компенсує миттєві коливання потужності. Завдяки цьому формується рівномірніша напруга постійного струму, що є критично важливим для коректної роботи напівпровідникової силової частини.

Для керування надлишковою потужністю, яка може виникати внаслідок швидкої зміни навантаження або при різких коливаннях генераторної напруги, у структурі регулятора використовується спеціальний елемент — переривник постійного струму [9]. Він дозволяє оперативно відводити або обмежувати надлишкову енергію, запобігаючи перенапрузі ланки постійного струму, тим самим захищаючи силові компоненти ПДН від пошкодження. Наявність такого елемента допомагає зберегти стабільність роботи регулятора навіть під час динамічних перехідних процесів.

Підтримання номінальної напруги в режимі холостого ходу автономного генератора здійснюється конденсатором збудження, який створює необхідну величину реактивної потужності для магнітного поля генератора. У випадках, коли дефіцит реактивної потужності збільшується (наприклад, при підключенні навантаження з низьким коефіцієнтом потужності), регулятор частоти та напруги (РЧН) бере на себе функцію додаткової компенсації. Таким чином, система здатна підтримувати необхідний рівень напруги, а також забезпечувати бажану форму сигналу при зміні режимів роботи.

Особливістю РЧН цього типу є те, що він виконує низку важливих завдань одночасно: усуває гармонічні складові, характерні для роботи АГ з перетворювачами; балансує навантаження між фазами, що є важливим при живленні змішаних споживачів; вирівнює фазові перекося та робить систему стійкішою до асиметрії; компенсує реактивну потужність, що дає змогу покращити коефіцієнт потужності та знизити втрати в електричній мережі.

У конструкціях, де ПДН виконано у вигляді двомостового інвертора на основі IGBT-транзисторів (що продемонстровано на рис. 1.2), передбачено підключення до двох фаз автономного генератора. Третя ж фаза об'єднується з центральною точкою (середньою точкою) конденсаторів ланки постійного струму. Такий спосіб комутації дає змогу формувати стабільну нейтраль та створювати рівномірний розподіл напруги у трифазній системі навіть за умов змінного або несиметричного навантаження.

Конденсатори, що утворюють середню точку, працюють паралельно із системою зберігання енергії акумуляторної батареї (СЗЕ АКБ). Подібне поєднання дозволяє не лише згладжувати коливання енергії, а й забезпечувати буферування надлишкової чи недостатньої потужності. АКБ у такій схемі бере участь у стабілізації напруги шини постійного струму, компенсує швидкі зміни навантаження та підтримує роботу генератора в моменти зниження енергопродуктивності первинного рушія.

Завдяки взаємодії ПДН, індуктивно-ємнісних фільтрів, переривника постійного струму та акумуляторної батареї загальна система регулювання здатна забезпечувати високу якість вихідної напруги, ефективно реагувати на зміни режимів роботи та підтримувати стабільні електричні параметри навіть за дії непередбачуваних зовнішніх факторів.

1.2.2 Регулятори для трифазних систем із нейтраллю

У випадку 3-фазних чотирипровідних систем автономних генераторів (АГ) регулятори частоти та напруги (РЧН) застосовують значно ширший спектр топологічних рішень, ніж у трипровідних системах. Це пояснюється необхідністю формування надійної нейтральної точки, коректного керування потоками

нульової послідовності та можливістю оптимального підбору рівня постійної напруги системи зберігання енергії акумуляторної батареї (СЗЕ АКБ). Функцію нейтралі в таких регуляторах часто забезпечують трансформаторні вузли, що створюють додаткову гнучкість у виборі режимів роботи ПДН та узгодженні параметрів генератора з навантаженням.

На рис. 1.3 подано структурну схему системи АГ, у якій РЧН побудовано на основі трьох однофазних ПДН. Кожен з цих перетворювачів являє собою окремий однофазний інвертор на IGBT-транзисторах, підключений до власної фази генератора через відповідний однофазний трансформатор. На шині постійного струму кожного ПДН встановлено АКБ, що забезпечує стабільність напруги та довготривалу роботу регулятора при мінливих зовнішніх умовах [1], [3], [10]. Нейтральна точка формується за рахунок об'єднання середньої клема батареї конденсаторів та середньої клема трансформатора, після чого ця нейтраль подається на навантаження, забезпечуючи правильний режим роботи чотирипровідної мережі. Такий підхід сприяє гнучкому балансуванню фаз та покращенню можливостей регулювання.

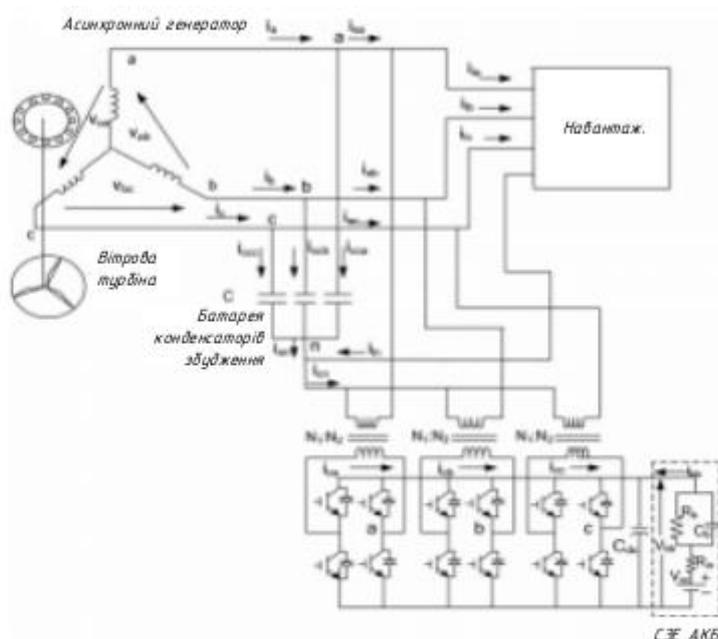


Рисунок 1.3 – РЧН на базі 3-х однофазних ПДН з СЗЕ АКБ для 3-фазної чотирипровідної системи АГ

Інша реалізація регулятора представлена на рис. 1.4, де АГ працює в парі з РЧН на базі трьохмостового ПДН із середньою точкою конденсаторів. Тут

нейтраль формується не трансформаторним способом, а шляхом керованого створення струму через середню точку двох конденсаторів, що включені паралельно до СЗЕ АКБ. У цьому випадку система потребує меншої кількості силових напівпровідникових елементів, що значно здешевлює її реалізацію та спрощує конструктивне виконання [11]. Разом із тим центральна точка конденсаторного блоку дозволяє ефективно компенсувати струми нульової послідовності та підтримувати симетричну форму струмів фаз, навіть якщо навантаження має виражену асиметрію або змішаний характер.

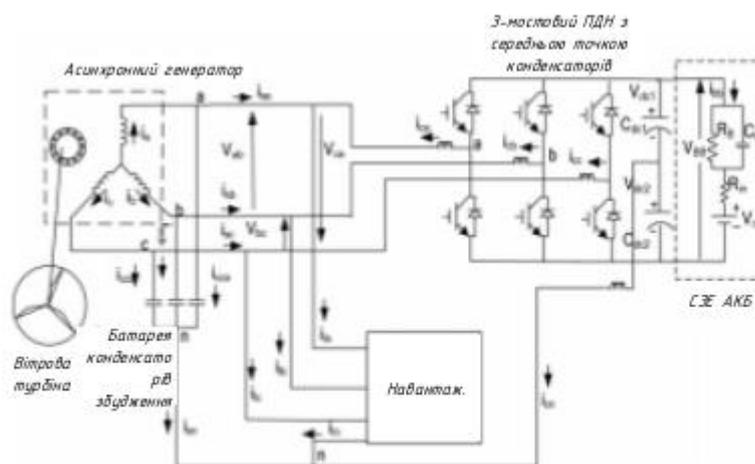


Рисунок 1.4 – РЧН на базі 3-мостового ПДН з середньою точкою конденсаторів з СЗЕ АКБ для 3-фазної чотирипровідної системи АГ

Ще один варіант топології РЧН для чотирипровідних систем наведено на рис. 1.5, де використано чотиримостовий ПДН. Генерація необхідного рівня збуджувальної напруги забезпечується спеціально підібраними конденсаторами, з'єднаними за схемою «зірки». Нейтральна точка формується через поєднання середньої точки батареї конденсаторів та четвертого моста ПДН. Такий варіант системи дозволяє організувати незалежне керування струмами у всіх трьох фазах і водночас підтримувати точну величину нейтрального струму, що особливо важливо у випадках значних перекосів навантаження або підключення несиметричних споживачів.

Після розгляду базових схем у подальших частинах описуються системи РЧН, де тримостові ПДН працюють спільно з трансформаторами, причому використовуються різні типи трансформаторних з'єднань. Відмінності між цими

схемами визначають спосіб формування нейтралі, здатність пропускати чи блокувати компоненти нульової послідовності та можливість регулювання рівня напруги АКБ шляхом зміни коефіцієнта трансформації.

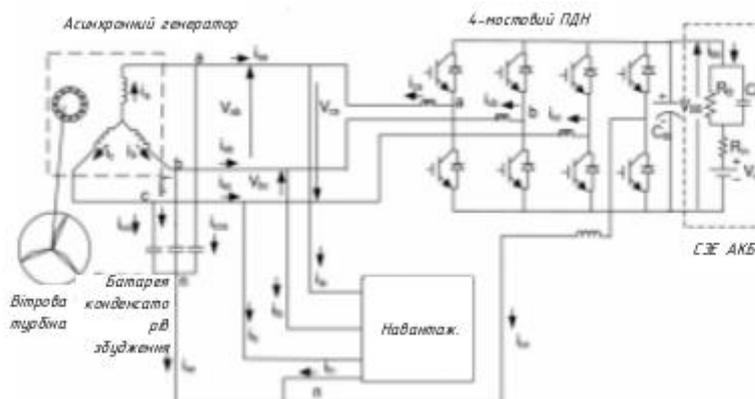


Рисунок 1.5 – РЧН на базі 4-мостового ПДН

На рисунках наведено системи для неізолюваної та ізолюваної конфігурації трансформаторів відповідно. У неізолюваному варіанті первинні обмотки трансформаторів безпосередньо підключаються до фаз генератора та відповідних фаз навантаження. Обмотки, з'єднані за схемою «зірки», створюють нейтральну точку, яка подається споживачеві, тоді як вторинні обмотки, з'єднані у форму «трикутника», призначені для циркуляції струмів нульової послідовності, що істотно покращує електромагнітну сумісність та стабільність системи.

У ізолюваній конфігурації застосовується третинна обмотка, яка забезпечує гальванічну розв'язку між блоками та дозволяє точніше узгоджувати параметри ПДН та АКБ. Це значно полегшує вибір оптимального рівня напруги СЗЕ АКБ, адже зміна коефіцієнта трансформації у третинній обмотці дає змогу «підігнати» напругу акумуляторної батареї під необхідні умови роботи генератора.

На рисунках подано конфігурації РЧН з трансформаторами типу «зиг-заг» у неізолюваному та ізолюваному варіантах відповідно [12]. Основною особливістю таких трансформаторів є наявність додаткової вторинної обмотки, яка служить для створення нейтральної точки. Її конструкція дозволяє більш ефективно придушувати струми нульової послідовності та компенсувати асиметрії між фазами.

У ізолюваному виконанні додаткова вторинна обмотка полегшує точне

налаштування рівня напруги СЗЕ АКБ, аналогічно тому, як це реалізовано у схемі «зірка–трикутник». Завдяки цьому система стає більш гнучкою та здатною адаптуватись до різних режимів роботи генератора й навантаження, зберігаючи високу якість енергії.

Т-подібна трансформаторна схема

Останній з представлених варіантів — Т-подібна схема, зображена на рисунках для неізолюваної та ізолюваної конфігурацій відповідно [13]. У таких схемах нейтральна точка для навантаження формується за рахунок самого трансформатора, що виконаний у Т-подібному структурному форматі. Унікальність цієї конфігурації полягає в тому, що трансформатор забезпечує проходження компонент нульової послідовності, тоді як прямі та зворотні послідовності фактично перебувають в умовах «відкритого» ланцюга. Це дає можливість дуже ефективно балансувати фазні струми та забезпечувати їх максимально синусоїдальну форму під час роботи АГ з несиметричним або динамічним навантаженням.

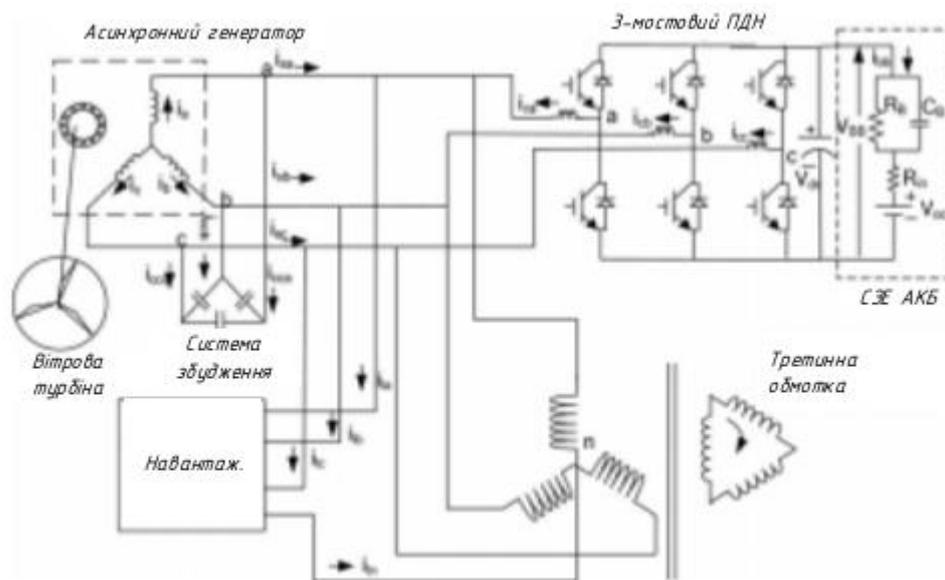


Рисунок 1.6 – РЧН на базі 3-мостового ПДН з СЗЕ АКБ для 3-фазної чотирипровідної системи АГ з використанням трансформатора за схемою з'єднання «зірка-трикутник» (неізолювана конфігурація)

Спільна робота ПДН та СЗЕ АКБ у такій структурі забезпечує комплексне покращення параметрів енергії: зменшуються гармонічні викривлення,

компенсується реактивна складова, стабілізується навантаження, а якість вихідної напруги наближається до параметрів мережевих стандартів. Це робить Т-подібні схеми особливо привабливими для систем, що працюють з непередбачуваними або сильно змінними режимами споживання.

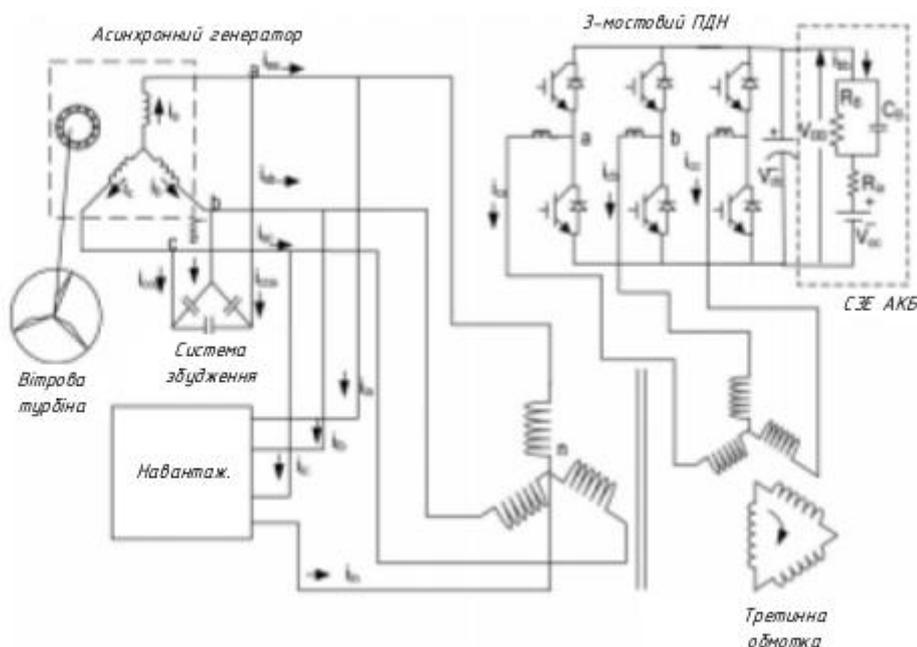


Рисунок 1.7 – РЧН на базі 3-мостового ПДН з СЗЕ АКБ для 3-фазної чотирипровідної системи АГ з використанням трансформатора за схемою з'єднання «зірка-трикутник» (ізольована конфігурація)

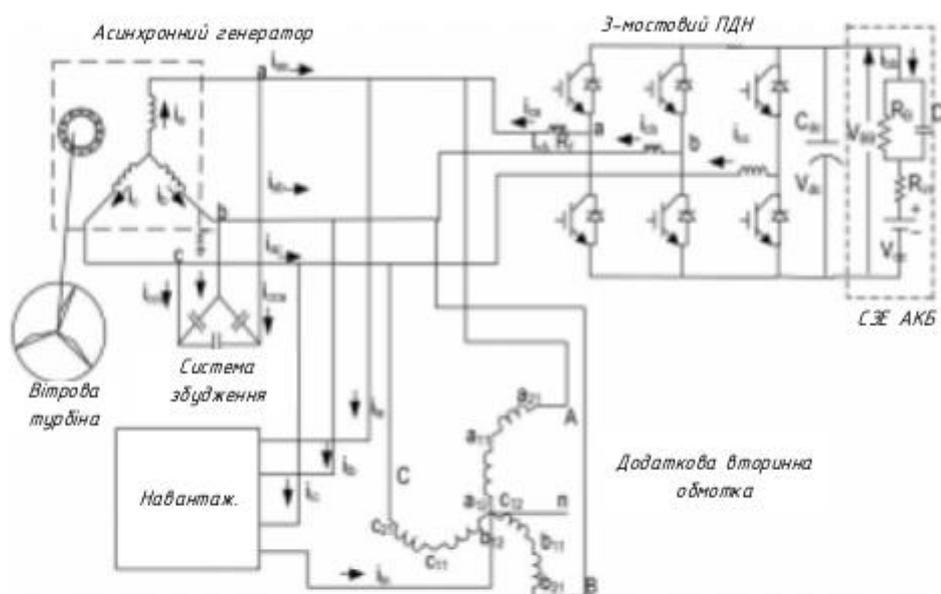


Рисунок 1.8 – РЧН на базі 3-мостового ПДН з СЗЕ АКБ для 3-фазної чотирипровідної системи АГ з використанням трансформатора за схемою з'єднання «зиг-заг» (неізольована конфігурація)

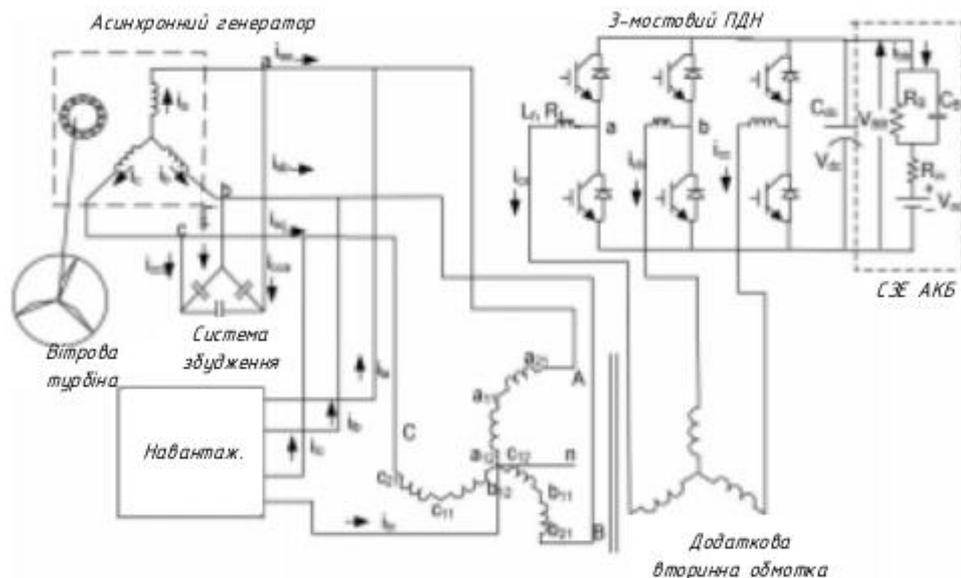


Рисунок 1.9 – РЧН на базі 3-мостового ПДН з СЗЕ АКБ для 3-фазної чотирипровідної системи АГ з використанням трансформатора за схемою з'єднання «зиг-заг» (ізольована конфігурація)

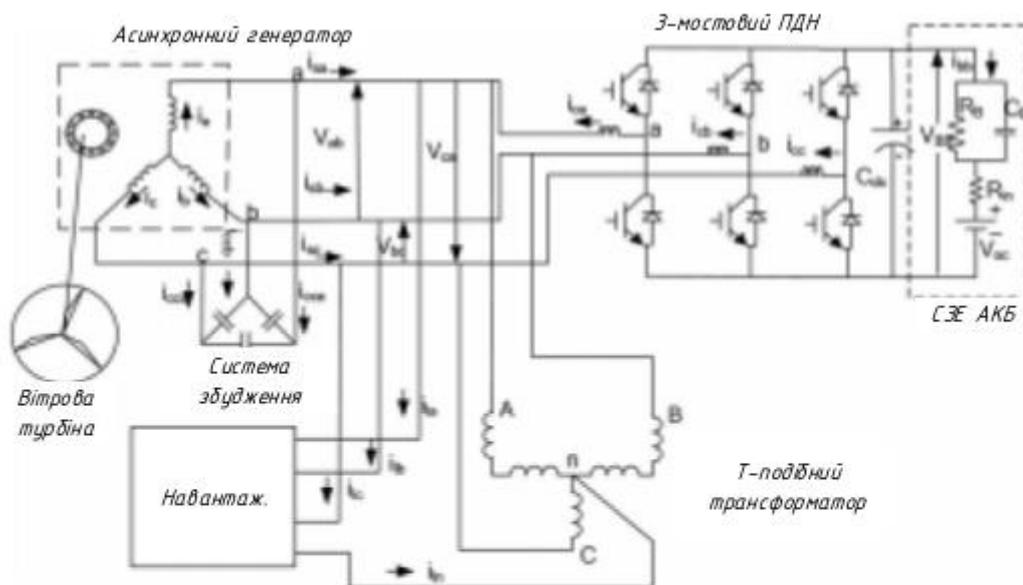


Рисунок 1.10 – РЧН на базі 3-мостового ПДН з СЗЕ АКБ для 3-фазної чотирипровідної системи АГ з використанням трансформатора за Т-подібною схемою з'єднання (неізольована конфігурація)

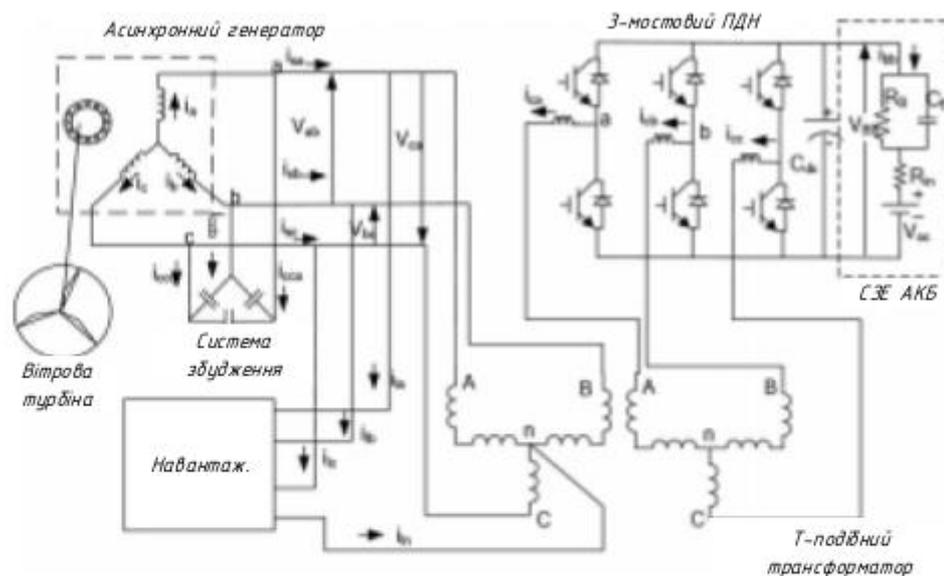


Рисунок 1.11 – РЧН на базі 3-мостового ПДН з СЗЕ АКБ для 3-фазної чотирипровідної системи АГ з використанням трансформатора за Т-подібною схемою з'єднання (ізольована конфігурація)

1.3 Використання методів нечіткої логіки у системах електрогенерації

Нечітка логіка являє собою специфічний підхід до опрацювання інформації, коли кожній змінній присвоюються не одне, а декілька можливих значень істинності, що одночасно можуть бути справедливими у певному діапазоні [14]. На відміну від класичних логічних систем, де твердження може належати лише до категорії «істина» або «хиба», у нечіткій логіці допускається проміжний спектр значень. Це забезпечує можливість працювати з інформацією, що не має чітко визначених меж, містить неточності, невизначеність або нечіткі умови формування. Фактично методологія нечіткої логіки орієнтована на обробку відкритих та неповних даних із подальшим формуванням набору висновків, які характеризуються вищою точністю, ніж початкові вхідні дані. Таким чином, основна мета застосування даного інструментарію полягає у виборі найкращого рішення з широкої множини варіантів, що формується шляхом інтерпретації та аналізу всієї доступної інформації, а не її окремих елементів.

Фазо-логіка, яка є практичним утіленням теоретичних напрацювань у сфері багатозначної логіки, працює з множинами, природа яких має відносний або

суб'єктивний характер. У той час як традиційні логічні конструкції спираються виключно на абсолютність істини та однозначне трактування умов, фазі-підхід дозволяє враховувати ступінь належності елементів до певної множини. Це створює передумови для моделювання процесів, максимально наближених до реальних умов, де людина часто робить вибір, спираючись на оцінки, що не піддаються строгому формалізованому опису. Наприклад, поняття «висока температура», «помірний ризик» чи «швидка реакція системи» не мають однозначного числового значення, проте інтуїтивно зрозумілі людині. Нечітка логіка дозволяє формалізувати такі поняття та застосувати їх у математичних моделях.

У межах нечіткої логіки значення істинності тверджень визначаються не двійково, а на безперервному інтервалі від 0 до 1. Це відкриває можливість створення алгоритмів, здатних приймати рішення, аналізуючи весь діапазон даних, а не окремо взятую точку. Завдяки цьому комплексні системи керування можуть функціонувати більш гнучко, реагуючи на зміни умов з урахуванням не лише точних, але й приблизних показників. Такий підхід робить фазі-системи надзвичайно ефективними у випадках, коли модельовані процеси мають стохастичну природу або схильні до значних коливань, а доступна інформація не може бути отримана з високою точністю через фізичні, технічні чи економічні обмеження.

У сучасних реаліях нечітка логіка стала невід'ємною частиною різноманітних інженерних та наукових рішень. Вона широко інтегрована у системи автоматизованого керування складними технологічними об'єктами, зокрема аерокосмічними комплексами, де необхідно забезпечити стабільність і точність у динамічно змінних умовах. У транспортних системах фазі-алгоритми застосовуються для оптимізації потоків руху, керування швидкістю, прогнозування заторів та адаптивного регулювання світлофорів. У сфері бізнес-аналітики вони використовуються для оцінювання ризиків, формування стратегії, прогнозування поведінки ринку та підтримки прийняття рішень у ситуаціях, де точні параметри є недоступними або можуть швидко змінюватися.

Промислове використання нечіткої логіки включає моделювання та контроль технологічних процесів, де часто необхідно реагувати на параметри, що відхиляються від номінальних значень. Наприклад, у хімічній та нафтопереробній промисловості фазі-системи дозволяють керувати температурою, тиском, концентрацією реагентів та іншими параметрами з мінімальною похибкою. У галузі робототехніки нечітка логіка сприяє створенню більш «людиноподібних» систем, здатних адаптуватися до нових умов та виконувати складні завдання в непередбачуваному середовищі.

Значний розвиток нечіткої логіки спостерігається у сферах штучного інтелекту та машинного навчання. Її використання дозволяє підвищити здатність моделей до узагальнення, обробки невизначених даних та адаптації до нових ситуацій. Фазі-системи успішно поєднуються з нейронними мережами, утворюючи так звані нейро-нечіткі структури, здатні самостійно формувати правила, оптимізувати параметри та навчатися на основі великих масивів даних. Таке поєднання створює передумови для реалізації гнучких та інтелектуальних систем, що володіють високою стійкістю до шумів та неточностей.

