

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

«На правах рукопису»
УДК 62-52

«До захисту допущено»
Завідувач кафедри

(підпис) **Сергій ПЕРЕСАДА**

“ ____ ” _____ 2021 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-професійною програмою «Електромеханічні системи

автоматизації, електропривод та електромобільність»

зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та

електромеханіка»

на тему:

«Система генерування електроенергії з можливостями активної фільтрації»

Виконав: студент VI (II) курсу, групи ЕП-01мп

Альохін Олег Олександрович

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Науковий керівник доц., д.т.н. Шаповал Іван Андрійович

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

(підпис)

Консультант _____

(назва розділу) (посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по-батькові) (підпис)

Рецензент доцент, к.т.н. Шиманська А.А.

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

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

Студент (-ка) _____

(підпис)

Київ – 2021 р.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
 Факультет електроенерготехніки та автоматики
 Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу
 Рівень вищої освіти – другий (магістерський)
 Спеціальність – 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»
 Освітньо-професійна програма – «Електромеханічні системи
 автоматизації, електропривод та електромобільність»

ЗАТВЕРДЖУЮ
 Завідувач кафедри
 _____ Сергій ПЕРЕСАДА
 (підпис)
 «__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту

Альохіну Олегу Олександровичу
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації: «Система генерування електроенергії з можливостями активної фільтрації»,
 науковий керівник дисертації: доц., д.т.н. Шаповал Іван Андрійович,
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
 затверджені наказом по університету від «__» _____ 2021 р. № _____
2. Строк подання студентом дисертації: 7 грудня 2021 р.
3. Об'єкт дослідження: процеси генерування електроенергії генератором на основі машини подвійного живлення.
4. Вихідні дані: Система генерування на базі машини подвійного живлення, нелінійне навантаження, приєднане до точки загального приєднання з генератором.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити: 1. Аналітичний огляд систем генерування електроенергії з вітрогенераторами; 2. Розроблення математичної моделі системи генерування електроенергії з вітрогенератором; 3. Розроблення алгоритму керування вітрогенератора на базі машини подвійного живлення (МПЖ) з можливістю активної фільтрації; 4. Компенсація гармонік засобами керування роторним перетворювачем МПЖ; 5. Компенсація гармонік засобами керування мережевим перетворювачем МПЖ; 6. Дослідження на математичній

моделі системи генерування електроенергії із запропонованим алгоритмом керування. Аналіз результатів; 7. Старт проект.

6. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: Креслення загального виду установки; креслення виконавчих механізмів установки; схема електрична принципова; схема електрична з'єднань; пульт керування та алгоритми роботи установки; осцилограми роботи електромеханічної системи установки.

7. Орієнтовний перелік публікацій: Альохін О.О., магістрант, Шаповал І.А., д.т.н., доц. «Втрати потужності в асинхронному генераторі подвійного живлення». Міжнародний науково-технічний журнал "Сучасні проблеми електроенергетехніки та автоматики". Київ, 2021.

8. Консультанти розділів дисертації*

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

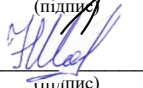
9. Дата видачі завдання: 01 вересня 2021 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Строк виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналітичний огляд систем генерування електроенергії з вітрогенераторами	11.09.2021	
2	Розроблення математичної моделі системи генерування електроенергії з вітрогенератором.	17.09.2021	
3	Розроблення алгоритму керування вітрогенератора на базі машини подвійного живлення (МПЖ) з можливістю активної фільтрації	02.10.2021	
4	Компенсація гармонік засобами керування роторним перетворювачем МПЖ	16.10.2021	
5	Компенсація гармонік засобами керування мережевим перетворювачем МПЖ	30.10.2021	
6	Дослідження на математичній моделі системи генерування електроенергії із запропонованим алгоритмом керування.	20.11.2021	
7	Старт проект	27.11.2021	
	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини. Підготовка презентації	04.12.2021	

Студент

Науковий керівник дисертації


(підпис)

(підпис)

О.О. Альохін

І.А. Шаповал

РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація містить: сторінок – 102, рисунків – 41, таблиць – 25 та 56 посилань.

В магістерській дисертації проведено дослідження системи генерування електроенергії з можливостями активної фільтрації. На основі аналітичного огляду для розглянутої системи було обрано генератор на базі машини подвійного живлення та розглянуто методи компенсації за допомогою такого генератора. Детально розглянуто гармонічні компенсації машини подвійного живлення засобами роторного та мережевого перетворювача.

Під час проведення дослідження було розроблено математичну модель системи генерування електроенергії та виконано моделювання роботи машини подвійного живлення з алгоритмам компенсації гармонік. Моделювання проводилось у програмі PLECS. Виконавши дослідження, було встановлено, що запропонована система є ефективною для компенсації спотворень струму.

МАШИНА ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ, АКТИВНИЙ ФІЛЬТР,
РОТОРНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, МЕРЕЖЕВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ,
НЕЛІНІЙНЕ НАВАНТАЖЕННЯ, МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ,
КОМПЕНСАЦІЯ ГАРМОНІК

					<i>141.010101.001.МД</i>			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Альохін О.О.			«Система генерування електроенергії з можливостями активної фільтрації»	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Шаповал І.А.					4	105
Н. Контр.						НТУУ «КПІ», ФЕА Кафедра АЕМС-ЕП Гр. ЕП-01мп		
Затверд.								

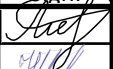
SUMMARY

Master's diploma work contains pages - 102, figures - 41, tables - 25 and 56 references.

In the master's dissertation, the research of the power generation system with the possibilities of active filtration is carried out. Based on an analytical review, a dual-power machine was selected for our system, and compensation methods for this machine were considered. In detail, harmonic compensations of DFIG by means of the rotor and network converter are considered.

During the research, a mathematical model of the power generation system was developed, and the operation of the doubly-fed induction generator with harmonic compensation algorithms was modeled. The simulation was performed in the PLECS program. After conducting research, it was found that the proposed system is adequate for compensating for current distortion.

DOUBLY-FED INDUCTION GENERATOR, ACTIVE FILTER, ROTOR SIDE CONVERTER, LINE SIDE CONVERTER, NON-LINEAR LOAD, MATHEMATICAL MODEL, HARMONIC COMPENSATION

					<i>141.010101.001.МД</i>			
	Letter	№ of doc.	Sign.	Date				
Devel.		O. Alokhin						
Checked		I. Shapoval						
N. Contr.								
Approved.								
					L.	Page	Pages	
						5	105	
					NTUU «KPI», FEA Department AEMS-ED gr. EP-01mp			

ЗМІСТ	
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ	8
ВСТУП.....	9
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СИСТЕМ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З ВІТРОГЕНЕРАТОРАМИ	12
1.1. Типові технічні рішення вітрогенераторів	12
1.2 Якість електроенергії та шляхи її покращення.....	16
1.3 Активні фільтри електроенергії	23
Висновок до розділу 1	25
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБЛЕННЯ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ СИСТЕМИ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З ВІТРОГЕНЕРАТОРОМ.....	26
2.1. Математичне моделювання генератора на базі машини подвійного живлення	26
Висновки до розділу 2	35
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБЛЕННЯ АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ ВІТРОГЕНЕРАТОРА НА БАЗІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ (МПЖ) З МОЖЛИВІСТЮ АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ.....	36
3.1 Еквівалентна схема та аналіз МПЖ	36
3.2 МПЖ як гібрид синхронної та асинхронної машини.....	39
3.3 Режими роботи МПЖ	47
3.5 Принципи компенсації гармонік МПЖ	50
Висновок до розділу 3	54
РОЗДІЛ 4. КОМПЕНСАЦІЯ ГАРМОНІК ЗАСОБАМИ КЕРУВАННЯ РОТОРНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ МПЖ.....	55

4.1 Підсистема роторного перетворювача.....	55
4.2 Передатна функція РП.....	59
Висновок до розділу 4	64
РОЗДІЛ 5. КОМПЕНСАЦІЯ ГАРМОНІК ЗАСОБАМИ КЕРУВАННЯ МЕРЕЖЕВИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ МПЖ	65
5.1 Підсистема мережевого перетворювача.....	65
5.2 Передатна функція МП	68
Висновок до розділу 5	74
РОЗДІЛ 6. ДОСЛІДЖЕННЯ НА МАТЕМАТИЧНІЙ МОДЕЛ СИСТЕМИ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ІЗ ЗАПРОПОНОВАНИМ АЛГОРИТМОМ КЕРУВАННЯ. АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ.....	74
6.1 Активна фільтрація струму мережі за допомогою керування МПЖ	74
6.2 Результати моделювання системи генерування електроенергії на базі МПЖ	75
Висновок до розділу 6	80
РОЗДІЛ 7. РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЄКТУ	81
7.1 Опис ідеї проекту	81
7.2 Технологічний аудит проекту.....	83
7.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	83
7.4 Розроблення ринкової стратегії проекту	90
7.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту.....	92
Висновки до розділу 7	94
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	95
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	97

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

МПЖ – машина подвійного живлення

THD – сумарний коефіцієнт гармонічних складових

РП – роторний перетворювач

МП – мережевий перетворювач

РІ – пропорційно-інтегральний регулятор

ІГ – індукційний генератор

СГ – синхронний генератор

ФП – фазова петля

НЛН – нелінійне навантаження

ТЗЗ – точка загального з'єднання

ВЕУ – система перетворення енергії вітру

КП – коефіцієнт потужності

ПК – персональний комп'ютер

ВСТУП

Актуальність роботи. Наявність гармонік у лініях електропередачі призводить до більш значних втрат електроенергії, може спричиняти шум у системах зв'язку та, іноді, призводить до збоїв у роботі електронного обладнання; які мають вищу чутливість через включення мікроелектронних систем керування, і ці системи є малопотужними пристроями, і тому невеликий шум може бути значним. Саме з цих причин питання про якість електроенергії є одним із найбільш актуальних для кінцевого користувача.

Міжнародні стандарти, щодо якості електроенергії, вимагають, щоби в електрообладнанні вміст гармонік не перевищував встановлених значень. Тим часом необхідно розв'язати гармонічні проблеми, спричинені вже встановленими пристроями. Використання пасивних фільтрів є одним з класичних рішень для розв'язання поточних гармонічних проблем, проте вони мають ряд недоліків, а саме: вони фільтрують тільки ті частоти, для яких вони були налаштовані раніше; їхня робота не може обмежуватися певним навантаженням; резонанси можуть виникати через взаємодію між пасивним фільтром та іншими навантаженнями, з непередбачуваними результатами. У результаті традиційні рішення, які спираються на пасивні фільтри для компенсування гармонік неефективні. У цих умовах було доведено, що найбільш ефективними рішеннями є активні фільтри, які можуть компенсувати не тільки гармоніки, а й асиметричні струми, спричинені нелінійними й незбалансованими навантаженнями.

Сучасні технології дають змогу керувати системами виробництва електроенергії на максимальній потужності більшу частину часу, використовуючи водночас певну потужність для додаткових функцій, які сприяють підвищенню якості електроенергії.

Комплекси генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення (МПЖ) дають змогу досягти високої ефективності електромеханічного перетворення енергії, Такі комплекси характеризуються

тим, що цілі керування досягаються за варіації кутової швидкості в обмеженому діапазоні $\pm 30\%$ від синхронної швидкості обертання.

Поліпшення гармонічного складу вихідного струму перетворювачів під час роботи в складі систем генерування дає змогу зменшити додаткові втрати в електричній машині, зменшити пульсації моменту та небажані додаткові навантаження в механічній частині системи, що здатні спричинити резонансні явища та створювати акустичний шум.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Магістерську дисертацію виконано на кафедрі «Автоматизації електромеханічних систем, електропривод та електромобільність» Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» відповідно до плану підготовки магістрів.

Мета магістерської дисертації. Метою магістерської дисертації є дослідження можливості активної фільтрації в системі генерування електроенергії на основі машини подвійного живлення, задля компенсування гармонік та зменшення втрат.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

- проаналізувати наявні конфігурації вітрогенераторів;
- побудувати математичну модель системи генерування електроенергії з вітрогенератором для майбутнього моделювання;
- розробити алгоритм керування для обраної системи;
- дослідити засоби компенсації гармонік;
- дослідити на математичній моделі систему керування з можливостями компенсації гармонік.

Об'єкт дослідження – процеси генерування електроенергії генератором на основі машини подвійного живлення.

Предмет дослідження – вітрогенератор на основі машини подвійного живлення (МПЖ) з функціями активної фільтрації струму.

Методи дослідження. У роботі використані фундаментальні положення теорії електропривода, теоретичної механіки, комп'ютерне моделювання. Для того, щоб підтвердити отримані теоретичні знання було проведено моделювання в програмі Plescs.

Наукова новизна одержаних результатів. Розроблено алгоритм компенсації гармонічних складових струму за допомогою генератора на основі машини подвійного живлення, який, дає змогу здійснити компенсацію гармонічних складових струму.

Практичне значення одержаних результатів. На основі проведеного узагальненого огляду систем генерування електроенергії з вітроенергетичними генераторами показано необхідність системного підходу до досліджень систем компенсації гармонічних складових струму засобами перетворювача в ланці ротора машини подвійного живлення.

Досліджено алгоритм керування вітрогенератором на базі машини подвійного живлення з можливостями активної фільтрації дає змогу змінювати швидкість обертання ротора в діапазоні 30%, працювати з зменшенням втрат завдяки перетворювачу, а також компенсувати гармоніки роторним та мережевим перетворювачем.

Публікації. Частина результатів досліджень були показані на студентській науковій конференції факультету електроенергетехніки та автоматики (Київ, грудень 2021 року) та викладені у статті: **Альошін О.О., магістрант, Шаповал І.А., д.т.н., доц.** «Втрати потужності в асинхронному генераторі подвійного живлення». *Міжнародний науково-технічний журнал "Сучасні проблеми електроенергетехніки та автоматики"*. Київ, 2021.

Обсяг і структура дисертації. Дисертаційна робота складається зі вступу, 7 розділів, висновків, переліку посилань. Повний обсяг дисертації становить 103 сторінок, 41 рисунок, 25 таблиць.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СИСТЕМ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З ВІТРОГЕНЕРАТОРАМИ

1.1. Типові технічні рішення вітрогенераторів

Завдяки останнім досягненням в електричних та механічних аспектах систем вітрогенераторів, розміри та виробничі потужності деяких вітрогенераторів швидко зростають. Вітрові турбіни класифікуються на основі таких параметрів, як механічне регулювання потужності (керування кроком або зупинка) або конфігурація приводу (система з редуктором або система прямого приводу) [1]. Однак на ринку виробництва електроенергії вітрові турбіни класифікують на основі частоти обертання ротора та турбіни з фіксованою та змінною швидкістю.

Конфігурація турбіни з фіксованою швидкістю.

Конфігурації турбін із фіксованою швидкістю використовують багатоступеневий редуктор та асинхронний генератор із к.з. ротором, який безпосередньо приєднується до мережі через трансформатор. Для систем із фіксованою швидкістю використовується керування стійкості або керування лопатей. Іноді для розширення діапазону швидкостей турбіни використовуються асинхронні генератори зі змінними полюсами.

У 1980 -х та 1990 -х роках більшість встановлених вітрових турбін були турбінами з фіксованою швидкістю. Цей тип конфігурації також відомий як «данська концепція». Лопаті ротора постійно закріплені на маточині, тому конструкція цього типу порівняно проста. Лопаті регулюються лише один раз під час монтажу системи. Цей кут обирається для максимального захоплення енергії після вивчення варіантів швидкості вітру в цій місцевості.

На рис. 1.1 показано блок-схему вітрогенератора з фіксованою швидкістю приєднаного до мережі.

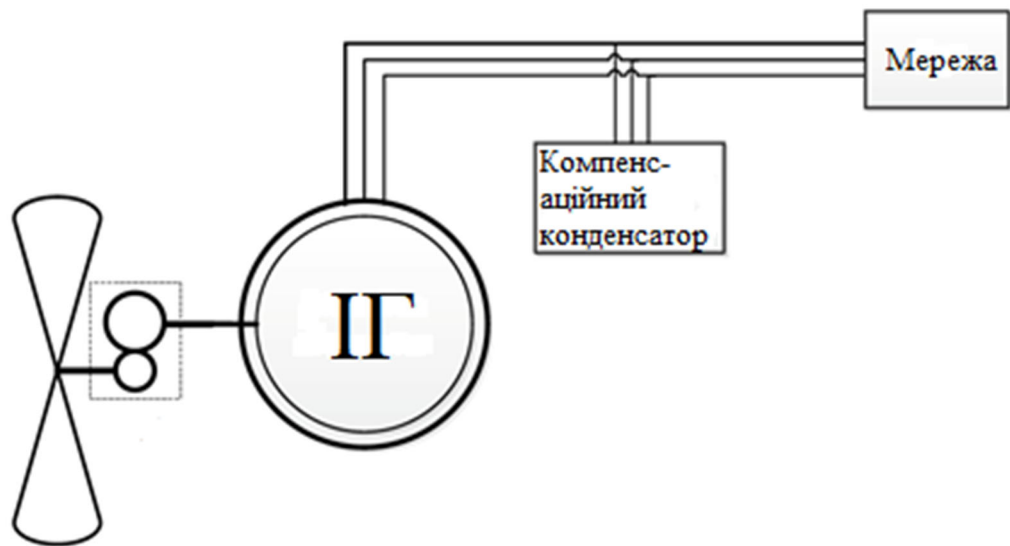


Рисунок 1.1 – Конфігурація турбіни з фіксованою швидкістю

Основна перевага конфігурації з фіксованою швидкістю полягає в тому, що вона проста та порівняно дешева для масового виробництва, а також не має жодного електричного зв'язку між статором і ротором [2]. Завдяки єдиному регулюванню лопаті ефективність турбіни змінюється в діапазоні швидкості вітру. Основними недоліками турбін із фіксованою швидкістю є

- Вітрові турбіни з фіксованою швидкістю мають дуже малий діапазон швидкості вітру, за якого вони працюють з високою ефективністю.
- Коливання вітру спричиняють електромеханічні перехідні моменти крутного моменту, які чинять механічне навантаження на турбіну та компоненти приводу.
- Ефект затінення башти та ефект зсуву спричиняють мерехтіння виробленої потужності.
- Багатоступеневий редуктор у турбінах із фіксованою швидкістю, який є дуже дорогим і важким.

Конфігурація зі змінною швидкістю.

Конфігурація зі змінною швидкістю має генератор, багатоступеневий редуктор і силовий напівпровідниковий перетворювач [3]. Цей перетворювач допомагає генерувати постійну потужність за сталої напруги та частоти. Основною причиною використання конфігурації зі змінною швидкістю є поліпшення захоплення енергії, зменшення напружень на приводі та підвищення якості електроенергії.

Є багато різних видів систем вітрових турбін, які використовують змінну швидкість обертання ротора. У конфігурації, зображеній на рис. 1.2, вся потужність, вироблена вітрогенератором, проходить через перетворювач енергії. Отже, цей перетворювач має бути розрахований на номінальну потужність генератора. Генератором, що використовується, може бути або асинхронний генератор із к.з. ротором, або синхронний генератор із постійними магнітами.

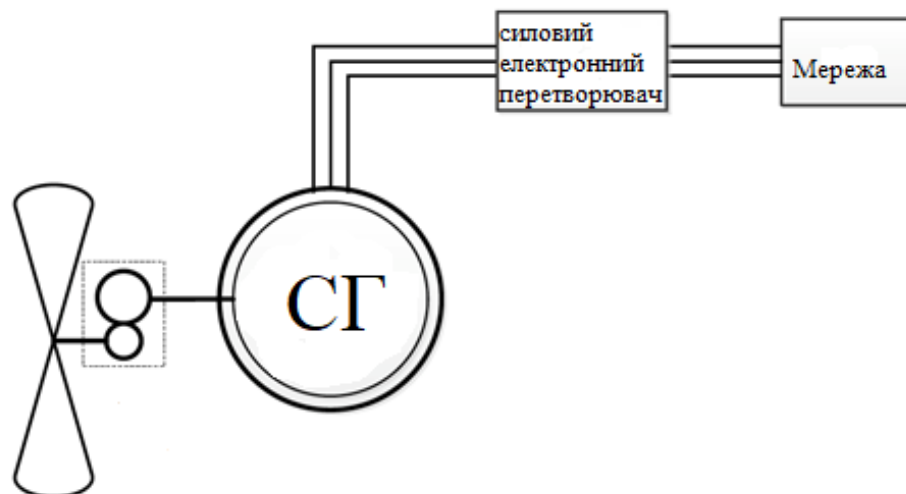


Рисунок 1.2 – Синхронна машина з прямим приводом

Перевагами обох машин є те, що вони дешевші, безщіткові і можуть використовуватися для мереж частотою з 50 Гц або 60 Гц. Оскільки вся вироблена енергія проходить через перетворювач енергії, в перетворювачі виникають додаткові втрати.

Конфігурація генератор на базі машини подвійного живлення (МПЖ) у вітроенергетичних системах.

Система МПЖ є життєздатною альтернативою для змінної швидкості в діапазоні за мінімальних вкладень. Тому нині він є найкращим генератором для вітрових турбін середньої та великої потужності. Система МПЖ може працювати в широкому діапазоні швидкостей як на нижче синхронних, так і на вище синхронних швидкостях. На рис. 1.3 показано блок-схему системи вітрогенератора на основі МПЖ.

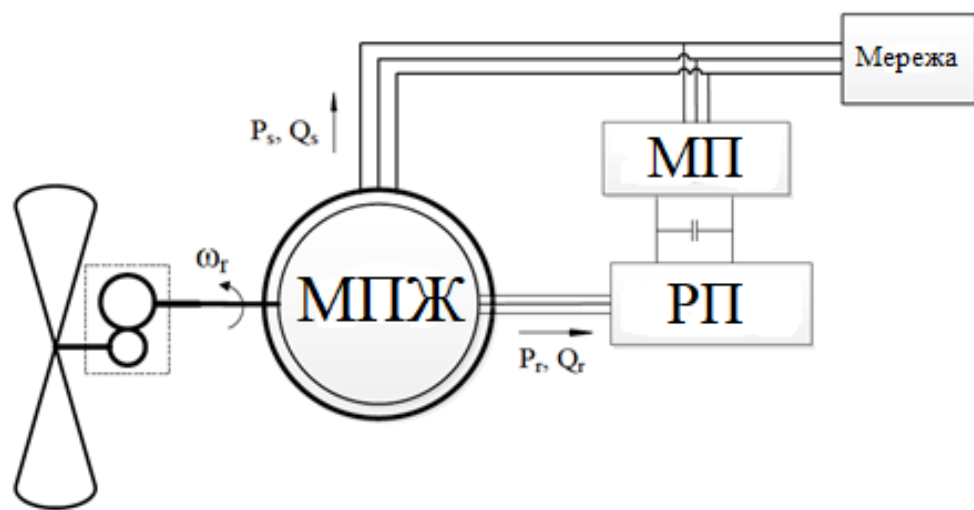


Рисунок 1.3 – Конфігурація вітрогенератора на базі машини подвійного живлення

Статорне коло приєднується безпосередньо до мережі, а ротор до трифазного двонаправленого перетворювача енергії на стороні ротора за допомогою конфігурації кільця ковзання. Потужність перетворювача на стороні ротора визначає допустиму зміну швидкості для вітрогенератора. У системах, де вимоги до діапазону швидкостей невеликі, перетворювач на стороні ротора розрахований на 25–30 % від номінальної потужності генератора [4 – 7]. Інша сторона перетворювача з'єднана з конденсатором постійного зв'язку. Напруга кола постійного струму підтримується постійною за допомогою перетворювача живлення, приєднаного до мережі.

Переваги. Основними перевагами системи МПЖ є

- Швидкість обертання ротора може змінюватися в діапазоні $\pm 30\%$ від синхронної швидкості [8].
- Силовий перетворювач обробляє лише частку (25–30%) загальної потужності. Отже, втрати в перетворювачі зменшуються.
- За належних алгоритмах керування можливе незалежне керування активної та реактивної потужності. Також можуть бути реалізовані передові стратегії керування, такі як гармонічна компенсація [7].
- Зниження вартості перетворювача та редуктора зі змінною швидкістю.

Недоліки. Основними недоліками системи МПЖ є

- Ротор з'єднаний з перетворювачем за допомогою ковзних кілець, які мають високий знос та потребують частого обслуговування.
- Діапазон частот обертання генератора обмежений номіналом перетворювача.
- За використання редуктора це збільшує інвестиції, вагу та втрати енергії [5].

