

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

Факультет електроенерготехніки та автоматики

(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Сергій ПЕРЕСАДА

(підпис)

“ ” _____ 2021 року

Дипломний проєкт

на здобуття ступеня бакалавра

за освітньо-професійною програмою «Електромеханічні системи
автоматизації, електропривод та електромобільність»
спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

(код і назва)

на тему: Матричні перетворювачі для електроприводу

Виконав: студент 3 курсу, групи _____ ЕП-п81
(шифр групи)

_____ Іванина Юрій Юрійович

(прізвище, ім'я, по батькові)

Керівник професор, д.т.н., Михальський Валерій Михайлович
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по-батькові)

(підпис)

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

(підпис)

Рецензент доцент, к.т.н., Шиманська Анна Анатоліївна
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище, ім'я, по-батькові)

(підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному
проєкті немає запозичень з праць інших
авторів без відповідних посилань.

Студент

(підпис)

Київ – 2021 року

**Пояснювальна записка
до дипломного проєкту**

на тему: Матричні перетворювачі для електроприводу

Київ – 2021 року

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Факультет електроенерготехніки та автоматики

(повна назва)

Кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

(повна назва)

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

(код і назва)

Освітньо-професійна програма – Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій ПЕРЕСАДА

(підпис)

« ____ » _____ 2021 року

ЗАВДАННЯ

на дипломний проєкт студенту

Іваніні Юрію Юрійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту матричні перетворювачі для електроприводу,
керівник проєкту професор, д.т.н., Михальський Валерій Михайлович,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від « ____ » _____ 20__ р. № _____

2. Термін подання студентом проєкту

3. Вихідні дані до проєкту

$P_{2n}=1.4$ $U_{1n}=380$ В, $p_n=3$, $J_d=0.07$ кг·м², $\eta=0.615$, $\cos\varphi=0.65$, $S_n=0.12$, $\lambda=0.12$,
 $f=50$ Гц,

4. Зміст пояснювальної записки

1. Аналітичний огляд. 2. Розробка і дослідження алгоритму керування векторної ШІМ. 3. Розрахунок параметрів схеми заміщення асинхронного двигуна а також визначення параметрів номінального режиму. 4. Розробка та дослідження алгоритму векторного керування асинхронною машиною. 5. Розробка, дослідження і випробування схемотехнічних рішень МП.

5. Перелік графічного матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо)

6. Консультанти розділів проєкту*

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


* Якщо визначені консультанти. Консультантом не може бути зазначено керівника дипломного проєкту.

7. Дата видачі завдання 12.04.2021

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проєкту	Термін виконання етапів проєкту	Примітка
1	Вступ. Аналітичний огляд.		
2	Розробка і дослідження алгоритму керування векторної ШІМ.		
3	Розрахунок параметрів схеми заміщення асинхронного двигуна а також визначення параметрів номінального режиму.		
4	Розробка та дослідження алгоритму векторного керування асинхронною машиною.		
5	Розробка, дослідження і випробування схемотехнічних рішень МП.		

Студент


 (підпис)

Ю.Ю. Іванина

Керівник проєкту


 (підпис)




В.М. Михальський

РЕФЕРАТ

Дипломний проєкт містить: сторінок 70, рисунків 28, таблиць 2.

В даному дипломному проєкті було розглянуто матричні перетворювачі для електроприводу,

Розрахунок і реалізація даного дипломного проєкту забезпечувалась з допомогою використання наступних програм: Microsoft Office Word 2016, Microsoft Office Visio 2016, MATLAB R2016a, MathType 7.

					141.8109.008.БР			
Змн.	Арк.	№ докум	Підпис	Дата				
Розроб		Іваніна Ю.Ю.			Матричні перетворювачі для електроприводу	Літера	Акр.	Акрушів
Перевірів		Михальський В.М.					6	70
Н. Контр.		Михальський В.М.				НТУУ "КПІ імені Ігоря Сікорського"		
Затверд.		Пересада С.М.						

SUMMARY

Diploma project contains: pages - 70, drawings - 28, tables - 2

In this diploma project matrix converters for the electric drive were developed, The calculation and implementation of this thesis is offered using the following programs: Microsoft Office Word 2016, Microsoft Office Visio 2016 ,, MATLAB R2016a, MathType 7.

					141.8109.008.BW			
	<i>Letter</i>	<i>Nº of doc</i>	<i>Sing.</i>	<i>Date</i>				
<i>Devel.</i>	Y. Iavnyna		<i>[Signature]</i>		Matrix converters for the electric drive	<i>L.</i>	<i>Page</i>	<i>Pages</i>
<i>Checked</i>	V. Mykhalskyi		<i>[Signature]</i>				7	70
<i>N. Contr.</i>	V. Mykhalskyi		<i>[Signature]</i>			KPI them Igor Sikorsky AEMS-EP EP-g81		
<i>Approved..</i>	S. Peresada							

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	10
ВСТУП.....	11
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД.....	17
1.1 Матричний перетворювач частоти.....	17
2 РОЗРОБКА І ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ КЕРУВАННЯ ВЕКТРОНОЇ ШІМ.....	22
2.1 Принцип векторної ШІМ в МП.....	22
2.2 Математична модель МП з векторною ШІМ для ідеальної мережі.....	24
2.3 Ключова модель МП з векторною ШІМ.....	27
3 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ СХЕМИ ЗАМІЩЕННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА А ТАКОЖ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ НОМІНАЛЬНОГО РЕЖИМУ.....	28
3.2 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення.....	28
4 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ ВЕКТРОНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННОЮ МАШИНОЮ.....	34
4.1 Розробка алгоритму векторного керування асинхронною машиною.....	34
4.1.1 Модель асинхронного двигуна.....	34
4.1.2 Постановка задачі керування АД.....	35
4.2 Векторне керування асинхронною машиною з фазним ротором.....	30
4.2.1 Керування машиною подвійного живлення по вимірюваному виходу..	30
4.2.2 Модель МПЖ та цілі керування.....	31
4.3 Дослідження динаміки систем векторного керування асинхронною машиною, що живиться від матричного перетворювача.....	32
4.3.1 Дослідження динаміки векторно-керованого АД з матричним перетворювачем.....	32
4.4 Дослідження динамічних режимів векторно-керованої МПЖ.....	38
4.5 Дослідження динамічних режимів векторно-керованого автономного генератора на основі асинхронної машини з фазним ротором.....	45

5 РОЗРОБКА, ДОСЛІДЖЕННЯ І ВИПРОБУВАННЯ СХЕМОТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ МП.....	51
5.1 Дослідження силових IGBT-ключів змінного струму.....	51
5.2 Аналітичне дослідження способів комутації для силових ключів МП.....	52
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	56
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	57

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АД – асинхронний двигун

МП – матричний перетворювач

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

МП – матричний перетворювач

МПЖ – машина подвійного живлення

ДБПЧ – дволанковий безпосередній перетворювач частоти

ВСТУП

Основною метою проекту є розробка та практичне запровадження нової технології матричного перетворення енергії за допомогою матричних перетворювачів (МП) для високоякісних систем змінного струму.

Нове покоління матричних перетворювачів змінного струму в змінній (АС – АС) та керованих електричних та електромеханічних систем, які живляться від МП, забезпечує значне покращання показників перетворення енергії, а саме: динамічних властивостей, масо-габаритних співвідношень, електромагнітної сумісності, та ін.

Загальна структура електропривода з асинхронним двигуном (АД), що живиться від МП, наведена на рис. 1.

Система керування МП включає в себе три рівня:

- формування ШІМ (просторова векторна) для забезпечення комутації дев'яти двонаправлених ключів з метою гарантування рівності середнього значення вихідної напруги заданому значенню V_{ref} ;
- керування процесом безпечної комутації ключів;
- керування механічними, електричними та електромагнітними координатами АД.

Ціллю даного етапу проекту є розробка теоретичних основ керування матричним перетворювачем. Вони включають векторні алгоритми керування ШІМ та АД (короткозамкнутим та подвійного живлення).

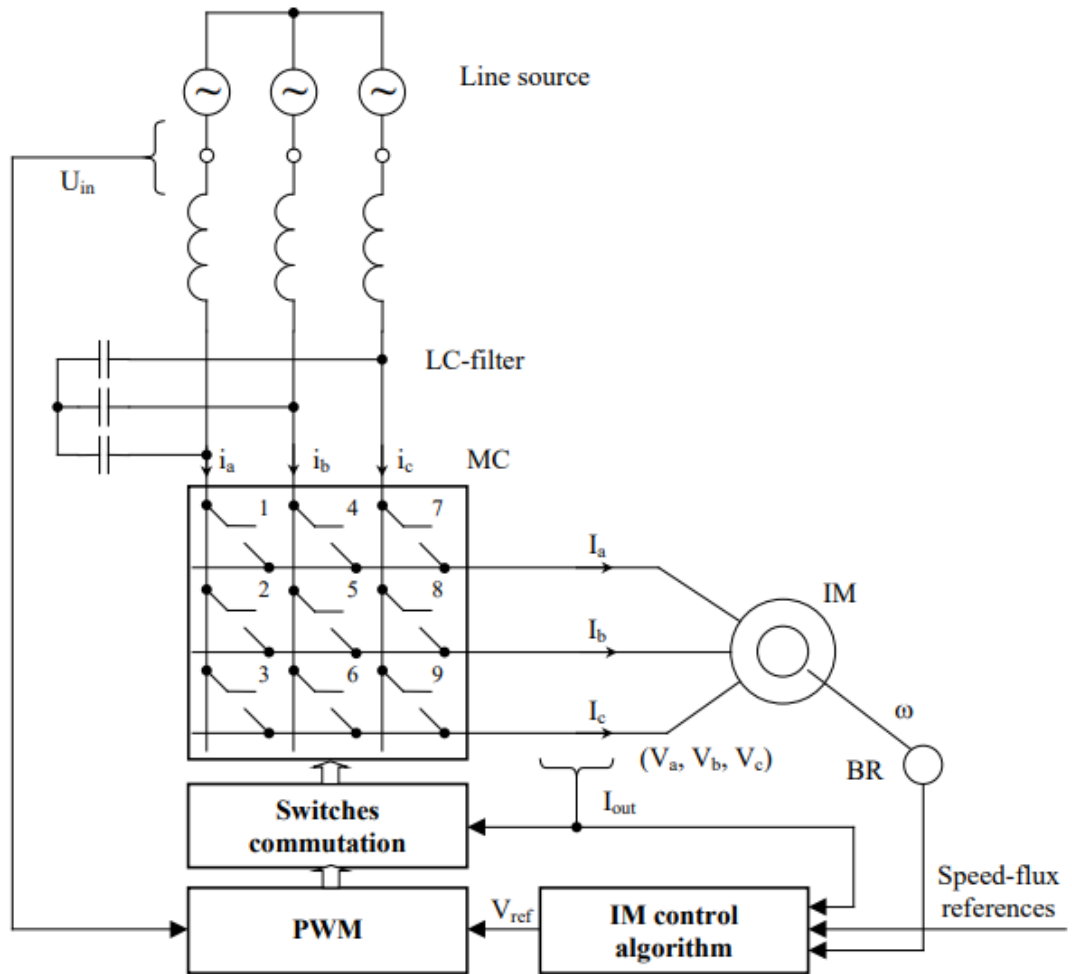


Рисунок 1 – Структурна схема електропривода з АД

Піонерські роботи [1], [2] започаткували новий напрямок у технології перетворення енергії, відомий зараз як матричне АС – АС перетворення. Основні переваги МП у порівнянні з перетворювачами по системі АС – DC – АС доведені в [3] – [6]. З метою об'єднання високих динамічних показників перетворення енергії та вимог електромагнітної сумісності пропонується використовувати векторну ШІМ [7]. Різноманітні стратегії генерування векторної ШІМ з метою досягнення синусоїдальної форми вхідного та вихідного струмів зі збільшенням діапазону регулювання вихідної напруги, а також досягнення вхідного одиничного коефіцієнту потужності розглянуті в [8] – [10]. Результати даного дослідження базуються на розробках авторів, наведених в [9].

Сучасні електроприводи що базуються на асинхронних двигунах є найбільш поширеними електромеханічними системами. З точки зору керування, вони представляють складну нелінійну багатовимірну задачу. Розв'язання проблеми керування АД стимулюють такі фактори як необхідність досягнення:

- a) високих динамічних показників;
- b) високої енергетичної ефективності;
- c) грубості до параметричних збурень;
- d) простоти реалізації.

Починаючи з піонерської роботи Блашке [11] концепція орієнтації по полю машини, як техніки розв'язки підсистем моменту та потоку, застосовувалась при керуванні АД [12], і стала базовою при розробці комерційних систем векторного керування АД ще до того, як була сформована нелінійна теорія керування зі зворотними зв'язками.

Проблема керування АД з високо-динамічними показниками була розв'язана з використанням різноманітних підходів сучасної нелінійної теорії керування. Розширений огляд стратегій керування АД можна знайти в [13], [14].

Основною метою цього дослідження є подальший розвиток основної концепції орієнтації керування по полю машини, як техніки декомпозиції електричної та механічної підсистем електричної машини, для розв'язання проблеми векторного керування АД. Була розглянута задача відпрацювання заданих траєкторій змін швидкості та потокочеплення в умовах дії постійного невідомого моменту навантаження при додаткових вимогах надати нові якості замкненій електромеханічній системі:

- a) глобальне експоненційне асимптотичне відпрацювання траєкторій швидкості і потоку;
- b) асимптотичну декомпозицію підсистем швидкості і потоку;
- c) асимптотичну лінеаризацію підсистеми швидкості;

d) грубість у відношенні варіацій параметрів АД (особливо опору роторного кола).

Досягнення асимптотичної лінеаризації підсистеми швидкості дозволяє використовувати широко розповсюджену техніку лінійної теорії оптимізації для встановлення показників та налагодження параметрів регулятора швидкості, що звичайно використовується в стандартних каскадних системах. Запропонований синтез алгоритму керування МП базується на новій стратегії проектування, розробленій авторами в [15], [16], [17].

Машина подвійного живлення (МПЖ) це електрична асинхронна трифазна машина з виведеними роторними обмотками, які можуть живитися від зовнішнього джерела напруги. Типова схема з'єднань для цієї машини показана на рис.2. Статорні обмотки підключені до мережі, в той час як роторні керуються за допомогою інвертора. Таке підключення дуже розповсюджене в застосуваннях де присутні обмежені варіації швидкості від синхронної, так як потужність керування на стороні ротора буде незначною (залежить від ковзання) у порівнянні з потужністю всієї системи. Так, необхідно відмітити, що у системах генерації електроенергії “асинхронна сутність” МПЖ приводить до генерування електроенергії з постійною частотою при змінній механічній швидкості; в додаток зменшуються втрати в міді і розширюється діапазон керування по відношенню до короткозамкненого АД [12]. В обох випадках, при застосуванні МПЖ, як двигуна так і генератора, запропонована схема придатна для керування активно-реактивною потужністю. Техніка векторного керування приводить до розподілу керування активною та реактивною потужністю на стороні статора; більше того, при використанні відповідно керованого матричного АС – АС перетворювача, можна керувати компонентами потужності всієї системи.

Різноманітні стратегії були запропоновані в літературі для розв'язання проблеми керування МПЖ. Керування активною та реактивною потужністю в системі координат орієнтованій по полю в повітряному зазорі було запропоновано в [12] і [18], використовуючи спрощену гіпотезу про незначні

опори статора і індуктивність розсіювання. При цьому необхідно вимірювати струми статора і ротора. Стратегія лінеаризації зворотнім зв'язком для досягнення розподілу керування моментом та активною потужністю запропонована в [19]; цей розв'язок базується на припущенні що б потік можна отримати вимірюючи струми статора і ротора. Це вимагає точного знання параметрів МПЖ (враховуючи насичення). В [20] автори пропонують рішення, засноване на природній пасивності МПЖ. Вимірювання струмів статора не потрібне. Рішення [20] гарантує стійкість усієї системи навіть при значних похибках при визначенні параметрів. Більшість відомих підходів використовують вимірювання швидкості ротора і кутового положення. Подальший розвиток рішень [20] запропонований в даному дослідженні.

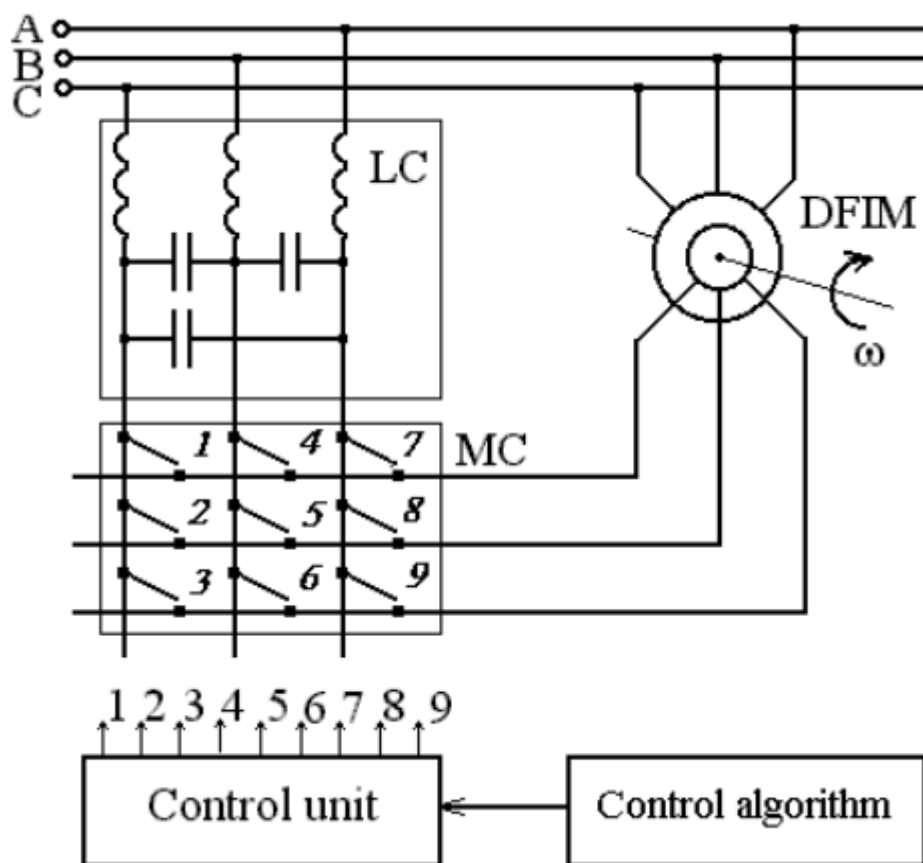


Рисунок 2 – Типова схема з'єднань машини подвійного живлення

Автономна робота АД з фазним ротором є одним із важливих етапів роботи МПЖ при синхронізації електричної мережі та електричного генератора. Ця проблема висвітлена в [20], вона далі розроблена і

вдосконалена у даному дослідженні. Автономний генератор на базі асинхронної машини з фазним ротором, що живиться від МП, є привабливим для використання в системах генерування напруги постійної частоти та амплітуди при зміні швидкості вала.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

1.1 Матричний перетворювач частоти

Інтерес до матричних перетворювачів на ключах двосторонньої провідності серйозно став проявлятися починаючи з 60-70-х років минулого століття. На той час їх називали перетворювачами з безпосереднім зв'язком або безпосередніми перетворювачами частоти, БПЧ з природною комутацією тощо.

