

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

## КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

### ІНТЕГРАЦІЯ ДВОСТУПЕНЕВОГО МАТРИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ КЕРУВАННЯ МАШИНОЮ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНИХ СИСТЕМАХ

**Виконав:**

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

\_\_\_\_\_ **Артем ШИДЛОВСЬКИЙ**

**Керівник:** кандидат технічних наук, доцент  
\_\_\_\_\_ **Олександр КОЗАК**

**Оцінка захисту:**

Національна шкала \_\_\_\_\_  
Кількість балів \_\_\_\_\_ Шкала ECTS \_\_\_\_\_

**Допускається до захисту:**

«\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2025 р.

Гарант \_\_\_\_\_ освітньої програми  
«Електроенергетика, електротехніка та  
електромеханіка» спеціальності 141  
«Електроенергетика, електротехніка та  
електромеханіка»

кандидат технічних наук, доцент \_\_\_\_\_ **Павло ПОТАПСЬКИЙ**

м. Кам'янець-Подільський, 2025р.

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	7
РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОБЛЕМИ.....	10
1.1 Огляд та порівняння систем генерації електроенергії. Режими роботи та характер навантаження.....	11
1.1.1 Вітряні турбіни з фіксованою швидкістю .....	11
1.1.2 Вітряні турбіни з регульованою швидкістю.....	12
1.1.3 Вітряна турбіна з індукційним генератором подвійного живлення .....	13
1.1.4 Вітряна турбіна з регульованою швидкістю та повномасштабним перетворювачем.....	15
1.2 Основні характеристики машини подвійного живлення .....	16
1.3 Системи генерації на основі машини подвійного живлення .....	19
1.4 Тенденції розвитку .....	27
1.5 Основні характеристики двоступеневих МП.....	30
Висновки до розділу 1 .....	36
РОЗДІЛ 2 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ПІДХОДИ ДО КЕРУВАННЯ.....	37
2.1 Математична модель МПЖ.....	37
2.2 Алгоритм управління МПЖ.....	38
2.3 Алгоритм керування МП .....	40
2.4 Особливості ШІМ для двоступеневих МП.....	43
2.4.1 Метод ШІМ для випрямляча.....	43
2.4.2 Спосіб ШІМ для інвертора.....	47
2.4.3 Комутаційна послідовність .....	49

Висновки до розділу 2 .....	50
РОЗДІЛ 3 ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОСТУПЕНЕВИХ МАТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МЕТОДОМ МОДЕЛЮВАННЯ.....	51
3.1 Структурний опис моделі двоступеневого матричного перетворювача .....	51
3.2 Результати моделювання функціонування двоступеневого МП	53
Висновки до розділу 3 .....	55
РОЗДІЛ 4 МОДЕЛЮВАННЯ ФУНКЦІОНУВАННЯ ЕЛЕКТРОГЕНЕРУЮЧОЇ СИСТЕМИ НА БАЗІ МПЖ ІЗ ДВОСТУПЕНЕВИМ МП.....	56
4.1 Описання моделі СГ, що функціонує із системою магнітного підживлення та магнітного приводу.....	56
4.2 Аналіз режимів роботи синхронного генератора.....	65
4.3 Результати моделювання системи генерації електроенергії на основі МПЖ.....	66
Висновки до розділу 4 .....	74
ВИСНОВКИ.....	76
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....	78

## АНОТАЦІЯ

У роботі розглядається інтеграція двоступеневого матричного перетворювача для керування машиною подвійного живлення у сучасних електроенергетичних системах. Основна увага приділяється підвищенню ефективності передачі енергії, зменшенню гармонійних спотворень та підвищенню динамічних характеристик системи. Двоступеневий матричний перетворювач дозволяє забезпечити безпосереднє перетворення змінної напруги та частоти з високою точністю регулювання, усуваючи потребу в окремих проміжних енергетичних ланках. Розглянуто методи керування машиною подвійного живлення із урахуванням оптимізації роботи обох обмоток та забезпечення стабільності при змінних навантаженнях. Проведено аналіз електричних та динамічних характеристик системи, що підтверджує доцільність використання двоступеневого матричного перетворювача у сучасних розподільчих мережах та у високоефективних відновлюваних джерелах енергії.

## ANNOTATION

The paper considers the integration of a two-stage matrix converter for controlling a dual-feed machine in modern power systems. The main focus is on increasing the efficiency of energy transfer, reducing harmonic distortion, and improving the dynamic characteristics of the system. The two-stage matrix converter allows for direct conversion of alternating voltage and frequency with high control accuracy, eliminating the need for separate intermediate power links. Methods for controlling a dual-feed machine are considered, taking into account the optimization of the operation of both windings and ensuring stability under variable loads. An analysis of the electrical and dynamic characteristics of the system is carried out, which confirms the feasibility of using a two-stage matrix converter in modern distribution networks and in highly efficient renewable energy sources.

## РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота на тему: «Інтеграція двоступеневого матричного перетворювача для керування машиною подвійного живлення в електроенергетичних системах» містить 81 сторінку, 44 рисунки, 3 таблиці, 37 посилань.

У кваліфікаційній роботі представлені математичні моделі елементів системи генерування на основі машини подвійного живлення. Розроблено та досліджено систему генерації електроенергії з використанням двоступеневого матричного перетворювача. За умов керування за струмом ланки ротора створено алгоритм управління моментом та магнітним потоком, а також алгоритм керування матричним перетворювачем.

У програмному середовищі PLECS побудовано модель вітрової турбіни. Описано режими роботи синхронної машини (СГ) для різних сценаріїв: початкового стану та відмови мережі, яка моделюється трифазним коротким замиканням через джерело керованої напруги. Проведене дослідження показало, що короткочасний режим короткого замикання триває невеликий проміжок часу, що дозволяє системі ефективно відновити нормальний робочий режим.

**Ключові слова:** БЕЗПОСЕРЕДНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ, АСИНХРОННИЙ ДВИГУН, АСИНХРОННИЙ ГЕНЕРАТОР, СИСТЕМА ГЕНЕРУВАННЯ, ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ, МАТРИЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, СИСТЕМА ГЕНЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ, СИСТЕМА ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ ВІТРУ, ВІТРОЕНЕРГЕТИЧНА УСТАНОВКА

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- **АВК** – асинхронно-вентильний каскад
- **АГ** – асинхронний генератор
- **АД** – асинхронний двигун
- **БПЧ** – безпосередній перетворювач частоти
- **ВЕУ** – вітроенергетична установка
- **ДПЧ** – дволанковий перетворювач частоти
- **МП** – матричний перетворювач
- **МПЖ** – машина подвійного живлення
- **ПЧ** – перетворювач частоти
- **СГ** – система генерування
- **СГЕЕ** – система генерування електричної енергії
- **СПЕВ** – система перетворення енергії вітру
- **ШИМ** – широтно-імпульсна модуляція
- **DFIG** – індукційний генератор з подвійним живленням
- **LVRT** – режим проходження низької напруги
- **THD** – сумарний коефіцієнт гармонічних складових
- **(a-b)** – система координат статора
- **(d-q)** – система координат ротора

## ВСТУП

У сучасних промислово розвинених країнах найбільша частка електроенергії споживається електроприводами різного призначення. Автоматизація виробничих процесів та вдосконалення механізмів тісно пов'язані з розвитком електроприводів, які забезпечують економію електроенергії завдяки згладжуванню перехідних процесів, підвищенню ефективності режимів роботи та зменшенню втрат. Нині особливо перспективними вважаються електроприводи змінного струму з частотним регулюванням.

Частотні перетворювачі, що використовуються в таких системах, поділяють на дві основні групи:

- **Дволанкові перетворювачі частоти (ДПЧ)**, які здійснюють перетворення електроенергії у два етапи та мають незалежно керовані випрямляч і інвертор. Різниця між потужністю на вході та виході компенсується накопичувальним пристроєм енергії у ланці постійного струму.
- **Безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ)**, що перетворюють електроенергію без проміжної ланки постійного струму та без потреби акумулювання енергії, на відміну від ДПЧ.

Найбільш універсальною є схема БПЧ на основі штучної комутації двонаправлених ключів, відома як **матричний перетворювач (МПЧ)**.

**Актуальність роботи.** Сучасний розвиток систем генерації електроенергії спрямований на підвищення енергоефективності електричних систем, що досягається через створення резервних та автономних систем електропостачання. Це зумовлює потребу подальшого вдосконалення генераторних установок та алгоритмів їхнього керування. Серед різноманітних систем генерації особливе значення мають установки з перемінною частотою обертання валу. Сфера застосування таких систем постійно розширюється та

охоплює суднові, стаціонарні та пересувні електроагрегати, керовані електромеханічні системи (транспортні машини, малі ГЕС, вітроенергетичні установки, навантажувальні пристрої).

Одним із ключових завдань є забезпечення споживачів стабільною частотою живлення при змінній швидкості обертання валу джерела механічної енергії. Використання машини подвійного живлення (МПЖ) у таких системах є перспективним завдяки високим регулювальним можливостям, що забезпечують конкурентоспроможність МПЖ у системах генерації електроенергії.

Аналіз існуючих систем генерації показує, що застосування МПЖ із різними типами перетворювачів частоти досліджено недостатньо. Особливо мало вивчені алгоритми роботи перетворювачів частоти, які живлять МПЖ, та вплив навантаження на енергетичні показники МПЖ при змінній швидкості обертання валу.

**Мета роботи.** Розробити систему генерації електроенергії на основі машини подвійного живлення з підвищеною енергоефективністю шляхом застосування двоступеневого матричного перетворювача, нових схемних рішень та вдосконалення алгоритмів керування, що забезпечують регулювання миттєвих значень струму ротора.

**Об'єкт і предмет дослідження.**

- Об'єкт: процеси генерації електроенергії в машині подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем.
- Предмет: система генерації електроенергії на основі машини подвійного живлення з двоступеневим матричним перетворювачем.

**Практичне значення.**

- Зменшено втрати на ключових елементах інвертора та збільшено термін його експлуатації завдяки новому алгоритму керування ключами.
- Підвищено енергоефективність установки завдяки швидкому реагуванню системи на несправності, зокрема короткі замикання.

- **Публікація:** Шидловський, А. Моделювання двоступеневих матричних перетворювачів [Текст] / А. Шидловський, О.Козак // Ефективне використання енергії стан і перспективи: збірник наукових праць V Всеукраїнської студентської науково-практичної конференції 12 листопада 2025 р. (ЗВО «ПДУ», м. Кам'янець-Подільський). – 2025. – С.108-110.

## РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОБЛЕМИ

Проблема підвищення ефективності перетворення механічної енергії валу, який обертається з непостійною швидкістю, у електричну енергію постійного або змінного струму з фіксованою частотою в останні десятиліття привертає значну увагу розробників систем генерації електроенергії (СГЕЕ) для вітроенергетичних установок та транспортних засобів різного призначення, включаючи авіаційну техніку. Це пояснюється актуальністю використання альтернативних джерел енергії та необхідністю підвищення енергоозброєності транспортних засобів. Незважаючи на різні сфери застосування, технічні підходи до побудови СГЕЕ на структурному рівні можуть бути подібними.

Сьогодні в системах генерації вітроенергетики використовують як асинхронні, так і синхронні генератори (АГ та СГ). У транспортних системах електропостачання переважно застосовуються синхронні генератори. За останні роки широкого поширення набули системи, що включають електричні машини та пристрої силової електроніки, відомі як машиновентильні системи (МВС). Їхнє використання забезпечує можливість роботи при змінній швидкості обертання валу первинного двигуна, а також досягнення високих енергетичних і технічних характеристик СГЕЕ для різних систем електропостачання. Зокрема, у вітроенергетичних установках МВС дозволяють ефективно вирішувати завдання оптимізації конструкції ВЕУ, а також проблеми технологічного, експлуатаційного та економічного характеру. Використання МВС у бортових СГЕЕ забезпечує високу якість електроенергії в статичних і динамічних режимах, розширює функціональні можливості, відкриває перспективи для зменшення маси та габаритів, а також знижує експлуатаційні витрати.

Системи генерації електроенергії з фіксованою швидкістю є найстарішими та найпростішими за конфігурацією. У них ротор асинхронного

генератора короткозамкнений, а статор підключений до мережі. Вал генератора з'єднується з вітрогенератором через редуктор, а для забезпечення реактивної потужності на клеммах статора встановлюють реактивний компенсатор.

## 1.1 Огляд та порівняння систем генерації електроенергії. Режими роботи та характер навантаження

### 1.1.1 Вітряні турбіни з фіксованою швидкістю

На рисунку 1.1 зображено асинхронний генератор з фіксованою швидкістю, який використовується у системах перетворення енергії вітру (СПЕВ) без проміжного перетворювача потужності. У цій схемі для підключення генератора до мережі застосовують пусковий пристрій та підвищуючий трансформатор [1,2].

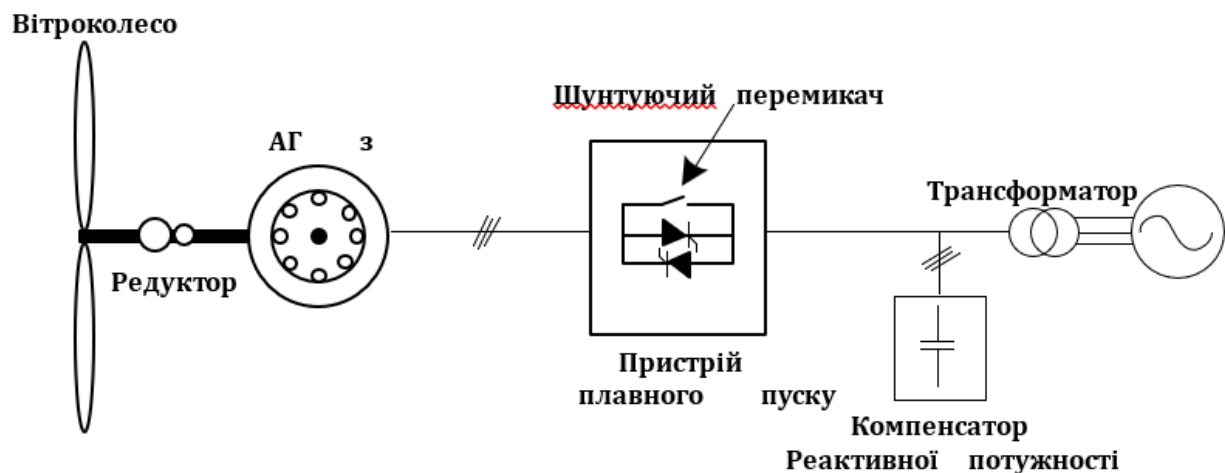


Рисунок 1.1 – Асинхронний генератор із короткозамкненим ротором та фіксованою швидкістю обертання

Цей тип генератора є базовим і був одним із перших, які застосовувалися у розробці систем вітряних турбін. У простих системах перетворення електроенергії вітру (СПЕВ) з великою потужністю використовують асинхронні генератори з короткозамкненим ротором (АГ з КЗ), які мають 4 або

6 полюсів для роботи на номінальній частоті 50 Гц. Велика кількість полюсів дозволяє генератору працювати при низьких швидкостях вітру, часто без застосування редукторів. Обмеження на зміну швидкості обертання генератора становить приблизно 1% від номінальної швидкості при різних швидкостях вітру, тому такі системи називають системами з фіксованою швидкістю [3]. Редуктор може використовуватися для компенсації незначної різниці швидкостей між турбіною та генератором. Пусковий пристрій відключається після старту за допомогою перемикача, і система продовжує працювати без перетворювача.

Генератори цього типу споживають реактивну потужність із мережі. Щоб компенсувати цей ефект, зазвичай використовують батареї конденсаторів. Переваги такої конфігурації — простота, надійність і низькі початкові витрати, а недоліки включають нижчу ефективність перетворення енергії, передачу змін швидкості вітру у мережу та підвищене навантаження на механічні частини турбіни у разі збоїв у енергосистемі. Для покращення робочих характеристик і забезпечення відповідності параметрам мережі використовуються допоміжні пристрої, наприклад статичний компенсатор (STATCOM) [1, 2, 4].

### **1.1.2 Вітряні турбіни з регульованою швидкістю**

Другий тип СПЕВ відрізняється застосуванням турбін з регульованою швидкістю та змінним опором у колі ротора. Використання змінної швидкості підвищує ефективність перетворення енергії, зменшує механічні навантаження від поривів вітру, знижує тертя підшипників та потребу в обслуговуванні, що загалом подовжує термін служби системи. У системах напіврегульованої швидкості застосовується асинхронний двигун із фазним ротором, при якому відбувається часткове перетворення енергії (близько 10% номінальної потужності), як показано на рисунку 1.2.

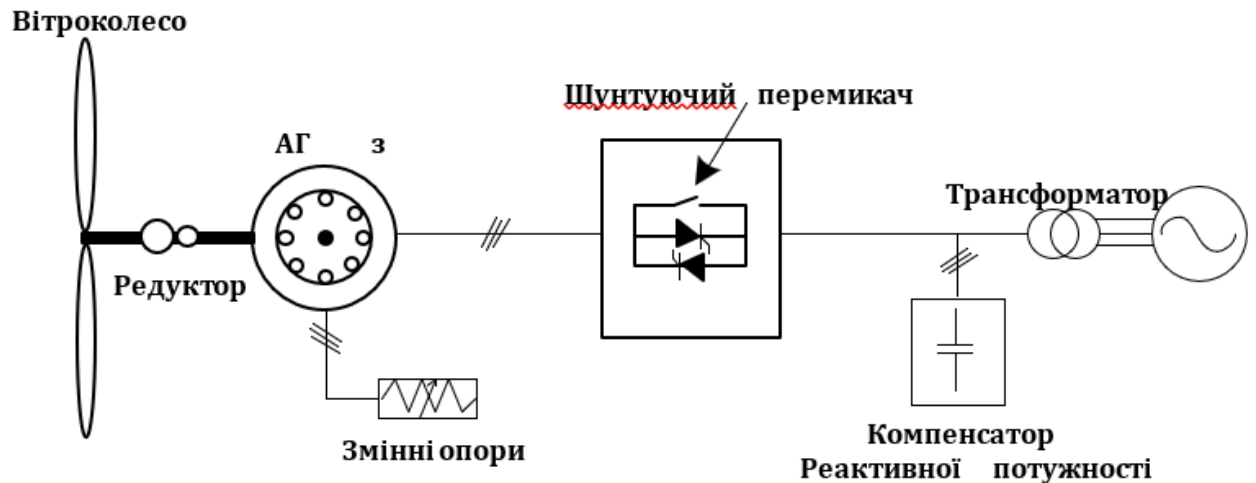


Рис. 1.2 - Асинхронний генератор фазного типу, підключений до мережі з частково регульованою швидкістю

Ця конфігурація базується на принципі зміни опору ротора, що впливає на характеристику обертового моменту та швидкість генератора, а також забезпечує роботу вітряної турбіни з регульованою швидкістю. Регулювання опору ротора здійснюється за допомогою перетворювача потужності, який включає тиристорний випрямляч та переривач (рис. 1.2). Такий тип конфігурації зазвичай позначають як Opti-slip control [5]. Діапазон зміни швидкості обмежується приблизно  $\pm 10\%$  від номінальної. Використання змінної швидкості дозволяє більш ефективно використовувати енергію вітру, незважаючи на втрати потужності в опорі генератора. Для цієї конфігурації необхідні пристрій плавного пуску, редуктор та пристрої компенсації реактивної потужності.

### 1.1.3 Вітряна турбіна з індукційним генератором подвійного живлення

Ця конфігурація СПЕВ з обмеженою змінною швидкістю застосовує машину подвійного живлення в якості генератора, що ілюструється на рисунку 1.3.

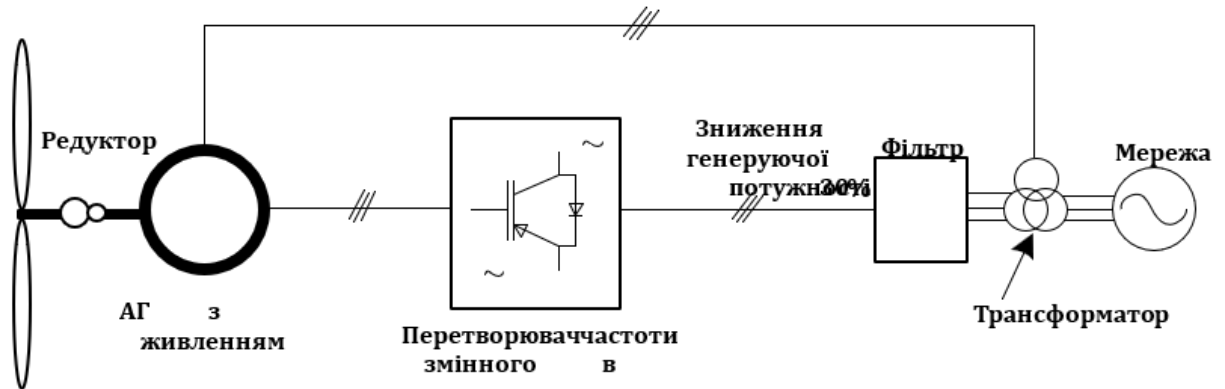


Рисунок 1.3 – Генерація електроенергії на мережу з використанням асинхронної машини подвійного живлення

Принцип роботи цього типу передбачає подачу генерованої потужності в мережу через дві обмотки — статор і ротор. Частина номінальної потужності перетворювача може використовуватися в колі ротора для відновлення потужності ковзання, що становить близько 30% від номінальної потужності генератора [1, 2]. У вітряних турбінах, схожих на турбіни 1-го та 2-го типів, застосовується редуктор для досягнення необхідної швидкості обертання ротора, при цьому відсутня потреба в пристроях компенсації реактивної потужності та системах плавного пуску [4].

Перетворювачі потужності забезпечують двоспрямовану передачу енергії в роторну частину та розширюють діапазон робочих швидкостей генератора. Завдяки цим функціям можливо підвищити ефективність перетворення енергії та реалізувати відстеження точки максимальної потужності. Збільшення швидкості приблизно на 30% покращує динамічні характеристики та стійкість до системних збурень, що відсутні у турбін 1-го та 2-го типів [1, 2].

Такі особливості дозволили асинхронним машинам цього типу стати однією з провідних технологій на сучасному ринку електроенергії, з часткою близько 50% [6]. Проте наявність редуктора збільшує масу системи та загальну вартість турбіни, а також потребує регулярного технічного обслуговування. Перетворювач частоти з ланкою постійного струму зазвичай підключається до

ротора через щітки та контактні кільця (рис. 1.3). Регулярне обслуговування є необхідним через старіння щіток, які слід замінювати кожні 6–12 місяців. Через високі витрати на технічне обслуговування використання цих турбін на морських вітрових електростанціях обмежене.

#### 1.1.4 Вітряна турбіна з регульованою швидкістю та повномасштабним перетворювачем

Застосування повномасштабних перетворювачів потужності дозволяє значно підвищити продуктивність СПЕВ, як показано на малюнку 1.4.

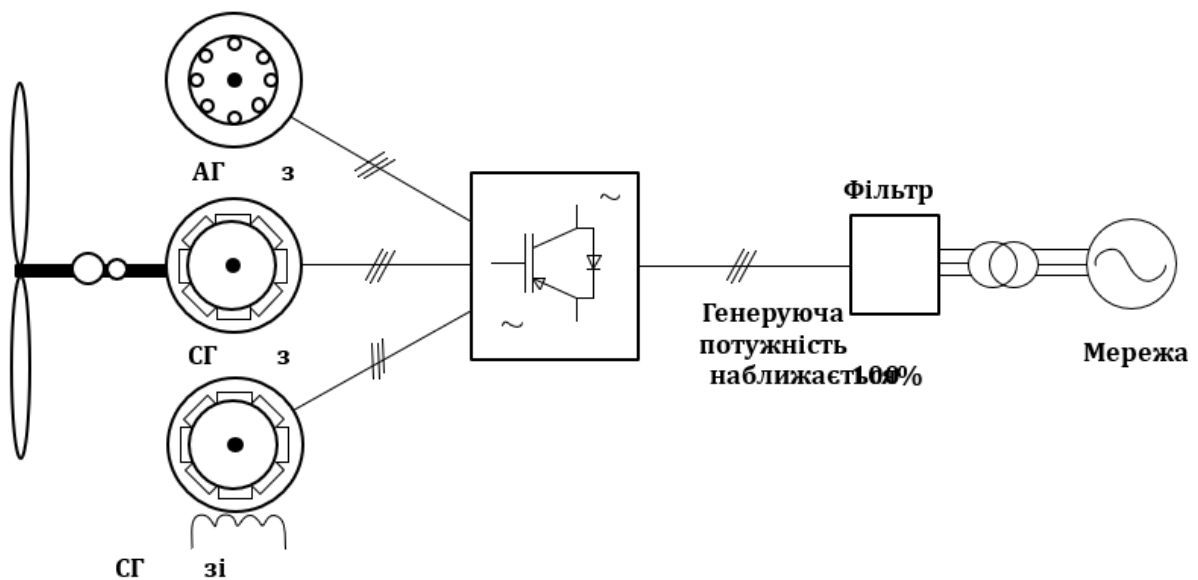


Рисунок 1.4 – СПЕВ із регульованою швидкістю, підключений до мережі

У цій топології можуть застосовуватися різні типи генераторів: асинхронні генератори з фіксованою швидкістю (рис. 1.1), асинхронні генератори з фазним ротором (рис. 1.2) та синхронні генератори з постійними магнітами, які мають широкий діапазон номінальної потужності, що може досягати 8 МВт. Оскільки потужність перетворювача повинна відповідати потужності генератора, це призводить до збільшення вартості, складності

конфігурації системи та габаритів СПЕВ. Крім того, через більші втрати у силових перетворювачах знижується загальний ККД цієї системи [1, 2].