Завдяки універсальності, здатності працювати із суб'єктивними оцінками та високій адаптивності, нечітка логіка продовжує знаходити застосування у все ширшому спектрі завдань. Сучасні технічні рішення дедалі частіше базуються не на дискретних, а на плавних переходах значень, що робить фазі-підхід особливо актуальним у розробці технологій майбутнього. Наявність інструментів нечіткої логіки дозволяє створювати системи, що здатні до інтелектуального аналізу, адаптації та обґрунтованого прийняття рішень в умовах невизначеності. Саме тому її роль у техніці, промисловості та інформаційних технологіях продовжує зростати, забезпечуючи поступовий перехід від жорстких логічних моделей до гнучких інтелектуальних систем нового покоління [14].

1.3.1 Історичні приклади першого застосування нечіткої логіки

Початки формування теорії нечіткої логіки пов'язані з діяльністю Лотфі Заде — американського вченого азербайджанського походження, який став основоположником концепції нечітких множин. У 1965 році в журналі *Information*

and Control вийшла його знакова стаття під назвою «Fuzzy Sets», що фактично започаткувала нову парадигму опрацювання інформації. Саме у цьому дослідженні вперше були сформульовані ключові терміни, що тепер є фундаментом нечіткої логіки: поняття нечіткої множини, функції належності та основні операції, які можна над такими множинами здійснювати. Заде звернув увагу на те, що реальні процеси рідко бувають абсолютно чіткими, а інформація, якою оперує людина, часто має градації, умовності та контекстуальні нюанси. Саме тому запропонована ним концепція стала потужним засобом математичного опису явищ, що виходять за межі суворої бінарності.

Практичне ж упровадження ідей нечіткої логіки відбулося майже десятиліття потому завдяки британському інженеру і досліднику Ебрагіму Мамдані [15]. Його робота у 1970-х роках була спрямована на створення системи автоматизованого керування паровим двигуном, здатної імітувати досвід кваліфікованого оператора. На той час підхід Мамдані базувався на класичній байєсівській теорії прийняття рішень, яка дозволяла оцінювати ймовірності подій у ситуаціях невизначеності на основі вже наявних даних. У теорії це мало забезпечити високу точність передбачень щодо поведінки об'єкта керування.

Попри математичну довершеність такого підходу, результати виявилися далекими від очікуваних. Реальна система, створена за принципами байєсівського аналізу, допускала значно більше похибок, ніж живий оператор, досвід якого вона мала відтворювати. Мамдані та його колеги намагалися покращити роботу алгоритму, звертаючись до методів штучного інтелекту, що набирали популярності в той період. Зокрема, вони працювали з експертними системами на основі правил, у яких логічні твердження доповнювалися емпіричним досвідом фахівців. Однак і ці намагання не дали бажаного результату: формально-логічні правила не могли повноцінно змоделювати суб'єктивність та гнучкість людського мислення.

Саме в процесі пошуку ефективнішого рішення дослідники натрапили на роботу Лотфі Заде. Ідея нечітких множин та можливість описувати знання у вигляді правил з частковою істинністю здалися Мамдані саме тим інструментом,

якого бракувало традиційним підходам. Інтегрувавши концепції Заде у свою систему керування, він створив перший у світі нечіткий регулятор, здатний працювати на основі правил, сформованих за аналогією з людським мисленням. Результат перевершив очікування: система стала стабільнішою, точнішою та набагато ближчою до поведінки реального оператора.

Таким чином, роботи Заде заклали фундамент теорії, а дослідження Мамдані дали їй перше практичне життя, засвідчивши ефективність нечіткої логіки у задачах керування складними динамічними системами. Саме після цього нечіткі регулятори почали активно впроваджуватися у промисловість, транспортні системи, робототехніку та інші технічні галузі, закріпивши нечітку логіку як один із ключових інструментів сучасної теорії керування.

1.3.2 Фазо-контролер: принцип дії та особливості роботи

Загальна організація та принцип роботи фазі-контролера представлені на рис. 1.12, де наочно показано всі ключові компоненти, що забезпечують функціонування системи нечіткого керування. Як видно зі схеми, фундаментальні елементи такого контролера включають вхідний фільтр, фазі-блок, а також вихідний фільтр. Кожен із цих модулів виконує власну групу функцій, але разом вони формують цілісний алгоритм перетворення сигналів, що надходять від об'єкта, у керуючі впливи, які подаються на виконавчі елементи.

Основне завдання вхідних і вихідних фільтрів полягає у синхронізації та узгодженні фізичних параметрів системи керування з тією інформаційною структурою, що використовується у фазі-блоці. Таке узгодження необхідне, оскільки об'єкт регулювання оперує конкретними вимірюваними величинами з чіткими значеннями, тоді як фазі-блок працює з лінгвістичними термами і відповідними нечіткими множинами.

Фільтри можуть мати як динамічну природу (використання інтегруючих або диференціюючих ланок), так і статичну (підсилювачі, суматори, фіксовані перетворювачі). Незважаючи на цю різноманітність, сам фазі-блок залишається структурою без динамічних елементів або внутрішнього стану. Його поведінка описується статичною передавальною функцією, що реалізується через набір

фазових правил.

Вхідний фільтр виконує роль попереднього перетворювача: він формує на основі вимірювальних сигналів ті змінні, які можуть бути подані на фазі-блок. У низці випадків одна вхідна лінгвістична змінна формується не з однієї величини, а з комбінації кількох показників об'єкта регулювання.

Вихідний фільтр, навпаки, адаптує результат роботи фазі-блоку до форми, що є прийнятною для виконавчих механізмів, тобто перетворювача або самого об'єкта. Найчастіше вихідні перетворення реалізуються через підсилювачі чи інтегратори, які дозволяють плавно формувати керуючий сигнал.

На відміну від традиційних регуляторів, де зв'язки між змінними чітко описувані математичними залежностями, у фазі-контролері такі зв'язки формуються через лінгвістичні терми, нечіткі множини та експертні правила. Це робить систему більш гнучкою та здатною відобразити нелінійну поведінку складних технічних об'єктів.

На рис. 1.13 представлено структуру фазі-блоку. Він також складається з трьох частин: блок фазіфікації; блок інференції; блок дефазіфікації.

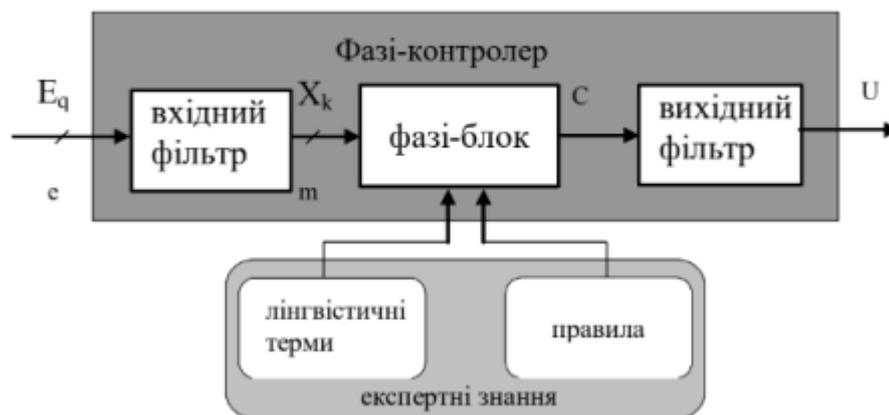


Рисунок 1.12 – Структура фазі-контролера

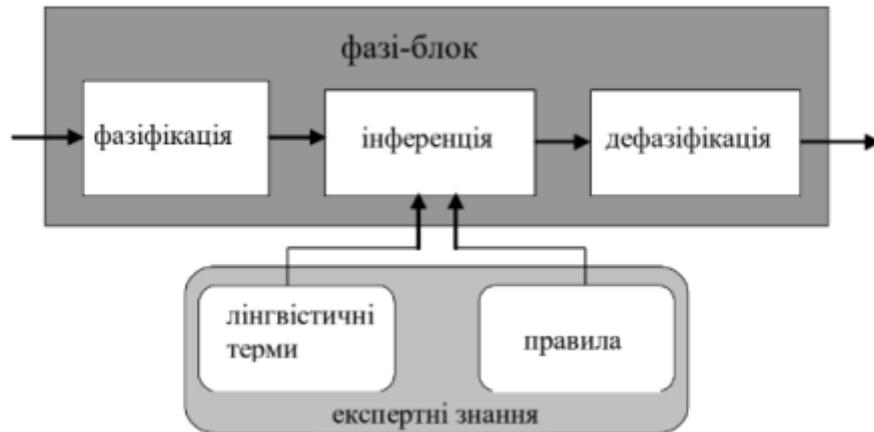


Рисунок 1.13 – Структура фазі-блока

Фазифікація: перетворення точних величин на нечіткі змінні

Оскільки вхідні сигнали в реальних системах завжди мають конкретні числові значення, їх не можна безпосередньо використати для моделювання нечітких множин. Саме тому першим кроком роботи контролера є фазифікація — процедура, що переводить однозначні дані у форму, яка відповідає лінгвістичним термам.

Під час фазифікації:

- кожному елементарному висловленню ЯКЩО-частини правила присвоюється ступінь належності;
- цей ступінь визначається за відповідною функцією належності, обраною для конкретного терму;
- формується набір значень, який відображає «ступінь істинності» відповідного висловлення.

Такий підхід дозволяє сформувати базу нечітких даних, що далі використовуються в блоці логічного висновку.

Інференція: формування вихідної фазі-множини.

Етап нечіткого висновку або інференції відповідає за перетворення накопиченого експертного знання в технічно реалізований закон регулювання. Інференція має два типи вхідних даних: набір фазі-правил, які встановлюють логічний зв'язок між входом і виходом; ступені належності, визначені на етапі фазифікації.

Процес інференції поділяється на три основні етапи:

1. Агрегація

На цьому етапі відбувається об'єднання умов одного правила. Якщо правило містить кілька елементарних висловлень, вони поєднуються логічними операціями («І», «АБО» тощо), і формується єдиний ступінь істинності, з яким виконується ЯКЩО-частина правила.

2. Імплікація

Імплікація визначає, яка фазі-множина відповідає кожному активному правилу. Вона залежить від того, наскільки сильно це правило активоване на попередньому етапі. Серед поширених методів імплікації:

- метод Заде,
- метод Лукасієвича,
- метод мінімуму Мамдані,
- метод добутку.

Кожен з них задає власний спосіб модифікації вихідної фазі-множини.

3. Акумуляція

Після обробки всіх правил їхні вихідні фазі-множини потрібно об'єднати. Ця операція зветься акумуляцією, і на її основі формується фінальна нечітка множина, що представляє вихід контролера у нечіткій формі.

Дефазіфікація: перехід від нечітких результатів до конкретного значення

Оскільки виконавчі механізми приймають тільки однозначні числові сигнали, останнім етапом роботи контролера є дефазіфікація — перетворення акумульованої фазі-множини на чітке значення.

Найпоширеніші методи:

Метод мінімуму: вихід визначається як максимальне значення серед елементів терму, що мають найнижчі значення функції належності.

Метод максимуму: вибирається найбільший елемент множини серед тих, що мають максимальний ступінь належності.

Гравітаційний метод (центр ваги): знаходиться центр ваги під графіком результуючої функції належності. Це один із найточніших і найчастіше

застосовуваних методів.

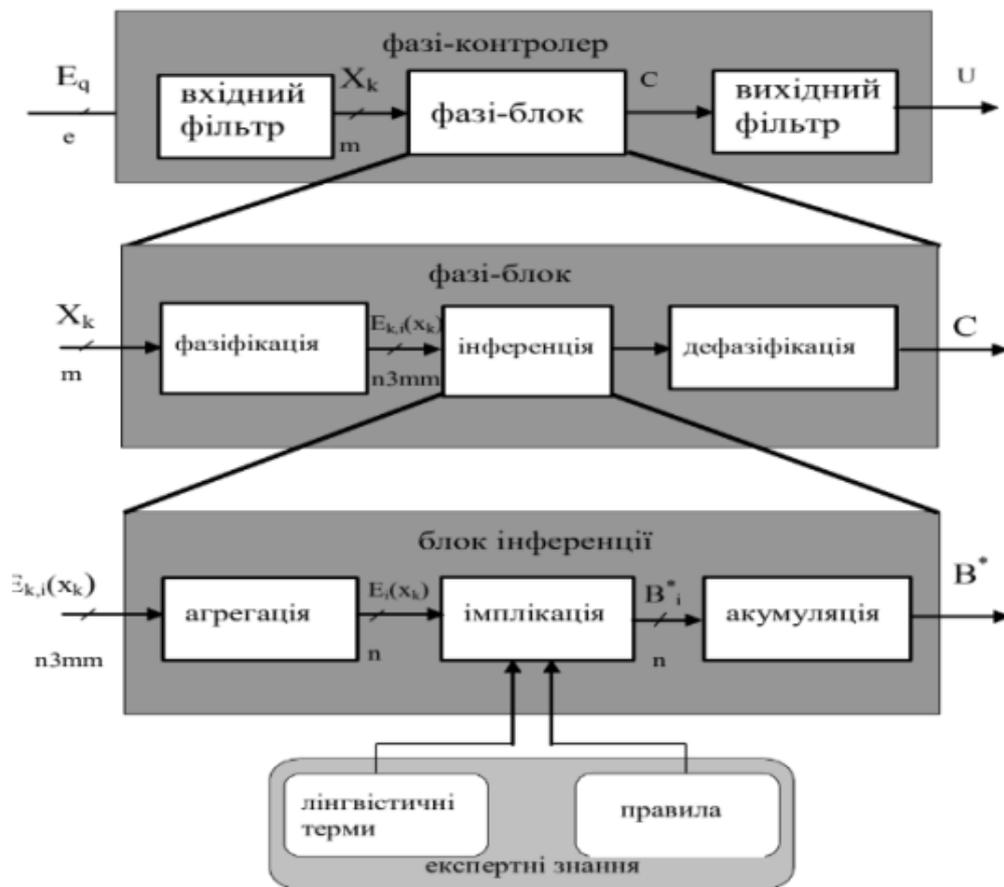


Рисунок 1.14 – Загальна структура фазі-контролера

1.3.3 Практичні приклади реалізації нечітких алгоритмів

У роботі [16] представлено ключові теоретичні засади нечіткої логіки, виконано синтез нечіткого ПІ-регулятора кутової швидкості асинхронного двигуна та проведено аналіз його функціонування. Результати моделювання продемонстрували, що використання фазі-підходу забезпечує задовільне регулювання та відстеження сигналу. У порівнянні зі стандартним ПІ-регулятором, нечіткий регулятор показав кращу динаміку, ефективніше придушення завад, а також вищу стійкість до похибок вимірювання та змін опору ротора. Це підтвердило доцільність застосування фазі-методів у задачах керування електроприводами.

У статті [17] було досліджено роботу генератора змінного струму, створеного на основі машини подвійного живлення. Запропонована система керування включала два типи регуляторів: традиційний ПІ та нечіткий фазі-регулятор потужності. Проведене тестування засвідчило, що система забезпечує

необхідні статичні та динамічні характеристики у широкому діапазоні швидкостей обертання ротора і значень навантажувального моменту. Найвищі експлуатаційні показники отримано саме при використанні нечіткого регулятора: у сталому режимі похибка регулювання потужності була фактично відсутня, що підтверджує його перевагу над класичним ПІ-підходом.

1.3.4 Сильні та слабкі сторони фазі-регуляторів

Переваги застосування фазі-логіки в системах керування полягають у її здатності ефективно працювати з неточними, неповними та нечітко сформульованими даними. Серед ключових позитивних аспектів можна виділити:

- відсутність потреби у значних обсягах точних даних, складних математичних моделей чи великої кількості формальних правил;
- можливість розширення набору спостережуваних змінних для покращення якості оцінювання стану системи;
- використання лінгвістичних змінних, що дозволяє наблизити роботу системи керування до способу мислення людини та відобразити експертні знання більш природним шляхом;
- здатність встановлювати взаємозв'язок між вхідними та вихідними параметрами навіть за умов неповної інформації про всі змінні системи;
- швидке створення прототипів завдяки тому, що повні відомості про модель об'єкта можуть бути необов'язковими;
- спрощений процес збору, формалізації та представлення даних порівняно з традиційними підходами.

Недоліки фазі-логіки в системах керування здебільшого пов'язані зі складністю її практичного впровадження та необхідністю якісного налаштування:

- побудова повної моделі нечіткої системи може виявитися надмірно складною через велику кількість параметрів та можливих взаємозв'язків;
- для забезпечення коректної роботи регулятора потрібно провести значну кількість моделювань та виконати ретельне тонке налаштування функцій належності й правил інференції;

- існують певні культурні та професійні упередження на користь математично точних, детермінованих підходів та лінійних моделей, що інколи ускладнює впровадження фазі-методів у традиційних системах керування.

1.4 Основні вимоги до сучасних систем генерування

Підсистема автоматичного управління і контролю механічних параметрів вітроенергетичної установки повинна забезпечувати виконання таких функцій [18]: орієнтацію захоплювальної площини вітродвигуна відповідно до напрямку вітрового потоку; реалізацію надійного пуску та ефективного гальмування вітродвигуна; керування кутом конусності лопатей; регулювання аеродинамічного крутного моменту; підтримання заданої потужності в залежності від швидкості вітрового потоку; встановлення флюгерного положення лопатей у разі перевищення швидкістю вітру допустимого значення; регулювання кутової швидкості обертання вітродвигуна; контроль швидкості вітрового потоку; контроль технічного стану лопатей; виконання аварійного гальмування та відключення установки у разі виникнення механічних несправностей.

Підсистема автоматичного управління і контролю електромагнітних параметрів вітроенергетичної установки виконує такі завдання [18]: регулювання та контроль параметрів електричних кіл вітроенергетичної установки; забезпечення зміни амплітуди, частоти та фаз напруги збудження; підтримання якості вироблюваної електроенергії відповідно до чинних нормативів; синхронізацію роботи установки з енергосистемою; забезпечення можливості автономної роботи вітроустановки; контроль температури електрогенератора; реалізацію захисних заходів, спрямованих на запобігання порушенням стійкості роботи, аваріям та відключення установки у разі пошкодження електричної частини.

Відповідно до вимог постанови НКРЕКП від 14.03.2018 № 310, параметри якості електричної енергії у точках приєднання споживачів у нормальних умовах експлуатації повинні відповідати положенням ДСТУ EN 50160:2014 «Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загальної призначеності» [19].

Основні показники якості електричної енергії визначено у пунктах 11.4.7–11.4.12 глави 11.4 КСР [19].

Згідно з ДСТУ EN 50160:2014: стандартна номінальна напруга U_n для мереж низької напруги становить 220 В між фазним та нульовим проводом; допустиме відхилення напруги не повинно перевищувати $\pm 10\%$; частота електропостачання у мережах низької напруги має становити 50 Гц з допустимим відхиленням $\pm 1\%$; сумарний коефіцієнт гармонічних спотворень напруги (THD), з урахуванням усіх гармонік до 40-ї включно, не повинен перевищувати 8 % для мереж низької напруги [19].

Висновки по розділу 1

Аналітичний огляд сучасних електромеханічних систем на базі асинхронного генератора свідчить про наявність значних складнощів у регулюванні амплітуди генерованої електричної напруги. Основною причиною цього є залежність величини напруги від кутової швидкості первинного рушія та специфіки навантаження. Таке поєднання змінних чинників ускладнює забезпечення стабільної якості електроенергії у широкому діапазоні робочих умов. Відповідно, для вирішення даної проблеми розроблено численні топології систем керування, що включають регулятори частоти та напруги, спроектовані на основі перетворювачів джерела напруги у ланці постійного струму з різними конфігураційними схемами.

У більшості сучасних систем перетворювачі реалізуються з використанням IGBT-транзисторів, а також трансформаторів із різними схемами з'єднань — «зірка-трикутник», «зиг-заг», Т-подібна. Такі рішення дозволяють забезпечити двонаправлений потік потужності, як активної, так і реактивної, що, у свою чергу, дозволяє ефективно керувати параметрами напруги та частоти в умовах змінного навантаження та кутової швидкості первинного рушія. Додатково, застосування таких топологій сприяє усуненню гармонічних спотворень та балансуванню навантаження, підвищуючи стабільність роботи системи.

Незважаючи на очевидні переваги, існуючі методи керування характеризуються високою складністю як у математичному описі, так і в

технічній реалізації. Часто в промислових застосуваннях використовуються відносно прості топології систем генерації електроенергії, оскільки пріоритетною є економічна ефективність, тоді як питання показників якості відходять на другий план.

Аналітичний огляд також демонструє перспективу використання альтернативного підходу — регуляторів на основі нечіткої логіки. Основна відмінність фазі-логіки полягає у роботі з даними, що не мають абсолютного значення, а можуть бути суб'єктивними та мати відносну природу. Такий підхід дозволяє використовувати змінні з різними ступенями істинності, що забезпечує обробку широкого спектру інформації та прийняття рішень на основі сукупності даних, а не окремих значень.

Дослідження показують, що впровадження фазі-регуляторів у електромеханічні системи, зокрема асинхронні генератори, дозволяє значно підвищити показники якості регулювання у порівнянні з традиційними ПД-регуляторами. Зокрема, відзначаються покращена динаміка системи, ефективніше усунення зовнішніх завад та висока стійкість до варіацій опору ротора. Проте широке впровадження таких технологій стримується через традиційне ставлення до чіткого керування, а також необхідність проведення значної кількості моделювань і тонкого налаштування регулятора перед його практичним застосуванням.

Висновки аналітичного огляду демонструють, що теорія нечіткого керування потребує подальшого розвитку та більшої кількості практичних досліджень, що дозволить переконатися у високій ефективності та надійності фазі-регуляторів. Для досягнення такого висновку були вирішені наступні задачі: проведено детальний опис і аналіз систем керування асинхронним генератором; обґрунтовано переваги застосування нечіткої логіки у системах керування для підвищення якості та адаптивності процесів регулювання.

Таким чином, застосування фазі-логіки відкриває перспективи для підвищення продуктивності та надійності сучасних електромеханічних систем, особливо в умовах змінного навантаження та непередбачуваних робочих режимів.

РОЗДІЛ 2. РОЗРАХУНОК ПОТУЖНОСТІ ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕМЕНТІВ СИСТЕМИ

2.1 Визначення потужності вітрової енергетичної установки

У цьому розділі здійснюється комплексне опрацювання ключових характеристик системи генерування на основі вітрової енергетичної установки та асинхронного генератора. Передусім проводиться визначення необхідної потужності вітрової турбіни, після чого обґрунтовується вибір обладнання, здатного забезпечити стабільне та ефективне енергопостачання. Окрему увагу приділено формуванню параметрів еквівалентної схеми асинхронного генератора, що необхідно для коректного налаштування математичної моделі у середовищі Matlab/Simulink. Крім того, у підрозділі подано розширений математичний опис складових системи генерування, що дозволяє глибше зрозуміти принципи її функціонування та взаємодію елементів.

Обґрунтування вибору номінальної потужності базується на потребах електропостачання невеликого сільського населеного пункту в Україні. Типовий населений пункт такого типу нараховує приблизно 50 приватних домоволодінь, кожне з яких у години максимального навантаження споживає до 5 кВт електричної потужності. Сукупний піковий попит становить близько 250 кВт, що визначає мінімальну потужність, яку має забезпечувати вітроенергетична установка (ВЕУ) для гарантованого покриття навантаження з урахуванням ймовірних коливань споживання.

Подальший аналіз присвячений визначенню геометричних характеристик ротора вітрової установки — одного з ключових елементів механічної частини системи. Особливу увагу приділено розрахунку діаметра вітроколеса, оскільки саме від цього показника залежить кількість енергії, яку турбіна здатна перетворити з кінетичної енергії повітряного потоку. Розрахунки виконуються з урахуванням типових швидкостей вітру для регіонів України, ефективності перетворення енергії (коефіцієнта використання енергії вітру) та конструктивних особливостей ротора, рекомендованих у науково-технічних джерелах [20], [21].

Для підвищення точності подальшого моделювання в Matlab/Simulink

значну роль відіграє правильне формування параметрів асинхронного генератора, які включають індуктивні, активні та магнітні характеристики машини.

Спочатку визначимо аеродинамічну потужність P_A :

$$P_A = \frac{P_E}{\xi}, \quad (2.1)$$

де P_E – електрична потужність ВЕУ, ξ – ідеальний коефіцієнт використання вітру.

Відомо, що розрахункова електрична потужність установки становить 250 кВт. Для подальших обчислень необхідно врахувати так званий ідеальний коефіцієнт використання енергії вітру, який у теоретичних межах може змінюватися від 0,25 до 0,55. Отримані числові параметри підставляються у формулу (2.1), що наведена вище.

Як видно з рисунка 2.1, діапазон коефіцієнта використання вітрової енергії визначає ефективність роботи системи, а таблиця 2.1 демонструє приклади розрахунків для різних значень цього коефіцієнта. Таким чином, підстановка відомих величин у (2.1) дозволяє оцінити реальний рівень виробленої потужності та порівняти його з теоретичними межами.

$$P_A = \frac{P_E}{\xi} = \frac{250 \cdot 10^3}{0.55} \approx 455 \text{ кВт}. \quad (2.2)$$

Наступним етапом розрахунків є визначення аеродинамічної потужності, яку можна інтерпретувати як кількість енергії, що переноситься потоком повітря та передається лопатям вітроколеса протягом однієї секунди. Іншими словами, ми розглядаємо енергію рухомого вітру, яка трансформується у механічну роботу системи за одиницю часу. Саме цей показник є базовим для подальшого аналізу ефективності вітроенергетичної установки та використовується у формулі (2.2), що наведена нижче.

$$P_A = \frac{mv^2}{2} = \frac{\rho Vv^2}{2} = \frac{\rho v S'v^2}{2} = \frac{\rho S'v^3}{2}, \quad (2.3)$$

де $\rho = 1.2 \text{ кг/м}^3$ – густина повітря; $v = 12 \text{ м/с}$ – швидкість потоку вітру, що проходить через ротор за 1 с; m – маса повітря, що проходить через ротор за 1 с; S' – площа, що охоплює вітроколесо; V – об'єм повітря, що проходить через ротор за 1 с.

З (2.3) виражаємо площу S' :

$$S' = \frac{2P_A}{\rho v^3} = \frac{2 \cdot 455 \cdot 10^3}{1,2 \cdot 12^3} \approx 439 \text{ м}^2. \quad (2.4)$$

У реальних умовах експлуатації вітроенергетичних установок коефіцієнт використання енергії вітру не досягає теоретично можливого значення. Практичні дослідження показують, що його величина становить приблизно 65–67% від ідеального рівня. Це означає, що фактична ефективність системи є нижчою за розрахункову, і для коректного визначення параметрів необхідно внести поправку.

Зокрема, отримане у формулі (2.4) значення площі ротора слід скоригувати, збільшивши його у 1,33–1,35 рази. Такий підхід дозволяє врахувати реальні втрати енергії та забезпечує більш точне узгодження теоретичних розрахунків із практичними показниками.

$$S = 1,33S' = 1,33 \cdot 439 \approx 584 \text{ м}^2. \quad (2.5)$$

У даній установці передбачається застосування горизонтально-осьового ротора, який є найбільш поширеним типом у сучасних вітроенергетичних системах. Його робоча площа визначається за допомогою наступного математичного виразу, що враховує геометричні параметри ротора та швидкісні характеристики потоку повітря. Саме ця формула дозволяє встановити ефективну площу перетину, через яку вітер передає свою енергію лопатям.

$$S = \frac{\pi D^2}{4}, \quad (2.6)$$

де D – діаметр вітроколеса. З (2.6) можемо виразити та розрахувати діаметр:

$$D = \sqrt{\frac{4S}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 584}{3,14}} \approx 27 \text{ м.} \quad (2.7)$$

Для реалізації проєкту було прийнято рішення використати вітрогенератор RX-250DK із номінальною потужністю 250 кВт, що належить до типу горизонтально-осьових установок [22]. Основні технічні характеристики вибраного агрегата наведені у таблиці 2.1, де відображено його ключові параметри для подальших розрахунків.

Як перетворювальний елемент системи застосовується асинхронний генератор, роль якого виконує асинхронний двигун АИР355S4 [23]. Його паспортні дані, що визначають експлуатаційні можливості та електричні показники, подано у таблиці 2.2. Такий вибір забезпечує узгодження роботи вітроколеса з електричною частиною установки та дозволяє досягти оптимальної ефективності системи.