Основна властивість, що виділила МП як окремий клас перетворювальних пристроїв, полягає в прямому (безпосередньому) перетворенні електроенергії трифазної (у загальному випадку – багатофазної) мережі змінного струму в іншу трифазну (багатофазну) мережу. При цьому на відміну від перетворювачів з проміжною ланкою постійного струму не потрібен накопичувач енергії у вигляді конденсатора та дроселя. Крім економії цих здебільшого громіздких і дорогих комплектуючих, які до того ж обумовлюють підвищені масогабаритні показники і явища старіння, МП через згадану основну властивість забезпечують вільну циркуляцію електроенергії в обох напрямках від мережі до навантаження і навпаки. Одночасно можливе формування синусоїдальних струмів, які споживаються з мережі, так що при використанні відповідних способів керування здійснюється циркуляція тільки активної потужності або встановлюється бажаний фазовий зсув між вхідними струмами і відповідними напругами незалежно від навантаження.

Незважаючи на переваги МП у порівнянні з перетворювачами з проміжною ланкою, цей тип пристроїв до останнього часу, за винятком спеціальних застосувань у рухомих об'єктах, не дійшов до стадії широкого серійного виробництва, а є швидше предметом досліджень і дослідних розробок на рівні нечисленних серій і типорозмірів.

Причиною такого стану речей є, з одного боку, недостатнє задоволення потреб МП сучасними силовими функціональними вузлами і повноцінними

матрицями на основі двонаправлених напівпровідникових ключів. У той же час традиційні перетворювачі з проміжною ланкою мають у своєму розпорядженні широку палітру модулів різної конфігурації, включаючи драйвери, потенціальне розділення і різноманітні захисні функції для широкого діапазону струмів і напруг.

По-друге, керування МП, враховуючи особливості процесів комутації, є більш складним у порівнянні з традиційними перетворювачами. Знову ж таки, для перетворювачів з проміжною ланкою є численна пропозиція готових пристроїв керування, включаючи необхідне програмне забезпечення. Програми, які на сьогодні ґрунтуються в основному на принципі просторової векторної модуляції, відносно прості й подібні одна до одної.

При ознайомленні з сучасними закордонними періодичними виданнями, присвяченими силовим перетворювачам електроенергії, не можна не звернути уваги на такий парадокс. Тематиці, прямо або побічно дотичній до проблем розробки і досліджень МП, приділяється настільки істотна увага, що це важко пояснити, виходячи з досить скромних масштабів впровадження МП у світі.

Адже ті одиниці тисяч МП на рік, що виготовляються корпорацією Yaskawa Electric, не йдуть ні в яке порівняння із сотнями тисяч перетворювачів частоти на основі автономних інверторів напруги, що виготовляються численними компаніями, територіально розташованими по всьому світу. Незважаючи на це, всі провідні електротехнічні школи ведуть інтенсивні теоретичні дослідження теорії матричних перетворювачів.

Пояснюється це, мабуть, тим, що загальна теорія матричних перетворювачів займає в силовій перетворювальній техніці особливе місце, вона – найбільш універсальна і всеосяжна. Дійсно, майже всі розділи теорії напівпровідникових перетворювачів, за винятком, можливо, резонансних перетворювачів і перетворювачів з використанням джерел струму, лежать "усередині" загальної теорії МП і є її окремими випадками. Саме тому, маючи у своєму розпорядженні апарат для вирішення проблем і задач у теорії МП,

вдається істотно полегшити і прискорити процес створення силових напівпровідникових перетворювачів електроенергії взагалі.

За останні роки завдяки досягненням у розвитку елементної бази були запропоновані й практично реалізовані нові схемотехнічні рішення та методи керування МП. За структурою силової схеми і алгоритму керування матричні перетворювачі на сучасному етапі розвитку можна розділити на одноступеневі традиційні та двоступеневі. Найбільш повно описані традиційні МП (conventional AC-AC matrix converter) (рис.1.1), оскільки вони вивчалися протягом більш тривалого часу.

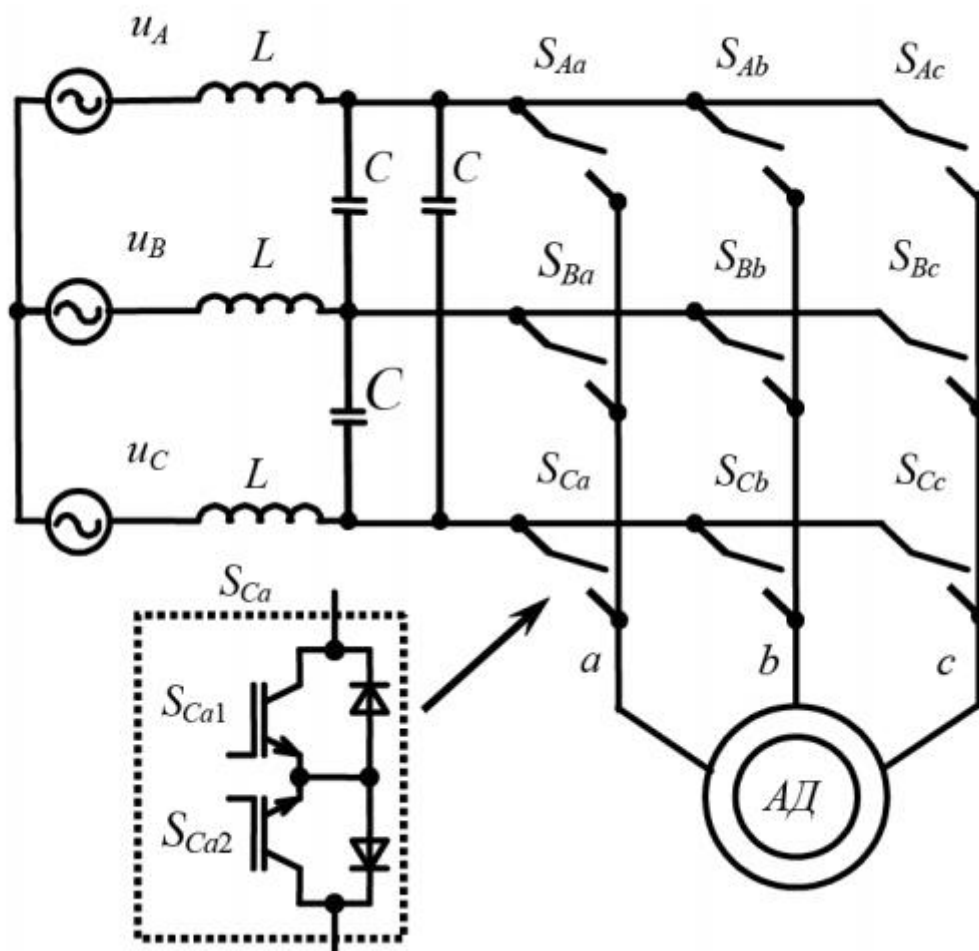


Рисунок 1.1 – Типологія традиційного МП

Двоступеневі МП (two-stage matrix converter) було запропоновано і досліджено пізніше традиційних, проте основні співвідношення для них вивчені вже досить докладно (рис. 1.2).

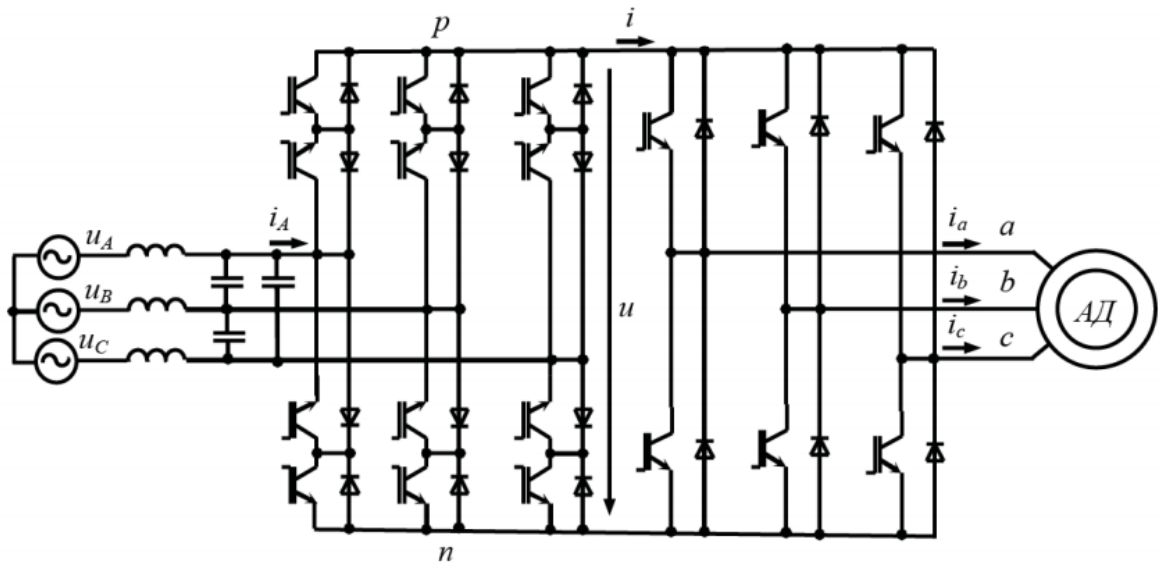


Рисунок 1.2 – Двоступеневий матричний перетворювач

Двоступеневі МП будуються за структурою "активний випрямляч на чотириквadrантних (повністю керованих в обох напрямках) ключах – автономний інвертор напруги на двоквadrантних ключах".

Перетворювачі з такою структурною схемою називають також дволанковими безпосередніми перетворювачами частоти (ДБПЧ) та PWM Rectifier – Voltage- Source Inverter. Випрямна частина схеми таких перетворювачів складається з шести ключів двосторонньої провідності. Вони є повністю керованими в обох напрямках і ця обставина є абсолютно принциповою для двоступеневих перетворювачів, інакше фізично неможливо сформувати близький до синусоїдального вхідний струм, адже конденсатор (накопичувач) у ланці постійного струму відсутній, і тільки спеціальний алгоритм ШІМ при керуванні ключами двосторонньої провідності активного випрямляча в сукупності з вхідним трифазним LC фільтром пристрою дає змогу отримати квазісинусоїду вхідного струму.

Модифікаціями таких схем є так звані sparse matrix converter, в яких ключі активного випрямляча дещо спрощуються, але у всіх випадках залишається можливість активно керувати ними в обох напрямках.

Висновки до розділу 1

В даному розділі проведено ознайомлення із загальними відомостями. Було більш детально розглянуто матричний перетворювач частоти. Звідси можна зробити висновки про важливість використання даного обладнання для покращення показників енергії на виході перетворювального пристрою та споживання енергії з мережі.

U_m потенціалами, шість векторів, які утворюються при почерговому підключенні фаз навантаження МП до фази з "середнім" потенціалом U_i і до фази з мінімальним потенціалом U_m ; і шість векторів, які утворюються при підключенні фаз навантаження до фази мережі з потенціалом U_M і фази мережі з потенціалом U^i ($\bar{U}_1 \dots \bar{U}_2$ – – – одиничні вектори, які ілюструють фазові співвідношення).

Таким чином, в МП може бути сформовано 18 просторових векторів вихідної напруги, три нульових вектори, які утворюються при підключенні одночасно всіх фаз навантаження до однієї з фаз мережі при формуванні нульової напруги, а також 6 комплексних векторів напруги мережі (3 які обертаються за і 3 проти годинникової стрілки). Повна кількість векторів в МП дорівнює 27 проти 8 в класичному інверторі напруги.

Перші 18 із вищезгаданих ненульових векторів відповідають стану МП, коли в будь-який момент часу дві фази навантаження підключені до однієї фази мережі, а третя фаза навантаження – до іншої фази мережі. При цьому одна з фаз мережі на даному такті роботи МП не використовується. Стратегія переходів від одного вектора до іншого спрямована на одночасне формування вихідної напруги і вхідного струму МП.

Тривалості інтервалів, протягом яких використовуються ті або інші стаціонарні і нульовий вектори на періоді несучого сигналу ШІМ, визначаються амплітудою і фазою заданого вектора вихідної напруги МП і поточним співвідношенням напруг мережі живлення. При активному лінійному навантаженні мережі повинна зберігатись пропорція

$$\frac{U_M}{\mu_M I} = \frac{U_i}{\mu_i I} - \frac{(-U_M + U_i)}{(\mu_M + \mu_i) I} = \frac{-U_m}{\mu_m I}; \frac{\mu_i}{\mu_M} = \frac{U_i}{U_M} = K_r, \quad (2.2)$$

де I – струм навантаження; U_M , U_i , U_m – максимальна, середня і мінімальна фазна напруга мережі на такті ШІМ, що розглядається; μ_M , μ_i , μ_m – відповідні до них долі часу (відношення тривалості інтервалу використання даної фази до періоду несучого сигналу ШІМ), K_r - співвідношення миттєвих

значень напруг. Для формування заданого вектора вихідної напруги U_o з векторів з індексами 1 і 2 (рис.2.1а) необхідно дотримуватись наступних умов:

$$\begin{aligned} \frac{U_o}{\sin(2\pi/3)} &= \frac{2}{3} \frac{\mu_{1M} U_{Mm} + \mu_{1i} U_{im}}{\sin(\pi/3 - \psi)} = \frac{2}{3} \frac{\mu_{2M} U_{Mm} + \mu_{2i} U_{im}}{\sin(\psi)}, \\ \frac{\mu_{1i}}{\mu_{1M}} &= \frac{\mu_{2i}}{\mu_{2M}} = \frac{U_i}{U_M} = K_r; \\ U_o \sqrt{3} \sin(\pi/3 - \psi) &= \mu_{1M} (U_{Mm} + K_r U_{im}), \end{aligned} \quad (2.3)$$

де $\psi = \omega_0 t \in [0, \pi/3]$, $U_{Mm} = U_M - U_m$, $U_{im} = U_i - U_m$, μ_{1i} , μ_{1M} , μ_{2i} , μ_{2M} – долі часу, які відповідають розташуванню векторів з індексами 1 і 2, як показано на рис. 2.1а.

З (2.3) в результаті перетворень отримаємо шукані вирази

$$\begin{aligned} \mu_{1M} &= \frac{\sqrt{3} U_o}{U_{Mm} + K_r U_{im}} \sin(\pi/3 - \psi) = \frac{U_M}{U_M^2 + U_i^2 + U_m^2} \sqrt{3} U_o \sin(\pi/3 - \psi); \\ \mu_{2M} &= \frac{\sqrt{3} U_o}{U_{Mm} + K_r U_{im}} \sin(\psi) = \frac{U_M}{U_M^2 + U_i^2 + U_m^2} \sqrt{3} U_o \sin(\psi); \\ \mu_{1i} &= \mu_{1M} K_r = \frac{U_i}{U_M^2 + U_i^2 + U_m^2} \sqrt{3} U_o \sin(\pi/3 - \psi); \\ \mu_{2i} &= \mu_{2M} K_r = \frac{U_i}{U_M^2 + U_i^2 + U_m^2} \sqrt{3} U_o \sin(\psi) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Аналогічно (2.4) можуть бути отримані вирази для обчислення інтервалів часу для будь-якого сектора, в якому розташований вектор завдання U_o , і поточного стану напруг мережі.

2.2 Математична модель МП з векторною ШІМ для ідеальної мережі

При несиметричній трифазній мережі живлення сума квадратів фазних напруг не є постійною величиною на періоді мережі. В ній з'являються провали, які можуть призвести при дотриманні бажаної форми вхідного струму до викривлень вихідної напруги. Для уникнення цього необхідно

зменшити діапазон регулювання вихідної напруги, перераховуючи його до фази мережі з мінімальною напругою. При симетричній мережі живлення у (2.3), (2.4) можна підставити відповідні тригонометричні функції, які описують співвідношення між напругами в трифазній системі, і отримати наступні вирази:

$$\begin{aligned} \frac{U_{Mm}}{\sqrt{3}} &= U_{\phi} \cos(\alpha); \frac{U_{im}}{\sqrt{3}} = U_{\phi} \cos(\alpha - \pi / 3); \\ \mu_{1M} &= \frac{M}{\cos(\alpha) + K_r \cos(\alpha - \pi / 3)} \sin(\pi / 3 - \psi); \\ \mu_{2M} &= \frac{M}{\cos(\alpha) + K_r \cos(\alpha - \pi / 3)} \sin(\psi), \end{aligned} \quad (2.5)$$

де $\alpha = \omega t \in [0, \pi / 3]$, $M = U_o / U_{i\phi}$ - відношення фазної вихідної напруги МП, яка формується, до фазної напруги мережі живлення.

З урахуванням $K_r = \frac{U_i}{U_M} = \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi / 3 - \alpha)}$ отримаємо вирази для ідеальної

мережі живлення:

$$\begin{aligned} \mu_{1M} &= \frac{2}{\sqrt{3}} M \sin(\pi / 3 - \alpha) \sin(\pi / 3 - \psi); \mu_{1i} = \frac{2}{\sqrt{3}} M \sin(\alpha) \sin(\pi / 3 - \psi); \\ \mu_{2M} &= \frac{2}{\sqrt{3}} M \sin(\pi / 3 - \alpha) \sin(\psi); \mu_{2i} = \frac{2}{\sqrt{3}} M \sin(\alpha) \sin(\psi); \\ \mu_0 &= 1 - \mu_{1M} - \mu_{1i} - \mu_{2M} - \mu_{2i}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Так як $\sum \mu = \frac{2}{\sqrt{3}} M \leq 1$, то максимально можливе значення коефіцієнта передачі напруги в МП дорівнює $[5,8,25]$

$$M_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (2.7)$$

Для симетричної системи можна встановити зв'язок між просторовими векторами напруг і струмів на вході і виході МП у вигляді аналітичних виразів

$$\begin{aligned}
 u_0(t) &= \frac{2}{\sqrt{3}} \operatorname{Re} \left\{ u_i(t) e^{-jm\pi/3} \right\} e^{-jm\pi/3}; \\
 i_1(t) &= \frac{2}{\sqrt{3}} \operatorname{Re} \left\{ i_0(t) e^{-jm\pi/3} \right\} e^{-(jm\pi/3 - \pi/6)},
 \end{aligned}
 \tag{2.8}$$

де $m=0,1,2,\dots$; $n=0,1,2,\dots$; $u_i(t)=U_\phi e^{j\omega t}$ - просторовий вектор фазної напруги мережі; $u_0(t)$ – просторовий вектор фазної напруги навантаження; $i_i(t)$ - просторовий вектор лінійного струму мережі; $i_0(t)$ - просторовий вектор фазного струму навантаження (навантаження з'єднано у зірку).

Для будь-якого фіксованого моменту часу по виразах (2.8) можуть бути побудовані векторні діаграми, зображені на рис.2.1 а і б.