Завдяки повному відокремленню генератора та перетворювачів від мережі, можливо отримувати номінальну потужність при роботі в широкому діапазоні частот обертання ротора від 0 до 100%. Перетворювачі потужності також забезпечують компенсацію реактивної потужності та стабільну подачу активної потужності [5]. ККД систем ВЕУ з такою конфігурацією зазвичай вищий порівняно з іншими типами [1, 2].

## 1.2 Основні характеристики машини подвійного живлення

На сьогодні змінний струм є найбільш поширеним як серед споживачів, так і серед джерел живлення, оскільки при передачі на великі відстані він має менші втрати. Найпоширенішими серед машин змінного струму є асинхронні машини. Найпростішою за конструкцією, експлуатацією та обслуговуванням вважається асинхронна машина з короткозамкненим ротором. У системах із регулюванням швидкості широке застосування отримала асинхронна машина з фазним ротором. Для розширення діапазону швидкостей разом з асинхронною машиною часто використовують редуктор.

У 1899 році німецький вчений М. Клосс запатентував метод, який дозволяв використовувати асинхронну машину з фазним ротором у багатьох механізмах без застосування редуктора. У цій схемі напруга подавалася як на статор, так і на ротор, що дозволяло досягати подвоєної синхронної швидкості обертання. Таке підключення отримало назву **машини подвійного живлення** [7].

Машина подвійного живлення – це асинхронна машина з фазним ротором, в якій кола статора і ротора підключені до джерел живлення з використанням перетворювача частоти в одному з кіл (рис. 1.5) [8].

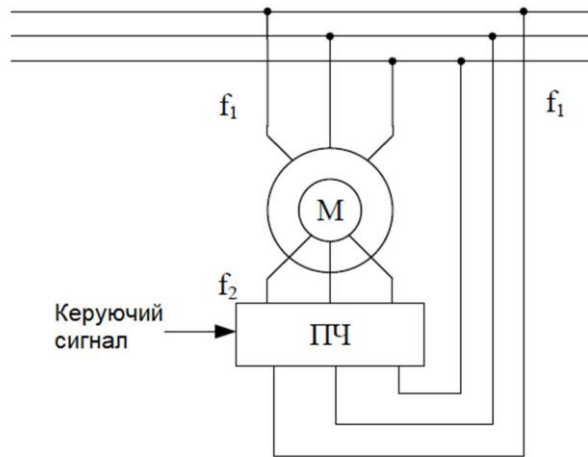


Рис. 1.5 – МПЖ

Основою машини подвійного живлення (МПЖ) є асинхронна машина з фазним ротором (АМФР), яка знаходить широке застосування у різних галузях. АМФР використовується у вантажопідійомних механізмах, конвеєрних електроприводах, млинах та інших установках. Одним із перших методів керування була пускорегулююча апаратура для ротора. Пізніше перспективним напрямом стало застосування асинхронно-вентильного каскаду (АВК) [9].

МПЖ є ефективним рішенням для генерації електроенергії у вітроенергетичних установках, дизель-генераторах тощо. Якщо статор МПЖ підключено до мережі з постійною напругою та частотою, а струми ротора регулюються через двонаправлений перетворювач частоти, електрична потужність може подаватися в мережу при змінній швидкості валу генератора з мінімальними втратами. Потужність, що подається на ротор, пропорційна ковзанню, тому при невеликих ковзаннях для керування потрібен малопотужний перетворювач відносно загальної потужності, що перетворюється [10].

Електромеханічні системи на базі МПЖ є енергозберігаючими та економічними рішеннями для технологій із обмеженим діапазоном регулювання кутової швидкості. У цьому режимі статор АМФР підключається безпосередньо до мережі, а ротор живиться від частотного перетворювача,

потужність якого пропорційна ковзанню [10]. Це дозволяє керувати повною потужністю при швидкостях 0,7–1,3 від синхронної, використовуючи роторний перетворювач потужністю лише близько 30% від номінальної. Реверсивний перетворювач дає змогу рекуперувати потужність ковзання у мережу при швидкостях нижче синхронної. Крім того, МПЖ дозволяє незалежно регулювати реактивну потужність статора, включно з нульовим рівнем, забезпечуючи синусоїдальність струмів із низьким коефіцієнтом гармонік.

МПЖ широко застосовується у сучасних вітроелектрогенераторах, оскільки дозволяє відбирати потужність при змінній швидкості турбіни та підвищувати ефективність. Серед обмежень електроприводів МПЖ – складність пуску через обмежену напругу роторного перетворювача. Традиційно пуск здійснювався прямим підключенням статора до мережі з додатковими пусковими резисторами або напівпровідниковими пристроями. У технологічних застосуваннях, де допустимий розгін двигуна до швидкостей вище синхронної при малому навантаженні, ця проблема вирішується використанням основного роторного перетворювача для пуску. Після розгону МПЖ синхронізується зі статорною ЕРС мережі, після чого здійснюється підключення до мережі та керування кутовою швидкістю.

Для комплексного векторного керування розгоном, синхронізацією та регулюванням моменту МПЖ застосовується модифікована концепція орієнтації поля [11–12], де базова система координат орієнтована за вектором напруги мережі. Цей підхід дозволяє створювати уніфіковані системи управління МПЖ при живленні від мереж низької та середньої напруги, з використанням низьковольтної силової електроніки (380 В при мережі 6 кВ), що знижує вартість і підвищує надійність системи.

### 1.3 Системи генерації на основі машини подвійного живлення

Генераторні установки на базі МПЖ мають такі переваги [12]:

1. Виробляють напругу з фіксованою частотою при змінній швидкості валу.
2. Характеризуються вищою стійкістю порівняно з синхронними генераторами.
3. Забезпечують обмін реактивною потужністю із мережею.
4. Потужність роторного перетворювача частоти менша за потужність машини.

При розробці системи керування генераторною установкою важливо враховувати тип споживача. Для МПЖ у генераторному режимі при змінній швидкості валу виділяють два типи споживачів: автономні та промислові мережі [13–14]. Механізми, що живляться від таких джерел, можна класифікувати на кілька груп (рис. 1.6).



Рисунок 1.6 – Класифікація електромеханічних перетворювачів енергії з урахуванням МПЖ

Серед механізмів, що здебільшого працюють з автономним навантаженням, особливе місце займають навантажувальні пристрої та випробувальні стенди. На таких стендах проводять випробування двигунів

внутрішнього згоряння та електричних машин. Електрична енергія, що виникає в результаті електромеханічного перетворення, може використовуватися для живлення автономних споживачів або повертатися у мережу у вигляді рекуперації.

Іншою групою, яка функціонує з автономними споживачами, є відновлювані та резервні джерела енергії, до яких належать вітрогенераторні установки та дизель-генераторні агрегати. Вони зазвичай працюють на автономне навантаження, але також можуть приєднуватися до мережі при необхідності.

На великих промислових підприємствах енергетична мережа є значно розгалуженою, і електричні машини в складі агрегатів можуть функціонувати в різних режимах. Вироблена генераторами електроенергія може жити як близьких, так і віддалених споживачів, що відповідає режиму паралельної роботи з мережею.

У металургійній промисловості генераторний режим застосовується в механізмах розмотувачів та пристроях натягу металеві смуги, наприклад, у машинах для правки розтягуванням. Для підвищення енергоефективності механізмів із великим моментом інерції важливо використовувати рекуперацію енергії під час гальмувань. Такі механізми часто зустрічаються в обробній та переробній промисловості, наприклад, у млинах та центрифугах.

Асинхронні машини з фазним ротором (АМФР) широко застосовуються в системах генерації електроенергії зі змінною частотою обертання валу, оскільки вони дозволяють отримувати напругу постійної частоти навіть при змінній швидкості обертання. Перетворення механічної потужності за змінної швидкості використовується у вітрогенераторних установках, валогенераторах для транспортних засобів (морських, повітряних, автомобільних). Основними перевагами змінно-швидкісних генераторів порівняно з постійно-швидкісними є менші механічні навантаження, нижчий акустичний шум і можливість більш ефективного перетворення енергії.

АМФР у системах генерації електроенергії може підключатися за різними схемами. На прикладі вітроенергетичних установок (ВЕУ) – або вітряних турбін – вони забезпечують генерацію електроенергії. Сьогодні домінуючим типом є індукційні генератори з подвійним живленням (DFIG – Doubly-fed induction generator). Зазвичай для збудження ротора DFIG застосовують зворотні перетворювачі. У цій роботі запропоновано замінити їх на непрямий матричний перетворювач (ІМС – Indirect Matrix Converter), який має ряд переваг: підвищену надійність, менші розміри та вагу завдяки відсутності громіздкого електролітичного конденсатора.

Згідно з сучасними мережевими стандартами, вітрові турбіни повинні витримувати низьковольтний режим (LVRT – low voltage ride-through). Енергія вітру сьогодні є найшвидше зростаючим джерелом відновлюваної енергії у світі. Більшість підключених до мережі ВЕУ працюють зі змінною швидкістю, при цьому DFIG вважається найбільш перспективним типом. Статор DFIG підключається безпосередньо до мережі, а ротор – через двонаправлений електронний перетворювач змінного струму. Використання традиційного зворотного перетворювача з конденсатором постійного струму є недоліком через збільшені витрати, скорочення терміну служби та громіздкість системи.

У цій роботі пропонується замінити зворотний перетворювач на непрямий матричний (ІМС) для керування генератором, як показано на рисунку 1.7.

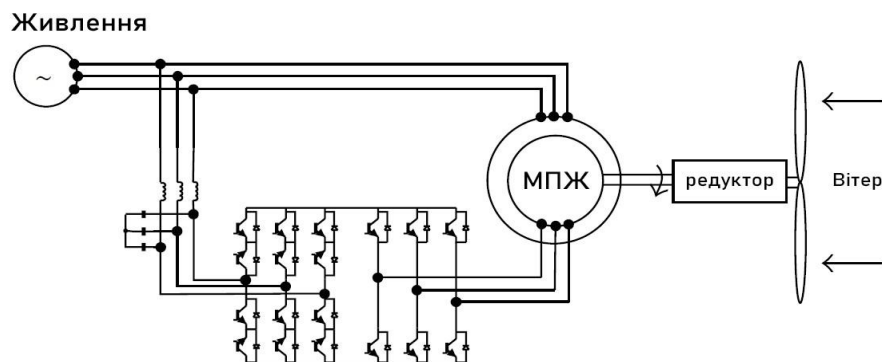


Рисунок 1.7 – Підключення МПЖ за допомогою непрямого матричного перетворювача

Основними перевагами матричного перетворювача є висока надійність і міцність, компактні розміри та мала вага завдяки відсутності громіздкого електролітичного конденсатора, можливість контролю коефіцієнта вхідної потужності, майже синусоїдальна форма вхідного струму та вихідна напруга, що містить лише гармоніки частоти перемикавання, а також двонаправлений потік потужності. Прямий матричний перетворювач (DMC – Direct Matrix Converter) стикається з проблемами комутації, що потребують складної схеми керування. Натомість у інтегрованому матричному перетворювачі (IMC) усі перемикачі на стороні мережі вмикаються та вимикаються при нульовому струмі, що усуває труднощі з комутацією [25–27]. Тому IMC вважаються найбільш перспективними пристроями для вітроенергетичних застосувань завдяки своїй надійності, міцності та компактності.

Раніше, відповідно до більшості мережевих кодексів, вітрові турбіни дозволялося відключати від мережі під час аварій та значних падінь напруги. Однак зі зростанням частки вітрової енергії в енергосистемах раптове відключення турбін під час мережевих збоїв може призвести до нестабільності частоти та напруги, а у гіршому випадку — до суттєвого падіння напруги. Значне проникнення вітрової енергії упродовж останнього десятиліття викликало занепокоєння щодо впливу на динамічну поведінку енергосистеми. Для вирішення цієї проблеми системні оператори у багатьох країнах переглянули мережеві кодекси. Згідно з новими вимогами, вітрові турбіни повинні залишатися підключеними до мережі під час аварій і витримувати результуючі зниження напруги — ця здатність відома як LVRT (Low Voltage Ride Through). LVRT передбачає підтримку певного рівня напруги згідно з граничними кривими, що залежать від глибини падіння напруги. Крім того, деякі кодекси, наприклад у Німеччині, вимагають від турбін введення реактивної потужності для допомоги у відновленні напруги в мережі.

Через пряме підключення обмотки статора до мережі та невелику потужність перетворювача на стороні ротора, турбіни на основі DFIG дуже

чутливі до мережевих збоїв, особливо до провалів напруги. Навіть віддалені несправності в мережі можуть спричинити падіння напруги в точці підключення турбін. Різке зниження напруги викликає збільшення струму в обмотках статора DFIG, який через магнітний зв'язок між статором і ротором також протікає в колі ротора та перетворювачі енергії. Зворотний перетворювач є найпоширенішим силовим перетворювачем у промисловості вітрових турбін, тому більшість досліджень спрямовані на підвищення LVRT здатності DFIG за його допомогою. Мережеві несправності призводять до перевищення струму в обмотках ротора та перевищення напруги на конденсаторі постійного струму; отже, для надійного захисту перетворювача потрібні відповідні засоби захисту.

Найпоширенішим і надійним методом є використання захисної схеми, відомої як «лом». Лом складається з резисторів, підключених до обмоток ротора через перемикачі. У активному ломі перемикачі керовані (наприклад, IGBT), тоді як у пасивному — антипаралельні тиристри. Активний лом дозволяє розмикати коло, коли струми досягають безпечного рівня, тоді як пасивний лом може лише замкнути коло до досягнення нульового струму. Через це пасивний лом не відповідає сучасним вимогам вітрових турбін. Під час несправності обмотки ротора підключаються до лома, і перетворювач спрацьовує. Лом ефективно захищає перетворювач ротора при серйозних мережевих збоях, проте його недолік полягає у втраті можливості контролю активної та реактивної потужності під час активації, внаслідок чого DFIG працює як короткозамкнений індукційний генератор, поглинаючи додаткову реактивну потужність із мережі та погіршуючи рівень напруги.

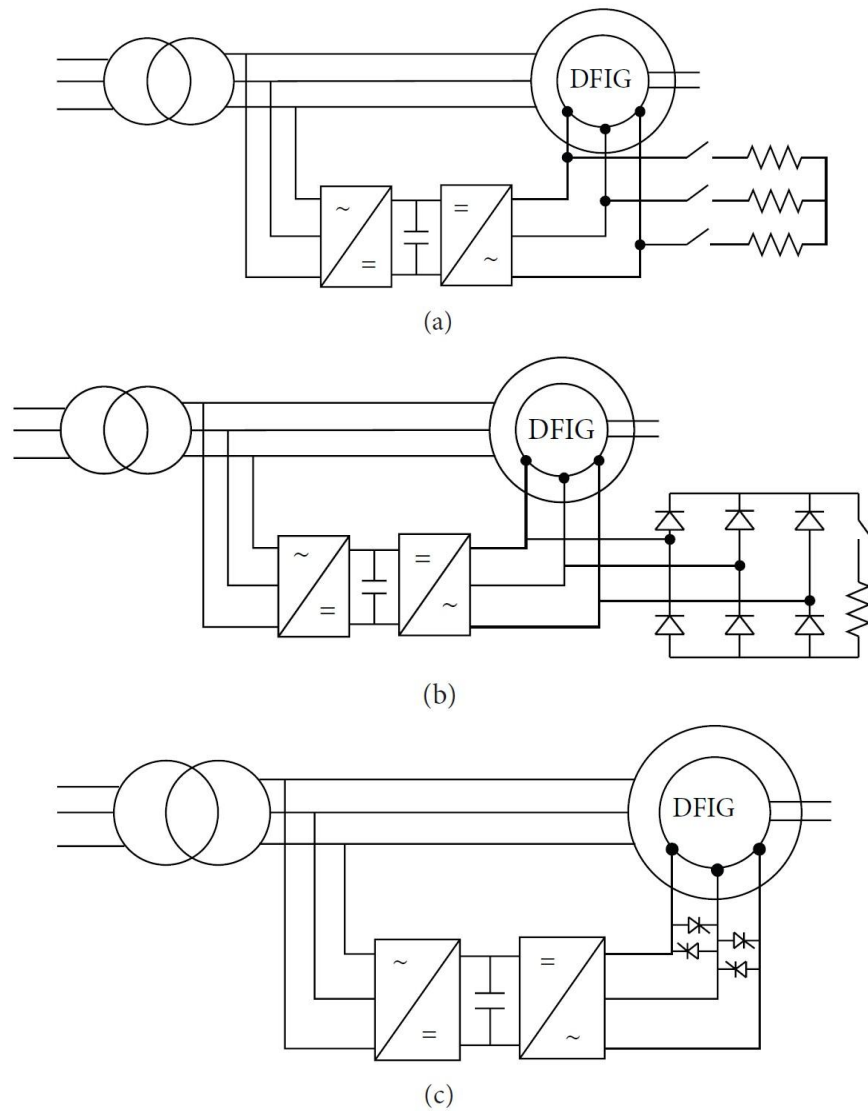


Рис. 1.8 – Типи реалізації

Альтернативним підходом є вдосконалення алгоритмів керування роторним перетворювачем для обмеження аварійних струмів, що дозволяє уникнути використання додаткових апаратних засобів [28-30]. Проте цей метод має обмеження: при значних збуреннях у мережі необхідна компенсуюча напруга перевищує граничні можливості перетворювача. Це призводить до різкого зростання струму ротора та потенційного виходу обладнання з ладу. Тому, незважаючи на економічну доцільність через відсутність додаткових компонентів, даний спосіб є ефективним лише при незначних несправностях.

На рисунку 1.9 зображено схему установки від компанії «Vestas», яка розрахована на функціонування у вузькому діапазоні швидкостей обертання ротора.

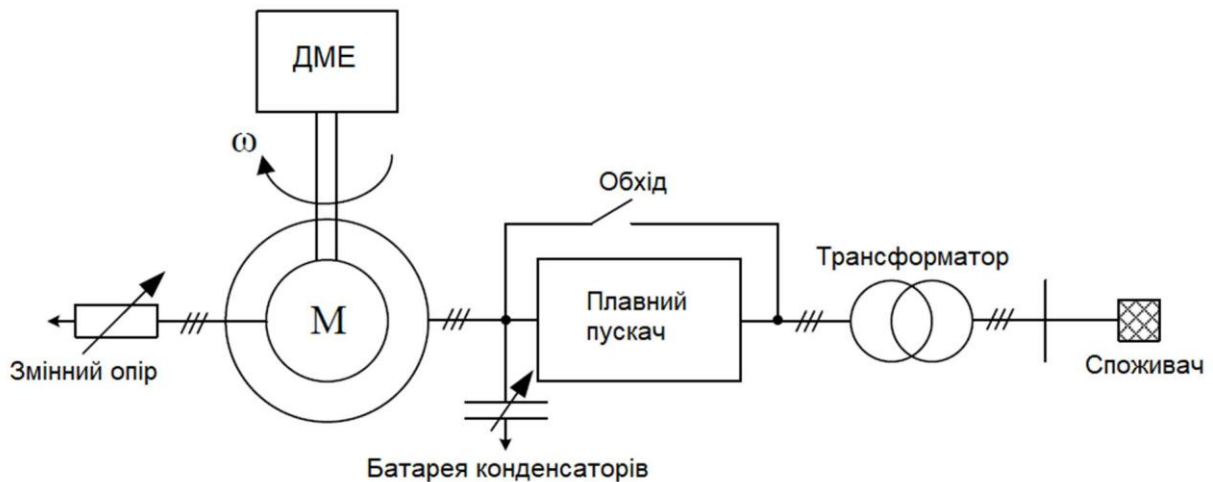


Рис. 1.9 – Склад вітроустановки «Vestas»

Регулювання вихідної потужності ВЕУ здійснюється шляхом введення додаткових змінних резисторів у коло ротора асинхронного генератора з фазним ротором. Вал генератора сполучено з джерелом механічної енергії (ДМЕ), а робочий діапазон швидкості обертання становить 100–110 % від синхронної. Для забезпечення компенсації реактивної потужності до кола статора підключено конденсаторну батарею. Головною перевагою такої топології є її технічна простота. Водночас, суттєвими недоліками є значні втрати енергії на активному опорі роторного кола та обмежений діапазон регулювання швидкості [31-33]. Схему установки на основі машини подвійного живлення зображено на рисунку 1.10.

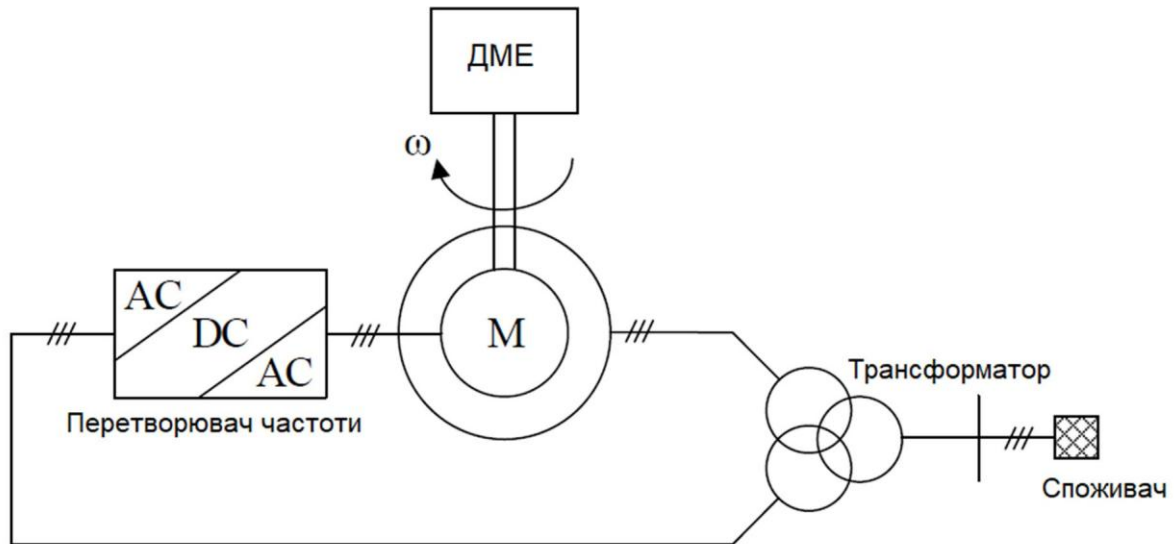


Рис. 1.10 – ВЕУ на базі МПЖ

Ось кілька варіантів перефразування тексту, залежно від того, який стиль вам більше підходить для дисертації:

Діапазон швидкості обертання цієї машини обмежений через специфіку її схеми, яка передбачає наявність у колі ротора перетворювача частоти потужністю 30% від номінальної. Робочий діапазон лімітується встановленою потужністю перетворювача та максимальним струмом ротора, хоча машина може працювати як у підсинхронній, так і в надсинхронній зонах. Перевагами такого рішення є економія на потужності перетворювача, здатність компенсувати реактивну потужність та плавно підключатися до мережі. Недоліком залишається обмеженість регулювання швидкості. Схему з широким діапазоном швидкостей, що базується на генераторах типів АГКР, СГНЗ або СГПМ, представлено на рисунку 1.11.