1.2 Якість електроенергії та шляхи її покращення

Під якістю енергії в широкому сенсі розуміються будь-які відхилення або порушення в системі енергопостачання. Питання про якість електроенергії охоплює різні проблеми, такі як стрибки напруги, дисбаланс напруги, перебої в енергопостачанні, спотворення форми кривої, шум ЕМІ тощо. З погляду якості енергії і спотворення гармонічного струму, IEEE 519 [9] та IEC EN 61000-3 [10] стандартах вказані необхідні правила, що регулюють гармонізацію типових систем розподілу електроенергії.

Гармоніки

Струм, що споживається нелінійним навантаженням у разі приєднання до синусоїдального джерела енергії, є несинусоїдальний. Несинусоїдальний струм може бути спричинений фізичними властивостями навантаження або дією напівпровідникових ключів. Ці струми навантаження взаємодіють з опором і спричиняють спотворення напруги та струму. Для аналізу цих гармонічних струмів або напруг вони математично виражаються як додавання синусоїдальних кривих, що мають частоти як цілі кратні фундаментальній частоті. Аналіз рядів Фур'є використовується для розкладання спотвореної періодичної форми.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t) , \quad (1.1)$$

де

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^t f(t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^t f(t) \cos n\omega_1 t dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^t f(t) \sin n\omega_1 t dt.$$

Термін a_0 зазвичай є середнім значенням, де T – період функції f . Тут ми бачимо, що ряд Фур'є тягнеться до нескінченності. Але на практиці значення n обмежене деякою гармонікою вищого порядку. Симетрія кривих буде парною функцією, якщо значення b_n дорівнює нулю. Аналогічно, симетрія кривих буде непарною функцією, якщо значення a_n дорівнює нулю. Значення (середньоквадратичне значення кореня) спотвореної кривої струму або напруги в термінах основного і гармонічного струму задається у такий спосіб:

$$f_{rms}^2 = f_{rms1}^2 + f_{rms3}^2 + f_{rms5}^2 + f_{rms7}^2 + \dots$$

$$f_{rms}^2 = f_{rms1}^2 + f_{rms}^2 \cdot \quad (1.2)$$

На рис. 1.4 зображено форми кривих для 1-ої, 3-ої, 5-ої і 7-ої гармонічних частот

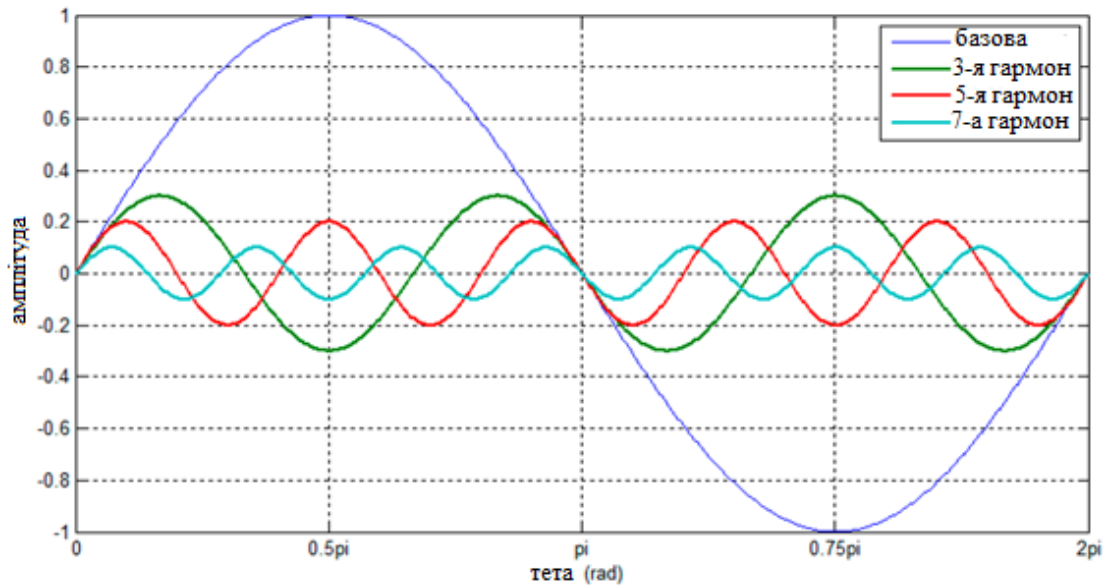


Рис. 1.4 – Хвильові форми основних і гармонічних частот

Найбільш поширеним способом вимірювання спотвореної кривої є обчислення її повного гармонічного спотворення (THD). Воно являє собою відношення значення гармонічної складової до значення основної складової кривої.

$$THD = \frac{f_{rmsH}}{f_{rms1}} \quad (1.3)$$

Інший спосіб вимірювання спотворень – обчислення коефіцієнта амплітуди для кривої, який визначається як відношення пікового значення. Якщо значення коефіцієнта амплітуди відрізняється від значення 1,414, то це вказує на спотворення в формі кривої.

$$C.F. = \frac{f_{max}}{f_{rms}} \quad (1.4)$$

Будь-яка n -а гармоніка може бути проаналізована за допомогою теорії симетричних компонентів. Фаза прямої послідовності визначається так, як має таке ж обертання фази, як і фундаментальна форма кривої. Аналогічна зворотна послідовність матиме протилежне обертання. Нульова послідовність матиме всі фази в одному напрямку. Як показано в табл. 1.1, фазова послідовність фундаментальної кривої дорівнює А-В-С. Гармоніки порядку $6n+1$ (7, 13 і т.д.) обертаються в прямому напрямку або з прямою послідовністю, в той час як $6n-1$ гармоніки (5, 11 і т.д.) обертаються в зворотному напрямку або зі зворотною послідовністю. У табл. 1.1 показана фазова послідовність різних непарних гармонік.

Таблиця 1.1 – Фазова послідовність гармонічних струмів

Фаза	А	В	С	Послідовність фаз
Базова	0°	120°	240°	А-В-С
3-а гармоніка	$3 \times 0^\circ = 0^\circ$ 0°	$3 \times 120^\circ = 360^\circ$ $360^\circ = 0^\circ$	$3 \times 240^\circ = 720^\circ$ $360^\circ = 0^\circ$	без обертання
5-а гармоніка	$5 \times 0^\circ = 0^\circ$ 0°	$5 \times 120^\circ = 600^\circ$ $600^\circ - 720^\circ = -120^\circ$	$5 \times 240^\circ = 1200^\circ$ $1200^\circ - 1080^\circ = 120^\circ$	А-С-В
7-а гармоніка	$7 \times 0^\circ = 0^\circ$ 0°	$7 \times 120^\circ = 840^\circ$ $840^\circ - 720^\circ = 120^\circ$	$7 \times 240^\circ = 1680^\circ$ $1680^\circ - 1440^\circ = 240^\circ$	А-В-С

Джерела гармонік.

Споживачі мають найбільший контроль над генерацією гармонічних струмів, оскільки їхнє обладнання та системи мають споживати синусоїдальний струм з джерела енергії. Основними джерелами гармоніки є електронне обладнання, таке як джерела змінної напруги, комутаційні джерела живлення, дугові печі, зарядні пристрої акумуляторів, приводи з регульованою швидкістю, інвертори тощо.

Вплив гармонік.

Деякі з основних ефектів сучасних гармонік в лініях електропередач – це великі втрати електроенергії в розподільчих системах, перегрівання, зниження коефіцієнта потужності, перешкоди в системах зв'язку і можливі відмови чутливого електронного обладнання. Через вплив гармонік кратних трьом в нейтральній розподільчій системі може бути надмірне напруження. Деформовані форми кривих струму мають дуже низький коефіцієнт потужності. Якщо природна резонансна частота конденсатора фільтра, що є в енергосистемі, наближається до частоти одного з n -х гармонічних струмів, дуже висока напруга спотворень може бути вироблено завдяки конденсатору фільтра. Крім того, через високі значень гармонічних струмів може відбуватися помилкове відключення вимикачів.

Гармоніка зворотної послідовності створює крутний момент в протилежних напрямках гармоніки прямої послідовності. Отже, гармоніки, подібні 5-й, 13-й тощо, будуть протистояти обертанню асинхронного двигуна. Це не тільки спричиняє коливання крутного моменту, але і скорочує термін служби двигунів. Гармоніки спричиняють надмірні втрати.

Гармонічні струми взаємодіють з опором в системі і породжують гармоніки напруги. Величина, на яку буде спотворюватися напруга, залежить не тільки від величини гармонічного струму, але і від опору системи. Максимальні гармоніки утворюються при введенні високих величин гармонічних струмів в слабку мережу або за дуже великого опору. Падіння напруги V_{hn} в системі через гармонічних струмів задається:

$$V_{hn} = Z_s \sum_{n=3,5,7}^{\infty} I_n \sin(n\omega_1 t + \theta_n). \quad (1.5)$$

Напруга на навантаженні визначається так

$$V_{load} = V_s - I_1 Z_s \sin(\omega_1 t + \theta_1) - Z_s \sum_{n=3,5,7}^{\infty} I_n \sin(n\omega_1 t + \theta_n). \quad (1.6)$$

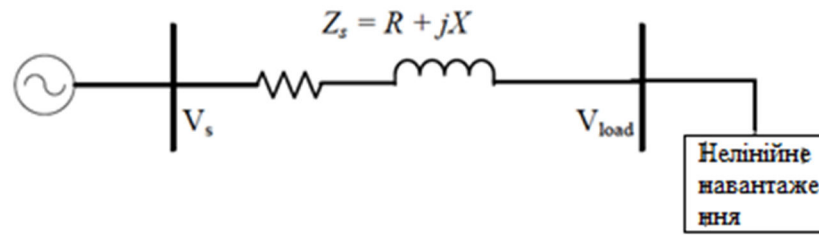


Рисунок 1.5 – Спотворення напруги, обумовлені гармонічними струмами в мережі

Методи компенсації гармонік

Більшість нинішніх рішень в сфері гармонічного пом'якшення наслідків засновані на таких основних варіантах [11]:

- Зменшення гармонічних струмів, що утворюються в результаті несинусоїдальних навантажень.
- Зміна частотної чутливості енергосистеми через використання фільтрів або пасивних елементів, таких, як конденсатори або індуктори.
- Використання фільтрів для поглинання або блокування гармонічних струмів.

Більшість методів використовуються для зміни реакції енергосистеми на гармоніки. Найбільш економічним способом є правильне розташування конденсатора фільтра в системі. Але це може призвести до зниження коефіцієнта потужності, отже, до більш високих втрат в розподілі і зниження напруги в мережі. Отже, або розмір конденсатора, або розташування конденсатора можна змінити. Додавання шунтового фільтра може бути використано для зміни реакції системи.

Найбільш поширеним способом зменшення гармонічних перешкод є розробка гармонічного фільтра, налаштованого на поглинання або блокування гармонічної частоти, що спотворює систему.

По-перше, проводиться гармонічний аналіз для пошуку найбільш проблемної частоти і, відповідно, створюється пасивний фільтр, який складається головним чином з резистивних, ємнісних та індуктивних елементів. Пасивні фільтри можуть бути або одноналаштованими, або

високочастотними. Основна проблема такої конструкції полягає в тому, що вона не реагує на зміни у величині поточної гармоніки і компенсує тільки ті гармоніки, для яких вона була розроблена.

Для подолання недоліків пасивних фільтрів використовуються активні фільтри електроенергії для згладжування спотворень гармоніки. Поряд з пасивними елементами, активні енергетичні фільтри використовують сучасні напівпровідникові пристрої і передові електронні схеми, такі як цифрові сигнальні процесори, датчики ефекту Хола, операційні та ізолюючі підсилювачі [12]. Були проведені численні дослідження в сфері методів гармонічних вимірів і методів електронного керування енергетичними приладами.

Загальні спотворення гармонічних характеристик

Наявність гармонік в лініях електропередачі призводить до більш значних втрат електроенергії в розподілі і створює проблеми, створюючи перешкоди в системах зв'язку, а іноді спричиняючи збої в роботі електронного обладнання, які мають все більшого значення, оскільки складаються з мікроелектронних систем керування, що працюють за дуже низького рівня енергії. Через ці проблеми питання якості електроенергії, що поставляється кінцевим споживачам, викликають великий інтерес.

Стандарт IEEE 519 [9] був вперше представлений в 1981 році, щоб забезпечити спрямування роботи з гармоніками, введеними статичними перетворювачами та іншими нелінійними навантаженнями, щоб уникнути проблем з якістю живлення. Граничні значення IEEE 519 для гармонік струму і напруги вказані в табл. 1.2

Таблиця 1.2 – Зазначене граничне значення THD (напруга)

	Спеціальні програми	Загальна система	Спеціалізована система
Глибина виїмки	10%	20%	50%
THD(Напруги)	5%	5%	10%
Зона охоплення	16 400	22 800	36 500

Напруга THD:

Являє собою повне гармонічне спотворення кривої напруги. Це відношення кореня з суми квадратів гармонічного вмісту напруги до середньоквадратичного значення фундаментальної напруги.

$$V_{THD} = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + \dots}}{V_1} \times 100\% \quad (1.7)$$

Струм THD:

Являє собою повне гармонічне спотворення кривої струму. Це відношення кореня з суми квадратів гармонічного вмісту струму до середньоквадратичного значення фундаментального струму [13].

$$I_{THD} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}}{I} \times 100\% \quad (1.8)$$

Конструкція активного фільтра зроблена з урахуванням того, що вона мінімізує повне гармонічне спотворення, щоб тримати його в межах, зазначених в стандарті IEEE 519.

1.3 Активні фільтри електроенергії

Пасивні фільтри використовуються для вирішення проблем гармонічного струму, проте пасивні фільтри мають безліч недоліків, а саме: вони можуть фільтрувати тільки ті частоти, для яких вони були налаштовані раніше; їхня робота не може обмежуватися певним навантаженням; резонанси можуть виникати через взаємодію між пасивними фільтрами і іншими навантаженнями, з непередбачуваними результатами. Для усунення цих недоліків останнім часом робляться зусилля з розробки активних фільтрів. За

минулі роки були розроблені різні стратегії керування з використанням активних фільтрів.

Однією із стратегій керування є теорія миттєвої потужності, заснована на ($p - q$ теорії) стратегії керування [14]. Є інший метод керування, названий методом миттєвого активного і реактивного компонента струму ($i_d - i_q$), заснований на синхронному обертовій системі координат, отриманому з напруги мережі без використання фазової петлі (ФП) [15]. І оскільки теорія $p - q$ заснована на області часу, ця теорія вірна і для постійного стану, і для перехідних операцій, а також для загальної напруги і миттєвих форм струму, дозволяючи керувати АФ; іншою перевагою цієї теорії є простота обчислень, оскільки потрібні тільки алгебраїчні операції [16].

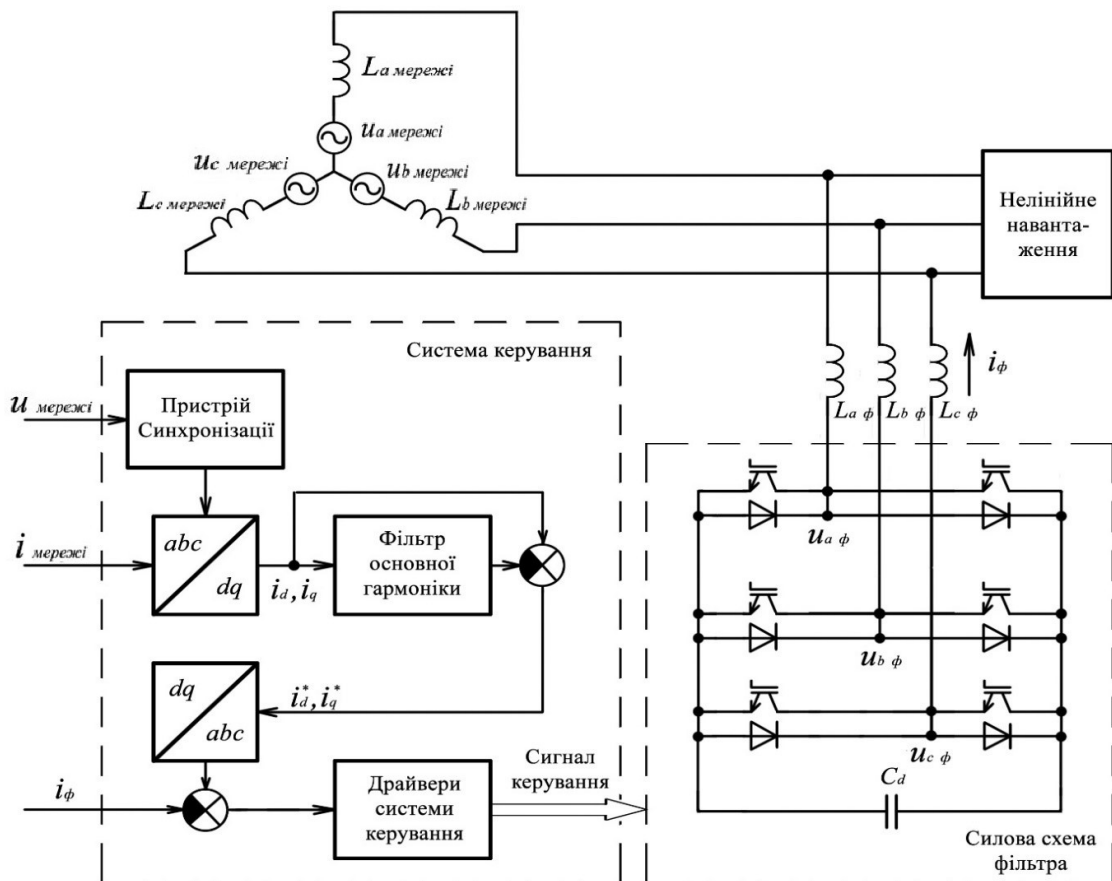


Рисунок 1.6 – Структурна схема силового активного фільтра

Перетворювачі джерел напруги використовуються в топології активних силових фільтрів, які мають контроль напруги конденсатора постійного струму в якості накопичувача енергії. Хоча для синтезу напруги змінного

струму можна використовувати один імпульс для кожного напівциклу, для більшості додатків, які демонструють динамічні характеристики, сьогодні найбільш широко використовується широтно-імпульсна модуляція (ШІМ). Методи ШІМ, що застосовуються до інвертора напруги, полягають у тому, що для отримання змінної напруги довільної форми кривої необхідно напруга ланки постійного струму. За допомогою методів ШІМ вихід змінного струму фільтра може керуватися як пристрій джерела струму або напруги.

Перетворювачу джерел напруги віддається перевага в порівнянні з перетворювачем джерела струму, оскільки вони відрізняються більш високою ефективністю і більш низькою вартістю в порівнянні з перетворювачами джерел напруги [17]. Їх можна розширювати паралельно, підвищуючи їхній сукупну потужність, і частоти їх перемикання можуть бути збільшені, якщо вони ретельно контролюються у такий спосіб, щоб час їхнього індивідуального перемикання не збігався. Отже, гармоніки більш високого порядку можуть бути усунені внаслідок використання перетворювачів без збільшення швидкості перемикання окремих перетворювачів.

Висновок до розділу 1

У цьому розділі було зроблено огляд методів компенсації гармонік, детально розглянута якість електроенергії та гармонічні спотворення в неї. Були розглянуті гармоніки різних частот, джерела гармонічних спотворень та його вплив на електроенергію в розподільчих системах. В цьому розділі описані методи компенсації гармонік та загальні спотворення гармонічних характеристик.

Розглянуто конфігурації вітрових турбін, таких як з фіксованою швидкістю, зі змінною швидкістю та конфігурація вітрогенератора на базі машини подвійного живлення. Визначено переваги та недоліки кожного типу цих конфігурацій та наведено опис кожної з систем.

РОЗДІЛ 2. РОЗРОБЛЕННЯ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ СИСТЕМИ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ З ВІТРОГЕНЕРАТОРОМ

2.1. Математичне моделювання генератора на базі машини подвійного живлення

Машина з подвійним живленням - це, по суті, асинхронна машина з фазним ротором. Асинхронні машини є найбільш широко використовуваними електричними машинами у промисловості для перетворення енергії між електричною та механічною енергіями. Розташування обмоток для 2-х полюсних, 3-фазних, з'єднаних між собою МПЖ показана на рис. 2.1 [18].

Під час розробки цієї моделі були зроблені такі припущення

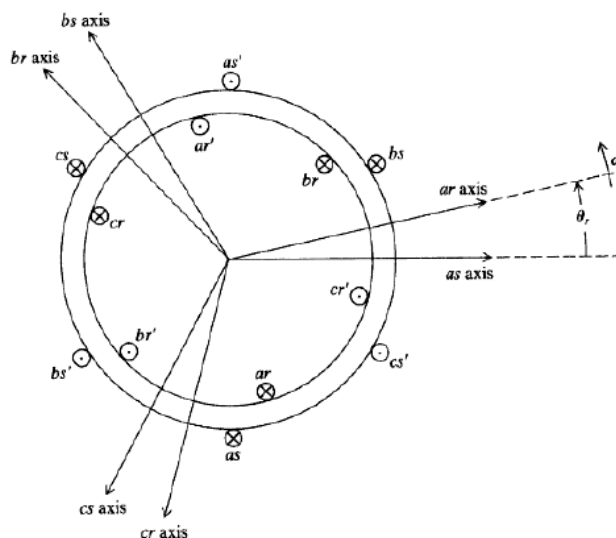
- Втрати на тертя та вихрові не враховуються.
- Втратами в залізі нехтують.
- Магнітне насичення не враховується.

$$v_{abcs} = r_s i_{abcs} + p \lambda_{abcs} \quad (2.1)$$

$$v_{abcr} = r_r i_{abcr} + p \lambda_{abcr} \quad (2.2)$$

де

$$p = \frac{d}{dt}$$



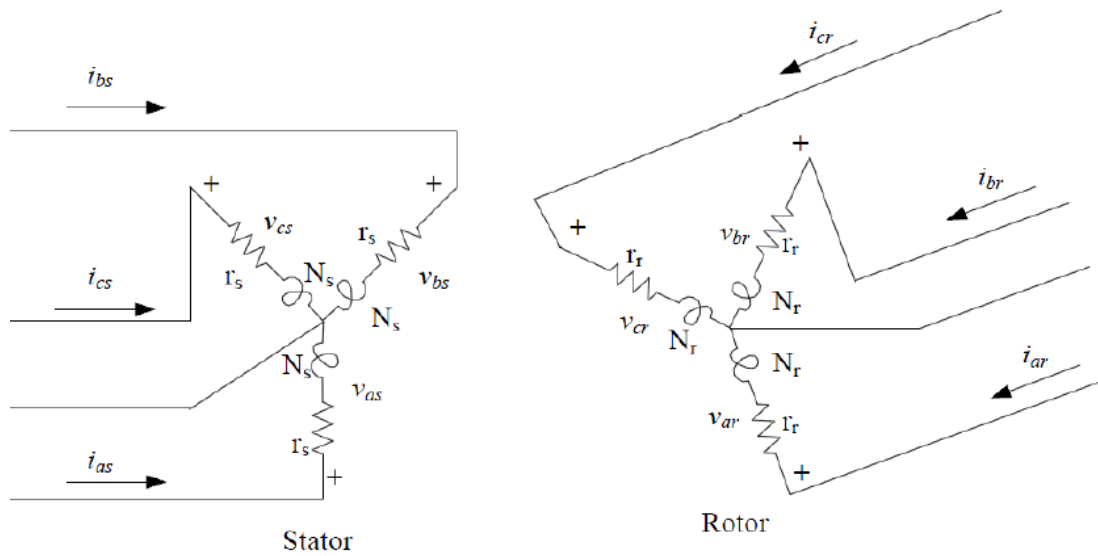


Рисунок 2.1 – Двополюсна, 3-фазна, симетрична асинхронна машина

$$f_{abcs} = \begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \text{ та } f_{abcr} = \begin{bmatrix} f_{ar} \\ f_{br} \\ f_{cr} \end{bmatrix} . \quad (2.3)$$

У рівнянні (2.3) f може представляти будь-яку змінну, а саме напругу, струм, потік тощо. Для магнітно-лінійних систем зв'язок потоку може бути виражений як

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} . \quad (2.4)$$

Індуктивності обмоток L_s , L_r , L_{sr} визначаються як,

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} , \quad (2.5)$$

де

$$L_{ls} = \frac{N_s^2}{R_{ls}} , L_{ms} = \frac{N_s^2}{R_m} ,$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

де

$$L_{lr} = \frac{N_r^2}{R_{lr}}, L_{mr} = \frac{N_r^2}{R_m},$$

$$L_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

У рівняннях (2.5) та (2.6) L_{ls} та L_{ms} - індуктивність витoku та намагнічування обмоток статора, тоді як L_{lr} та L_{mr} - індуктивність витoku та намагнічування обмоток ротора відповідно. У рівнянні (2.7) індуктивність L_{sr} - це амплітуда взаємних індуктивностей між статором та ротором, тоді як θ_r - фактичне положення ротора. Усі змінні ротора відносяться до обмоток статора за відповідним співвідношенням обертів, оскільки зручно виражати рівняння напруги у вигляді змінної машини.

$$i'_{abcr} = \frac{N_r}{N_s} i_{abcr}, \quad (2.8)$$

$$v'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} v_{abcr}, \quad (2.9)$$

$$\lambda'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{abcr}. \quad (2.10)$$

Намагнічування та взаємна індуктивність пов'язані з тим самим шляхом магнітного потоку, отже L_{ms} , L_{mr} , L_{sr} пов'язані як

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr}. \quad (2.11)$$

Взаємна індуктивність між статором і ротором тепер визначається як:

$$L'_{sr} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

$$L_{mr} = (\frac{N_r}{N_s})^2 L_{ms} \text{ та } L'_r = (\frac{N_r}{N_s})^2 L_r.$$

Отже, індуктивність ротора з рівняння (2.6):

$$L'_r = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L'_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L'_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

де

$$L'_{lr} = (\frac{N_s}{N_r})^2 L_{lr}.$$

Потокозчеплення тепер можна виразити як:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L'_{sr} \\ (L'_{sr})^T & L'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

Рівняння напруги, виражені в термінах машинних змінних, що відносяться до обмоток статора, можна записати як:

$$\begin{bmatrix} v_{abcs} \\ v'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_s & pL'_{sr} \\ p(L'_{sr})^T & r'_r + pL'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix}, \quad (2.15)$$

де

$$r'_r = (\frac{N_s}{N_r})^2 r_r.$$

Крутний момент і частота обертання ротора пов'язані між собою

$$T_e = JP_p p \omega_r + T_L. \quad (2.16)$$

У наведеному вище рівнянні J - це інерція ротора, і іноді пов'язане навантаження також враховується за інерцією, також P_p представляє пари

полюсів у статорі, а ω_r - швидкість ротора. Крутний момент навантаження T_L є позитивним для моменту навантаження на вал асинхронної машини.