На рис. 2.2 для прикладу показані отримані з використанням описаної математичної моделі криві напруги і струму при роботі МП на RL-навантаження з $\cos\phi=0,8$ (частота мережі $f_1=50$ Гц, вихідна частота МП $f_0=25$ Гц, несуча частота ШІМ 2,4 кГц). Запропонований математичний апарат для моделювання МП з векторною ШІМ дає можливість швидкого первинного аналізу системи “мережа живлення – МП – навантаження” з перебором параметрів системи.

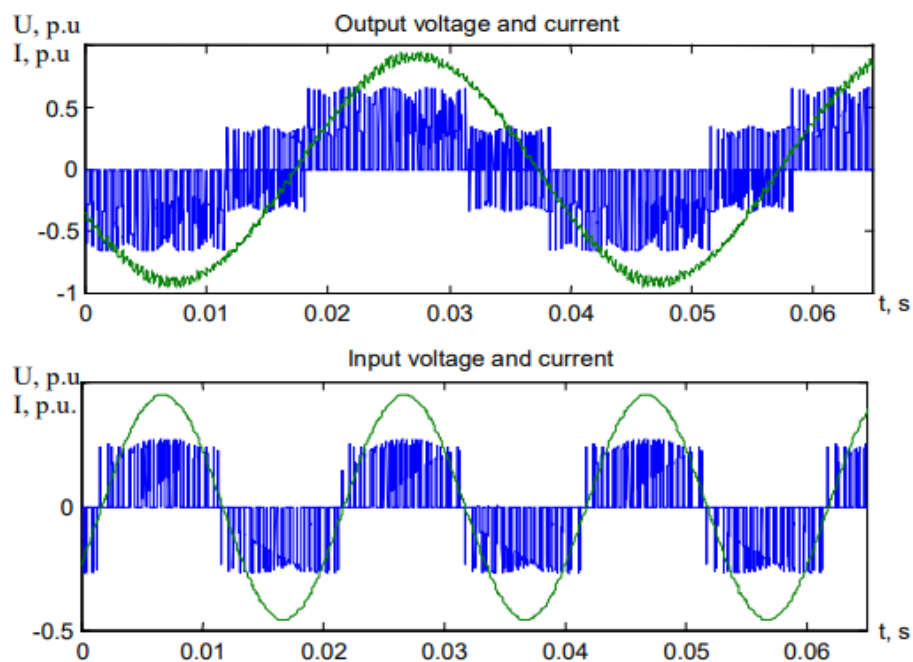


Рисунок 2.2 – Моделі кривої напруги і струму

2.3 Ключова модель МП з векторною ШІМ

У абстрактній математичній моделі МП, як відзначалося, моменти переходів станів детерміновані необхідною вихідною частотою перетворювача, фазою просторового вектора напруги мережі і частотою, що тактує ШІМ. Припущення про симетричність і стабільність мережі дозволяє заздалегідь розрахувати в часі усі фазові співвідношення і сформувати вектор вихідної напруги по всій часовій осі.

Для моделювання МП із векторної ШІМ у середовищі SIMULINK необхідно перейти до ключової моделі МП, у якій просторовим векторам ставляться у відповідність конкретні стани МП у виді сполучень працюючих на даний момент часу силових ключів. Крім того, вихідна напруга формується безвідносно до вимоги про ідеальність мережі і поза залежністю від траєкторії руху просторового вектора або від вихідної частоти. Це означає, що на кожному такті ШІМ відслідковується інформація про миттєві значення напруг мережі і відпрацьовується продиктоване значення просторового вектора вихідної напруги.

На силовий вхід моделі подається трифазна система напруг

$$u_A = U_A \sin(\omega t), u_B = U_B \sin(\omega t - \phi_B), u_C = -u_A - u_B, \quad (2.9)$$

де U_A, U_B – амплітуди напруг фаз А і В, ϕ_B – зсув фаз між ними.

Одночасно на керуючий вхід надходить сигнал завдання просторового вектора вихідної напруги $u_{ref} = (u_\alpha, u_\beta)^T$ в ортогональній системі координат α - β .

Висновки до розділу 2

В даному розділі було сформовано ідею векторної ШІМ. Було побудовано просторові вектори вихідної напруги МП. Також була математична модель МП з векторною ШІМ для ідеальної мережі і побудовані моделі кривої напруги і струму.

3 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ СХЕМИ ЗАМІЩЕННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА А ТАКОЖ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ НОМІНАЛЬНОГО РЕЖИМУ

Паспортні дані двигуна для заданого АД знаходяться в таблиці 3.1[22].

Таблиця 3.1 – Паспортні дані двигуна МТФ 011-6

Номінальна потужність	$P_{2n} = 1.4(\text{кВт})$
Номінальна лінійна напруга статора	$U_{1n} = 380(\text{В})$
Число пар полюсів	$p_n = 3$
Момент інерції	$J_d = 0.07(\text{кг} \cdot \text{м}^2)$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 0.615$
Коефіцієнт потужності	$\cos \varphi = 0.65$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2.5$
Номінальне ковзання	$s_n = 0.12$
Номінальна частота напруги статора	$f = 50(\text{Гц})$
Параметри Г-подібної схеми заміщення (відносні одиниці)	
Індуктивний опір розсіювання статора	$\bar{X}_1' = 0.2033$
Активний опір статора	$\bar{R}_1' = 0.1323$
Приведений індуктивний опір розсіювання ротора	$\bar{X}_2'' = 0.2372$
Приведений активний опір ротора	$\bar{R}_2'' = 0.174$
Індуктивний опір намагнічуючого контуру	$\bar{X}_\mu = 1.0475$

3.1 Розрахунок номінальних даних двигуна

Кутова частота напруги статора:

$$\omega_{0n} = 2\pi f = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314 \text{ рад / с.} \quad (3.1)$$

Швидкість ідеального холостого ходу:

$$\omega_{xx} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314}{3} = 104.72 \text{ рад / с.} \quad (3.2)$$

Номінальна швидкість двигуна:

$$\omega_n = \omega_{xx} (1 - S_{ном}) = 104.72 (1 - 0.12) = 92.15 \text{ рад / с.} \quad (3.3)$$

Номінальний момент:

$$M_n = \frac{P_{2n}}{\omega_n} = \frac{11000}{92.15} = 15.19 \text{ Нм.} \quad (3.4)$$

Критичний момент двигуна (по перевантажувальній здатності з каталогу):

$$M_k = \lambda M_n = 2.5 \cdot 15.19 = 37.98 \text{ Нм.} \quad (3.5)$$

Номінальне діюче значення фазної напруги та струму статора:

$$U_{1\text{нф}} = \frac{U_{1н}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220 \text{ В;} \quad (3.6)$$

$$I_{1н} = \frac{P_{2н}}{3\eta U_{1\text{нф}} \cos \varphi} = \frac{1400}{3 \cdot 0.615 \cdot 220 \cdot 0.65} = 5.31 \text{ А.} \quad (3.7)$$

Номінальне амплітудне значення напруги та струму статора:

$$U_{1на} = \sqrt{2} U_{1\text{нф}} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ В;} \quad (3.8)$$

$$I_{1на} = \sqrt{2} I_{1н} = \sqrt{2} \cdot 5.31 = 7.5 \text{ А.} \quad (3.9)$$

Амплітудне значення потокозчеплення статора в режимі холостого ходу:

$$\Psi_{1xx} = \frac{U_{1на}}{\omega_{0n}} = \frac{311}{314} = 0.99 \text{ Вб.} \quad (3.10)$$

3.2 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення

Математична модель АД отримана для Т-подібної схеми заміщення, що показана на рис. 3.1, в той час як приведені каталожні параметри відповідають

Г-подібній схемі заміщення, рис. 3.2. Для перерахунку параметрів з Г-подібної схеми в Т-подібну використовується наступна методика:

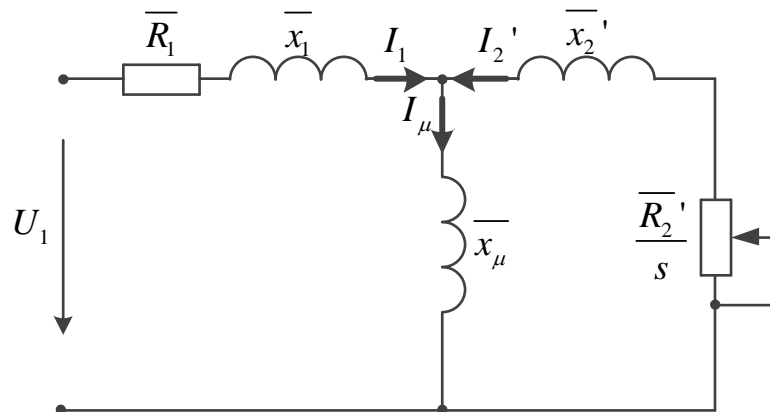


Рис. 3.1 – Т-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

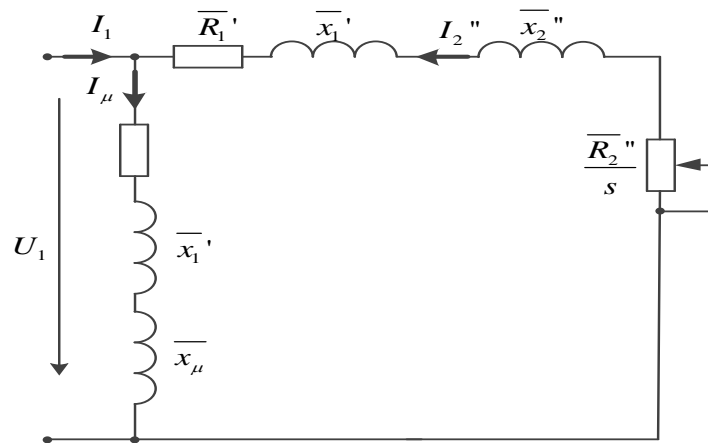


Рис. 3.2 – Г-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

Коефіцієнт перерахунку між Т-подібною та Г-подібною схемами заміщення:

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях:

$$C_1 = \frac{\bar{X}_\mu + \sqrt{\bar{X}_\mu^2 + \bar{X}_\mu \bar{X}_1''}}{2\bar{X}_\mu} = \frac{1.0457 + \sqrt{1.0457^2 + 4 \cdot 1.0457 \cdot 0.2033}}{2 \cdot 1.045} = 1.16. \quad (3.11)$$

Параметри Г-подібної схеми заміщення у відносних одиницях:

$$\bar{X}_1 = \frac{\bar{X}_1'}{C_1} = \frac{0.2033}{1.17} = 0.1743; \quad (3.12)$$

$$\bar{R}_1 = \frac{\bar{R}_1'}{C_1} = \frac{0.1323}{1.17} = 0.1134; \quad (3.13)$$

$$\bar{X}_2 = \frac{\bar{X}_2''}{C_1^2} = \frac{0.2072}{1.17^2} = 0.1743; \quad (3.14)$$

$$\bar{R}_2 = \frac{\bar{R}_2''}{C_1^2} = \frac{0.174}{1.17^2} = 0.1278; \quad (3.15)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях запишуться:

$$X_1 = \bar{X}_1 \frac{U_{\text{лнф}}}{I_{\text{лн}}} = 0.1743 \cdot \frac{220}{5.31} = 7.23 \text{ Ом}; \quad (3.16)$$

$$R_1 = \bar{R}_1 \frac{U_{\text{лнф}}}{I_{\text{лн}}} = 0.1134 \cdot \frac{220}{5.31} = 4.7 \text{ Ом}; \quad (3.17)$$

$$X_2' = \bar{X}_2' \frac{U_{\text{лнф}}}{I_{\text{лн}}} = 0.1743 \cdot \frac{220}{5.31} = 7.23 \text{ Ом}; \quad (3.18)$$

$$R_2' = \bar{R}_2' \frac{U_{\text{лнф}}}{I_{\text{лн}}} = 0.1278 \cdot \frac{220}{5.31} = 5.3 \text{ Ом}; \quad (3.19)$$

$$X_\mu = \bar{X}_\mu \frac{U_{\text{лнф}}}{I_{\text{лн}}} = 1.0457 \cdot \frac{220}{5.31} = 43.35 \text{ Ом}. \quad (3.20)$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора:

$$L_{1\sigma} = \frac{X_1}{\omega_{0n}} = \frac{7.23}{314} = 0.023 \text{ Гн}; \quad (3.21)$$

$$L_{2\sigma} = \frac{X_2'}{\omega_{0n}} = \frac{7.23}{314} = 0.023 \text{ Гн}. \quad (3.22)$$

Індуктивність намагнічуючого контуру:

$$L_\mu = \frac{X_\mu}{\omega_{0n}} = \frac{43.35}{314} = 0.138 \text{ Гн}. \quad (3.23)$$

Індуктивності статора і ротора:

$$L_1 = L_{1\sigma} + L_\mu = 0.023 + 0.138 = 0.161 \text{ Гн}; \quad (3.24)$$

$$L_2 = L_{2\sigma} + L_\mu = 0.023 + 0.138 = 0.161 \text{ Гн}. \quad (3.25)$$

На основі проведених розрахунків обчислюємо значення параметрів $\alpha, \alpha_1, \sigma, \sigma_1, \beta, \beta_1$:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2} = \frac{5.3}{0.161} = 32.92 \text{ Ом / Гн}; \quad (3.26)$$

$$\alpha = \frac{R_1}{L_1} = \frac{4.7}{0.161} = 29.2 \text{ Ом / Гн}; \quad (3.27)$$

$$\sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_\mu^2}{L_1 L_2} \right) = 0.161 \left(1 - \frac{0.138^2}{0.161 \cdot 0.161} \right) = 0.0427 \text{ Гн}; \quad (3.28)$$

$$\sigma_1 = L_2 \left(1 - \frac{L_\mu^2}{L_1 L_2} \right) = 0.161 \left(1 - \frac{0.138^2}{0.161 \cdot 0.161} \right) = 0.0427 \text{ Гн}; \quad (3.29)$$

$$\beta = \frac{L_\mu}{\sigma L_2} = \frac{0.138}{0.0427 \cdot 0.161} = 20.07 \text{ Гн}^{-1}; \quad (3.30)$$

$$\beta_1 = \frac{L_\mu}{\sigma_1 L_1} = \frac{0.138}{0.0427 \cdot 0.161} = 20.07 \text{ Гн}^{-1}. \quad (3.31)$$

Обчислення значення параметру $\gamma, \gamma_1, \gamma_2$:

$$\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_\mu \beta = \frac{4.7}{0.0427} + 32.92 \cdot 0.138 \cdot 20.07 = 201.25 \text{ Ом / Гн}; \quad (3.32)$$

$$\gamma_1 = \frac{R_2}{\sigma_1} + \alpha_1 L_\mu \beta_1 = \frac{5.3}{0.0427} + 29.2 \cdot 0.138 \cdot 20.07 = 204.97 \text{ Ом / Гн}; \quad (3.33)$$

$$\gamma_2 = \frac{R_2}{\sigma} + \alpha L_\mu \beta + \alpha = \frac{4.7}{0.0427} + 32.92 \cdot 0.138 \cdot 20.07 + 32.92 = 234.17 \text{ Ом / Гн}. \quad (3.34)$$

Таблиця 3.2 – Параметри двигуна MTF 011-6

P_{2n} , (кВт)	1.4	L_1 , (Гн)	0.161
ω_{xx} , (рад/с)	104.72	L_2 , (Гн)	0.161
ω_n , (рад/с)	92.15	L_μ , (Гн)	0.138
M_n , (Н · м)	15.19	α , (Ом/Гн)	32.92
M_k , (Н · м)	37.98	α_1 , (Ом/Гн)	29.2
λ	2.5	σ , (Гн)	0.0427
$I_{1на}$, (А)	7.5	σ_1 , (Гн)	0.0427
ψ_{1xx} , (Вб)	0.99	β , (1/Гн)	20.07
η	0.615	β_1 , (1/Гн)	20.07
$\cos \varphi$	0.65	γ , (Ом/Гн)	201.25
J_d , (кг · м ²)	0.07	γ_1 , (Ом/Гн)	204.97
R_1 , (Ом)	4.7	γ_2 , (Ом/Гн)	234.17
R'_2 , (Ом)	5.3		

Висновки до розділу 3

В цьому розділі було проведено розрахунки параметрів двигуна і також його схема заміщення.

4 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ ВЕКТРОНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННОЮ МАШИНОЮ

4.1 Розробка алгоритму векторного керування асинхронною машиною

4.1.1 Модель асинхронного двигуна

Еквівалентна двофазна модель симетричного асинхронного двигуна при лінійних магнітних колах та при збалансованих умовах живлення представлена у довільній системі координат що обертається, має вигляд:

$$\dot{x} = f(x, \omega_0) + B_1 u_1 + B_2 u_2 + d T_L \quad (4.1)$$

$$y = C \cdot x \quad (4.2)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0; \quad \varepsilon_0(t_0) = 0, \quad (4.3)$$

де $x = [\omega, \psi_{2d}, \psi_{2q}, i_{1q}, i_{1d}]^T$, вектор змінних стану, $u_1 = [u_{1d}, u_{1q}]^T$ і $u_2 = [u_{2d}, u_{2q}]^T$ вектори напруг статора і ротора, y вектор вимірюваних змінних, ω швидкість ротора, $i_1 = [i_{1d}, i_{1q}]^T$, $i_2 = [i_{2d}, i_{2q}]^T$, $\psi_1 = [\psi_{1d}, \psi_{1q}]^T$, $\psi_2 = [\psi_{2d}, \psi_{2q}]^T$ позначають струми статора (ротора) і потоки статора (ротора) відповідно. Індекси d і q призначені для позначення компонент векторів у системі координат (d-q), T_L - момент навантаження, ε_0 - кутове положення системи координат (d-q) відносно фіксованої системи координат статора (a-b), в якій визначені всі фізичні змінні. Перетворення координат здійснюється:

$$X_{dq} = e^{-j\varepsilon_0} X_{ab}$$

$$X_{ab} = e^{j\varepsilon_0} X_{dq}, \quad \text{де} \quad e^{-j\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

де X_{yz} позначає двовимірні вектори напруги, струму та потоку. Вектор-функція $f(x, \omega_0)$ та постійні матриці B_1 , B_2 і d мають вигляд:

$$f(x, \omega_0) = \begin{pmatrix} \mu(\psi_{2d}i_{1d} - \psi_{2q}i_{1d}) \\ -\alpha\psi_{2d} + (\omega_0 - \omega)\psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d} \\ -(\omega_0 - \omega)\psi_{2d} - \alpha\psi_{2q} + \alpha L_m i_{2q} \\ \alpha\beta\psi_{2d} + \beta\omega\psi_{2q} - \gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} \\ -\beta\omega\psi_{2d} + \alpha\beta\psi_{2q} - \omega_0 i_{1d} - \gamma i_{1q} \end{pmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma} \end{bmatrix}; d = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$B_2 = \text{diag}(-\beta, -\beta, 1, 1).$$

Додатні сталі, зв'язані з електричними та механічними параметрами асинхронного двигуна, визначаються:

$$\sigma = L_s \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right); \beta = \frac{L_m}{\sigma L_r}; \mu = \frac{3 L_m}{2 J L_r}; \alpha = \frac{R_r}{L_r}; \gamma = \left(\frac{R_s}{\sigma} + \alpha L_m \beta \right),$$

де J момент інерції ротора, R_s, R_r, L_s, L_r , - опори та індуктивності статора/ротора, L_m - індуктивність кола намагнічування. Одна пара полюсів приймається без втрати загальності.