Таблиця 2.1 – Технічні х-ки вітрогенератора RX-250DK

Параметр	Значення
Кількість лопатей	3 шт.
Тип башти	Велика кабельна вежа
Діаметр вітрового колеса	27,5 м
Стартова швидкість вітру	3 м/с
Робоча швидкість вітру	4 м/с
Оптимальна швидкість вітру	10 м/с
Витримує вітер до	40 м/с
Номінальна потужність	250 кВт
Максимальна потужність	280 кВт

Таблиця 2.2 – Паспортні дані АИР355S4

Параметр	Значення
Номінальна потужність	$P_{2n} = 250(\text{кВт})$
Номінальна лінійна напруга статора	$U_{1n} = 380(\text{В})$
Число пар полюсів	$p_n = 2$
Момент інерції	$J_d = 6(\text{кг} \cdot \text{м}^2)$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 0,945$
Коефіцієнт потужності	$\cos\varphi = 0,92$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2$
Номінальне ковзання	$s_n = 0,01$
Критичне ковзання	$s_k = 0,04$
Номінальна частота напруги статора	$f = 50(\text{Гц})$
Параметри Г-подібної схеми заміщення (відносні одиниці)	
Індуктивний опір розсіювання статора	$\bar{x}_1' = 0,09$
Активний опір статора	$\bar{R}_1' = 0,013$
Приведений індуктивний опір розсіювання ротора	$\bar{x}_2'' = 0,13$
Приведений активний опір ротора	$\bar{R}_2'' = 0,013$
Індуктивний опір намагнічуючого контуру	$\bar{x}_\mu = 4,6$

2.2 Розрахунок номінальних характеристик електродвигуна

Визначимо кутову частоту напруги статора ω_{0n} , швидкість ідеального холостого ходу двигуна ω_{xx} та номінальну швидкість двигуна ω_n :

$$\omega_{0n} = 2\pi f = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 = 314 \text{ рад/с}; \quad (2.8)$$

$$\omega_{xx} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314}{3} = 104,72 \text{ рад/с}; \quad (2.9)$$

$$\omega_n = \omega_{xx} (1 - s_n) = 104,72 \cdot (1 - 0,01) = 103,67 \text{ рад/с}. \quad (2.10)$$

Далі визначимо номінальний момент двигуна M_n , критичний момент двигуна M_k (по перевантажувальній здатності λ з каталогу) та номінальні діючі значення фазної напруги U_n та струму статора I_n :

На наступному етапі розрахунків необхідно визначити основні електромеханічні характеристики асинхронного двигуна. Зокрема, розраховується номінальний момент M_n , який відповідає роботі двигуна при номінальному навантаженні. Далі встановлюється критичний момент M_k , що визначається за показником перевантажувальної здатності λ , наведеним у каталожних даних виробника.

Окрім цього, слід врахувати номінальні діючі значення фазної напруги U_n та струму статора I_n , які є базовими параметрами для аналізу режимів роботи електричної машини. Отримані величини використовуються для подальших розрахунків енергетичних показників та перевірки відповідності двигуна вимогам системи.

$$M_n = \frac{P_{2n}}{\omega_n} = \frac{250 \cdot 10^3}{103,67} = 2411,4 \text{ Нм}; \quad (2.11)$$

$$M_k = \lambda M_n = 2 \cdot 2411,4 = 4822,9 \text{ Нм}; \quad (2.12)$$

$$U_n = \frac{U_{ln}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220 \text{ В}; \quad (2.13)$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3U_n \eta \cos \varphi} = \frac{250}{3 \cdot 220 \cdot 0,945 \cdot 0,92} = 436,89 \text{ А}. \quad (2.14)$$

На наступному етапі розрахунків необхідно перейти до визначення амплітудних значень основних електричних параметрів асинхронного двигуна. Зокрема, слід знайти амплітуду фазної напруги U_{na} та амплітуду струму статора I_{na} . Окрім цього, розраховується амплітудне значення потокозчеплення статора ψ_{1XX} у режимі холостого ходу, коли опір обмотки статора приймається рівним $R_1=0$.

Такі параметри є ключовими для аналізу електромагнітних процесів у машині, адже вони дозволяють оцінити взаємодію між електричними та магнітними величинами в умовах відсутності навантаження. Отримані результати використовуються для подальшого визначення робочих характеристик двигуна та перевірки його відповідності розрахунковим умовам.

$$U_{na} = \sqrt{2}U_n = \sqrt{2} \cdot 220 = 310 \text{ В}; \quad (2.15)$$

$$I_{na} = \sqrt{2}I_n = \sqrt{2} \cdot 436,89 = 617,86 \text{ А}; \quad (2.16)$$

$$\psi_{1XX} = \frac{U_{na}}{\omega_{0n}} = \frac{310}{314} = 0,9876 \text{ Вб}. \quad (2.17)$$

2.3 Т-схема заміщення та визначення її параметрів

Т-подібна схема заміщення, наведена на рис. 2.1, являє собою математичну модель асинхронного двигуна, яка відображає основні електромагнітні процеси в машині. На відміну від неї, Г-подібна схема заміщення, показана на рис. 2.2, базується на використанні параметрів, отриманих безпосередньо з каталожних даних виробника.

Для забезпечення коректності розрахунків та можливості застосування математичної моделі, необхідно здійснити перехід від Г-подібної схеми до Т-подібної. Цей процес включає спеціальну методику перерахунку параметрів, яка дозволяє узгодити каталожні характеристики з теоретичною моделлю та забезпечити їх подальше використання у розрахунках робочих режимів двигуна.

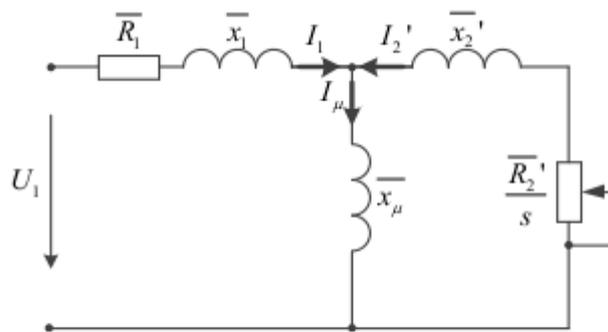


Рисунок 2.1 – Т-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

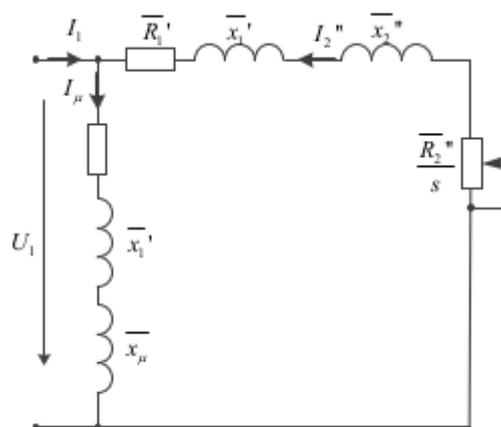


Рисунок 2.2 – Г-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

Перехід від Г-подібної схеми заміщення до Т-подібної здійснюється шляхом використання спеціального перерахункового коефіцієнта c_{-1} . Саме цей коефіцієнт дозволяє узгодити параметри, отримані з каталожних даних, із

математичною моделлю асинхронного двигуна. Таким чином, застосування c_1 забезпечує коректне відображення електромагнітних процесів у Т-подібній схемі та дає можливість проводити подальші розрахунки з урахуванням реальних характеристик машини:

$$c_1 = \frac{\bar{x}_\mu + \sqrt{\bar{x}_\mu^2 + 4\bar{x}'_1 \bar{x}_\mu}}{2\bar{x}_\mu} = \frac{4,6 + \sqrt{(4,6)^2 + 4 \cdot 0,09 \cdot 4,6}}{2 \cdot 4,6} = 1,02. \quad (2.18)$$

Процес визначення параметрів Т-подібної схеми заміщення виконується послідовно у два основні етапи.

- Спершу здійснюється розрахунок параметрів у відносних одиницях, що дозволяє узагальнити результати та зробити їх незалежними від конкретних масштабів чи номінальних значень. Такий підхід спрощує аналіз і дає можливість порівнювати характеристики різних електричних машин.

- На другому етапі проводиться перехід до абсолютних одиниць, де параметри набувають конкретних числових значень, необхідних для практичного використання та технічних розрахунків.

Відповідно, на першій стадії розрахунків отримуємо систему співвідношень, яка задає базові параметри схеми у відносному вигляді. Ці результати слугують вихідними даними для подальшого перерахунку в абсолютні величини.

$$\bar{x}'_1 = \frac{\bar{x}'_1}{c_1} = \frac{0,09}{1,02} = 0,0883; \quad (2.19)$$

$$\bar{R}'_1 = \frac{\bar{R}'_1}{c_1} = \frac{0,013}{1,02} = 0,0128; \quad (2.20)$$

$$\bar{x}'_2 = \frac{\bar{x}''_2}{c^2} = \frac{0,13}{(1,02)^2} = 0,1251; \quad (2.21)$$

$$\bar{R}'_2 = \frac{\bar{R}''_2}{c^2} = \frac{0,013}{(1,02)^2} = 0,0125. \quad (2.22)$$

На наступному кроці обрахунків маємо:

$$x_1 = \bar{x}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0,0883 \cdot \frac{220}{436,89} = 0,0443 \text{ Ом}; \quad (2.23)$$

$$R_1 = \bar{R}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0,0128 \cdot \frac{220}{436,89} = 0,0064 \text{ Ом}; \quad (2.24)$$

$$x_2' = \bar{x}_2' \frac{U_n}{I_n} = 0,1251 \cdot \frac{220}{436,89} = 0,0628 \text{ Ом}; \quad (2.25)$$

$$R_2 = \bar{R}_2 \frac{U_n}{I_n} = 0,0125 \cdot \frac{220}{436,89} = 0,0063 \text{ Ом}; \quad (2.26)$$

$$x_\mu = \bar{x}_\mu \frac{U_n}{I_n} = 4,6 \cdot \frac{220}{436,89} = 2,31 \text{ Ом}. \quad (2.27)$$

Визначимо індуктивності розсіювання статора $L_{1\sigma}$ і ротора $L_{2\sigma}$, індуктивність намагнічуючого контуру L_m , а також індуктивності статора L_1 і ротора L_2 :

$$L_{1\sigma} = \frac{x_1}{\omega_0} = \frac{0,0443}{314} = 1,41 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}; \quad (2.28)$$

$$L_{2\sigma} = \frac{x_2'}{\omega_0} = \frac{0,0628}{314} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}; \quad (2.29)$$

$$L_m = \frac{x_\mu}{\omega_0} = \frac{2,31}{314} = 0,0074 \text{ Гн}; \quad (2.30)$$

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} = 74 \cdot 10^{-4} + 1,41 \cdot 10^{-4} = 0,0075 \text{ Гн}; \quad (2.31)$$

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} = 74 \cdot 10^{-4} + 2 \cdot 10^{-4} = 0,0076 \text{ Гн}. \quad (2.32)$$

Наступні параметри додатково розраховуємо $\alpha, \alpha_1, \beta, \gamma, \sigma, \mu_1$. В результаті отримуємо:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2} = \frac{0,0063}{0,0076} = 0,8321 \frac{\text{Ом}}{\text{Гн}}; \quad (2.33)$$

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1} = \frac{0,0064}{0,0075} = 0,8547 \frac{\text{Ом}}{\text{Гн}}; \quad (2.34)$$

$$\sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right) = 0,0075 \cdot \left(1 - \frac{(0,0074)^2}{0,0075 \cdot 0,0076} \right) = 3,359 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}; \quad (2.35)$$

$$\beta = \frac{L_m}{L_2 \sigma} = \frac{0,0074}{0,0076 \cdot 3,359 \cdot 10^{-4}} = 2898 \frac{1}{\text{Гн}}; \quad (2.36)$$

$$\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta = \frac{64 \cdot 10^{-4}}{3,359 \cdot 10^{-4}} + 0,8321 \cdot 0,0074 \cdot 2898 = 36,8 \frac{\text{Ом}}{\text{Гн}}; \quad (2.37)$$

$$\mu_1 = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} = \frac{3}{2} \cdot \frac{0,0074}{0,0076} = 1,46. \quad (2.38)$$

2.4 Побудова математичної моделі асинхронного генератора

У подальшому аналізі будемо використовувати стандартну лінеаризовану математичну модель машини змінного струму [24]. Вона ґрунтується на припущенні, що крива намагнічування описується лінійною залежністю, а індуктивності розсіювання залишаються незмінними величинами протягом усього процесу роботи. Такий підхід значно спрощує математичний опис електромагнітних процесів та дозволяє отримати аналітичні вирази для основних параметрів машини.

У рамках цієї моделі вводяться наступні позначення:

- статична індуктивність контуру намагнічування — величина, яка характеризує здатність магнітного кола накопичувати енергію магнітного поля при прикладенні струму.

$$L_m = \frac{\Psi_m}{i_m}, \quad (2.39)$$

де $\Psi_m(i_m) = \text{const}$ — крива намагнічування, i_m — струм намагнічування; L_m — індуктивність намагнічування при номінальному потокозчепленні.

- значення індуктивності для елементів: статора та ротора:

$$\begin{aligned} L_1 &= L_m + L_{1\sigma}, \\ L_2 &= L_m + L_{2\sigma}, \end{aligned} \quad (2.40)$$

де $(L_{1\sigma}, L_{2\sigma}) = \text{const}$ – індуктивності розсіювання статора та ротора.

При умові збалансованого живлення розглядається двофазна математична модель, яка описує як електричну, так і механічну частини симетричного асинхронного генератора. Модель будується у системі координат $(d-q)$, що обертається з довільною кутовою швидкістю ω_0 . Такий підхід дозволяє спростити аналіз електромагнітних процесів, оскільки перехід до обертової системи координат забезпечує зручне представлення змінних у вигляді постійних або повільно змінних величин.

У цьому вигляді модель описує взаємозв'язок між струмами, напругами, потокозчепленнями та механічними параметрами ротора. Вона є базовою для подальших розрахунків режимів роботи генератора, включаючи аналіз динамічних процесів та визначення його стійкості:

$$\dot{\omega} = J^{-1}(M_{\Pi} - M), \quad M = \mu_1(\psi_d i_q - \psi_q i_d), \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi_d + \omega p_n \beta \psi_q + \sigma^{-1} u_d, \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha \beta \psi_q - \omega p_n \beta \psi_d + \sigma^{-1} u_q, \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + \omega_2 \psi_q + \alpha L_m i_d, \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - \omega_2 \psi_d + \alpha L_m i_q, \end{aligned} \quad (2.42)$$

де ω – кутова швидкість обертання ротора, J – повний момент інерції системи генерування, M_{Π} – момент первинного рушія, M – електромагнітний момент,

$\Psi = (\psi_d, \psi_q)^T$ – вектор потокозчеплення ротора в системі координат $(d-q)$,

ε_0, ω_0 – кутове положення та кутова швидкість обертання синхронної

системи координат (d-q) відносно стаціонарної (a-b), $\omega_2 = \omega_0 - \omega p_n$ – швидкість ковзання ротора, $\mathbf{i} = (i_d, i_q)^T$ – вектор струму статора в системі координат (d-q), p_n – число пар полюсів, $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$ – вектор керуючих напруг в системі координат (d-q).

Механічні та електричні параметри АГ зв'язані додатними константами в (2.41) та (2.42), котрі розраховуються наступним чином:

$$\mu_1 = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n, \quad \alpha = \frac{R_2}{L_2}, \quad \sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}, \quad \beta = \frac{L_m}{L_2 \sigma}, \quad \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m, \quad (2.43)$$

де R_1, R_2 – активні опори статора та ротора.

На рисунку 2.3 подано узагальнену схему, яка демонструє процес перетворення енергії в асинхронному генераторі. Спочатку механічна потужність, що підводиться до вала АГ, трансформується у електричну потужність статорного кола P_s . Далі ця енергія за допомогою керованого напівпровідникового перетворювача переходить у форму потужності постійного струму P_{dc} , яка може бути використана для живлення споживачів або подальшої передачі в енергосистему.

Такий підхід дозволяє наочно простежити взаємозв'язок між механічною та електричною частинами генератора, а також показує роль силової електроніки у забезпеченні ефективного перетворення енергії.

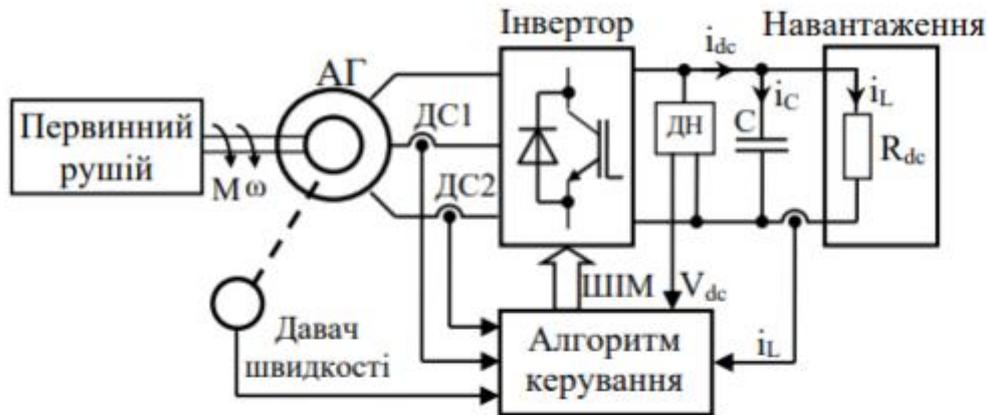


Рисунок 2.3 – Схема розподілу струмів між інвертором, конденсатором та навантаженням в системі генерування

За умови, що перетворювач функціонує як безінерційний та ідеальний елемент, його вплив на процес перетворення енергії можна вважати миттєвим і таким, що не вносить додаткових втрат чи затримок.

$$P_s = P_{dc}, P_s = -(3/2)(u_d i_d + u_q i_q). \quad (2.44)$$

Відповідно, згідно з рисунком 2.3, динаміка зміни напруги у ланці постійного струму описується спеціальним рівнянням, яке встановлює залежність між електричною потужністю, що надходить від статорного кола генератора, та потужністю, переданою у коло постійного струму.

Таким чином, рівняння динаміки напруги в ланці постійного струму має вигляд:

$$\dot{V}_{dc} = C^{-1} i_C, i_C = i_{dc} - i_L, \quad (2.45)$$

де C – ємність в ланці постійного струму, i_C – струм конденсатора, i_{dc} – струм, що генерується у ланку постійного струму, i_L – струм навантаження.

Визначити струм i_{dc} , що віддається у ланку постійного струму, і струм навантаження i_L можна наступним чином:

Для подальшого аналізу необхідно визначити струм i_{dc} , який надходить у ланку постійного струму від асинхронного генератора, а також струм навантаження i_L , що споживається зовнішнім колом. Обчислення цих величин виконується на

основі рівнянь балансу потужності та напруги у ланці постійного струму.

Таким чином, маємо:

$$i_{dc} = \frac{P_{dc}}{V_{dc}} = \frac{P_s}{V_{dc}} = -\frac{(3/2)(u_d i_d + u_q i_q)}{V_{dc}}, \quad i_L = \frac{V_{dc}}{R_{dc}}, \quad (2.46)$$

де R_{dc} – резистивний опір навантаження.

Виходячи з побудованої моделі асинхронного генератора, яка описується системою диференціальних рівнянь для різних його складових, можна сформулювати узагальнену модель процесу генерування електроенергії. Зокрема:

- рівняння механічної частини наведено у (2.41);
- рівняння, що описують струми статора та потокозчеплення ротора, подано у (2.42);
- рівняння для напруги ланки постійного струму визначено у (2.46).

Об'єднавши ці співвідношення, отримуємо повну математичну модель системи генерування, яка має вигляд нелінійної системи диференціальних рівнянь шостого порядку (2.47). Така модель дозволяє комплексно врахувати взаємодію механічних та електричних процесів у генераторі, а також забезпечує можливість аналізу його динамічних режимів роботи.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= J^{-1}(M_{\Pi} - M), \quad M = \mu_l (\psi_d i_q - \psi_q i_d), \\ \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi_d + \omega p_n \beta \psi_q + \sigma^{-1} u_d, \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha \beta \psi_q - \omega p_n \beta \psi_d + \sigma^{-1} u_q, \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + \omega_2 \psi_q + \alpha L_m i_d, \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - \omega_2 \psi_d + \alpha L_m i_q, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \quad \varepsilon_0(0) = 0, \\ \dot{V}_{dc} &= C^{-1} \left(-\frac{(3/2)(u_d i_d + u_q i_q)}{V_{dc}} - i_L \right). \end{aligned} \quad (2.47)$$

2.2 Математичне моделювання вітрової турбіни

Механічна характеристика вітрової турбіни описує залежність між вихідною потужністю P_M та механічним моментом M_M при різних швидкостях вітрового потоку v . Іншими словами, вона відображає, як зміна швидкості вітру впливає на енергетичні показники роботи турбіни.

Відомо, що турбіна здатна розвивати механічну потужність [25], яка визначається через її аеродинамічні параметри. До таких параметрів належать:

- густина повітря ρ ;
- площа ротора $S = \pi R^2$, де R — радіус вітроколеса;
- швидкість вітрового потоку v ;
- коефіцієнт використання енергії вітру C_p .

Загальний вираз для механічної потужності має вигляд:

$$P_M = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot v^3 \cdot C_p$$

Ця формула показує, що потужність турбіни прямо пропорційна кубу швидкості вітру, площі ротора та коефіцієнту використання енергії потоку.

$$P_M = 0.5\rho A C_p(\lambda, \beta) v_v^3, \quad (2.48)$$

де β – кут нахилу; λ – співвідношення швидкостей; ρ – питома щільність повітря; v_v – швидкість вітрового потоку; $A = \pi R^2$ – площа розгортки лопатей турбіни; C_p – коефіцієнт потужності; R – радіус лопатей турбіни.

Для забезпечення максимальної ефективності роботи вітрової турбіни виникає необхідність у максимізації вихідної потужності при фіксованому куті нахилу лопатей β . Це означає, що при зміні швидкості вітрового потоку необхідно відповідно коригувати кутову швидкість обертання турбіни $\omega_{\text{турб}}$, аби підтримувати оптимальний режим енергоперетворення.

Ключовим параметром у цьому процесі є швидкохідність (tip speed ratio), яка визначається як відношення колової швидкості кінця лопаті до швидкості

вітру:

$$\lambda = \frac{\omega_{\text{турб}} R}{v_B}. \quad (2.49)$$

У залежності від конструктивних особливостей вітрової установки значення номінальної швидкохідності λ_H може істотно відрізнятись. Для коректного визначення синхронної швидкохідності C_p необхідно прийняти умову, за якої початкове значення швидкохідності λ_0 прирівнюється до нуля. Це дозволяє встановити базову точку відліку для подальшого аналізу.

У такій постановці задача моделювання механічної характеристики вітрової турбіни зводиться до опису залежності коефіцієнта потужності від швидкохідності. Відповідна залежність може бути виражена рівнянням:

$$C_p = C_{p \max} - \frac{C_{p \max}}{(\lambda_0 - \lambda_H)^2} (\lambda - \lambda_H)^2, \quad (2.50)$$

де $C_{p \max}$ – максимальний коефіцієнт потужності.

У діапазоні швидкохідності від 0 до номінального значення λ_H ($\lambda < \lambda_H$) проводиться апроксимація залежності коефіцієнта потужності C_p від швидкохідності. Такий підхід дозволяє отримати спрощений аналітичний вираз, що описує роботу турбіни у піддіапазоні малих та середніх швидкостей вітру.

$$C_p = C_{p \max} \left(\frac{\lambda}{\lambda_H} \right)^2 \left[-2 \left(\frac{\lambda}{\lambda_H} \right) + 3 \right]. \quad (2.51)$$

Для визначення синхронної швидкохідності необхідно врахувати конструктивні параметри вітрової установки, а саме:

- кількість лопатей ротора;
- ширину кінчика лопаті, яка впливає на аеродинамічні втрати;
- діаметр вітроколеса, що визначає площу захоплення потоку.

З урахуванням цих параметрів синхронна швидкохідність може бути розрахована за спеціальними емпіричними співвідношеннями, які застосовуються у теорії вітроенергетики для узгодження геометрії ротора з його енергетичними характеристиками.

Висновки по розділу 2

У ході дослідження було здійснено розрахунок потужності вітрової енергетичної установки та асинхронного генератора, причому враховано реальні умови практичної реалізації електромеханічної системи. Це дозволило отримати більш наближені до практики результати та забезпечити відповідність моделі реальним експлуатаційним характеристикам.

Для побудови моделі обрано вітрову установку RX 250DK та асинхронний двигун АІР355S4. Наведені паспортні дані та технічні параметри цих агрегатів стали вихідними даними для формування загальної моделі системи у середовищі Matlab/Simulink, що забезпечує можливість її подальшого аналізу та оптимізації.

На основі схеми заміщення асинхронного генератора виконано розрахунок його параметрів. Отримані значення є необхідними для коректного відтворення електромагнітних процесів у моделі та дозволяють врахувати особливості роботи генератора в складі системи генерування.

Проведено математичний опис ключових елементів системи генерування, який включає механічну, електричну та електронну частини. Цей опис слугує теоретичною основою для проектування та моделювання системи у середовищі Matlab/Simulink, а також створює передумови для подальших досліджень її динамічних характеристик та оптимізації режимів роботи.

Таким чином, виконані розрахунки та побудована математична модель формують цілісну основу для подальшого моделювання та дослідження роботи вітроенергетичної системи, що дозволяє оцінити її ефективність та визначити шляхи вдосконалення.

РОЗДІЛ 3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМУ НЕЧІТКОГО КЕРУВАННЯ У КОЛІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

У даному розділі передбачається розробка алгоритму нечіткого керування напругою у ланці постійного струму. Основна мета полягає у створенні системи регулювання, здатної забезпечити стабільність напруги при змінних режимах роботи генератора та навантаження. Використання методів нечіткої логіки дозволяє врахувати нелінійність процесів, невизначеність зовнішніх факторів та забезпечити адаптивність системи керування до реальних умов експлуатації.

3.1 Формулювання задачі регулювання напруги

Для подальшого аналізу сформулюємо задачу керування об'єктом (2.47) у вигляді регулювання двох основних вихідних координат системи. До таких координат належать:

- модуль потокозчеплення ротора $|\psi_r|$, який визначає електромагнітний стан машини та безпосередньо впливає на формування електричної потужності;
- напруга у ланці постійного струму V_{dc} , що характеризує енергетичний баланс системи та забезпечує стабільність живлення навантаження.

Задавані значення цих координат визначаються відповідними рівняннями, які встановлюють залежність між керуючими сигналами та станом системи. Таким чином, задача керування зводиться до підтримання $|\psi_r|$ та V_{dc} у межах заданих рівнів, що гарантує оптимальну роботу електромеханічної системи в умовах змінних режимів.

$$|\Psi| = \left(\psi_d^2 + \psi_q^2 \right)^{\frac{1}{2}}; \quad y_1 = \left(|\Psi|, V_{dc} \right)^T.$$

Дане регулювання реалізується шляхом формування вектора керуючих напруг статора, який виступає основним інструментом впливу на електромагнітні процеси в асинхронному генераторі. Зміна амплітуди та фази цього вектора дозволяє безпосередньо керувати:

- модулем потокозчеплення ротора, що визначає рівень електромагнітної взаємодії між статором і ротором;

- напругою у ланці постійного струму, яка забезпечує стабільність енергетичного балансу системи та живлення навантаження.

Таким чином, вектор керуючих напруг статора є ключовим параметром у системі нечіткого регулювання, оскільки він забезпечує узгоджене керування як електричною, так і механічною частинами генератора. Це дозволяє досягати оптимальних режимів роботи при змінних зовнішніх умовах, зокрема при коливаннях швидкості вітру та навантаження.

Важливо підкреслити, що у процесі керування ми не здійснюємо прямого вимірювання вектора потокозчеплення ротора ψ . Натомість регулювання відбувається лише на основі вимірюваного вектора вихідних координат y , який доступний у системі. Це означає, що керування будується на непрямому контролі електромагнітних процесів через вимірювані величини.

У такій постановці вводиться вектор заданих траєкторій, який описує бажану зміну двох ключових параметрів:

- модуля вектора потокозчеплення ротора $|\psi_r|$;
- напруги у ланці постійного струму V_{dc} .

Загальний вигляд цього вектора можна записати як:

$$y_1^* = (\psi^*, V_{dc}^*)^T. \quad (3.1)$$

Вектор похибок відпрацювання регульованих координат представляється у вигляді різниці між заданими та фактичними значеннями вихідних параметрів системи. Це дозволяє сформулювати задачу керування у вигляді мінімізації похибок для двох ключових координат:

- напруги у ланці постійного струму V_{dc} ;
- модуля потокозчеплення ротора $|\psi_r|$.

$$\tilde{y}_1 = y_1 - y_1^* \triangleq (\tilde{\psi}, \tilde{V}_{dc})^T, \quad (3.2)$$

де ψ^*, V_{dc}^* – задані гладкі функції, з обмеженими відомими похідними.