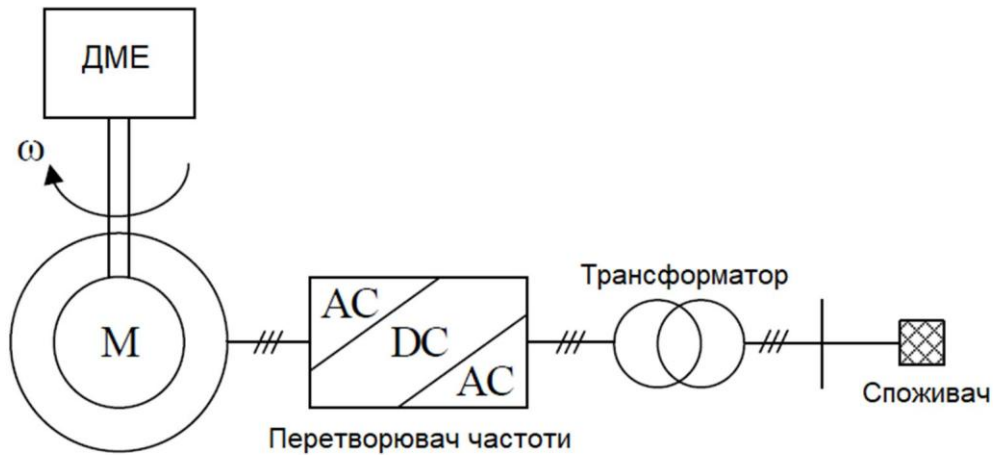


Рисунок 1.11 – ВЕУ з великим діапазоном

Споживач підключений до генератора через частотний перетворювач. Особливістю цієї схеми є можливість прямого приєднання генератора до джерела механічної енергії без використання узгоджувального редуктора. Серед недоліків — необхідність застосування перетворювача частоти, що відповідає номінальній потужності [34-35].

#### 1.4 Тенденції розвитку

Класифікацію частотних перетворювачів змінного струму наведено на рис. 1.12 [36-39].

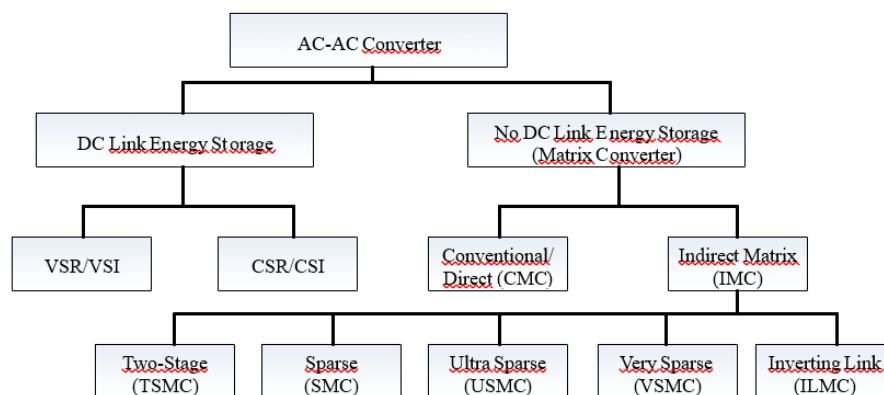


Рисунок 1.12 – Класифікація AC/AC перетворювачів

Цей список структуровано для кращого розуміння ієрархії перетворювачів:

- AC/AC Converter – перетворювач частоти (ПЧ) змінного струму.

- DC Link Energy Storage – ПЧ із накопичувачем енергії в проміжній ланці постійного струму.
  - VSR/VSI – ПЧ на базі автономного інвертора напруги (Voltage Source Inverter).
  - CSR/CSI – ПЧ на базі автономного інвертора струму (Current Source Inverter).
- No DC Link Energy Storage (Matrix Converter) – ПЧ без проміжного накопичувача енергії (матричні перетворювачі).
  - Conventional/Direct – традиційний (безпосередній) матричний перетворювач (МП).
  - Indirect Matrix Converters – двоступеневі (непрямі) матричні перетворювачі.
    - Two-Stage Matrix Converter – двоступеневий МП (ДМП).
    - Sparse Matrix Converter – спрощений МП (СМП).
    - Ultra Sparse – ультраспрощений МП (УСМП).
    - Very Sparse – дуже спрощений МП (ДСМП).
    - Inverting Link – МП з інвертуючою ланкою (ІЛМП).

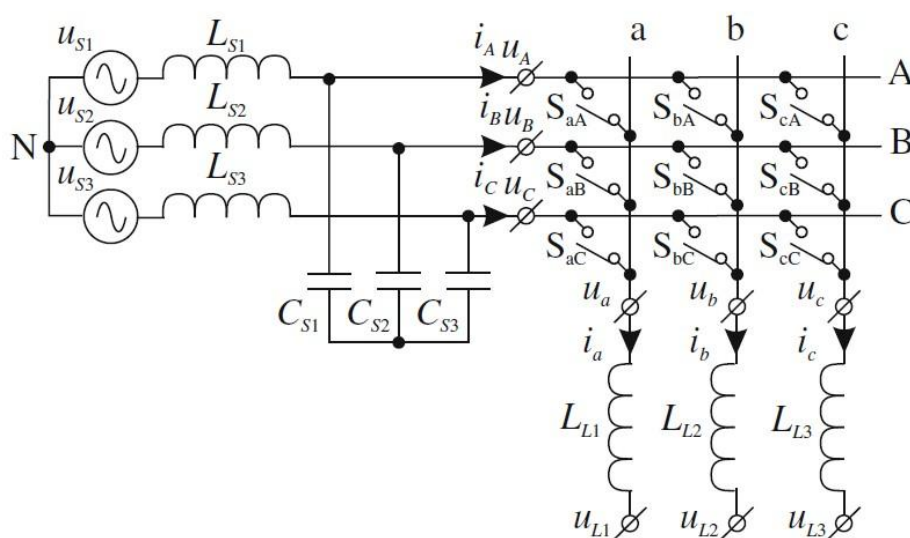


Рисунок 1.13 – Приклад схеми з застосуванням трифазного матричного перетворювача

На рис. 1.13  $us1-us3$  позначають трифазну мережу живлення,  $Ls1-Ls3$  та  $cs1-cs3$  – елементи вхідного фільтра перетворювача,  $LL1-LL3$  – вихідний фільтр, а  $SaA-ScC$  – ключі з двосторонньою провідністю. Оскільки наразі ще не існує напівпровідникових пристроїв, здатних виконувати роль ключа з двосторонньою провідністю, для реалізації таких ключів використовують відповідні комбінації елементів з односторонньою провідністю (рис. 1.14).

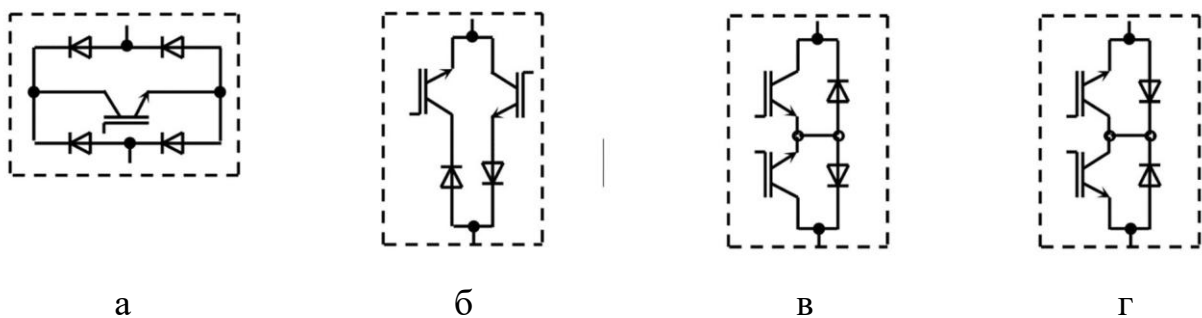


Рис. 1.14 – Двосторонні напівпровідникові ключі

Кожна із представлених схем має свої переваги та обмеження. Структура, показана на рис. 1.14(а), є найпростішою з точки зору керування, оскільки містить лише один транзистор. Проте загальні втрати потужності у таких ключах значні, адже струм завжди проходить через три пристрої. Схема на рис. 1.14(б), де використано два зустрічно-паралельних транзистори з послідовно підключеними блокувальними діодами, має менше падіння напруги, але ускладнює керування: необхідно враховувати полярність струму та окремо керувати кожним транзистором залежно від неї. Схема на рис. 1.14(в), що включає два зустрічно-послідовні транзистори з паралельними зворотними діодами, усуває ці труднощі. Тут пряме падіння напруги менше, ніж у схемі 1.14(а), а керування здійснюється роздільно з використанням лише одного сигналу. Схема на рис. 1.14(г) поєднує всі переваги попередньої та дозволяє при застосуванні у силовій схемі МП використовувати лише шість гальванічно розв'язаних джерел живлення.

Основи теорії матричних перетворювачів (МП) були розроблені в 1970-х роках на базі тиристорних схем БПЧ із примусовою комутацією. Досягнення у силовій електроніці та розробці високошвидкісних мікропроцесорних контролерів сприяли активному розвитку досліджень у створенні силових схем МП та нових алгоритмів керування. Значна кількість робіт була присвячена як теоретичним, так і практичним аспектам їх реалізації.

Завдяки цим дослідженням вдалося подолати деякі обмеження МП та зробити їх комерційно привабливими для різних застосувань, зокрема у генераторних комплексах, де критично важливими є динамічний та чотириквadrантний режими роботи. Приблизно з початку ХХІ століття розпочалися дослідження нових типів МП. Такі перетворювачі зберігають всі переваги традиційних МП: роботу у чотирьох квадрантах, близьку до синусоїдальної форму струмів на вході та виході, одиничний коефіцієнт потужності на вході та максимальний можливий коефіцієнт передачі напруги. Для них запропоновано нові схемотехнічні рішення та алгоритми керування, що спрощують систему управління.

### **1.5 Основні характеристики двоступеневих МП**

Сьогодні нові МП порівнюють із добре вивченими традиційними перетворювачами. Методи модуляції у традиційних МП поділяють на пряме та непряме перетворення частоти. Для непрямого перетворення частоти схему МП можна умовно розділити на випрямний каскад вхідної напруги та інверторний каскад на виході, який безпосередньо підключений до ланки постійного струму [41]. Фізична реалізація цієї концепції показана у вигляді топології перетворювача на рис. 1.15. Такий перетворювач належить до матричного типу, оскільки кожна фаза живильної мережі безпосередньо з'єднана з кожною фазою навантаження через напівпровідникові прилади без проміжних накопичувальних елементів (LC).

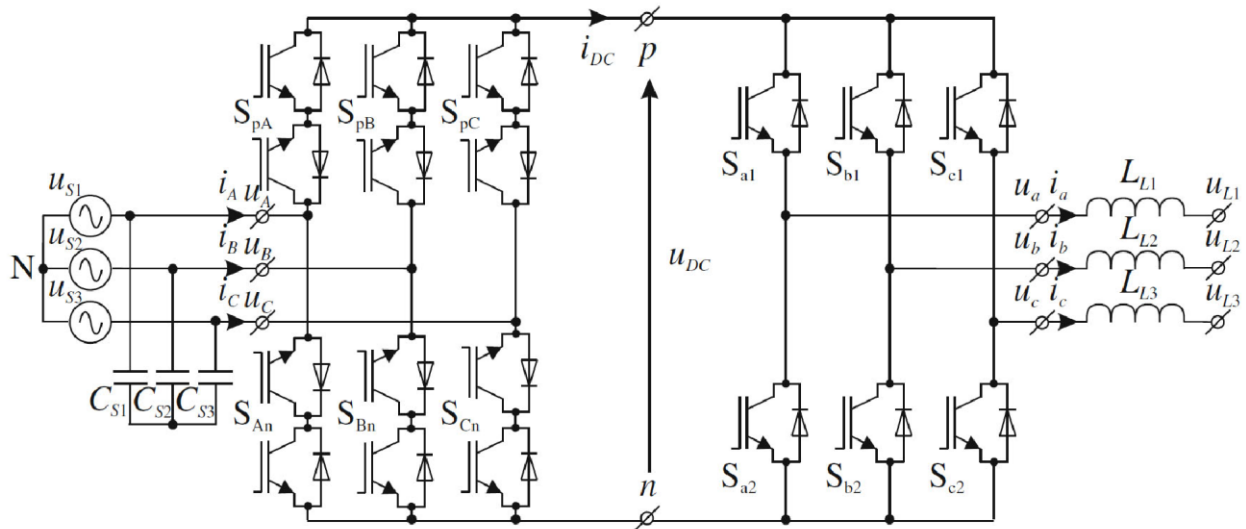


Рисунок 1.15 –МП двоступеневий

Кількість потенційно коректних станів двоступеневого МП, наведена в табл. 1.1, становить 72, тоді як для традиційного МП цей показник дорівнює 27. Проте реалізувати не всі з них можливо. По-перше, існує обмеження на полярність випрямленої напруги, що подається на інверторну ланку: вона має бути позитивною. Через це з перших 36 станів залишаються лише 18, які збігаються з відповідними станами традиційного МП при формуванні вихідної напруги, відмінної від нуля. По-друге, нульову напругу доцільно формувати не шляхом включення обох ключів однієї стійки випрямляча (тобто підключенням до однієї фази мережі, як у традиційних МП), а за схемою, прийнятою для інверторів, коли всі фази навантаження підключаються до однієї шини ланки випрямлення.

№ п/п	Випр. напр.	З'єднання вихід-вхід			Вих. напр. $u_o$			Вх. струм $i_i$			Вектор $ku_o e^{j\varphi_o}$		Вектор $ki_i e^{j\varphi_i}$	
		$u$	$a$	$b$	$c$	$u_{ab}$	$u_{bc}$	$u_{ca}$	$i_A$	$i_B$	$i_C$	$ku_o$	$\varphi_o$	$ki_i$
1-2	$\pm u_{AB}$	A	B	B	$u_{AB}$	0	$-u_{AB}$	$i_a$	$-i_a$	0	$k u_{AB}$	$\pi/6$	$ki_a$	$-\pi/6$
3-4	$\pm u_{AB}$	B	A	A	$-u_{AB}$	0	$u_{AB}$	$-i_a$	$i_a$	0	$-k u_{AB}$	$\pi/6$	$-ki_a$	$-\pi/6$
5-6	$\pm u_{BC}$	B	C	C	$u_{BC}$	0	$-u_{BC}$	0	$i_a$	$-i_a$	$ku_{BC}$	$\pi/6$	$ki_a$	$\pi/2$
7-8	$\pm u_{BC}$	C	B	B	$-u_{BC}$	0	$u_{BC}$	0	$-i_a$	$i_a$	$-ku_{BC}$	$\pi/6$	$-ki_a$	$\pi/2$
9-10	$\pm u_{CA}$	C	A	A	$u_{CA}$	0	$-u_{CA}$	$-i_a$	0	$i_a$	$ku_{CA}$	$\pi/6$	$ki_a$	$7\pi/6$
11-12	$\pm u_{CA}$	A	C	C	$-u_{CA}$	0	$u_{CA}$	$i_a$	0	$-i_a$	$-ku_{CA}$	$\pi/6$	$-ki_a$	$7\pi/6$
13-14	$\pm u_{AB}$	B	A	B	$-u_{AB}$	$u_{AB}$	0	$i_b$	$-i_b$	0	$k u_{AB}$	$5\pi/6$	$ki_b$	$-\pi/6$
15-16	$\pm u_{AB}$	A	B	A	$u_{AB}$	$-u_{AB}$	0	$-i_b$	$i_b$	0	$-k u_{AB}$	$5\pi/6$	$-ki_b$	$-\pi/6$
17-18	$\pm u_{BC}$	C	B	C	$-u_{BC}$	$u_{BC}$	0	0	$i_b$	$-i_b$	$ku_{BC}$	$5\pi/6$	$ki_b$	$\pi/2$
19-20	$\pm u_{BC}$	B	C	B	$u_{BC}$	$-u_{BC}$	0	0	$-i_b$	$i_b$	$-ku_{BC}$	$5\pi/6$	$-ki_b$	$\pi/2$
21-22	$\pm u_{CA}$	A	C	A	$-u_{CA}$	$u_{CA}$	0	$-i_b$	0	$i_b$	$ku_{CA}$	$5\pi/6$	$ki_b$	$7\pi/6$
23-24	$\pm u_{CA}$	C	A	C	$u_{CA}$	$-u_{CA}$	0	$i_b$	0	$-i_b$	$-ku_{CA}$	$5\pi/6$	$-ki_b$	$7\pi/6$
25-26	$\pm u_{AB}$	B	B	A	0	$-u_{AB}$	$u_{AB}$	$i_c$	$-i_c$	0	$k u_{AB}$	$3\pi/2$	$ki_c$	$-\pi/6$
27-28	$\pm u_{AB}$	A	A	B	0	$u_{AB}$	$-u_{AB}$	$-i_c$	$i_c$	0	$-k u_{AB}$	$3\pi/2$	$-ki_c$	$-\pi/6$
29-30	$\pm u_{BC}$	C	C	B	0	$-u_{BC}$	$u_{BC}$	0	$i_c$	$-i_c$	$ku_{BC}$	$3\pi/2$	$ki_c$	$\pi/2$
31-32	$\pm u_{BC}$	B	B	C	0	$u_{BC}$	$-u_{BC}$	0	$-i_c$	$i_c$	$-ku_{BC}$	$3\pi/2$	$-ki_c$	$\pi/2$
33-34	$\pm u_{CA}$	A	A	C	0	$-u_{CA}$	$u_{CA}$	$-i_c$	0	$i_c$	$ku_{CA}$	$3\pi/2$	$ki_c$	$7\pi/6$
35-36	$\pm u_{CA}$	C	C	A	0	$u_{CA}$	$-u_{CA}$	$i_c$	0	$-i_c$	$-ku_{CA}$	$3\pi/2$	$-ki_c$	$7\pi/6$
37-42	0	X	X	X	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
43-48	0	X	X	X	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
49-54	0	X	X	X	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
55-63	X	p	p	p	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
64-72	X	n	n	n	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Інші варіанти схемотехнічних рішень можуть бути отримані шляхом спрощення базової топології. Суть такої модифікації полягає у зменшенні кількості активних напівпровідникових елементів у силовій схемі МП, що ілюструється на рис. 1.15, де показано одне плече випрямляча та його трансформацію шляхом виключення одного транзистора. При цьому зберігається двонаправлений струмовий зв'язок між фазою живильної мережі та кожною вихідною шиною випрямляча. Внаслідок цього загальна кількість транзисторів у базовій схемі (рис. 1.15) може бути зменшена у випрямлячі з 18 до 15 (рис. 1.17). Перетворювачі з такою топологією у літературі також називають спрощеними МП (СМП). Розглядаються варіанти подальшого зменшення кількості транзисторів у випрямлячі до 6 (загальна кількість – 12) і до 3 (загальна кількість – 9). При цьому ланка інвертування завжди залишається класичною, а зміни стосуються лише ланки випрямлення. Водночас слід зауважити, що надмірне спрощення, яке зменшує кількість

активних елементів силової схеми МП до 9, обмежує можливості МП, зокрема чотириквADRANTНИЙ режим роботи.

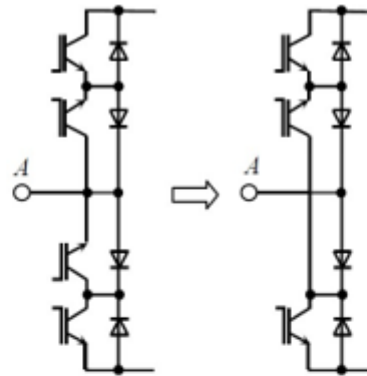


Рисунок 1.16 – Трансформація плеча випрямляча

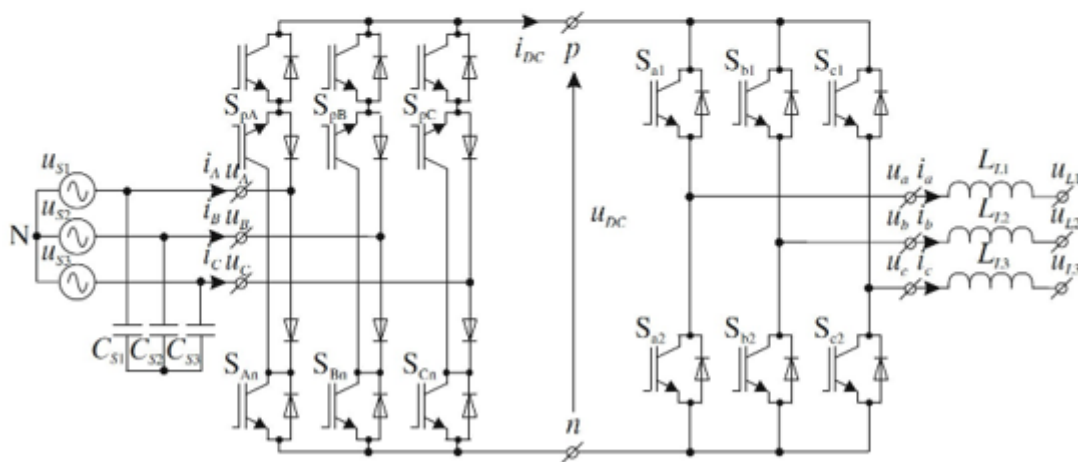


Рисунок 1.17 – Спрощений матричний перетворювач

Існує три основні варіанти мінімізованих прямих матричних перетворювачів (ДМП), класифікованих за ступенем спрощення:

- Спрощений Матричний Перетворювач (СМП, Sparse Matrix Converter)
- Ультраспрощений Матричний Перетворювач (Ultra Sparse Matrix Converter)
- Дуже Спрощений Матричний Перетворювач (Very Sparse Matrix Converter)
- Характеристики Спрощеного МП (СМП)
- СМП функціонально еквівалентний стандартному ДМП, проте має простішу конструкцію та меншу складність в реалізації системи керування.

–Силова частина СМП побудована на базі 15 транзисторів IGBT та 18 діодів. Завдяки особливостям перемикачання у вхідному каскаді, цей перетворювач здатен забезпечувати чотириквADRANTний режим роботи, що дає можливість реалізувати двонаправлений потік енергії.

–Ключові переваги СМП

–Основними технічними характеристиками СМП є:

–Здійснення квазіусталеного перетворення енергії без використання накопичувальних елементів (конденсаторів) у ланці постійного струму.

–Формування чистого синусоїдального вхідного струму на вході системи.

–Застосування алгоритму комутації «Zero DC Link Current Commutation», що сприяє зниженню складності модуляції та значному підвищенню надійності пристрою.

–Відносно невисока загальна складність силових елементів та модулів.

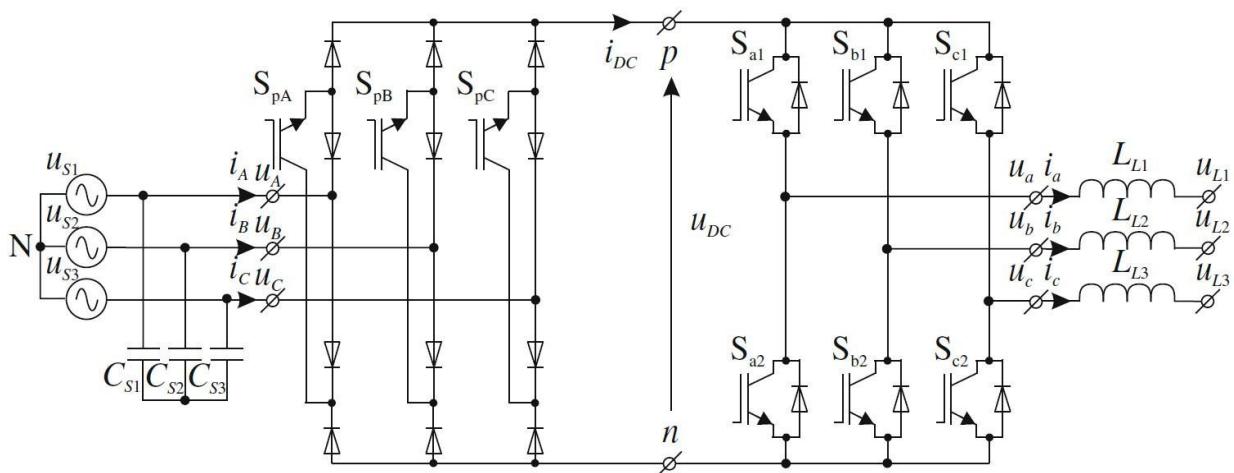


Рисунок 1.18 – УСМП

Ультраспрощений матричний перетворювач є максимально спрощеною топологією матричного перетворювача і застосовується тільки у випадках, коли потрібен однонаправлений потік енергії (рис. 1.18). Випрямний вхідний каскад цього перетворювача включає три транзистори та 12 діодів. Допустиме відхилення вхідного струму та напруги від вихідних значень становить до 30°.