Змінні статора і ротора відносяться як

$$\begin{aligned} \psi_1 &= L_1 i_1 + L_m i_2 \\ \psi_2 &= L_2 i_2 + L_m i_1, \end{aligned} \quad (4.5)$$

де L_1, L_2, L_m - діагональні двовимірні матриці індуктивностей статора, ротора і намагнічуючих індуктивностей.

4.1.2 Постановка задачі керування АД

Модель асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором отримується з рівнянь (4.1) – (4.4) при $u_2 \equiv 0$. Для спрощення запису ми опускаємо індекси 1 і 2 при записі струмів статора і потоків ротора.

Постановка задачі керування швидкістю АД по вимірюваному виходу включає регулювання двох вихідних координат електричної машини: кутової швидкості (моменту) та модуля потокозчеплення ротора:

$$y_1 = h(x) = \begin{bmatrix} \omega \\ \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \end{bmatrix} \stackrel{\Delta}{=} \begin{bmatrix} \omega \\ |\psi| \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

за допомогою двовимірного вектору напруг статора u_1 та на основі вектору вимірюваних змінних $y = (\omega, i_d, i_q)^T$. Момент навантаження T_L розглядається як невідоме збурення. В рівнянні (4.6) прийнято $\Psi_{2d} = \Psi_d, \Psi_{2q} = \Psi_q$.

Розробка, запропонована в цьому проекті базується на концепції прямої орієнтації керування по полю машини (DFO). Умови асимптотичної DFO відомі як [12]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Psi_d = |\psi|, \lim_{t \rightarrow \infty} \Psi_q = 0, \quad (4.7)$$

з розв'язуючим перетворенням (4.3), де кут потоку ротора ε_0 отримується за допомогою спостерігача потоку або естиматора.

Визначимо $y^* = (\omega^*, \psi^*)^T$, де ω^* і $\psi^* > 0$ задані траєкторії швидкості та модуля потокозчеплення. Похибки відпрацювання траєкторій швидкості та модуля потокозчеплення визначаються

$$\begin{aligned} \tilde{\omega} &= \omega - \omega^* \\ \tilde{\Psi} &= |\psi| - \psi^* \end{aligned} \quad (4.8)$$

4.2 Векторне керування асинхронною машиною з фазним ротором

4.2.1 Керування машиною подвійного живлення по вимірюваному виходу

В цьому розділі буде описано алгоритм керування моментом та коефіцієнтом потужності в машині подвійного живлення. Алгоритм проектується в системі координат напруги мережі живлення; датчики напруги на стороні статора необхідні для визначення положення розглядуваної

системи координат. Використовується датчик швидкості/ кутового положення ротора. Для замикання зворотного зв'язку необхідні лише датчики струму ротора. В зв'язку з цим, запропонований алгоритм є алгоритмом по вимірюваному виходу.

4.2.2 Модель МПЖ та цілі керування

Еквівалентна двофазна модель симетричної МПЖ з статором підключеним до мережі, представлена в системі координат напруг статора (d-q) є (отримано використовуючи (4.1) – (4.4) і (4.5))

$$\begin{aligned}
 \dot{\omega} &= \frac{1}{J} [\mu_1 (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) - T] \\
 \dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_0 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + U \\
 \dot{\psi}_{1q} &= \omega_0 \psi_{1d} - \alpha_1 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2q} \\
 \dot{i}_{2d} &= -\gamma_2 i_{2d} + \omega_2 i_{2q} + \alpha_1 \beta_2 \psi_{1d} - \beta_2 \omega \psi_{1q} - \beta_2 U + \frac{1}{\sigma_2} u_{2d} \\
 \dot{i}_{2q} &= -\omega_2 i_{2d} - \gamma_2 i_{2q} + \beta_2 \omega \psi_{1d} + \alpha_1 \beta_2 \psi_{1q} + \frac{1}{\sigma_2} u_{2q}
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

де $(u_{2d}, u_{2q}), (i_{2d}, i_{2q}), (\psi_{1d}, \psi_{1q})$ - напруги ротора, струми ротора і потоки статора, T – зовнішній момент навантаження, U і ω_0 статорні (мережні) амплітуди напруг і кутова швидкість, $\omega_2 = \omega_0 - \omega$ - кутова частота ковзання. Позитивні константи, зв'язані з електричними параметрами МПЖ, визначені як:

$$\begin{aligned}
 \alpha_1 &= \frac{R_s}{L_s}; \alpha_2 = L_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right); \beta_2 = \frac{L_m}{L_s \sigma_2}; \\
 \gamma_2 &= \frac{R_r}{\sigma_2} + \alpha_1 \beta_2 L_m, \mu_1 = \frac{3 L_m}{2 L_s}
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Коли МПЖ використовується як генератор, то T є рушійним моментом, що генерується первинним двигуном і стабілізує механічну систему

$$T_g = \mu_1 (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}), \quad (4.11)$$

є моментом навантаження для механічної системи, загальна динаміка якої описується:

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} [T_g - T], T = k_\omega (\omega - \omega^*), \quad (4.12)$$

де $k_\omega > 0$ і $\omega^* > 0$ задаючий сигнал швидкості.

4.3 Дослідження динаміки систем векторного керування асинхронною машиною, що живиться від матричного перетворювача

Головна ціль цього етапу проекту полягає в дослідженні динамічних можливостей аналітично розроблених алгоритмів векторного керування асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором, а також асинхронною машиною з фазним ротором, що живляться від МП.

4.3.1 Дослідження динаміки векторно-керуваного АД з матричним перетворювачем

Загальна динаміка контролера відпрацювання траєкторій швидкості та потоку записується:

- естиматор потоку

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}}_d &= -\alpha \hat{\psi}_d + \alpha L_m i_d \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{\hat{\psi}_d}, \hat{\psi}_d > 0 \end{aligned} \quad (4.13)$$

- регулятор швидкості (нелінійний ПП)

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{1}{\mu \hat{\psi}} (-k_\omega \tilde{\omega} + \hat{T}_L + \dot{\omega}^*) \\ \hat{T}_L &= -k_{\omega l} \tilde{\omega} \end{aligned} \quad (4.14)$$

- регулятор потоку (ПІ)

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi_d^* + \dot{\psi}^* - k_\psi \tilde{\psi} - k_{\psi i} Z_\psi) \\ \dot{Z}_\psi &= \tilde{\psi} \end{aligned} \quad (4.15)$$

- регулятор струму по осі d

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma (\gamma i_d^* - \omega_0 i_q - \alpha \beta \hat{\psi}_d - k_1 \tilde{i}_d - k_{ii} x_d + \dot{i}_d^*) \\ \dot{x}_d &= \tilde{i}_d \end{aligned} \quad (4.16)$$

- регулятор струму по осі q

$$\begin{aligned} u_q &= \sigma (\gamma i_q^* + \omega_0 i_d + \omega_0 i_d + \beta \omega \hat{\psi}_d + \dot{i}_{q1}^* - k_1 \tilde{i}_q + v_q) \\ i_{q1}^* &= \frac{1}{\mu \hat{\psi}_d} \left[-k_\omega (-k_\omega \tilde{\omega} + \mu \hat{\psi}_d \tilde{i}_q) + \hat{T}_L + \dot{\omega}^* \right] - \frac{\dot{\hat{\psi}}_d}{\hat{\psi}_d} i_q^* \\ v_q &= -\frac{1}{\hat{\psi}_d} (\dot{\hat{\psi}}_d \tilde{i}_q + \zeta) \\ \dot{\zeta} &= k_{\eta i} \eta \\ \eta &= \hat{\psi}_d \tilde{i}_d \end{aligned} \quad (4.17)$$

Наступні значення настроєчних параметрів контролера застосовані при моделюванні:

- коефіцієнти пропорційної та інтегральної дії регуляторів струму:

$$k_i = 1000, k_{ii} = k_{\eta i} = \frac{k_1^2}{4};$$

- коефіцієнти пропорційної та інтегральної дії регулятора швидкості:

$$k_\omega = 300, k_{\omega i} = \frac{k_\omega^2}{4};$$

- коефіцієнти регулятора потоку:

$$k_\psi = k_{\psi i} = 0.$$

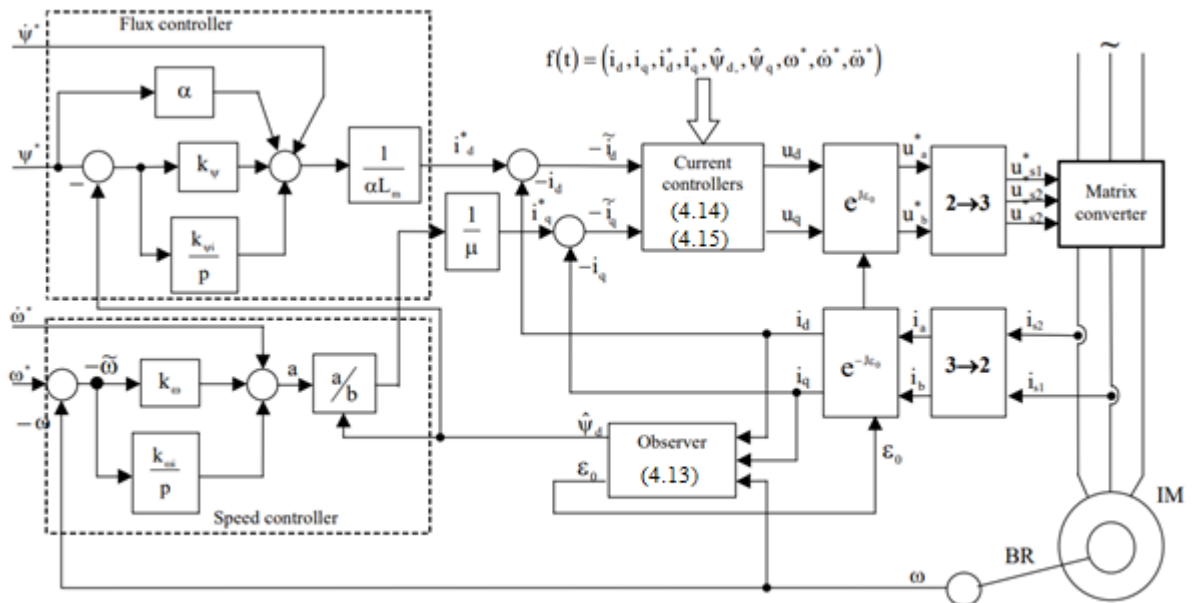


Рисунок 4.1 – Блок схема контролера

Початкові умови для $\psi^*(0) = \hat{\psi}^*(0) = 0.06 \text{ Wb}$, інші початкові умови для змінних стану прийняті нульовими. Амплітудне значення напруги мережі $U_m = 300\text{V}$, частота ШІМ 10 кГц. Моделюючий тест по відпрацюванню заданих траєкторій зміни швидкості та потокозчеплення включає наступну послідовність роботи АД, що зображена на Рис. 4.2:

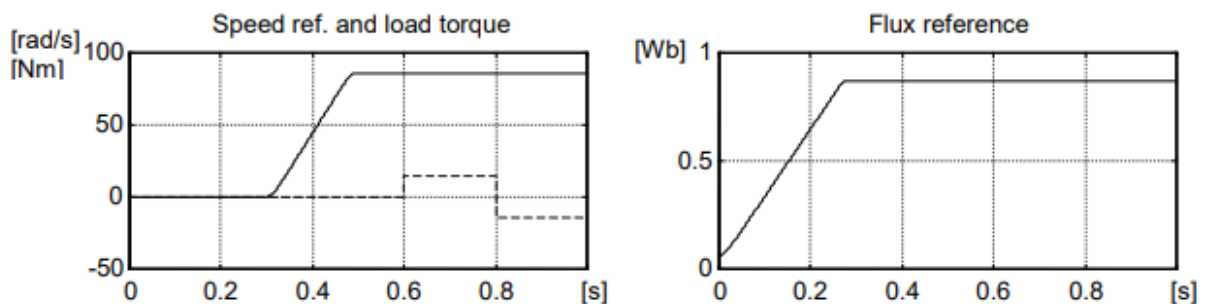


Рисунок 4.2 – Швидкість та траєкторія заданого потоку

- електрична машина збуджується на початковому відрізку часу $0 - 0.3 \text{ s}$ з використанням заданої траєкторії $\psi^*(t)$, починаючи з $\psi^*(0) = 0.06 \text{ Wb}$ і досягаючи номінального значення потокозчеплення $\psi^* = 0.868 \text{ Wb}$ з обмеженими першою та другою похідними за часом;