Рівняння перетворення для кола статора. Зміна змінних використовується під час аналізу електричної машини для перетворення різних величин, що змінюються в часі, таких як індуктивності в машині змінного струму. Індуктивність машини є функцією швидкості ротора. Перетворення Парка багато разів використовується для перетворення змінних у часі змінних, таких як машинні індуктивності, або за допомогою нерухокої системи відліку, або якоїсь конкретної або довільної кутової швидкості. Перетворення рівнянь напруги на довільну систему координат або будь-яку конкретну систему координат зменшить складність диференціальних рівнянь напруги.

Застосування перетворення Парка

$$f_{qd0s} = K_s f_{abcs} , \quad (2.17)$$

де

$$f_{qd0s} = \begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{0s} \end{bmatrix}.$$

f_{abcs} визначено у рівнянні (2.3)

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} . \quad (2.18)$$

Обернене значення K_s задано як:

$$(K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

Довільна кутова швидкість ω та кутове переміщення θ пов'язані між собою

$$\theta = \int \omega \cdot dt, \quad (2.20)$$

де θ - будь - який довільний кут.

Рівняння перетворення для кола ротора. Застосування перетворення Парка до кола ротора

$$f'_{qd0s} = K_r f'_{abcr}, \quad (2.21)$$

де

$$f'_{qd0s} = \begin{bmatrix} J_{qr} \\ f'_{dr} \\ f'_{0r} \end{bmatrix} \text{ та } f'_{abcr} = \begin{bmatrix} J_{qr} \\ f'_{br} \\ f'_{cr} \end{bmatrix},$$

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\beta) & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Зворотнє значення K_r задається як

$$(K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \sin(\beta) & 1 \\ \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

Якщо кутовий зсув ротора задано θ_r

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}.$$

і довільний кут β визначається як

$$\beta = \theta - \theta_r.$$

Рівняння напруги в довільній системі відліку. Перетворення рівнянь шляхом застосування перетворення Парка. Рівняння напруги статора будуть

$$v_{qd0s} = r_s i_{qd0s} + \omega \lambda_{dqs} + p \lambda_{qd0s}, \quad (2.24)$$

де

$$\lambda_{qds} = \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ -\lambda_{ds} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Рівняння напруги ротора будуть

$$v'_{qd0r} = r'_r i'_{qd0r} + \omega \lambda'_{dqr} + p \lambda'_{qd0r}, \quad (2.25)$$

де

$$\lambda'_{dqr} = \begin{bmatrix} \lambda'_{dr} \\ -\lambda'_{qr} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Рівняння зв'язку потоків для статора та ротора можна записати так

$$\lambda_{abcs} = L_s i_{abcs} + L'_{sr} i'_{abcr}, \quad (2.26)$$

$$\lambda'_{abcr} = (L'_{sr})^T i_{abcs} + L'_r i'_{abcr}. \quad (2.27)$$

Рівняння зв'язку потоків яке вище, буде перетворено на

$$\lambda_{qd0s} = K_s L_s (K_s)^{-1} i_{qd0s} + K_s L'_{sr} (K_r)^{-1} i'_{qd0s}, \quad (2.28)$$

$$\lambda'_{qd0r} = K_r (L'_{sr})^T (K_s)^{-1} i_{qd0s} + K_r L'_r (K_r)^{-1} i'_{qd0r}. \quad (2.29)$$

Наведені вище рівняння зв'язку потоків можна написати спрощено у вигляді матриці як

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \\ \lambda'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s L_s (K_s)^{-1} & K_s L'_{sr} (K_r)^{-1} \\ K_r (L'_{sr})^T (K_s)^{-1} & K_r L'_r (K_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ i'_{qd0r} \end{bmatrix}. \quad (2.30)$$

У рівнянні (2.30) значення доданків у матриці за допомогою перетворення Парка можна спростити до

$$K_S L_S (K_S)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} + L_m \end{bmatrix}, \quad (2.31)$$

$$K_r L'_r (K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} + L_m \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

$$K_S L'_{sr} (K_r)^{-1} = K_r (L'_{sr})^T (K_S)^{-1} = \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{bmatrix}. \quad (2.33)$$

де

$$L_m = \frac{3}{2} L_{ms}.$$

Рівняння напруги для статора у змінних $qd0$ можна розширити, замінивши рівняння потоку вище і записавши у вигляді

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \quad (2.34)$$

$$v_{ds} = r_s i_{qs} - \omega \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \quad (2.35)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + p \lambda_{0s} \quad (2.36)$$

де

$$\lambda_{qs} = L_{is} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.37)$$

$$\lambda_{ds} = L_{is} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.38)$$

$$\lambda_{0s} = L_{is} i_{0s} \quad (2.39)$$

Аналогічно рівняння напруги для ротора записуються у вигляді

$$v'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr} \quad (2.40)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr} \quad (2.41)$$

$$v'_{or} = r'_r i'_{or} + p \lambda'_{or} \quad (2.42)$$

де

$$\lambda'_{qr} = L'_{lr} i'_{qr} + L_m (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.43)$$

$$\lambda'_{dr} = L'_{lr} i'_{dr} + L_m (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.44)$$

$$\lambda'_{or} = L'_{lr} i'_{or} \quad (2.45)$$

Крутний момент у змінній qd0 задається багатьма рівняннями, такими як:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda_{qs} i_{qs} - \lambda_{ds} i_{ds}) \quad (2.46)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\lambda'_{qr} i'_{dr} - \lambda'_{dr} i'_{qr}) \quad (2.47)$$

Оскільки параметри машини та енергосистеми майже завжди подаються в Омах або в одиниці базового опору, зручно виражати рівняння напруги та зв'язку потоків у термінах реактивного опору, а не індуктивності. У рівняннях ω_b - основна електрична кутова швидкість, Ψ - зв'язок потоку за секунду

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{\omega}{\omega_b} \Psi_{ds} + \frac{p}{\omega_b} \Psi_{qs} \quad (2.48)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \frac{\omega}{\omega_b} \Psi_{qs} + \frac{p}{\omega_b} \Psi_{ds} \quad (2.49)$$

$$v_{os} = r_s i_{os} + \frac{p}{\omega_b} \Psi_{os} \quad (2.50)$$

де

$$\Psi_{qs} = X_{ls} i_{qs} + X_m (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.51)$$

$$\Psi_{ds} = X_{ls} i_{ds} + X_m (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.52)$$

$$\Psi_{os} = X_{ls} i_{os} \quad (2.53)$$

Аналогічно рівняння напруги для ротора записуються у вигляді

$$v'_{qr} = r'_s i'_{qr} + \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \Psi'_{dr} + \frac{p}{\omega_b} \Psi'_{qr} \quad (2.54)$$

$$v'_{dr} = r'_r i'_{dr} - \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \Psi'_{qr} + \frac{p}{\omega_b} \Psi'_{dr} \quad (2.55)$$

$$v'_{0r} = r'_r i'_{0r} + \frac{p}{\omega_b} \Psi'_{0r} \quad (2.56)$$

де

$$\Psi'_{qr} = X'_{ls} i'_{qr} + X_m (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.57)$$

$$\Psi'_{dr} = X'_{lr} i'_{dr} + X_m (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.58)$$

$$\Psi'_{0r} = X'_{lr} X'_{0r} \quad (2.59)$$

а індуктивний опір розраховується за добутком базової швидкості та індуктивності

$$X_k = \omega_b L_k . \quad (2.60)$$

Висновки до розділу 2

У цьому розділі було представлено математичну модель генератора на базі МПЖ. Рівняння напруги та зв'язку потоків виражені у термінах реактивного опору, а не індуктивності. Також було приведено і спрощено рівняння за допомогою перетворення Парка. Приведені формули індуктивності обмоток, змінних ротора, магнітний потік, індуктивність між статором та ротором, потокозчеплення, крутний момент, рівняння напруги та індуктивний опір.

РОЗДІЛ 3. РОЗРОБЛЕННЯ АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ ВІТРОГЕНЕРАТОРА НА БАЗІ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ (МПЖ) З МОЖЛИВІСТЮ АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ

3.1 Еквівалентна схема та аналіз МПЖ

Трифазна еквівалентна схема статора та обмоток ротора МПЖ представлена на рис. 3.1. Сторона статора живиться від розподільної мережі з синусоїдальною напругою амплітуди V_s і частотою f_1 , сторона ротора з'єднана з синусоїдальною трифазною подачею напруги амплітуди V_r і основної частоти f_r . Вирази напруги статора та ротора виглядають так:

$$v_{sa} = V_s \cos(\omega_1 t) \quad (3.1)$$

$$v_{sb} = V_s \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) \quad (3.2)$$

$$v_{sc} = V_s \cos(\omega_1 t - 4\pi/3) \quad (3.3)$$

та

$$v_{ra} = V_r \cos(\omega_r t) \quad (3.4)$$

$$v_{rb} = V_r \cos(\omega_r t - 2\pi/3) \quad (3.5)$$

$$v_{rc} = V_r \cos(\omega_r t - 4\pi/3) \quad (3.6)$$

де $\omega_1 = 2\pi f_1 / \mathbb{P}$ та $\omega_r = S\omega_1$.

Обмотки вважаються симетричними і мають такі еквівалентні параметри:

R_s : опір статора,

R_r : опір ротора,

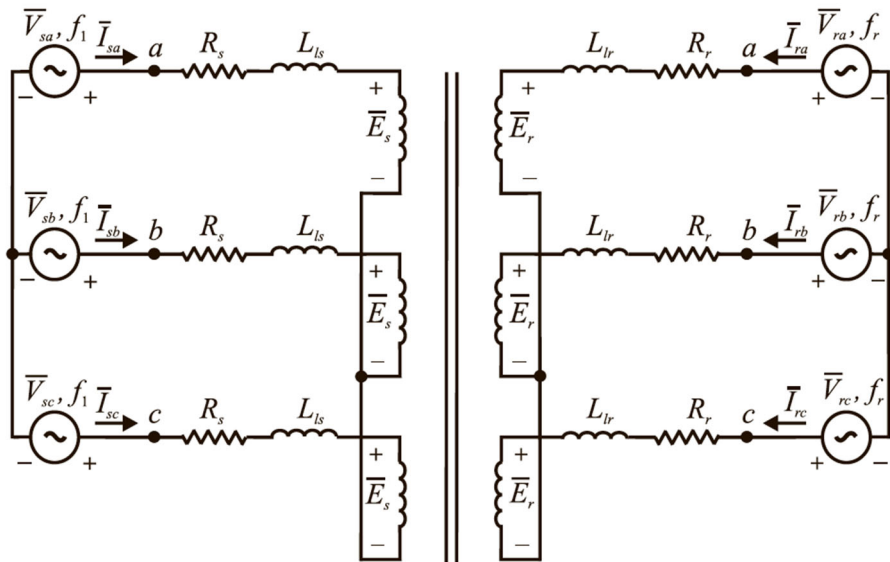


Рисунок 3.1 – Схематичне зображення обмоток статора та ротора МПЖ у стаціонарному режимі роботи.

Частота напруги статора f_1 , частота напруги ротора – f_r . Взаємозв'язки між обмотками не показані для спрощення діаграми.

L_{ls} : індуктивність витку статора,

L_{lr} : індуктивність витку ротора.

Для виведення еквівалентної схеми на основній частоті передбачається, що властивості обмоток не залежать від частоти та температури [19].

Використовуючи KVL для кожної фази статора та напруги ротора (рис. 3.1), знаходимо:

$$\bar{V}_s = \bar{E}_s + (R_s + j\omega_1 L_{ls})\bar{I}_s \quad (3.7)$$

$$\bar{V}_r^R = \bar{E}_r^R + (R_r^R + j\omega_r L_{lr}^R)\bar{I}_r^R \quad (3.8)$$

де:

$\bar{E}_s$ - ЕРС, самоіндукована обмотками статора на частоті f_1 ,

$\bar{E}_r$ - ЕРС, що самоіндукується обмотками ротора на частоті f_r ,

індекс R означає, що кількість відноситься до обмоток ротора.

В [20] показано, що ЕРС $\bar{E}_r^R$ є добутком між ковзанням $\mathbb{S}$, $\bar{E}_s$ та відношенням між кількістю обмоток статора та ротора (відношення витків статора до ротора) $K_{sr} = N_s/N_r$:

$$\overline{E}_r^R = \mathbb{S} \overline{E}_s K_{sr} \quad (3.9)$$

Зі зведеного вище випливає, що обмотки статора та ротора поведуться як первинна та вторинна обмотки трансформатора, а частоти статора та ротора є функцією $\mathbb{S}$. Підставляючи (3.9) у (3.8) та діливши обидві сторони на K_{sr} , отримуємо:

$$\frac{\overline{V}_r^R}{K_{sr}} = \frac{\mathbb{S} \overline{E}_s K_{sr}}{K_{sr}} + \left(\frac{R_r^R}{K_{sr}} + j \mathbb{S} \omega_1 \frac{L_{rl}^R}{K_{sr}} \right) \overline{I}_r^R \quad (3.10)$$

що еквівалентно:

$$\frac{\overline{V}_r^R}{K_{sr}} = \frac{\mathbb{S} \overline{E}_s K_{sr}}{K_{sr}} + \left(\frac{R_r^R}{K_{sr}^2} + j \mathbb{S} \omega_1 \frac{L_{rl}^R}{K_{sr}^2} \right) \overline{I}_r^R K_{sr} \quad (3.11)$$

Подальші перестановки (3.11) призводять до формулювання напруги ротора:

$$\overline{V}_r = \mathbb{S} \overline{E}_s + (R_r + j \mathbb{S} \omega_1 L_{rl}) \overline{I}_r \quad (3.12)$$

де:

$$R_r = \frac{R_r^R}{K_{sr}^2}; L_{rl} = \frac{L_{rl}^R}{K_{sr}^2}; \overline{I}_r = \overline{I}_r^R K_{sr}; \overline{V}_r = \frac{\overline{V}_r^R}{K_{sr}}$$

Розділивши всі доданки (3.12) на $\mathbb{S}$, випливають такі основні рівняння:

$$\overline{E}_s + \frac{R_r}{\mathbb{S}} + j \mathbb{S} \omega_1 L_{rl} \overline{I}_r = \frac{\overline{V}_r}{\mathbb{S}} \quad (3.13)$$

Еквівалентна схема, описана (3.7) та (3.13), показана на рис. 3.2, де

$$\overline{I}_m = \overline{I}_s + \overline{I}_r \quad (3.14)$$

а M – намагнічувальна індуктивність, припускаючи:

$$\overline{E}_s = j \omega_1 M \overline{I}_m \quad (3.15)$$

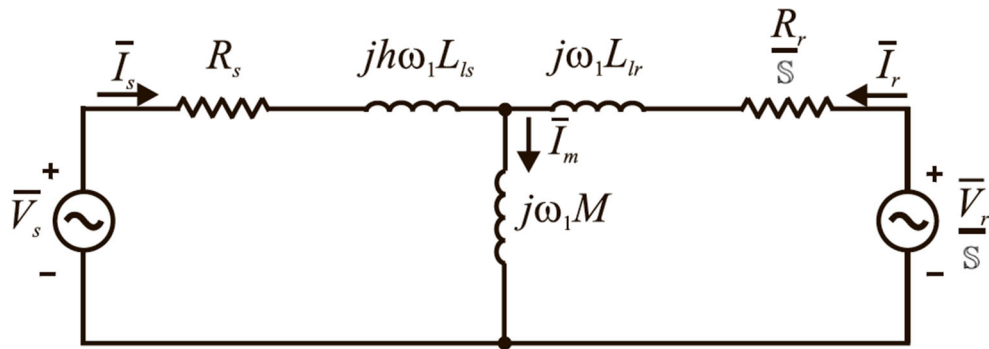


Рисунок 3.2 – Однофазна еквівалентна схема МПЖ на основній частоті f_1 , для стаціонарного аналізу.

3.2 МПЖ як гібрид синхронної та асинхронної машини

У цьому розділі надається подальший аналіз роботи МПЖ, в результаті чого трактується робота МПЖ як гібриду між традиційною синхронною машиною та індукційною машиною [20 – 22].

Ігноруючи намагнічувальну індуктивність, еквівалентна схема, показана на рис. 3.2, спрощується, як показано на рис. 3.3, де $I_s = -I_r = I$.

Вектор напруги статора між фазою й нейтралю:

$$\bar{V}_s = V_s e^{j0} \quad (3.16)$$

Вектор напруги RSC відносно до статора:

$$\frac{\bar{V}_r}{s} = \frac{V_r}{s} e^{j\delta} = \frac{V_r}{s} [\cos\delta + j\sin\delta] \quad (3.17)$$

де δ (rad) - фазовий зсув між напругою ротора та напругою статора. Кут δ має таку ж роль, як і «кут крутного моменту» у звичайній синхронній машині, і його можна регулювати, регулюючи напругу під впливом перетворювача енергії, підключеного до клем ротора.

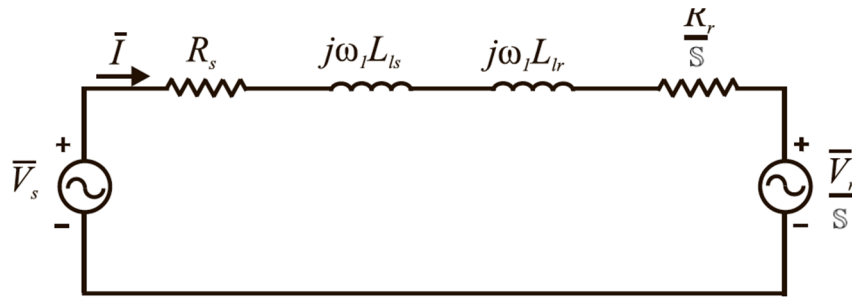


Рисунок 3.3 – Спрощена схема еквівалента МПЖ для стаціонарного аналізу.

Схема отримана з тієї, що представлена на рис. 3.2, ігноруючи намагнічувальну індуктивність.

Вектор струму $\bar{I}$ отримують так, який представлено на рис. 3.3:

$$\bar{I} = \frac{\bar{V}_s - \frac{V_r[\cos\delta + j\sin\delta]}{S}}{R + jX} \quad (3.18)$$

де

$$R = R_s + R_r/S$$

$$X = X_r + X_s$$

Підставивши (3.18), можна знайти такий вираз потужності статора [21]:

$$P_s = 3R_e \{ \bar{V}_s \bar{I}^* \} = - \frac{V_s}{Z^2} \left[X \frac{V_r}{S} \sin\delta - R \left(V_s - \frac{V_r}{S} \cos\delta \right) \right] \quad (3.19)$$

де $Z^2 = R^2 + X^2$

Відповідно до (2.31), потужність статора є функцією ковзання S , величини напруги ротора V_r та зсуву фази δ , що призводить до більш широкого діапазону роботи та збільшення гнучкості для МПЖ щодо машини з одноразовим живленням. Наступні спостереження стосуються результату, вираженого в (2.31) [20 - 22]:

- Термін, що залежить від $\sin\delta$, нагадує вираження потужності в синхронному режимі [23, 24],

- Якщо $V_r = 0$, отримується вираз потужності статора для індукційної машини з одноразовим живленням:

$$P_s = 3R_e \left\{ \bar{V}_s \bar{I}^* \right\} = 3 \frac{\bar{V}_s}{Z^2} R \quad (3.20)$$

На рисунках 3.4 та 3.5 зображено форми кривої статора для машини.

На рис. 3.4 потужність статора P_s виражена у функції $\mathbb{S}$ з параметром δ . При малих значеннях ковзання потужність статора може бути більш ніж у десять разів більшою за номінальну потужність машини. Кут δ регулюється, щоб уникнути цієї ситуації. Для високого значення ковзання потужність статора мала для будь-яких значень, прийнятих δ . З рис. 3.4 випливає висновок, що значення $\mathbb{S}$ та δ не можна обирати довільно, щоб уникнути поглинання великої потужності статора.

На рис. 3.5 потужність статора P_s виражена у функції δ , з параметром $\mathbb{S}$: параметр кривих потужності нагадує типові для синхронної машини. Малюнок 3.4 підтверджує, що для деяких комбінацій $\mathbb{S}$ та δ потужність статора вища за номінальну.