Через свої технічні особливості, він використовується переважно в приводах регульованої швидкості з низькою динамікою.

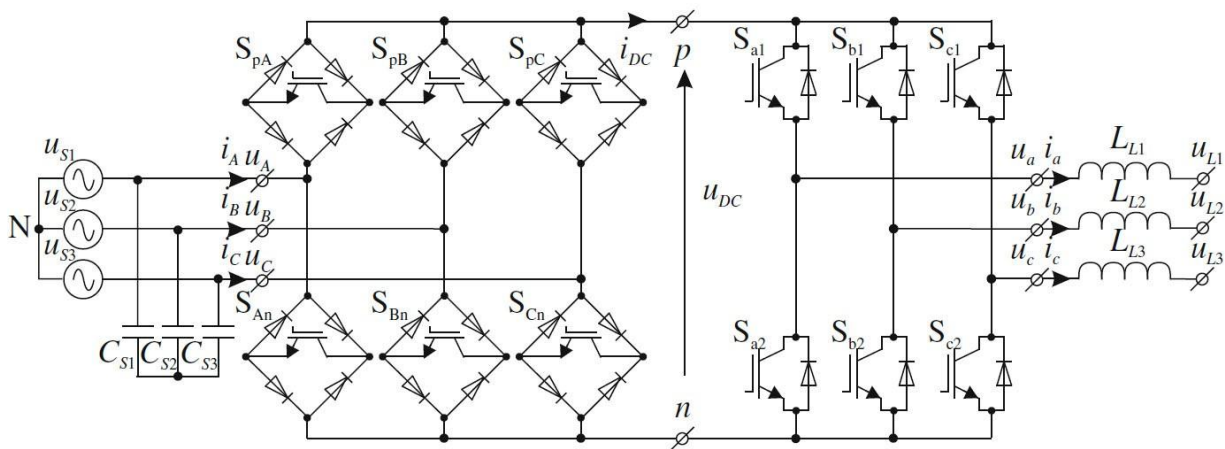


Рисунок 1.19 – ДСМП

У матричному перетворювачі ДСМП (рис. 1.19) на відміну від ДМП, СМП та УСМП можливе застосування більш простого способу комутації. Випрямний каскад формують двонаправлені IGBT-перемикачі та різні схеми підключення діодів. Таке поєднання дозволяє реалізувати стратегію комутації та перемикання струму в ланці постійного струму. У ДСМП необхідно дотримуватись безпечного «мертвого» інтервалу між відключенням одного ключа та включенням іншого. Ця топологія дозволяє зменшити кількість IGBT, проте збільшує число силових діодів. У структурі ДСМП застосовується 12 IGBT та 30 діодів.

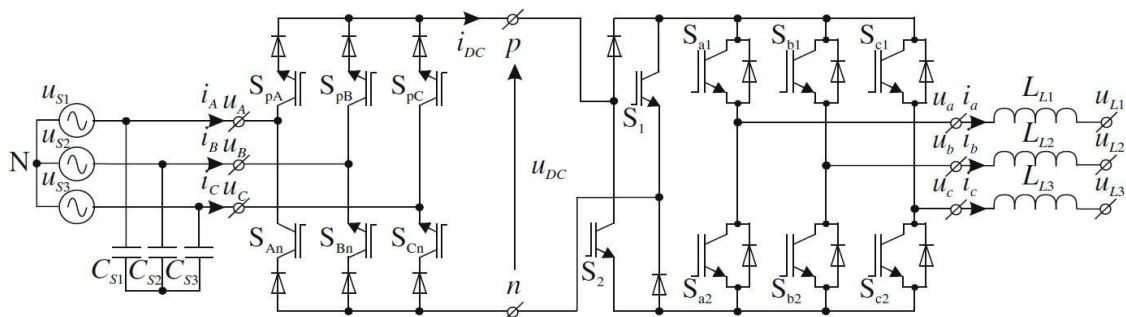


Рисунок 1.20 – МП з інвертуючою ланкою

Комутацію струму в нульовій ланці постійного струму та двонаправлений потік енергії може забезпечувати також матричний перетворювач із інвертованою ланкою (рис. 1.20). У цьому типі МП чотириквADRантний режим роботи досягається завдяки з'єднанню випрямляча та інвертора напруги через два силові транзистори та два діоди. Проте інвертування напруги має здійснюватися на високій частоті, що є значним недоліком такого перетворювача через високі втрати енергії. Крім того, процес модуляції є складним. Тому подальші дослідження не будуть охоплювати ІЛМП.

## **Висновки до розділу 1**

У цьому розділі проведено огляд та порівняння існуючих систем генерації електроенергії. Розглянуто різні конфігурації вітрових турбін: з фіксованою швидкістю, зі змінною швидкістю, на базі машини подвійного живлення та зі змінною швидкістю із повномасштабним перетворювачем. Визначено переваги й недоліки кожного з типів конфігурацій та наведено їх детальний опис.

Окремо розглянуто основні характеристики машини подвійного живлення. Електромеханічні перетворювачі на основі МПЖ широко застосовуються у сучасних вітроелектрогенеруючих системах, оскільки дозволяють ефективно відбирати потужність при змінній швидкості турбіни, підвищуючи загальну ефективність роботи. Також описано ключові характеристики матричних перетворювачів частоти, зокрема двоступеневих.

## РОЗДІЛ 2 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ПІДХОДИ ДО КЕРУВАННЯ

### 2.1 Математична модель МПЖ

Математична модель машини подвійного живлення базується на алгебраїчних диференціальних рівняннях, записаних по осях d, q, що обертаються зі швидкістю ротора машини [42]:

$$\begin{cases} P_s = U_{ds} \cdot i_{ds} + U_{qs} \cdot i_{qs} = (-U_s \cdot \sin \theta) \cdot i_{ds} + (U_s \cdot \cos \theta) \cdot i_{qs} \\ P_r = U_{dr} \cdot i_{dr} + U_{qr} \cdot i_{qr} = [-U_s \cdot k_{ur} \cdot \sin(k_{fr} \cdot \tau)] \cdot i_{dr} + [U_s \cdot k_{ur} \cdot \cos(k_{fr} \cdot \tau)] \cdot i_{qr} \\ P_{DFM} = P_s + P_r, \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{де } k_s = \frac{x_r}{x_s \cdot x_r - x_m^2}; k_r = \frac{x_s}{x_s \cdot x_r - x_m^2}; k_m = \frac{x_m}{x_s \cdot x_r - x_m^2}.$$

Також до вихідних параметрів МПЖ необхідно віднести частоту обертання ротора  $\omega_r = (1-s)$ , а також активну та реактивну потужності машини, які визначаються такими співвідношеннями:

$$\begin{cases} P_s = U_{ds} \cdot i_{ds} + U_{qs} \cdot i_{qs} = (-U_s \cdot \sin \theta) \cdot i_{ds} + (U_s \cdot \cos \theta) \cdot i_{qs} \\ P_r = U_{dr} \cdot i_{dr} + U_{qr} \cdot i_{qr} = [-U_s \cdot k_{ur} \cdot \sin(k_{fr} \cdot \tau)] \cdot i_{dr} + [U_s \cdot k_{ur} \cdot \cos(k_{fr} \cdot \tau)] \cdot i_{qr} \\ P_{DFM} = P_s + P_r, \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} Q_s = U_{ds} \cdot i_{qs} - U_{qs} \cdot i_{ds} = (U_s \cdot \cos \theta) \cdot i_{qs} - (U_s \cdot \sin \theta) \cdot i_{ds} \\ Q_r = U_{dr} \cdot i_{qr} - U_{qr} \cdot i_{dr} = [U_s \cdot k_{ur} \cdot \cos(k_{fr} \cdot \tau)] \cdot i_{qr} - [U_s \cdot k_{ur} \cdot \sin(k_{fr} \cdot \tau)] \cdot i_{dr} \\ Q_{DFM} = Q_s + Q_r, \end{cases} \quad (2.3)$$

Алгебраїчно-диференціальні рівняння (2.1), (2.2) та (2.3) складають повну математичну модель асинхронної машини з подвійним живленням. Вони представлені у системі координат d, q, що обертаються разом із ротором, і за своєю структурою аналогічні рівнянням Парка для синхронних машин. Відомо, що при роботі синхронної машини в енергосистемі рівняння можна спростити, виключивши ЕРС трансформатора та ЕРС ковзання в колах статора, а також знехтувавши падінням напруги на активному опорі обмотки статора через його незначність. Цей прийом можна застосувати й до

асинхронних машин з подвійним живленням, у результаті чого перші два рівняння системи (2.1) набудуть вигляду:

З урахуванням виразу (2.4) рівняння МПЖ після перетворень спростяться і набудуть вигляду:

$$\begin{cases} p\Psi_{dr} = U_{dr} - r_r(k_r\Psi_{dr} + k_m \cdot U_s \cdot \cos\theta), \\ p\Psi_{qr} = U_{dr} - r_r(k_r\Psi_{qr} + k_m \cdot U_s \cdot \sin\theta), \\ p_s = \frac{1}{T_j} \cdot m_{dr} - \frac{1}{T_j} k_m \cdot U_s (\Psi_{dr} \cdot \sin\theta - \Psi_{qr} \cdot \cos\theta), \\ p\theta = s, \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\text{де } U_{dr} = -U_s \cdot k_{ur} \cdot \sin(k_{fr} \cdot \tau); U_{qr} = U_s \cdot k_{ur} \cdot \cos(k_{fr} \cdot \tau).$$

Таким чином, система диференціальних рівнянь (2.1), яка має 6-й порядок, у результаті спрощень і перетворень зводиться до системи 4-го порядку (2.5).

## 2.2 Алгоритм управління МПЖ

Двофазна еквівалентна модель симетричної машини з подвійним живленням, у якій статор підключено до мережі, у системі координат напруг статора (d-q) має наступний вигляд [43]:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} [\mu p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) - M_L], \\ \dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_1 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + U, \\ \dot{\psi}_{1q} &= -\alpha_1 \psi_{1q} - \omega_1 \psi_{1d} + \alpha_1 L_m i_{2q}, \\ \dot{i}_{2d} &= -\gamma_2 i_{2d} + \omega_2 i_{2q} + \alpha_1 \beta \psi_{1d} - \beta p_n \omega \psi_{1q} - \beta U + u_{2d} / \sigma_2, \\ \dot{i}_{2q} &= -\gamma_2 i_{2q} + \omega_2 i_{2d} + \alpha_1 \beta \psi_{1q} + \beta p_n \omega \psi_{1d} + u_{2q} / \sigma_2, \end{aligned} \quad (2.6)$$

де  $(u_{2d}, u_{2q})$ ,  $(i_{2d}, i_{2q})$ ,  $(\psi_{1d}, \psi_{1q})$  – відповідно напруги та струми ротора, а також потоки ротора;

$M_L$  – момент рушія;

$U, i, \omega_1$  – амплітуди напруги статора та його кутова швидкість;

$\varepsilon, i, \omega$  – кутове положення та роторна швидкість;

$\omega_2 = \omega_1 - \omega$  – частота ковзання;

$$p_n - \text{кількість пар полюсів.} \quad \alpha_1 = \frac{R_1}{L_1}, \sigma_2 = L_2 \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right), \beta = \frac{L_m}{L_1 \sigma_2}, \mu = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} \quad -$$

константи параметрів машини,

$$\gamma_2 = \frac{R_2}{\sigma_2} + \alpha_1 \beta L_m, \text{ де } R_1, R_2, L_1, L_2 \quad - \text{ активні опори та індуктивності статора та ротора, } L_m - \text{ індуктивність намагнічування.}$$

За умови реалізації керування через струм ротора, був створений алгоритм управління моментом і магнітним потоком [43]:

Алгоритм управління моментом

$$i_{2d} = M / \mu \psi^* \quad (2.7)$$

Алгоритм керування магнітним потоком

$$i_{2q} = (\alpha_1 \psi^* + \psi^*) / \alpha_1 L_m \quad (2.8)$$

із заданим потоком

$$\omega_1 \psi^* + \alpha_1 L_m i_{2d} + U = 0 \quad (2.9)$$

Завдання потоку з (2.8), (2.9):

$$\psi^* = -U - \sqrt{U^2 - 4 \left( \frac{2}{3} \right) \omega_1 R_1 T^*} / 2\omega_1 \quad (2.10)$$

У реальній машині з подвійним живленням струм ротора не може безпосередньо використовуватися як керуючий сигнал для машини. Тому вихідні значення регуляторів  $i_{2d}, i_{2q}$  у формулах (2.7) та (2.8) визначають лише бажані траєкторії  $(i_{2d}^*, i_{2q}^*)$  для реальних струмів  $i_{2d}, i_{2q}$ . Єдиним можливим керуючим впливом на машину є вектор напруги ротора  $u_2 = (u_{2d}, u_{2q})^T$ .

Згідно з джерелом [44], алгоритм керування струмами має вигляд:

$$\begin{aligned} u_{2d} &= \sigma_2 (\gamma_2 \dot{i}_{2d}^* - \omega_2 \dot{i}_{2q}^* + \beta \omega \psi^* + \beta U + \dot{i}_{2d}^* - k_i i_{2d} - x_d), \\ u_{2q} &= \sigma_2 (\gamma_2 \dot{i}_{2q}^* + \omega_2 \dot{i}_{2d}^* + \alpha_1 \beta \psi^* + \dot{i}_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2q} - x_q), \\ \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_{2d}, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_{2q}, \end{aligned} \quad (2.11)$$

де  $i_{2d}^*, i_{2q}^*$  – задані значення струмів робота в системі (d-q);  $k_i$  і  $k_{ii}$  – пропорційні й інтегральні коефіцієнти регуляторів струму;  $\psi^*$  – задане значення модуля вектора потокозчеплення статора;  $x_d, x_q$  – інтегральні складові регуляторів струму.

### 2.3 Алгоритм керування МП

У постановці задачі передбачається, що контролер генерує необхідні керуючі сигнали, а безпосереднє завдання МП полягає у формуванні відповідних кривих напруг для живлення асинхронного двигуна з боку ротора. Вихідна напруга формується незалежно від вимог щодо ідеальності електричної мережі та не залежить від траєкторії руху просторового вектора або частоти вихідного сигналу. Це означає, що на кожному циклі ШІМ відстежуються поточні миттєві значення напруг мережі і реалізується розраховане значення просторового вектора вихідної напруги.

На силовий вхід подається 3 ф-на система напруги:

$$u_A = U_A \sin(\omega t), u_B = U_B \sin(\omega t - j_B), u_C = U_A - U_B, \quad (2.12)$$

де  $U_A$  та  $U_B$  – амплітуди фазних напруг А і В,  $\phi_B$  – їхній фазовий зсув. На керуючий вхід одночасно подається сигнал завдання просторового вектора вихідної напруги, перетворений у систему координат ротора. За поточними значеннями мережевих напруг визначається активний сектор, після чого обчислюються вагові коефіцієнти для напруг, що враховуються при розрахунку тривалостей тимчасових інтервалів. Межі секторів збігаються з моментами

зміни полярності будь-якої фазної напруги мережі. У таблиці 2.1 наведено набір ймовірностей комбінацій фазних напруг [45].

Після визначення сектора та вибору пари напруг, що використовуються у цьому секторі, обчислюються два з трьох відповідних вагових коефіцієнтів.

$$\varepsilon_A = \frac{|u_A|}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2}, \varepsilon_B = \frac{|u_B|}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2}, \varepsilon_C = \frac{|u_C|}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2}, \quad (2.13)$$

Таблиця 2.1 – Множина ймовірностей фазових напруг

Сектор мережі	Мережа $u_A \ u_B \ u_C$	Вибір напруг " $U_d$ "	Дані для розрахунку часів
$[0, \pi/3]$	+ - +	$u_{CB} \leftrightarrow u_{AB}$	$\varepsilon_C, \varepsilon_A$
$[\pi/3, 2\pi/3]$	+ - -	$u_{AB} \leftrightarrow u_{AC}$	$\varepsilon_B, \varepsilon_C$
$[2\pi/3, \pi]$	+ + -	$u_{AC} \leftrightarrow u_{BC}$	$\varepsilon_A, \varepsilon_B$
$[\pi, 4\pi/3]$	- + -	$u_{BC} \leftrightarrow u_{BA}$	$\varepsilon_C, \varepsilon_A$
$[4\pi/3, 5\pi/3]$	- + +	$u_{BA} \leftrightarrow u_{CA}$	$\varepsilon_B, \varepsilon_C$
$[5\pi/3, 2\pi]$	- - +	$u_{CA} \leftrightarrow u_{CB}$	$\varepsilon_A, \varepsilon_B$

Далі, за координатами заданого просторового вектора вихідної напруги визначається сектор, у якому він розташований (рис. 2.1). Виходячи з цих координат та номера сектора, обчислюються відносні тривалості застосування кожного з активних та нульового векторів. Розрахунок відносних тривалостей тимчасових інтервалів (як абсолютної тривалості, так і у відношенні до періоду частоти носія ШІМ), протягом яких використовуються чотири ненульових вектори, проводиться за формулами [46]:

$$\mu_{n,1VBC} = \sqrt{3} |U_{зад}(n, N)| \varepsilon_{n,1VBC},$$

$$\mu_0 = 1 - \sum_1^4 \mu_{n,1VBC}, \quad (2.14)$$

Наведені змінні описують розкладання заданого вектора напруги на основні стаціонарні вектори в межах конкретного сектора:

- $n = 1...6$  — Порядковий номер одного з шести стаціонарних векторів напруги (довідковий графічний матеріал представлено на рис. 2.3).
- $N = 1...6$  — Номер сектора на векторній діаграмі (див. рис. 2.1, де нумерація секторів виконана римськими цифрами).
- $U_{зад}(n, N)$  — Складові (проєкції) заданого вектора напруги ( $U_{зад}$ ), отримані в результаті його розкладання за напрямками тих двох стаціонарних векторів, які обмежують (формують) даний сектор  $N$ .

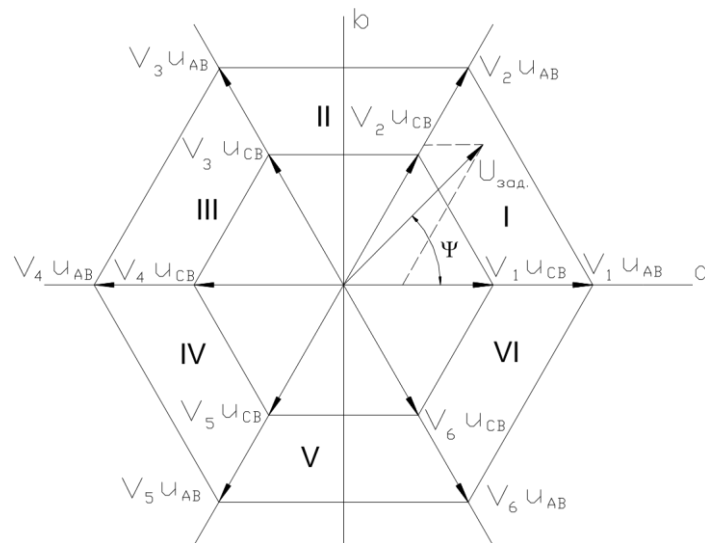


Рисунок 2.1 – Стані напруги в ДМП

Всього існує 36 можливих станів для ненульових векторів ( $6 \times 6$ ) та 3 стани для нульових векторів. Протягом одного циклу ШІМ реалізується п'ять станів. Тому алгоритм векторної ШІМ має наступну послідовність [46]:

1. Під час виконання попереднього завдання на поточному циклі ШІМ визначається момент переходу між комбінаціями напруг за миттєвими

значеннями напруг мережі (2.33) та здійснюється їхня ідентифікація згідно з таблицею 2.1.

2. Обчислюються вагові коефіцієнти за формулою (2.12).
3. Зчитуються задані значення та визначається відповідний сектор векторної діаграми.
4. За формулою (2.14) визначаються моменти часу та відповідні часові інтервали.

На початку нового циклу ШІМ (початок періоду частоти-носія) формується просторовий вектор вихідної напруги матричного перетворювача.

## **2.4 Особливості ШІМ для двоступеневих МП**

### **2.4.1 Метод ШІМ для випрямляча**

Керування випрямлячем двоступеневого матричного перетворювача повинно забезпечувати синусоїдальну форму струму, що споживається з мережі, а також можливість регулювання зсуву фаз між струмом та напругою. Реалізація цієї задачі базується на тих же принципах, що і у традиційних матричних перетворювачах.

Спершу період мережі ділиться на 6 інтервалів по 60 електричних градусів. Для формування вихідної напруги на кожному періоді ШІМ по черзі використовується дві напруги, що модулюються за синусоїдальним законом.

Якщо коефіцієнт потужності вхідного сигналу близький до одиниці, моменти переходу фазних кривих через нуль збігаються з межами зазначених інтервалів (рис. 2.2). Вихідна напруга формується за рахунок двох максимальних лінійних вхідних напруг.

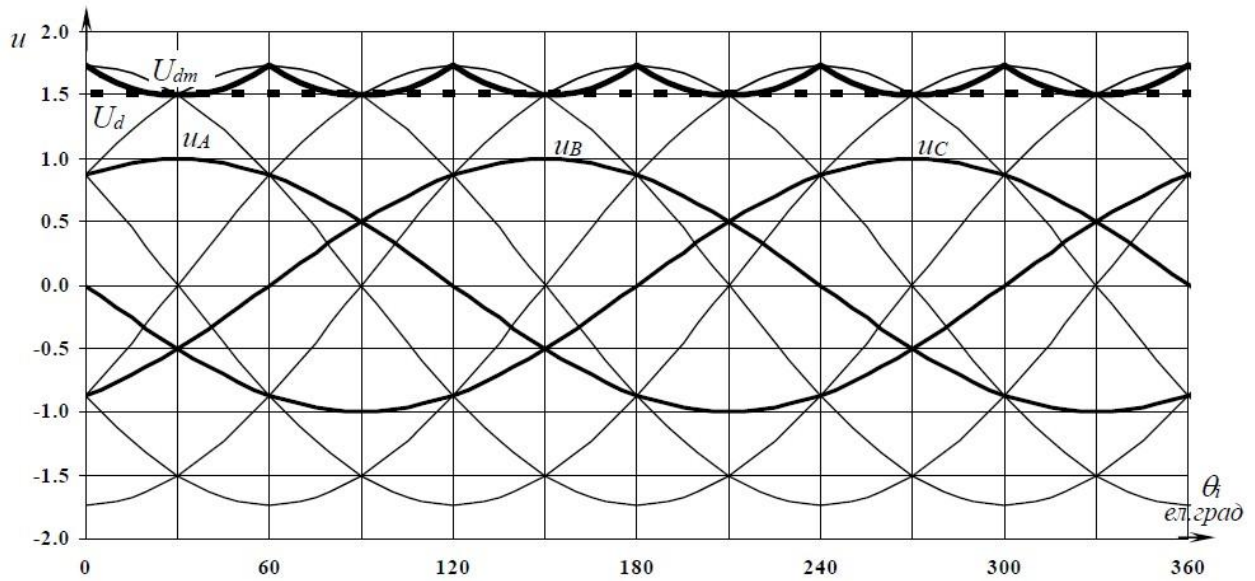


Рис. 2.2 – Діаграма напруги часова

У роботі [47] наведено розрахунки тривалостей стаціонарних станів звичайного матричного перетворювача для циклів ШІМ, що ґрунтуються на фіксації миттєвих значень електричної напруги. Цей метод був практично перевірений на реальному обладнанні і продемонстрував задовільні результати, тому його застосовано у двоетапному методі МП.

Щоб розпізнавати різні комбінації вхідних напруг під час формування вихідної напруги, введено показники  $\delta$  та  $\gamma$  для двох фаз з напругами однакової знаковості, а для третьої фази з протилежною знаковістю та максимальною амплітудою — показник  $v$ .

Для лінійного навантаження та формування синусоїдального струму обов'язковою умовою є [47]:

$$\frac{d_\delta}{d_\gamma} = \frac{u_\delta}{u_\gamma} \quad (2.15)$$

де  $d_\delta$  і  $d_\gamma$  – відносні тривалості для фаз  $\delta$  і  $\gamma$  відповідно.