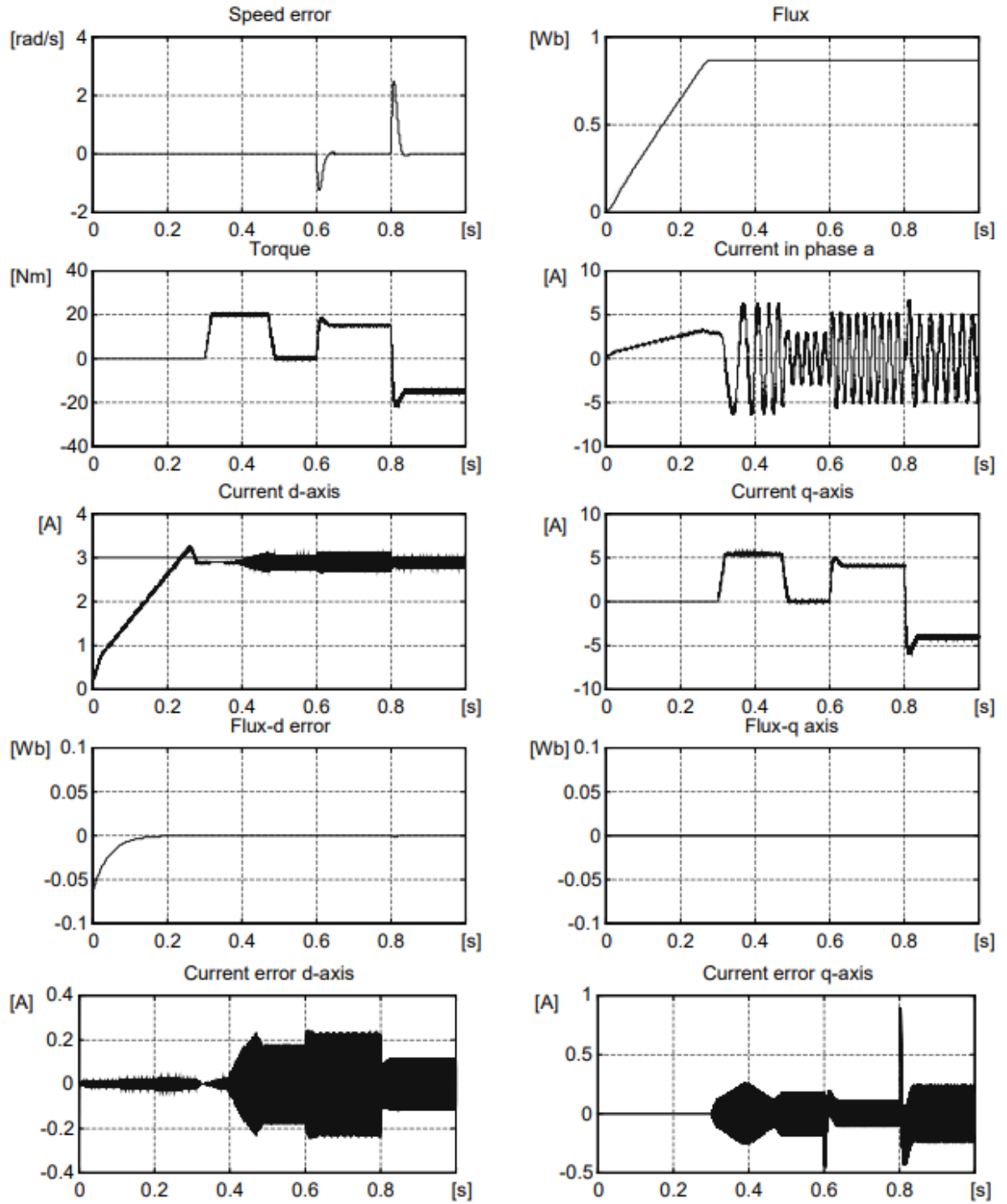


Рисунок 4.3 – Перехідні процеси

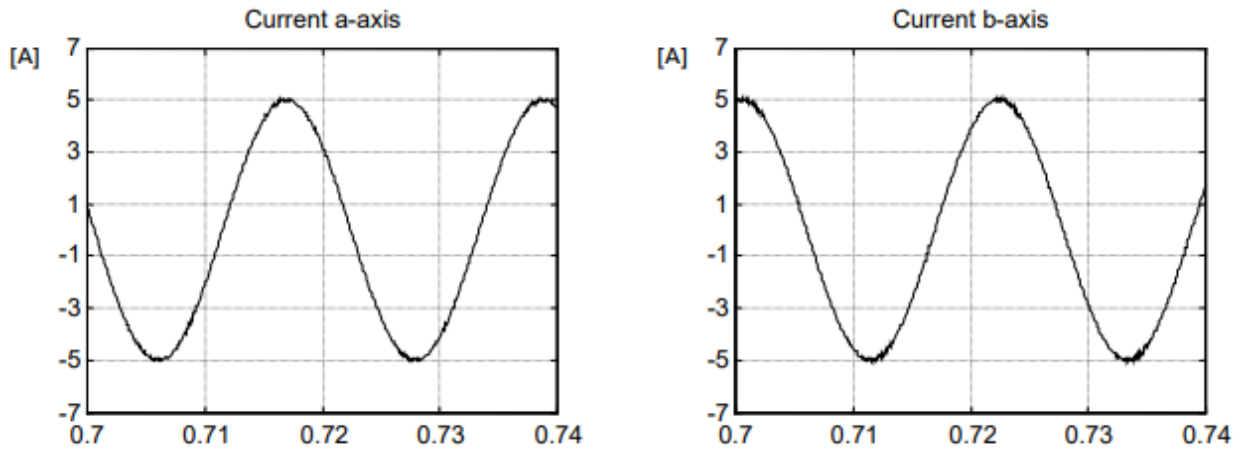


Рисунок 4.4 – Вихідні стуми матричного перетворювача

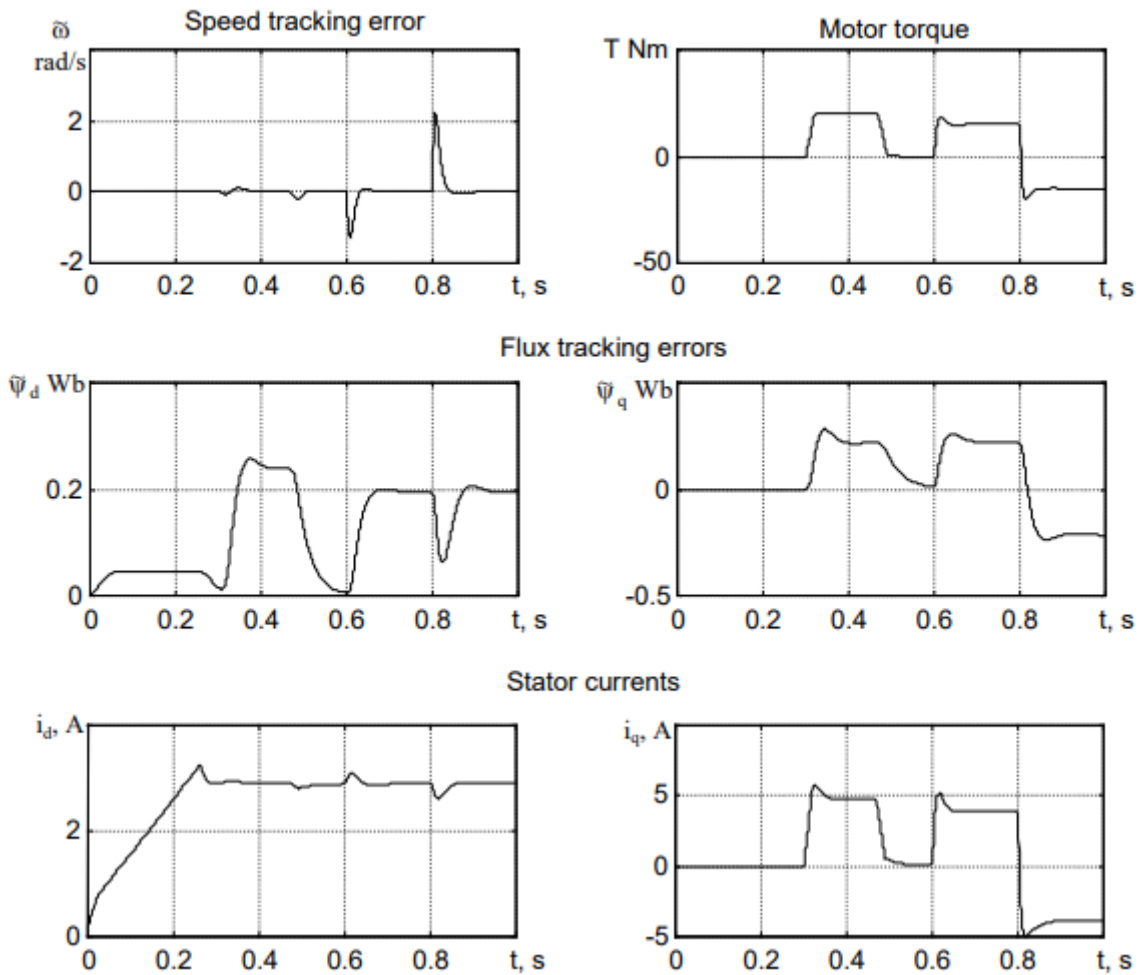


Рисунок 4.5 – Перехідні процеси з спостерігачем при $R_r=1.5$

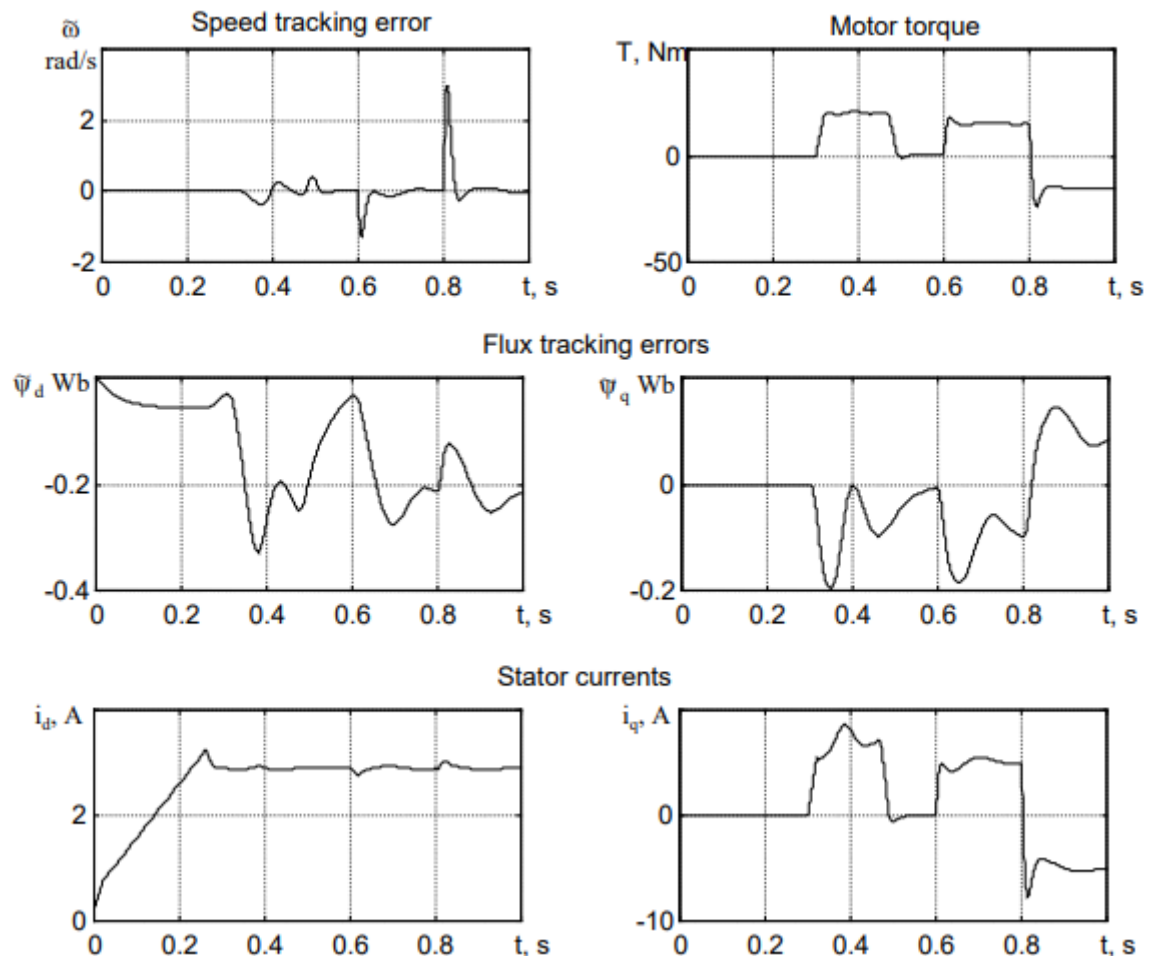


Рисунок 4.6 – Перехідні процеси з спостерігачем при $R_r=0.7$

- ненавантажений двигун відпрацьовує задану траєкторію швидкості починаючи з $t = 0.3$ с з нульової швидкості і досягаючи номінального значення 85 рад/с з прискоренням, що дорівнює 500 рад/с² ;
- в момент часу $t=0.6$ с прикладається номінальний постійний момент навантаження (15 Нм);
- в момент часу $t=0.8$ с момент навантаження змінює свій знак на протилежний.

Задані траєкторії зміни потокозчеплення і швидкості зображені на Рис. 4.2 суцільними лініями, профіль моменту навантаження – штриховими. Перехідні процеси відпрацювання заданих траєкторій потоку та швидкості зображені на рис. 4.3. Із графіків поведінки похибок відпрацювання швидкості, струмів та потокозчеплень слідує що асимптотичні якості системи досягаються, тобто цілі керування також досягаються при живленні

АД від матричного перетворювача з запропонованою ШІМ. Якість відпрацювання координат АД задовольняє вимоги високодинамічних використань і може характеризуватися як того ж рівня або краща, що і в стандартних системах векторного керування АД. Форма фазних струмів на виході МП, а також вид фазних напруг, що прикладаються до обмоток АД в усталеному режимі наведені на Рис. 4.4. Як слідує з графіків Рис. 4.4 струми мають високу якість, містять обмежений склад високочастотних гармонік.

Наступний цикл графіків перехідних процесів, що зображені на рис. 4.5 і 4.6 отримані при збуренні з боку активного опору роторного кола $R_r = 1.5R_{rN}$ і $R_r = 0.7R_{rN}$ відповідно.

Як слідує з результатів моделювання при варіації активного опору роторного кола, умови орієнтації за вектором потокозчеплення ротора ($\tilde{\psi}_q = 0$) порушуються, що призводить до похибок відпрацювання вектора потоку. Асимптотичні якості системи керування швидкості в сталому режимі при цьому зберігаються.

4.4 Дослідження динамічних режимів векторно-керованої МПЖ

Алгоритм векторного керування МПЖ, спроектований для стадії синхронізації. Структурна схема системи векторного керування МПЖ наведена на рис. 4.7.

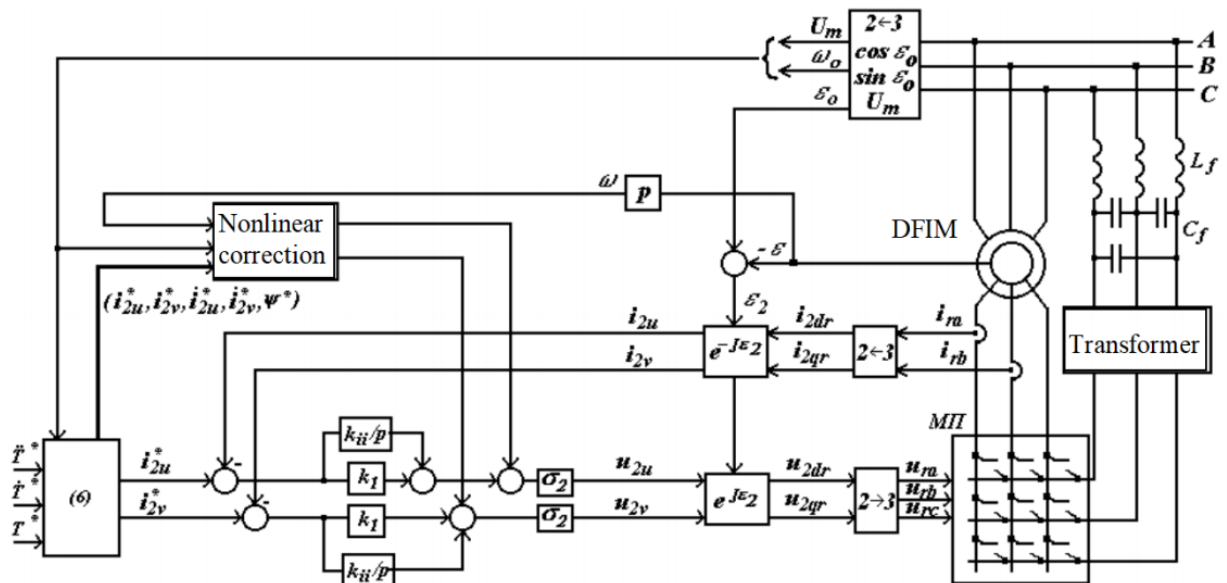


Рисунок 4.7 – Структурна схема системи векторного керування МПЖ

Наступні значення настроєчних параметрів регуляторів роторних струмів застосовані при моделюванні:

$$k_i = 1500, k_{ii} = \frac{k_i^2}{4}$$

Моделюючий тест по відпрацюванню траєкторії заданого моменту при стабілізації коефіцієнта потужності статорного кола вміщує наступну послідовність роботи генеруючої системи, яка відображена на рис. 4.8:

- на початковому стані 0-0.5 с неактивована МПЖ розганяється до синхронної швидкості за допомогою первинного двигуна;
- починаючи з t=0.5 с виконується збудження МПЖ і синхронізація з вектором напруги мережі за допомогою алгоритму синхронізації Форма заданого значення U^* показана на рис. 4.8, і представляє собою лінійно наростаючу функцію з нуля до напруги, рівної U_m ;
- при t=1 с статорне коло МПЖ підключається до мережі при нульовому значенні генерованого моменту;
- починаючи з t=1.5 с починається відпрацювання заданої траєкторії генерованого моменту, що показана на рис. 4.8;

- при $t=2$ с кутова швидкість приводного двигуна примусово збільшується відносно синхронної швидкості МПЖ а починаючи з $t=3$ с зменшується відносно синхронної швидкості.

Графіки відпрацювання заданої траєкторії моменту зображені на рис.

4.8.

Аналіз графіків перехідних процесів свідчить, що похибка відпрацювання моменту та реактивна потужність статорного кола нехтувано малі. Процеси керування моментом і реактивною потужністю статора розв'язані відносно кутової швидкості ротора МПЖ (див. Інтервал t : 2 – 4 с).