Припущення для синтезу регулятора

А.1. Виконується вимірювання струмів статора $(i_d, i_q)^T$, напруги у ланці постійного струму V_{dc} та кутової швидкості обертання ротора ω .

А.2. Первинний рушій має ненульове значення власної кутової швидкості, що гарантує наявність механічної енергії для процесу генерування.

А.3. Відомі всі параметри асинхронного генератора, включаючи ємність ланки постійного струму, що дозволяє врахувати динаміку накопичення енергії.

А.4. Завдання для напруги V_{dc}^* та модуля потокозчеплення ротора $|\psi_r^*|$ вважаються сталими величинами.

Цілі керування

О.1. $\lim e_{V_{dc}} = 0$ — асимптотичне регулювання напруги у ланці постійного струму при обмеженості всіх внутрішніх змінних, де

$$e_{V_{dc}} = V_{dc} - V_{dc}^*$$

О.2. $\lim e_{\psi} = 0$ — асимптотичне відпрацювання модуля вектора потокозчеплення ротора, де

$$e_{\psi} = |\psi_r| - |\psi_r^*|$$

О.3. $\lim \psi_q = 0$ — асимптотичне орієнтування за вектором потокозчеплення ротора.

О.4. Процеси керування вихідними координатами є асимптотично квазірозв'язними, тобто взаємний вплив підсистем мінімізується.

На основі рівняння (2.47) та підстановки (3.3) формуємо динамічну модель об'єкта керування у вигляді трьох взаємопов'язаних підсистем:

- механічна підсистема (3.6), що описує динаміку ротора;
- електрична підсистема (3.7), яка враховує струми та потокозчеплення;
- підсистема напруги ланки постійного струму (3.8), що відображає баланс енергії у DC-колі.

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \sigma_m \begin{pmatrix} -\omega_0 i_q + v_d \\ \omega_0 i_d + v_q \end{pmatrix}. \quad (3.3)$$

Для переходу між системами координат (a-b) та (d-q) застосовується стандартне перетворення Парка, яке дозволяє відобразити трифазні змінні у

двофазній ортогональній системі координат:

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = e^{-J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix}, \quad (3.4)$$

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}, \quad (3.5)$$

$$\text{де } e^{-J\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Таким чином, побудована модель забезпечує можливість синтезу регулятора, який гарантує асимптотичне досягнення поставлених цілей керування та узгоджене функціонування механічної, електричної та енергетичної частин системи.

Для побудови узагальненої моделі системи генерування здійснюється декомпозиція рівняння (2.47) на окремі підсистеми, що відображають різні фізичні процеси:

- Механічна підсистема (3.6) — описує динаміку ротора асинхронного генератора, включаючи рівняння руху, момент інерції та баланс механічних моментів.

- Електрична підсистема (3.7) — відображає електромагнітні процеси у статорі та роторі, зокрема рівняння для струмів та потокозчеплень у системі координат (d, q) .

- Підсистема напруги ланки постійного струму (3.8) — описує баланс енергії у DC-колі, враховуючи ємність конденсатора та взаємодію між потужністю генератора і навантаженням.

Для отримання узгодженої моделі використовується підстановка (3.3) у рівняння (2.47), що дозволяє інтегрувати всі підсистеми в єдину систему диференційних рівнянь. У результаті формується динамічна модель об'єкта керування, яка комплексно враховує механічні, електричні та енергетичні процеси:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= J^{-1}(M_{\Pi} + M), \\ M &= \mu_1(\psi_d i_q - \psi_q i_d),\end{aligned}\tag{3.6}$$

$$\begin{aligned}\dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi_d + \omega_{p_n} \beta \psi_q + v_d, \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha \beta \psi_q - \omega_{p_n} \beta \psi_d + v_q, \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + \omega_2 \psi_q + \alpha L_m i_d, \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - \omega_2 \psi_d + \alpha L_m i_q,\end{aligned}\tag{3.7}$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega_{p_n} + \omega_2 = \omega_{p_n} + \alpha L_m \frac{i_q}{|\Psi|},$$

$$|\Psi| = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2},$$

$$\dot{V}_{dc} = -\frac{1}{C} \frac{3}{2} \frac{(u_d i_d + u_q i_q)}{V_{dc}} - \frac{V_{dc}}{CR_{dc}}.\tag{3.8}$$

Аналізуючи рівняння (3.6)–(3.8), можна зробити висновок, що регулювання струмів статора у системі координат (d,q) здійснюється за рахунок керуючих впливів v_d та v_q , які вводяться в електричну підсистему (3.7). Саме ці керуючі напруги визначають динаміку струмів у статорі та забезпечують необхідний розподіл електромагнітних процесів.

Крім того, зазначені керуючі дії безпосередньо впливають на вихідні координати системи, а саме:

- модуль вектора потокозчеплення ротора $|\psi_r|$, що визначає рівень електромагнітної взаємодії між статором і ротором;
- напругу у ланці постійного струму V_{dc} , яка формується у підсистемах (3.7)–(3.8) та відображає баланс енергії між генератором і навантаженням.

Таким чином, керуючі напруги v_d та v_q виступають універсальними регуляторними сигналами, які забезпечують узгоджене керування як електричною підсистемою, так і підсистемою напруги постійного струму. Це створює основу для досягнення поставлених цілей керування — стабілізації напруги у DC-колі, підтримання оптимального рівня потокозчеплення ротора та асимптотичного орієнтування за його вектором.

3.2 Розробка регулятора потокозчеплення ротора

Для побудови алгоритму розімкненого керування необхідно спершу визначити похибки відпрацювання потокозчеплення ротора. Вони задаються як різниця між фактичними та бажаними значеннями:

$$\begin{aligned}\tilde{\Psi}_d &= \Psi_d - \Psi^* ; \\ \tilde{\Psi}_q &= \Psi_q.\end{aligned}\quad (3.9)$$

Використовуючи вираз (3.9), рівняння динаміки похибок відпрацювання потокозчеплення ротора з електричної підсистеми (3.7) можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\Psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\Psi}_d + (\omega_0 - \omega_{P_n}) \tilde{\Psi}_q - \alpha_m \Psi^* + \alpha L_m \dot{i}_d - \dot{\Psi}^* ; \\ \dot{\tilde{\Psi}}_q &= -\alpha_m \tilde{\Psi}_q - (\omega_0 - \omega_{P_n}) \tilde{\Psi}_d - (\omega_0 - \omega_{P_n}) \Psi^* + \alpha L_m \dot{i}_q.\end{aligned}\quad (3.10)$$

На основі рівняння (3.10) алгоритм розімкненого регулятора можна сформулювати наступним чином:

$$\begin{aligned}\dot{i}_d^* &= \frac{\alpha \Psi^* + \dot{\Psi}^*}{\alpha L_m}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega_{P_n} + \alpha L_m \frac{\dot{i}_q}{\Psi^*}.\end{aligned}\quad (3.11)$$

3.3 Синтез регулятора струму по осі d

Для побудови регулятора визначимо похибку відпрацювання струму по осі d як різницю між фактичним та заданим значенням:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_d &= -\alpha \tilde{i}_d + \omega_2 \tilde{i}_q + \alpha L_m \tilde{\dot{i}}_d ; \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\alpha \tilde{i}_q - \omega_2 \tilde{i}_d ; \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -\gamma \tilde{i}_d - \frac{R_1}{\sigma} \frac{\Psi^*}{L_m} + \alpha \beta \tilde{\Psi}_d + \beta \omega_{P_n} \tilde{\Psi}_q + v_d.\end{aligned}\quad (3.12)$$

Для компенсації похибки застосуємо пропорційно-інтегральний (PI) регулятор, який формує керуючу дію v_d . Відповідно до рівняння (3.12), вираз для керуючої напруги має вигляд:

$$\begin{aligned} v_d &= -k_{idl} \tilde{i}_d + x_d; \\ \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (3.13)$$

де x_d – інтегральна компонента регулятора струму по осі d, $(k_{idl}, k_{ii}) > 0$ –

Для побудови регулятора струму по осі d визначимо похибку відпрацювання як:

$$e_{id}(t) = i_d(t) - i_d^*(t),$$

де $i_d(t)$ — фактичне значення струму статора по осі d, а $i_d^*(t)$ — його задане значення.

Використовуючи вираз (3.13), рівняння динаміки похибки відпрацювання компоненти струму статора по осі d можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d; \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -(k_{idl} + \gamma) \tilde{i}_d + \left(x_d - \frac{R_l \psi^*}{\sigma L_m} + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega_p \tilde{\psi}_q \right). \end{aligned} \quad (3.14)$$

3.4 Синтез регулятора струму по осі q

Аналогічно до осі d, визначимо похибку відпрацювання струму по осі q як:

$$e_{iq}(t) = i_q(t) - i_q^*(t),$$

де: - $i_q(t)$ — фактичне значення струму статора по осі q;

- $i_q^*(t)$ — задане (еталонне) значення струму по осі q;

- $e_{iq}(t)$ — похибка відпрацювання струму по осі q.

Динаміка цієї похибки визначається рівняннями електричної підсистеми (3.7).

$$\dot{\tilde{i}}_q = -\gamma \tilde{i}_q - \gamma i_q^* - \omega_p \beta \psi^* + v_q - \dot{i}_q^*. \quad (3.15)$$

Для компенсації похибки застосовується пропорційно-інтегральний (PI) регулятор, який формує керуючу дію v_q . Відповідно до рівняння (3.15), вираз для керуючої напруги має вигляд:

$$\begin{aligned}v_q &= -k_{iq1}\tilde{i}_q + x_q, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_q,\end{aligned}\tag{3.16}$$

де x_q – інтегральна компонента регулятора струму по осі q , $(k_{iq1}, k_{ii}) > 0$ – додатні коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму.

Використовуючи вираз (3.16), рівняння динаміки похибки відпрацювання струму по осі q можна записати у вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{x}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq}\tilde{i}_q - \gamma i_q^* - \omega p_n \beta \psi^* + x_q - \dot{i}_q^*,\end{aligned}\tag{3.17}$$

де $k_{iq} = k_{iq1} + \gamma$.

3.5 Реалізація неперервного регулятора напруги

Після завершення перехідних процесів у контурах струму по осях d та q компоненти напруги статора u_d та u_q набувають усталеного вигляду, що визначається рівняннями електричної підсистеми. Це дозволяє перейти до побудови регулятора напруги.

$$\begin{aligned}u_d &= R_1 i_d^* - \sigma \omega_0 i_q, \\ u_q &= R_1 i_q^* + \alpha L_m \frac{L_m}{L_2} i_q^* + \sigma \omega_0 i_d^* + \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*.\end{aligned}\tag{3.18}$$

Підставимо (3.18) у (3.8) та запишемо рівняння динаміки похибки регулювання напруги для $V_{dc}^* = \text{const}$, $\dot{V}_{dc}^* = 0$ наступним чином:

$$\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C} \left\{ \begin{array}{l} -\frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} \left[\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \left(R_1 + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) i_q^* \right] i_q^* - \\ - \left(i_L + \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2} \right) \end{array} \right\}. \quad (3.19)$$

Проведемо певні заміни:

$$\varphi(t, i_q^*, V_{dc}) = \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} \left[E + \left(R_1 + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) i_q^* \right], \quad (3.20)$$

$$E = \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*,$$

$$F(t) = i_L + \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2}, \quad (3.21)$$

Виконавши необхідні заміни та використовуючи співвідношення (3.20) та (3.21), рівняння (3.19) можна переписати у більш зручній формі, яка відображає залежність між похибками відпрацювання напруги та керуючими діями.

$$\dot{V}_{dc} = -C^{-1} \varphi(t, i_q^*, V_{dc}) i_q^* - C^{-1} F(t). \quad (3.22)$$

Для забезпечення асимптотичного відпрацювання напруги у ланці постійного струму та стабілізації електромагнітних процесів у генераторі синтезуємо неперервний пропорційно-інтегральний (PI) регулятор напруги. Його загальний вигляд можна записати так:

$$\begin{aligned} i_q^* &= -(-k_v \tilde{V}_{dc} + x_v), \\ \dot{x}_v &= -k_{vi} \tilde{V}_{dc}, \end{aligned} \quad (3.23)$$

де x_v – інтегральна компонента регулятора напруги; $(k_v, k_{vi}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги ланки постійного струму.

Перепишемо (3.19) згідно (3.22) та (3.23):

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{V}}_{dc} &= -C^{-1}\varphi(t, i_q^*, V_{dc})k_v\tilde{V}_{dc} + C^{-1}\varphi(t, i_q^*, V_{dc})x_v - C^{-1}F(t), \\ \dot{x}_v &= -k_{vi}\tilde{V}_{dc}.\end{aligned}\quad (3.24)$$

3.5 Реалізація дискретного регулятора напруги

Застосовуючи метод аналогового прототипу, здійснюємо перехід від неперервного ПІ-регулятора до його дискретної форми. Для цього враховується період квантування T_0 , а час дискретизації визначається як:

$$i_q^*(t) = K_r \left(\tilde{V}_{dc}(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \tilde{V}_{dc}(\tau) d\tau \right), \quad (3.25)$$

де $K_r = k_v$ – коефіцієнт передачі, $T_i = k_v/k_{vi}$ – стала часу інтегрування.

Диференціюючи (3.25), отримаємо:

$$\dot{i}_q^*(t) = K_r \left(\dot{\tilde{V}}_{dc}(t) + \frac{1}{T_i} \tilde{V}_{dc}(t) \right). \quad (3.26)$$

В (3.26) застосуємо дискретний час:

$$\frac{i_q^*(k) - i_q^*(k-1)}{T_0} = K_r \left(\frac{\tilde{V}_{dc}(k) - \tilde{V}_{dc}(k-1)}{T_0} + \frac{1}{T_i} \tilde{V}_{dc}(k) \right), \quad (3.27)$$

T_0 — період квантування $t = kT_0$, $k = 0, 1, 2, \dots$ номери квантувань.

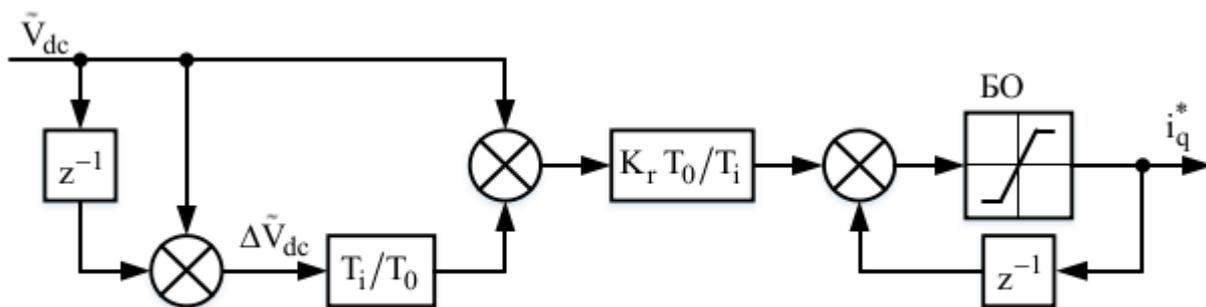
Згідно з виразом (3.27), функціонування дискретного ПІ-регулятора напруги у ланці постійного струму, побудованого на базі рівняння (3.21), можна подати у вигляді рекурентного співвідношення:

$$i_q^*(k) = K_r \frac{T_0}{T_i} \left(\frac{T_i}{T_0} \Delta \tilde{V}_{dc}(k) + \tilde{V}_{dc}(k) \right) + i_q^*(k-1), \quad (3.28)$$

де $\Delta \tilde{V}_{dc}(k) = \tilde{V}_{dc}(k) - \tilde{V}_{dc}(k-1)$. На рис. 3.1 представлено структурну схему дискретного ПІ-регулятора:

- оператор z позначає z -перетворення, яке використовується для переходу до дискретної області та опису динаміки регулятора;

- БО (блок обмеження) виконує функцію захисту системи, запобігаючи перевищенню допустимих значень керуючої дії та забезпечуючи коректність роботи регулятора у реальних умовах.



Рисунки 3.1 – Структурна схема дискретного ПІ-регулятора напруги

3.6 Побудова фазі-регулятора напруги

Розроблений у попередньому підпункті дискретний ПІ-регулятор слугує базою для побудови фазі ПІ-регулятора (ФПІ), який поєднує класичні принципи ПІ-регулювання з методами нечіткої логіки.

У даному випадку на вхід блока фазі-логіки (БФЛ), що є статичним елементом системи, подаються дві змінні:

- похибка напруги у ланці постійного струму $e_{V_{dc}}$, яка відповідає вхідному сигналу ПІ-регулятора;

- перша різниця похибки ΔV_{dc} , що відображає швидкість зміни похибки.

У класичній схемі (рис. 3.1) ці дві величини підсумовуються за допомогою суматора. Проте, замінивши суматор на БФЛ, отримуємо структуру фазі ПІ-регулятора, де керуючий сигнал формується на основі нечітких правил, що

враховують як величину похибки, так і її динаміку.

Структурна схема ФПІ-регулятора

На рис. 3.2 наведено структурну схему фазі ПІ-регулятора напруги. Основні особливості цієї схеми:

- Блок фазі-логіки (БФЛ) виконує роль нелінійного перетворювача, який замінює класичний суматор.

- Для спрощення проектування здійснюється нормування вхідних та вихідної змінної БФЛ у діапазоні $[-1,1]$. Це досягається вибором відповідного масштабуючого коефіцієнта, що забезпечує коректність роботи регулятора та узгодженість із цифровою реалізацією.

- Вихід БФЛ подається на дискретний ПІ-регулятор, який формує остаточну керуючу дію для стабілізації напруги у ланці постійного струму.

Переваги ФПІ-регулятора

- Забезпечує адаптивність до змінних режимів роботи системи.
- Враховує нелінійність та невизначеність у динаміці похибки.
- Підвищує стійкість та точність регулювання напруги у порівнянні з класичним ПІ-регулятором.

Таким чином, фазі ПІ-регулятор напруги є узагальненням дискретного ПІ-регулятора, в якому класичний суматор замінено на блок фазі-логіки, що дозволяє реалізувати нечітке керування з нормованими змінними у діапазоні $[-1,1]$.

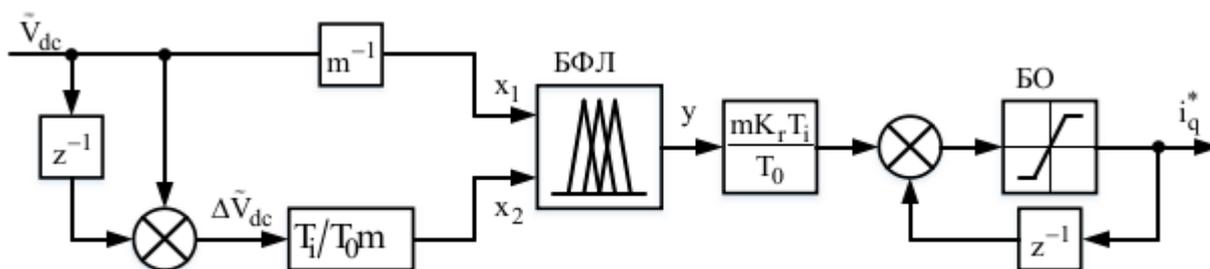


Рисунок 3.2 – Структурна схема фазі ПІ-регулятора напруги

На рис. 3.3 наведено діаграму синтезованого блоку фазі-логіки (БФЛ), яка слугує загальною візуалізацією його структурної реалізації. Діаграма демонструє взаємозв'язок між вхідними змінними, механізмом фазі-логічного перетворення

та вихідною змінною, що використовується у фазі ПІ-регуляторі напруги. У табл. 3.2 наведено базу фазі-правил, яка визначає формування вихідної змінної регулятора.

Таким чином, вихідна змінна формується на основі комбінації двох факторів: величини похибки та її швидкості зміни.

Таблиця 3.1 – Характеристики лінгвістичних термів

Терм	Форма терму	Характерні точки
ВВ (Від'ємне велике)	трапеція	[-10, -10, -0.9, -0.6]
ВС (Від'ємне середнє)	трикутник	[-0.9, -0.6, -0.3]
ВМ (Від'ємне мале)	трикутник	[-0.6, -0.3, 0]
Н (Нуль)	трикутник	[-0.3, 0, 0.3]
ДМ (Додатне мале)	трикутник	[0, 0.3, 0.6]
ДС (Додатне середнє)	трикутник	[0.3, 0.6, 0.9]
ДВ (Додатне велике)	трапеція	[0.6, 0.9, 10, 10]

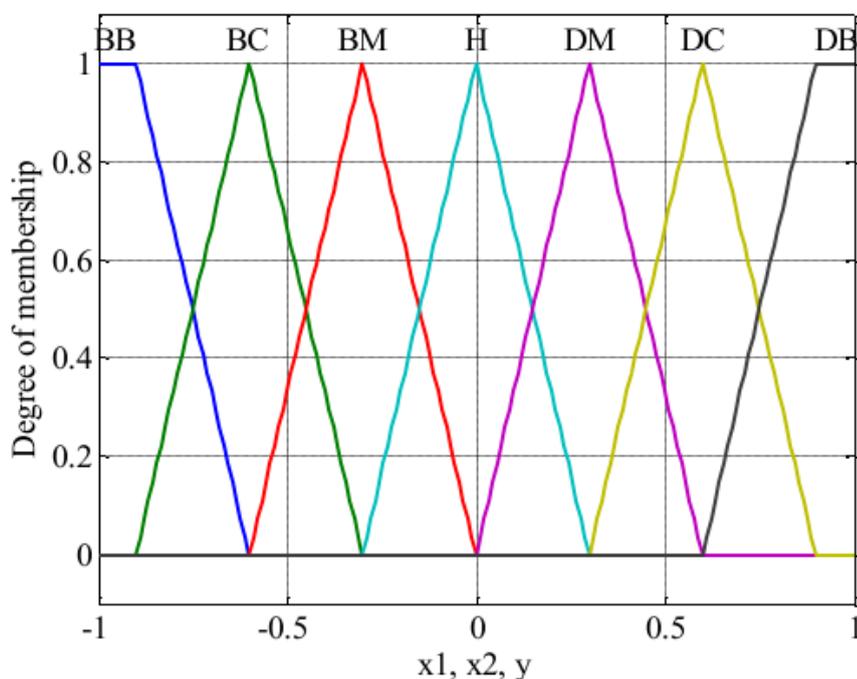


Рисунок 3.3 – Графік функцій належності нечітких змінних

Таблиця 3.2 – База фазі-правил

		Значення $x_1(k)$						
		ВВ	ВС	ВМ	Н	DM	DC	DB
Значення $x_2(k)$	DB	Н	DM	DC	DB	DB	DB	DB
	DC	ВМ	Н	DM	DC	DB	DB	DB
	DM	ВС	ВМ	Н	DM	DC	DB	DB
	Н	ВВ	ВС	ВМ	Н	DM	DC	DB
	ВМ	ВВ	ВВ	ВС	ВМ	Н	DM	DC
	ВС	ВВ	ВВ	ВВ	ВС	ВМ	Н	DM
	ВВ	ВВ	ВВ	ВВ	ВВ	ВС	ВМ	Н

На рис. 3.4 подано графік функцій належності нечітких змінних, які визначають ступінь належності нечітких величин до відповідних лінгвістичних термів.

- Кожна функція належності відповідає певному терму (наприклад, «негативний великий», «негативний малий», «нульовий», «позитивний малий», «позитивний великий»).

- Ступінь належності визначається у діапазоні $[0,1]$, що дозволяє кількісно оцінити якісні характеристики похибки та її зміни.

- Лінгвістичні терми, які використовуються для опису нечітких змінних, наведено у табл. 3.1.

Отже, діаграма (рис. 3.3), графік функцій належності (рис. 3.4) та база фазі-правил (табл. 3.2) у сукупності описують повну структурну реалізацію фазі ПІ-регулятора напруги. Це дозволяє перейти від класичного ПІ-регулятора до нечіткого аналога, який враховує нелінійність та невизначеність процесів у системі генерування.

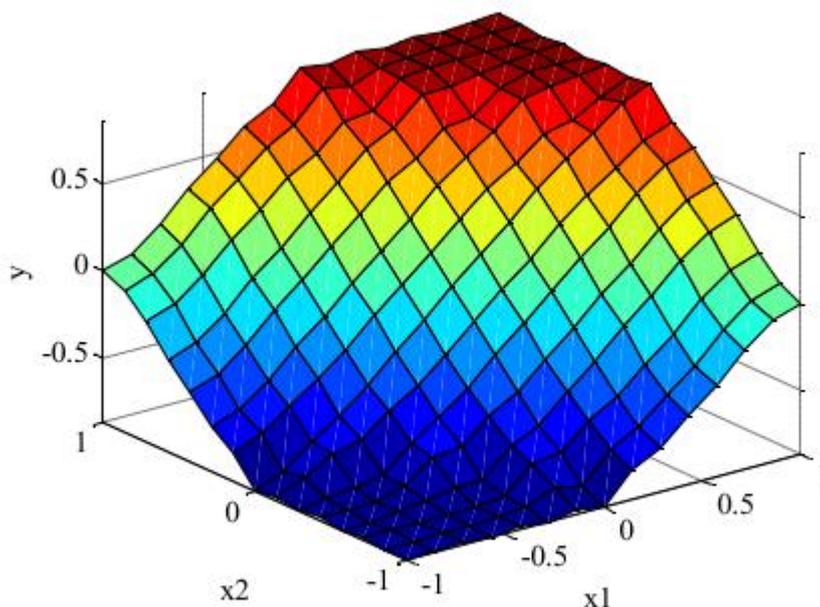


Рисунок 3.4 – Тривимірний графік передавальної функції синтезованого БФЛ

Висновки по розділу 3

У даному розділі було розроблено алгоритм керування напругою у ланці постійного струму, який базується на синтезі методів нечіткої логіки для асинхронного генератора. Запропонована структура поєднує неперервний пропорційно інтегральний регулятор струму з фазі пропорційно інтегральним регулятором напруги, що дозволяє реалізувати узгоджене та адаптивне керування електромеханічною системою в умовах змінних режимів роботи.

Проведений теоретичний аналіз системи керування асинхронним генератором у зазначеній конфігурації підтвердив її ефективність. Зокрема, доведено можливість:

- асимптотичного регулювання напруги у ланці постійного струму;
- асимптотичного відпрацювання модуля потокозчеплення ротора;
- реалізації асимптотичного полеорієнтування;
- досягнення асимптотичної квазірозв'язки процесів керування напругою у DC ланці та потокозчепленням ротора.

Таким чином, синтезована система керування забезпечує стійке та точне функціонування асинхронного генератора, поєднуючи переваги класичних ПІ регуляторів із гнучкістю нечіткої логіки. Це створює передумови для подальшого практичного впровадження та оптимізації роботи вітроенергетичних систем.

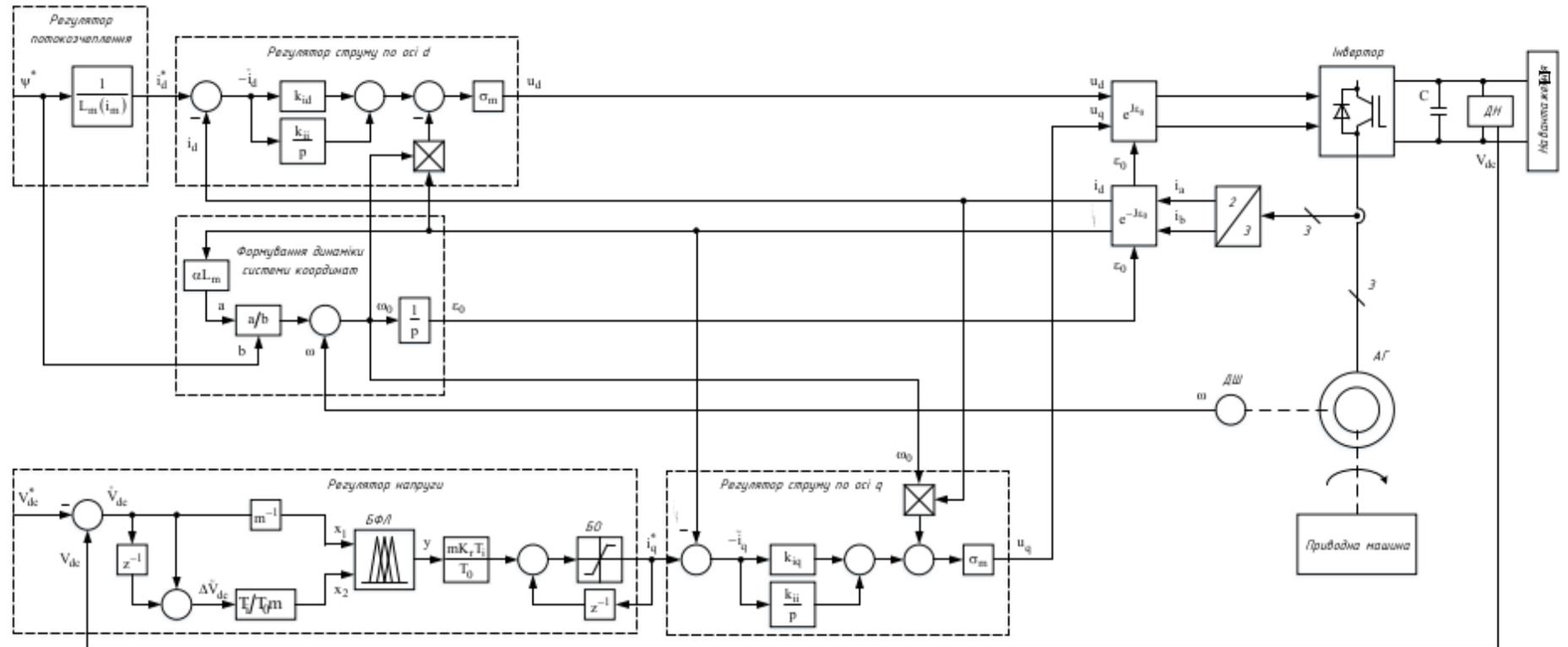


Рисунок 3.6 – Загальна структурна схема нечіткого керування асинхронним генератором з фазі III-регулятором напруги

РОЗДІЛ 4. ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМИ З НЕЧІТКИМ РЕГУЛЯТОРОМ

У цьому розділі здійснюється комплексне дослідження статичних та динамічних властивостей нечіткої системи регулювання напруги у ланці постійного струму. Для моделювання та аналізу використовується програмне середовище Matlab/Simulink, що дозволяє відтворити роботу електромеханічної системи в умовах, максимально наближених до реальних. Експерименти проводяться при номінальному струмі навантаження у DC-ланці, який відповідає номінальній потужності асинхронного генератора, що забезпечує коректність та репрезентативність отриманих результатів.

