

Вінницький національний технічний університет
Факультет електроенергетики та електромеханіки
Кафедра електромеханічних систем автоматизації в промисловості і на
транспорті

Пояснювальна записка

до магістерської кваліфікаційної роботи

на тему: «Вдосконалення системи векторного керування асинхронним
двигуном при роботі на низьких кутових швидкостях»

Виконав: студент 2 курсу, групи ЕПА-18м
спеціальності 141 – Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка

Ідальго Кішпе Педро Давід

(прізвище та ініціали)

Керівник к.т.н., доц., Богачук В. В.

(прізвище та ініціали)

Рецензент _____

(прізвище та ініціали)

Вінниця – 2019 року

Факультет Електроенергетики та електромеханіки
Кафедра Електромеханічних систем автоматизації в промисловості і на транспорті
Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр
Спеціальність 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
Освітня програма Електромеханічні системи автоматизації та електропривод

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри

д.т.н., проф.
В. М. Кутін
“ ” 20 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Ідальго Кішпе Педро Давіду
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Вдосконалення системи векторного керування асинхронним двигуном при роботі на низьких кутових швидкостях

керівник роботи Богачук Володимир Васильович, к.т.н., доцент каф. ЕМСАПТ
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “ ” 20 року №

2. Строк подання студентом роботи

3. Вихідні дані до роботи діапазон регулювання 1:1000; діапазон низьких швидкостей 0-10 об/хв; тип електропривода – асинхронний; джерело інформації - Радимов С. Н. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод / С. Н. Радимов. – Одесса : Изд-во ОНПУ, 2007. – 38 с.;

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1 Стан питання та задачі векторним керуванням асинхронними двигунами. 2 Дослідження властивостей інвертора напруги при роботі асинхронного двигуна на низькій кутовій швидкості. 3 Бездатчикове оцінювання кутової швидкості та потокозчеплення на низькій кутовій швидкості. 4. Економічна частина. 5 Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях.

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

1. Принципи побудови перетворювачів частоти; 2. Скалярне керуванням швидкістю асинхронного двигуна; 3. Векторне керуванням швидкістю асинхронного двигуна; 4. Бездатчикове векторне керуванням швидкістю асинхронного двигуна; 5. Вплив нелінійних властивостей автономного інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією; 6. Адаптивний спостерігач струму статора асинхронного двигуна; 7. Структура запропонованого способу компенсації нелінійних властивостей інвертора; 8. Дослідження адаптивних системи з задаючою моделлю;

9. Синтез спостерігача з ковзним режимом; 10. Структурна схема спостерігача струму з ковзним режимом.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Богачук В.В., к.т.н., доц.		
Економічна частина	к. е. н., доц., Мельничук Л. М.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	Кобилянський О.В., д.пед.н., проф., зав. каф. БЖДПБ		

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Формування та затвердження теми магістерської кваліфікаційної роботи (МКР)		
2	Виконання спеціальної частини МКР. Перший рубіжний контроль виконання МКР		
3	Виконання спеціальної частини МКР. Другий рубіжний контроль виконання МКР		
4	Виконання розділу «Охорона праці»		
5	Попередній захист МКР		
6	Нормоконтроль МКР		
7	Рецензування МКР		
8	Захист МКР		

Студент _____
(підпис)

Ідальго Кішпе Педро Давід
(прізвище та ініціали)

Керівник роботи _____
(підпис)

Богачук В.В.
(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Ідальго Кішпе Педро Давід «Вдосконалення системи векторного керування асинхронним двигуном при роботі на низьких кутових швидкостях». Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця : ВНТУ. 2019.– 131 с. Бібліогр. : 86. Іл. : 25 Табл. : 15.

В роботі здійснено загальну характеристику електроприводів з частотним регулюванням швидкості обертання. Визначено, що електроприводи з векторним керуванням характеризуються кращими показниками як в стаціонарних, так і динамічних режимах роботи. Здійснено аналіз основних нелінійних властивостей автономного інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією та показано їх вплив на процес керування. Запропоновано підходи до покращення роботи системи векторного керування асинхронним двигуном при роботі на низьких кутових швидкостях.

Ключові слова: перетворювач частоти, векторне керування, потокозчеплення.