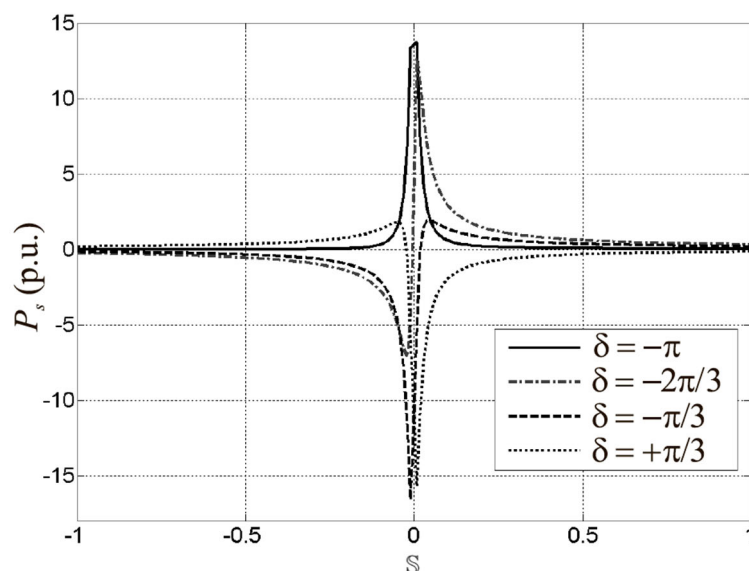


Рисунок 3.4 – Нормована потужність статора як функція $\mathbb{S}$, δ - параметр

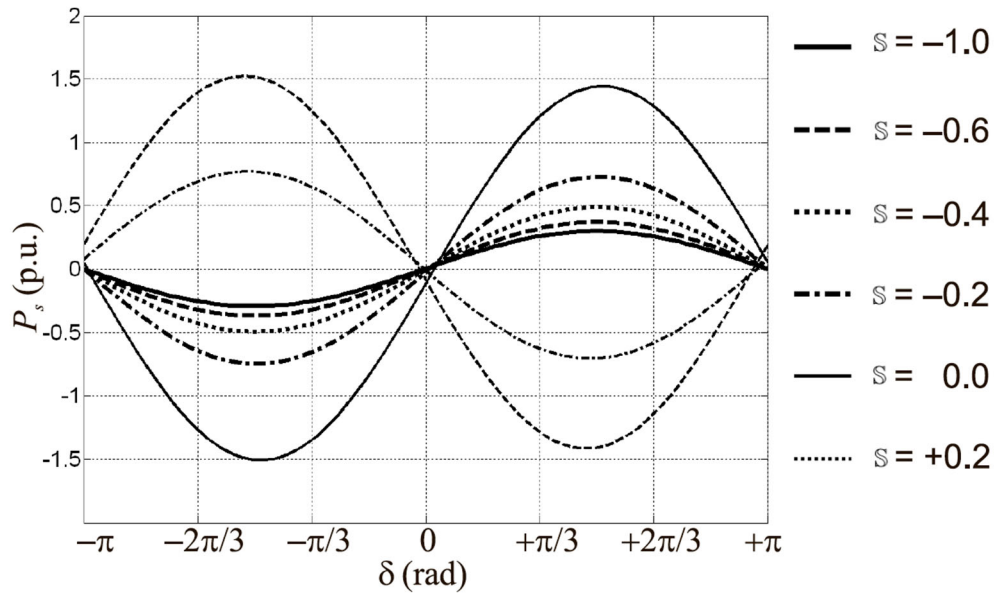


Рисунок 3.5 – Нормована потужність статора як функція δ , S - параметр

Рисунки 3.4 та 3.5 показують, що робочий діапазон МПЖ широкий через велику кількість комбінацій значень, прийнятих S та δ . На практиці робочий діапазон машини обмежений застосуванням кількох обмежень: зокрема обмеження механічних напружень та підвищення температури призводять до обмеження потоку потужності статора [25]. Для вітроенергетики потужність статора залежить від швидкості вітру відповідно до кривої потужності, пов'язаної з вітрогенератором [26 - 28].

Загальна електрична потужність виражається як функція потужності статора:

$$P_t = P_s + P_r = P_s - SP_s = P_s(1 - S) \quad (3.21)$$

На рисунках 3.6 – 3.9 зображено статор, ротор та загальну електричну потужність для різних комбінацій S та δ відповідно до (3.19) та (3.21).

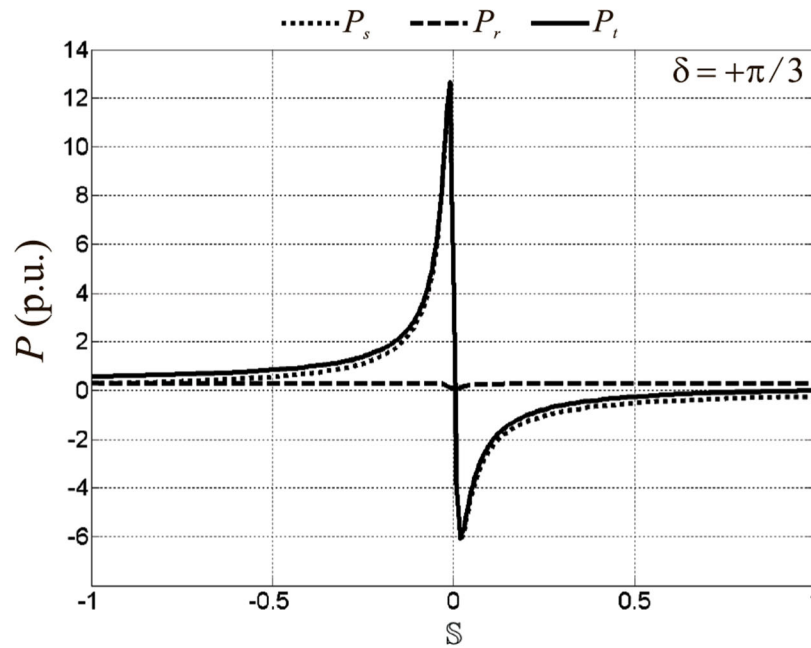


Рисунок 3.6 – Нормовані статор, ротор і загальна потужність як функція S ,
 $\delta = +\pi/3$.

На рисунках 3.6 та 3.7 нормалізовані статор, ротор та загальна потужність нанесені у вигляді функції S для двох різних значень δ . Потужність ротора P_r завжди є малим відношенням потужності P_s згідно (2.27). Ознаки P_s, P_r та S пов'язані відповідно до (2.26). Наприклад, на рис. 3.6 для $S > 0$ $P_s < 0$ призводить до $P_r > 0$.

На рисунках 3.7 та 3.8 графіки P_s, P_r та P_e зображені у вигляді функції δ для двох різних значень S . Знаки та амплітуда P_r, P_s та S пов'язані відповідно до (2.26). Наприклад, на рис. 2.12, де $S = +0,4$, коли $P_s = +0,8$, $P_r \approx -0,32 = +0,8 \cdot -0,4$.

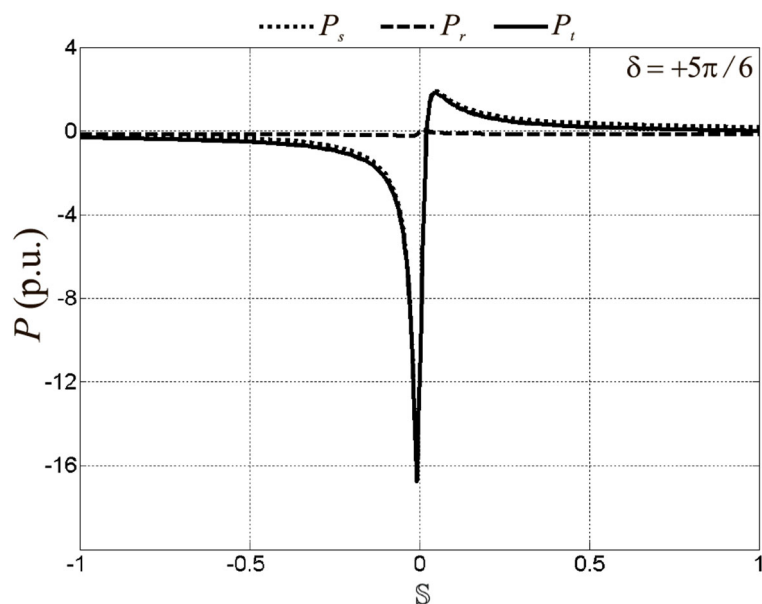


Рисунок 3.7 – Нормовані статор, ротор і загальна потужність як функція S , $\delta = +5\pi/6$.

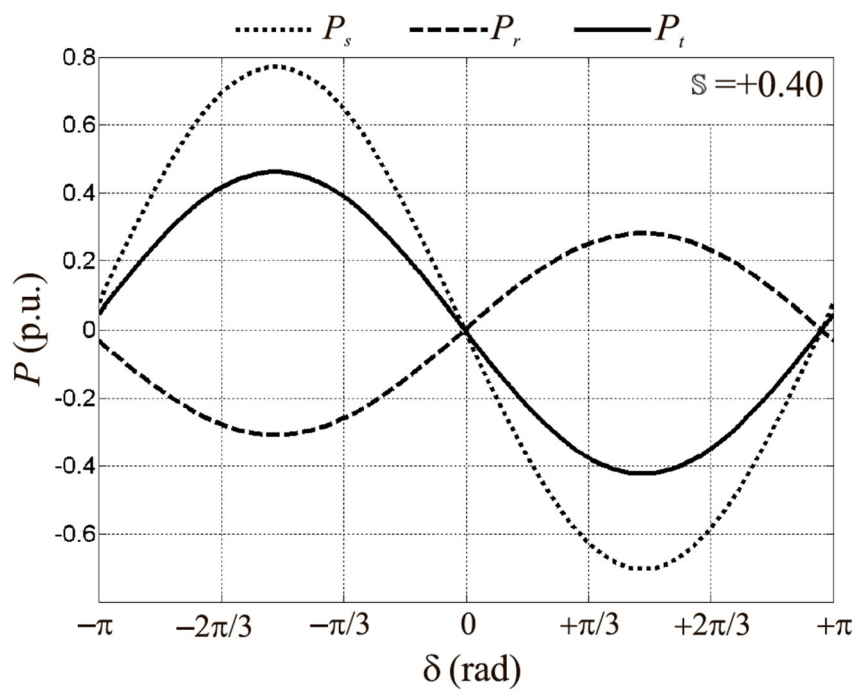


Рисунок 3.8 – Нормовані статор, ротор та загальна потужність як функція δ , $S = +0,40$.

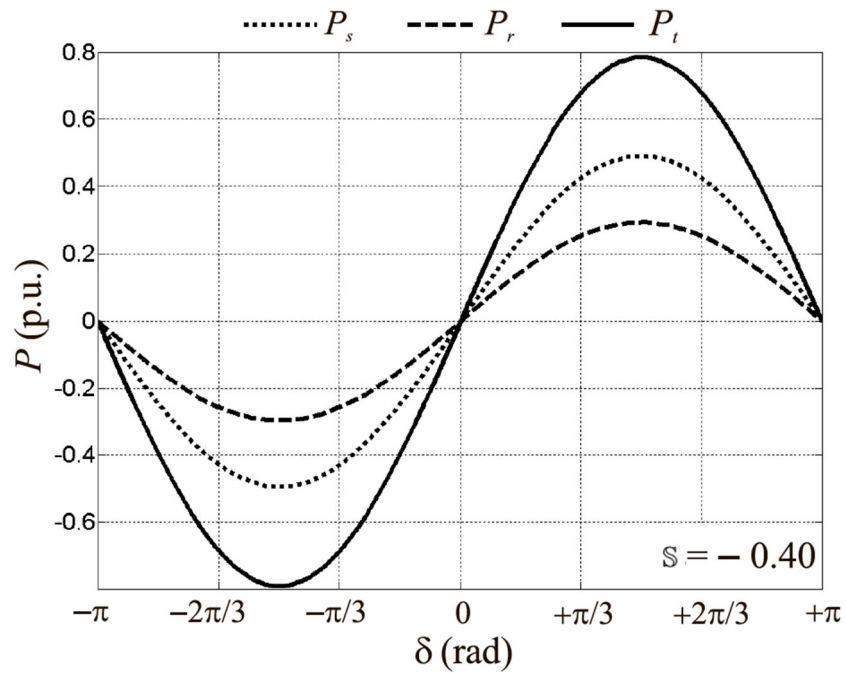


Рисунок 3.9 – Нормовані статор, ротор і загальна потужність як функція δ , $S = -0,40$.

Вираз крутного моменту МПЖ є:

$$T_e = \frac{P_{\text{воздушная}}}{\omega_1} = \frac{P_s - \Delta P_s}{\omega_1} \quad (3.22)$$

Підставляючи (3.19) у (3.22), крутний момент отримується як сума чотирьох компонентів [21]:

$$T_e = T_s + T_r + T_{sr,\cos}\cos\delta + T_{sr,\sin}\sin\delta \quad (3.23)$$

де

$$T_s = V_s^2 \frac{R_r}{S} \frac{1}{\omega_1 Z^2} \quad (3.24)$$

крутний момент звичайної індукційної машини;

$$T_r = -\left(\frac{V_r}{S}\right)^2 R_s \frac{1}{\omega_1 Z^2} \quad (3.25)$$

крутний момент внаслідок збудження ротора;

$$T_{sr,\cos} = -\frac{V_r}{S} V_s \left(\frac{R_r}{S} - R_s\right) \frac{1}{\omega_1 Z^2} \quad (3.26)$$

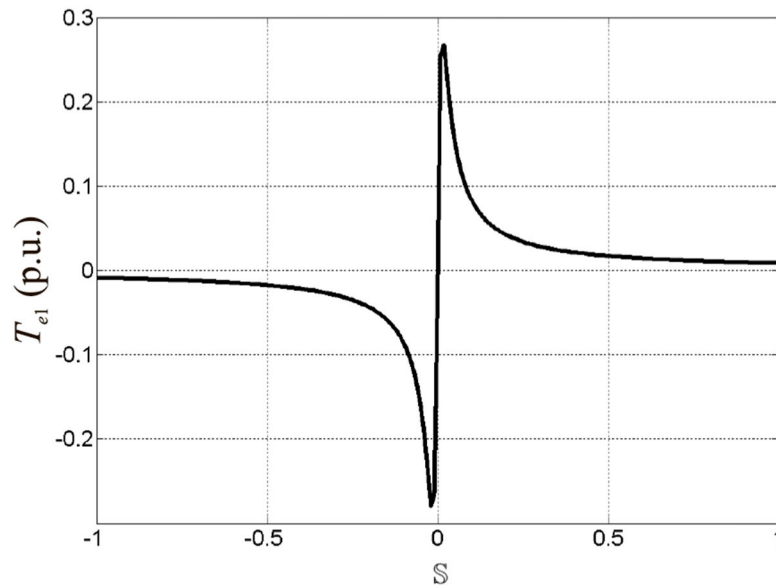


Рисунок 3.10 – Перша нормалізована складова крутного моменту (3.23) як функція $\mathbb{S}$ (Ця складова не залежить від δ).

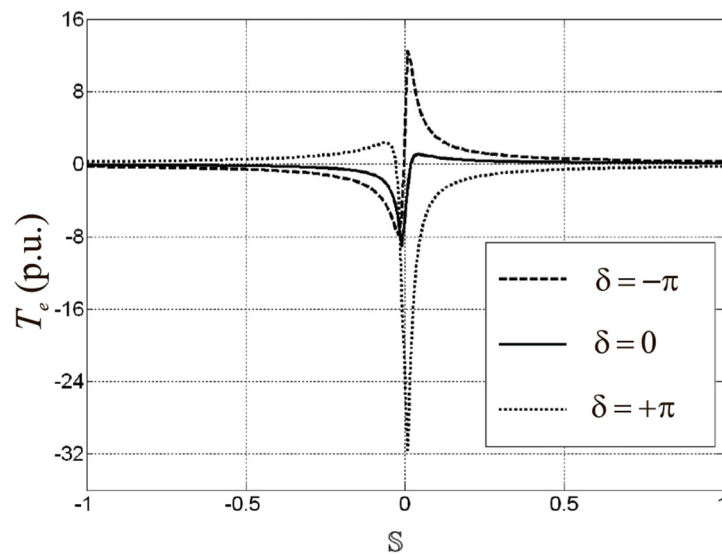


Рисунок 3.11 – Загальний нормалізований крутний момент (3.23) як функція $\mathbb{S}$, δ – параметр

Є першою складовою крутного моменту через взаємодію між ротором і статором;

$$T_{sr,sin} = -\frac{V_r}{\mathbb{S}} V_s X \frac{1}{\omega_1 Z^2} \quad (3.27)$$

Є другою складовою крутного моменту через взаємодію між ротором і статором.

Перший компонент крутного моменту як функція $\mathcal{S}$ показаний на малюнку 3.10 і відповідає типовій ілюстрації крутного моменту для машин з одноразовою подачею: цей компонент не залежить від δ . Загальний крутний момент є функцією як $\mathcal{S}$ (як машини з одноразовим живленням), так і δ , як показано на рисунку 3.11.

3.3 Режими роботи МПЖ

Для МПЖ можна визначити чотири режими роботи залежно від значень $\mathcal{S}$ та δ , і вони представлені на рис. 3.12 [20, 21].

Зчитування за стовпцями на малюнку 3.12 показує різницю між роботою як двигуна або як генератора.

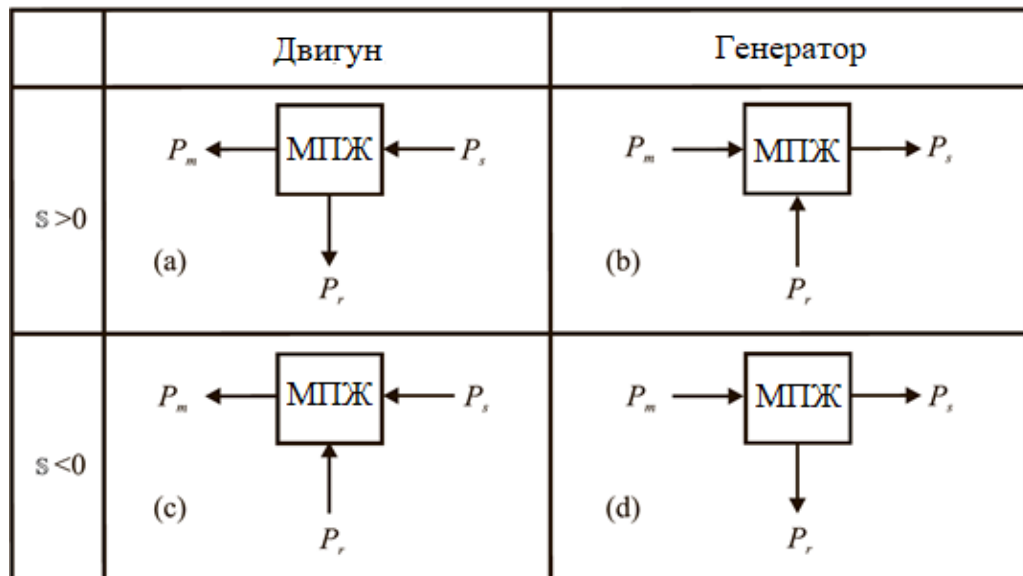


Рисунок 3.12 – Чотири режими роботи для МПЖ: режими роботи залежать від значення $\mathcal{S}$ та δ і призводять до змінних напрямків для потоків статора, ротора та механічної потужності.

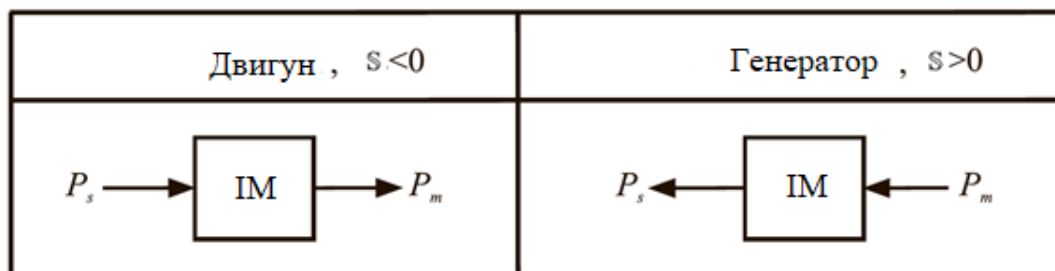


Рисунок 3.13 – Дві, що працюють для індукційної машини з одноразовим живленням: двигун та генератор.

Другий стовпець на малюнку 3.12 ілюструє два режими роботи МПЖ як двигуна: як для $S > 0$, так і для $S < 0$, потужність P_s подається сіткою до статора, а механічна потужність P_m подається на вал. Потужність ротора додатна, якщо $S < 0$, і від'ємна, якщо $S > 0$, згідно з (2.26).

Третій стовпець на малюнку 3.12 описує два режими роботи МПЖ як генератора: як для $S > 0$, так і для $S < 0$, потужність P_s подається в мережу статором, а механічна потужність P_m подається від вала. Потужність ротора додатна, якщо $S > 0$, і від'ємна, якщо $S < 0$, згідно (2.26).

Зчитування за рядками на малюнку 3.12 показує вплив знака ковзання на операцію МПЖ. Другий рядок на малюнку 3.12 ілюструє, що для $S > 0$ робота двигуна досягається, якщо $P_s > 0$, а $P_r < 0$ є результатом (2.26); генерація отримується, якщо $P_s < 0$ і $P_r > 0$. Знак P_s визначається регуляцією δ , згідно (2.31). У реальних додатках потік потужності регулюється шляхом зміни реальної та уявної складових напруги ротора, а не за допомогою регулювання кута δ .

Третій рядок на малюнку 3.12 вказує, що для $S < 0$ робота двигуна досягається, якщо $P_s > 0$ і $P_r > 0$; генерація отримується, якщо $P_s < 0$ і $P_r < 0$.

Індукційна машина з одноразовим живленням дозволяє лише два режими роботи: оскільки $P_r = 0$, це дає $P_r = 0$ для будь-якого значення S . Як пояснено в розділі 2.2.1, режим роботи машини з одноразовим живленням визначається значенням S лише тому, що δ не є змінною. Робота двигуна відповідає $P_s > 0$ і $P_m < 0$, генерація відповідає $P_s < 0$ і $P_m > 0$ 8).

З порівняння рисунка 3.12 з рисунком 3.13 можна зробити висновок, що більша гнучкість МПЖ щодо машини з одноразовим живленням є результатом введення додаткової змінної, кута δ , яка регулюється модуляцією напруги ротора.

Крива потужності МПЖ для генерації вітру

Крива потужності МПЖ для генерування вітру отримується шляхом поєднання характеристик турбіни з двома режимами генератора, представленими на рис. 3.12. Отримана крива потужності для роботи зі змінною частотою обертання показана на рис. 3.14, де нормалізований статор, ротор та загальна активна потужність показані як функція нормалізованої швидкості ротора. Траєкторії кресляться в припущенні ідеальної системи.

Нормована траєкторія активної потужності статора (P_s/P_n) збігається з кривою потужності турбіни, оскільки активна потужність статора дорівнює механічній потужності, витягнутій від вітру. Нормована активна потужність ротора P_r/P_m отримується з потужності статора шляхом застосування (2.26). Сума потужності ротора та потужності статора дає нормалізовану загальну потужність МПЖ P_t/P_n .

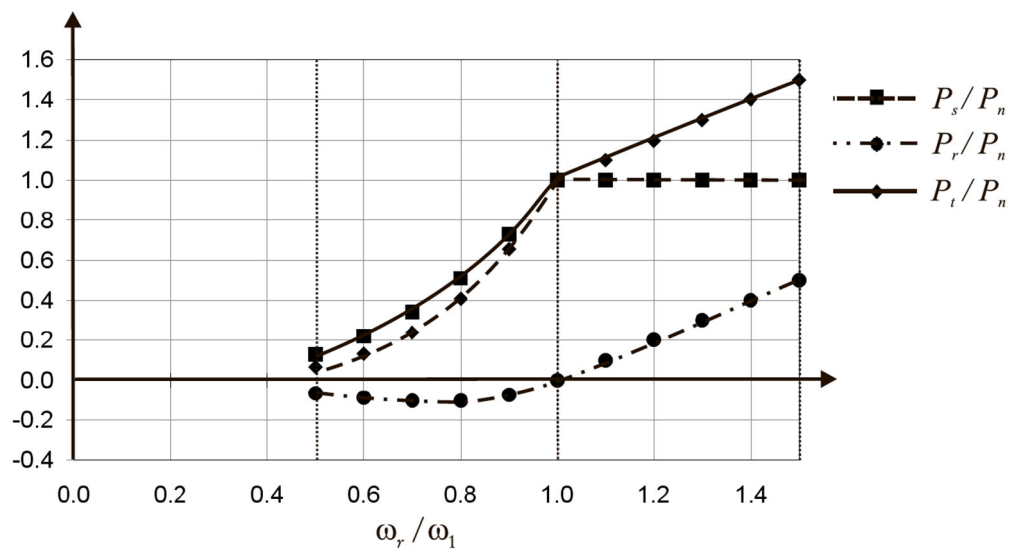


Рисунок 3.14 – Крива потужності МПЖ для генерації вітру зі змінною швидкістю.

Нормалізована активна потужність статора, потужність ротора та загальна потужність показані як функція нормованої швидкості ротора. Базовими значеннями є номінальна потужність МПЖ P_n та синхронна швидкість ω_1 . Для частоти обертання ротора, нижчої за синхронну ($0,5 < S < 1$), потужність статора позитивна, а потужність ротора - негативна. Цей робочий стан призводить до того, що загальна потужність, що подається до

електромережі, менша за механічну, яку турбіна витягує з вітру, оскільки ротор поглинає потужність (Рисунок 3.12, режим роботи (b)). Потужність ротора становить невелику частку від номінальної потужності при субсинхронних швидкостях, і зменшення загальної потужності, що подається, є мінімальним.

Для частоти обертання ротора вище синхронної ($1 < S < 1,5$) активні потужності статора та ротора є позитивними, а загальна потужність, що подається в мережу, перевищує номінальну потужність МПЖ (рис. 3.12, режим роботи (d)). Внесок ротора в загальну потужність значний, оскільки в області $1 < S < 1,5$ статор вводить повну номінальну потужність. Зокрема, для $S = 1,5$, $P_t = 1,5P_s$.