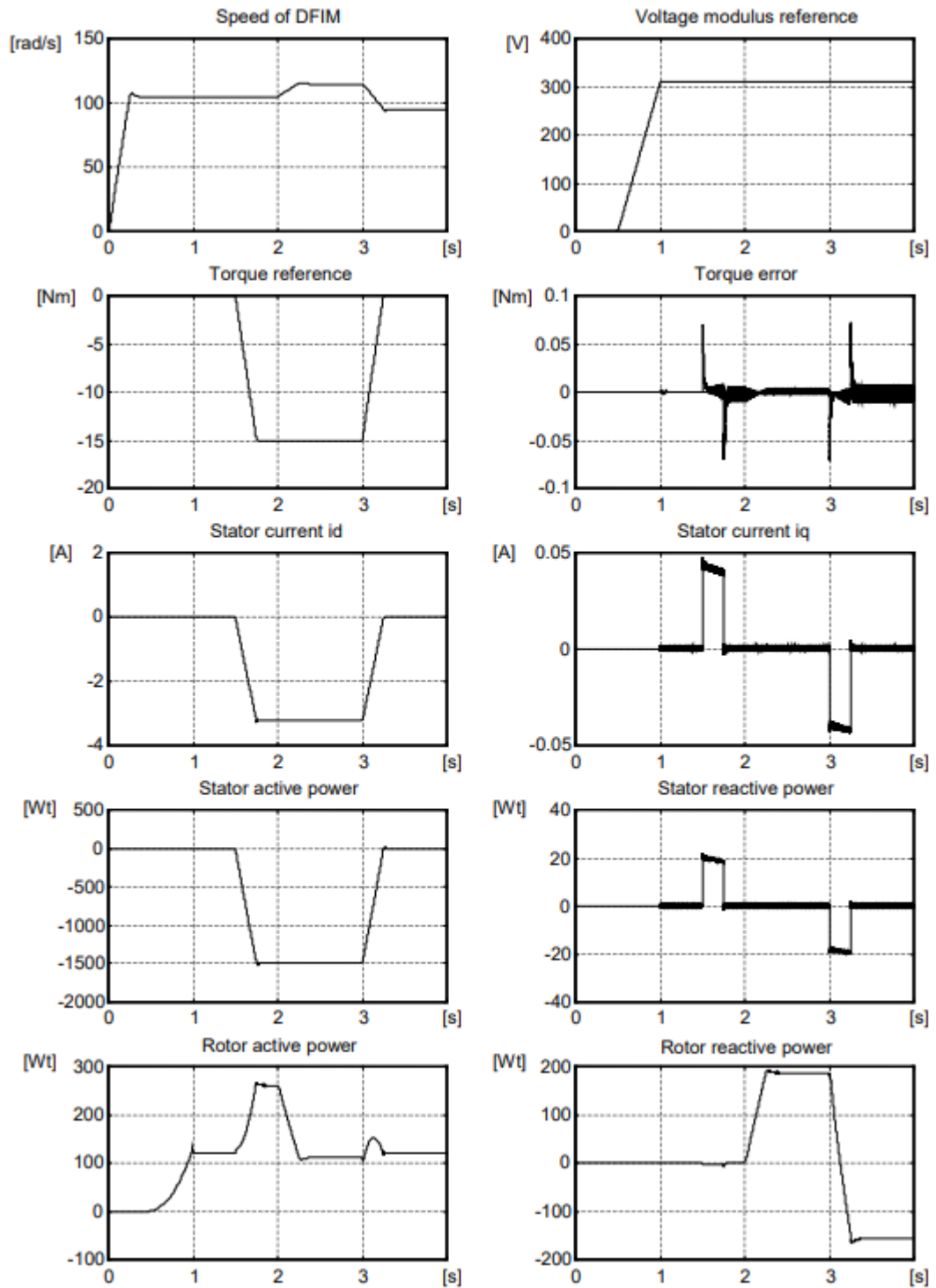


Рисунок 4.8 – Перехідні процеси під час відстеження моменту

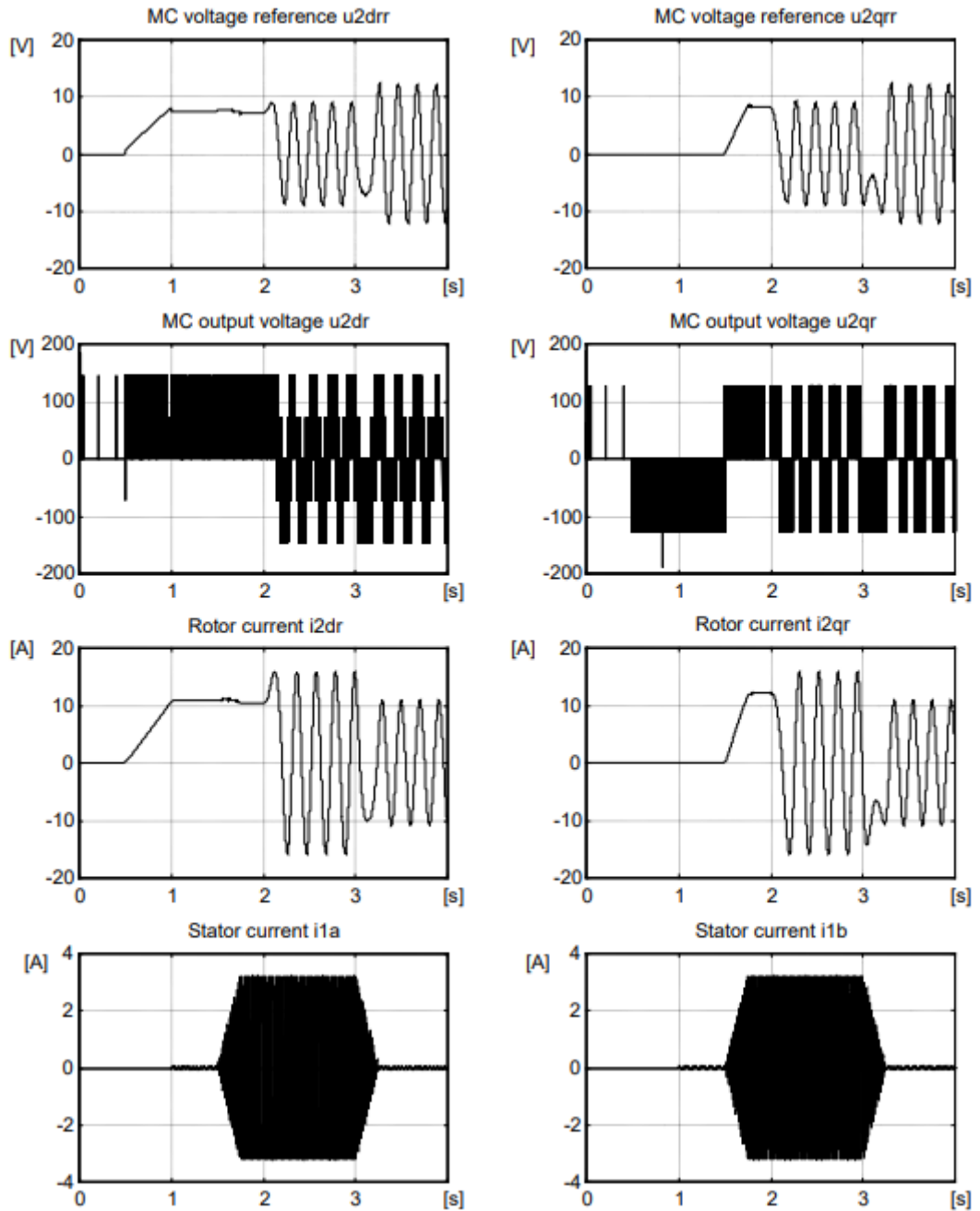


Рисунок 4.9 – Струми та перехідні напруги

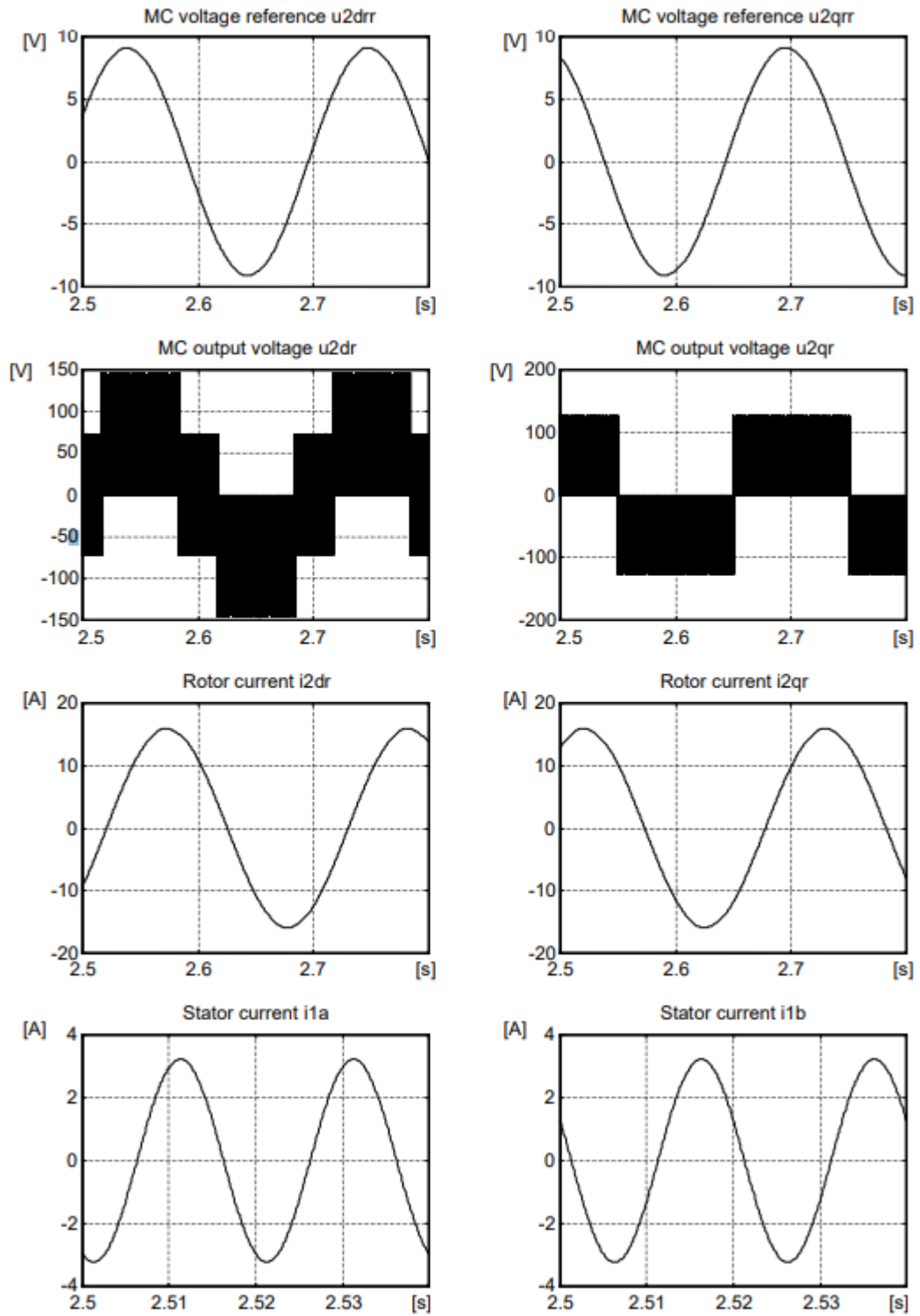


Рисунок 4.10 – Форми хвиль струмів і напруг

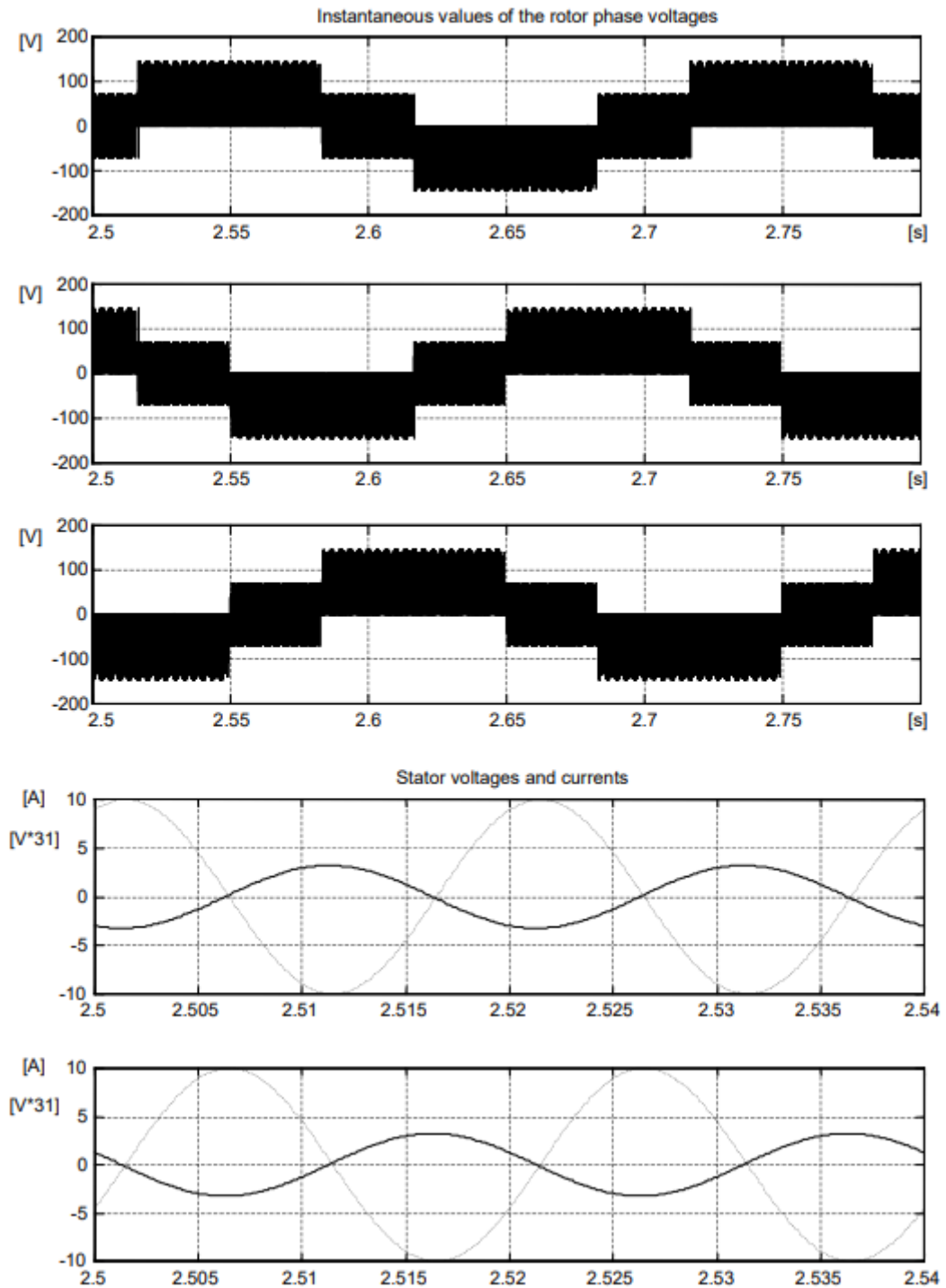


Рисунок 4.11 – Значення фазних напруг ротора та струми статора

На рис 4.9 наведені графіки зміни заданих значень напруг ротора (U_{2dr} і U_{2qr}) у системі координат ротора (dr - qr), а також вихідні напруги (двофазні) матричного перетворювача (U_{2dr} і U_{2qr}). На цьому ж рисунку надані графіки зміни реальних струмів ротора і статора. Фрагмент усталеного режиму для інтервалу часу 2.5 с – 2.8 с наведено на рис. 4.10. Як видно із графіків струмів статора (інтервал 2.5 с – 2.54 с) і ротора їх форма є майже ідеально

гармонічною з малим вмістом високочастотних компонент, що зумовлені процесом ШІМ в МП.

На рис. 4.11 надані графіки фазних напруг МП, а також фазних струмів і напруг статорного кола МПЖ. Роторні фазні напруги, що формуються МП характеризуються симетричністю, в той час як двофазні напруги МП (Рис. 4.14) мають симетрію відносно своїх середніх значень. Статорний струм знаходиться в протифазі до миттєвої напруги мережі, що відповідає умовам роботи статорного кола МПЖ з одиничним коефіцієнтом потужності в генераторному режимі.

Виконано також дослідження грубості алгоритму при варіаціях активних опорів статора та ротора, а також в умовах присутності помилок вимірювання кутового положення МПЖ. Встановлено, що впливом зміни активного опору ротора можна знехтувати, в той час як два інші збурення призводять до обмежених похибок у відпрацюванні моменту та реактивної потужності статора.

4.5 Дослідження динамічних режимів векторно-керованого автономного генератора на основі асинхронної машини з фазним ротором

Алгоритм векторного керування автономним генератором на основі асинхронної машини з фазним ротором, що живиться від МП. Структурна схема системи векторного керування зображена на рис. 4.12.

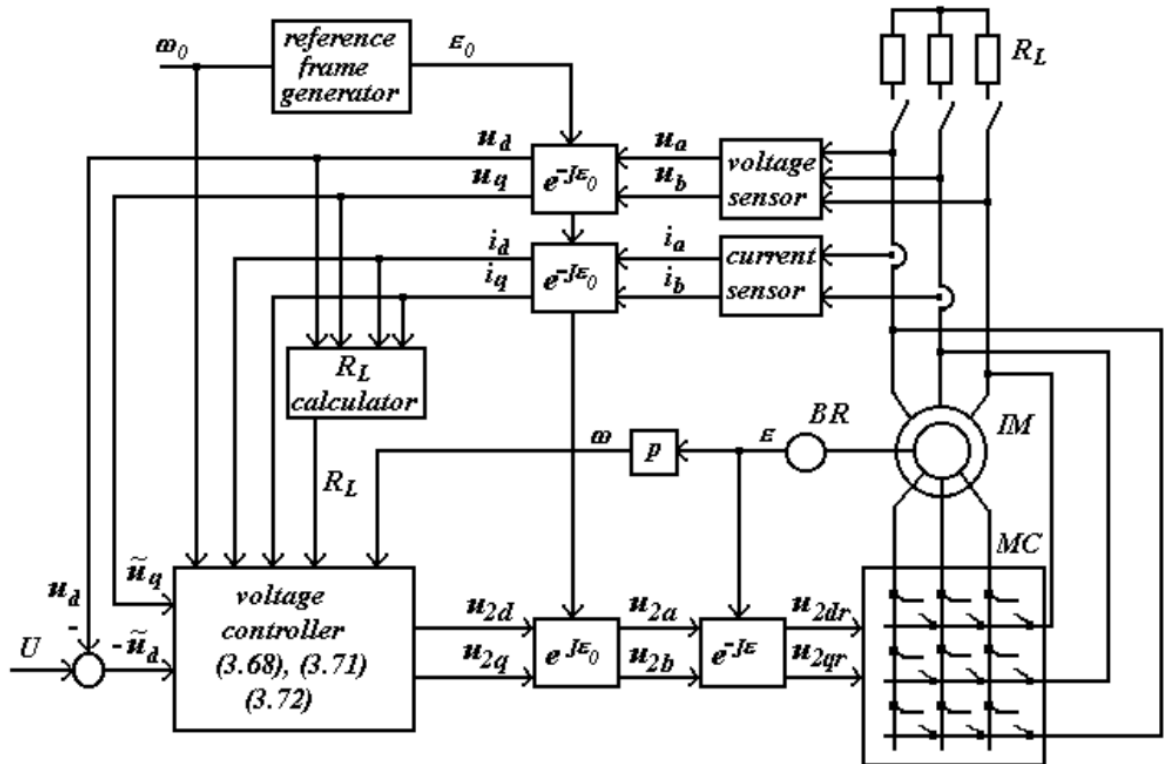


Рисунок 4.12 – Структурна схема системи векторного керування

Наступні значення настроєчних параметрів контролера застосовані при моделюванні:

- коефіцієнти пропорційної та інтегральної дії регуляторів напруги:
 $k_u = 20, k_{ui} = 200$
- частота ШІМ – 10 кГц, амплітудне значення напруги МП – 127 В. Моделюючий тест по відпрацюванню заданого вектора напруги автономного генератора вміщує таку послідовність роботи:
- графік зміни кутової швидкості первинного приводного двигуна, рис. 4.13 такий же як у разі тесту МПЖ;
- процес збудження генератора отримується аналогічно МПЖ з тою різницею, що при автономній роботі положення системи координат задається не мережею, а формується контролером (віртуальна мережа);
- при $t=1.5$ с активне навантаження, що відповідає номінальній потужності електричної машини, підключається до статорного кола.

Графіки завдань та вихідних змінних при тесті зображені на рис. 4.13 та рис. 4.14. Осцилограми ЕРС та модуля вихідної напруги свідчать про значний

трансформаторний ефект у генераторі. Вихідна напруга автономного генератора потребує фільтрації щоб уникнути перенапруги в період коли навантаження статора ще не підключено. Графіки похибок відпрацювання вектора напруги статора, рис. 4.13, (фільтровані) свідчать, що як його модуль так і фаза відпрацьовуються асимптотично по усередненим значенням. Частота генерованої напруги ідеально дорівнює заданій частоті ω_0 синхронної системи координат (d-q).

Графіки зміни миттєвих значень напруг і струмів статора і ротора в фізичних системах координат (d-q) – ротора та (a-b) статора надані на рис. 4.15 та рис. 4.16. Аналіз форми вихідної напруги і струму статора свідчить, що якість генерованої енергії задовольняє вимогам промислових використань

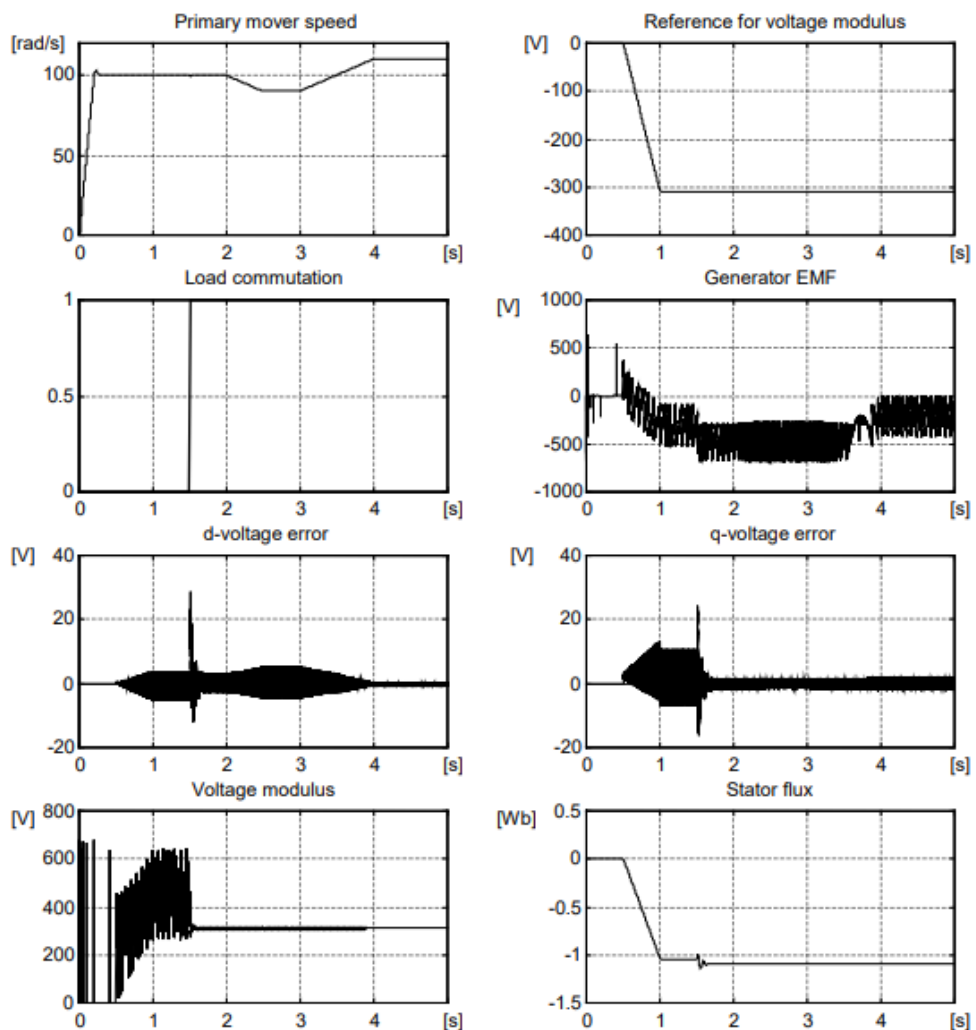


Рисунок 4.13 – Перехідні процеси автономного генератора асинхронної машини з обмоткою