АННОТАЦИЯ

Идальго Кишпе Педро Давид «Совершенствование системы векторного управления асинхронным двигателем при работе на низких угловых скоростях». Магистерская квалификационная работа. – Винница : ВНТУ. 2019. – 131 с. Библиогр. : 86. Ил. : 25. Табл. : 15.

В работе осуществлено общую характеристику электроприводов с частотным регулированием скорости вращения. Определено, что электроприводы с векторным управлением характеризуются лучшими показателями как в стационарных, так и динамических режимах работы. Осуществлен анализ основных нелинейных свойств автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией и показано их влияние на процесс управления. Предложены подходы к улучшению работы системы векторного управления асинхронным двигателем при работе на низких угловых скоростях.

Ключевые слова: преобразователь частоты, векторное управление, потокосцепления.

ANNOTATION

Hidalgo Kishap Pedro David « Improving the vector control system for asynchronous motor at low angular speeds». Masters thesis. – Vinnitsa : VNTU. 2019. – 131 p. Refs. : 86 Il. : 25. Table. : 15.

In this work a general description of electric drives with frequency regulation of speed of rotation is carried out. It is determined that electric drives with vector control are characterized by better performance both in stationary and dynamic operating modes. The analysis of the main nonlinear properties of the autonomous voltage inverter with pulse-width modulation is analyzed and their influence on the control process is shown. The approaches to improving the operation of the vector control system of the asynchronous motor at low angular velocities are proposed.

Keywords: frequency converter, vector control, flow coupling.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	5
ВСТУП	6
1 СТАН ПИТАННЯ ТА ЗАДАЧІ ВЕКТОРНИМ КЕРУВАННЯМ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ.....	9
1.1 Загальна характеристика об'єкта дослідження.....	9
1.2 Аналіз методів і засобів векторним керуванням асинхронними двигунами.....	21
1.3 Аналіз стану проблеми, постановка задач дослідження.....	26
2 ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ ІНВЕРТОРА НАПРУГИ ПРИ РОБОТІ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА НА НИЗЬКІЙ КУТОВІЙ ШВИДКОСТІ.....	39
2.1 Основні нелінійні властивості дворівневого автономного інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією	39
2.2 Аналіз впливу нелінійних властивостей автономного інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією	43
2.3 Аналіз способу компенсації впливу «мертвого часу» з використанням коригуючого вектору	48
3 БЕЗДАТЧИКОВЕ ОЦІНЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ ТА ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ НА НИЗЬКІЙ КУТОВІЙ ШВИДКОСТІ	54
3.1 Дослідження адаптивних системи з задаючою моделлю	54
3.2 Спостерігачі з ковзним режимом	70
3.3 Розробка способу оцінювання змінних стану з комбінованим використанням задаючої моделі та ковзного режиму	76
4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	84
4.1 Технічні рішення з безпечної експлуатації	84

4.1.1 Технічні рішення з безпечної організації робочих місць	84
4.1.2 Електробезпека.....	86
4.2 Технічні рішення з гігієни праці і виробничої санітарії	88
4.2.1 Мікроклімат виробничого приміщення.....	88
4.2.2 Склад повітря робочої зони	89
4.2.3 Виробниче освітлення	90
4.2.4 Виробничий шум.....	91
4.2.5 Виробничі вібрації	93
4.2.6 Психофізіологічні фактори	94
4.3 Оцінка стійкості роботи системи керування інвертором в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій	95
4.3.1 Оцінка стійкості роботи системи керування інвертором в умовах дії іонізуючих випромінювань.....	96
4.3.2 Оцінка стійкості роботи системи керування інвертором в умовах дії електромагнітного імпульсу	99
4.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи системи керування інвертором в умовах надзвичайних ситуацій	101
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	103
5.1 Розрахунок капітальних вкладень.....	103
5.2 Розрахунок експлуатаційних витрат	103
ВИСНОВКИ.....	109
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	111
ДОДАТОК А Технічне завдання	121
ДОДАТОК Б Ілюстративні матеріали.....	124

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АД – асинхронний двигун

АІМ – амплітудо-імпульсна модуляція

АІН – автономний інвертор напруги

АІС – автономний інвертор струму

БПЧ – перетворювач частоти з безпосереднім зв'язком

ВО – виконавчий орган

ДЕЕ – джерело електричної енергії

ЕД – електричний двигун

ЕП – електропривод

КП – керуючий пристрій

ПМ – передавальний механізм

ПП – перетворювальний пристрій

ПЧ – перетворювач частоти

РМ – робоча машина

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

ВСТУП

Актуальність. Асинхронні двигуни в даний час є найпоширенішим типом електродвигунів, що застосовуються у промисловості і сільському господарстві.