Середнє значення вихідної напруги, сформованої під час одного циклу ШІМ, з урахуванням (2.12)

$$u = |d_\delta(u_v - u_\delta) + d_\gamma(u_v - u_\gamma)| = d_\delta \frac{\Delta}{|u_\delta|} = d_\gamma \frac{\Delta}{|u_\gamma|}, \quad (2.16)$$

У випадку, коли традиційний МП працює у режимі випрямлення, прийнято середньоінтегральне стале значення напруги:

$$u = \text{const} = U_d. \quad (2.17)$$

З (2.16) і (2.17) випливає

$$d_\delta = U_d \frac{|d_\delta|}{\Delta}, d_\gamma = U_d \frac{|d_\gamma|}{\Delta}. \quad (2.18)$$

Підставляючи (2.18) в (2.16), тотожно отримано (2.17). Отже, вихідна напруга – інваріантна, сформована по закону модуляції (2.18), відносно розкиду напруг мережі.

При симетричній неспотвореній мережі  $\Delta = (3/2)U_m$ , де  $U_m$  – амплітуда фазної напруги, отже

$$d_\delta = U_d \frac{2|\cos\theta_\delta|}{3U_m}, d_\gamma = U_d \frac{|\cos\theta_\gamma|}{3U_m}, \quad (2.19)$$

де  $\theta_\delta$ ,  $\theta_\gamma$ , і  $\theta_v$  – поточні фази напруг  $u_\delta$ ,  $u_\gamma$  і  $u_v$  всередині інтервалу періоду мережі.

Оскільки,  $|\cos\theta_\delta| + |\cos\theta_\gamma| = |\cos\theta_v| \leq 1$ , то у вихідній напрузі наявні нульові паузи, відносні паузи яких  $d_0 = 1 - d_\delta + d_\gamma$ .

Використовуючи вирази (2.18), можливо отримати неспотворену постійну напругу за формулою (2.16), причому її максимальне значення визначається

глибиною провалів у точках перетину кривих лінійних напруг на межах 60-градусних інтервалів.

При зменшенні нульових пауз у випрямленій напрузі виникають пульсації з частотою, що перевищує частоту мережі в 6 разів. Якщо нульові паузи відсутні повністю, напруга набуває форми, зображеної на рис. 2.4 суцільною жирною лінією  $U_{dm}$ . У цьому випадку відносні тривалості визначаються відповідними відношеннями.

$$d_{\delta} = \left| \frac{u_{\delta}}{u_{\nu}} \right|, d_{\gamma} = \left| \frac{u_{\gamma}}{u_{\nu}} \right|, d_{\delta} + d_{\gamma} = 1 \quad (2.20)$$

Відповідно крива, показана на рис. 2.2 з урахуванням (2.16) і (2.20) описується виразом:

$$U_{dm} = \frac{\Delta}{u_{\nu}} \quad (2.21)$$

Для ідеальної трифазної мережі вираз (2.21) трансформується в наступний:

$$U_{dm} = \frac{U_d}{\cos \theta_{\nu}} = \frac{3U_m}{2 \cos \theta_{\nu}} \quad (2.22)$$

Середнє інтегральне значення кривої  $U_{dm} = 1,574 \cdot U_m$  (що складає 0,909 від амплітуди лінійної напруги мережі).

Даний спосіб формування випрямленої напруги має перевагу у зменшенні кількості комутацій в ключах випрямляча в циклах ШІМ і компенсації пульсацій в ланці інвертування за допомогою корекції відносних тривалостей стаціонарних станів інвертора шляхом збільшення  $d_0$ . Як буде показано нижче, комутації ключів випрямляча можуть здійснюватися при нульовому струмі в ланці випрямлення.

### 2.4.2 Спосіб ШІМ для інвертора

Розглянемо найбільш розповсюджений метод ШІМ – просторову векторну модуляцію як один з варіантів ШІМ, який є зручним для побудови векторних систем асинхронного привода.

Просторовий вектор вихідної напруги за визначенням

$$\bar{U}_o = \frac{2}{3}(U_a + U_b e^{j2\pi/3} + U_c e^{-j2\pi/3}) = U_o e^{j\theta_o}. \quad (2.23)$$

На рисунку 2.3 наведено просторовий вектор вихідної напруги автономного інвертора, розташованого в 1-му секторі векторної діаграми. П

ри цьому нульові вектори 000 та 111 і ненульові (активні) вектори 001 та 011 традиційно позначають стани ключів інвертора під час їх формування..

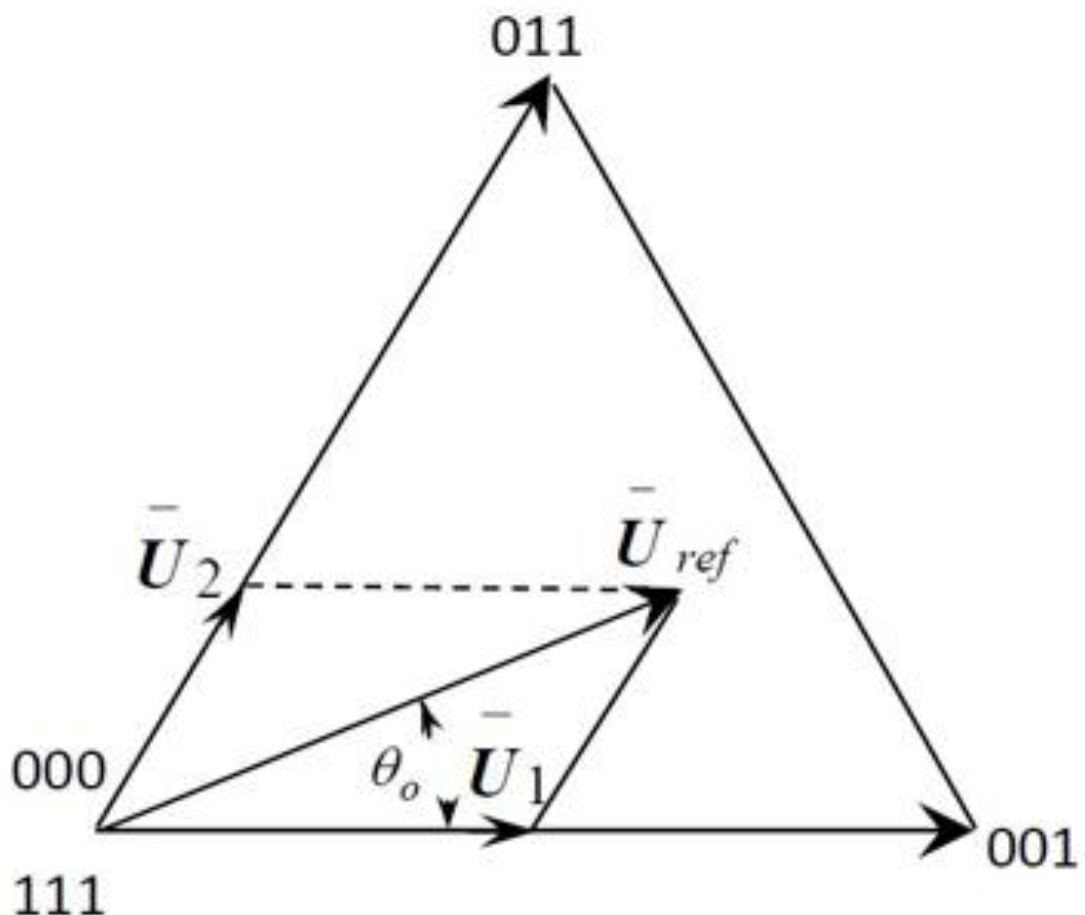


Рисунок 2.3 – Векторна діаграма вихідної напруги інвертора

Відносні тривалості для активної складової просторового вектора вихідної напруги при живленні інвертора від джерела згладженої постійної напруги

$$d_{10} = k \frac{\sin(\pi/3 - \theta_0)}{\sin(\pi/3)}, d_{20} = k \frac{\sin(\theta_0)}{\sin(\pi/3)}, 0 \leq k \leq \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (2.24)$$

Враховуючи пульсації випрямленої напруги, відносні тривалості зображуються так

$$\begin{aligned} d_{10} &= d_{10} \frac{U_d}{U_{dm}} = d_{10} \frac{U_d |u_v|}{\Delta}, \\ d_2 &= d_{20} \frac{U_d}{U_{dm}} = d_{20} \frac{U_d |u_v|}{\Delta}, \\ d_0 &= 1 - d_1 - d_2. \end{aligned} \quad (2.25)$$

У виразах (2.25) можна прийняти, що  $U_d = \frac{3}{2} U_m$ . У цьому випадку, при відхиленні вхідних напруг матричного перетворювача (МП) від симетричної синусоїдальної системи, верхня межа коефіцієнта модуляції  $k_u$  формулі (2.24) загалом відрізняється від  $3/2$  і визначається ступенем спотворення мережі. Якщо ця межа перевищується, у процесі регулювання вихідної напруги МП з'являються спотворення, подібні до тих, що виникають при перемодуляції. В межах мінімального та деякого максимального значення (яке, як зазначалося, залежить від ступеня спотворення мережі) вихідна напруга МП відповідає заданому значенню і формується без спотворень.

При живленні матричного перетворювача від симетричної і неспотвореної мережі встановлюється відповідність:

$$d_1 = d_{10} \cos \theta_v, d_2 = d_{20} \cos \theta_v. \quad (2.26)$$

### 2.4.3 Комутаційна послідовність

Чергування станів інвертора відбувається за алгоритмом:  $\dots \rightarrow 000 \rightarrow 001 \rightarrow 011 \rightarrow 111 \rightarrow 011 \rightarrow 001 \rightarrow 000 \rightarrow \dots$ , який визначається розташуванням просторового вектора, показаного на рисунку 2.3. Ця послідовність відповідає одному періоду комутацій. Моменти перемикання ключів інвертора вибираються так, щоб комутація у випрямлячі відбувалась у моменти формування нульового просторового вектора на виході інвертора. Це забезпечує підключення фаз навантаження до однієї шини і запобігає споживанню струму з мережі.

На рисунку 2.4 наведено розподіл тривалостей окремих станів протягом одного циклу ШІМ.

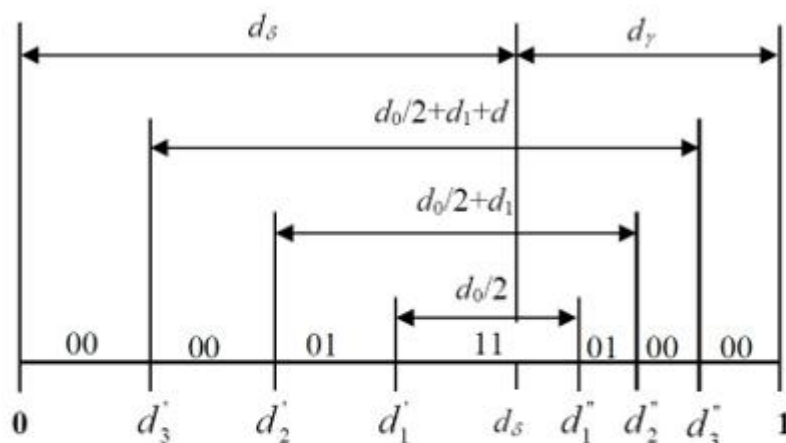


Рисунок 2.4 – Послідовність і тривалість імпульсів ШІМ

Моменти комутацій описані виразами

$$\begin{aligned} d'_1 &= d_s - d_s d_0 / 2 & d'_2 &= d'_1 - d_s d_1 & d'_3 &= d'_2 - d_s d_2 \\ d''_1 &= d_s + d_s d_0 / 2 & d''_2 &= d''_1 + d_s d_1 & d''_3 &= d''_2 + d_s d_2 \end{aligned} \quad (2.27)$$

Суттєвою перевагою цього алгоритму керування є те, що комутація двонаправлених ключів випрямляча відбувається при нульовому струмі. В алгоритмі можливо введення «мертвої зони», що запобігає перекриттю ключів і створює умови для уникнення коротких замикань у вхідних фазах. Крім того, можливо використання ключа змінного струму в ролі транзистора в діодному

містку. Це дозволяє зменшити кількість транзисторів у випрямлячі до 6, а в схемі матричного перетворювача – до 12.

Порівняння діаграм комутацій на рисунку 2.4 з традиційним МП показує, що в обох типах матричних перетворювачів протягом циклу формуються чотири ненульові стаціонарні вектори. Проте в двоступеневому МП нульовий вектор формується двічі за цикл, на відміну від традиційного МП, де він формується лише один раз. Кількість комутацій ключів за один цикл модуляції у традиційному МП становить чотири, тоді як у двоступеневому – шість. При цьому слід відзначити, що комутації в ланці інвертування виконуються безпечно, завдяки введенню затримки між виключенням одного транзистора та включенням наступного.

## **Висновки до розділу 2**

У розділі представлено математичну модель машини МПЖ, яка базується на алгебраїчних диференціальних рівняннях, записаних по осях  $d$  та  $q$ , що обертаються з швидкістю ротора.

Описано алгоритми керування МПЖ, включаючи керування струмом ланки ротора та алгоритми регулювання моменту і магнітного потоку. Також розглянуто алгоритм керування матричним перетворювачем. Особлива увага приділена методам ШІМ для двоступеневих МП, зокрема для випрямляча та інвертора. Керування випрямлячем двоступеневого МП забезпечує синусоїдальність струму, що споживається з мережі, та можливість регулювання зсуву фаз між струмом і напругою мережі.

## РОЗДІЛ 3 ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОСТУПЕНЕВИХ МАТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ МЕТОДОМ МОДЕЛЮВАННЯ

### 3.1 Структурний опис моделі двоступеневого матричного перетворювача

У першому розділі були проаналізовані основні різновиди двоступеневих матричних перетворювачів, наведено їхні переваги, недоліки та особливості схемотехнічної реалізації. Для практичного застосування поданих алгоритмів керування двоступеневими МП та порівняння їх енергетичних показників було здійснено моделювання кожної з розглянутих топологій. У бібліотеці GeckoCIRCUITS передбачені відповідні модулі для керування ключами двоступеневих МП (рис. 3.1).

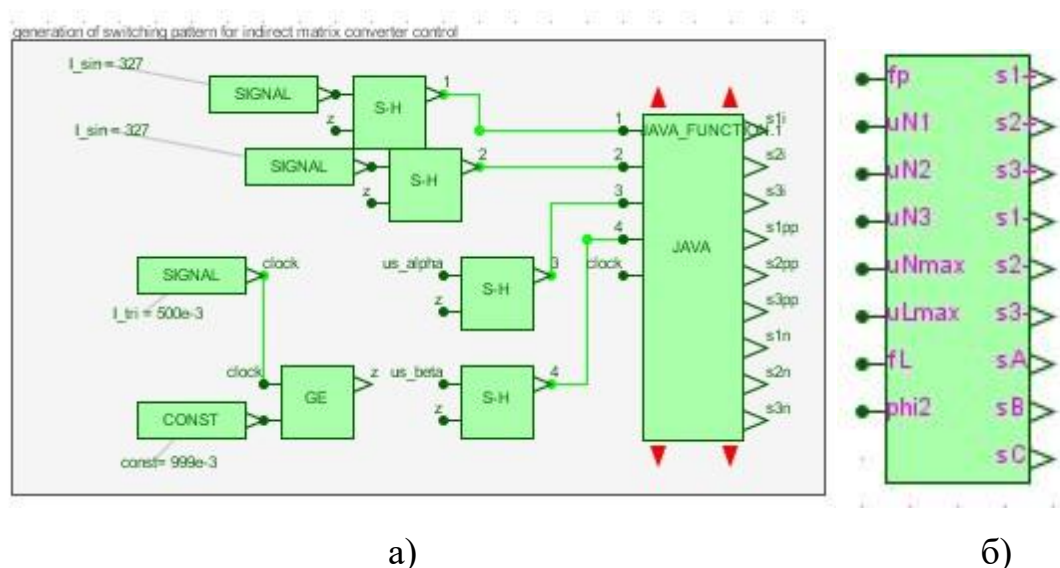


Рисунок 3.1 – Схеми керування ключами двоступеневого матричного перетворювача (МП): а) блок “Java\_Function” з можливістю редагування коду; б) елемент “Sparse control” із групи “Special” бібліотеки GeckoCircuit

На рис. 3.1 наведено варіанти блоків керування IGBT-ключами двоступеневих матричних перетворювачів, які реалізують алгоритм, описаний у розділах 2.3–2.4.

У блоці, зображеному на рис. 3.1(а), вихідна напруга формується у двофазній системі координат. Оскільки програмний код цього блока є

відкритим, його можна адаптувати під різні стратегії керування. Дискретні (S–H) сигнали під номерами “1” і “2” відповідають миттєвим напругам фаз А та В мережі випрямляча. Вхідні сигнали “3” і “4” ( $us\_alpha$ ,  $us\_beta$ ) слугують завданням напруг інвертора в  $\alpha\beta$ -системі координат. Сигнал “z” формує ШІМ на основі пилкоподібного сигналу “clock”. На виході формується набір імпульсів: “s1”–“s3” — для керування ключами випрямляча, “sA”–“sC” — для ключів інвертора.

Блок, поданий на рис. 3.1(б), реалізує керування IGBT-ключами спрощеного двоступеневого матричного перетворювача (може також застосовуватися до стандартної структури ДМП). У цьому випадку вихідна напруга інвертора задається величиною амплітуди та частотою. Сигнали “uN1”–“uN3” вимірюють напругу трифазної мережі випрямляча. “uLmax” задає максимально допустиму амплітуду напруги інвертора. “fp” — пилкоподібний сигнал ШІМ; “phi2” — початковий фазовий зсув; “fl” — частота напруги, яка формується на виході інвертора.

Для оцінки якості струмів на вході, напруги навантаження, рівня напруги в проміжній ланці постійного струму та інших показників було виконано моделювання роботи двоступеневих МП за однакових умов: із навантаженням  $R = 10 \text{ Ом}$ ,  $L = 10 \text{ мГн}$  та при завданні напруги  $U = 183 \text{ В}$ ,  $f = 50 \text{ Гц}$ .

На рис. 3.2 наведена математична модель ДМП, яка містить:

1. силову частину (трифазне ідеальне джерело, двоступеневий МП, RL-навантаження);
2. алгоритм керування МП “Sparse Control” (рис. 3.2,б);
3. модуль керування ізольованими затворами IGBT;
4. вимірювальні прилади (вольтметр, амперметр);
5. осцилограф.

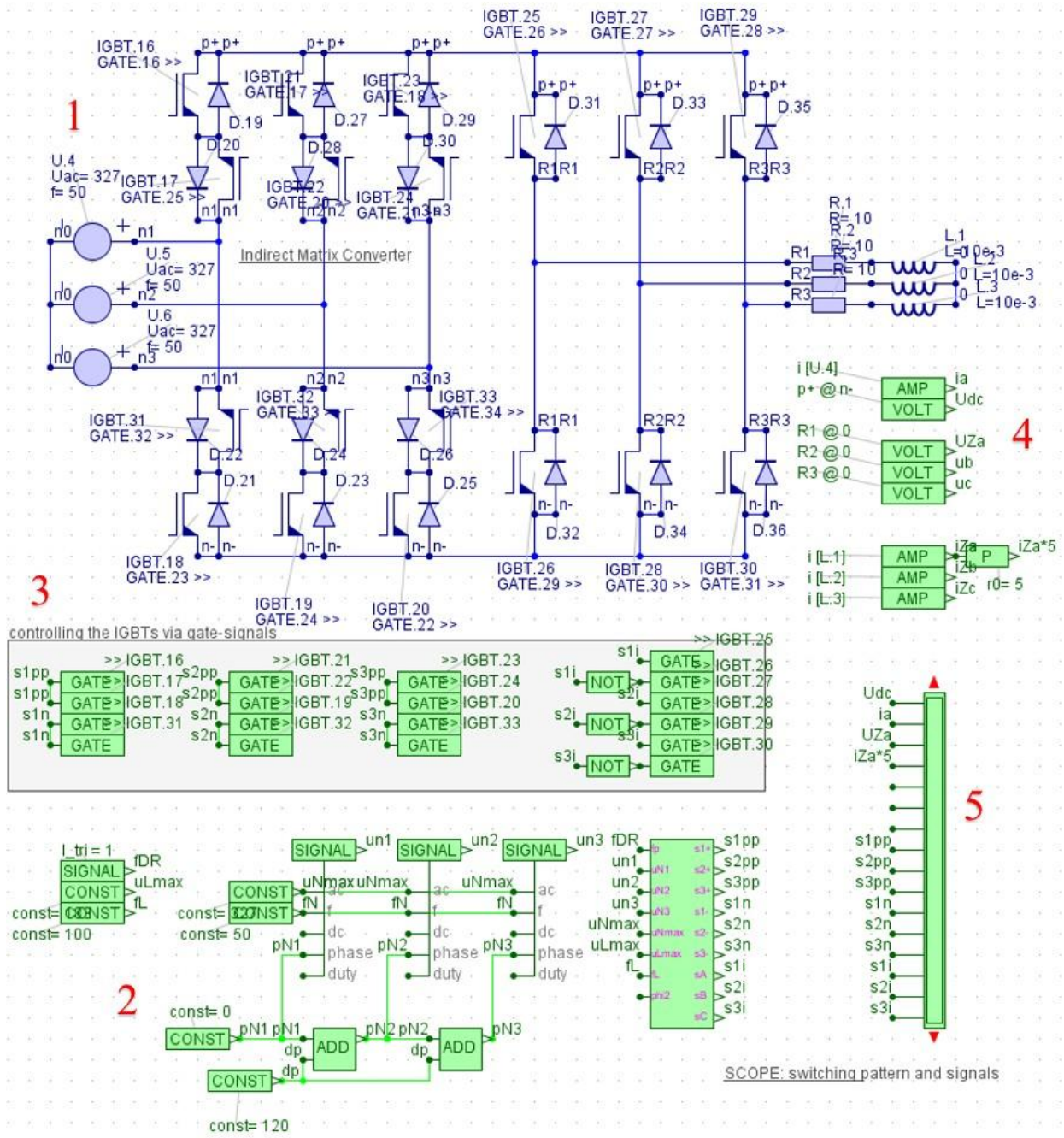


Рисунок 3.2 – Структурна модель двоступеневого перетворювача матричного типу

### 3.2 Результати моделювання функціонування двоступеневого МП

Програмне середовище *GeckoCircuits* забезпечує можливість оперативного визначення основних показників якості відповідних характеристик та їх аналізу.

$$X_{AVG} = \frac{1}{T} \int x(t) dt \text{ – середнє значення} \quad (3.1)$$

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int x^2(t) dt} \text{ – середньоквадратичне значення} \quad (3.2)$$

$$THD = \frac{1}{X_{(1),RMS}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} X_{(k),RMS}^2} \text{ – коефіцієнт гармонійних спотворень} \quad (3.3)$$

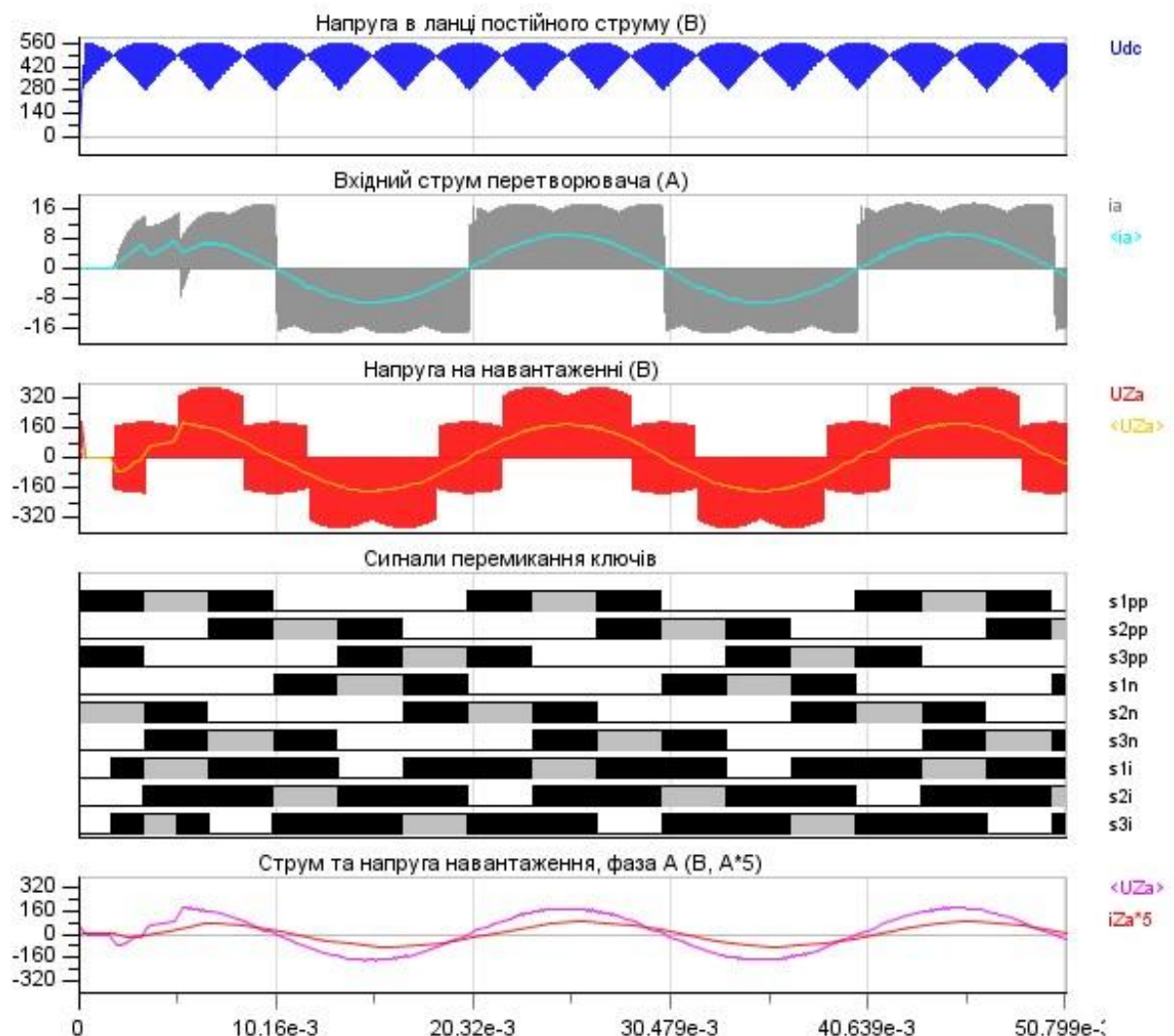


Рис. 3.4 – Спектральний аналіз вхідного струму  $i_a$

З наведених графіків видно, що форма вхідного струму та напруги на навантаженні є максимально наближеною до синусоїдальної, а їх усереднені значення практично відповідають ідеальній синусоїді. Висока якість

енергетичних параметрів підтверджується малим рівнем гармонічних складових (рис. 3.4) у спектрі вхідного струму до частоти  $f = 1500$  Гц. Гармоніки підвищених частот (300, 600, 890 Гц) можливо зменшити шляхом використання вхідних RLC-фільтрів, що дозволить додатково знизити коефіцієнт нелінійних спотворень (THD).