3.5 Принципи компенсації гармонік МПЖ

Останні розробки в силовій електроніці проклали шлях для додаткових застосувань ВЕУ на додаток до генерування електроенергії. Такі програми називаються «допоміжними» [29 – 32]. Компенсація гармонік є допоміжною, і в наступних розділах представлені принципи, що регулюють використання конкретного ВЕУ як гармонічного компенсатора.

Досліджувана система показана на рис. 3.1:

- МПЖ приєднується до мережі за допомогою роторного перетворювача (РП) і мережевого перетворювача (МП).
- Нелінійне навантаження (НЛН), що інjektує гармонічні струми, підключено до того ж ТЗЗ через лінію з опором R_h та індуктивністю L_h .
- Підвищувальний трансформатор дає змогу підключити ВЕУ до лінії розподілу або електропередачі.
- Електрична мережа представлена її еквівалентною схемою Thevenin; параметрами схеми Тевеніна є джерело напруги V_g , що подає електроенергію на основній частоті f_1 , послідовний опір лінії R_g та індуктивність L_g .
- Лінія, яка з'єднує клеми статора з ТЗЗ, описується параметрами R_c і L_c .

- Лінія, яка з'єднує термінали МП з ТЗЗ, описується параметрами R_L і L_L .

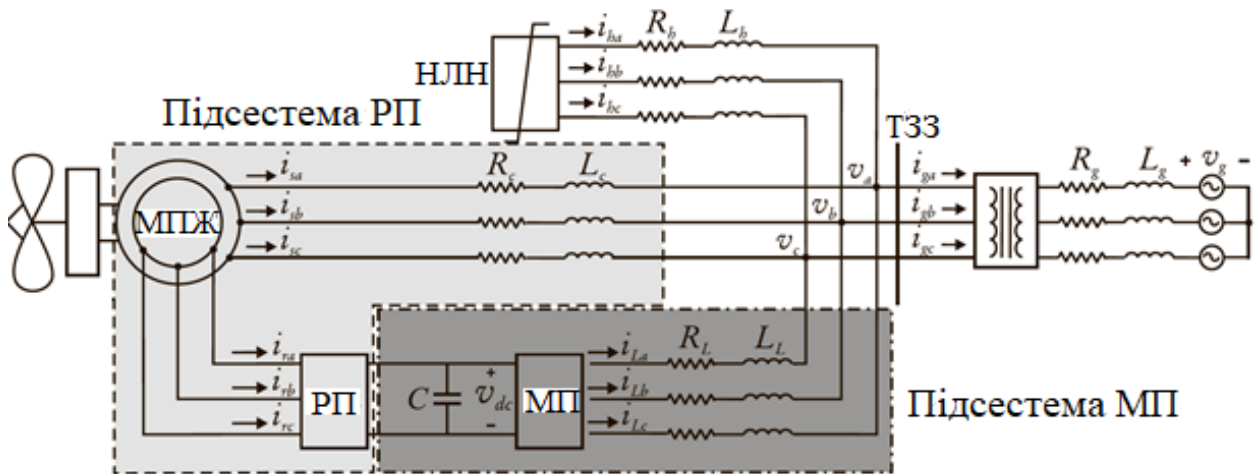


Рисунок 3.15 – Досліджена система: МПЖ і нелінійне навантаження (НЛН), підключені до однієї точки загального з'єднання (ТЗЗ) з енергосистемою.

Відповідно до конфігурації, показаної на рис. 3.15, струми мережі $i_{g,abc}$ містять гармонічні складові, інжектвані НЛН. Наявність гармонічних складових у струмі мережі є поширеним явищем у сучасних енергосистемах, оскільки в останні десятиліття кількість гармонічного забруднення збільшується через поширення нелінійних або змінних у часі навантажень [33, 34].

Наявність гармонічних струмів шкідлива для роботи мережі, оскільки вони спричиняють перегрів трансформаторів і лінійних кабелів або передчасний вихід з ладу запобіжників лінії приводу, спрацьовування вимикачів приводу та спотворення напруги [35].

Через ці ефекти міжнародні стандарти [36, 37] встановлюють обмеження на вміст гармонічних струмів у струмі мережі.

Запропоновано різні рішення для зменшення гармонічних струмів [38 – 41]. За останні кілька десятиліть активні фільтри (АФ) стали більш популярними завдяки прогресу в технології комутаційних пристроїв і більш надійних алгоритмів керування [34, 42]. Трифазний інвертор [33] є найпоширенішою топологією АФ [34, 43 - 45]. Далі буде описано два методи

компенсації для отримання компенсації гармонічних струмів $i_{h,abc}$ на стороні сітки за допомогою ВЕУ:

- Компенсація за допомогою РП.
- Компенсація за допомогою МП.

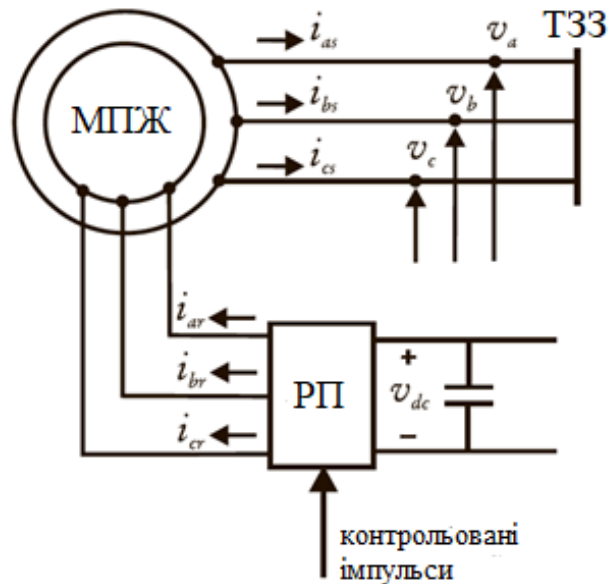


Рисунок 3.16 – Підсистема РП, включаючи МПЖ і РП.

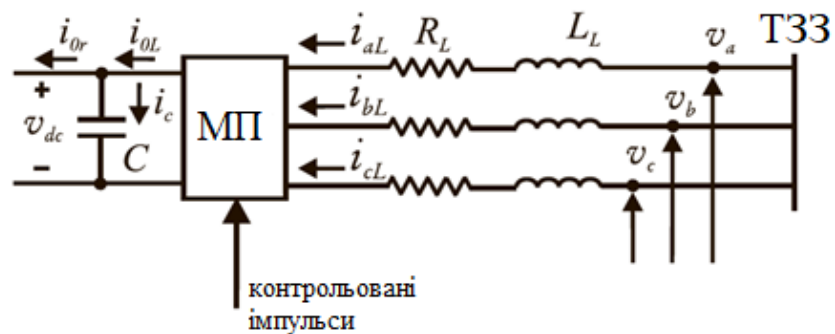


Рисунок 3.17 – Підсистема МП, включаючи канал постійного струму та МП.

1. Підсистема РП (рис. 3.16) включає МПЖ і РП; входами є активна потужність статора і коефіцієнт потужності (КП), виміряні на клеммах машини, виходами є струми статора i_{as} , i_{bs} , i_{cs}

2. Підсистема МП (Рис 3.17) включає ланку постійного струму та МП: входами є напруга зв'язку постійного струму v_{dc} та КП на клеммах МП. Виходами є струми перетворювача на стороні мережі i_{aL}, i_{bL}, i_{cL} .

Функції входу, виходу та передачі двох підсистем є незалежними, що призводить до спрощеного аналізу досліджуваної системи.

Функціонування системи керування базується на значеннях, що приймаються такими величинами:

- Нелінійні струми навантаження i_{ah}, i_{bh}, i_{ch} ;
- струми статора i_{as}, i_{bs}, i_{cs} ;
- струми ротора i_{ar}, i_{br}, i_{cr} ;
- МП струми i_{aL}, i_{bL}, i_{cL} ;
- струми мережі i_{ag}, i_{bg}, i_{cg} ;
- напруги на ТЗЗ v_a, v_b, v_c .

Після застосування перетворення Парку керування визначається в еквівалентній системі відліку для кожної підсистеми. Для підсистеми РП (рис. 3.16):

- Визначено опорні струми $i_{dr,ref}$ та $i_{qr,ref}$. Величини опорних струмів $i_{dr,ref}$ та $i_{qr,ref}$ залежать від значення активної та реактивної потужності на затискачах статора; керування працює так, що струми ротора i_{dr} і i_{qb} слідуєть за опорними струмами.

- Визначаються напруги ротора $v_{dr,ref}$ і $v_{qr,ref}$, які генерують опорні струми.

- Час перемикання РП контролюється для отримання опорних напруг ротора $v_{dr,ref}$ і $v_{qr,ref}$.

Для підсистеми МП (рис. 3.17):

- Визначено опорні струми $i_{dL,ref}$ та $i_{qL,ref}$. Опорні струми $i_{dL,ref}$ і величина $i_{qL,ref}$ залежать від напруги зв'язку постійного струму v_{dc} і від КП на МП термінали; керування діє так, що вихідні струми i_{dL} та i_{qL} слідуєть за опорним течії.

- Напруги перетворювача $v_{dL,ref}$ і $v_{qL,ref}$, які генерують опорні струми визначений.

- Час перемикання МП контролюється для отримання опорних напруг МП

$$v_{dL,ref} \text{ і } v_{qL,ref}.$$

Визначення опорних струмів є ядром системи керування. Опис керування для кожної підсистеми слідує за перетворенням трифазних величин в еквівалентну систему відліку.

Висновок до розділу 3

Проаналізовано роботу МПЖ у стаціонарному стані. МПЖ має більш складну конфігурацію, ніж традиційна машина з односторонньою подачею, але можливість керування потоком потужності на стороні ротора має дві суттєві переваги:

1. МПЖ може працювати як двигун або як генератор для будь-якого значення ковзання;
2. Потужність ротора може істотно сприяти збільшенню вихідної потужності на надсинхронних швидкостях.

РОЗДІЛ 4. КОМПЕНСАЦІЯ ГАРМОНІК ЗАСОБАМИ КЕРУВАННЯ РОТОРНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ МПЖ

4.1 Підсистема роторного перетворювача

МПЖ використовується як АФ: обмотки статора інжектують струми $i_{s,abc}$, рівні за величиною i на 180 градусів розходяться по фазі по відношенню до струмів $i_{h,abc}$, інжектованих МПЖ, як показано на рисунок 3.15. Регулювання струмів статора здійснюється за допомогою регулювання напруги РП [46, 47].

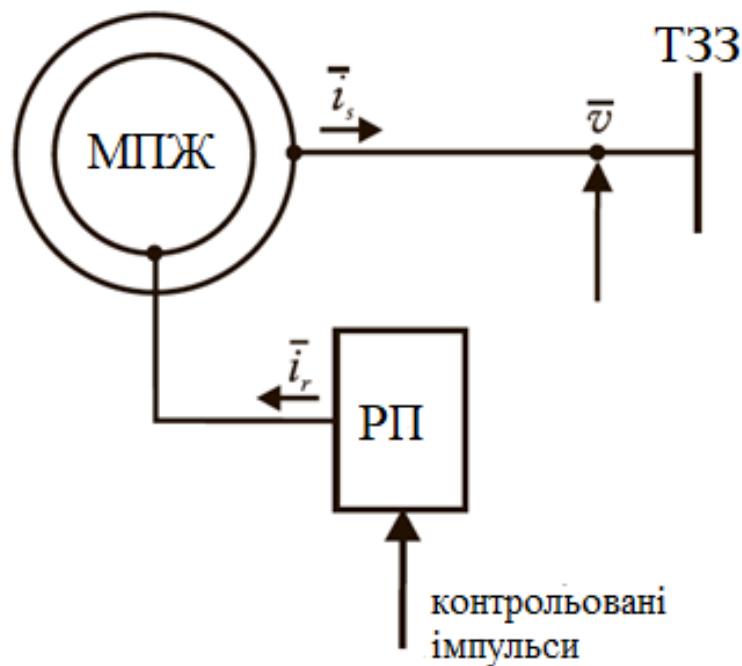


Рисунок 4.1 - Підсистема РП в термінах просторових векторів.

Підсистема ротора в області dq показана на рис. 4.1. Система керування діє так, що вихідні струми слідують за опорними струмами ротора $i_{dr,ref}$ та $i_{qr,ref}$, які забезпечують просторовий вектор $i = i_{dr,ref} + i_{qr,ref}$.

Опорні струми ротора $i_{dr,ref}$ та $i_{qr,ref}$ є сумою двох частин: i_{dr1} , i_{qr1} — складові на основній частоті ($h = 1$); множини i_{drh} , i_{qrh} включають гармонічні складові ($h \neq 1$):

$$i_{dr,ref} = i_{dr1} + i_{drh} \quad (4.1)$$

$$i_{qr,ref} = i_{qr1} + i_{qrh} \quad (4.2)$$

Зараз розглядається визначення опорних струмів: основна і гармонічна складові обчислюються окремо, а потім додаються в систему керування:

Основні струми ротора i_{dr1} і i_{qr1}

Фундаментальні компоненти i_{dr1} та i_{qr1} отримують із значень миттєвих активних та уявних потужностей статора p_s та q_s [43]. Співвідношення між струмами ротора i_{dr1} та i_{qr1} та потужностями статора p_s та q_s отримано з моделі МПЖ в еквівалентній області.

На малюнку 4.7 показані компоненти напруги та потоку статора в опорній напрузі статора.

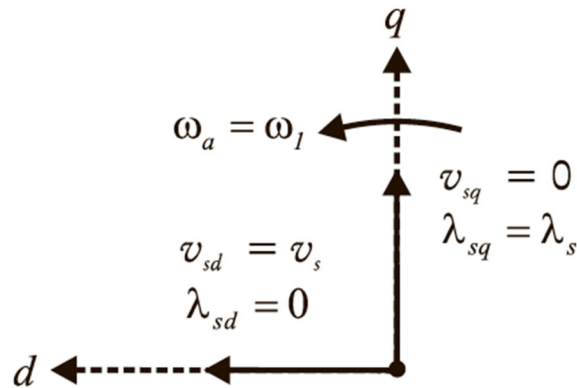


Рисунок 4.7 – Відображення компонентів напруги та потоку статора в системі відліку напруги статора.

Швидкість осей dq є основною кутовою частотою: $\omega_a = \omega_1$

d компонент напруги статора є напругою статора: $v_{sd} = v_s$

q складова напруги статора дорівнює нулю: $v_{sq} = 0$

d компонента потоку статора дорівнює нулю: $\lambda_{sd} = 0$

q компонент потоку статора є потоком статора: $\lambda_{sq} = \lambda_s$

Підставляючи співвідношення які описані вище, отримуємо машинні рівняння в системі відліку статора [48]:

$$\begin{cases} v_{sd1} = R_s i_{sd1} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd1} - \omega_1 \lambda_{sq1} = v_s \\ v_{sq1} = R_s i_{sq1} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq1} + \omega_1 \lambda_{sd1} = 0 \\ v_{dr1} = R_r i_{rd1} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd1} - (\omega_1 - \omega_r) \lambda_{rq1} \\ v_{qr1} = R_r i_{rq1} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq1} + (\omega_1 - \omega_r) \lambda_{rd1} \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\begin{cases} \lambda_{ds1} = L_s i_{sd1} + M i_{dr1} = 0 \\ \lambda_{qs1} = L_s i_{sq1} + M i_{qr1} = \lambda_s \\ \lambda_{dr1} = L_r i_{rd1} + M i_{sd1} \\ \lambda_{qr1} = L_r i_{rq1} + M i_{sq1} \end{cases} \quad (4.4)$$

де R_s і R_r - опір обмотки статора і ротора відповідно;

L_s і L_r - це індуктивність обмотки статора і ротора відповідно.

У (4.3) і (4.4) індекс 1 використовується для підкреслення того, що система відноситься до фундаментального компонента.

Активні та уявні потужності статора і ротора виглядають так [43]:

$$\begin{aligned} p_s &= v_{ds1} i_{ds1} + v_{qs1} i_{qs1} \\ p_r &= v_{dr1} i_{dr1} + v_{qr1} i_{qr1} \\ q_s &= v_{ds1} i_{qs1} - v_{qs1} i_{ds1} \\ q_r &= v_{dr1} i_{qr1} - v_{qr1} i_{dr1} \end{aligned} \quad (4.5)$$

де

p_s і p_r - миттєві активні потужності статора і ротора,

q_s і q_r — миттєві уявні потужності статора і ротора.

Підстановка у (4.5) дає наступні спрощені вирази:

$$\begin{aligned} p_s &= v_{ds1} i_{ds1} \\ p_r &= v_{dr1} i_{dr1} + v_{qr1} i_{qr1} \\ q_s &= v_{ds1} i_{qs1} \\ q_r &= v_{dr1} i_{qr1} - v_{qr1} i_{dr1} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Потужності статора можна виразити як функції основних складових струмів ротора i_{dr1} та i_{qr1} .

Підстановка першого рівняння (4.4) у перше рівняння (4.6) призводить до такого виразу для активної потужності статора:

$$p_s = v_{ds1} i_{ds1} = v_s \left(-\frac{M}{L_s} i_{dr1} \right) = -\frac{M}{L_s} v_s i_{dr1} \quad (4.7)$$

Підстановка другого рівняння (4.4) у третє рівняння (4.6) призводить до такого виразу для уявної потужності статора:

$$q_s = v_{ds1} i_{qs1} = v_s \left(\frac{\lambda_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{qr1} \right) = -\frac{v_s}{L_s} (\lambda_s - M i_{qr1}) \quad (4.8)$$

З (4.7) і (4.8) дізнаються, що:

- миттєва активна потужність статора p_s (4.7) визначає компонент осі d основного струму ротора i_{dr} :

$$i_{dr1} = -\frac{L_s}{M} v_s p_s \quad (4.9)$$

Коли реалізовано генерацію вітру зі змінною швидкістю, характеристика відстеження турбін однозначно визначає значення активної потужності p_s як функцію швидкості вітру

- миттєва уявна потужність статора q_s (4.8) визначає компонент осі q основного струму ротора:

$$i_{qr1} = -\frac{1}{M} (\lambda_s - L_s \frac{q_s}{v_s}) \quad (4.10)$$

де λ_s обчислюється згідно з другим рівнянням (4.4).

Уявна потужність q_s залежить від КП на терміналах машини: Виходить, що одиниця КП відповідає $q_s = 0$ і $i_{qr1} = 0$. Якщо КП=1, то i_{qr1} складові струму не дорівнюють нулю і $q_s \neq 0$.

У додатках для вітрової генерації, представлених у [42, 53], DFIG керується для отримання одиниці КП: цей вибір дуже поширений, оскільки виробництво активної енергії є метою власників ВЕУ (глава 1).

Гармонічні струми ротора i_{drh} та i_{qrh}

Компенсація за допомогою РІ-модуляції означає, що статор інжектує трифазні гармонічні струми, рівні за величиною і на 180 градусів не по фазі по відношенню до гармонічного струму НЛН:

$$i_{dsh} = -i_{dh}$$

$$i_{qsh} = -i_{qh}$$

Гармонічну складову струмів ротора i_{drh} та i_{qrh} що відповідають i_{dsh} та i_{qsh} , визначають за допомогою (4.4), записаної для гармонічної складової h .

Для осі d:

$$i_{drh} = \frac{L_s}{M} i_{dsh} = \frac{L_s}{M} i_{dh} \quad (4.11)$$

Для осі q:

$$i_{qrh} = -\frac{1}{M} (\lambda_s - L_s i_{qsh}) = -\frac{1}{M} (\lambda_s - L_s i_{qh}) \quad (4.12)$$

4.2 Передатна функція РП

У системі керування РП РІ-контролер використовується для примусового обнулення різниці між фактичними напругами РП v_{dr}, v_{qr} та опорними напругами $v_{dr,ref}, v_{qr,ref}$. Параметри РІ-регулятора можна визначити, якщо відома передатна функція [49] між напругою ротора та струмом ротора.

Передатна функція по осі d визначається наступним чином: заміна третього і четвертого рівнянь (4.4) у третє рівняння (4.3) дає:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{dr} + M i_{ds}] - (\omega_1 - \omega_m) [L_r i_{qr} + M i_{qs}] \quad (4.13)$$

Перетворення Лапласа, застосоване до (4.13), дає:

$$V_{dr}(s) = R_r I_{dr}(s) + s [L_r I_{dr}(s) + M I_{ds}(s)] - (\omega_1 - \omega_m) [L_r I_{qr}(s) + M I_{qs}(s)] \quad (4.14)$$

який зручно переставити:

$$V_{dr}(s) - sMI_{ds}(s) + (\omega_1 - \omega_m)[L_r I_{qr}(s) + MI_{qs}(s)] = R_r I_{dr}(s) + s L_r I_{dr}(s) \quad (4.15)$$

Допоміжна напруга V'_{dr} визначається:

$$V'_{dr}(s) = V_{dr}(s) - sMI_{ds}(s) + (\omega_1 - \omega_m)[L_r I_{qr}(s) + MI_{qs}(s)] \quad (4.16)$$

і підстановка $V'_{dr}(s)$ у (4.15) призводить до:

$$V'_{dr}(s) = R_r I_{dr}(s) + s L_r I_{dr}(s) \quad (4.17)$$

передатній функції:

$$\frac{I_{dr}(s)}{V'_{dr}(s)} = \frac{1}{R_r s L_r} \quad (4.18)$$

$$\frac{I_{dr}(s)}{V'_{dr}(s)} = \frac{1}{R_r + s L_r} \quad (4.19)$$

Подібна процедура застосовується до змінних осі q; заміна третього і четвертого рівнянь (4.4) у четверте рівняння (4.3) дає

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{qr} + M i_{qs}] + (\omega_1 - \omega_r) [L_r i_{dr} + M i_{ds}] \quad (4.20)$$

Коли до (4.20) застосувати перетворення Лапласа, можна отримати:

$$V_{qr}(s) = R_r I_{qr}(s) + s [L_r I_{qr}(s) + M I_{qs}(s)] + (\omega_1 - \omega_r) [L_r I_{dr}(s) + M I_{ds}(s)] \quad (4.21)$$

і групування компонентів осі q зліва та компонентів осі d праворуч результати:

$$V_{qr}(s) - sMI_{qs}(s) + (\omega_1 - \omega_r)[L_r I_{dr}(s) + M I_{ds}(s)] = R_r I_{qr}(s) + s L_r I_{qr}(s) \quad (4.22)$$

Допоміжна напруга V'_{qr} визначається наступним чином

$$V'_{qr}(s) = V_{qr}(s) - sMI_{qs}(s) + (\omega_1 - \omega_r)[L_r I_{dr}(s) + M I_{ds}(s)] \quad (4.23)$$

і підстановка в (4.22) дає:

$$V'_{qr}(s) = R_r I_{qr}(s) + s L_r I_{qr}(s) \quad (4.24)$$

Передатна функція:

$$\frac{I_{qr}(s)}{V'_{qr}(s)} = \frac{1}{R_r + s L_r} \quad (4.25)$$

Порівнюючи (4.19) і (4.25), можна дізнатися, що для осей d і q отримано однаковий вираз передатної функції. Цей результат можна виправдати з геометричної та електричної симетрії МПЖ (однакові параметри для всіх трьох фаз).

На рис. 4.3 представлена система зворотного зв'язку типу, і використовується для показу зв'язку між передатною функцією системи та параметрами НЛН. Рисунок 4.3, де:

- Вхідною змінною є опорний струм $I_{dr,ref}(s)$.
- Вихідною змінною є струм ротора $I_{dr}(s)$.
- Поточний $I_{dr}(s)$ повертається, і помилка виявляється як $\Delta I_{dr}(s) = I_{dr,ref}(s) - I_{dr}(s)$. $\Delta I_{dr}(s)$ помилки є вхідними для PI,
- Напруга $V'_{dr}(s)$ є виходом і входом для передачі системи функції.

Для змінних q застосовується подібна система: використовується ідентичний PI, оскільки одна і та ж передатна функція описує підсистему у змінних d і q .

Блок-схема на рис. 4.3 показує, що PI-контролер — це не просто підсилення, оскільки вхідні та вихідні змінні мають різні одиниці вимірювання. У випадку на малюнку 4.3 вхідною змінною є струм (А), вихідною є напруга (В), і в результаті посилення має бути опорон ($\Omega = V/A$).