4.1 Узагальнена модель системи електрогенерації

На рис. 4.1 наведено узагальнену модель системи генерування, реалізовану у середовищі Matlab/Simulink. Вона включає:

- асинхронний генератор, що виконує функцію перетворення механічної енергії у електричну;
- асинхронний двигун, який виступає у ролі первинного рушія та забезпечує необхідну кутову швидкість;
- ланку постійного струму, що виконує роль енергетичного буфера та стабілізатора напруги.

Для забезпечення коректної роботи моделі застосовуються спеціалізовані блоки:

- блоки завдання кутової швидкості та потокозчеплення для асинхронного двигуна;
- блоки завдання потокозчеплення та напруги для асинхронного генератора;
- блок імітації навантаження, який дозволяє дослідити поведінку системи при різних режимах роботи.

Таким чином, модель відображає повну структуру системи генерування та створює основу для подальшого аналізу її характеристик.

4.2 Алгоритм керування роботою первинного рушія

Для регулювання кутової швидкості первинного рушія застосовується алгоритм непрямого векторного керування, який забезпечує точне та стабільне відпрацювання заданих режимів. Алгоритм включає такі складові:

- розімкнутий регулятор модуля вектора потокозчеплення ротора, що працює із заданим значенням ψ^* , а також його першою та другою похідними. Це дозволяє враховувати не лише величину потокозчеплення, але й динаміку його зміни;

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (a\psi^* + \dot{\psi}^*); \quad \dot{i}_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (a\dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*); \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega_{P_n} + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{\psi^*}, \end{aligned} \quad (4.1)$$

- регулятор струму по осі d (польова складова струму статора), який забезпечує підтримання необхідного рівня потокозчеплення. Для його роботи визначаються коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових, що формують закон керування кутовою швидкістю;

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma \left(\gamma \dot{i}_{1d}^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_i \tilde{i}_{1d} - x_d \right); \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_{1d}, \end{aligned} \quad (4.2)$$

де $\tilde{i}_{1d} = i_{1d} - i_{1d}^*$ – похибка відпрацювання струму по осі (d), u_{1d} – компонента вектора напруги статора по осі (d), $(k_i, k_{ii}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму;

$$\begin{aligned} i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu \psi^*} \left(-k_\omega \tilde{\omega} + \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + v \omega^* \right); \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}; \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\dot{i}_{1q}^* = \frac{1}{\mu \psi^*} \left[-k_\omega \left(-k_\omega \tilde{\omega} + \mu \psi^{*\prime} \tilde{i}_q \right) + \dot{\hat{M}}_c + \ddot{\omega}^* + v \dot{\omega}^* \right] - \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} i_{1q}^*, \quad (4.4)$$

- регулятор струму по осі q (моментна складова струму статора), який відповідає за формування електромагнітного моменту та узгоджує роботу

генератора з навантаженням.

$$\begin{aligned} u_{1q} &= \sigma \left(\gamma i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta \omega p_n \psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_i \tilde{i}_q - x_q \right); \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (4.5)$$

де $\tilde{i}_q = i_{1q} - i_{1q}^*$ – похибка відпрацювання струму по осі (q), u_{1q} – компонента вектора напруги статора по осі (q).

4.3 Вибір та налаштування параметрів системи

Для забезпечення коректної роботи системи керування асинхронним генератором та первинним рушієм було визначено набір параметрів регуляторів, які гарантують стабільність та точність відпрацювання завдань.

Коефіцієнти регуляторів первинного рушія:

регулятор кутової швидкості:

$$k_\omega = 150, \quad k_{\omega i} = 11250$$

регулятор струму:

$$k_i = 1000, \quad k_{ii} = 500000$$

Коефіцієнти регуляторів генератора:

регулятор струму:

$$k_i = 1000, \quad k_{ii} = 500000$$

регулятор напруги:

$$k_v = 25, \quad k_{vi} = 1250$$

Додаткові параметри фази ПІ регулятора напруги

Оскільки в системі застосовується фази ПІ регулятор напруги, до базових коефіцієнтів додаються специфічні параметри, що визначають його роботу:

коефіцієнт передачі:

$$K_r = 25$$

стала часу інтегрування:

$$T_i = 0.02$$

період квантування:

$$T_0 = 0.0001$$

масштабуючий коефіцієнт:

$$m = 3600$$

Узагальнення

Таким чином, система керування побудована на основі комбінації класичних ПІ регуляторів та фази логіки, що дозволяє:

забезпечити точне регулювання кутової швидкості та струмів статора;

стабілізувати напругу у ланці постійного струму;

реалізувати адаптивність до змінних режимів роботи завдяки фазі ПІ регулятора.

Ці параметри формують основу для подальшого моделювання та дослідження ефективності системи у Matlab/Simulink.

4.4 Перевірка працездатності алгоритму на приводній машині

На рис. 4.2 наведено графіки перехідних процесів, що характеризують роботу приводної машини у складі системи генерування. З аналізу представлених кривих можна зробити висновок про асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості та потокозчеплення ротора: відповідні похибки поступово зменшуються та прямують до нуля, що свідчить про коректність роботи регуляторів.

При прикладанні струмового навантаження спостерігається короткочасне відхилення — похибка регулювання швидкості сягає приблизно 0,6 рад/с. Однак завдяки дії ПІД-регулятора ця похибка швидко компенсується, і система демонструє різке асимптотичне наближення до нульового значення. Це підтверджує здатність регулятора ефективно реагувати на зовнішні збурення та забезпечувати стабільність роботи приводу.

Таким чином, результати моделювання показують, що застосований алгоритм керування забезпечує високу точність та стійкість системи, а також гарантує асимптотичне відпрацювання заданих координат навіть при дії навантажувальних збурень.

4.5 Аналітичні характеристики генератора при нечіткому керуванні

Послідовність операцій під час дослідження

У процесі моделювання роботи системи генерування було реалізовано наступний сценарій експерименту:

Кутова швидкість первинного рушія (асинхронного двигуна), що передається на вал асинхронного генератора, підтримується на рівні номінального значення і становить

$$\omega = 155.5 \text{ рад/с.}$$

Початкова напруга у ланці постійного струму дорівнює

$$V_{dc}(0) = 310 \text{ В.}$$

Починаючи з моменту часу $t = 2 \text{ с}$, протягом інтервалу 0.2 с здійснюється збудження генератора за траєкторією, наведеною на рис. 4.3. При цьому завдання потокозчеплення ротора змінюється від початкового значення

$$\psi_r(0) = 0.02 \text{ Вб}$$

до проміжного рівня

$$\psi_r = 0.5 \text{ Вб.}$$

На інтервалі часу $t = 4 \dots 4.2$ свідбується дозбудження генератора до номінального значення потокозчеплення:

$$\psi_r^{\text{НОМ}} = 0.98 \text{ Вб.}$$

До моменту часу $t = 2.5 \text{ с}$ задана напруга у ланці постійного струму підтримується на рівні

$$V_{dc}^* = 310 \text{ В.}$$

У проміжку часу $t = 2.5 \dots 3$ здійснюється збільшення завдання напруги у ланці постійного струму від початкового значення 310 В до номінального рівня 540 В . Зміна відбувається за траєкторією другого порядку, що характеризується:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = 610 \text{ В/с,} \quad \frac{d^2V_{dc}}{dt^2} = 4900 \text{ В/с}^2,$$

як показано на рис. 4.3.

У момент часу $t = 5 \text{ с}$ на систему накладається струмове навантаження величиною

$$I = 440 \text{ A,}$$

- що відповідає номінальній потужності асинхронного генератора.

Таким чином, наведена послідовність операцій відтворює повний цикл роботи системи: від початкового збудження генератора та стабілізації напруги у DC ланці до прикладання номінального навантаження. Це дозволяє дослідити як статичні, так і динамічні характеристики системи керування, а також оцінити її здатність до асимптотичного відпрацювання заданих координат у різних режимах роботи.

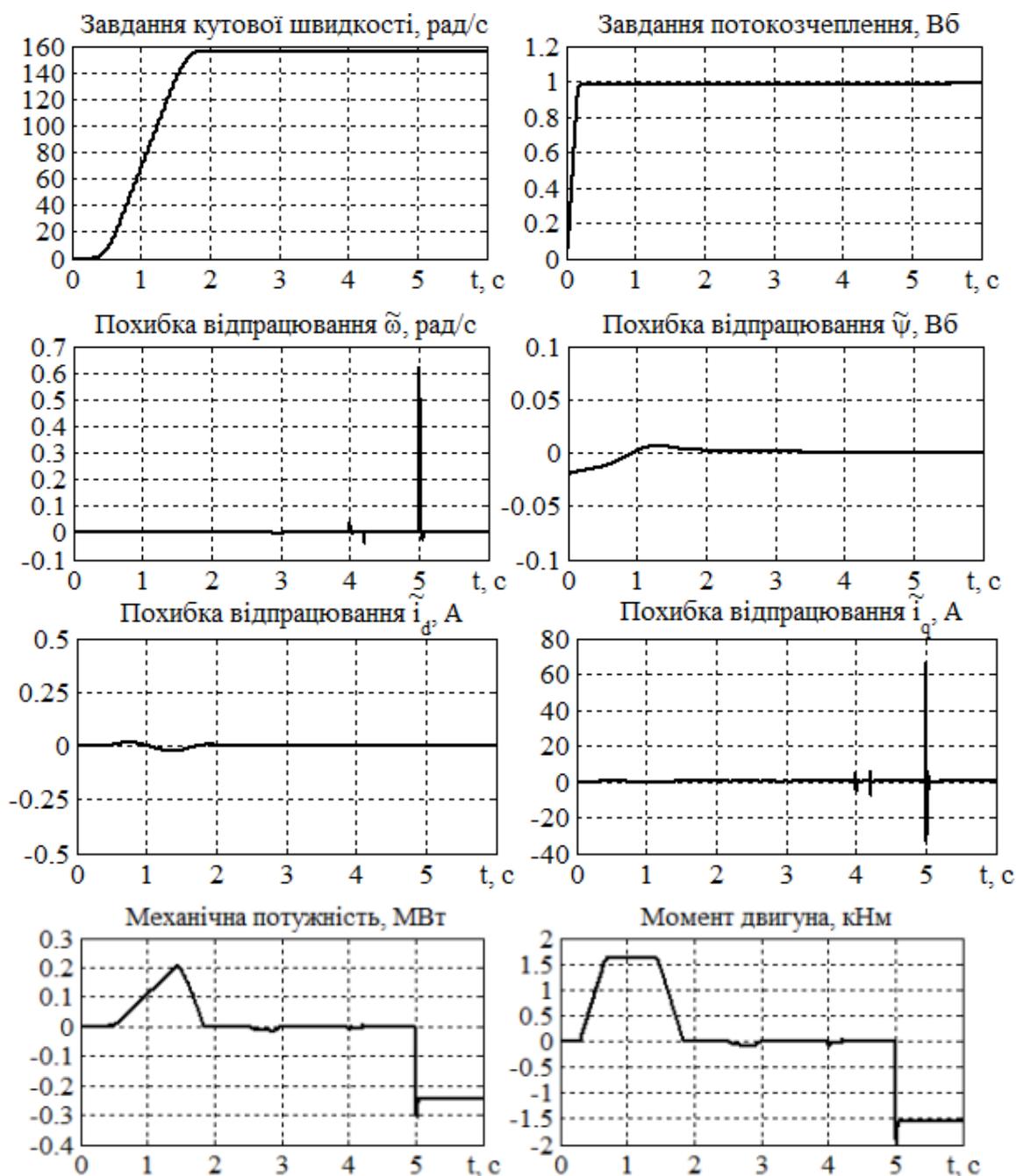


Рисунок 4.2 – Графіки перехідних процесів в первинному русії

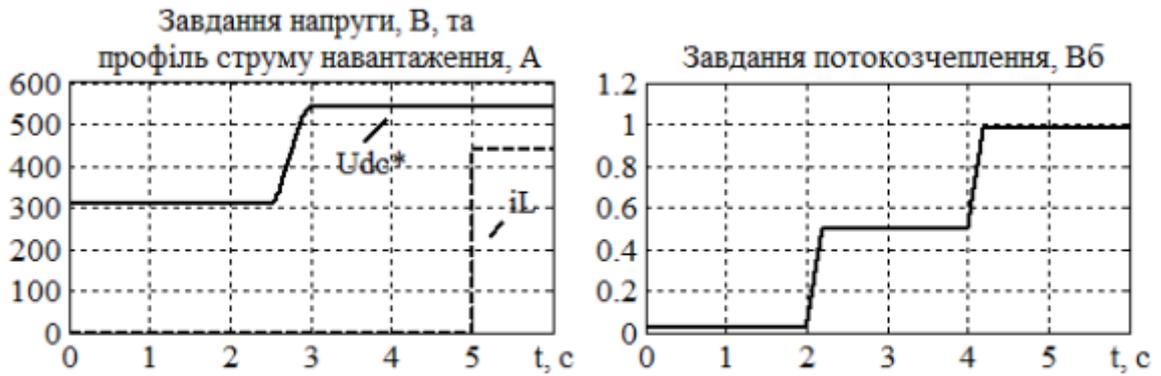


Рисунок 4.3 – Траєкторії завдань на напругу в ланці постійного струму, потокозчеплення та профіль струму навантаження

Аналізуючи графіки, наведені на рис. 4.4, можна зробити висновок, що система керування забезпечує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій для всіх ключових координат:

- модуля потокозчеплення ротора;
- напруги у ланці постійного струму;
- компонент струму статора i_d та i_q .

Застосований фазі-регулятор напруги продемонстрував здатність повністю компенсувати статичну похибку регулювання напруги навіть за умов дії стрибкоподібного навантаження. При цьому максимальне значення динамічної похибки не перевищує 18 В, що становить лише 3.33% від номінального значення 540 В. Такий результат свідчить про високу точність та стійкість системи.

Згідно з графіками на рис. 4.5, компонента потокозчеплення ψ_q протягом усього інтервалу моделювання має нульове значення, що підтверджує реалізацію асимптотичного полеорієнтування. Це означає, що система коректно орієнтує вектор керування відносно потокозчеплення ротора, забезпечуючи оптимальний режим роботи генератора.

На рис. 4.6 наведено графіки компонент струму, напруги та потокозчеплення у системі координат (a-b) на часовому інтервалі 5.05...5.1 с під час навантаження. Видно, що всі досліджувані величини мають синусоїдальну форму, що підтверджує правильність роботи системи керування та її здатність підтримувати гармонійну структуру електромагнітних процесів навіть у період

прикладання навантаження.

Таким чином, результати моделювання підтверджують, що синтезована система керування з фазі-ПІ-регулятором напруги та ПІ-регуляторами струмів забезпечує:

- асимптотичне відпрацювання заданих координат;
- компенсацію статичних похибок;
- стійкість до динамічних збурень;
- реалізацію полеорієнтованого керування;
- підтримання синусоїдальної форми електромагнітних величин у період навантаження.

навантаження.

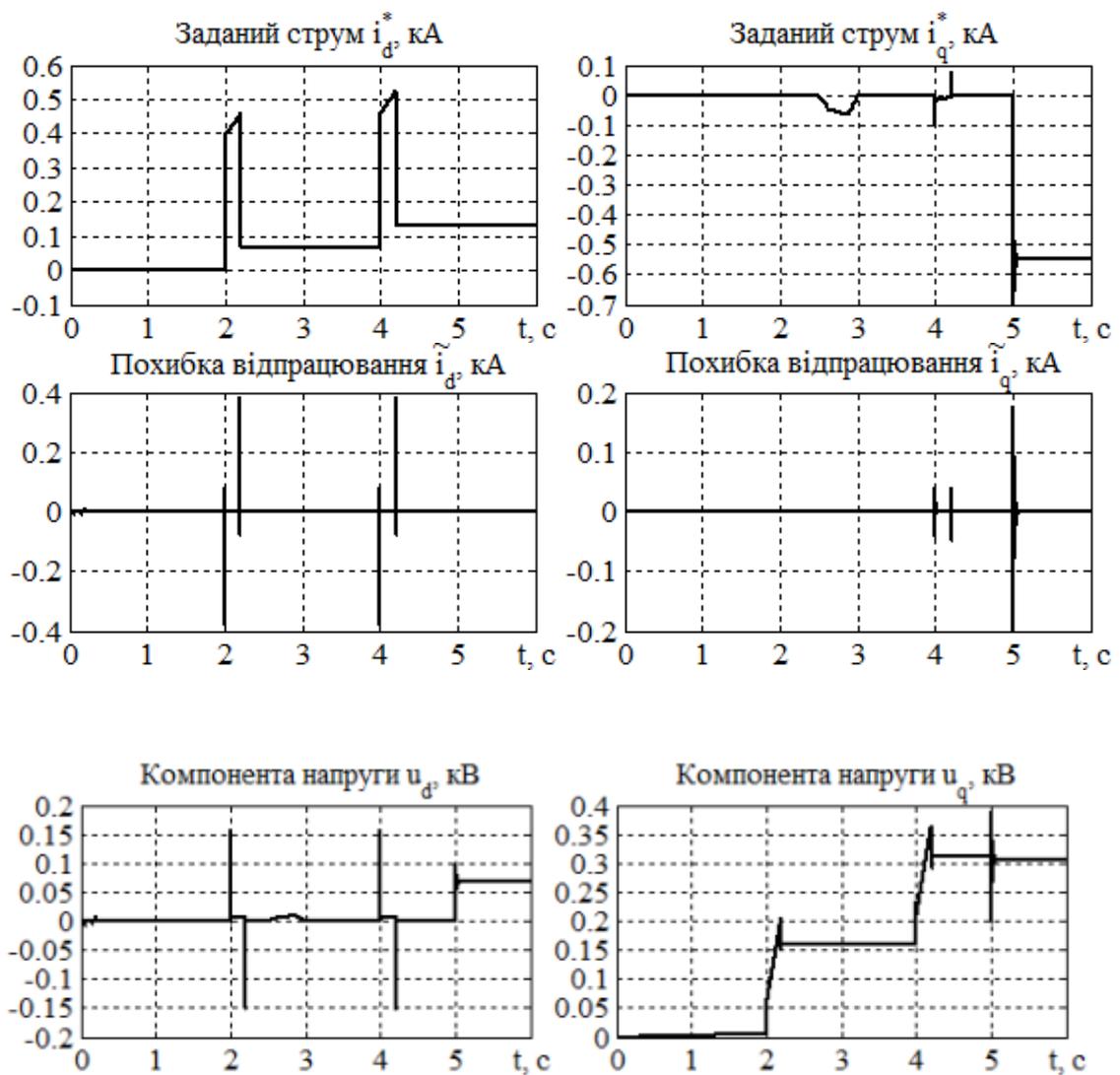


Рисунок 4.4 – Графіки перехідних процесів в генераторі

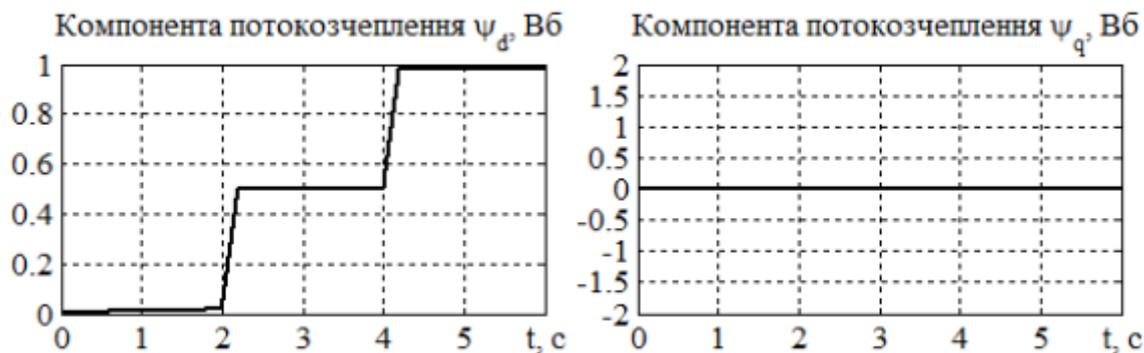


Рисунок 4.5 – Графіки компонент потокозчеплення в системі координат (d-q)

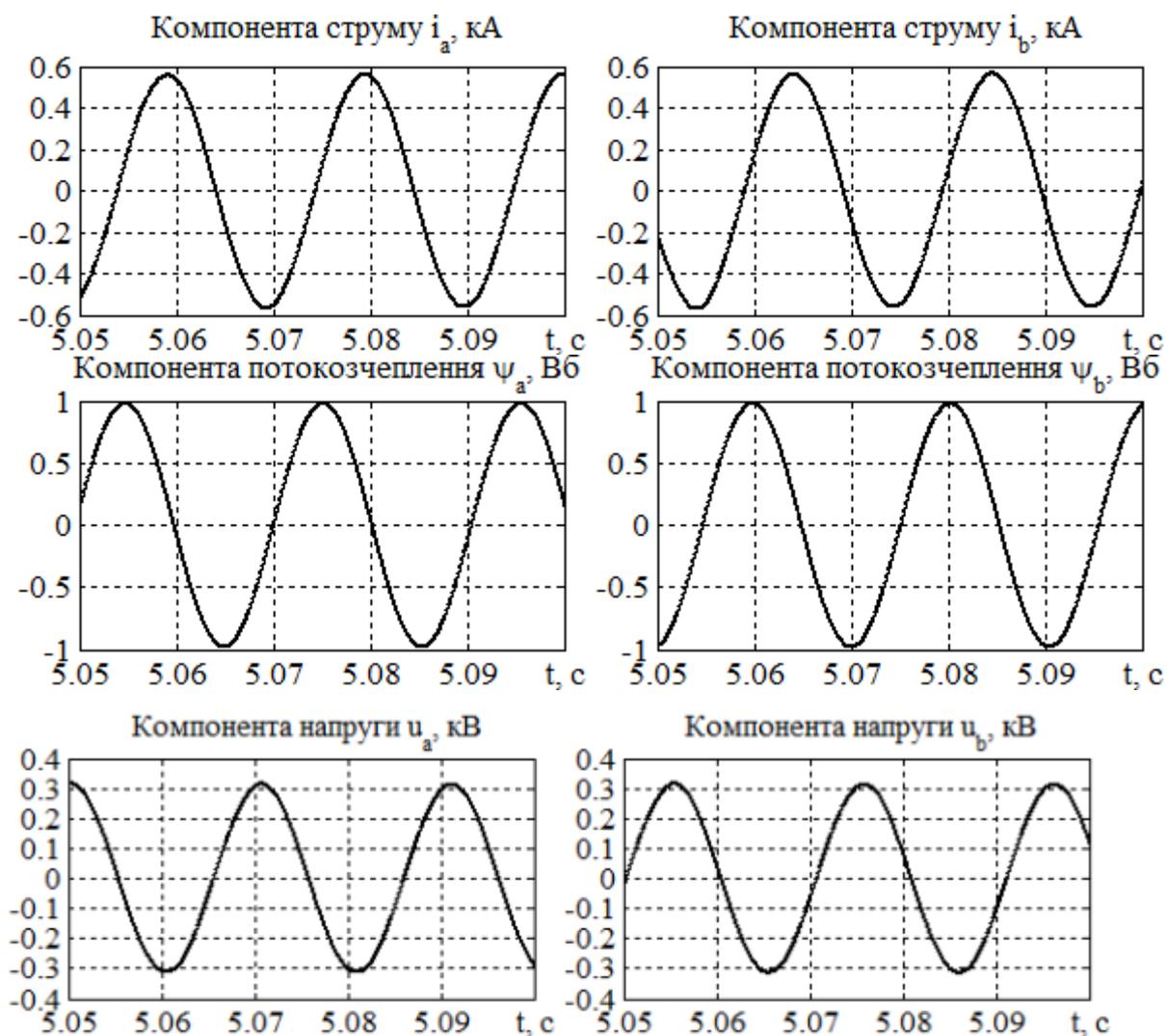


Рисунок 4.6 – Графіки компонент струму, напруги та потокозчеплення в системі координат (a-b) на інтервалі часу 5.05...5.1 с

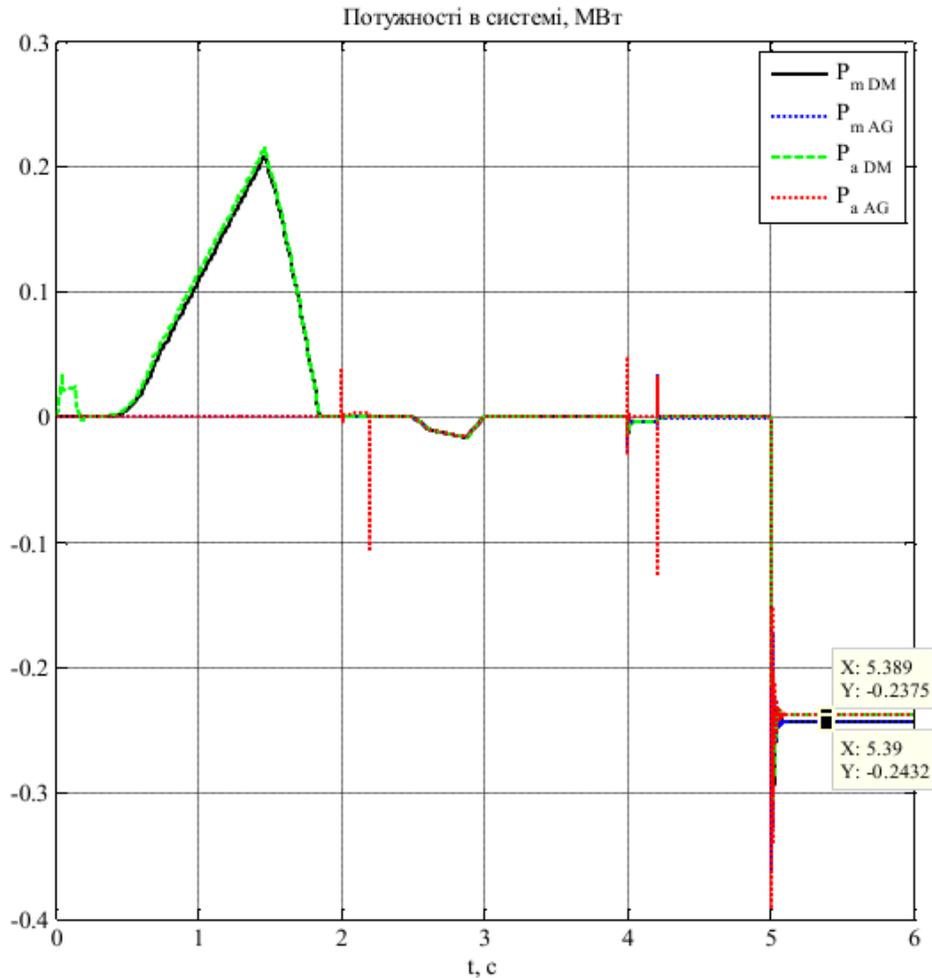


Рисунок 4.7 – Графік механічних та активних потужностей первинного рушія та генератора

На рис. 4.7 наведено графіки механічної потужності (P_m^{DM} , P_m^{AG}) та активної потужності (P_a^{DM} , P_a^{AG}) первинного рушія та асинхронного генератора відповідно. Спостерігається, що при прикладанні струмового навантаження криві активної та механічної потужності обох машин практично збігаються. Це свідчить про повну синхронізацію роботи агрегатів у процесі вироблення електроенергії, коли механічна енергія первинного рушія ефективно перетворюється у електричну енергію генератора.