### **Висновки до розділу 3**

У цьому розділі виконано моделювання двоступеневого матричного перетворювача на основі створеної математичної моделі. Розрахунки проводилися в програмному середовищі *GeckoCircuits*.

Отримані результати підтвердили, що вхідний струм і напруга на навантаженні мають форму, близьку до синусоїдальної, а їх середні значення відповідають майже ідеальній синусоїді. Низький рівень гармонік у спектрі вхідного струму свідчить про високі показники енергетичної ефективності перетворювача.

## РОЗДІЛ 4 МОДЕЛЮВАННЯ ФУНКЦІОНУВАННЯ ЕЛЕКТРОГЕНЕРУЮЧОЇ СИСТЕМИ НА БАЗІ МПЖ ІЗ ДВОСТУПЕНЕВИМ МП

### 4.1 Описання моделі СГ, що функціонує із системою магнітного підживлення та магнітного приводу

Модель вітрової турбіни з генератором на постійних магнітних жорсткостях номінальною потужністю 2 МВт була створена в середовищі PLECS. Загальна структура моделі наведена на рис. 4.1. До її складу входять елементи з бібліотек різних фізичних доменів, зокрема електричних, магнітних, механічних, а також модулі для сигнальної обробки та керування.

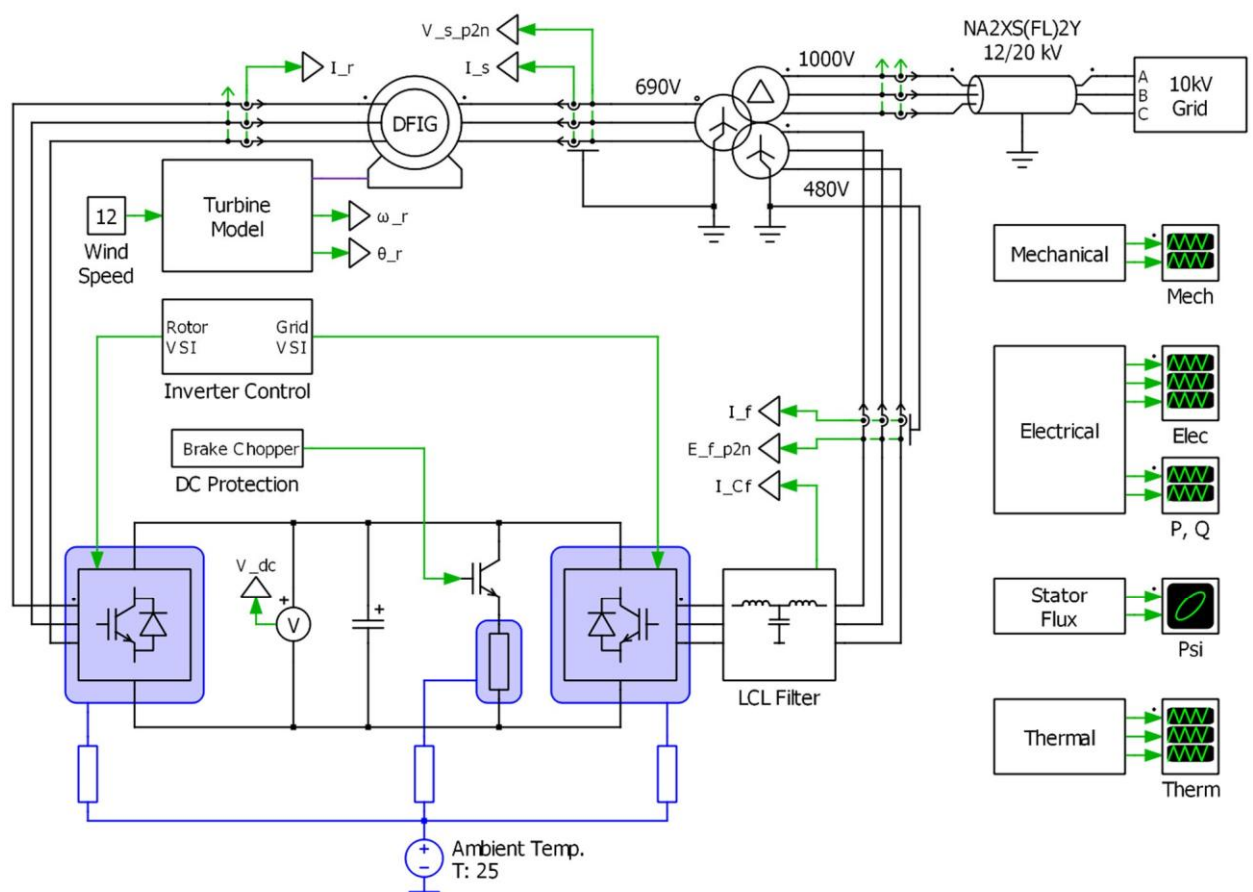


Рис. 4.1 – Принципова схема моделі вітрової турбіни з МПЖ у PLECS

Асинхронний двигун із ротором, що обертається, силовий напівпровідниковий перетворювач, LCL-фільтр, а також довготривала лінія

передачі та мережа середньої напруги (MV) розглядаються як складові електричної системи.

**Асинхронний двигун:** Математична модель АД з обертовим ротором побудована в нерухомій системі координат із використанням перетворення Кларка. Коректне застосування цього перетворення дозволяє просто підключати зовнішні індуктивності послідовно зі статорними обмотками, які в такому випадку виконують роль індуктивностей розсіювання трансформатора. Підключення індуктивностей до роторних обмоток неможливе через те, що електричні інтерфейси моделі реалізовано у вигляді керованих джерел струму.

**Перетворювач потужності:** Для регулювання енергії ротора використана схема перетворювача типу *back-to-back*, у якій два трифазні дворівневі мости на IGBT з'єднані між собою через конденсатор постійного струму (рис. 4.2). З метою захисту до цього кола додано IGBT-перемикач із резистором, що забезпечує розряд конденсатора до безпечної величини. Ключ вмикається при перевищенні допустимої напруги на шині постійного струму та вимикається, коли напруга повертається до номінальної. Інвертор, підключений зі сторони ротора, з'єднаний безпосередньо з АД, а інвертор мережевої сторони – через LCL-фільтр із третинною обмоткою трансформатора. У моделі IGBT-модулі розглядаються як ідеальні ключі для забезпечення швидкого системного моделювання.

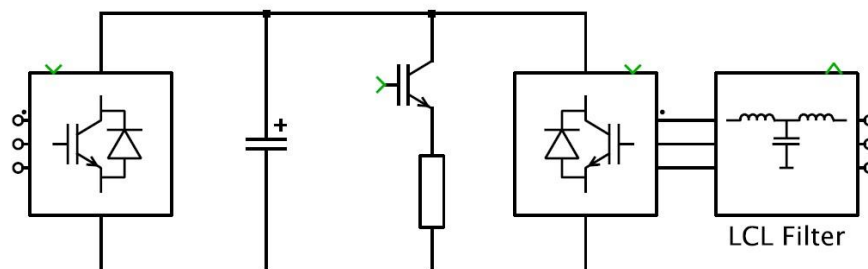


Рисунок 4.2 – Модель зворотного конвертера

Фільтр: Для згладжування пульсацій струму, що виникають через ШІМ-модуляцію інвертора на стороні мережі, використовується LCL-фільтр (рис. 4.3). Відповідно до вимог електричної мережі для виробництва енергії з відновлюваних джерел, під час підбору значень індуктивності та ємності необхідно дотримуватися встановленого стандарту THD. У порівнянні з фільтром, що містить лише індуктор, LCL-фільтр ефективніше пригнічує гармоніки при значно менших значеннях індуктивності, що зменшує масу та об'єм конструкції та забезпечує вищу щільність потужності. Разом з тим, наявність конденсатора вводить дві резонансні частоти, що може спричинити проблеми зі стабільністю [48].

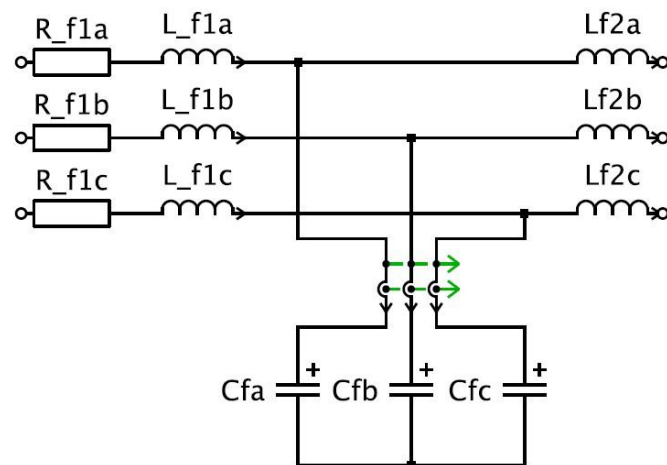


Рисунок 4.3 – Модель LCL фільтра

Розробка системи керування: Для управління інверторами з боку машини та з боку мережі застосовується пропорційно-інтегральний (PI) контролер з активним демпфуванням і захистом від інтегрального перенакопичення, як описано в [49]. Головною функцією інвертора машини є регулювання крутного моменту МПЖ, а відповідно і швидкості обертання ротора, а також контроль реактивної потужності МПЖ, що передається в мережу через обмотки статора асинхронного двигуна.

Система регулювання швидкості включає внутрішню швидкодіючу ланку струму, яка відповідає за контроль струму ротора, та зовнішню повільну ланку

швидкості, яка формує опорний сигнал для керування q-осьовим струмом. Аналогічна структура застосовується для регулювання реактивної потужності.

Керування струмом здійснюється методом орієнтації на поле, де струм ротора розкладається на d- та q-осі у оберտальній системі координат, що дозволяє отримати постійні значення струму у сталому режимі. Для підбору параметрів використано модель асинхронного двигуна у просторі станів у вигляді комплексних векторів, де фізичні величини трансформовано на сторону статора за допомогою коефіцієнта обертів.

$$\begin{aligned} v_s &= R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_1 \Psi_s, \\ v_R &= R_R i_R + \frac{d\Psi_R}{dt} + j\omega_2 \Psi_R, \end{aligned} \quad (4.1)$$

де  $\Psi_s = L_M (i_s + i_R)$ ,  $\Psi_R = (L_M + L_\sigma) i_R + L_M i_s$ ,  $\omega_2 = \omega_1 - \omega$ .

Варто відзначити, що індуктивність розсіювання статора виключена з наведених вище рівнянь, оскільки потік статора обрано за опорний вектор. У графічному вигляді модель у просторі станів можна представити у вигляді схеми кола для осей d та q, як показано на рис. 4.4.

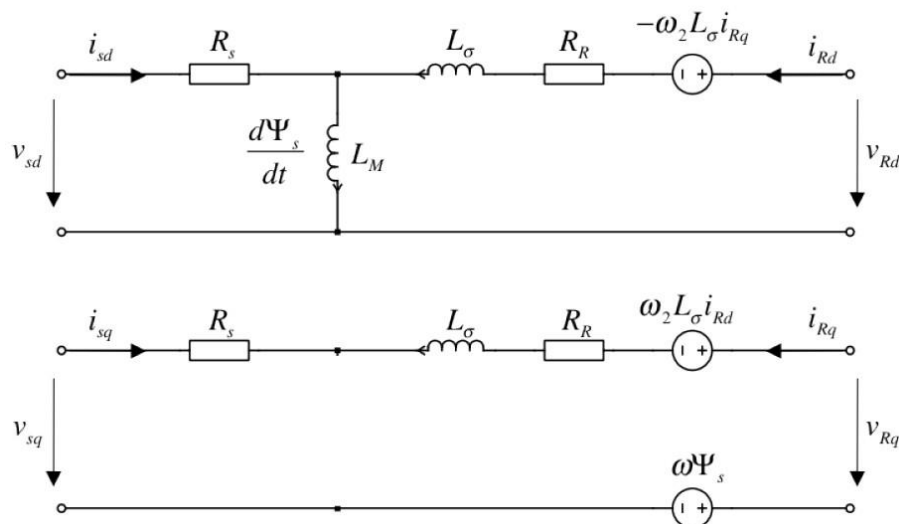


Рисунок 4.4 – Модель асинхронного двигуна у вигляді простору станів для системи керування обертанням

Підставивши рівняння для напруги ста́тора та потокозчеплення в рівняння для напруги ротора, знаходимо, що:

$$v_R = (R_R + R_s j\omega_2 L_\sigma) i_R + L_\sigma \frac{di_R}{dt} + E \quad (4.2)$$

де зворотна ЕРС  $E$  дорівнює:

$$E = v_s - \left( \frac{R_s}{L_M} + j\omega \Psi_s \right) \quad (4.3)$$

Перепишучи рівняння по осях d-q окремо, отримуємо:

$$\begin{aligned} v_{Rd} &= (R_R + R_s) i_{Rd} - \omega_2 L_\sigma i_{Rq} + L_\sigma \frac{di_{Rd}}{dt} + u_{sd} - \frac{R_s}{L_M} \Psi_s, \\ v_{Rq} &= (R_R + R_s) i_{Rq} - \omega_2 L_\sigma i_{Rd} + L_\sigma \frac{di_{Rq}}{dt} + u_{sq} - \omega \Psi_s. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Два наведені рівняння описують модель простору станів роторного струму  $i_R$ , де входною змінною виступає напруга ротора  $U_R$ . Зміни зворотної електрорушійної сили можуть викликати помилки відстеження і, подібно до члена перехресного зв'язку з іншої ортогональної осі, розглядаються як зовнішні збурення. Такі впливи можна ефективно компенсувати за допомогою прямого керування. Схема отриманого регулятора струму представлена на рис. 4.5 та 4.6.

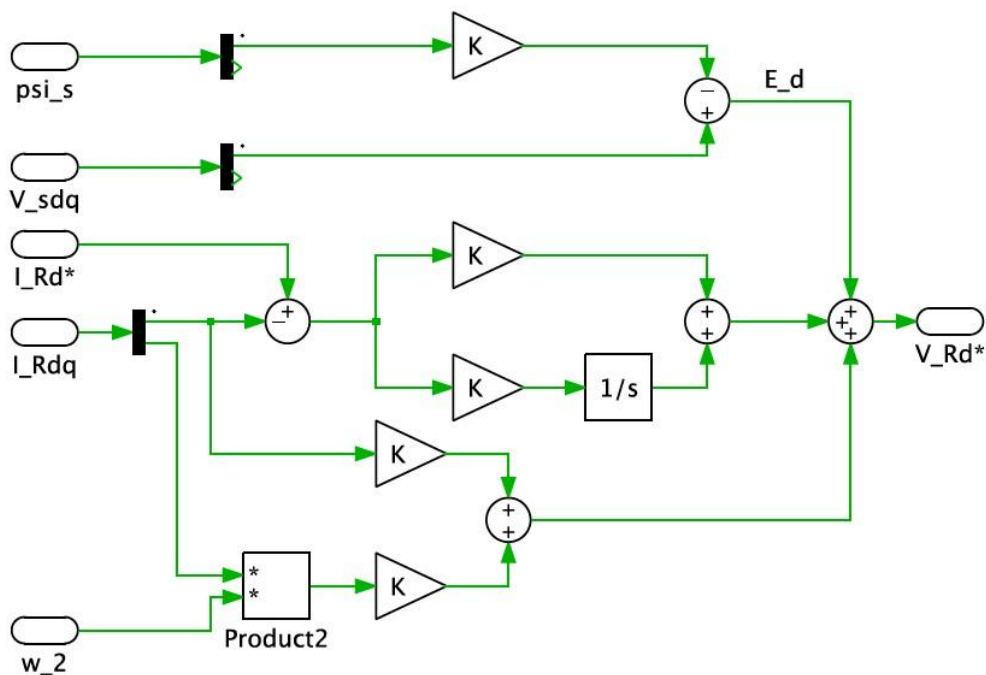


Рис. 4.5 – Схема регулятора струму по осі d інвертора з боку машини

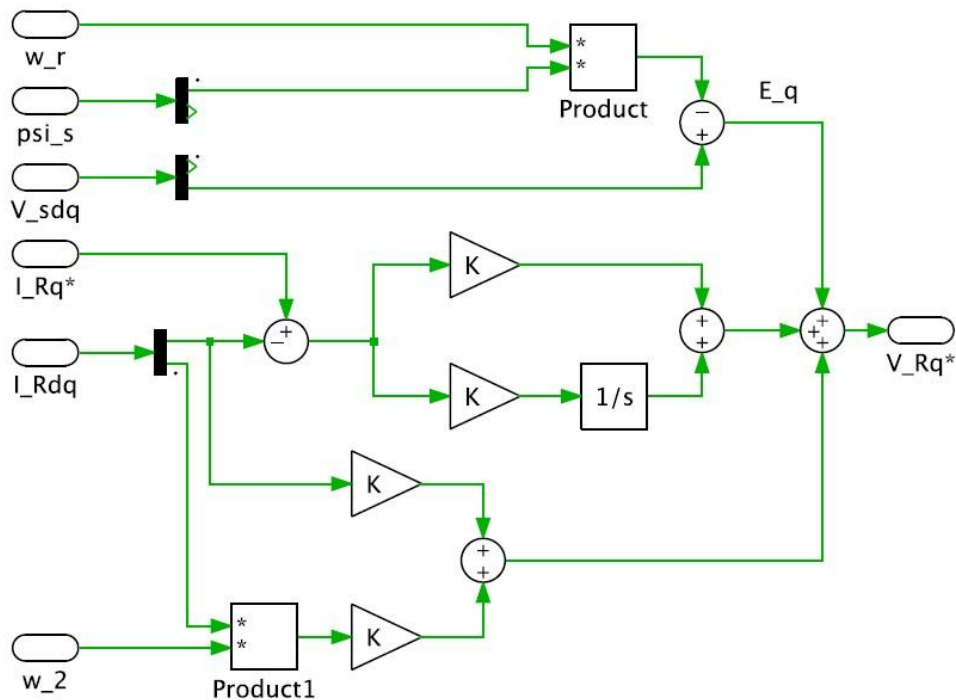


Рис. 4.6 – Схема регулятора струму в системі d-q інвертора з боку машини

Потокозчеплення  $Y_s$  статора враховується в ланці зворотної ЕРС, проте його безпосереднє вимірювання в апаратній реалізації є складним. Тому було обрано підхід оцінки з використанням струму статора та напруги як вхідних змінних [50]. На основі побудованої моделі в просторі станів підбираються пропорційні та інтегральні коефіцієнти ПІ-регулятора за такою схемою:

$$\begin{aligned} K_p &= \alpha_c L_\sigma, \\ K_i &= \alpha_c (R_R + R_s + R_a), \end{aligned} \quad (4.5)$$

де  $R_c$  –пропускна здатність замкнутої системи. Це можна пов'язати з часом наростання східчастої характеристики як:

$$\alpha_c = \frac{l_n(9)}{t_{rise}}. \quad (4.6)$$

Крім цього, було введено віртуальний опір  $R_a$  для забезпечення того, щоб збурення (наприклад, помилка оцінки зворотної ЕРС) згасало з тією ж часовою сталою, що й схема прямого керування, відома також як «активне гасіння». Значення  $R_a$  визначається наступним чином:

$$R_a = \alpha_c L_\sigma - R_R - R_s. \quad (4.7)$$

Регулятор швидкості, побудований на основі спрощеної механічної моделі вітрової турбіни, формує опорний сигнал для струму по осі  $q$ .

$$\frac{J_{total}}{n_p} \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_{wind}, \quad (4.8)$$

де **Jtotal** – сумарна інерція всіх мас, приведених до високошвидкісної сторони редуктора; **np** – число пар полюсів; **Te** – електричний крутний момент, прикладений до ротора асинхронного двигуна; а **Twind** – крутний момент вітру, приведений до високошвидкісної сторони редуктора. Також введено компонент активного демпфування для покращення гасіння збурень. Щоб уникнути перерегулювання через насичення виходів регулятора, застосовується метод запобігання інтегральному накопиченню.

На виході регулятора швидкості еталонний крутний момент перетворюється у сигнал струму за допомогою:

$$i_{Rq}^* = \frac{2T_e}{3n_p \Psi_s}. \quad (4.9)$$

У реальних системах вітрових турбін контролер потужності зазвичай використовує алгоритм відстеження точки максимальної потужності (MPPT – maximum power point tracking) для формування опорного сигналу регулятора швидкості. Проте у цьому випадку схема MPPT не моделюється через порівняно короткий часовий інтервал моделювання, а як еталонна швидкість використовується постійне значення.

Опорний сигнал для регулятора струму по осі  $d$  формується регулятором реактивної потужності. Відповідно до вимог німецьких операторів системи передачі [51], вітрогенератор має бути здатним забезпечувати підтримку напруги шляхом індуктивного або ємнісного введення реактивної потужності під час аварійних ситуацій. Миттєва повна потужність, що споживається клемми статора асинхронного двигуна, може бути представлена у вигляді комплексного вектора:

$$S_s = 3v i_s^* = 3 \left( R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_1 \right) i_s^* \quad (4.10)$$

За припущення, що потокові зв'язки статора змінюються лише незначно, реактивну потужність можна виразити в системі d-q, нехтуючи похідною:

$$Q_s = 3\omega_1 (\Psi_{sd} i_{sd} + \Psi_{sq} i_{sq}) \quad (4.11)$$

У системі, орієнтованій на потік статора, компонент потоку статора по осі q дорівнює нулю, тому наведене вище рівняння виглядає так:

$$Q_s = 3\omega_1 \Psi_s i_{sd} = 3\omega_1 \left( \frac{\Psi_s}{L_M} - i_{Rd} \right) \quad (4.12)$$

Це переписано так:

$$i_{Rd}^* = \frac{\Psi_s}{L_M} - \frac{Q_s}{\omega_1} \quad (4.13)$$

Таким чином формується статична алгебраїчна залежність між реактивною потужністю та струмом ротора по осі d, після чого використовується інтегральний регулятор (І-регулятор), що ілюстровано на рис. 4.7.