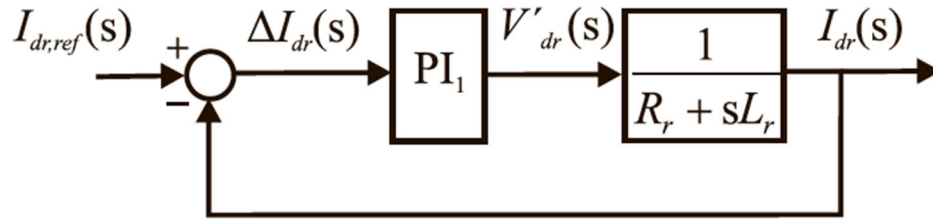


Рисунок 4.3 – Замкнений контур, включаючи РІ-контролер і передатну функцію по осі d для підсистеми РП.

Структурна схема керування РП

Блок-схема, що описує керування підсистемою ротора, зображена на рис. 4.4.

Оскільки в практичних застосуваннях керування реалізується в часовій області, а не в області Лапласа, всі величини представлені в безперервній часовій області.

Схема процесу керування змінними осі d показана у верхній гілці. На нижньому рівні представлена схема процесу керування змінними осі q .

Спочатку описується діаграма змінних осі d . У верхньому правому куті рисунка 4.4 розраховуються опорні струми ротора: основний компонент $i_{dr1,ref}$ отримується застосуванням (4.9), гармонічний компонент $i_{drh,ref}$ — застосуванням (4.11). Потім основний і гармонічний опорні струми додаються відповідно до (4.1) і отримують $i_{r,ref}$.

Різниця між опорним струмом $i_{dr,ref}$ та виміряним струмом $i_{dr,meas}$ є терміном помилки i_{dr} . Додаток помилки - це вхід РІ-регулятора. Виходом РІ-контролера є допоміжна напруга v'_{dr} як пояснювалося в попередньому параграфі (рис. 4.3).

Фактичну опорну напругу отримують з допоміжної напруги згідно (4.16):

$$v_{dr,ref} = v'_{dr} + \frac{d}{dt} M i_{ds} - (\omega_1 - \omega_m) [L_r i_{qr} + M i_{qs}] \quad (4.26)$$

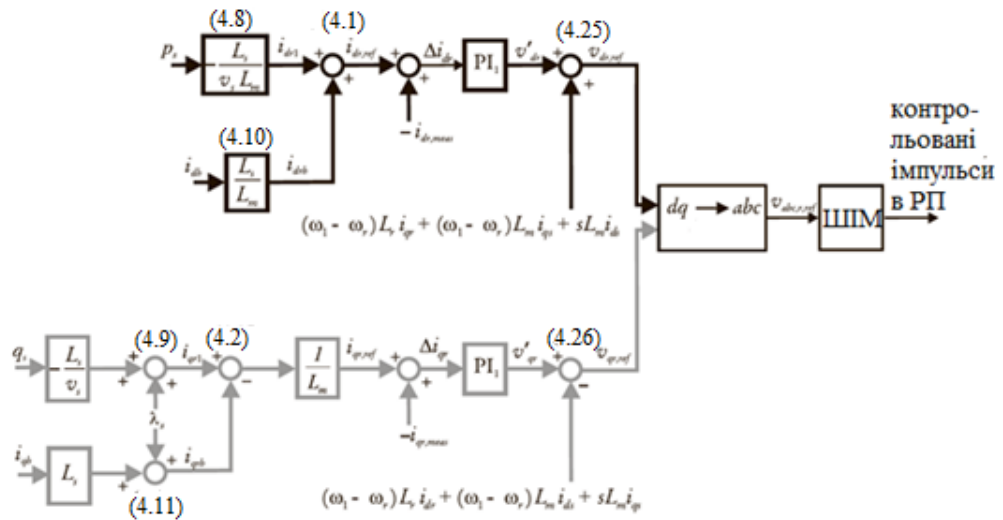


Рисунок 4.4 - Структурна схема керування підсистемою РП, компенсація за допомогою модуляції РП).

Діаграма процесу керування для змінних осі q показана в нижній гілці: аналогічні кроки застосовуються для виведення опорної напруги $v_{qr,ref}$ з опорних струмів $i_{qr1,ref}$ та $i_{qrh,ref}$. Ті самі параметри характеризують ПІ-регулятор, оскільки одна і та ж передатна функція описує осі d і q .

Фактична опорна напруга $v_{qr,ref}$ виходить із допоміжної напруги (4.24) наступним чином:

$$v_{qr,ref} = v'_{qr} + \frac{d}{dt} M i_{ds}(s) + (\omega_1 - \omega_m) [L_r i_{qr} + M i_{qs}] \quad (4.27)$$

Фактичні опорні напруги v_{qr} і v_{dr} потім перетворюються у фазовій області шляхом застосування зворотного перетворення Парка; напруги v_{ar} , v_{br} і v_{cr} є опорною напругою на клеммах ротора і являють собою входи для генератора імпульсів ШІМ. Імпульси генеруються за допомогою ШІМ.

На блок-схемі рис. 4.4 передатні функції (4.19) і (4.25) не показані, оскільки вони не беруть участь у системі керування. У розробці ПІ-контролера умови зворотного зв'язку обчислюються за допомогою передатної функції, тобто математичної моделі системи, як показано на рис. 4.3. У реальних реалізаціях системи керування термін зворотного зв'язку вимірюється датчиками для моніторингу фактичної поведінки та явищ, які не були

включені в модель. У результаті на рис. 4.4 показані величини $i_{d,meas}$ та $i_{q,meas}$, виміряні датчиками, і функція передачі не потрібна.

Висновок до розділу 4

Описано компенсацію гармонік за допомогою РП, її можна успішно застосувати для отримання синусоїдального струму в мережі, коли НЛН підключений поблизу ВЕУ.

Коли введення гармонічного струму від статора призводить до перегріву обмоток, необхідно зниження номінальних характеристик. Якщо амплітуди гармонічних складових занадто високі, запропонована методика має обмеження, оскільки компенсація гармонічних струмів призводить до насичення силових перетворювачів.

РОЗДІЛ 5. КОМПЕНСАЦІЯ ГАРМОНІК ЗАСОБАМИ КЕРУВАННЯ МЕРЕЖЕВИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ МПЖ

5.1 Підсистема мережевого перетворювача

Підсистема МП в системі відліку dq показана на рис. 5.1

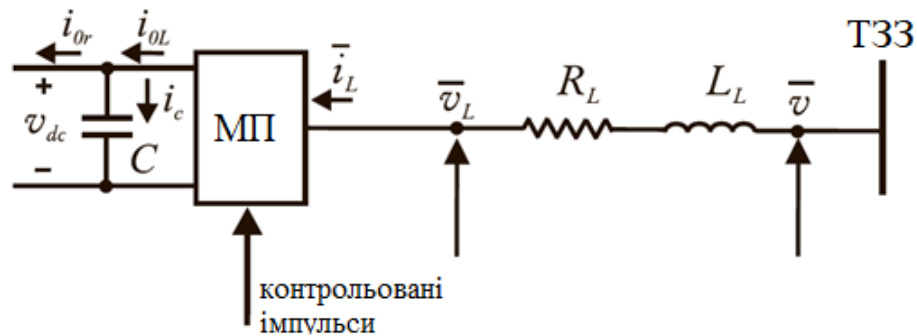


Рисунок 5.1 - Підсистема МП в термінах просторових векторів.

МП керується, щоб підтримувати постійну напругу зв'язку постійного струму та регулювати КП на клеммах МП [50]. Коли реалізована компенсація за допомогою модуляції РП, МП не призначений для компенсації гармонічних струмів, а опорні струми i_{dL} та i_{qL} є синусоїдальними та на основній частоті f_1 .

Опорні струми МП

Опорні струми $i_{dL,ref}$ і $i_{qL,ref}$ отримують з активної та реактивної потужностей p_L і q_L , виміряних на терміналах LSC [43]:

$$\begin{aligned} p_L &= v_d i_{dL} + v_q i_{qL} \\ q_L &= v_d i_{qL} - v_q i_{dL} \end{aligned} \quad (5.1)$$

У системі відліку напруги застосовуються умови. Підставляючи $v_d = v_s$ і $v_q = 0$ в (5.1):

$$\begin{aligned} p_L &= v_s i_{dL} \\ q_L &= v_s i_{qL} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Значення опорного струму i_{qL} отримуємо з другого рівняння (5.2):

$$i_{qL,ref} = \frac{q_L}{v_s} \quad (5.3)$$

Наведений вище вираз показує, що, як і у випадку РП, значення $i_{qL,ref}$ залежить від вибору q_L . Доведено, що якщо $q_L = 0$ (і, отже, $i_{qL} = 0$), то на терміналах МП виходить одиниця КП. Це звичайний режим роботи МП на вітрових електростанціях [50].

Значення опорного струму $i_{dL,ref}$ контролюється для підтримки постійної напруги зв'язку постійного струму. РІ-контролер використовується для того, щоб примусити різницю між опорною напругою $V_{dc,ref}$ (постійне значення) і фактичною напругою V_{dc} бути нульовою [51]. Для визначення значень параметрів РІ-регулятора використовується передавальна функція кола постійного струму.

Ланка постійного струму характеризується такими співвідношеннями [52]:

- потужність на стороні постійного струму МП миттєво дорівнює активній потужності на стороні змінного струму, якщо проігнорувати втрати потужності в перетворювачі:

$$v_{dc}i_{0L} = 3v_d i_{dL} \quad (5.4)$$

- між амплітудою напруги кола постійного струму і середньоквадратичним значенням напруги на стороні змінного струму застосовується наступне співвідношення, припускаючи, що застосовується ШІМ-модуляція:

$$i_{L,rms} = \frac{m_a}{2\sqrt{2}} v_{dc} \quad (5.5)$$

де m_a - амплітудна модуляція.

- конститутивне співвідношення конденсатора зв'язку постійного струму

$$C \frac{d}{dt} v_{dc} = i_c = i_{0L} - i_{0r} \quad (5.6)$$

Застосовуючи перетворення Лапласа до (5.4) - (5.6), отримуємо:

$$V_{dc}(s)I_{0L}(s) = 3V_L(s)I_{dL}(s) \quad (5.7)$$

$$V_L(s) = \frac{m_a}{2\sqrt{2}} v_{dc}(s) \quad (5.8)$$

$$sCV_{dc}(s) = I_{0L}(s) - I_{0r}(s) \quad (5.9)$$

Керування діє таким чином, що струм $I_{0L}(s)$ компенсує зміни $V_{dc}(s)$, а струм $I_{0r}(s)$, що подається до перетворювача з боку ротора, розглядається як порушення [50]. Співвідношення між струмом $I_{dL}(s)$ і напругою зв'язку постійного струму $V_{dc}(s)$ отримують з рівнянь (5.7) - (5.9):

$$V_{dc}(s) = 3V_L \frac{I_{dL}(s)}{I_{0L}(s)} = 3 \left(\frac{m_a}{2\sqrt{2}} v_{dc}(s) \right) \frac{I_{dL}(s)}{I_{0L}(s)} = \frac{3}{2\sqrt{2}} m_a \frac{I_{0s}(s)}{sC} \frac{I_{dL}(s)}{I_{0L}(s)} = \frac{3}{2\sqrt{2}} m_a \frac{I_{dL}(s)}{sC} \quad (5.10)$$

Результуюча функція передачі каналу постійного струму:

$$\frac{V_{dc}(s)}{I_{dL}(s)} = \frac{3}{2\sqrt{2}} \frac{m_a}{sC} \quad (5.11)$$

Контур керування для кола постійного струму сконструйовано відповідно до блок-схеми, показаної на рис. 5.2. У цьому випадку на вході ПІ-контролера є напруга помилки V_{dc} , на виході – струм I_{dL} .

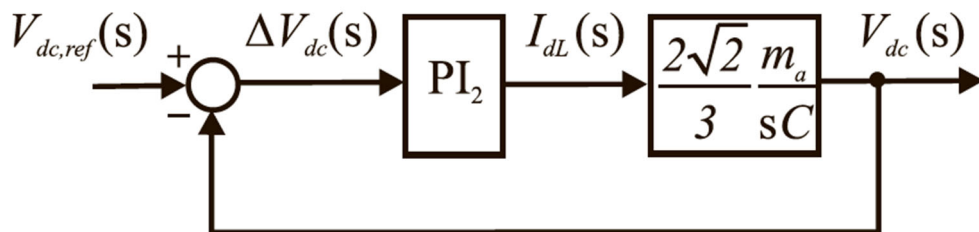


Рисунок 5.2 – Замкнений контур, включаючи ПІ-контролер і функцію передачі каналу постійного струму.

5.2 Передатна функція МП

Третій PI-контролер використовується для примусового обнулення різниці між опорною напругою $v_{L,ref}$ і фактичною напругою $\bar{v}_L$. Для визначення параметрів PI-регулятора використовується передатна функція між струмами i_{dL} і i_{qL} і напругами v_{Ld} і v_{Lq} відповідно.

Закон напруги Кірхгофа, застосований до малюнку 5.1, дає:

$$\bar{v} = R_L \bar{i}_L + L_L \frac{d}{dt} \bar{i}_L + \bar{v}_L \quad (5.12)$$

де

$\bar{v} = v_d + jv_q$ – просторовий вектор, який відповідає напрузі на РСС;

$\bar{v}_L = v_{Ld} + jv_{Lq}$ – просторовий вектор, який відповідає напрузі на LSC термінали.

З (5.12) для осі d і q випливають такі співвідношення:

$$\begin{cases} v_d = R_L i_{dL} + L_L \frac{d}{dt} i_{dL} - \omega_1 L_L i_{qL} + v_{dL} \\ v_q = R_L i_{qL} + L_L \frac{d}{dt} i_{qL} + \omega_1 L_L i_{dL} + v_{qL} \end{cases} \quad (5.13)$$

Підставляючи $v_d = v_s$ і $v_q = 0$ в (5.13) і застосовуючи перетворення Лапласа, отримуємо наступне:

$$\begin{cases} V_s(s) = R_L I_{dL}(s) + sL_L I_{dL}(s) - \omega_1 L_L I_{qL}(s) + V_{dL}(s) \\ 0 = R_L I_{qL}(s) + sL_L I_{qL}(s) + \omega_1 L_L I_{dL}(s) + V_{qL}(s) \end{cases} \quad (5.14)$$

Змінюючи вищезазначені відносини:

$$\begin{cases} V_s + \omega_1 L_L I_{qL}(s) + V_{dL}(s) = R_L I_{dL}(s) + sL_L I_{dL}(s) \\ -\omega_1 L_L I_{dL}(s) + V_{qL}(s) = R_L I_{qL}(s) + sL_L I_{qL}(s) \end{cases} \quad (5.15)$$

а допоміжні напруги визначаються таким чином:

$$\begin{cases} V'_{dL}(s) = V_s + \omega_1 L_L I_{qL}(s) - V_{dL}(s) \\ V'_{qL}(s) = -\omega_1 L_L I_{dL}(s) + V_{qL}(s) \end{cases} \quad (5.16)$$

З (5.15) і (5.16) впливають такі вирази:

$$\begin{cases} V'_{dL}(s) = R_L I_{dL}(s) + sL_L I_{dL}(s) \\ V'_{qL}(s) = R_L I_{qL}(s) + sL_L I_{qL}(s) \end{cases} \quad (5.17)$$

Наведена вище система показує, що для еквівалентних схем d і q виходить однакова передатна функція:

$$\frac{I_{dL}(s)}{V'_{dL}(s)} = \frac{I_{qL}(s)}{V'_{qL}(s)} = \frac{1}{R_L + sL_L} \quad (5.18)$$

Така ж передатна функція виходить, оскільки однаковий опір та індуктивність характеризують еквівалентні схеми по осях d і q .

Передатна функція (5.18) використовується при розробці РІ-контролера для МП, як показано на рис. 5.3. Вхід для РІ-регулятора – поточна помилка I_{dL} , на виході – допоміжна напруга V'_{dL} .

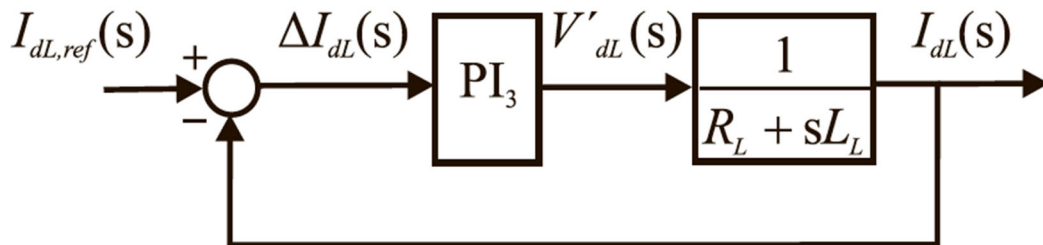


Рисунок 5.3 – Замкнений контур, включаючи РІ-контролер і передатну функцію МП.

Структурна схема для керування МП

На рис. 5.4 представлена блок-схема керування МП. Структура подібна до описаної для контролю RSC (рис. 4.4). Можна виділити дві основні відмінності між системами керування, показаними на рисунках 4.4 та 5.4:

1. Опорні струми підсистеми РП містять гармонічні складові, опорні струми підсистеми МП мають лише основні частоти.

2. Блок-схема для МП має додатковий РІ-контролер, який обмежує зміну напруги зв'язку постійного струму v_{dc} .

Верхній рівень діаграми, показаної на малюнку 5.4, відноситься до змінних осі d , нижній рівень відноситься до змінних осі q .

Спочатку описується верхній рівень. У верхньому лівому куті малюнка 4.4 обчислюється різниця між опорною напругою та виміряною напругою. Згідно з рис 4.11, різниця v_{dc} є вхідним сигналом для PI-контролера лінії постійного струму. Виходом PI-контролера є опорний струм $i_{dL,ref}$.

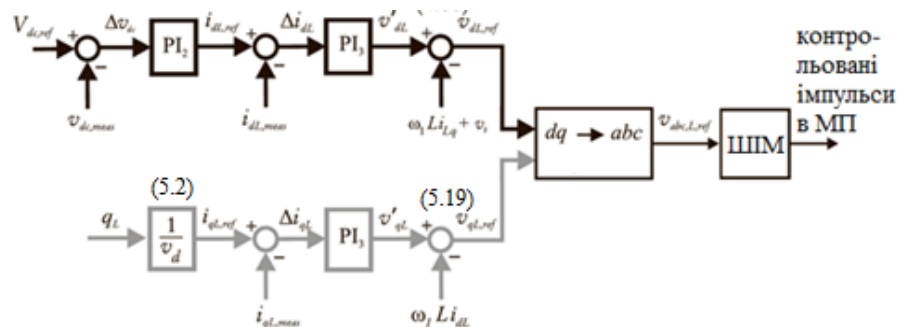


Рисунок 5.4 - Структурна схема керування підсистемою МП, компенсація за допомогою РП модуляції.

Різниця між опорним струмом і виміряним струмом i_{dL} є вхідним сигналом для PI-контролера МП. Виходом PI-контролера є допоміжна опорна напруга v'_{dL} .

Фактичні опорні напруги $v_{dL,ref}$ отримують з допоміжної напруги v'_{dL} відповідно до першого з (5.16):

$$v_{dL,ref}(s) = v'_{dL} - \frac{d}{dt} \omega_1 L_L i_{qL}(s) + v_s(s) \quad (5.19)$$

Аналогічна процедура застосовується до змінних осі q , за винятком визначення опорного струму i_{qL} . Опорний струм i_{qL} , який виводиться із значення q_s згідно (5.3) і не потребує петлі зворотного зв'язку.

Фактичні опорні напруги $v_{qL,ref}$ отримують з допоміжної напруги v'_{qL} відповідно до другого з (5.16):

$$v_{qL,ref}(s) = v'_{qL}(s) + \frac{d}{dt} \omega_1 L_L i_{dL}(s) \quad (5.20)$$

Основна відмінність між «компенсацією за допомогою модуляції РП» і «компенсацією за допомогою модуляції МП» полягає у визначенні опорних струмів РП та МП відповідно до таких принципів:

1. Компенсація за допомогою модуляції РП: опорні струми ротора містять як основну, так і гармонічну складові, опорні струми МП містять лише основну складову;
2. Компенсація за допомогою модуляції МП: опорні струми ротора містять лише основну складову; опорні струми МП містять як першу, так і гармонічну складові.

Керування підсистемою МП

МПЖ використовується як генератор, а струми обмотки ротора містять лише основну частоту. Оскільки в обмотках МПЖ не протікають гармонічні струми, керування РП є простіше.

Блок-схема для генерації імпульсів перемикача потужності РП отримана шляхом встановлення гармонічних опорних струмів ротора i_{drh} (4.11) та i_{qrh} (4.12) на нуль, і результат показано на рис. 5.5.

Керування підсистемою МП

Опорні струми МП $i_{dL,ref}$ та $i_{qL,ref}$ є сумою двох частин: i_{dL1} , i_{qL1} – складові на основній частоті ($h = 1$); множини i_{dLh} , i_{qLh} включають гармонічні складові ($h \neq 1$):

$$i_{dL,ref} = i_{dL1} + i_{dLh} \quad (5.21)$$

$$i_{qL,ref} = i_{qL1} + i_{qLh} \quad (5.22)$$

Підсистема МП є лінійною і застосовується принцип суперпозиції. Основні опорні струми та гармонічні опорні струми визначаються окремо, і дві складові підсумовуються, щоб отримати загальні опорні струми.

Основні струми МП $i_{dL1,ref}$ та $i_{qL1,ref}$

Основні опорні струми $i_{dL1,ref}$ та $i_{qL1,ref}$ отримують, лише кінцеві вирази подаються нижче:

$$i_{dL1,ref}(s) = \frac{2\sqrt{2}}{3} \frac{d}{dt} \frac{v_{dc}}{m_a} \quad (5.23)$$

$$i_{qL1,ref} = \frac{q_L}{v_s} \quad (5.24)$$

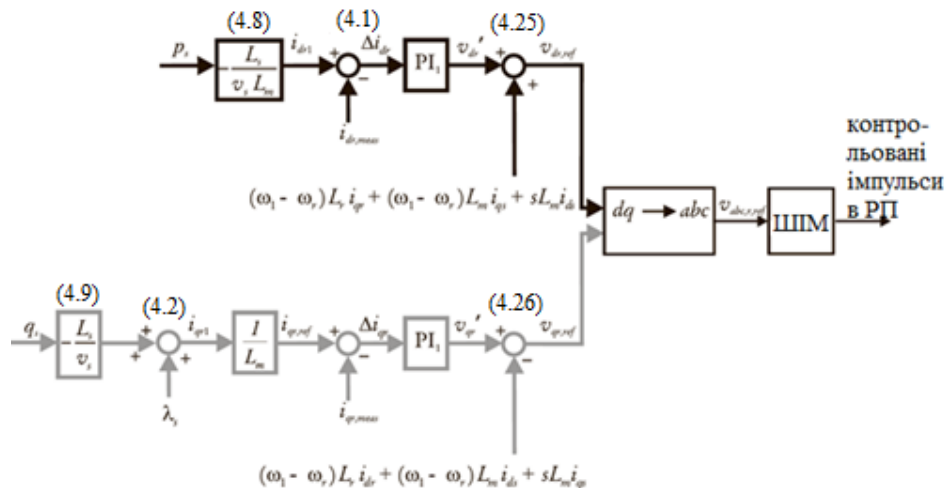


Рисунок 5.5 - Структурна схема керування підсистемою РП, компенсація за допомогою модуляції МП.

Гармонічні МП струми $i_{dLh,ref}$ та $i_{qLh,ref}$

Гармонічні струми $i_{dLh,ref}$ і $i_{qLh,ref}$ рівні за величиною і відхиляються від фази на 180 градусів по відношенню до струмів, введених НЛН:

$$i_{dLh,ref} = -i_{dh} \quad (5.25)$$

$$i_{qLh,ref} = -i_{qh} \quad (5.26)$$

Структурна схема керування підсистемою МП

Блок-схема, показана на рис. 5.3, модифікована, як показано на рис. 5.6: опорні струми МП $d - q$ є сумою основної та гармонічної складових відповідно до (5.1) і (5.2).