Втрати потужності в системі склали лише 5,7 кВт, що відповідає коефіцієнту корисної дії (ККД) на рівні 98%. Такий результат підтверджує високий рівень енергетичної ефективності та узгодженість роботи приводу з генератором.

На рис. 4.8 наведено графіки похибок регулювання напруги у процесі відпрацювання заданої траєкторії напруги при застосуванні трьох різних типів регуляторів: неперервного ПІ-регулятора; дискретного ПІ-регулятора; фази ПІ-регулятора.

Порівняння цих графіків дозволяє оцінити якість регулювання у кожному випадку. Зокрема, видно, що фази ПІ-регулятор забезпечує найкращу компенсацію похибок, зменшуючи як статичні, так і динамічні відхилення. Це підтверджує його перевагу над класичними ПІ-регуляторами та доцільність використання у системах, де важлива висока точність та стійкість при змінних режимах роботи.

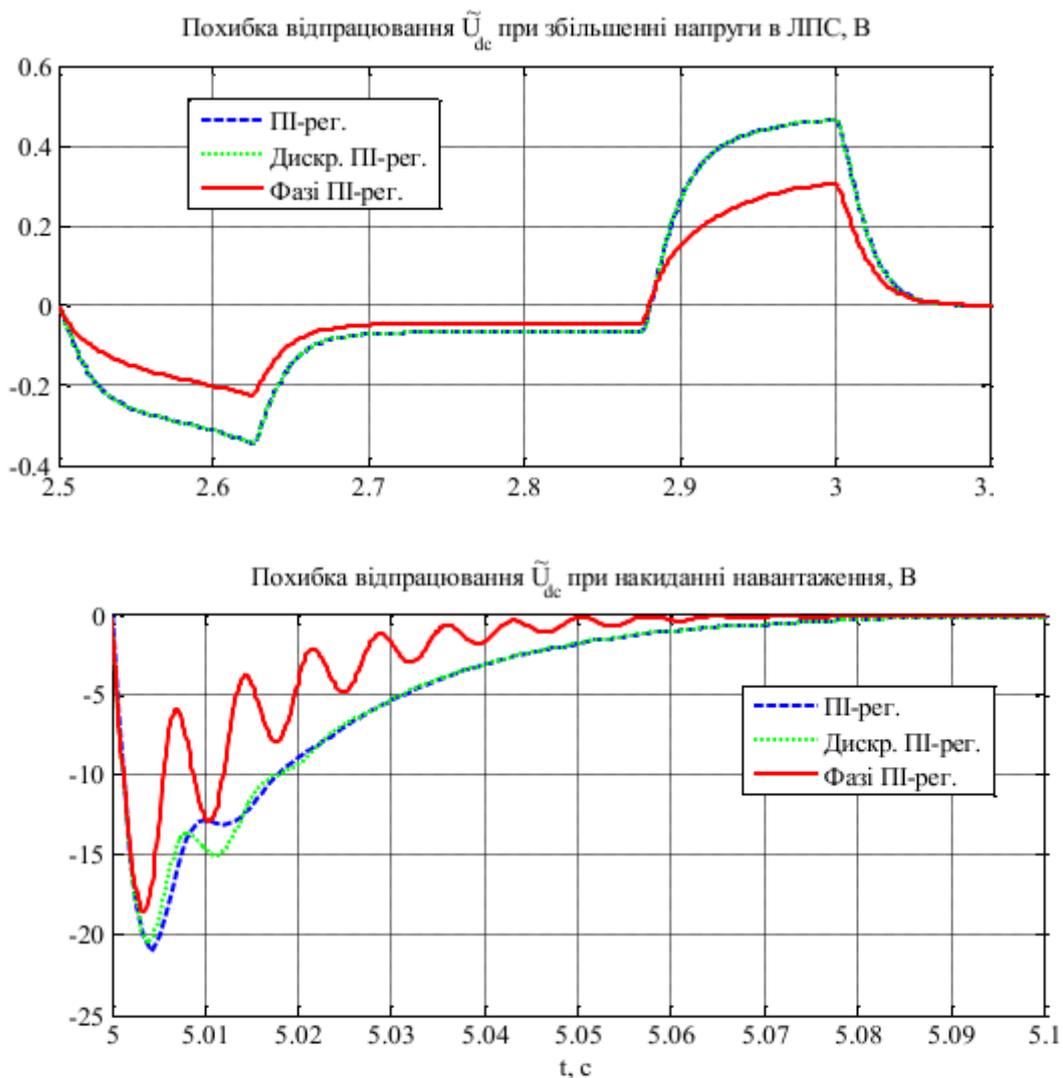


Рисунок 4.8 – Графіки похибки регулювання напруги при різних перехідних процесах

З аналізу графіків можна відмітити, що при збільшенні напруги у ланці постійного струму до номінального рівня результати роботи різних типів регуляторів мають суттєві відмінності.

- При застосуванні неперервного ПІ-регулятора та дискретного ПІ-регулятора максимальна динамічна похибка регулювання напруги становить приблизно 0.46 В.

- Використання фази ПІ-регулятора дозволяє знизити цю похибку до 0.3 В, що відповідає зменшенню на 35% у порівнянні з класичними ПІ-структурами.

Цей результат підтверджує перевагу нечіткого підходу, який забезпечує більш точне та адаптивне відпрацювання заданої траєкторії напруги навіть за умов дії навантажувальних збурень.

У табл. 4.1 наведено узагальнені показники якості перехідного процесу за напругою у ланці постійного струму при прикладанні струмового навантаження. Порівняння трьох типів регуляторів (неперервного ПІ, дискретного ПІ та фази ПІ) дозволяє оцінити:

- величину статичної похибки;
- максимальне значення динамічної похибки;
- час перехідного процесу;
- ступінь асимптотичного відпрацювання заданої траєкторії.

Таблиця 4.1 – Показники якості по збуренню

Регулятор	Час компенсування t_x , с	Макс. відхилення, В
ПІ	0.06	21 (3,9 %)
Дискретний ПІ	0.06	20 (3,7 %)
Фазі ПІ	0.042 (-30%)	18 (3,3%) (-15%)

Висновки по розділу 4

У ході математичного моделювання було отримано низку важливих висновків щодо ефективності запропонованої системи керування:

Регулювання кутової швидкості первинного рушія продемонструвало здатність до асимптотичного відпрацювання заданої траєкторії. Це означає, що система забезпечує поступове зменшення похибки до нуля, гарантуючи точне узгодження фактичної швидкості з еталонним значенням навіть за умов прикладання навантаження.

Нечітка система керування асинхронним генератором підтвердила свою ефективність у забезпеченні асимптотичного регулювання ключових координат: напруги у ланці постійного струму, модуля вектора потокозчеплення ротора та струмів статора. Крім того, було доведено можливість реалізації асимптотичної квазірозв'язки між процесами регулювання напруги та потокозчеплення ротора, а також досягнення асимптотичного полеорієнтування, що є критично важливим для оптимальної роботи генератора.

Порівняння різних типів регуляторів напруги (неперервного ПІ, дискретного ПІ та фазі ПІ) показало, що найкращі показники якості при дії збурень забезпечує саме регулятор на основі нечіткої логіки. Зокрема, час компенсування похибки скорочується приблизно на 30%, а максимальне відхилення зменшується на 15% у порівнянні з класичними ПІ структурами. Це свідчить про підвищену адаптивність та точність нечіткої системи керування.

Отримані результати підтверджують, що синтезована система керування, яка поєднує класичні ПІ регулятори струмів із фазі ПІ регулятором напруги, забезпечує високу якість регулювання, стійкість до збурень та асимптотичне відпрацювання заданих координат. Це створює передумови для її практичного застосування у сучасних енергетичних установках, зокрема у вітроенергетичних системах, де важливими є точність, надійність та енергоефективність.

РОЗДІЛ 5. ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ЛОГІКИ НЕЧІТКОГО КЕРУВАННЯ

У даному підрозділі здійснюється вибір обладнання та компонентів, необхідних для побудови силової частини перетворювача частоти.

5.1 Розробка принципової схеми силової частини перетворювача

Основна увага приділяється розрахунку ключових елементів — інвертора напруги, його драйвера та резистора навантаження.

5.1.1 Аналіз та розрахунок інверторних систем та драйверів

На вхід перетворювача має подаватися максимальний струм, який відповідає номінальному струму двигуна:

$$I_{\max_inv} = I_{\max_дв} \approx 600 \text{ А.}$$

Критерії вибору силових модулів формулюються наступним чином:

$$I_C > I_{\max_дв}, \quad U_{CE} > U_{\max_дв},$$

де I_C — тривалий струм, а U_{CE} — допустима напруга колектор-емітер.

Для реалізації інвертора обрано три напівмостових IGBT-модулі SEMIX603GB066HDS виробництва Semicron Danfoss. Основні номінали модуля:

$$U_{CE} = 600 \text{ В}, \quad I_C = 600 \text{ А.}$$

Схема обраного модуля наведена на рис. 5.1, а решта параметрів інвертора узагальнено у табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Параметри SEMIX603GB066HDS

Параметр	Значення
V_{GES}	$\pm 20 \text{ В}$
$Q_G (V_{GE} = \pm 15 \text{ В})$	4800 нКл
$R_{G,int}$	0.67 Ом
$R_{G,on/off}$	3 Ом

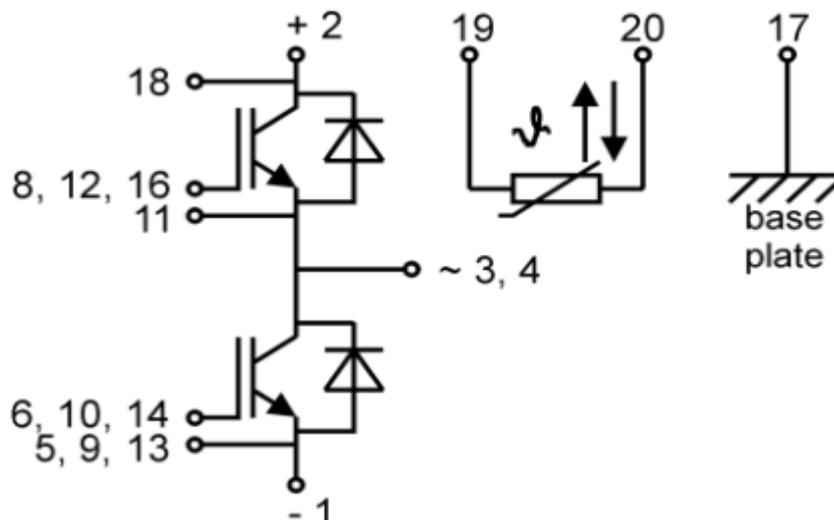


Рисунок 5.1 – Схема IGBT-модуля SEMIX603GB066HDS

$$P_{GD(out)} = Q_G f_{SW} (V_{GEon} - V_{GEoff}) = 4,8 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4 \cdot (15 - (-15)) = 1,44 \text{ Вт}; \quad (5.1)$$

$$I_{G(peak)} = \frac{(V_{GEon} - V_{GEoff})}{R_{Gon/off} + R_{Gint}} = \frac{(15 - (-15))}{3 + 0.67} = 8,17 \text{ А}. \quad (5.2)$$

Для керування IGBT-модулями використовується драйвер Semicon SKYPER 32 PRO R, технічні характеристики якого наведено у табл. 5.2. Даний драйвер забезпечує надійне формування імпульсів керування та захист силових ключів від перевантажень.

Таблиця 5.2 – Технічні дані драйвера SKYPER 32 PRO R

Параметр	Значення
Тип драйвера	2-х каналний
Напруга живлення первинна V_s	14.4 – 15.6 В
V_{IH}	$V_s + 0.3 \text{ В}$
V_{iL}	GND - 0.3 В
$I_{outPEAK}$	15 А
f_{max}	50 кГц
V_{CE}	1700 В
$Q_{out/pulse}$	6.3 мкФ

На рис. 5.2 показано функціональну схему обраного драйвера.

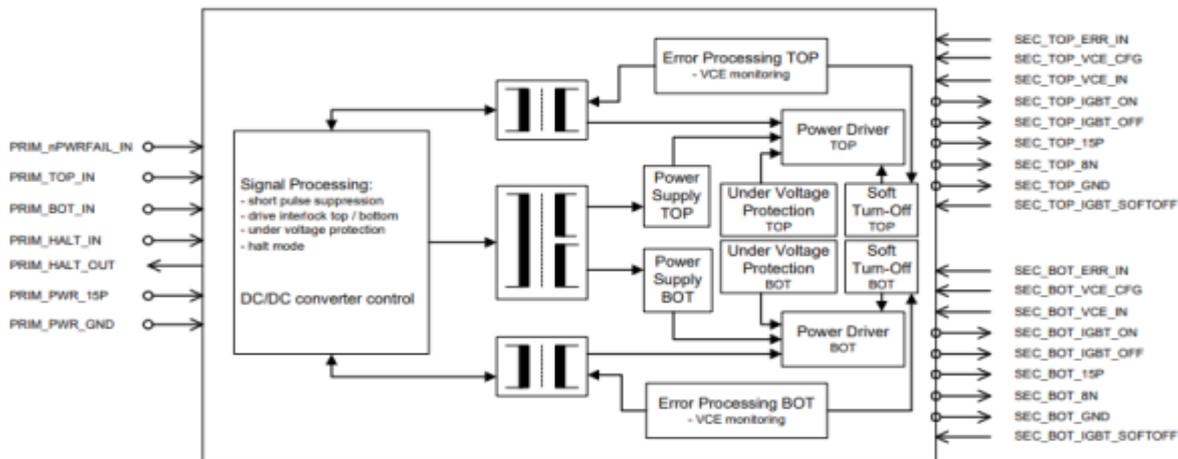


Рисунок 5.2 – Функціональна схема драйвера SKYPER 32 PRO R

5.1.2 Визначення параметрів резистора навантаження

Оскільки навантаження у системі має резистивний характер, його параметри визначаються за законом Ома. Номінальний струм навантаження складає:

$$I_L = 440 \text{ A,}$$

а номінальна напруга у ланці постійного струму дорівнює:

$$U_{dc} = 540 \text{ В.}$$

Мінімально необхідний опір навантаження можна розрахувати як:

$$R_{\min} = \frac{U_{dc}}{I_L} = \frac{540}{440} \approx 1.23 \text{ }\Omega.$$

Отримане значення визначає нижню межу опору, який має бути забезпечений у системі для коректної роботи при номінальних режимах.

$$R_L = \frac{U_{dc}}{I_L} = \frac{540}{440} = 1.23 \text{ Ом.} \quad (5.3)$$

Важливим аспектом проектування є врахування потужності розсіювання на резисторі навантаження.

$$P_{\text{RES}} = I_L^2 R_L = 440^2 \cdot 1.23 \approx 240 \text{ кВт.} \quad (5.4)$$

Оскільки необхідно розсіювати майже 250 кВт, знайти один резистор, здатний витримати таке навантаження, практично неможливо.

Тому застосовується принцип диференціації навантаження: формується спеціалізована шафа, що складається з 1000 паралельно з'єднаних резисторів.

Така конфігурація дозволяє рівномірно розподілити теплове навантаження між елементами та забезпечити надійну роботу системи, визначаємо за формулою:

$$\frac{1}{R_{Lsum}} = \frac{1}{R_{L1}} + \frac{1}{R_{L2}} + \dots + \frac{1}{R_{L1000}} \Rightarrow \frac{1}{1.23} = \frac{1}{1230} \cdot 1000 \text{ Ом.} \quad (5.5)$$

Відповідно, струм та потужність на резисторі складають

$$I_{L1} = \frac{U_{dc}}{R_{L1}} = \frac{540}{1230} = 0.44 \text{ А}; P_{RES} = U_{dc} I_{L1} = 540 \cdot 0.44 \approx 240 \text{ Вт.} \quad (5.6)$$

Необхідний опір кожного резистора визначається за відповідною формулою, що враховує номінальні параметри напруги та струму.

Для реалізації обрано резистор АН250W1K5 [29] з такими характеристиками:

- номінальний опір: $R = 1.5 \text{ кОм}$;
- номінальна потужність: $P = 250 \text{ Вт}$.

Комутація шафи резисторів

Розроблену шафу резисторів необхідно комутувати за допомогою ключа навантаження. Враховуючи, що струм навантаження складає:

$$I_L = 440 \text{ А,}$$

було обрано IGBT-транзистор SEMiX603GAR066HDS [30], розрахований на струм до 450 А. Його параметри наведено у табл. 5.3.

Схема підключення ключа навантаження показана на рис. 5.3. Керування даним IGBT-транзистором здійснюється тим самим драйвером, що використовується для керування IGBT-модулями інвертора, що забезпечує уніфікацію та спрощення системи.

Таблиця 5.3 – Технічні дані IGBT-транзистора SEMiX603GAR066HDs

Параметр	Значення
V_{CES}	600 В
V_{GES}	± 20 В
$Q_G (V_{GE}=-8\dots+15 \text{ В})$	4800 нКл
$R_{G,int}$	0.67 Ом
$R_{G,on/off}$	3 Ом

Для захисту резисторів від перенапруги застосовується зворотний діод, який має витримувати напругу щонайменше удвічі більшу за прикладену. У даному випадку обрано діод TGL200CU10 [31], що відповідає вимогам по напрузі та струму.

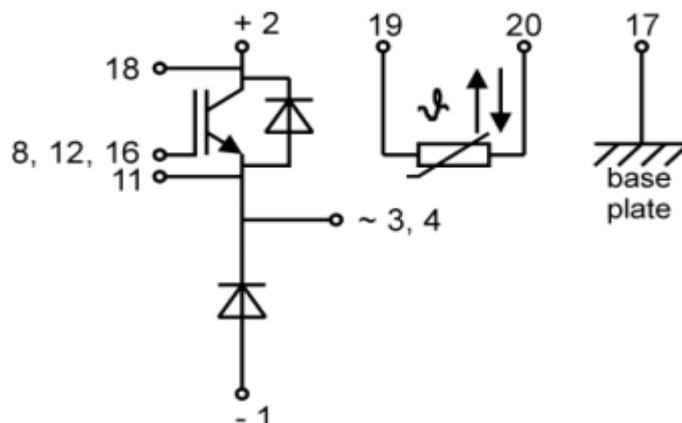


Рисунок 5.3 – Схема підключення IGBT-транзистора SEMiX603GAR066HDs

5.1.3 Вибір датчиків струму та напруги

Проектування системи керування потребує ретельного вибору вимірювальних елементів, які забезпечують точність та надійність контролю електричних параметрів.

Вимірювання напруги у ланці постійного струму:

$$I_{ARMS} = \sqrt{2} K_3 I_{\text{макс.дв.}} = \sqrt{2} \cdot 1.1 \cdot 600 = 930 \text{ А}, \quad (5.7)$$

де $K_3 = 1.05 \div 1.15$ – коефіцієнт запасу, $I_{\text{макс.дв.}}$ – максимальний струм двигуна.

Для контролю напруги у DC-ланці використовується датчик напруги LV25-800 [32], розрахований на номінальну вимірювальну напругу 800 В. Його

схема підключення наведена на рис. 5.4, а основні технічні характеристики узагальнено у табл. 5.4.

Таблиця 5.4 – Технічні дані датчика напруги LV25-800

Параметр	Значення
Технологія	Ефект Холла
Номінальна напруга	800 В
Напруга живлення	12 - 15 В
Точність	0.8%

Згідно документації на датчик, максимальний струм первинного кола $I_{p\max} = 8$ мА, тому значення опору резистора R_M складає:

$$R_M = \frac{U_{dc}}{I_{p\max}} = \frac{600}{0.008} = 75 \text{ кОм.} \quad (5.8)$$

Згідно

зі стандартним рядом резисторів, у вимірювальному колі встановлюється резистор: $R_M = 75$ кОм [33], що забезпечує коректне масштабування сигналу та узгодження датчика з системою керування.

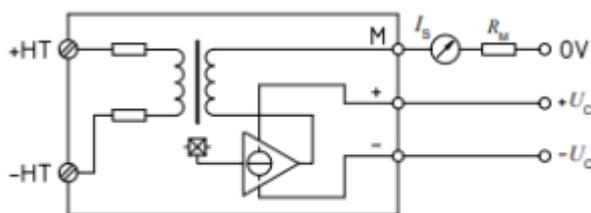


Рисунок 5.4 – Схема датчика напруги LV25-800

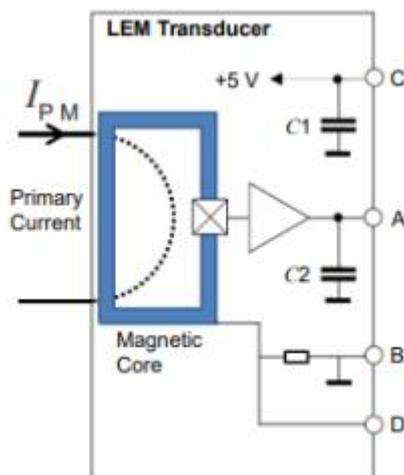


Рисунок 5.5 – Схема датчика струму НАН1DRW 1000-S/SP5

Для вимірювання струму у системі застосовуються два датчики НАН1DRW 1000-S/SP5 [34], кожен з яких має номінальний вимірювальний струм 1000 А. Схема їх підключення наведена на рис. 5.5, а параметри — у табл. 5.5. Використання двох датчиків дозволяє реалізувати контроль струмів у різних гілках силової частини та забезпечує підвищену точність вимірювань.

Таблиця 5.5 – Технічні дані датчика струму НАН1DRW 1000-S/SP5

Параметр	Значення
Технологія	Ефект Холла
Діапазон вимірювання	-1000...+1000 А
Напруга живлення	5 В
Точність	3.25%

5.1.4 Реалізація математичної моделі для характеристик ємнісного фільтра та резистора зарядного

Ємність конденсатора фільтра визначається на основі струму у ланці постійного струму, що дозволяє забезпечити стабілізацію напруги та зменшення пульсацій:

$$C = \frac{I_{dc} \cdot dc(1 - dc)}{f_{pwm} \Delta V} = \frac{450 \cdot 0.5 \cdot (1 - 0.5)}{5 \cdot 10^3 \cdot 5} = 4.5 \text{ мФ}, \quad (5.9)$$

де ΔV – напруга широтної імпульсної модуляції, f_{pwm} – частота широтної імпульсної модуляції.

Для реалізації даної функції обрано конденсатор C44UOGT7450T34K [35], параметри якого наведено у табл. 5.6. Даний елемент відповідає вимогам по напрузі та струму, а також забезпечує необхідну енергетичну ємність для роботи системи.

Таблиця 5.6 – Технічні дані конденсатора C44UOGT7450T34K

Параметр	Значення
C	4500 мкФ
ESR	950 мкОм
I_{RMS}	100 А
U_{cap}	900 В

Розрахунок зарядного резистора:

$$R_z = \frac{U_{dc}}{\sqrt{2} I_{rms}} = \frac{600}{\sqrt{2} \cdot 100} \approx 5 \text{ Ом}. \quad (5.10)$$

Для обмеження струму при заряджанні конденсатора використовується зарядний резистор. Його опір визначається виходячи з умов безпечного струмового навантаження. Вибрано резистор C5-36B-75 [36] з такими параметрами:

- номінальний опір: $R = 5 \text{ } \Omega$;
- номінальна потужність: $P = 75 \text{ Вт}$.

Цей резистор забезпечує контрольований процес заряджання конденсатора та запобігає перевантаженню силових елементів.

$$I_{\text{rele1}} = \sqrt{\frac{P_{R_3}}{R_3}} = \sqrt{\frac{75}{5}} \approx 4 \text{ A.} \quad (5.11)$$

Обираємо реле AECN11012 [37]. В табл. 5.7 наведено його параметри.

Таблиця 5.7 – Технічні дані електромагнітного реле AECN11012

Параметр	Значення
Макс. струм контакту	5 А
Напруга котушки	12 VDC
Струм котушки	117 мА
Споживча потужність	1.4 Вт

Для підключення та відключення зарядного резистора необхідно застосувати реле, яке забезпечує комутацію у відповідні моменти роботи системи. Це дозволяє автоматизувати процес заряджання та уникнути втрат енергії після завершення перехідного процесу.

У зарядному колі через індуктивність протікає струм, який необхідно розсіювати за допомогою зворотного діода. Вимога до діода полягає у тому, що його допустима напруга повинна бути щонайменше удвічі більшою за прикладену. Для цього обрано діод PESD30VF1BALS-QYL [38], розрахований на напругу 30 В, що відповідає умовам роботи зарядного кола та забезпечує захист від перенапруги.

Таким чином, у складі зарядного кола застосовуються:

- конденсатор C44UOGT7450T34K для стабілізації напруги;
- зарядний резистор C5-36B-75 для обмеження струму при заряджанні;
- реле для комутації резистора;
- зворотний діод PESD30VF1BALS-QYL для розсіювання струму індуктивності та захисту від перенапруги.

Ця конфігурація забезпечує надійність, енергоефективність та безпечну роботу силової частини перетворювача частоти.

5.1.5 Розрахунок датчика контролю кутової швидкості

Для реалізації функцій вимірювання та контролю кутової швидкості у системі керування використовується енкодер E68S15-1024-6-L-5 [39]. Даний пристрій забезпечує точне перетворення механічного руху у цифровий сигнал, що дозволяє системі керування отримувати інформацію про положення та швидкість ротора у реальному часі.

Основні характеристики енкодера наведено у табл. 5.8. Серед ключових параметрів можна відмітити:

- роздільну здатність 1024 імпульси на оберт, що забезпечує високу точність вимірювання;
- надійність роботи у промислових умовах завдяки міцній конструкції;
- сумісність із системою керування, що дозволяє інтегрувати його у загальну схему без додаткових узгоджувальних елементів.

Таблиця 5.8 – Технічні характеристики енкодера E68S15-1024-6-L-5

Параметр	Значення
Макс. обертова частота	6500 об/хв
Вихідні фази	A, A ⁻ , B, B ⁻ , Z, Z ⁻
Живлення	5 VDC

5.2 Вибір елементів керуючої частини системи

У даному розділі здійснюється вибір ключових компонентів керуючої частини перетворювача частоти, що забезпечують реалізацію алгоритмів керування, формування сигналів та узгодження з вимірювальними елементами.

5.2.1 Мікроконтролер для реалізації алгоритму

Мікроконтролер є центральним елементом керуючої частини, оскільки виконує функції обробки сигналів, реалізації алгоритмів керування та комунікації з іншими вузлами системи. Основні вимоги до нього:

- підтримка CAN-інтерфейсу для обміну даними;
- наявність виводів для зчитування сигналів від енкодера;
- наявність виводів для формування ШІМ-сигналів;

- наявність FPU для роботи з плаваючою комою.

Відповідно до цих критеріїв обрано мікроконтролер TMS320F280021 [40]. Його функціональна схема наведена на рис. 5.6, а характеристики — у табл. 5.9. Згідно технічної документації, біля виводів живлення необхідно встановити конденсатори для стабілізації роботи.