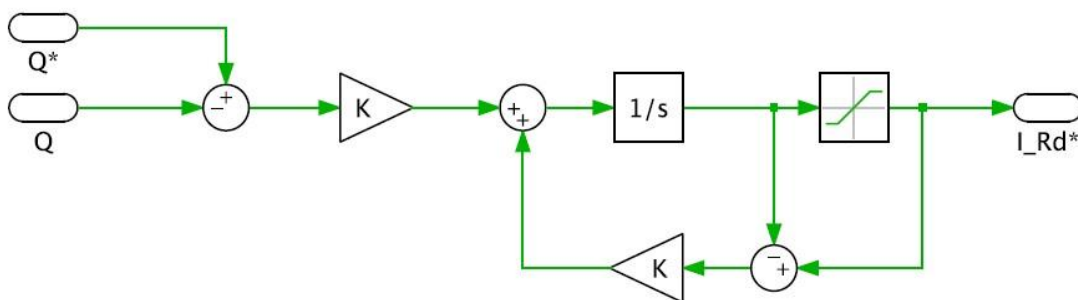


Рисунок 4.7 – Схема регулятора реактивної потужності інвертора з боку машини

Інтегральний коефіцієнт І-регулятора задається як:

$$K_{iQ} = \frac{\alpha_Q}{3\omega_1 \Psi_s} \quad (4.14)$$

де  $\alpha Q$  – бажана пропускна здатність. Оскільки опір статора зазвичай невеликий, у наведеному рівнянні потік статора  $\psi_s$  можна замінити виразом  $\omega l \cdot V_{g, \text{nom}}$ , де  $V_{g, \text{nom}}$  – номінальна пікова напруга мережі на стороні статора АД. Інвертор на стороні мережі забезпечує стабільність напруги постійного струму на постійному рівні. Аналогічно інвертору на стороні АД, для інвертора на стороні мережі застосовується двоконтурна структура: зовнішній контур відповідає за регулювання напруги, а внутрішній – за регулювання струму. Контур керування струмом працює у системі координат d-q та синхронізований з напругою мережі, при цьому опорна орієнтація визначається контуром фазового автопідстроювання частоти (PLL).

Для вихідної клеми змінного струму використовується фільтр LCL, який на сьогодні вважається ефективним рішенням для зменшення пульсацій струму на частоті перемикання порівняно з чисто індуктивним фільтром завдяки меншому розміру магнітних елементів. Виходячи з максимального пульсаційного струму  $I_{\text{hfpp}}$  (peak-to-peak) на виході інвертора, індуктивності  $L_{f1a}$ ,  $L_{f1b}$  і  $L_{f1c}$  (рис. 4.3) можна розрахувати за допомогою:

$$L_{f1} = \cos(\pi / 6) \cdot \frac{2 / 3 V_{dc} - V_{g3}}{I_{\text{hfpp}} f_{sw}} \cdot \frac{\sqrt{3} V_{g3}}{V_{dc}}, \quad (4.15)$$

де  $V_{g3}$  – номінальна напруга (пікове значення) на третинній обмотці трансформатора. Співвідношення між значеннями індуктивності  $L_{f1}$  і  $L_{f2}$  можна розглядати як робочу змінну для оптимізації загального розміру та вартості. У цій моделі передбачається, що в результаті оптимізації було обрано значення  $L_{f2} = 0.15 L_{f1}$ . Згідно з вимогою до THD для оператора мережі, яка є співвідношенням між амплітудою номінального струму мережі  $I_{gpp}$  і пульсацією  $I_{\text{hfpp}}$ , значення ємності можна розрахувати як:

$$C_f = \frac{1}{L_{f2} (2\pi f_{sw} 10^{\frac{k_A}{40dB}})}, \quad (4.16)$$

де затухання  $k_A$  задається як:

$$k_A = 20 \log_{10} \left( THD \frac{I_{EPP}}{I_{AEP}} \right). \quad (4.17)$$

## 4.2 Аналіз режимів роботи синхронного генератора

Електричні характеристики МПЖ для досліджуваної системи представлені в таблиці 4.1. Параметри ротора були приведені до сторони статора з використанням коефіцієнта трансформації витків.

Таблиця 4.1 – Електричні параметри МПЖ

Параметр	Значення
Кількість пар полюсів $n_p$	2
Коефіцієнт обертання $n_s/n_p$	1/2.6
Потік статора $L_{s\sigma}$	0.12 мГн
Потік ротора $L'_{r\sigma}$	0.05 мГн
Індуктивність $L_M$	2.9 мГн
Опір статора $R_s$	0.022 Ом
Опір ротора $R'_r$	0.0018 Ом

Перехід від фізичних параметрів, наведених у таблиці 4.1, до параметрів еквівалентної схеми на рис. 4.4 здійснюється за допомогою наступних рівнянь:

$$\begin{aligned} L_M &= 2\gamma L_M, \\ L_{\sigma} &= \gamma L_{s\sigma} + \gamma^2 L'_{r\sigma}, \\ R_r &= \gamma^2 R_r, \end{aligned} \quad (4.18)$$

де  $\gamma = (L_{s\sigma} + L_M) / L_M$ .

В результаті описаного процесу проектування фільтра LCL, індуктивності котушок на стороні перетворювача та мережі визначаються як 0,48 мГн та 0,044 мГн відповідно, а ємність фільтра становить 57 мФ. При цьому взаємна індуктивність і ємність зв'язку приймаються рівними третині власних і нейтральних значень. Механічні параметри прикладу вітрової турбіни потужністю 2 МВт наведені в [52] і [53] у нормалізованих одиницях, а перехід до реальних значень описаний у [54].

Під час моделювання розглядаються такі сценарії:

**Початковий стан:** на початку моделювання генератор обертається зі швидкістю 157 рад/с, синхронною з частотою мережі. Основна частина генерованої активної потужності передається до мережі через обмотку статора асинхронного двигуна, а через ротор, завдяки нульовому ковзанню, практично не проходить потужність, окрім резистивних втрат. На цьому етапі виробництво реактивної потужності ще не здійснюється.

**Помилка в мережі:** через 12 секунд у мережі середньої напруги 10 кВ виникає трифазне коротке замикання, яке моделюється джерелом керованої напруги. Для профілю залишкової напруги передбачено три варіанти: перший — нульовий провал напруги тривалістю 0,2 с, а два інші варіанти описані у Німецьких стандартах кодів передачі 2007 року [51].

### 4.3 Результати моделювання системи генерації електроенергії на основі МПЖ

Час моделювання був встановлений на 25 секунд, що достатньо для оцінки реакції системи в цілому, особливо з урахуванням механічної частини. Водночас цей проміжок часу є відносно великим у порівнянні з частотою перемикання зворотного перетворювача (5 кГц). Якщо пульсації струму через частоту перемикання та втрати потужності в напівпровідниках не представляють інтересу для конкретних задач, для прискорення моделювання можна застосувати усереднену модель перетворювача. Усереднена модель

реалізується за допомогою контрольованих джерел напруги та струму (рис. 4.8) і може додатково вибиратися з маски.

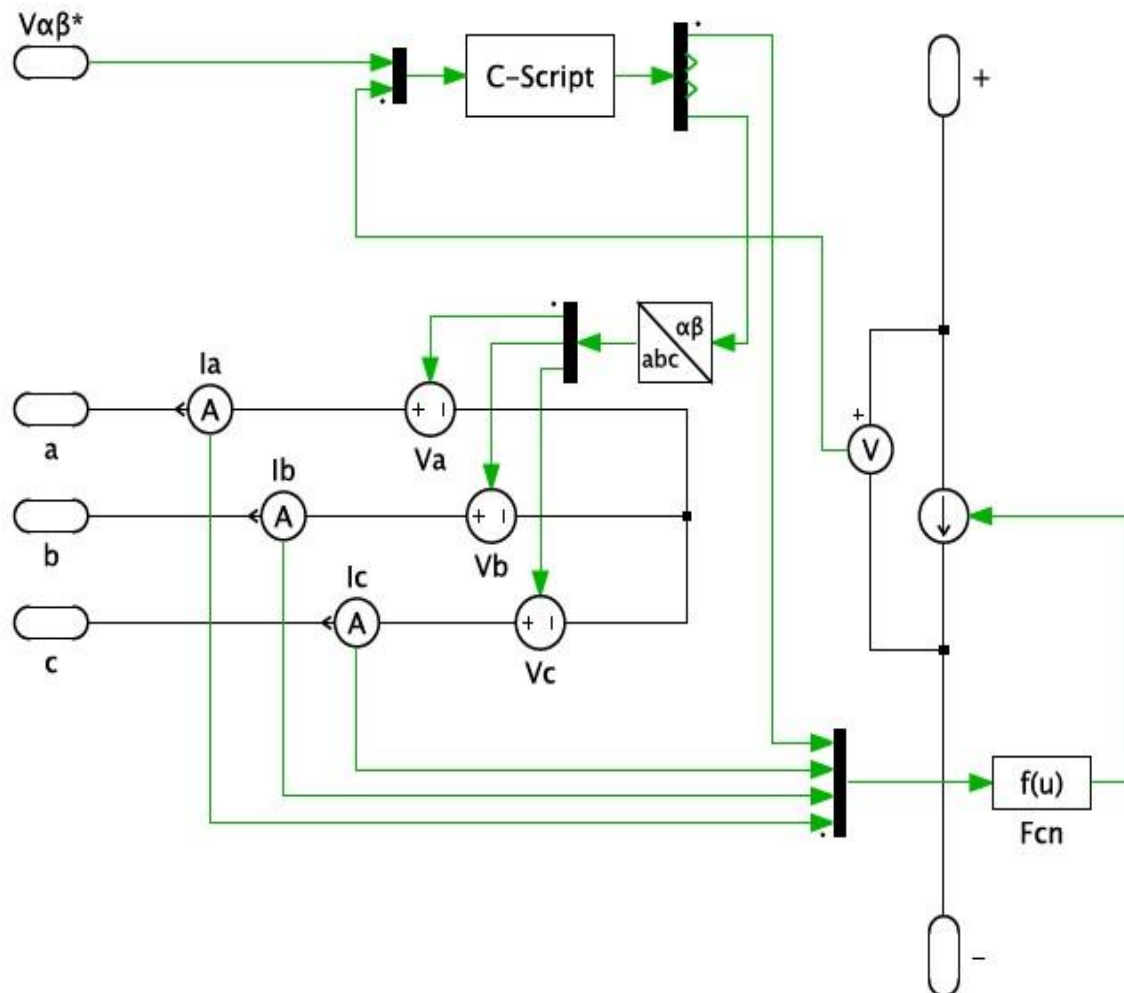


Рисунок 4.8 – Середньоквантова (усереднена) модель трифазного інвертора

За допомогою моделювання наведених сценаріїв можливо оцінювати надійність конструкції та впроваджувати покращення, зокрема за рахунок застосування різних методів керування. Параметри системи підбираються таким чином, щоб забезпечити очікувані результати протягом усього робочого діапазону турбіни. На початковому етапі моделювання спостерігаються згасні коливання, що виникають через пружний зв'язок із втратами між механічними елементами, як показано на рис. 4.9.

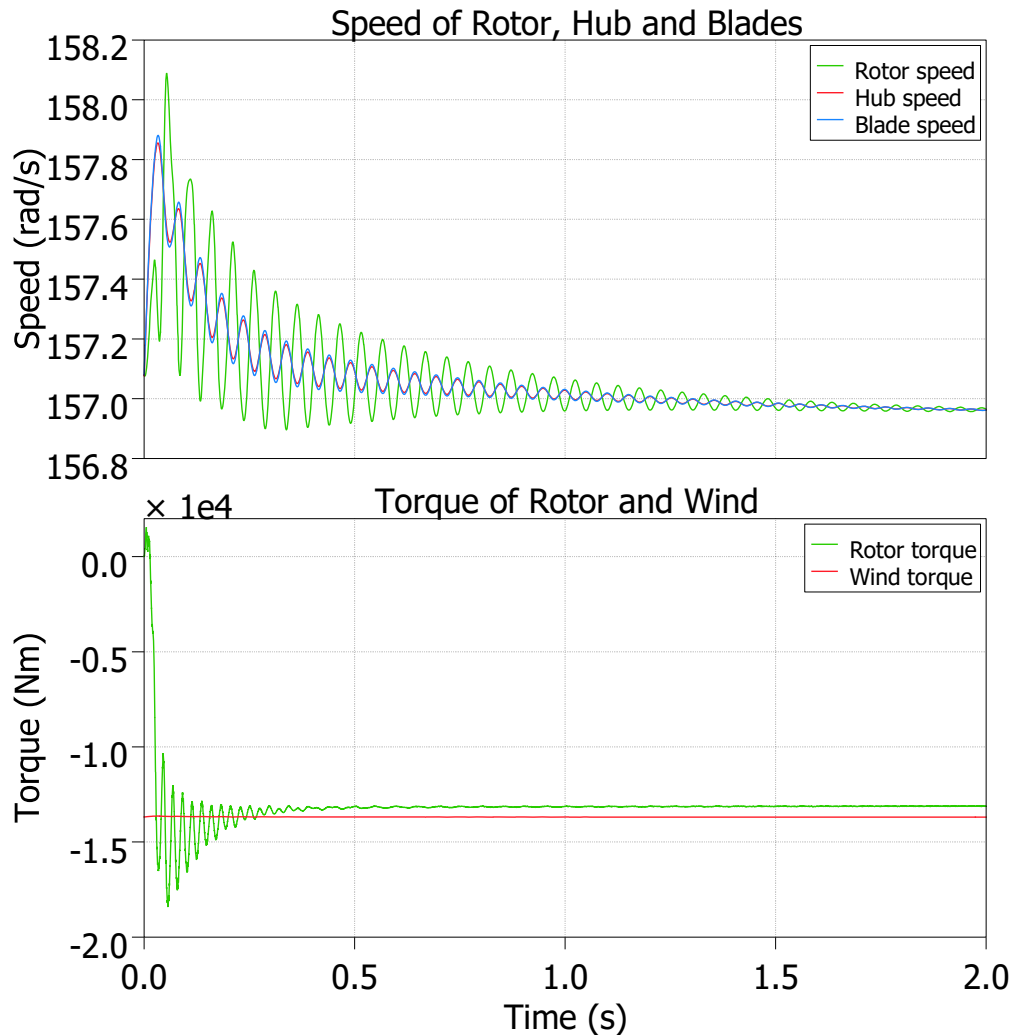


Рисунок 4.9 – Виникнення механічних коливань під час пуску вітрової турбіни

При використанні східчастої зміни опорної швидкості регулятор швидкості формує опорний крутний момент для регулятора струму по осі  $q$  інвертора з боку машини, який перевищує крутний момент вітру, що діє на лопаті, завдяки чому турбіна прискорюється. Динаміка зміни обертальної швидкості та крутного моменту наведена на рис. 4.10, де значення швидкості втулки та лопатей переведено на високошвидкісну сторону редуктора (сторону валу АД). Приблизно через 7 с електричний крутний момент АД та крутний

момент вітру досягають рівноваги, і обертальна швидкість стабілізується на рівні 175 рад/с. Як наслідок, ковзання становить близько 11%, і приблизно 10% фактичної потужності передається з обмотки ротора, що ілюструє рис. 4.11.

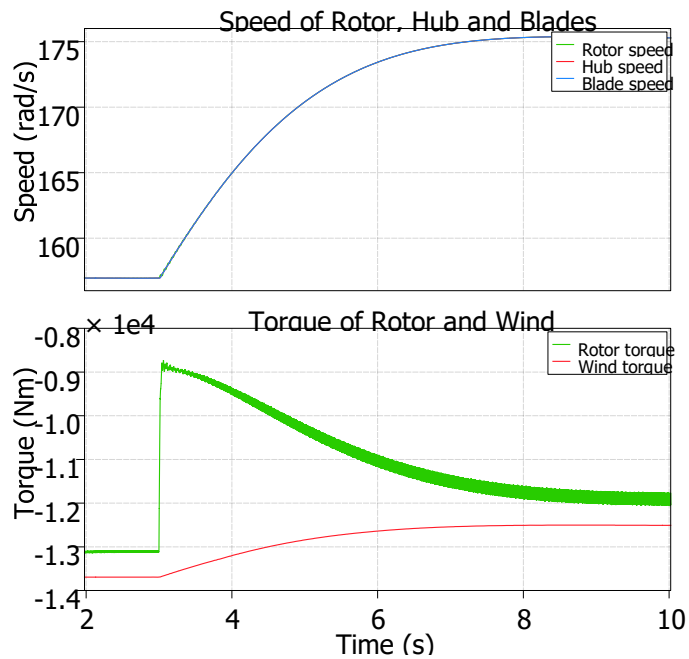


Рисунок 4.10 – Механічна реакція під час прискорення

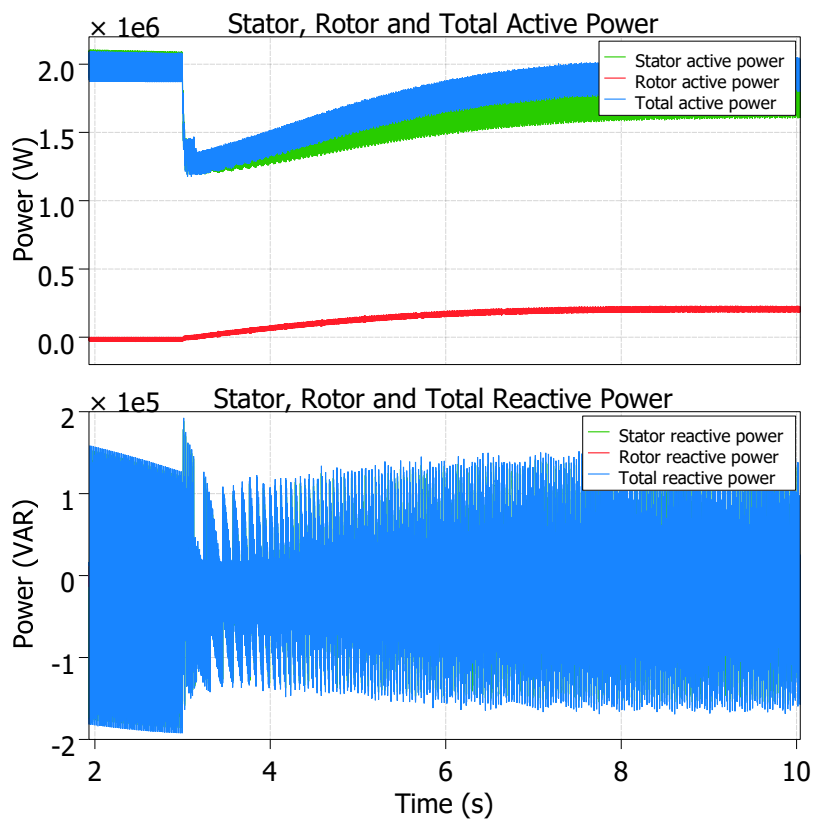


Рисунок 4.11 – Потік активної та реактивної потужності від статора та ротора під час прискорення

При моделюванні усередненої моделі форма хвилі електричного крутного моменту не міститиме пульсацій і буде відповідати середньому значенню крутного моменту, що спостерігається у моделі з ідеальними перемикачами, як це ілюструється на рис. 4.12.

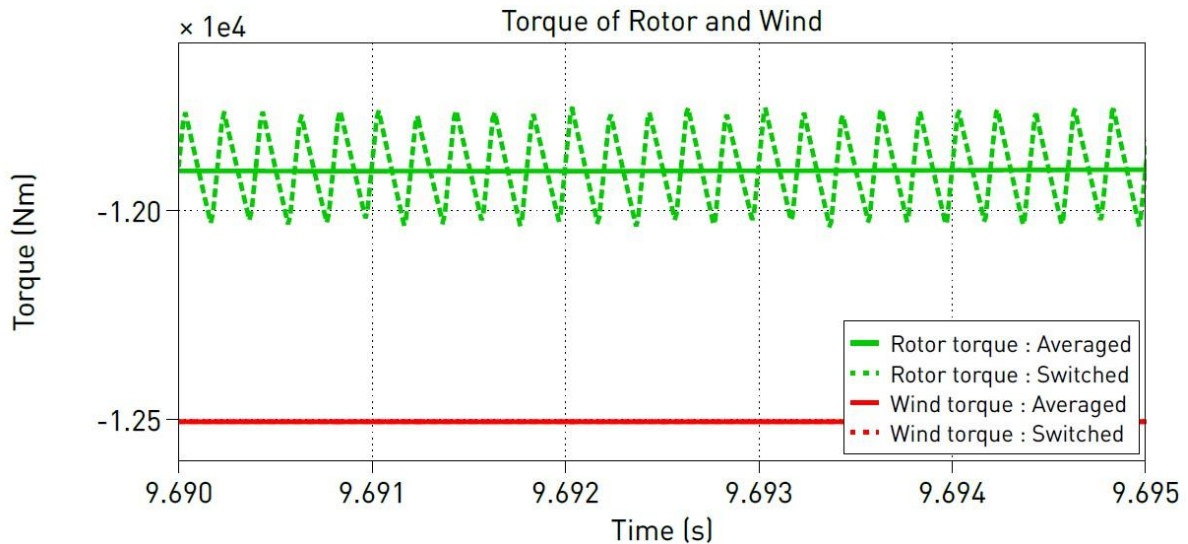


Рисунок 4.12 – Електричний крутний момент асинхронного двигуна в усередненій моделі

Для оцінки роботи вітрової турбіни в умовах найгіршого випадку на стороні мережі, відомого як «проходження низької напруги» (LVRT), та сценарію межі 2 на рис. 4.8, було налаштовано профіль напруги під час короткого замикання в мережі. Коли напруга мережі падає до нуля через 14 с, потік статора значно зменшується, і асинхронний двигун перестає виробляти електричний крутний момент. У цей момент енергія, що поглинається лопатями від вітру, повністю накопичується в обертових механічних компонентах турбіни у вигляді кінетичної енергії, що призводить до її прискорення. Після того, як напруга починає відновлюватися через 0.15 с після усунення несправності, потік статора поступово повертається, і електричний крутний момент знову створюється, протидіючи рушійному моменту від вітру. Як результат, швидкість обертання турбіни відновлюється до контрольного значення 175 рад/с, що видно на рис. 4.13.

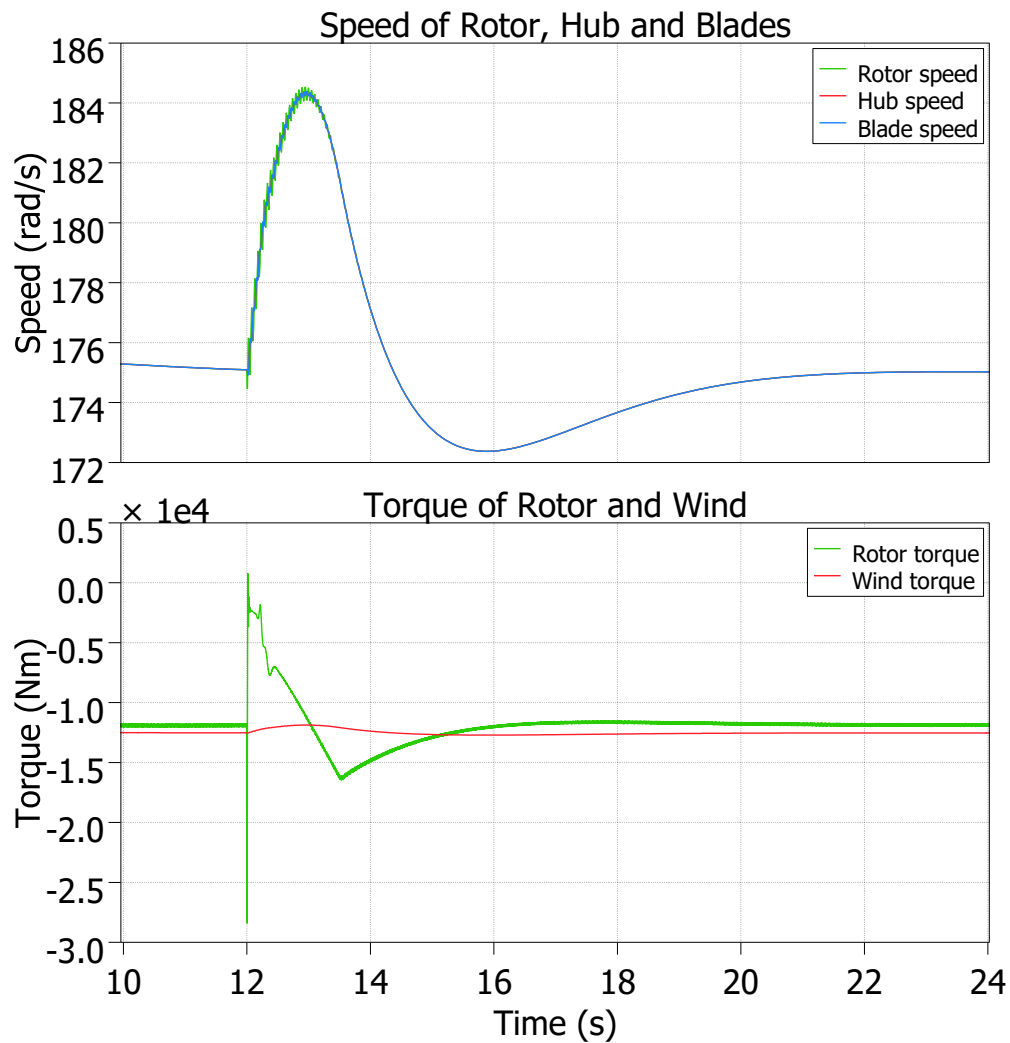


Рисунок 4.13 – Механічний перехідний процес у разі збоїв мережі

На рис. 4.14 показано електричний перехідний процес напруги та струму на первинній обмотці трансформатора (сторона 10 кВ), а також напругу кола постійного струму зворотного перетворювача. Напруга на клеммах трансформатора не знижується до нуля, оскільки мережа залишається жорсткою завдяки індуктивності лінії передачі між ними. Струм змінного струму має значний пік відразу після виникнення несправності, а згодом стабілізується на рівні нижче певного діапазону через насичення входу контролера струму. Через падіння напруги на третинній обмотці трансформатора мережевий інвертор більше не здатний передавати потужність, тому напруга кола постійного струму практично неконтрольована у перші секунди після аварії. Надалі конденсатор кола постійного струму

заряджається або розряджається виключно за рахунок інвертора на стороні машини. Перехідний процес активної потужності інвертора на стороні машини можна оцінити за допомогою еквівалентної схеми осі  $q$ , наведеної на рис. 4.4.