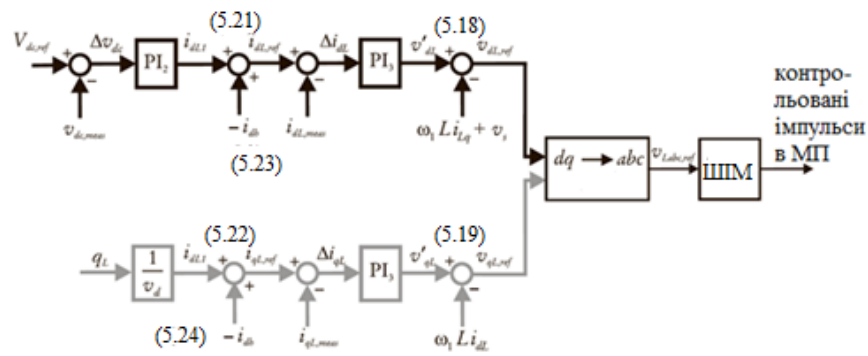


Рисунок 5.6 - Структурна схема керування підсистемою МП, компенсація за допомогою модуляції МП.

Компенсація потрійних гармонік

Потрійні гармоніки включають непарні кратні 3-й гармоніки (наприклад, 3-я, 9-та, 15-та, 21-а тощо). Оскільки потрійні гармоніки є адитивними в нейтралі і призводять до струму нульової послідовності, їх ефект відрізняється від гармонік позитивної та негативної послідовності [53]. Наслідки потрійних гармонік включають: великі струми, що циркулюють у нейтралі (які становлять небезпеку пожежі та призводять до погіршення ізоляції нейтралі), перегрів трансформатора, підвищений потенціал нейтралі та електромагнітні перешкоди (електромагнітні перешкоди). Однофазні джерела живлення для такого обладнання, як електронні навантаження та ПК, є найважливішим джерелом потрійних гармонік [53]. Через їх шкідливий вплив на роботу мережі, компенсація потрійних гармонік є важливою.

Обмотки асинхронної машини ніколи не підключаються до землі [54], щоб уникнути потоку потрійних гармонік нульової послідовності в обмотках машини. Потік потрійних гармонік спричинить шкідливі втрати потужності та паразитні моменти [51], що зменшить термін служби ізоляції обмоток та підшипників. Як наслідок, МПЖ не може інжектувати потрійні гармоніки, а коли виконується компенсація за допомогою модуляції РП [55], неможливо отримати скасування потрійних гармонік, введених НЛН.

Навпаки, підключення кола постійного струму до землі, дозволяє вводити потрійні гармоніки нульової послідовності з клем НЛН (посилання).

Потрійна гармоніка, інжектвана НЛН, не протікає в мережі, якщо МП подає струм з такою ж величиною і частотою і зміщений на 180 градусів.

Це той самий принцип, описаний для компенсації компонентів постійного та зворотного струму; однак компенсація потрійних гармонік вимагає спеціального аналізу та іншої конструкції системи керування [56], оскільки шаблон нульової послідовності містить коло нейтральної та нульової послідовності незалежний від еквівалентних схем прямої та зворотної послідовності.

Висновок до розділу 5

Представлена система керування компенсації за допомогою МП. Результати моделювання доводять, що цей метод є дійсною альтернативою компенсації за допомогою РП, описаної в розділі 4. Основною перевагою компенсації за допомогою модуляції МП є можливість компенсувати потрійні гармоніки, якщо ланка постійного струму підключена до нейтралі.

РОЗДІЛ 6. ДОСЛІДЖЕННЯ НА МАТЕМАТИЧНІЙ МОДЕЛ СИСТЕМИ ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ІЗ ЗАПРОПОНОВАНИМ АЛГОРИТМОМ КЕРУВАННЯ. АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ

6.1 Активна фільтрація струму мережі за допомогою керування МПЖ

Для покращення гармонік струму в мережі, можемо розглянути керування машини подвійного живлення, а саме алгоритм керування де під'єднане до ТЗП нелінійне навантаження.

Для описаної фільтрації вище, струми ротора які задаються i_{2d}, i_{2q} складаються з суми декількох частин (i_{2d1}, i_{2dh}), це компоненти головній частоти, h дорівнює одиниці, сформовані на ПП-регуляторі потужностей. i_{2dh}, i_{2qh} мають компоненти гармонік ($h \neq 1$):

$$i_{2d}^* = i_{2d1} + i_{2dh} \quad (6.1)$$

$$i_{2q}^* = i_{2q1} + i_{2qh} \quad (6.2)$$

Фільтрація з використанням перетворювача ротора позначає, що трифазні гармонічні струми з'являються в статорі, які рівні за величиною і знаходяться у протифазі до гармонічного струму нелінійного навантаження:

$$i_{1dh} = -i_{dh} \quad (6.3)$$

$$i_{1qh} = -i_{qh} \quad (6.4)$$

А компоненти роторних струмів, які гармонічні i_{2dh} й i_{2qh} записані для компонента гармонік h :

$$i_{2dh} = -\frac{L_1}{L_m} i_{1dh} = \frac{L_1}{L_m} i_{dh} \quad (6.5)$$

$$i_{2qh} = \frac{1}{L_m} (|\psi_1| - L_1 i_{q1h}) = \frac{1}{L_m} (|\psi_1| + L_1 i_{qh}) \quad (6.6)$$

Гармоніч. компоненти навантаження струмів, які підключаються до точки загального підключення (ТЗП) i_{dh} й i_{qh} можна знайти скориставшись зворотнім Фур'є перетворенням.

6.2 Результати моделювання системи генерування електроенергії на базі МПЖ

Було побудовано математичну модель у програмі моделювання Plescs (Рис 6.1), система генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення.

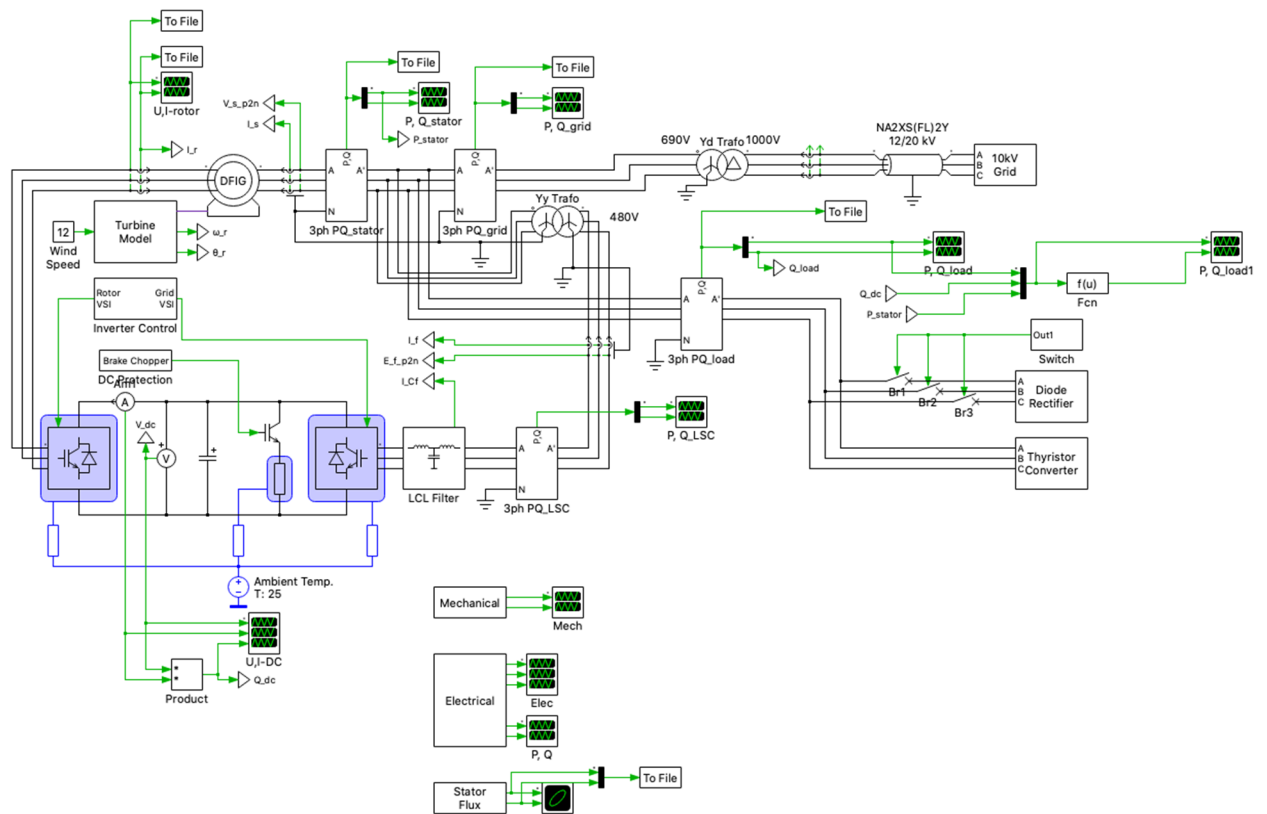


Рисунок 6.1 — Математична модель системи генерування електроенергії на базі машини подвійного живлення

Під час дослідження було використано МПЖ з такими параметрами:

Таблиця 6.1 – параметри генератора

Потужність (P)	2 МВт
Кіл-сть пар полюсів(p_n)	2
J	75 кгм ²
L_1	0,00012 Гн
L_2	0,00005 Гн
L_m	0,0029 Гн
R_1	0,022 Ом
R_2	0,018 Ом

Статор МПЖ під'єнується до мережі 690 В, а перетворювач роторний живиться 480 В напругою завдяки трансформатору. У ТЗП також підключаються тиристорний перетворювач та діодний випрамляч.

З самого початку відбувається розгін МПЖ до синхронної швидкості роторного обертання до 157 рад/с (Рис 6.2). Основне наше дослідження

приходиться на інтервал часу 2 – 3 секунди, де вступає в силу наш алгоритм активної фільтрації, спрямований на зменшення 5-ї гармоніки.

На рис. 6.3 ми можемо побачити результат відпрацювання нашої активної фільтрації. Бачимо струм і напругу на різних фазах до 2-ї секунди та після, можемо побачити як змінюється гармоніка струму після відпрацювання нашого алгоритму, й становиться більш синусоїдальною. Гармонічний склад струму й напруги в мережі до та після гармонічної компенсації показано на рисунках 6.4 та 6.5 відповідно.

На рисунках 6.6 та 6.7 можемо побачити відпрацьовані алгоритми активної та реактивних потужності мережі та статора й ротора.



Рисунок 6.2 — Розгін МПЖ, швидкість та момент ротора

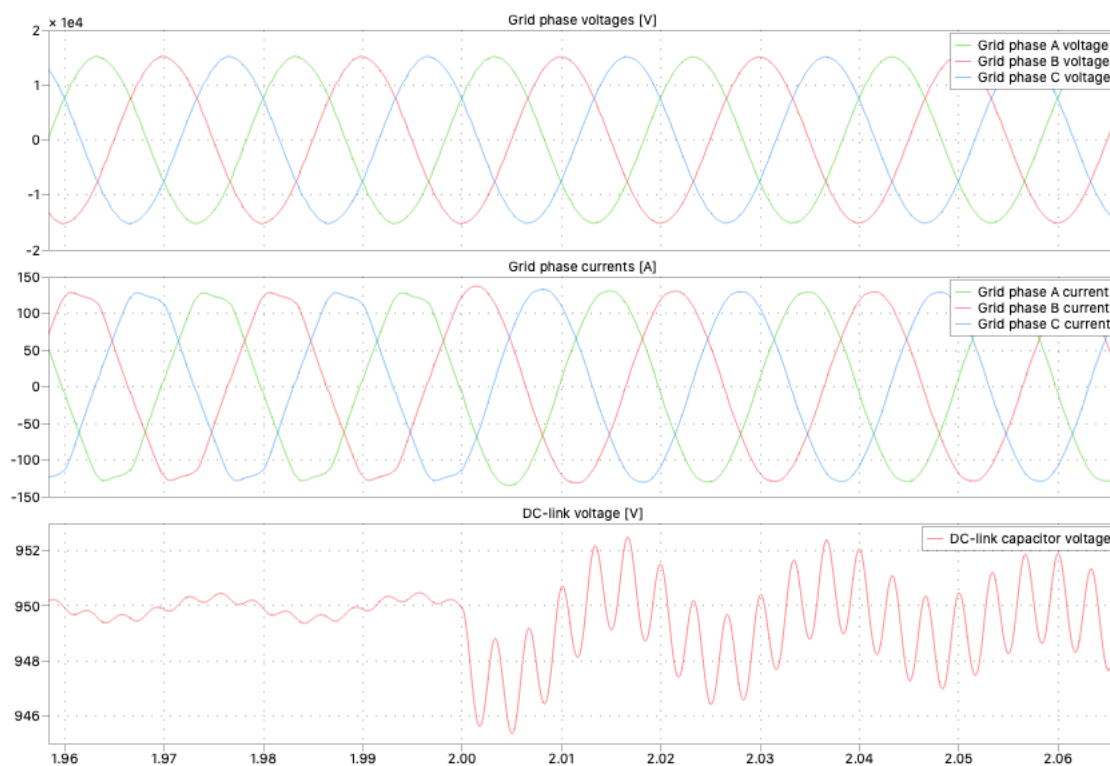


Рисунок 6.3 — Криві струму і напруги трьох фаз мережі до та після компенсації гармонік

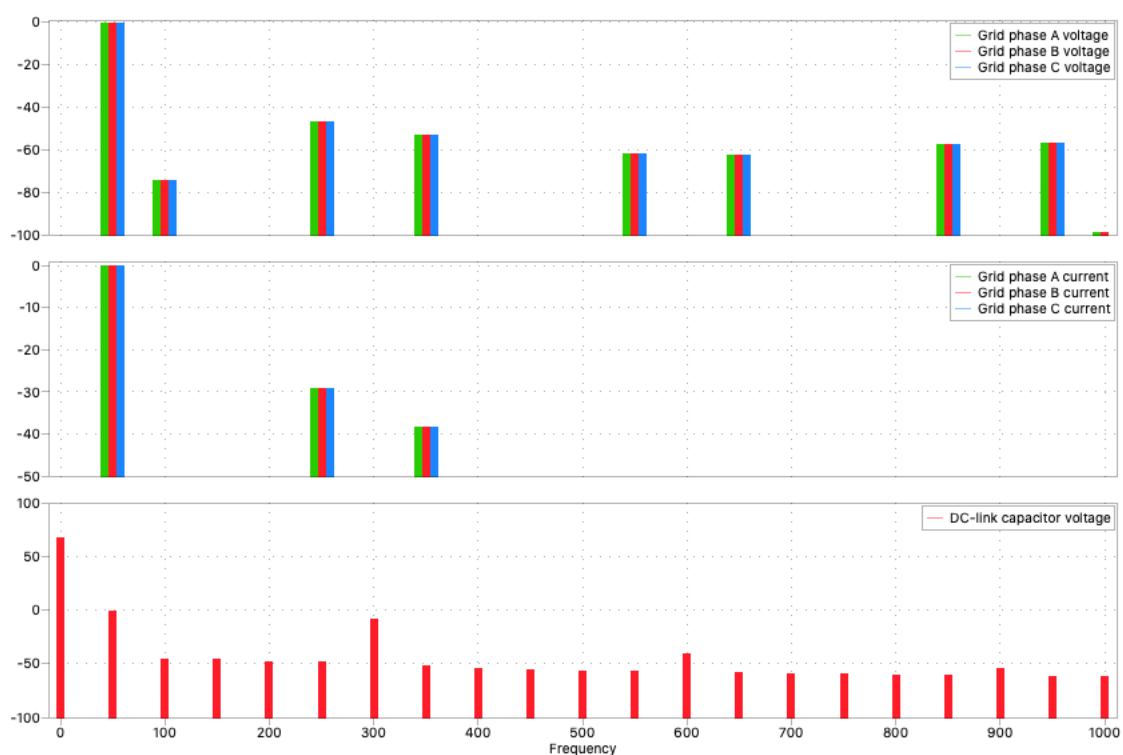


Рисунок 6.4 — Гармонічний склад струму й напруги мережі до компенсації гармонік

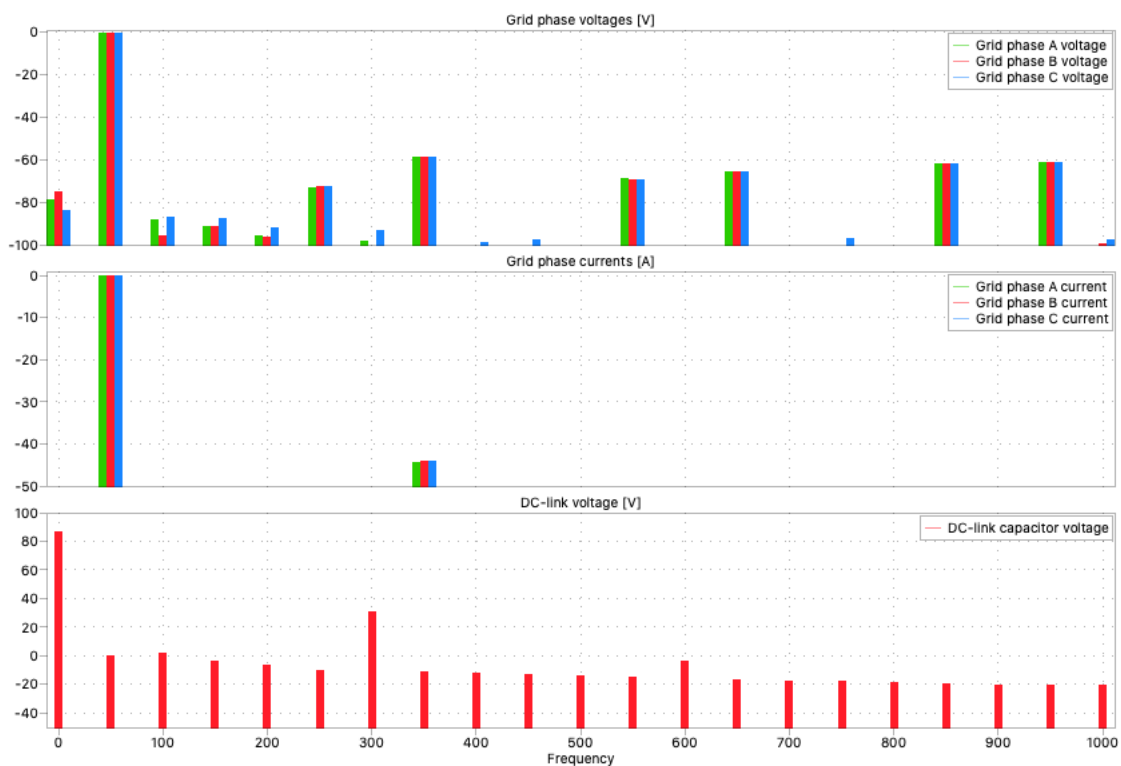


Рисунок 6.5 — Гармонічний склад струму й напруги мережі після компенсації гармонік

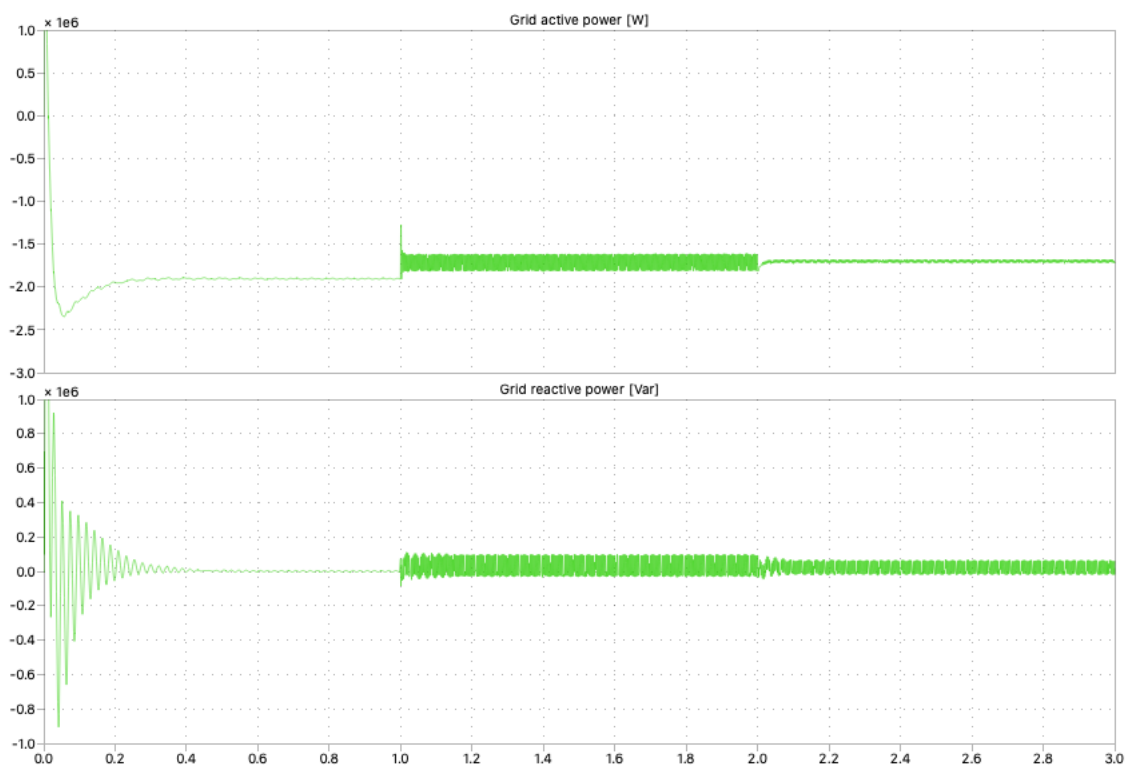


Рисунок 6.6 — активна та реактивна потужність мережі

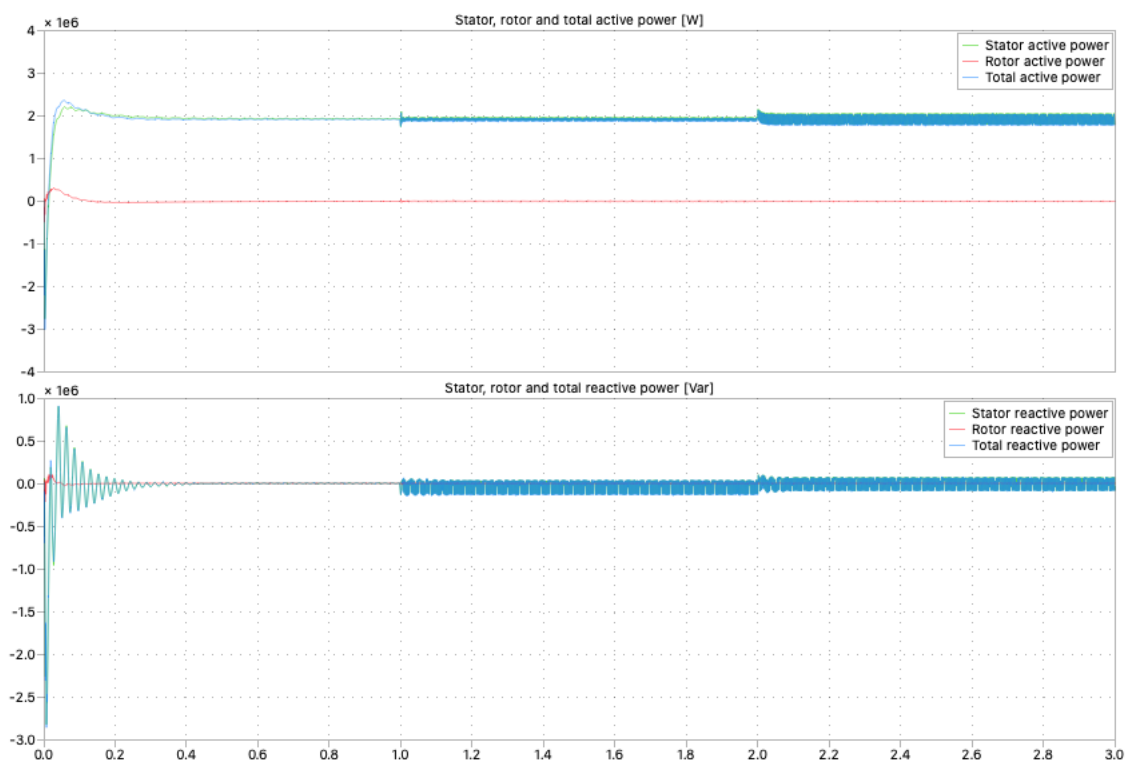


Рисунок 6.7 — активно та реактивна потужність статора та ротора

Висновок до розділу 6

На основі розробленої математичної моделі системи генерування електроенергії з МПЖ виконано математичне моделювання роботи машини подвійного живлення з алгоритмом компенсації гармонік.