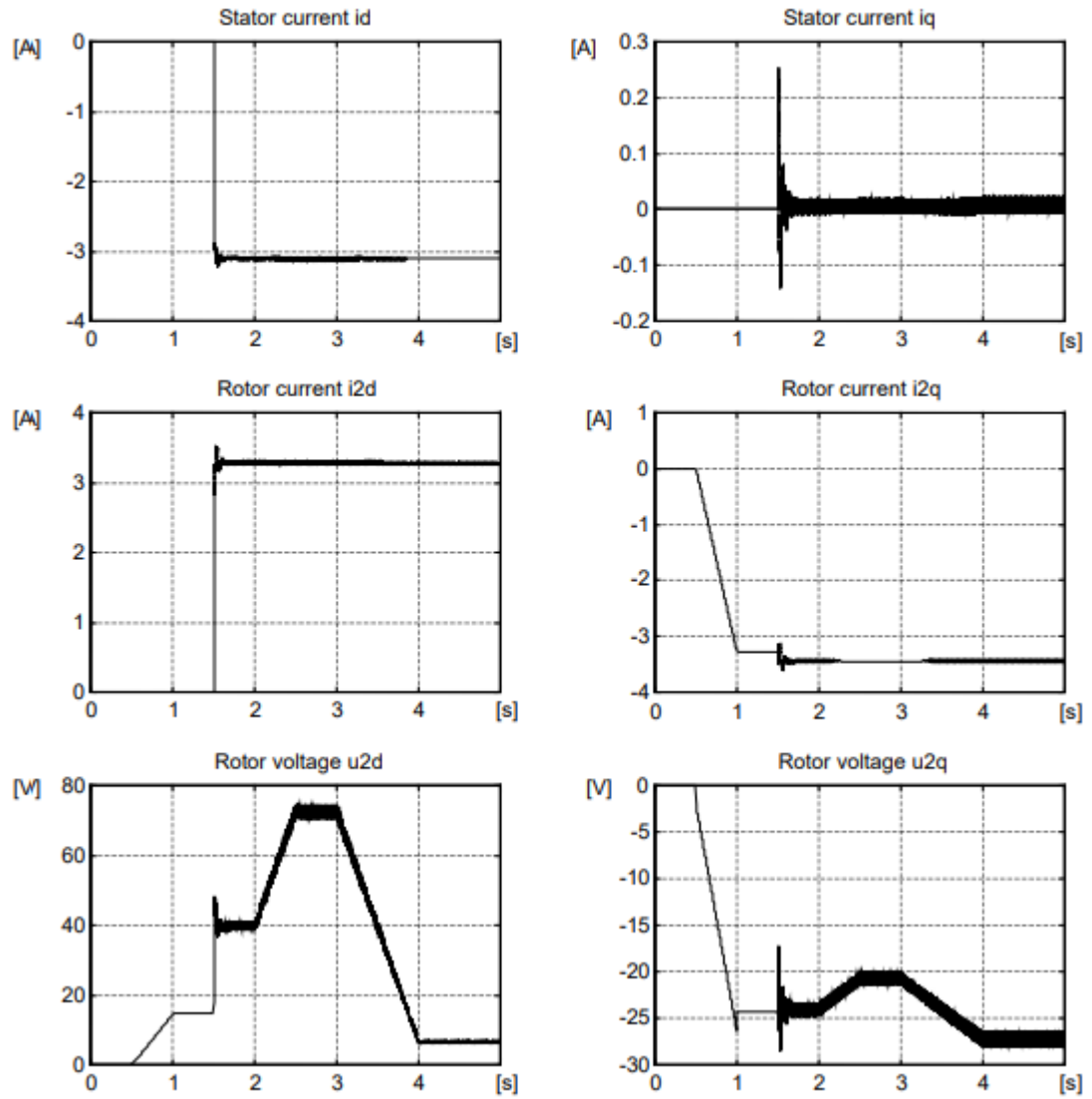


Рисунок 4.14 – Струми статора та ротора

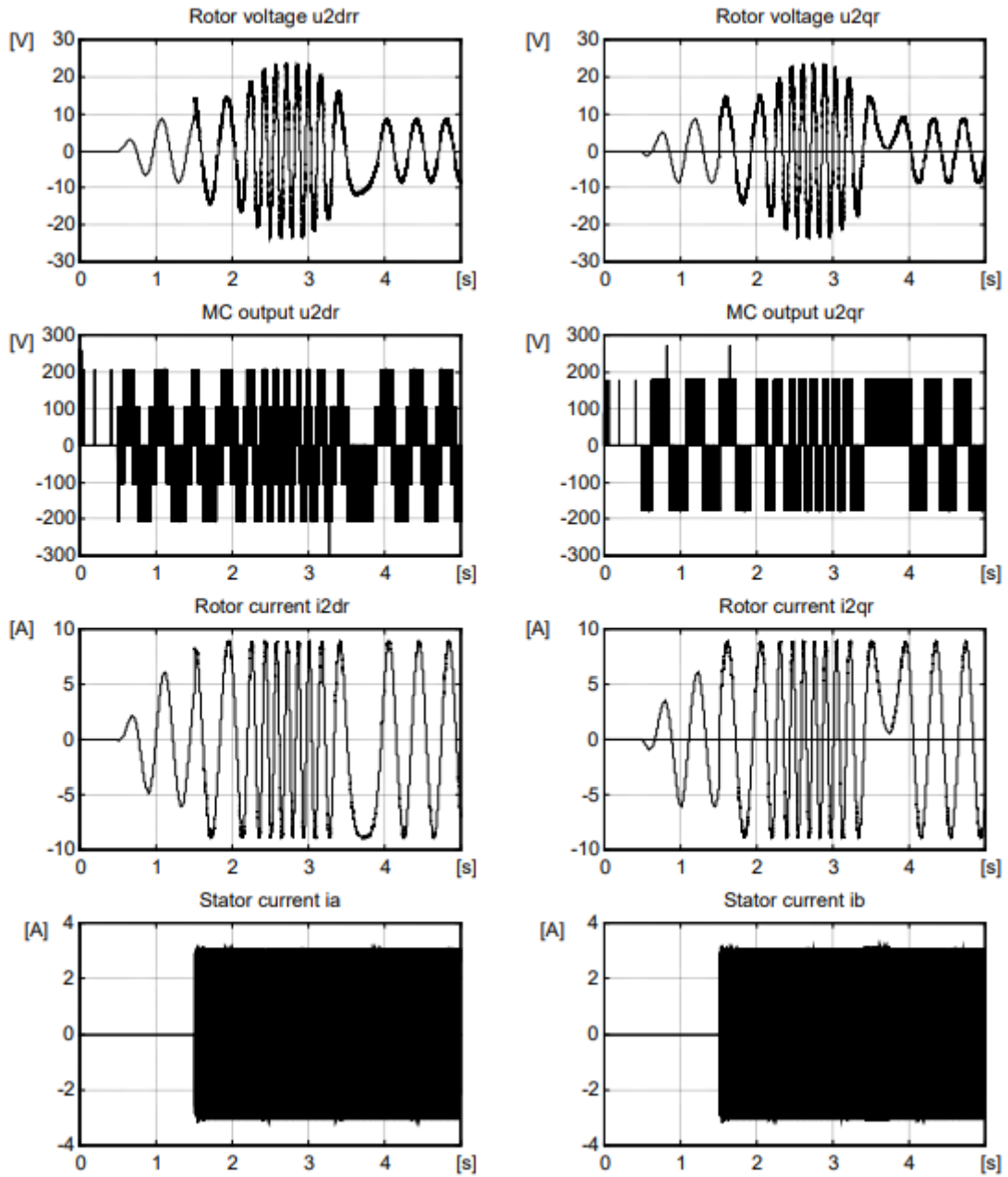


Рисунок 4.15 – Форми сигналів напруги, струму, ротора та статора

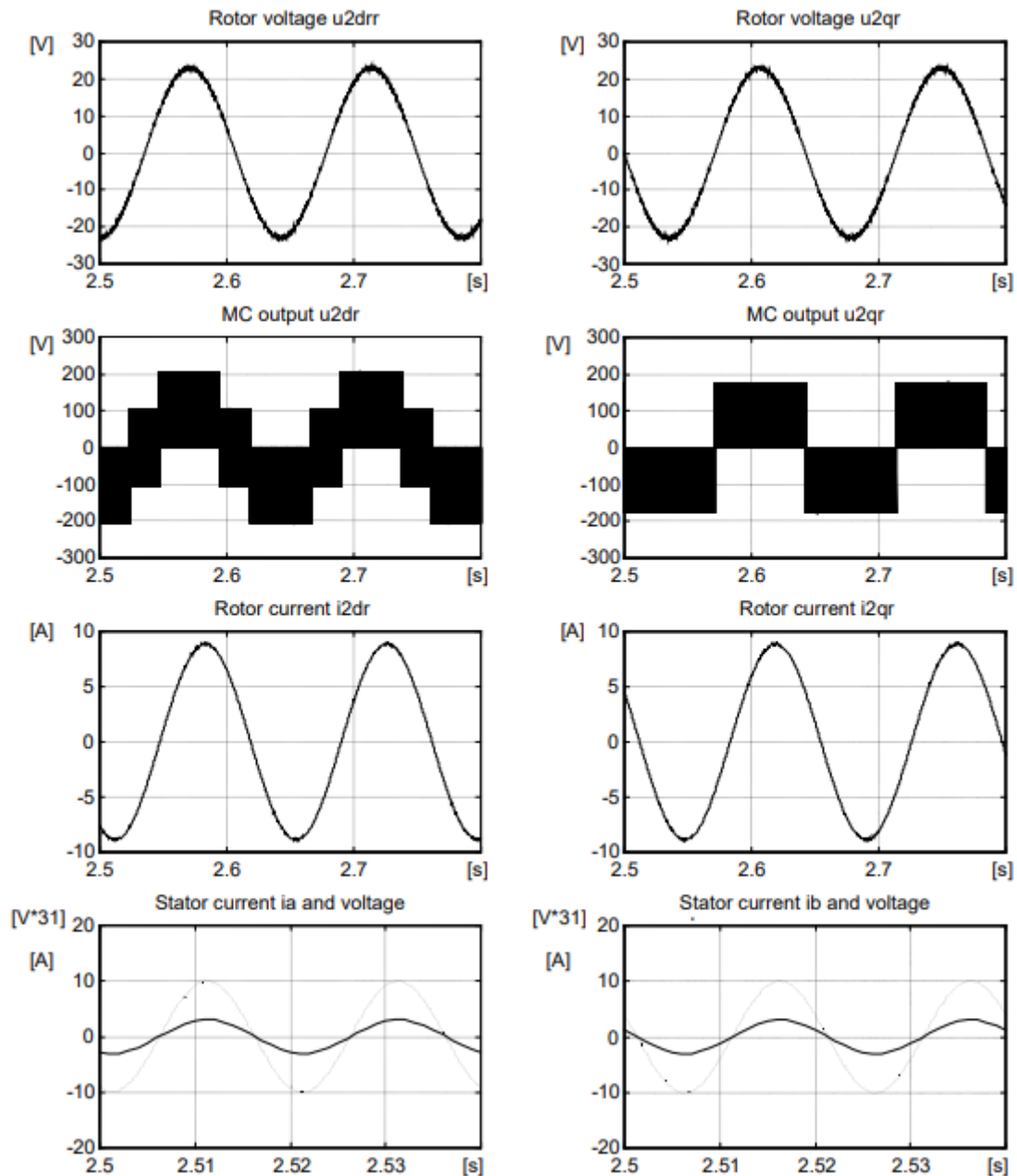


Рисунок 4.16 – Миттєві форми сигналів напруги та струму

Висновки до розділу 4

В даному розділі була показана в системі координат модель симетричного АД при лінійних магнітних колах і також поставлена задача керування асинхронного двигуна. Було досліджено динаміку АД з матричним перетворювачем і показані перехідні процеси. Із графіків поведінки похибок відпрацювання швидкості, струмів та потокозчеплень слідує що

асимптотичні якості системи досягаються, тобто цілі керування також досягаються при живленні АД від матричного перетворювача.

5 РОЗРОБКА, ДОСЛІДЖЕННЯ І ВИПРОБУВАННЯ СХЕМОТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ МП

5.1 Дослідження силових IGBT-ключів змінного струму

Так як не існує на даний момент напівпровідникових приладів які б могли безпосередньо виконувати функції ключа двосторонньої провідності, як потрібно для матричного перетворювача, необхідно вибрати відповідні комбінації з елементів однієї провідності як показано на рис. 5.1. Кожна з показаних схем має свої переваги і недоліки. Структура показана на рис. 5.1a найпростіша для керування тому, що вона має тільки один активний прилад. Але втрати у напівпровідникових ключах досить великі тому, що струм проводять завжди три прилади і це призводить до великого прямого падіння напруги. Це робить структуру непривабливою. Схема на рис. 5.1b, у якій є два зустрічно паралельно включених транзистори з включеними послідовно блокуючими діодами, має менше пряме падіння напруги, але вона набагато складніша для керування тому, що потрібно відстежувати полярність струму і кожним приладом потрібно керувати в залежності від полярності.

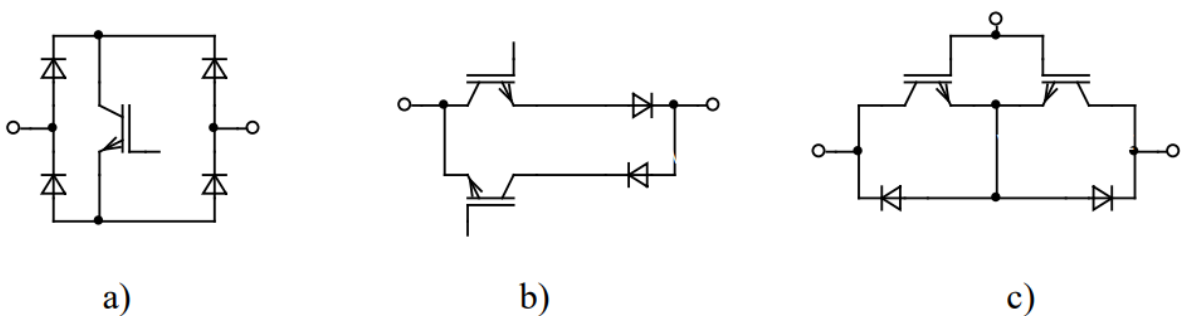


Рисунок 5.1 – Схеми провідності для МП

Схема на рис. 5.1c, яка має два зустрічно-послідовно включених транзистори з паралельними зворотніми діодами, вирішує ці проблеми. Пряме падіння напруги низьке і при цьому здійснюється роздільне керування і потребує один сигнал керування.

5.2 Аналітичне дослідження способів комутації для силових ключів МП

Нижче приводиться метод комутації силових ключів двосторонньої провідності. На відміну від інших перетворювальних пристроїв, наприклад автономних інверторів напруги, у МП при розробці стратегії комутації струму необхідно враховувати особливості, обумовлені безпосереднім підключенням ключа двосторонньої провідності між мережею живлення (через фільтр) і навантаженням. З одного боку, навіть дуже короткочасне вмикання відразу двох ключів, з'єднаних з одною фазою навантаження, викликає струм короткого замикання неприпустимої величини. У той же час розрив струму навантаження призводить до перенапруг, що без прийняття спеціальних заходів здатні зруйнувати ключ змінного струму. Це пряма протилежність до традиційних інверторів напруги, у яких комутація завжди відбувається від керованого транзистора до додаткового зворотнього діода і навпаки. В традиційних інверторах час затримки може бути безпечно введений між сигналами керування приладів (для того щоб запобігти одночасній провідності) тому що індуктивний струм навантаження може бути проведено через зворотній діод. Такого шляху для струму не існує у МП. Це призводить до проблем комутації в МП. Відомі способи комутації струму в МП класифіковані у і підрозділяються на дві групи:

- а) способи, засновані на інформації про полярність вихідного струму МП;
- б) способи, що використовують інформацію про співвідношення напруг мережі живлення.

Розглянемо докладніше зазначені способи комутації струму. Найбільш повно способи, засновані на інформації про полярність вихідного струму, описані і систематизовані в роботах. Існують дво- і чотири крокові способи комутації, які можуть бути розглянуті на прикладі елементарного 2-х фазного - однофазного матричного перетворювача з двома силовими ключами. Як

показано на рис. 5.2 при чотири кроковому способі комутації в усталеному режимі роботи SA1 і SA2 включені так, що проводять струм в обох напрямках. Струм навантаження проходить в напрямку позначеному $+I_L$ і проводить ключ А. Коли необхідно виконати комутацію вимикається та половина ключа, що не проводила в А (SA2).

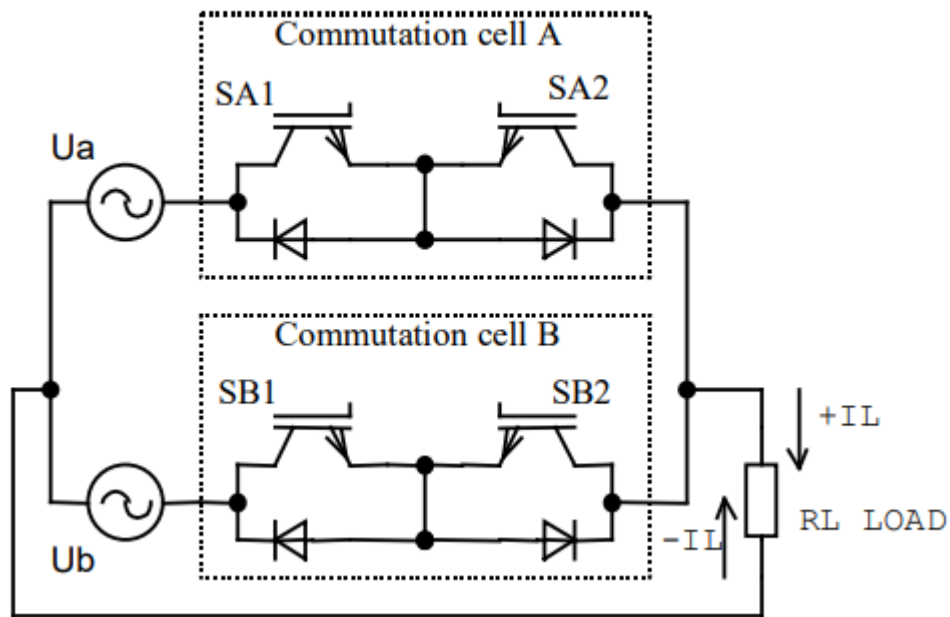


Рисунок 5.2 – Однофазний матричний перетворювач з двома силовими ключами

Необхідно знати напрямок струму I_L , щоб можна було визначити половину ключа, що не проводить струм. Потім вмикається половина ключа В, яка буде проводити струм після комутації (SB1). Завжди ввімкнено обидві половини ключа без виникнення короткого замикання вихідних фаз і цим забезпечується шлях для проходження струму навантаження. Але виникають проблеми на низьких рівнях струму коли напрямок струму не достовірний і можливе неправильне вмикання ключів, що призведе до короткого замикання.

При двокроковому способі комутації у вихідному, статичному, положенні включена тільки одна з двох половин ключа, що проводить струм даної полярності. При зміні полярності струму проводиться вмикання обох половин одного ключа, коли струм потрапляє в межі перехідної зони. Потім вимикається половина ключа, що не проводила струм, коли струм достатньо

зростає в протилежному напрямку. Проблема у використанні даного способу полягає в тому, що комутація між ключами двосторонньої провідності не може відбуватися під час зміни полярності струму. Оскільки напрямок струму не відомо не можливо визначити правильну половину ключа для вмикання. У потужних перетворювачах перехідна зона може бути достатньо великою.