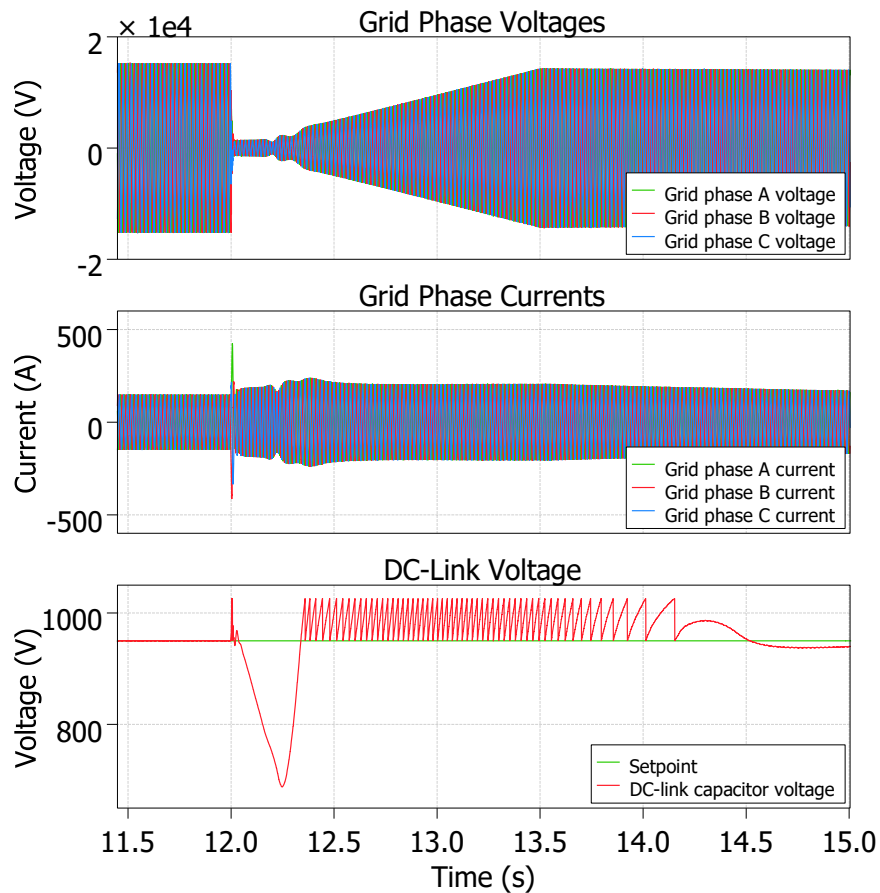


Рисунок 4.14 – Механічний перехідний процес у разі збоїв мережі

Таким чином, майже така ж кількість активної потужності, що й до виникнення несправності, спрямовується на зарядку конденсатора, через що його напруга швидко зростає. Проте вона не перевищує 108% номінального значення (950 В), оскільки схема переривника обмежує напругу до безпечного рівня. Регулятор швидкості намагається підняти опорне значення струму по осі  $q$  для регулятора струму, щоб відновити швидкість обертання до 175 рад/с, але спроба виявляється неуспішною.

У результаті регулятор струму подає на вісь  $q$  напругу  $v_{Rq}$  протилежної полярності порівняно з напругою до несправності через майже нульове

значення зворотної ЕРС  $\psi_s$ . Це призводить до того, що активна потужність короткочасно стає негативною, конденсатор розряджається, і його напруга падає приблизно до 12,3 с. Далі, зі зростанням напруги мережі зворотна ЕРС  $\psi_s$  збільшується,  $v_{Rq}$  відновлює попередню полярність, а активна потужність стає позитивною, що фактично перезаряджає конденсатор.

На цьому етапі інвертор на стороні мережі все ще не здатний передавати значну потужність, тому надходження енергії до конденсатора залишається надмірним, і напруга продовжує зростати. Завдяки роботі схеми переривника напруга коливається між встановленим обмеженням та номінальним значенням протягом наступних кількох секунд, поки мережна напруга повністю не відновиться і інвертор знову зможе передавати достатню потужність.

Якщо цей сценарій несправності моделювати за допомогою усередненої моделі інвертора, результати трохи відрізняться від результатів моделі з повним перемиканням, оскільки період перемикання порівнянний із перехідним процесом під час несправності. Це слід враховувати при використанні усередненої моделі для прискорення моделювання. На рис. 4.15 світліша червона крива відповідає моделі з перемиканням.

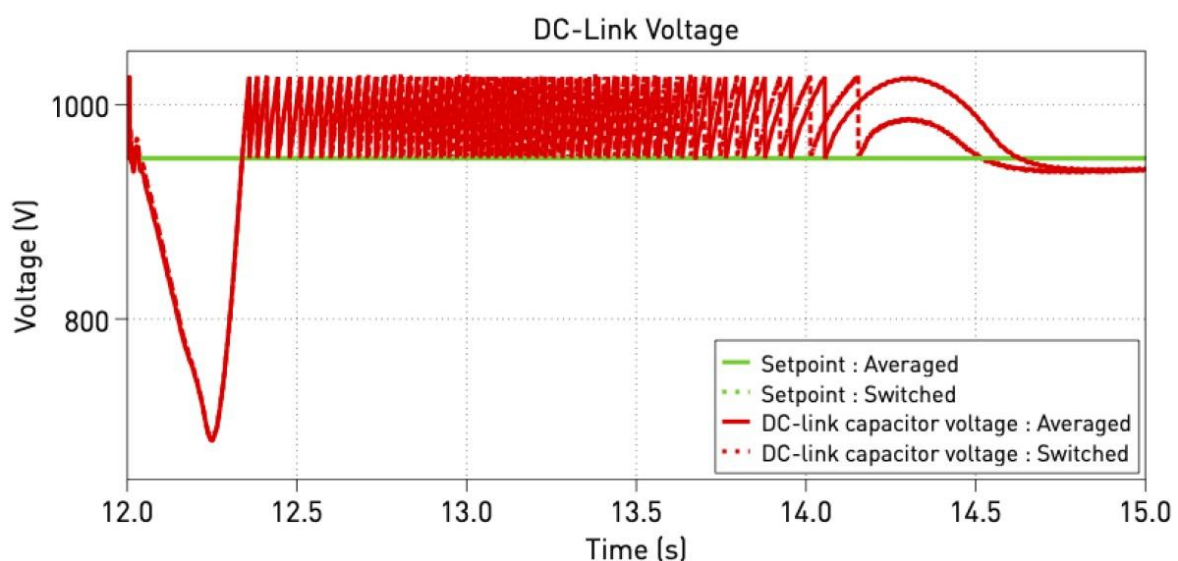


Рисунок 4.15 – Порівняння напруги кола постійного струму між моделлю усередненого та комутованого інвертора

Теплові дані, такі як температура переходу та втрати для одного IGBT, під час загального моделювання наведені на рис. 4.16.

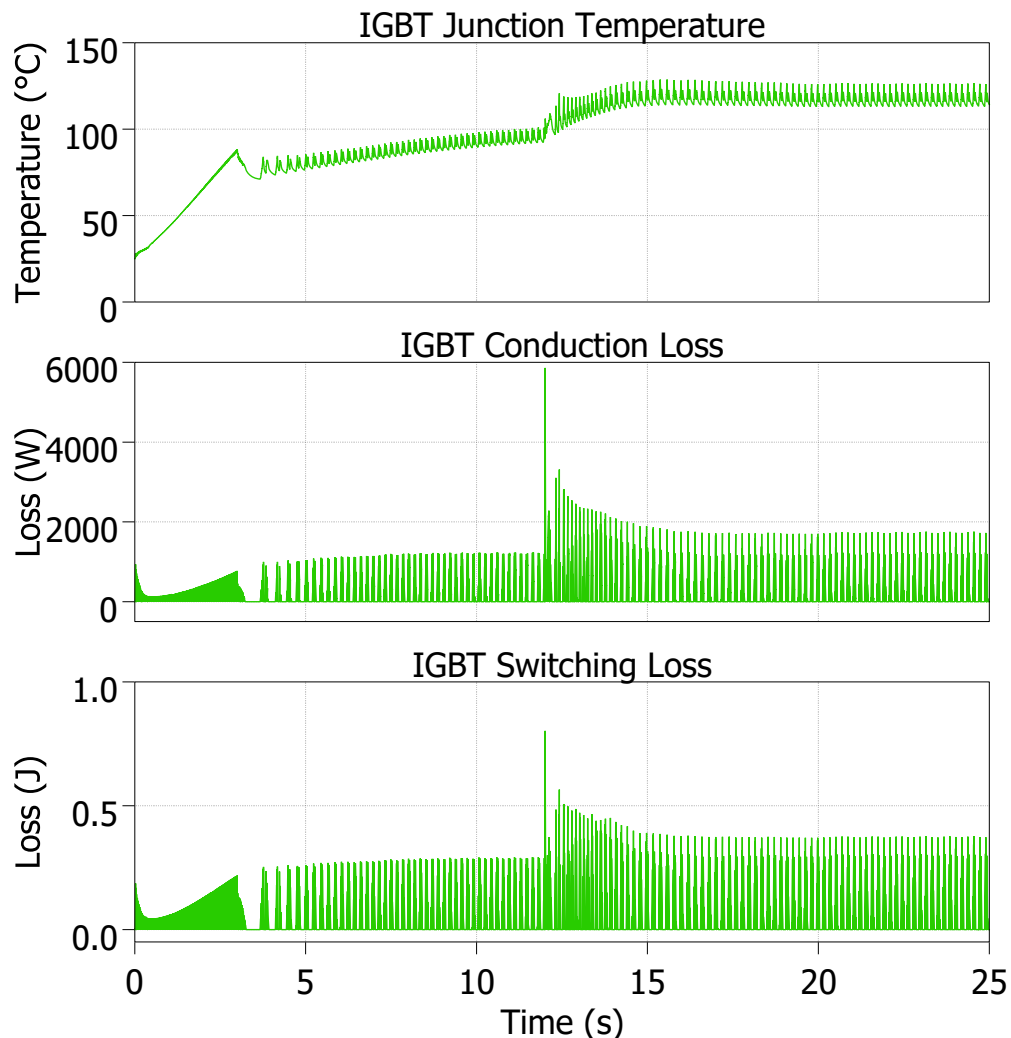


Рисунок 4.16 – Температура переходу на комутацію одного IGBT

#### Висновки до розділу 4

У цьому розділі представлено модель системи генерації з МПЖ та двоступеневим МП. У програмному середовищі PLECS розроблено модель вітрової турбіни з МПЖ потужністю 2 МВт. Описано різні режими роботи синхронного генератора. Під час моделювання послідовно виконувалися такі сценарії:

1. Початковий стан системи.

2. Аварійна ситуація – трифазне коротке замикання, змодельоване за допомогою джерела керованої напруги.

Результати показали, що на початковому етапі моделювання спостерігаються затухаючі коливання, зумовлені пружним зв'язком та втратами в механічних частинах. При ступінчастій зміні опорної швидкості регулятор швидкості формує опорний момент для регулятора струму по осі  $q$  інвертора з боку машини, який перевищує крутний момент вітру, що діє на лопаті, внаслідок чого турбіна прискорюється. Приблизно через 7 с електричний крутний момент асинхронного двигуна та крутний момент вітру вирівнюються, встановлюючи баланс. У цьому стані ковзання складає близько 11%, а приблизно 10% від номінальної потужності передається через обмотку ротора.

У режимі аварії змодельовано коротке замикання. Коли напруга мережі падає до нуля (через 14 с), потік статора знижується до мінімального значення, і асинхронний двигун вже не здатний генерувати електричний крутний момент. Внаслідок цього енергія, яку отримують лопаті від вітру, накопичується в обертових механічних частинах у вигляді кінетичної енергії, що призводить до прискорення турбіни. Після відновлення напруги через 0,15 с потік статора поступово відновлюється, що дозволяє відновити електричний крутний момент для протидії крутному моменту вітру. У результаті швидкість турбіни повертається до контрольного значення.

## ВИСНОВКИ

У цій кваліфікаційній роботі розроблено систему генерації електроенергії на основі машини подвійного живлення з використанням двоступеневого матричного перетворювача. Проведено огляд існуючих систем генерації електроенергії та їх порівняння. Розглянуто різні конфігурації вітрових турбін: з фіксованою швидкістю, зі змінною швидкістю, на основі машини подвійного живлення, а також зі змінною швидкістю та повномасштабним перетворювачем. Визначено переваги та недоліки кожного з цих типів конфігурацій та наведено детальний опис кожної системи.

Описано основні характеристики машини подвійного живлення. Електромеханічні перетворювачі на базі МПЖ широко застосовуються у сучасних вітроелектрогенеруючих системах, оскільки дозволяють здійснювати відбір потужності при змінній швидкості турбіни, підвищуючи ефективність. Розглянуто ключові характеристики двоступневих матричних перетворювачів частоти.

Математична модель МПЖ побудована на основі алгебраїчних диференціальних рівнянь у координатах  $d$  та  $q$ , що обертаються разом із ротором машини. Представлено алгоритми керування МПЖ. За умов керування струмом ротора розроблено алгоритми керування крутним моментом та магнітним потоком. Окремо розроблено алгоритм керування двоступневим матричним перетворювачем.

Розглянуто особливості ШІМ для двоступневих МП, зокрема методи ШІМ для випрямляча та інвертора. Керування випрямлячем забезпечує синусоїдність струму, що споживається з мережі, та можливість регулювання зсуву фаз між струмом і напругою мережі.

Виконано моделювання двоступеневого матричного перетворювача у середовищі GeckoCircuits на основі розробленої математичної моделі. Результати показали, що вхідний струм та напруга на навантаженні наближені

до синусоїдальних, а усереднені значення цих величин формують майже ідеальну синусоїду. Низький рівень гармонік свідчить про високу якість енергетичних характеристик.

У середовищі PLECS створено модель вітрової турбіни з МПЖ потужністю 2 МВт. Описано режими роботи системи генерації при нормальному стані та при виникненні помилки мережі. Помилка моделювалася як трифазне коротке замикання, відтворене за допомогою джерела керованої напруги.

Результати показали, що на початковому етапі моделювання виникають згасні коливання через пружний зв'язок і втрати в механічних компонентах. При застосуванні ступінчастих змін опорної швидкості регулятор швидкості формує опорний момент крутного моменту для регулятора струму по осі  $q$  інвертора, який перевищує крутний момент вітру, прикладений до лопатей, що прискорює турбіну. Приблизно через 7 секунд електричний крутний момент МПЖ та момент вітру виходять у збалансований стан, і приблизно 11% ковзання передає близько 10% реальної потужності з обмотки ротора.

У режимі короткого замикання, коли напруга мережі падає до нуля (через 14 секунд), потік статора зменшується до мінімального значення, і МПЖ більше не генерує електричний момент. Потужність від вітру зберігається у вигляді кінетичної енергії в механічних компонентах, прискорюючи турбіну. Після відновлення напруги через 0,15 секунд потік статора поступово відновлюється, відновлюючи електричний крутний момент для протидії рушійному моменту вітру. У результаті швидкість турбіни стабілізується на контрольному рівні. Режим короткого замикання триває недовго, тому більшість часу система керування функціонує для введення реактивної потужності в мережу.

Засвідчую, що у цій кваліфікаційній роботі немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Здобувач вищої освіти \_\_\_\_\_ **Артем ШИДЛОВСЬКИЙ**

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Analog Devices Inc., “Flux and speed estimation for induction machines”, in Application Note AN331-29.
2. Datta R., Ranganathan V.T. Direct Power Control of Grid-Connected Wound Rotor Induction Machine without Rotor Position Sensors // IEEE Transactions on Power Electronics. 2001. Vol. 16(3). P. 390-399.
3. Driesen J., Rijcke S. De, Perez P. Souto. Impact of Wind Turbines Equipped with Doubly-Fed Induction Generators on Distance Relaying // In: IEEE Power and Energy Society General Meeting. 2010. P. 1-6.
4. Edvardsen P.A., Nestli T.F., Kolstad H. Steady state power flow and efficiency optimising analysis of a variable speed constant frequency generating // EPE'97 Proceedings. 1997. P. 2691-2694.
5. Esandi I., Juankorena X., L'opez J., Marroyo L. Alternative protection system for wind turbines with doubly fed induction generator // Proceedings of the 2nd International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG '09), Lisbon, Portugal, March 2009. P. 501–506.
6. Friedli T., Kolar J.W., Rodriguez J., Wheeler P.W. Comparative evaluation of three-phase AC-AC matrix converter and voltage DC-link back-to-back converter systems // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012. Vol. 59, No. 12. P. 4487–4510.
7. Hansen A.D. Generators and Power Electronics for wind turbines. In: Wind Power in Power systems. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, 2004. 24 p.
8. Hansen A.D., Hansen L.H. Wind turbine concept market penetration over 10 years (1995-2004) // Wind Energy. 2007. Vol. 10(1). P. 81-97.
9. Hansen A.D., et al. Review of Contemporary Wind Turbine Concepts and their market Penetration // Windengineering. 2004. Vol. 28(3). P. 247-263.
10. Hofmann W., et al. Design and Control of a Wind Power Station with Double Fed Induction Generator // EPE'97. 1997. P. 2723-2728.

11. Hoffmann R. A comparison of control concepts for wind turbines in terms of energy capture. PhD thesis, Darmstadt, 2002.
12. Kaidar A.B., Kopyrin V.S., Shapkenov B.K., et al. Nibh studiis an inverter cum pulsus-vestibulum, arcu enim potentia copia ratio, cum renewable industria fontes // PMU khabarshysy Acta de PSU. Sère. Potentia. 2014;3:137-143.
13. Kaidara B., Shapkenov B.K., Kislov A.P., et al. Industria-Efficiens ventus generantibus, cum melior industria perficientur // Collectio Internationalis scientific et practica colloquium. YII Toraigyrov lectiones. Pavlodar: 2015;5:293-298.
14. Kislov A.P., Kaidar A.B., Markovsky. Opus ad usum altilium repono cogitationes in potentia copia ex renewable sources // PMU khabarshysy Acta de PSU. Sère. Potentia. 2014;2:112-117.
15. Kolar J.W., Baumann M., Schafmeister F., Ertl H., Stogerer F. Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter. Proceedings of the 17th IEEE Applied Power Electronics Conference. Dallas, USA. 2002. Vol.2. P. 777–791.
16. Kundu P., Tandon A.K. Capacitor self-excited double-armature synchronous generator for enhanced power output // TENCON '98. IEEE Region 10 International Conference, 1998. P. 391-397.
17. Liang J., Qiao W., Harley R.G. Direct transient control of wind turbine driven DFIG for low voltage ride-through // IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications (PEMWA '09), Lincoln, Neb, USA, June 2009. P. 1–7.
18. L. Wei, T.A. Lipo. A novel matrix converter topology with simple commutation // Proceedings of the 36th IAS Annual Meeting of Industry Applications Conference, 2001. Vol. 3. P. 1749–1754.
19. Lima F.K.A., Luna A., Rodriguez P., Watanabe E.H., Blaabjerg F. Rotor voltage dynamics in the doubly fed induction generator during grid faults // IEEE Transactions on Power Electronics. 2010. Vol. 25(1). P. 118–130.

20. Michalke G. Variable speed wind turbines—modeling, control, and impact on power systems [Ph.D. thesis], Riso National Laboratory, Roskilde County, Denmark, 2008.
21. Muyeen S.M., Ali M.H., Takahashi R., Murata T., Tamura J., Tomaki Y., Sakahara A., Sasano E. Blade-shaft torsional oscillation minimization of wind turbine generator system by using statcom/ess // *Power Tech, 2007 IEEE Lausanne*. P. 184-189.
22. Pena R., Clare J., Asher G. Doubly-fed induction generators using back-to-back PWM converters and its applications to variable-speed wind-energy generation // *Proc. IEE - Elect. Power Appl.* 1996. Vol. 153, No. 3. P. 231-241.
23. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Indirect stator flux-oriented output feedback control of the doubly fed induction machine // *IEEE Trans. on Control Systems Technology*. 2003. Vol. 11(6). P. 875–888.
24. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Power control of a doubly-fed induction machine via output feedback // *Control Engineering Practice*. 2004. Vol. 12(1). P. 41–57.
25. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Robust active-reactive control of a doubly-fed induction machine // *Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'98*. Aachen, Germany, Sept. 1998. P. 1621–1625.
26. Petersson A. Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines. PhD thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2005.
27. Petersson A., Harnfors L., Thiringer T. Evaluation of current control methods for wind turbines using doubly-fed induction machines // *IEEE Trans. Power Electron.* 2005. Vol. 20(1). P. 227–235.
28. Petersson A., Thiringer T., Harnfors L. Modeling and experimental verification of grid interaction of a DFIG wind turbine // *IEEE Trans on Energy Conversion*. 2005. Vol. 20(4). P. 878–886.
29. Rabelo B., Hofmann W. Optimal active and reactive power control with the doubly-fed induction generator in the MW-class wind-turbines // *In Proceedings*

- of International Conference on Power Electronics and Drives Systems (PEDS). 2001. Vol. 1. P. 53-58.
30. Rabelo B., et al. Reactive power control design in doubly-fed induction generators for wind turbines // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2009. Vol. 56(10). P. 4154–4162.
31. Rahimi M., Parniani M. Efficient control scheme of wind turbines with doubly fed induction generators for low-voltage ride-through capability enhancement // IET Renewable Power Generation. 2010. Vol. 4(3). P. 242–252.
32. Rahimi M., Parniani M. Grid-fault ride-through analysis and control of wind turbines with doubly fed induction generators // Electric Power Systems Research. 2010. Vol. 80(2). P. 184–195.
33. Rodriguez A.G.G., Rodriguez A.G., Payan M.B. Estimating wind turbines mechanical constants // International Conference on Renewable Energies and Power Quality - ICREPQ, Sevilla, 2007.
34. Sheryazov S.K. Methodology of Renewable Sources Efficient Use // Proc. of the VI international research and practice conference «European Science and Technology», Germany, 2013. P. 343–347.
35. Sheryazov S.K., Ptashkina-Girina O.S. Increasing power supply efficiency by using renewable sources // 2nd International Conference on Industrial Engineering Applications and Manufacturing. ICIEAM. 2016. doi:10.1109/ICIEAM.2016.7910986.
36. Shuai X., Geng Y., Honglin Z., Hua G. Analysis of the control limit for rotor-side converter of doubly fed induction generator-based wind energy conversion system under various voltage dips // Renewable Power Generation. 2013. Vol. 7(1). P. 71–81.
37. Shuai X., Geng Y., Honglin Z., Hua G. An LVRT control strategy based on flux linkage tracking for DFIG-based WECS // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2013. Vol. 60(7). P. 2820–2832.

## **ДОДАТКИ**