Таблиця 5.9 – Технічні характеристики TMS320F280021

Параметр	Значення
Частота	100 МГц
Флеш-пам'ять	32 Кб
Особливість	FPU32
UART	3
CAN	1
ШІМ	14 каналів
SPI	2

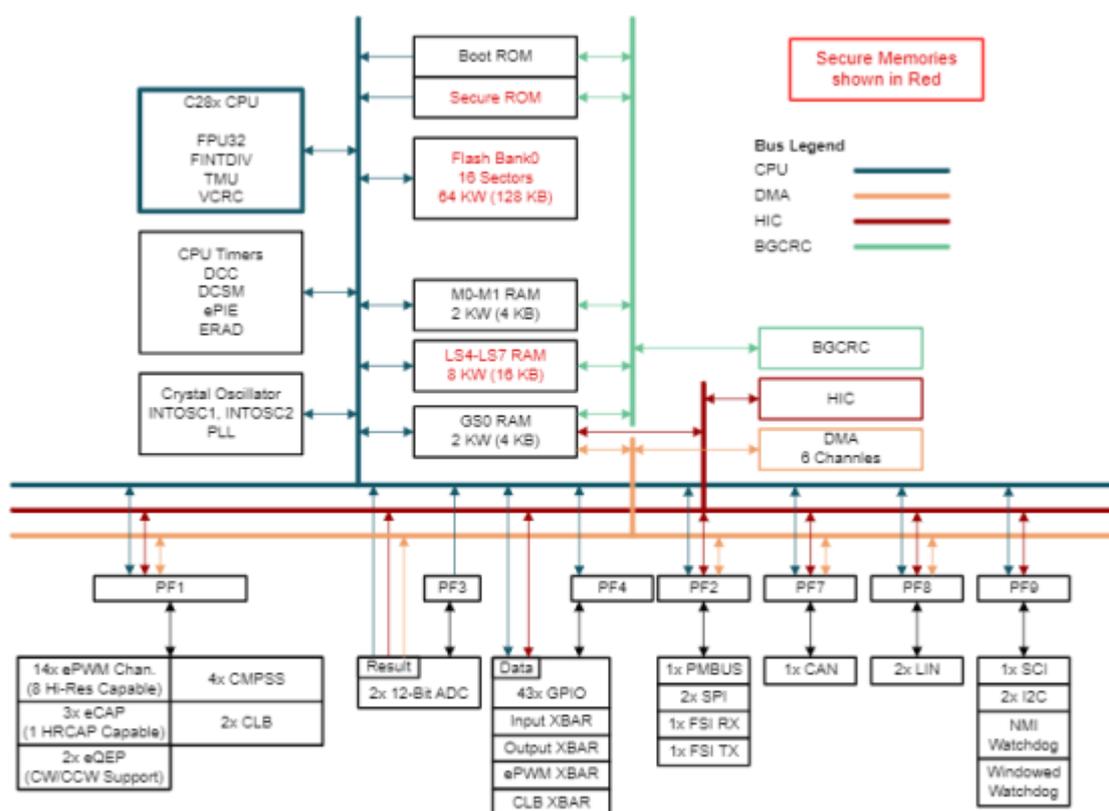


Рисунок 5.6 – Функціональна блок-схема мікроконтролера TMS320F280021

Для контролю живлення мікроконтролер використовує супервізор TPS775-Q1 [41], сигнал з якого подається на вивід XRS. Схема підключення супервізора показана на рис. 5.7, а його параметри наведено у табл. 5.10.

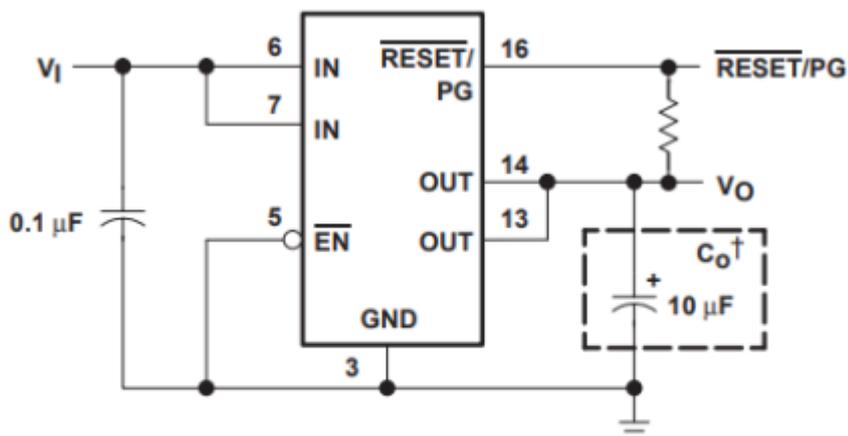


Рисунок 5.7 – Схема підключення супервізора TPS775-Q1

Таблиця 5.10 – Технічні характеристики супервізора TPS775-Q1

Параметр	Значення
Вихідний струм	0.5 А
Ємність навантаження	10 мкФ
Точність	2 %
Фікс. параметри виводу	1.5 В, 1.8 В, 2.5 В, 3.3 В
Мін. вхідна напруга	2.7 В
Макс. вхідна напруга	10 В
Мін. вихідна напруга	1.5 В
Макс. вихідна напруга	5.5 В

5.2.2 Реалізація живлення керуючої частини

Для живлення керуючої частини використовується багаторівнева система перетворювачів:

- 24 В отримуються від імпульсного блоку живлення 220 AC-DC 24 В [42];
- драйвери живляться напругою 15 В від DC-DC перетворювача SLC03B-15 [43] (табл. 5.11);
- датчик напруги потребує живлення ± 15 В, для чого використовується DC-DC перетворювач DLC03B-15 [44] (табл. 5.12);

Таблиця 5.11 – Технічні характеристики SLC03B-15

Параметр	Значення
Вихідна потужність	3 Вт
Вихідна напруга	15 В
Вихідний струм	0.2 А
Вхідна напруга	18-36 В

Таблиця 5.12 – Технічні характеристики SLC03B-15

Параметр	Значення
Вихідна потужність	3 Вт
Вихідна напруга	-15...15 В
Вихідний струм	0.1 А
Вхідна напруга	18-36 В

- напруга 5 В формується імпульсним понижуючим перетворювачем TPS5420 [45] (табл. 5.13) та DC-DC перетворювачем TEA 1-0505E [46] (табл. 5.14);

- напруга 3.3 В отримується з 5 В за допомогою лінійного регулятора LM1117DT-3.3/NOPB [47], на вході та виході якого встановлюються танталові конденсатори ємністю 10 мкФ (табл. 5.15, рис. 5.8);

- напруга 1.2 В формується з 5 В за допомогою адаптивного лінійного регулятора LM1117DT-ADJ/NOPB [48].

Таблиця 5.13 – Технічні характеристики TPS5420

Параметр	Значення
Вихідний струм	2 А
Вхідна напруга	5.5...36 В
Вихідна напруга	1,23...31 В
Частота перемикання	500 кГц

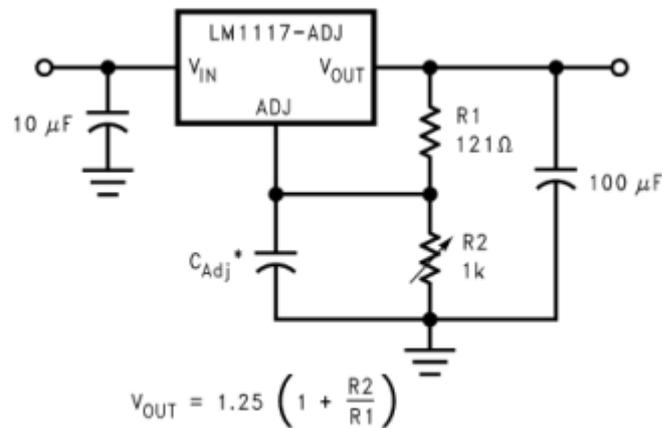


Рисунок 5.8 – Схема підключення регулятора LM1117

Таблиця 5.14 – Технічні характеристики ТЕА 1-0505Е

Параметр	Значення
Вихідний струм	200 мА
Вхідна напруга	4.5...5.5 В
Вихідна напруга	5 В
Напруга ізоляції	1.5 кВ

Таблиця 5.15 – Технічні характеристики LM1117DT-3.3/NOPB

Параметр	Значення
Фікс. параметри виводу	1.8 В, 2.5 В, 3.3 В, 5 В,
Вихідний струм	0.8 А
Лінійне регулювання	0.2 %
Регулювання навантаження	0.4 %

5.2.3 Схема підключення для датчика швидкості

Енкодер формує шість сигналів (А, \bar{A} , В, \bar{B} , Z, \bar{Z}). Для зменшення впливу перешкод доцільно використовувати три пари сигналів, аналізуючи різницю між ними.

- Обробку сигналів виконують компаратори LM393 [49], функціональна схема яких наведена на рис. 5.9.

- Для забезпечення гальванічної розв'язки застосовується швидка оптопара FOD8001 [50], схема якої показана на рис. 5.10.

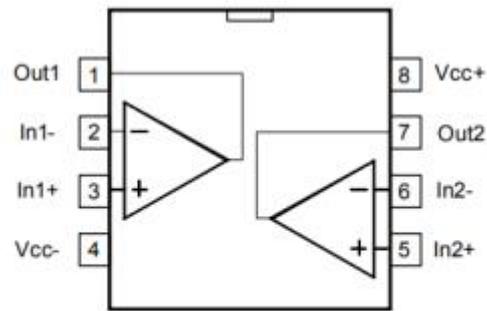


Рисунок 5.9 – Функціональна схема компаратора LM393

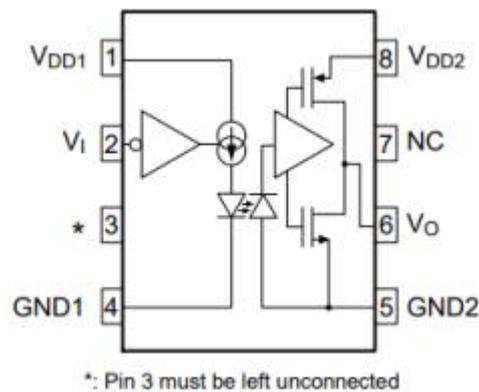


Рисунок 5.10 – Функціональна схема оптопары FOD8001

5.2.4 Схема підключення для датчика напруги

Згідно технічної документації на датчик LV25-800, вторинний номінальний струм становить 25 мА, а максимальний — 37 мА. Перетворення струму у напругу здійснюється через резистор $R_M = 100$, що формує вихідний сигнал у діапазоні $-3.7 \dots 3.7$ В.

Для сумісності з АЦП мікроконтролера сигнал необхідно промасштабувати:

- перехід від діапазону $-3.7 \dots 3.7$ В до $-1.5 \dots 1.5$ В здійснюється за допомогою резисторів $R_2 = 10$ кОм, $R_1 = 25$ кОм;

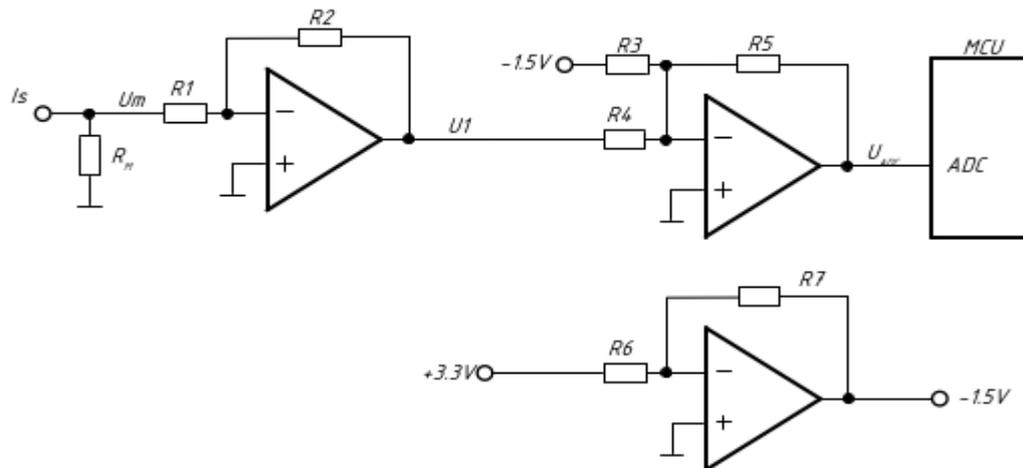


Рисунок 5.11 – Функціональна схема перетворення сигналу на операційних підсилювачах

далі сигнал піднімається на 1.5 В, щоб отримати діапазон 0 ... 3 В. Для цього використовуються резистори $R_7 = 10 \text{ кОм}$, $R_6 = 22 \text{ кОм}$.

$$U_1 = -U_m \frac{R_2}{R_1} = -3.7 \cdot \frac{10}{25} = -1.5 \text{ В.} \quad (5.12)$$

$$U_{-1.5} = -U_{+3.3} \frac{R_7}{R_6} = -3.3 \cdot \frac{10}{22} = -1.5 \text{ В.} \quad (5.13)$$

$$U_{\text{ADC}} = -\frac{R_5}{R_4} U_1 - \frac{R_5}{R_3} U_{-1.5} = -(U_1 + U_{-1.5}) = 3 \text{ В.} \quad (5.14)$$

Необхідний сигнал формується схемою підсумовуючого інвертуючого підсилювача, де резистори R_3, R_4, R_5 мають значення 10 кОм. Функцію операційних підсилювачів виконує мікросхема TL084AIDT [51], схема якої показана на рис. 5.12, а параметри наведено у табл. 5.16.

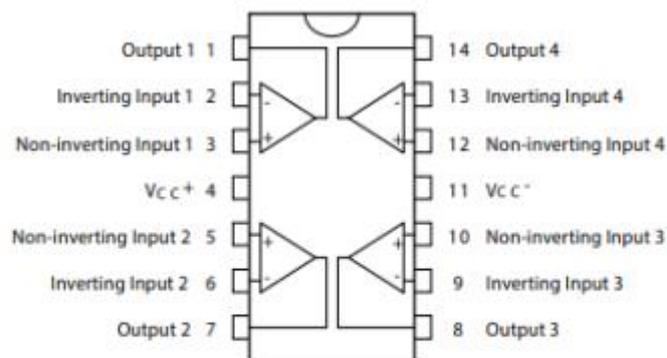


Рисунок 5.12 – Функціональна схема мікросхеми TL084AIDT

Таблиця 5.16 – Технічні характеристики TL084AIDT

Параметр	Значення
Напруга живлення	±18
Вхідна напруга	±15
Диференційна вхідна напруга	±30

5.2.5 Схема підключення для датчиків струму

Модулі датчиків струму живляться від джерела 5 В з уніполярною характеристикою. Їх вихідний сигнал має діапазон 0...5 В, що потребує узгодження з аналоговими входами мікроконтролера. Для цього сигнал масштабується до діапазону 0...3 В за допомогою операційного підсилювача ОРА310IDCKR [52], функціональна схема якого наведена на рис. 5.13.

На рис. 5.14 показано функціональну схему перетворення сигналів з датчиків струму.

- Опори $R_2, R_3, R_4, R_6, R_7, R_8$ мають значення 10 кОм.
- Опори R_1 та R_5 — 17 кОм.

На виходах перших підсилювачів формується масштабований сигнал, а наступні каскади забезпечують отримання інвертованих сигналів, що дозволяє реалізувати повний набір вимірювальних даних для системи керування.

$$U_2 = -U_{m2} \frac{R_2}{R_1} = -5 \cdot \frac{10}{17} = -3 \text{ В.} \quad (5.15)$$

$$U_3 = -U_{m3} \frac{R_6}{R_5} = -5 \cdot \frac{10}{15} = -3 \text{ В.} \quad (5.16)$$

Інвертовані сигнали обраховуються за такими формулами:

$$U_{\text{ADC2}} = -U_2 \frac{R_4}{R_3} = 3 \cdot \frac{10}{10} = 3 \text{ В.} \quad (5.17)$$

$$U_{\text{ADC3}} = -U_3 \frac{R_8}{R_7} = 3 \cdot \frac{10}{10} = 3 \text{ В.} \quad (5.18)$$

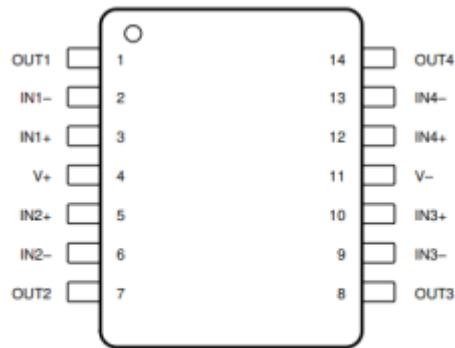


Рисунок 5.13 – Функціональна схема мікросхеми OPA310IDCKR

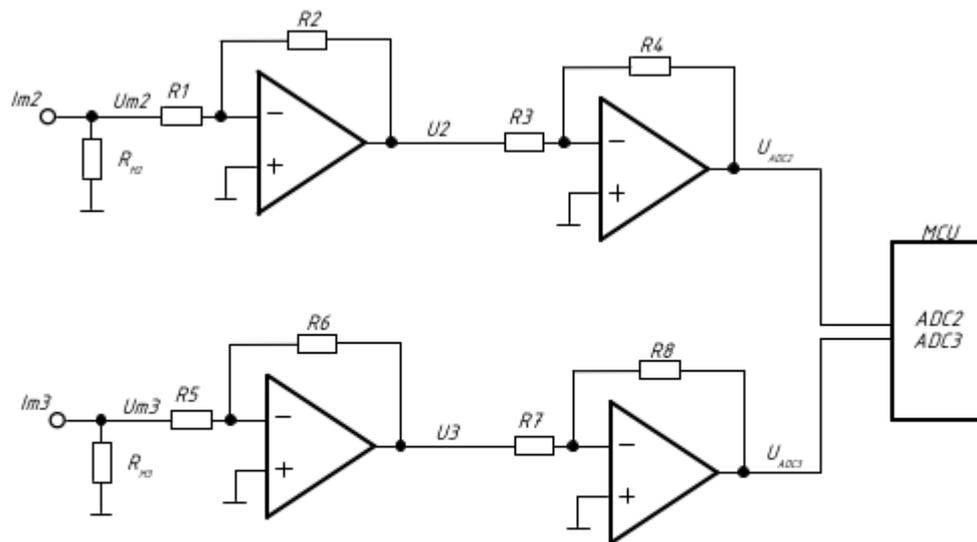


Рисунок 5.14 – Функціональна схема перетворення сигналів з датчиків струму

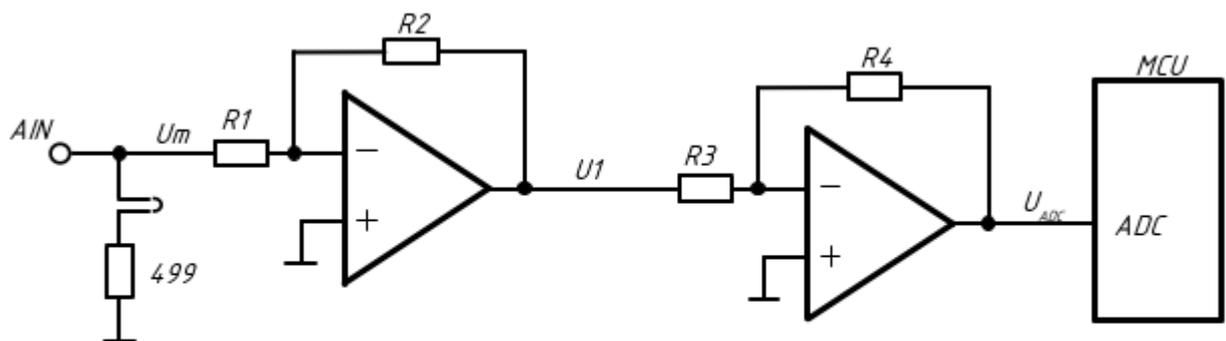


Рисунок 5.15 – Функціональна схема перетворення сигналу аналогового входу

5.2.6 Схема перетворення аналогових сигналів

На рис. 5.15 наведено функціональну схему перетворення сигналів аналогових входів.

- Опори R_2, R_4 мають значення 10 кОм.

- Опори R_1, R_5 — 30 кОм.

$$U_1 = -U_m \frac{R_2}{R_1} = -10 \cdot \frac{10}{30} = -3.3 \text{ В.} \quad (5.19)$$

Інвертований сигнал наступний:

$$U_{\text{ADC2}} = -U_2 \frac{R_4}{R_3} = 3.3 \cdot \frac{10}{10} = 3.3 \text{ В.} \quad (5.20)$$

На виході першого підсилювача формується масштабований сигнал, а наступний каскад забезпечує інверсію. Аналогові входи реалізуються на базі тієї ж мікросхеми ОРА310IDСKR, що гарантує уніфікацію та стабільність роботи.

5.2.7 Реалізація комунікації за шиною CAN

Для реалізації комунікації за протоколом CAN використовується мікросхема АDМ3053 [53], функціональна схема якої наведена на рис. 5.16. Вона забезпечує надійний обмін даними між мікроконтролером та зовнішніми пристроями, а також інтегровану гальванічну розв'язку.

5.2.8 Зовнішні модулі

Оскільки внутрішня пам'ять мікроконтролера має обмежений ресурс перезаписів, до системи додається зовнішня 1-Мбітна сегнетоелектрична оперативна пам'ять (F-RAM) FM25V10-G [54], організована як $128\text{K} \times 8$. Схема її підключення наведена на рис. 5.17.

Для забезпечення системи інформацією про реальний час використовується мікросхема MСР79510 [55], схема якої показана на рис. 5.18.

5.2.9 Інтегрування додаткових дискретних входів

Для збільшення кількості дискретних входів застосовується мікросхема 74НСТ165D [56], яка підключається по інтерфейсу SPI (рис. 5.19). Це дозволяє додати 7 дискретних входів до виходу плати. Гальванічну розв'язку забезпечують оптопари FOD8001, що гарантує захист від перешкод та перенапруг.

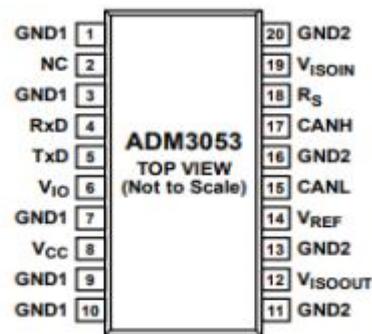


Рисунок 5.16 – Функціональна схема мікросхеми ADM3053

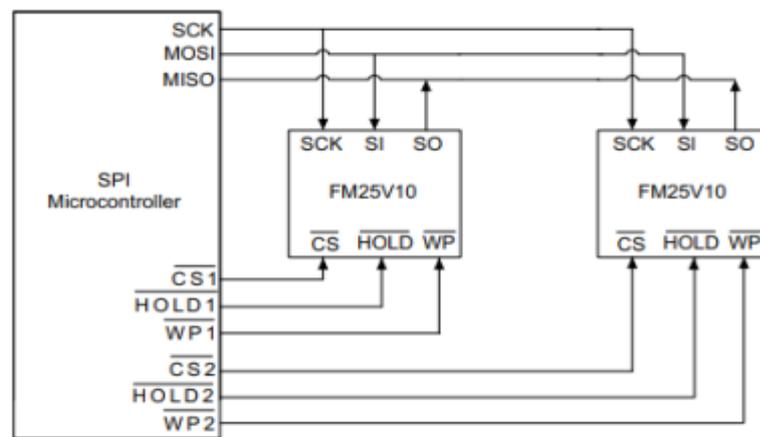


Рисунок 5.17 – Функціональна схема оперативної пам'яті FM25V10-G

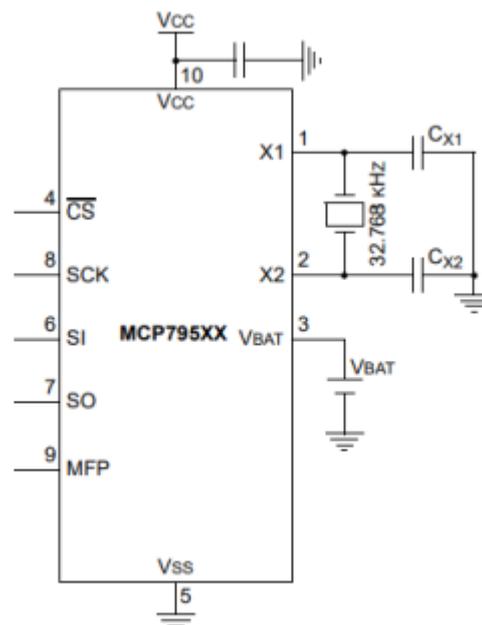


Рисунок 5.18 – Схема підключення мікросхеми MCP79510

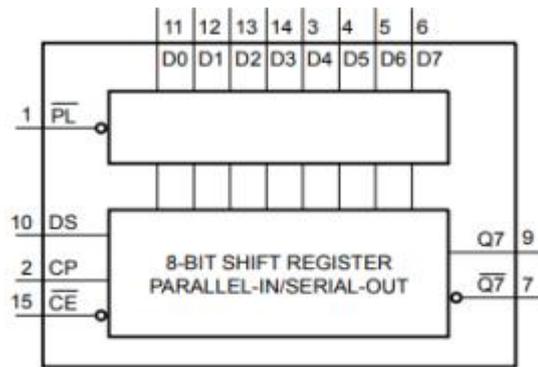


Рисунок 5.19 – Функціональна схема мікросхеми 74HC165D

5.2.10 Передача сигналу ШІМ

Передача сигналів з ШІМ-виходів мікроконтролера на ШІМ-входи драйверів здійснюється через зсувний регістр 74LVC245AD [57], схема якого наведена на рис. 5.20. Це забезпечує узгодження сигналів та їх надійне передавання у силову частину системи.

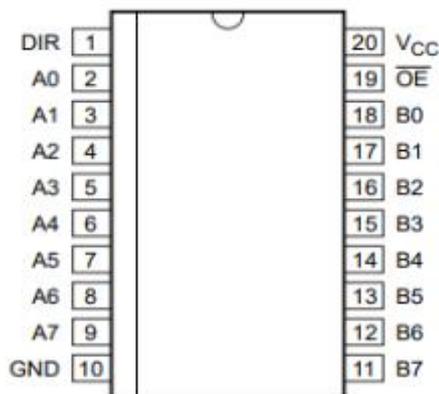


Рисунок 5.20 – Функціональна схема зсувного регістра 74LVC245AD

5.3 Обґрунтування реалізації системи з огляду на економіку

У табл. 5.17 наведено розрахунок вартості розробки силової та керуючої частини системи генерування. До складу розрахунку включено витрати на придбання силових модулів, драйверів, резисторів навантаження, конденсаторів, датчиків струму та напруги, а також елементів керуючої частини — мікроконтролера, супервізора, блоків живлення, інтерфейсних мікросхем та допоміжних компонентів.

Такий підхід дозволяє: оцінити загальну вартість реалізації системи; визначити структуру витрат за окремими підсистемами; сформулювати економічне обґрунтування доцільності використання обраних елементів; забезпечити

можливість подальшого планування бюджету при практичному впровадженні системи.

Таблиця 5.17 – Економічний розрахунок

Елемент	К-ть, шт.	Вартість за шт. \$	Загальна вартість, \$
Асинхронний двигун AIP355S4	1	7 801	7 801
Вітрогенератор DK-Series RX-250DK	1	234 562	234 562
IGBT-модуль SEMIX603GB066HDS	1	526	526
Драйвер Semikron SKYPER 32 PRO R	7	40	280
Резистор навантаження AH250W1K5	1000	18	18 000
IGBT-транзистор SEMIX603GB066HDS	1	300	300
Зворотний діод TGL200CU10	1	1	1
Датчик напруги LV25-800	1	100	100
Резистор 75 кОм	1	5	5
Датчик струму HAH1DRW 1000-S/SP5	2	23	46
Конденсатор C44UOGT7450T34K	1	400	400
Зарядний резистор C5-36B	1	6	6
Електромагнітне реле AECN11012	1	33	33
Зворотний діод PESD30VF1BALS-QYL	1	1	1
Енкодер E68S15-1024-6-L-5	1	370	370

Елемент	К-ть, шт.	Вартість за шт. \$	Загальна вартість, \$
Мікроконтролер TMS320F280021	1	3	3
Супервізор TPS775-Q1	1	2	2
Імпульсний блок живлення 220 AC-DC 24В	1	18	18
DC-DC перетворювач SLC03B-15	1	11	11
DC-DC перетворювач DLC03B-15	1	13	13
Імпульсний понижуючий перетворювач TPS5420	1	2	2
DC-DC перетворювач TEA 1-0505E	2	2	4
Лінійний регулятор LM1117DT-3.3/NOPB	1	2	2
Адаптивний лінійний регулятор LM1117DT- ADJ/NOPB	1	2	2
Компаратор LM393	2	1	2
Швидка оптипара FOD8001	6	5	30
Операційний підсилювач TL084AIDT	1	1	1
Операційний підсилювач OPA310IDCKR	3	1	3
Мікросхема CAN ADM3053	1	13	13
Зовнішня пам'ять FM25V10- G	1	13	13

Елемент	К-ть, шт.	Вартість за шт. \$	Загальна вартість, \$
Годинник реального часу MCP79510	1	2	2
Мікросхема 74НСТ165D	1	1	1
Зсувний регістр 74LVC245AD	2	1	2
Клемник 6 контактів	1	0.25	0.25
Клемник 3 контактів	2	0.13	0.26
Клемник 2 контакти	4	0.1	0.4
Клемник програматора	1	0.55	0.55
Загальна сума			≈ 250 000

Висновки по розділу 5

Проведений розрахунок та вибір елементів силової й керуючої частин системи генерування є практичним підтвердженням здобутих знань і навичок у процесі навчання за освітньо професійною програмою. Виконані інженерні процедури демонструють здатність застосовувати теоретичні положення для вирішення прикладних завдань проектування та моделювання складних електромеханічних систем.

Завдяки ретельному відбору компонентів для технічної реалізації системи генерування та проведеному економічному аналізу сформовано комплекс даних, необхідних для майбутнього інженера. Це дозволяє чітко структурувати зміст проєктів, що можуть бути розроблені на основі даної магістерської роботи, та забезпечує їх практичну спрямованість і відповідність сучасним вимогам енергетики.