Таким чином недолік описаних способів комутації полягає у відсутності інформації про струм у зоні нечутливості, викликаній межею чутливості датчиків струму (наприклад, датчики Холла).

Можливий достатньо простий спосіб комутації, у якому крім інформації про полярність струму навантаження використовується інформація про співвідношення напруг мережі живлення. При цьому одна половина ключа вимикається перед тим як інша половина ключа вмикається. Це викликає появу зони нечутливості, в якій не має шляху для проходження струму. Тому необхідно використовувати інформацію про співвідношення напруг мережі живлення для забезпечення проходження струму. Даний спосіб є не дуже привабливим тому, що під час кожного періоду зони нечутливості відбувається втрата енергії.

Способи комутації струму, засновані на інформації про співвідношення фазних напруг мережі живлення. Спосіб комутації полягає в наступному. Припустимо, у вихідному положенні включені обидві половини ключа, підключеного до фази А, і необхідно переключитися на ключ, під'єднаний до фази В. Вибір необхідного ключа залежить від співвідношення фазних напруг ($U_A > U_B$ або $U_B > U_A$).

На першому етапі комутації включається половина ключа В, що виключає протікання струму короткого замикання між фазами А і В і утворює зворотний діод для даної полярності U_{AB} , що складається з включеного транзистора і послідовного з ним діода.

На другому етапі комутації відключається одно направлена з тільки що включеної половина ключа А і в цьому ключі залишається включеною половина, що утворює другий зворотний діод для даної полярності U_{AB} , також

що складається із включених транзистора і власне діода, що залишились. На третьому етапі включається друга половина ключа У, і на четвертому відключається провідна половина ключа А, що залишалася.

Приведений спосіб має недолік того ж роду, що і "струмові" способи: необхідність мати у своєму розпорядженні криві вхідних напруг із мінімальним коефіцієнтом гармонік, з огляду на ту обставину, що на входах ключів МП напруга буде неминуче перекручена вхідним LC-фільтром. Крім того потрібно бути дуже обережним, коли вхідні напруги близькі одна до одної, щоб не виникло короткого замикання по входу.

Метою дослідження є удосконалення способу комутації і вибір надійної версії. У відповідності з цим було виготовлено макет для випробування силових IGBT ключів двосторонньої провідності.

5.3 Усунення паразитних циклів комутації при векторному керуванні вхідним струмом матричного перетворювача

Розглядається трифазно-трифазний матричний перетворювач (МП), що має традиційну топологію та побудований на практично ідеальних двонаправлених ключах змінного струму. При створенні системи керування (СК) МП обмежуємося припущенням, що мережі живлення притаманні деякі фільтруючі властивості, та виразимо вихідні напруги такого МП через вхідні

$$|U_2| = [H]|U_1|, \quad (5.1)$$

де $U_1 = \text{colon} \{U_A, U_B, U_C\}$ – вектор миттєвих значень напруг на вході МП; $U_2 = \text{colon} \{U_R, U_S, U_T\}$ – вектор миттєвих значень напруг на виході МП; H – комутаційна матриця з елементами $[h_{ij}]$, $i, j = 1, 2, 3$. Використовуючи перетворення трифазної системи координат з лінійно-залежними базисними векторами e_R, e_S, e_T до двофазної системи з ортогональними базисними векторами e_α, e_β , запишемо рівняння:

$$\begin{vmatrix} U_{2\alpha} \\ U_{2\beta} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} e_{R\alpha} & e_{S\alpha} & e_{T\alpha} \\ e_{R\beta} & e_{S\beta} & e_{T\beta} \end{vmatrix} [H] \begin{vmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{vmatrix} \quad (5.2)$$

Наведені вище припущення дозволяють перейти до схеми заміщення (рис. 5.3) у двофазній системі координат α - β та провести синтез керування в системі «мережа-ЛС-фільтр-МП-навантаження» примусовим введенням ковзного режиму формування вихідної напруги та наближеного до синусоїдального вхідного струму

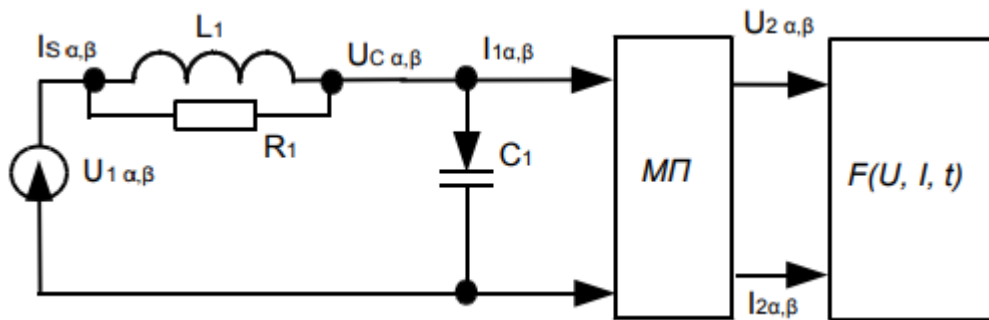


Рисунок 5.3 – Схема заміщення

Якщо записати рівняння вхідного ЛС-фільтра у вигляді

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} |U_c| &= \frac{1}{C} (I_s - I_1), \\ \frac{d}{dt} |I_s| &= -\frac{1}{L} (U_c - U_1) + \frac{1}{R} \left(\frac{dU_1}{dt} - \frac{1}{C} I_s + \frac{1}{C} I_1 \right), \end{aligned} \quad (5.3)$$

та доповнити рівняння поверхонь ковзання контурів формування вихідної напруги МП третім рівнянням для реактивної компоненти вхідного струму МП, можемо описати ковзний режим на перетині поверхонь

$$\begin{vmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \\ \varepsilon_{Iq} + \tau_q \varepsilon_{Uq} \end{vmatrix}, \quad (5.4)$$

де $\varepsilon_{Uq} = U_{Cqz} - U_{Cq}$, $\varepsilon_{Iq} = I_{Sqz} - I_{Sq}$, що не має надлишковості по керуванню.

При переході від ідеального випадку до процесу керування з ненульовими значеннями похибок у такому МП можуть виникати додаткові

комутації, які погіршують ККД. Тому підвищення ККД перетворення в такому МП потребує усунення вищезначених комутацій.

В реальному ковзному режимі з ненульовими значеннями компонент /координат/ вектора похибки зміна структури МП (здійснення комутації) відбувається при виході вектора похибок за межі опуклої фігури допустимих похибок. Окрім того, зміна структури відбувається в точках природної комутації.

При практичній побудові СК система, згідно з принципом функціонально-модульної композиції, розбивається на декілька підсистем. Саме тут дається ознака суттєвої відмінності між ідеальним та реальним ковзними режимами. Інформаційно-виміррювальна підсистема МП формує два види сигналів напруги: для векторного модулятора та для дискретної підсистеми (розподільник імпульсів).

Компоненти напруги, що вимірюються на вході МП, мають високочастотну та низькочастотну складові. Саме високочастотна (ВЧ) складова змінних стану, що не враховувалася в попередніх припущеннях при синтезі алгоритму, і є причиною виникнення паразитних циклів комутації. ВЧ складова є корисним сигналом тільки при обчисленні компонент вектора похибки керування. При обчисленні векторів фазових швидкостей та дискретних сигналів стану мережі ця складова є зайвим (паразитним) шумовим сигналом.

Для усунення високочастотної складової використовуються різні методи: дискретно-апаратні, що потребують застосування тактових регістрів; аналогові схеми фільтрації вимірюваних сигналів; програмні, що використовують різноманітні цифрові фільтри.

Недоліком перших двох є введення в канал керування затримки, яка безпосередньо впливає на якість керування та може приводити до втрати системою стійкості. Недоліком другого та третього – значне збільшення розмірності диференціальних рівнянь, що описують рух системи. Типове рішення, яке є промисловим стандартом, базується на використанні систем

фазової синхронізації (PLL – Phase locked loops) і представляє собою складні нелінійні фільтри.

Виходячи з цього, задача найбільш точної оцінки стану мережі на вході МП та запобігання виникненню паразитних циклів комутації є досить важливою при побудові практичних зразків МП.

У роботі запропоновано застосування нового концептуального підходу до вимірювання компонент вектора напруги живлення, що базується на використанні адаптивних спостерігачів. Згідно з цим підходом, адаптивний спостерігач може бути зконструйованим з динамічної моделі гармонічного сигналу та описаним для нашого випадку рис. 5.3 рівняннями (5.5), а рівняння динаміки похибок оцінювання мають вигляд (5.6)

$$\frac{d}{dt} \begin{vmatrix} \hat{U}_{C\alpha} \\ \hat{U}_{C\beta} \end{vmatrix} = \hat{\omega}_1 \begin{vmatrix} -U_{C\beta} \\ U_{C\alpha} \end{vmatrix} + k_U \begin{vmatrix} \tilde{U}_{C\alpha} \\ \tilde{U}_{C\beta} \end{vmatrix}, \quad (5.5)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_1 = -k_\omega (\tilde{U}_{C\alpha} U_{C\beta} - \tilde{U}_{C\beta} U_{C\alpha}),$$

$$\frac{d}{dt} \begin{vmatrix} \tilde{U}_{C\alpha} \\ \tilde{U}_{C\beta} \end{vmatrix} = \tilde{\omega}_1 \begin{vmatrix} -U_{C\beta} \\ U_{C\alpha} \end{vmatrix} - k_U \begin{vmatrix} \tilde{U}_{C\alpha} \\ \tilde{U}_{C\beta} \end{vmatrix}, \quad (5.6)$$

$$\frac{d}{dt} \tilde{\omega}_1 = k_\omega (\tilde{U}_{C\alpha} U_{C\beta} - \tilde{U}_{C\beta} U_{C\alpha}),$$

де k_U, k_ω – параметри налаштування, $\hat{U}_{C\alpha}, \hat{U}_{C\beta}$ – оцінки компонент напруги, $\tilde{U}_{C\alpha}, \tilde{U}_{C\beta}$ – похибки оцінок.

Адаптивний спостерігач (5.5) гарантує глобальне асимптотичне оцінювання компонент вектора напруги живлення U_α, U_β а також частоти його обертання ω_1 . Оскільки динамічна система (5.5) може розглядатися також як адаптивний фільтр, то в оцінених значеннях $\hat{U}_{C\alpha}, \hat{U}_{C\beta}$ буде забезпечуватися фільтрація вищих гармонік. Оцінені значення частоти та складових вектора напруги мережі живлення далі можуть бути використані при обчисленні компонент векторів фазових швидкостей векторного алгоритму керування МП із формуванням вхідного струму. Результати дослідження на математичній

моделі наведено на рис.5.4. На рисунку 5.4, а показано діаграми напруги ідеальної мережі живлення $U_{1\alpha}$, напруги на вході МП $U_{C\alpha}$ та оцінки напруги $\hat{U}_{C\alpha}$. Аналіз взаємного розташування кривих напруги дозволяє зробити висновок, що похибка по фазі майже непомітна, тому діапазон максимально можливих значень модуля вектора вихідної напруги залишається близьким до теоретичного. Використання компонент вектора оцінки напруги не впливає на форму кривої струму в навантаженні та вхідного струму МП, що показано для однієї з фаз на рис. 5.4, б, але підвищує ККД за рахунок усунення паразитних сигналів.

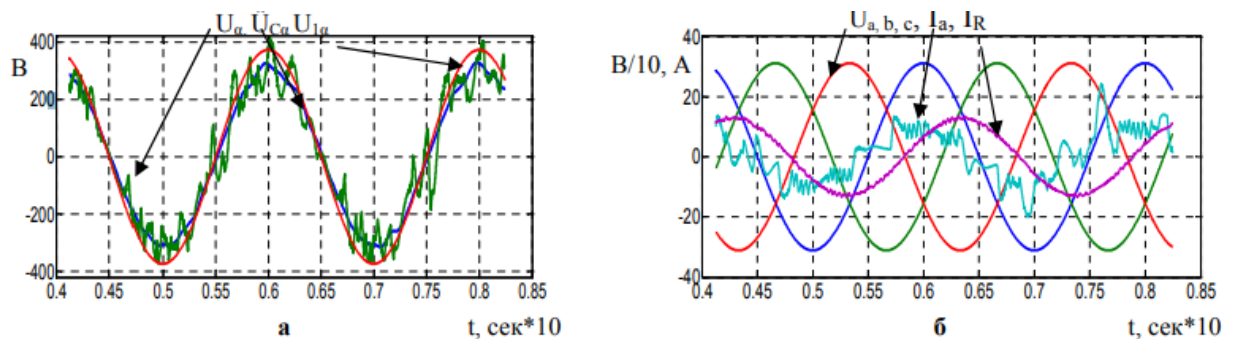


Рисунок 5.4 – Діаграми напруги ідеальної мережі

Висновки до розділу 5

Введення в систему керування МП, який функціонує у ковзному режимі, адаптивного спостерігача параметрів мережі живлення та використання оцінок компонент вектора вхідної напруги МП замість безпосередньо вимірюваних значень дозволило усунути паразитні цикли комутації, що забезпечило суттєве (до 20%) зменшення кількості комутацій у порівнянні з традиційними системами керування МП.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В першому розділі проведено ознайомлення із загальними відомостями. Було більш детально розглянуто матричний перетворювач частоти. Звідси можна зробити висновки про важливість використання даного обладнання для покращення показників енергії на виході перетворювального пристрою та споживання енергії з мережі.

В другому розділі було сформовано ідею векторної ШІМ. Було побудовано просторові вектори вихідної напруги МП. Також була математична модель МП з векторною ШІМ для ідеальної мережі і побудовані моделі кривої напруги і струму.

В третьому розділі було проведено розрахунок двигуна і також його схема заміщення.

В четвертому розділі була показана в системі координат модель симетричного АД при лінійних магнітних колах і також поставлена задача керування асинхронного двигуна. Було досліджено динаміку АД з матричним перетворювачем і показані перехідні процеси. Із графіків поведінки похибок відпрацювання швидкості, струмів та поточозчеплень слідує що асимптотичні якості системи досягаються, тобто цілі керування також досягаються при живленні АД від матричного перетворювача.

В п'ятому розділі було введення в систему керування МП, який функціонує у ковзному режимі, адаптивного спостерігача параметрів мережі живлення та використання оцінок компонент вектора вхідної напруги МП замість безпосередньо вимірюваних значень дозволило усунути паразитні цикли комутації, що забезпечило суттєве (до 20%) зменшення кількості комутацій у порівнянні з традиційними системами керування МП.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. L. Gyugyi, B.R. Pelly “Static Power Frequency Changers”, Wiley, New York, 1976.
2. Р.П. Карташов, А.К. Кулиш, Э.М. Чехет. Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией. К., Техніка, ст. 152, 1979.
3. Pat. 2451129 France IC H02 P 13/30; H02M 5/04; H02B 7/72. Convetisseur direct de courant alternatif en courant alternatif / N.Venturini. – Publ. 3.10.80.
4. C.L. Neft, C.D. Shauder “Theory and design of a 30-Hp matrix converter”, IEEE Trans.IAS1, 1988, pp. 934-939.
5. L. Zhang, C. Watthanasarn, W. Shepherd “Analysis and Implementation of a Space Vector Modulation Algorithm for Direct a.c.-a.c. Matrix Converter”, EPE Journal, Vol. 6, No.1, May 1996, pp. 7-15.
6. Э.М.Чехет, В.П.Мордач, В.Н.Соболев. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. Киев : Наукова думка, 1988, 224 с. E. Chekhet, V. Mordatch, V. Sobolev. “Direct frequency converters for electrical drive”, Kiev, Naukova dumka, 1988, 224 p (monograph, in russian).
7. E. Chekhet, D. Izosimov, T. Misak. “Space vector pulse-width modulation in direct frequency converters” Proc. of Conf. on Power Electronic and Motion Control (PEMC’94), Warsaw, 1994, vol.1, p.408-473.
8. E. Chekhet, D. Izosimov, T. Misak, V. Mordatch. “Microprocessor based space vector modulation control system of the matrix converter” Proc. of the 7th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (PEMC’96), Budapest, 1996, vol.2, p.319-323.
9. Т.В. Мисак, С.И. Полищук, Э.М. Чехет, И.А. Шаповал. Алгоритмы управления матричными преобразователями для электропривода. Конф. СЭЭ’99, Алушта, Сент.1999, с.97-100. T. Misak, S. Polishuk, E. Chekhet, I. Shapoval. “Matrix converter control algorithms for electrical drives” Conf. “СЭЭ’99”, Alushta, Sept. 1999, pp.97-100.
10. Э.М. Чехет, Т.В. Мисак, С.И. Полищук, И.А. Шаповал. Матричные преобразователи для электромеханических систем. Proceeding of the 4th Int. Conference an Unconventional Electromechanical and Electrical Systems., St. Petersburg,

Russia, 21-24 June, 1999, vol.2 p.565-570. E.Chekhet, T. Misak, S. Polischuk, I. Shapoval. "Matrix converters for electromechanical systems". Proc. of the 4th Int. Conf. on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems., St. Petersburg, Russia, 21-24 June, 1999, vol.2 p.565-570.

11. F. Blaschke, "Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine"; Siemens Forschungs.Ektwicklungs – Berichte 1(1972) , №.1, 184-193

12. W. Leonhard, Control of Electrical Drives. Springer – Verlag, Berlin: 1996.

13. D. G. Talor, "Nonlinear control of electric machines: An overview", IEEE Control Systems Magazine, Dec. 1994, pp. 41 – 51.

14. С. Пересада. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор // Вестник Донецкого политехнического университета. Октябрь 1999, с. 1 – 19, Донецк.

15. S. Peresada, A. Tonielli, "Exponentially stable output feedback control of induction motor", in Proc. NOL COS – 98, Netherlands, July 1998.

16. S. Peresada, A. Tonielli, A. Tilli, "Indirect field-oriented control of induction motor: New design leads to improved performance and efficiency", in Proc. IECON-98, Germany, Sept.1998.

17. S. Peresada, A. Tonielli "High performance robust speed-flux tracking controller for induction motor", International Journal of Adaptive and Signal Processing, Special Issue for Induction motor control. To appear.

18. M. Yamamoto, O. Motoyoshi, "Active and Reactive Power Control for Doubly Fed Wound Rotor Induction Generator" IEEE Trans. Power Electronics, vol 6, no 4, October 1992.

19. E. Bogalecka, Z. Krzeminski, "Control System of a Doubly Fed Induction Machine supplied by Current controlled Voltage Source Inverter" IEEE Proc. of Sixth Int. Conf. On Electrical Machines and Drives, London, UK, 1993.

20. S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielly, "Robust active-reactive control of a doubly-fed induction machine", IEEE Proc. of IECON'98, Aachen, Germany, Sept. 1998, pp. 1621 – 1625.

21. Михальський В.М. Розробка і дослідження експериментального зра зка матричного перетворювача з керуванням від DSP-мікроконтролера / В.М. Михальський, В.М. Соколов, Е.М. Чехет, В.В. Чопик, І.А. Шаповал // Техн. електродинаміка. Темат. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2007. – Ч. 1. – С. 11–14.

22. Паспортні дані двигуна MTF 011-6 URL:

<https://xn--80aqy.com.ua/kranovye-elektrodivigateli/mth-011-6>