Результати моделювання показали, що запропонована система ефективна для компенсації струмових спотворень, що можна підтвердити вибірковою фільтрацією п'ятої гармоніки.

РОЗДІЛ 7. РОЗРОБЛЕННЯ СТАРТАП-ПРОЄКТУ

В стартап-проєкті було описано та розроблено систему генерування електроенергії з можливостями активної фільтрації. На даному етапі налаштування цієї системи та її реалізація впроваджуються, тому можна продумати над пропозицією зробити цю систему товаром масового виробництва для використання у великому масштабі та можливо приватному. Користування системою дозволить генерувати як мого більше номінальної потужності і при цьому не перегріватись, працювати в широкому діапазоні швидкостей задля передачі потужності й багато іншого.

7.1 Опис ідеї проєкту

Таблиця 7.1 – Опис ідеї проєкту

<i>Зміст ідеї</i>	<i>Напрямки застосування</i>	<i>Вигоди для користувача</i>
Система генерування електроенергії з можливостями активної фільтрації на базі машини подвійного живлення.	1. Генерування електроенергії в вітроенергетиці	Невелика вартість, габарити та втрати в потужності
	2. Генерування електроенергії в вітроенергетиці	Керування з мережею реактивною та активною потужністю
	3. Генерування електроенергії в вітроенергетиці	Робота за змін швидкості з певними перевагами
	4. Генерування електроенергії в вітроенергетиці	Без перегріву генерують багато потужності номінальної
	5. Генерування електроенергії в вітроенергетиці	Реактивний компенсатор не потрібен

Таблиця 7.2 – Аналіз техніко-економічних переваг

№	Техніко-економічні характеристики ідеї	Концепції/товари конкурентів			<i>W</i>	<i>N</i>	<i>S</i>
		МПЖ	Конкурент №1	Конкурент №2			
1	Зменшення втрат/гармонічні компенсації	Так	Ні	Ні			+
2	Швидке та точне керування реактивною та активною потужністю з мережею	Так	Ні	Ні			+
3	Широкий діапазон швидкостей	Так	Ні	Ні			+
4	Масо габаритні дані	Середні	Середня	Високі		+	
5	Вартість	Середня	Низька	Середня		+	

Дивлячись на результати таблиці 7.2 можна побачити, що використання МПЖ має як мінімум три сильні характеристики з боку техніко економічних ідей. Отже можна оцінити конкурентоспроможність на ринку, й сказати, що конкурентна спроможність буде задовільна на ринку.

7.2 Технологічний аудит проекту

Таблиця 7.3 – Технологічний аудит проекту

№	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Виробництво машини	Збірка з деталей які масово виготовляються на ринку	Наявна	Доступна
	подвійного живлення	Збірка деталей своїми силами	Необхідно розробити	Недоступна
2	Наладка роботи МПЖ з вітровими турбінами	Наладка спеціально навченими людьми	Наявні	Доступні
Обрана технологія реалізації проекту: Збірка МПЖ з деталей які масово виготовляються на ринку та їх наладка спеціально навченими людьми				

7.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Для планування напрямку розвитку стартап-проекту потрібно визначити ринкові можливості, для подальшого впровадження їх на ринок, а також загрози перешкоджання реалізації проекту, наявних на ринку. Після цього проводиться планування з урахуванням стану ринкового середовища, потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів.

Проводимо аналіз попиту: наявність попиту, обсяг, динаміка розвитку ринку (табл. 7.4).

Таблиця 7.4 – Аналіз попиту

№	Показники стану ринку	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	<10
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	400
3	Динаміка ринку	Зростає

4	Наявність обмежень для входу	Не має
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Відсутні
6	Середня норма рентабельності в галузі, %	>60%

Таблиця 7.5 – Характеристика потенційних клієнтів

<i>№</i>	<i>Потреба, що формує ринок</i>	<i>Цільова аудиторія</i>	<i>Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів</i>	<i>Вимоги споживачів до товару</i>
1	Зменшення втрат	Великі й малі компанії та підприємства	Надійність та довготривала робота	Дешевизна, маленькі габарити, справна робота
2	Збільшення інтересу до відновлюваних джерел енергії і їх використання для зберігання довкілля	Будь який споживач кому портібно генерування електроенергії в вітроенергетиці	Якмога менше використовувати матеріалів при розробці які несуть загрозу для навколишнього середовища	Легка конструкція, наладка й встановлення

Таблиця 7.6 – Можливості розвитку

№	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Конкурентність на ринку та зростання потреби	Зручність, компактність та дешевізна, можливість керування активною та реактивною потужністю.	Популяризація товару, використання ЗМІ та впровадження акцій
2	Вихід на європейські, китайські та міжнародні ринки	Адаптація до вимог та змін на ринку	Співпраця з виробниками інших країн

Таблиця 7.7 – Фактори загроз

№	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Конкуренції	Наявність конкуруючих фірм	Використання всіх можливих засобів піару
2	Взаємозамінності	Є товар дешевше	Довести, що наш товар краще

Таблиця 7.8 – Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

<i>Особливості конкурентного середовища</i>	<i>В чому проявляється дана характеристика</i>	<i>Вплив на діяльність підприємства</i>
Чистий тип конкуренції	Якісніша продукція буде перемагати	Потрібен надійний та якісний товар
Міжнародний рівень конкурентної боротьби	Є міжнародні виробники	Спробувати налагодити співпрацю
Міжгалузева	Товари мають виконання інших операцій	Розширення функціоналу
товарно-родова конкуренція за видами товарів:	Використовуються різні типи конструкцій	Розширення функціоналу
Цінова за характером конкурентних переваг	Збільшення попиту при меншій ціні	Акційні пропозиції, колоборації з іншими компаніями
За інтенсивністю марочна	Конкурувати прийдеться з відомими брендами	Багато піару

Проводимо аналіз умов конкуренції за моделлю М. Портера (таблиця 7.9).

Таблиця 7.9 – Детальний аналіз умов конкуренції

	<i>Прямі конкуренти в галузі</i>	<i>Потенційні конкуренти</i>	<i>Постачальники</i>	<i>Клієнти</i>	<i>Товари-замінники</i>
Складові аналізу	<i>Навести перелік прямих конкурентів</i>	<i>Визначити бар'єри входження в ринок</i>	<i>Визначити фактори сили постачальників</i>	<i>Визначити фактори сили споживачів</i>	<i>Фактори загроз з боку замінників</i>
Висновки	Siemens, ABB, Schneider Electrics Конкурентна боротьба за інтенсивність юсередня	Є можливість входу на ринок, але потрібно багато ресурсів	Постачальників не має. Компанії самі узгоджують умови покупки	Клієнти обирають більш відомий та надійний товар	Через товари замінники не має загроз

За результатами аналізу останньої таблиці можна зробити висновок, що, з огляду ситуацію з конкуренцією, наш проект має багато шанси на впровадження при достатній кількості ресурсів.

Далі ми визначаємо та обґрунтовуємо фактори конкурентоспроможності в таблиці 7.10

Таблиця 7.10 – Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування
1	Мала частка потужності проходить через перетворювач в роторному колі	Лише 25 – 30%, а це призводить до зменшення габаритів, вартості та втрат
2	Швидке регулювання активної та реактивної потужності	Завдяки керуванню силовим перетворювачем це регулювання відбувається в проміжку декількох мілі секунд

Таблиця 6.11 – Аналіз сторін стартап-проекту

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з запропонованим проектом						
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
1	Мала частка потужності проходить через перетворювач в роторному колі	18			+				
2	Швидке регулювання активної та реактивної потужності	20	+						

Таблиця 7.12 – SWOT-аналіз

Сильні сторони: Наявна новизна проекту в області генерування електроенергії в вітроенергетиці	Слабкі сторони: Наша система є чутливою до збурень в мережі
Можливості: Вихід на міжнародний конкурентний ринок та розробка доп функціоналу	Загрози: Рівень конкуренції високий

Таблиця 7.13 – Альтернативи ринкового впровадження

<i>№</i>	<i>Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки</i>	<i>Ймовірність отримання ресурсів</i>	<i>Строки реалізації</i>
1	Наладка і розповсюдження пристрою на певний час без оплати, як тріал версія, щоб користувачі зрозуміли всі переваги	90 %	< 1 року

7.4 Розроблення ринкової стратегії проекту

Таблиця 7.14 – Вибір цільових груп потенційних споживачів

№	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів всприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Для підприємств та компаній	Велика	Великий	Є конкуренти	Не легкий так як є конкурентність, й потрібно буде довести якість
2	Для частного використання	Велика	Великий		Середня(можливо зіштовхнутись з не заінтересованими споживачів)
Які цільові групи обрано: підприємства та частні ліца, які мають інтересу до відновлюваних джерел енергії і їх використання для зберігання довкілля					

Таблиця 7.15 – Вибір стратегії конкурентної поведінки

№	Чи є проект «першопроходцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента?	Стратегія конкурентної поведінки*
1	Ні	Обидва варіанти	Так	Стратегія наслідування лідера

Таблиця 7.16 – Визначення базової стратегії розвитку

№ п/ п	Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспро- можні позиції відповідно до обраної альтернативи	Базова стратегія розвитку*
	Налаштування та встановлення розробниками	Мас маркет	Мала частка потужності проходить через перетворювач в роторному колі Швидке регулювання активної та реактивної потужності	Диференціації

Таблиця 7.17 – Визначення стратегії позиціонування

<i>№ п/п</i>	<i>Вимоги до товару цільової аудиторії</i>	<i>Базова стратегія розвитку</i>	<i>Ключові конкурентоспро- можні позиції власного стартап-проекту</i>	<i>Вибір асоціацій, які мають сформувавши комплексну позицію власного проекту (три ключових)</i>
	Налаштування та встановлення	Диференціювання	Компенсація гармонік, невеликі втрати та швидке регулювання активної та реактивної потужності	Швидке регулювання активної та реактивної потужності

7.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Таблиця 7.18 - Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами
1	Швидке регулювання активної та реактивної потужності	Завдяки керуванню силовим перетворювачем це регулювання відбувається в проміжку	Відсутність такого регулювання
2	Мала частка потужності проходить через перетворювач в роторному колі	Лише 25 – 30%, а це призводить до зменшення габаритів, вартості та втрат	Більший відсоток проходження через роторне коло

Таблиця 7.1 – Опис трьох рівнів моделі товару

<i>Рівні товару</i>	<i>Сутність та складові</i>		
I. Товар за задумом	Систему генерування електроенергії з можливостями активної фільтрації використовуючи МПЖ		
II. Товар у реальному виконанні	Властивості/характеристики	М/Нм	Вр/Тх /Тл/Е/Ор
	1. Швидке регулювання активної та реактивної потужності	-	-
	Проводження тестування й постійної підтримки		
	Проект. Систему генерування електроенергії з можливостями активної фільтрації використовуючи МПЖ		
III. Товар із підкріпленням	Наладка власного обладнання		
	Ремонт власного обладнання		

Таблиця 7.20 – Визначення меж встановлення ціни

№	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів групи споживачів	Нижня та верхня межі встановлення ціни
1	25 000	30 000	40 000-55 000 грн	20 000 грн

Таблиця 7.21 – Формування системи збуту

№	<i>Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Функції збуту, які має виконувати постачальник товару</i>	<i>Глибина каналу збуту</i>	<i>Оптимальна система збуту</i>
1	Робимо все щоб задовільнити всі потреби	Продаж	Напрямку або через посередника	Власна

Таблиця 7.2 – Концепція маркетингових комунікацій

<i>№ п/ п</i>	<i>Специфіка поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Канали комунікації, якими користую ться цільові клієнти</i>	<i>Ключові позиції, обрані для позиціонуванн я</i>	<i>Завдання рекламного повідомлен ня</i>	<i>Концепція рекламного звернення</i>
	Купівля та використання нашої системи для генерування електроенергії в вітроенергетиці	Інтернет	Максимально вигідна та довгострокова покупка	Показати всі наші переваги	Реклама, використання відомих методів піару нашої продукції

Висновки до розділу 7

Аналізуючи стартап-проект можна виділити такі речі:

1. Є доцільність впровадження на ринок завдяки попиту та динаміці ринку.
2. Було виокремлено, що підприємства та частні ліца, які мають інтересу до відновлюваних джерел енергії і їх використання для зберігання довкілля маєть ключовий інтерес.
3. У проекта достатньо сильних сторін які переважають над слабими та в перспективі є можливостей для виходу на міжнародний ринок.
4. Розробка та впровадження системи є доцільними та вірним рішенням.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У магістерській дисертації розглянуто систему генерування електроенергії з можливостями активної фільтрації. Було визначено, що на теперішній час, найбільш ефективними рішеннями компенсації є активні фільтри, які можуть компенсувати не тільки гармоніки, а й асиметричні струми, викликані нелінійними і незбалансованими навантаженнями. У дисертації було розглянуто алгоритм керування вітрогенератора на базі машини подвійного живлення з можливостями саме активної фільтрації й засоби компенсації гармонік під час керування роторним та мережевим перетворювачами МПЖ.

1. В аналітичному огляді були описані методи компенсації гармонік та загальні спотворення гармонічних характеристик. Розглянуто конфігурації вітрових турбін з фіксованою швидкістю, зі змінною швидкістю та на базі машини подвійного живлення. Були визначені переваги та недоліки цих конфігурацій. Також в цьому розділі розглянуто активний фільтр електроенергії та якість електроенергії й гармонічні спотворення.

2. Було представлено математичну модель генератора на базі МПЖ. Де було приведено, спрощено, описані різноманітні рівняння за допомогою трансформацій й не тільки.

3. Проаналізовано роботу машини подвійного живлення. МПЖ має більш складну конфігурацію, ніж традиційна асинхронна машина, але можливість керування має суттєві переваги. Потужність ротора може істотно сприяти збільшенню вихідної потужності на надсинхронних швидкостях й МПЖ може працювати як двигун або як генератор для будь якого значення ковзання.

4. Описано компенсацію гармонік за допомогою роторного перетворювача й коли її можна успішно застосувати для отримання синусоїдального струму в мережі. Але потрібно зазначити, якщо амплітуди гармонічних складових занадто високі, РП компенсація має обмеження, оскільки компенсація гармонічних струмів призводить до насичення силових перетворювачів.

5. Була представлена й розглянута система керування компенсації за допомогою мережевого перетворювача. Цей метод є альтернативою компенсації за допомогою роторного перетворювача. Основною перевагою компенсації за допомогою МП є можливість компенсувати потрібні гармоніки, якщо ланка постійного струму підключена до нейтралі.

6. На основі розробленої математичної моделі системи генерування електроенергії з МПЖ виконано математичне моделювання роботи машини подвійного живлення з алгоритмам компенсації гармонік. Де було зрозуміло, що запропонована система ефективна для компенсації струмових спотворень.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Laxson A.S., Carlin P.W., Muljadi E.B. The history and state of the art of variable-speed wind turbine technology. *Wind Energy*. 2003. Vol. 6. P. 129–159.
2. D.-J. B. Henk Polinder, H. Li, Z. Chen, "Concept report on generator topologies, mechanical & electromagnetic optimization," Delft University of Technology, Aalborg University 2007.
3. Wind Power Solutions Vestas URL: <https://www.vestas.com/en/products>.
4. Erlich I., Wrede H., Feltes C. Dynamic behavior of DFIG-based wind turbines during grid faults. *Proceedings of Power Conversion Conference 2007. PCC'07*. Nagoya, Japan, 2-5 Apr. 2007. P. 1195–1200.
5. Lopez J., Sanchis P., Roboan X., Marroyo L. Dynamic Behavior of the Doubly Fed Induction Generator During Three-Phase Voltage Dips. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Sept. 2007. Vol. 22. No. 3. P. 709–717.
6. Petersson A., Lundberg S. Energy efficiency comparison of electrical systems for wind turbines. *Proceedings of IEEE Nordic Workshop Power Industrial Electronics (NORpie-2002)*. Stockholm, Sweden. 2002.
7. Kayikci M., J.V. Milanovic Reactive power control strategies for DFIGbased plants. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. June 2007. Vol. 22. No. 2. P. 389–396.
8. S. Muller, M. Deicke, and R. W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 8, pp. 26-33, 2002.
9. IEEE, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems," ed, April 12, 1993.
10. Electromagnetic Compatibility(EMC) - Part 3 Limit 2, "Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase," in *IEC 61000-3 Document, First Edition*, ed, 1995.

11. S. Santoso, *Fundamentals of electric power quality*. Austin, Tex.: Published by Surya Santoso through CreateSpace, 2009.
12. H. Akagi, "Active Harmonic Filters," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, pp. 2128-2141, 2005.
13. L. Gyugyi and E. C. Strycula, "Active AC power filters", *IEEE IAS Annual Meeting, 1976*, p. 529.
14. H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators comprising Switching Devices without Energy Storage Components", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-20, No. 3, May/June 1984.
15. V. Soares, P. Verdelho and Gil D. Marques, "An Instantaneous Active and Reactive Current Component Method for Active Filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 4, July 2000.
16. J. Afonso, C. Couto and J. Martins, "Active Filters with control based on p-q theory," *IEEE Industrial Electronics Society Newsletter*, Vol. 47, No. 3, pp. 5-10, September 2000.
17. S. Jain, P. Agarwal, and H. O. Gupta, "Design simulation and experimental investigations on a shunt active power filter for harmonics and reactive power compensation," *Electrical Power Components and Systems*, vol. 32, no. 7, pp. 671–692, Jul. 2003.
18. P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and I. P. E. Society, *Analysis of electric machinery and drive systems*: IEEE Press, 2002.
19. P. G. Cummings, "Estimating effect of system harmonics on losses and temperature rise of squirrel-cage motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 6, pp. 1121–1126, Nov. 1986.
20. I. Boldea, *Variable Speed Generators*, CRC Press, 2000 NW Corporate Blvd Boca Raton, FL 33431, US, 2006.
21. L. Jiao, B. Ooi, G. Joos, and F. Zhoub, "Doubly-fed induction generator (DFIG) as a hybrid of asynchronous and synchronous machine," *Electric Power Systems Research*, vol. 76, no. 1, pp. 33–37, 2005.

22. Boldea and S. A. Nasar, The induction machine handbook, CRC Press, 2000 NW Corporate Blvd Boca Raton, FL 33431, US, 2002.
23. A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. D. Umans, Electric machinery, 5th Edition, McGraw-Hill, 6th Avenue, New York City, NY, 10001-6309, US, 1990.
24. Chapman, Electrical Machines, Cambridge, US, 1978.
25. Cadirci and M. Ermis, "Double-output induction generator operating at subsynchronous and super-synchronous speeds: Steady-state optimization and windenergy recovery," IEE Proc.-B, Electric Power Applicat., vol. 139, no. 5, pp. 429–442, 1992.
26. T. Ackermann, Wind Power in Power Systems, John Wiley and Sons, Hoboken, NJ 07030-5774, US, 2005.
27. V. Akhmatov, Induction generators for wind power, Multi-Science Publishing Company, 111 River Street, Hoboken 07030-5774, NJ, US, 2005.
28. M. R. Patel, Wind and Solar Power Systems, CRC Press, 2000 NW Corporate Blvd Boca Raton, FL 33431, US, 1999.
29. Wachtel S., J. Marques, E. Quitman, and M. Schellschmidt, "Wind energy converters with FACTS capabilities and the benefits for the integration of wind power plants into power systems," in Proc. European Wind Energy Conference and Exhibition (EWEC), Milan, 4, May 7-10 2007, pp. 1761
30. A. D. Hansen, G. Michalke, P. Sorensen, and T. Lund, "Co-ordinated voltage control of DFIG wind turbines in uninterrupted operation during grid faults," Wind Energy, vol. 10, no. 1, pp. 51–68, 2007.
31. N. K. Trehan, "Ancillary services-reactive and voltage control," in Proc. IEEE Winter Power Meeting, Columbus, OH, US, 28 Jan. - 2 Feb. 2001, pp. 1341–46.
32. FERC Order No. 888, Promoting Wholesale Competition Through Open Access Nondiscriminatory Transmission Services by Public Utilities; Recovery of Stranded Costs by Public Utilities and Transmitting Utilities, 1996.

- 33.N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: converters, applications and design, 3rd edition, J. Wiley & Sons, 111 River Street, Hoboken, NJ 07030-5774, US, 2003.
- 34.N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: converters, applications and design, 3rd edition, J. Wiley & Sons, 111 River Street, Hoboken, NJ 07030-5774, US, 2003.
- 35.H. Akagi, "New trends in active filters for power conditioning," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 6, pp. 1312 – 1322, Nov.-Dec. 1996.
- 36.R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, and H. W. Beaty, Electrical Power Systems Quality, Electrical Engineering.McGraw-Hill, 6th Avenue, New York City, NY, 10001-6309, US, 1996.
- 37.IEEE Power Engineering Society Standard 519, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, 1992.
- 38.IEEE Power Engineering Society Standar 519, Correction to IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, 1992.
- 39.F. L. Hoadley, "Curb the disturbance," Industry Applications Magazine, IEEE, vol. 14, no. 5, pp. 25–33, Sept. - Oct. 2008.
- 40.D. A. Paice, Power Electronic Converter Harmonics, IEEE Press, 111 River Street, Hoboken 07030-5774, NJ, US, 1996.
- 41.M. S. Erlicki and A. E. Emanuel, "New Aspects of Power Factor Improvement Part I - Theoretical Basics," IEEE Trans. Ind. and Gen. Appl, vol. IGA4, no. 4, pp. 441–446, July/Aug. 1968.
- 42.L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications," IEEE Ind. App. Magazine, vol. 13, no. 4, pp. 22–33, July-Aug. 2007.
- 43.H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May 1984.

- 44.H. Akagi, A. Nabae, and S. Atoh, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source IIM converters," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-22, no. 3, pp. 460–465, May 1986.
- 45.G. Superti Furga and G. Todeschini, "Discussion on instantaneous p-q strategies for control of active filters," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 23, no. 4, pp. 1945 – 55, July 2008.
- 46.M. T. Abolhassani, H. A. Toliyat, and P. Enjeti, "Stator flux oriented control of an integrated alternator/active filter for wind power applications," in Proc. Electric Machines and Drives Conference IEMDC 2003, IEEE Intern., Madison, NJ, US, 1-4 June 2003, pp. 461 – 467
- 47.M. T. Abolhassani, P. Niazi, H. A. Toliyat, and P. Enjeti, "Integrated Doubly Fed Electric Alternator/Active Filter (IDEA), a Viable Power Quality Solution, for Wind Energy Conversion Systems," IEEE Trans. En. Conv., vol. 23, no. 2, pp. 642–650, June 2008.
- 48.M. Yin, G. Li, M. Zhou, G. Liu, and C. Zhao, "Study on the control of DFIG and its responses to grid disturbances," in Proc. Power Engineering Society General Meeting, Montreal, Canada, 18 22 June 2006.
- 49.P. T. Krein, Elements of power electronics, The Oxford series in electrical and computer engineering. Oxford University Press, 116-117 High St, Oxford, Oxfordshire, OX1 4BZ, U.K., 1998.
- 50.R. Pena, J.C. Clare, and G.M. Asher, "Doubly Fed Induction Generator Using Backto- Back IIM Converters and its Application to Variable-Speed Wind-Energy Generation," IEE Proc.-B, Electric Power Applicat., vol. 143, no. 3, pp. 231–241, May 1996.
- 51.B. K. Bose, Power Electronics and AC drives, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 07458, US, 2001.
- 52.N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: converters, applications and design, 3rd edition, J. Wiley & Sons, 111 River Street, Hoboken, NJ 07030-5774, US, 2003.

53. T. M. Gruz, "A survey of neutral currents in Three-Phase computer power systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 26, no. 4, pp. 719–725, 1990.
54. A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. D. Umans, *Electric machinery*, 5th Edition, McGraw-Hill, 6th Avenue, New York City, NY, 10001-6309, US, 1990.
55. G. Todeschini and A. E. Emanuel, "Wind energy conversion system as an active filter: Design and comparison of three control systems," Submitted for publication to *IET Renewable Power Generation*, Sept. 2009.
56. W. D. Stevenson, *Elements of Power System Analysis*, McGraw-Hill, 6th Avenue, New York City, NY, 10001-6309, US, 1992.