Включення у дослідження як силової, так і керуючої частини системи створює цілісне уявлення про процес проектування перетворювача частоти. Такий підхід забезпечує не лише технічну обґрунтованість, але й економічну доцільність реалізації системи, що є важливим етапом у підготовці фахівця до професійної діяльності.

РОЗДІЛ 6. ПРОЄКТ СТАРТАПУ НА ОСНОВІ СИСТЕМИ ГЕНЕРУВАННЯ

Метою стартап-проєкту є впровадження системи генерування електроенергії з використанням регулятора на базі нечіткої логіки у масове виробництво. Система орієнтована як на приватне, так і на індустріальне застосування. Її ключова перевага полягає у здатності забезпечувати споживачів стабільно генерованою напругою навіть за умов дії збурень.

6.1 Формування цілей проєкту

У табл. 6.1 буде наведено зміст ідеї проєкту, напрями застосування та вигоди для користувача.

Таблиця 6.1 – Опис ідеї проєкту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Система генерування електроенергії із застосуванням фази регулятора напруги в ланці постійного струму	Вітроенергетика	Незначні втрати потужності
	Вітроенергетика	Стабільне генерування напруги при різних кутових швидкостях первинного рушія
	Вітроенергетика	Підвищення експлуатаційного ресурсу завдяки якісному регулюванню

6.2 Аналіз економіко-технічних переваг

У табл. 6.2 представлено аналіз техніко-економічних характеристик проєкту та порівняння з існуючими конкурентними рішеннями.

На основі даних можна відмітити щонайменше три сильні характеристики, що підтверджують задовільну конкурентоспроможність при виході на ринок.

Таблиця 6.2 – Аналіз техніко-економічних переваг

№	Техніко-економічні характеристики і ідеї	Концепції/товари конкурентів		W	N	S
		Перетворювач частоти з блоком фази логіки	Потенційний конкурент			
1	Технічні	Мінімальні втрати потужності	Великі втрати потужності			+
2	Технічні	Стабільне генерування напруги при збуреннях	Постійні коливання напруги від номінального значення			+
3	Технічні	Збільшений експлуатаційний ресурс	Достроковий вихід з ладу			+
4	Технологічні	Значні масо-габаритні показники	Значні масо-габаритні показники		+	
5	Економічні	Висока вартість	Висока вартість		+	

Виходячи з даних табл. 6.2, можна констатувати наявність щонайменше трьох виражених сильних характеристик проекту, які підтверджують його здатність конкурувати на ринку. Це свідчить про те, що розроблена система генерування з нечітким керуванням має задовільний рівень конкурентоспроможності та потенціал для успішного комерційного впровадження.

Сильні характеристики забезпечують: технічну перевагу завдяки використанню сучасних алгоритмів керування; економічну доцільність за рахунок високого ККД та оптимізації витрат; ринкову привабливість, що проявляється у відповідності потребам споживачів та можливості масштабування.

6.3 Оцінка реалістичності впровадження проекту

Технологічний аудит (табл. 6.3) враховує технологію реалізації, доступність компонентів та рівень готовності до промислового виробництва. Це дозволяє оцінити реалістичність впровадження проекту у виробничі процеси.

Таблиця 6.3 – Технологічний аудит проекту

№	Ідея проекту	Технології реалізації	Наявність технології	Доступність технології
1	Алгоритм керування на базі нечіткої логіки	Створення регулятора напруги для формування сигналу завдання струму	Наявна	Доступна

6.4 Оцінка ринкового стану і можливостей

Розвиток стартап-проекту безпосередньо визначається як можливостями його впровадження на ринок, так і наявними загрозами, що можуть перешкоджати реалізації. Для обґрунтування перспективності проекту необхідно враховувати: стан ринкового середовища; потреби потенційних клієнтів; пропозиції конкурентних проектів; тенденції розвитку галузі.

У табл. 6.4 наведено аналіз попиту, який включає: наявність попиту на системи генерування з нечітким керуванням; обсяг ринку, що визначає потенційну кількість споживачів; динаміку розвитку ринку, яка демонструє перспективи зростання та можливості масштабування проекту.

Таблиця 6.4 – Аналіз попиту

№	Показники стану ринку	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	<7
2	Загальний обсяг продаж, \$	1,25 млн.
3	Динаміка ринку	Зростає, завдяки збільшенню енергоспоживання
4	Наявність обмежень для входу	Відсутні
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Відсутні
6	Середня норма рентабельності в галузі	>75%

6.5 Аналіз потреб та клієнтів

У табл. 6.5 подано характеристики потенційних клієнтів та орієнтовний перелік вимог до товару. Це дозволяє сформувавши цільові групи споживачів та визначити ключові параметри продукту.

Таблиця 6.5 – Характеристики потенційних клієнтів

№	Потреби ринку	Цільова аудиторія	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1	Стабільність генерації напруги	Будь-який споживач	Забезпечення підвищених показників якості керування	Легкість налагодження
2	Високий експлуатаційний ресурс	Будь-які компанії та підприємства	Надійність та довготривалість	Тривалий гарантійний термін
3	Низькі втрати потужності	Будь-які компанії та підприємства	Економічна доцільність	Мінімізація фінансових витрат

6.6 Огляд ринку

Аналіз ринкового середовища (табл. 6.6 і 6.7) включає оцінку можливостей розвитку проекту та факторів загрози його реалізації.

Таблиця 6.6 – Можливості розвитку

№	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Спроможність до конкуренції, зростання рівня потреб	Зменшена вартість у порівнянні з поширеними прототипами, спрощене налагодження керування	Активна реклама, випуск цінних паперів
2	Вихід на міжнародний ринок	Адаптація до вимог та змін на ринку	Розширення контингенту виробників по всьому світу

Таблиця 6.7 – Фактори загрози

№	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Модернізація	Відсутність бажання змінювати менш ефективне обладнання	Наполягання на залишенні напрацьованих технологій
2	Конкуренція	Можливість застосування економічної тактики "випаленої землі"	Застосування пропагандистських методів рекламування власної продукції

6.7 Характеристики потенційних конкурентів

У табл. 6.8 наведено аналіз пропозиції стартап-проекту з боку конкурентного середовища та можливі дії компанії для підтримання конкурентної здатності.

Детальний аналіз умов конкуренції (табл. 6.9) виконано за моделлю «5 сил М. Портера». На основі цього аналізу можна стверджувати, що чим більший стартовий капітал, тим вища ймовірність успішного виходу проекту на ринок.

Таблиця 6.8 – Ступеневий аналіз конкурентного середовища

Класифікація конкурентного середовища	Прояв даної характеристики	Вплив на діяльність підприємства
За типом конкуренції: чиста	Перший пріоритет для якості продукції	Удосконалення та підвищення надійності товару
За рівнем конкурентної боротьби: локальна За галузевою ознакою: внутрішньогалузева	Існує ринок збуту електротехнічної продукції Можливість застосування тільки у вузьких сферах діяльності	Розширення контингенту взаємодії з виробниками Додавання або розробка елементів іншого доцільного призначення
За видами товарів: товарно-родова	Передбачене використання тільки в системах керування електромеханічними системи	Створення можливості використання на інших пристроях
За характером конкурентних переваг: грошова	Зменшення грошових показників задля збільшення попиту	Постійне збільшення якості та контрольоване зменшення цін
За інтенсивністю: марочна	Вплив відомих брендів на суспільну думку	Застосування контрпропагандистських методів рекламування продукції

Детальний аналіз конкурентного середовища, наведений у табл. 6.9, виконано із застосуванням моделі «5 сил М. Портера». Даний підхід дозволяє комплексно оцінити:

- Загрозу появи нових конкурентів — визначається рівнем бар'єрів входу у галузь, необхідним стартовим капіталом та доступністю технологій.
- Силу постачальників — залежить від кількості доступних постачальників компонентів, їх ринкової позиції та можливості впливати на ціноутворення.
- Силу споживачів — визначається обсягом попиту, чутливістю клієнтів до

ціни та наявністю альтернативних рішень.

- Загрозу появи товарів-замінників — оцінюється на основі розвитку альтернативних технологій та їх доступності для кінцевих користувачів.

- Рівень конкурентної боротьби всередині галузі — характеризується кількістю діючих компаній, їх ринковими стратегіями та інтенсивністю суперництва.

Таблиця 6.9 – Детальний аналіз умов конкуренції

	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Виробники	Клієнти	Товари-замінники
Складові аналізу	Навести перелік прямих конкурентів	Визначити бар'єри входження на ринок	Визначити фактори сили виробників	Визначити фактори сили споживачів	Фактори загроз з боку замінників
Висновки	Danfoss, Hyundai, Frecon, Schneider Electric, Siemens, ABB, Hitachi	Необхідність в значному стартовому капіталі	Рішення про значення вартості та часу постачання залишається винятково за виробниками	Зумовлення споживачам і попиту на товар	Відсутність будь-яких загроз через наявність товарів-замінників

На основі даних табл. 6.9, що отримані в результаті застосування моделі «5 сил М. Портера», можна зробити висновок, що обсяг стартового капіталу є одним із ключових факторів успішності виходу проекту на ринок. Чим більший початковий фінансовий ресурс, тим вища ймовірність:

- подолання бар'єрів входу у галузь;
- забезпечення необхідних інвестицій у виробничі та маркетингові процеси;
- формування конкурентних переваг на ранніх етапах розвитку;

- зниження ризиків, пов'язаних із діями конкурентів та нестабільністю ринкового середовища.

Таким чином, стартовий капітал виступає визначальним чинником конкурентоспроможності стартап-проекту, а його достатній рівень значно підвищує ймовірність успішної комерціалізації системи генерування з нечітким керуванням.

6.8 Визначення можливостей конкурувати

У табл. 6.10 наведено обґрунтування факторів конкурентоспроможності, що визначають сильні сторони проекту.

Таблиця 6.10 – Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування
1	Мінімізація втрат потужності	Зменшення фінансових витрат
2	Стабільна генерація напруги	Алгоритм керування передбачає високу швидкодію реакції на будь-яке стрибкоподібне навантаження
3	Підвищений експлуатаційний ресурс	Мінімальний ризик перевантаження об'єкта керування

Переваги та недоліки проекту наведено у табл. 6.11 представлено сильні та слабкі сторони стартап-проекту. SWOT-аналіз дозволяє комплексно оцінити внутрішні та зовнішні чинники, що впливають на його розвиток.

Таблиця 6.11 – Сильні та слабкі сторони стартап-проекту

№	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг розробленого товару у порівнянні з Hitachi (метод ведучий- ведений)						
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
1	Мінімізація втрат потужності	15						+	
2	Стабільна генерація напруги	25							+
3	Підвищений експлуатаційний ресурс	10					+		

6.9 Аналіз за методою SWOT

Таблиця 6.12 – SWOT-аналіз

<p>Srengths: Наявність альтернативи класичному керуванню асинхронними машинами</p>	<p>Weaknesses: Необхідність в більш точних налаштуваннях</p>
<p>Opportunities: Помірне зайняття сильної позиції на ринку збуту</p>	<p>Threats: Культурні упередження до використання нечіткої логіки</p>

У табл. 6.13 наведено альтернативи ринкового впровадження з орієнтацією на строки та ймовірність отримання ресурсів.

Таблиця 6.13 – Альтернативи ринкового впровадження

№	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1	Впровадження нечіткої логіки в алгоритми керування іншими асинхронними машинами	87%	<5 місяців
2	Патентування алгоритму нечіткого керування асинхронним генератором	92%	<14 місяців

6.10 Стратегія провадження на ринку

У табл. 6.14 подано опис цільових груп потенційних споживачів, що формують основу ринкової стратегії проекту.

Таблиця 6.14 – Вибір цільових груп потенційних споживачів

№	Опис профілю	Готовність сприйняти продукт	Орієнтовний попит	Інтенсивність конкуренції	Простота входу в цільову аудиторію
1	Підприємства, компанії	Достатня	Вище середнього	Майже незначна	Нижче середнього
2	Приватне користування	Достатня	Вище середнього	Майже незначна	Нижче середнього

В якості цільових груп обрано: підприємства та приватні користувачі, зацікавлені в більш вигідному варіанті забезпечення покращених показників якості керування асинхронними генераторами.

6.11 Стратегія «здорової» конкуренції

У табл. 6.15 наведено зміст базової стратегії конкурентної поведінки, яка визначає напрями дій компанії для утримання позицій на ринку.

Таблиця 6.15 – Вибір стратегії конкурентної поведінки

«Першопрохідність»	Пошук нових клієнтів, «відбиття» споживачів у існуючих конкурентів	Запозичення основних характеристик продукції конкурента	Вибір стратегії конкурентної поведінки
Не підтверджується	Обидва випадки	Підтверджується	Домінування в сфері реалізації та продажу

6.12 Визначення основних систем збуту

У табл. 6.16 представлено опис системи збуту, що забезпечує ефективне просування продукції до кінцевого споживача.

Таблиця 6.16 – Формування системи збуту

Специфіка закупівельної поведінки цільової аудиторії	Функції збуту, за які відповідає виробник продукції	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
Повне задоволення усіх потреб	Продаж товару, рекламування товару	Прямий продаж, посередництво	Власна; можливе залучення додаткових спеціалістів

Висновки по розділу 6

У результаті розробки стартап-проєкту можна зробити такі висновки:

- існує реальна потреба та попит на системи генерування з алгоритмом керування на базі нечіткої логіки;
- рівень конкуренції на ринку є помірним і не створює значних перешкод для виходу продукції на міжнародний ринок;
- доцільність розробки та впровадження проєкту підтверджена як техніко економічними, так і ринковими показниками.

ВИСНОВКИ

У результаті виконання кваліфікаційної роботи було досягнуто поставленої мети — розроблено та досліджено систему генерування електроенергії на базі асинхронного генератора з алгоритмом керування напругою у ланці постійного струму, реалізованим за допомогою нечіткої логіки. Робота поєднує теоретичні дослідження, математичне моделювання, технічну реалізацію та економічне обґрунтування, що дозволяє розглядати її як комплексне дослідження, спрямоване на вирішення актуальної науково технічної проблеми.

У першому розділі було проведено ґрунтовний аналіз існуючих методів керування асинхронними генераторами. Виявлено, що традиційні ПІД регулятори, хоча й забезпечують задовільні показники стабілізації, мають обмеження у випадках дії нелінійних та стохастичних факторів. Натомість регулятори на базі нечіткої логіки (фазі регулятори) демонструють вищу адаптивність та здатність до роботи в умовах невизначеності. Визначено переваги нечіткого керування — простота реалізації, гнучкість налаштувань, можливість врахування експертних знань — та його недоліки, зокрема потреба у ретельному синтезі правил і функцій належності. На основі огляду обґрунтовано доцільність застосування фазі регуляторів у системах генерування.

У другому розділі виконано математичний опис асинхронного генератора та вітрової установки. Побудовано Т подібну схему заміщення, визначено параметри генератора, сформовано математичну модель турбіни. Це дозволило створити узагальнену модель системи генерування, яка враховує як електромеханічні, так і аеродинамічні процеси. Такий підхід забезпечив можливість подальшого моделювання та аналізу роботи системи у різних режимах.

У третьому розділі було сформульовано задачу керування напругою у ланці постійного струму та визначено показники якості — мінімізація динамічної похибки, скорочення часу перехідних процесів, забезпечення стабільності при змінному навантаженні. На основі цих вимог синтезовано алгоритм нечіткого регулятора напруги. Розроблено структуру фазі системи, визначено функції належності та базу правил. Це дозволило створити регулятор, здатний

адаптуватися до змінних умов роботи генератора та навантаження.

У четвертому розділі проведено моделювання системи у середовищі Matlab/Simulink. Досліджено статичні та динамічні характеристики системи генерування з нечітким регулятором. Результати показали, що застосування нечіткої логіки дозволяє зменшити динамічну похибку приблизно на 15% та скоротити час компенсації на 30% порівняно з традиційними методами. Це підтверджує ефективність запропонованого алгоритму та його переваги у практичному застосуванні.

У п'ятому розділі здійснено технічну реалізацію алгоритму. Розроблено схему силової частини перетворювача частоти, обрано IGBT модулі, драйвери, резистори навантаження, конденсатори та інші елементи. Для керуючої частини визначено мікроконтролер, блоки живлення, інтерфейсні мікросхеми (CAN, SPI), датчики струму та напруги. Це забезпечило повну апаратну базу для реалізації алгоритму нечіткого керування у реальній системі. Таким чином, робота має не лише теоретичний, але й прикладний характер.

Важливим етапом стало проведення економічного розрахунку вартості реалізації системи. Було визначено структуру витрат на силову та керуючу частини, що дозволяє оцінити доцільність впровадження проекту у промислових умовах. Розрахунок підтвердив економічну обґрунтованість використання обраних компонентів та технологій.

У шостому розділі розроблено стартап проект, метою якого є комерціалізація системи генерування з нечітким керуванням. Проведено аналіз ринкових можливостей, визначено потенційних клієнтів, оцінено конкурентне середовище за моделлю «5 сил Портера». Виконано SWOT аналіз, сформовано ринкову стратегію та систему збуту. Це підтвердило практичну значимість роботи та її потенціал для виходу на ринок як у приватному, так і в індустріальному масштабі.

Кваліфікаційна робота має як наукову новизну, так і практичну цінність. Наукова новизна полягає у синтезі алгоритму нечіткого керування для системи генерування на базі асинхронного генератора, що забезпечує покращені

показники якості керування. Практична цінність полягає у технічній реалізації алгоритму, виборі елементів системи та розробці стартап проекту, що підтверджує можливість комерціалізації результатів.

Отримані результати можуть бути використані для:

- подальших наукових досліджень у галузі нечіткого керування;
- розробки промислових систем генерування електроенергії;
- впровадження у ринкові умови як інноваційного продукту;
- підготовки інженерів та дослідників у сфері електромеханіки та систем керування.

Таким чином, робота є комплексним дослідженням, що поєднує теорію, моделювання, технічну реалізацію та бізнес орієнтований підхід. Вона підтверджує актуальність застосування нечіткої логіки у сучасних системах генерування та відкриває перспективи для її широкого використання у майбутньому.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Singh B., Murthy S. S., Gupta S. An improved electronic load controller for self-excited induction generator in micro-Hydel applications // IEEE Industrial Electronics Conference (IECON). 2003. Vol. 3. P. 2741–2746.
2. Emmanuel, Ramirez J. M., Torres M. An Electronic Load Controller for the Self-Excited Induction Generator // IEEE Transactions on Energy Conversion. 2007. Vol. 22, No. 2. P. 546–548.
3. Singh B., Murthy S. S., Gupta S. Analysis and design of STATCOM based regulator for self excited induction generator // IEEE Trans. Energy Convers. 2004. Vol. 19, No. 4. P. 783–790.
4. Barrado J. A., Grino R. Voltage and frequency control for a self excited induction generator using a 3-phase 4-wire electronic converter // Proc. 12th Int. IEEE Power Electron. Motion Control Conf. 2006. P. 1419–1424.
5. IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters. IEEE Standard 519. 1992.
6. Tamrakar I., Shilpkar L. B., Fernandes B. G., Nilsen R. Voltage and frequency control of parallel operated synchronous generator and induction generator with STATCOM in micro hydro scheme // Proc. IET–Gener. Transm. Distrib. 2007. Vol. 1, No. 5. P. 743–750.
7. Faiz J. Design and implementation of a solid state controller for regulation of output voltage of a wind driven self-excited three phase squirrel cage induction generator // Proc. IEEE Eighth Int. Conf. Electr. Mach. Syst. 2005. Vol. 3, Pt. 3. P. 2384–2388.
8. Farret F. A., Portolann C. A., Machado R. Q. Electronic control by the load for asynchronous turbogenerators, driven by multiple sources of energy // Proc. IEEE Conf. Devices, Circuits, Systems. 1998. P. 332–337.
9. Singh B., Murthy S. S., Gupta S. Analysis and implementation of an electronic load controller for a self excited induction generator // Proc. Inst. Electr. Eng. Gener. Transm. Distrib. 2004. Vol. 151, No. 1. P. 51–60.

10. Singh B., Kasal G. K. Voltage and frequency controller for a 3-phase 4-wire autonomous wind energy conversion system // IEEE Trans. Energy Convers. 2008. Vol. 23, No. 2. P. 509–518.

11. Choi S., Jang M. Analysis and control of a single-phase-inverter-zigzag-transformer hybrid neutral-current suppressor in three-phase four-wire systems // IEEE Trans. Ind. Electron. 2007. Vol. 54, No. 4. P. 2201–2208.

12. Singh B., Garg V., Bhuvaneswari G. A novel T-connected autotransformer-based 18-pulse AC–DC converter for harmonic mitigation in adjustable-speed induction-motor drives // IEEE Trans. Ind. Electron. 2007. Vol. 54, No. 5. P. 2500–2511.

13. Fuzzy Logic: Definition, Meaning, Examples, and History. Investopedia. URL: <https://www.investopedia.com/terms/f/fuzzy-logic.asp> (дата звернення: 07.09.2025).

14. Martin McNeil F., Thro Ellen. Fuzzy Logic. A Practical Approach. London: Academic Press Limited, 1994. P. 13–17.

15. Bouzidi M., Harrouz A., Mansouri S. Control and automation of Asynchronous motor using Fuzzy logic // Algerian Journal of Renewable Energy and Sustainable Development. 2019. Vol. 1, No. 2. P. 154–171.

16. Belkacem Y., Drid S., Makouf A., Chrifi-Alaoui L., Ouriagli M. Fuzzy Controllers for a high performance of the Doubly Fed Induction Generator based on Wind Turbine in variable speed // International Conference on Intelligent Systems and Advanced Computing Sciences (ISACS). 2019.

17. Півняк Г., Шкрабець Ф., Нойбергер Н., Циценков Д. Основи вітроенергетики: підручник. Дніпро: НГУ, 2015. С. 241–247.

18. Якість електричної енергії.
URL: <https://www.nerc.gov.ua/sferi-diyalnosti/elektroenergiya/yakist-elektropostachannya/yakist-elektrichnoyi-energiyi>. (дата звернення: 02.09.2025).

19. Обухов С. Г. Вітроенергетичні установки малої потужності. Технічні характеристики, моделювання, раціональний вибір. Saarbrucken: LAP Lambert Academic Publishing, 2014. 88 с.

20. Головка В. М. Вітроенергетика: навчальний посібник. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. 88 с.
21. Вітрогенератор DK-Series RX-250DK 250 кВт горизонтальний. PROM-NASOS. https://prom-nasos.com.ua/generators-and-alternative-energy-sources/wind-turbines/horizontal-wind-turbines/v-trogenerator-dk-series-rx-250dk-250-kvt-gorizontalniy/?srsltid=AfmBOoruNI_IjOkVX4-aqekwzigVnpJB7eAfGE62BzXld_wYfztyM-Ef. (дата звернення: 02.09.2025).
22. Асинхронний двигун АИР355S4. Системи якості. <https://slemz.com.ua/elektrodivguni/zagalnopromyslovi/elektrodivgun-air-355s4-250kvt-1500obhv>. (дата звернення: 02.09.2025).
23. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Желінський М. М. Експериментальне тестування системи робастного векторного керування асинхронним генератором // Вісник Вінницького політехнічного інституту. 2018. № 3(138). С. 62–68.
24. Dehghan S. M., Mohamadian M., Varjani A. Y. A New Variable-Speed Wind Energy Conversion System Using Permanent-Magnet Synchronous Generator and Z-Source Inverter // IEEE Trans. Energy Convers. 2009. Vol. 24, No. 3. P. 714–724.
25. Калашніков В. І., Паліс Ф., Лозинський О. Ю. Основи теорії фази-логіки та фази-регулювання: учбовий посібник. Донецьк–Магдебург–Львів, 2000. 69 с.
26. IGBT-модуль SEMIX603GB066HDS. TEM Electronic Components. <https://tsdrive.prom.ua/ua/p86923-igbt-moduli-semix.html>. (дата звернення: 02.09.2025).
27. Драйвер Semikron SKYPER 32 PRO R. Octopart. <https://tsdrive.prom.ua/ua/p510015848-skypper32pro-igbt-drajver.html>. (дата звернення: 03.06.2025).
28. Імпульсний блок живлення 220 АС–DC 24 В. Prom. <https://prom.ua/ua/p1761451660-impulsnyj-blok-pitaniya.html>. (дата звернення: 04.06.2025).
29. DC–DC перетворювач SLC03B-15. MEAN WELL Web. <https://meanwell.kiev.ua/ua/g1754200-preobrazovateli-mean-well>. (дата звернення: 04.06.2025).

30. DC–DC перетворювач DLC03B-15. TEM Electronic Components. <https://www.tme.eu/ua/details/dlc03b-15/peretvoriuvachi-dc-dc/mean-well/>. (дата звернення: 04.06.2025).

31. Імпульсний понижуючий перетворювач TPS5420. Texas Instruments. https://www.rcscomponents.kiev.ua/product/tps5420dr_55972.html. (дата звернення: 04.06.2025).

32. DC–DC перетворювач TEA 1-0505E. Mouser Electronics. URL: <https://vseplus.com/product/dcdc-preobrazovatel-na-pecatnuu-platu-479929>. (дата звернення: 04.06.2025).

33. Лінійний регулятор LM1117DT-3.3/NOPB. Texas Instruments. https://www.rcscomponents.kiev.ua/product/lm1117dt-3-3-nopb_26807.html. (дата звернення: 04.06.2025).

34. Адаптивний лінійний регулятор LM1117DT-ADJ/NOPB. Texas Instruments. <https://vseplus.com/ua/product/linijnij-regulator-stabilizator-lm1117dt-adjnopb-293586>. (дата звернення: 05.06.2025).

35. Компаратор LM393. РКС Компоненти — Радіомаг. <https://www.rcscomponents.kiev.ua/search?q=lm393>. (дата звернення: 05.06.2025).

36. Швидка оптопара FOD8001. onsemi. URL: https://www.digikey.at/en/products/detail/onsemi/FOD8001/1954454?srsId=AfmBOoovtzzftSjvXutu2YSDmOU6nGzpUEQ4GYc5zLET9_ogPD4Qs9Ve. (дата звернення: 05.06.2025).

37. Операційний підсилювач TL084AIDT. Mouser Electronics. URL: <https://eu.mouser.com/ProductDetail/STMicroelectronics/TL084AIDT?qs=cd9IfwLWtlm%2FJ4vwYhYnYg%3D%3D>. (дата звернення: 05.06.2025).

38. Мікросхема CAN ADM3053. Mouser Electronics. <https://www.rcscomponents.kiev.ua/search?q=ADM3053>. (дата звернення: 05.06.2025).

39. Каталог фірми: «Transfer Multisort Elektronik».

URL:

[https://www.tme.eu/ua/katalog/peretvoriuvachi_113706/?utm_source=google&utm_medium=cpc&utm_campaign=UKRAINA%20\[DSA\]&gad_source=1&gad_campaignid=20235211621&gbraid=0AAAAADyyIhL6q_a3GJRIt0jc-7clwEQkW&gclid=Cj0KCQiAosrJBhD0ARIsAHebCNpGSGD2xQbWgkzYLbjv-917usJjeFKSgoVDrz6emOFFCv2SmbH-X0AaAnzmEALw_wcB](https://www.tme.eu/ua/katalog/peretvoriuvachi_113706/?utm_source=google&utm_medium=cpc&utm_campaign=UKRAINA%20[DSA]&gad_source=1&gad_campaignid=20235211621&gbraid=0AAAAADyyIhL6q_a3GJRIt0jc-7clwEQkW&gclid=Cj0KCQiAosrJBhD0ARIsAHebCNpGSGD2xQbWgkzYLbjv-917usJjeFKSgoVDrz6emOFFCv2SmbH-X0AaAnzmEALw_wcB).

(дата звернення: 05.06.2025).

40. Правила улаштування електроустановок : [арх. 15 березня 2020] / Міненерговугілля України. — Київ : [б. в.], 2017. — 617 с.

41. Методичні рекомендації щодо виконання та оформлення кваліфікаційної роботи магістра / П.В.ПОТАПСЬКИЙ, Л.М.МИХАЙЛОВА, І.Д.ГАРАСИМЧУК, В.М.ДУБІК, О.В.КОЗАК, О.В.ДУМАНСЬКИЙ, А.В.ПЕЧЕНЮК, Ю.І.ПАНЦИР. (За загальною редакцією П.В.ПОТАПСЬКОГО) – ЗВО «ПДУ», 2025. – 38 с.

42. Основи безпечної експлуатації електроустановок: Підручник / С. В. Панченко, О. І. Акімов, М. М. Бабаєв та ін. – Харків: УкрДУЗТ, 2021. – 149 с.

43. Система дистанційного навчання Moodle 2.7. – «ЗВО «ПДУ»». Режим доступу: <http://pdatu.net.ua/>. – Назва з екрана.

ДОДАТКИ