Найбільш розповсюдженим із сучасних способів керування кутовою швидкістю асинхронних двигунів є частотний спосіб, який передбачає зміну частоти напруги, що живить двигун, за допомогою перетворювача частоти. В більшості промислових установок використовується перетворювач частоти з ланкою постійного струму та автономним інвертором напруги з широтно-імпульсною модуляцією. Існує два методи керування частотним приводом: скалярний та векторний. Скалярний метод забезпечує середні статичні та динамічні показники керування, векторне керування використовується в випадках, коли необхідні високі показники якості керування. Векторне керування дозволяє керувати величиною потокозчеплення машини та електромагнітним моментом роздільно. Роздільне керування здійснюється виділенням зі статорного струму двох складових: намагнічуючої, за допомогою якої виконується керування потокозчепленням машини, та моментоутворюючої, за допомогою якої керують електромагнітним моментом. Для виділення цих складових необхідна інформація щодо вектору потокозчеплення (статора, ротора або у повітряному зазорі машини).

Для реалізації векторного керування необхідно з мінімальною похибкою знати інформацію про положення та величину вектору потокозчеплення. Наявність суттєвої помилки в визначенні вищеназваних змінних стану значно погіршує роботу приводу та може викликати втрату стійкості систем приводу в цілому. Між тим, окрім інформації про вектор потокозчеплення ротора, системі векторного керування необхідна інформація про поточну частоту обертання валу асинхронного двигуна. Встановлення датчика кутової швидкості з цією метою у деяких випадках не є доцільним, оскільки підвищує вартість системи

приводу, знижує надійність. Крім того, в деяких установка такого датчика взагалі неможлива. Оскільки прямий вимір кутової швидкості є ускладненим, оцінювати її необхідно, виходячи з величин, доступних для виміру – статорних струмів та напруг. При цьому, аналіз технічної документації частотних електроприводів, що серійно випускаються відомими світовими виробниками, дозволив визначити, що використання векторного керування в бездатчиковому варіанті, як правило, зменшує діапазон керування до 1:50. Це пояснюється тими проблемами, які є при такому способі керуванні на низьких кутових швидкостях, коли частота напруги наближується до нуля, а саме: теоретичні обмеження для моделі ідеального двигуна з синусоїдальним розподіленням поля в зазорі, значним зменшенням співвідношення сигнал/шум вимірюваних величин, збільшенням впливу неточності в визначенні параметрів схеми заміщення, нелінійними властивостями.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Робота виконувалася на кафедрі електромеханічних систем автоматизації в промисловості і на транспорті ВНТУ.

Мета роботи полягає в покращенні основних характеристик якості керування асинхронних електродвигунів шляхом застосування векторного керування з без сенсорним визначенням кутової швидкості та потокозчеплення.

Об'єктом дослідження є динамічні процеси у асинхронному електроприводі з векторним керуванням при роботі на низькій кутовій швидкості та процеси у автономному інверторі з широтно-імпульсною модуляцією, що живить його.

Предметом дослідження є способи непрямого бездатчикового визначення частоти обертання ротора та потокозчеплення асинхронного двигуна.

Задачі дослідження:

- аналіз стану проблеми і постановка задач дослідження;
- дослідження впливу нелінійних властивостей інвертора напруги при

роботі двигуна на низьких кутових швидкостях;

– бездатчикове оцінювання кутової швидкості та потокозчеплення на низькій кутовій швидкості.

Методи дослідження. У процесі дослідження застосовувалися:

- методи теорії автоматичного керування для структурного аналізу системи керування та синтезу регуляторів;

– комп'ютерне моделювання для аналізу та перевірки достовірності отриманих теоретичних положень;

– теорія чисельних методів для синтезу параметрів регулятора.

Наукова новизна одержаних результатів.

Здобув подальший розвиток метод синтезу адаптивної системи ідентифікації параметрів асинхронного двигуна в режимі малих швидкостей обертання.

Практичне значення одержаних результатів полягає в тому, що на основі отриманих теоретичних положень розроблено структурні схеми спостерігача струму з ковзним режимом, який дозволяє більш точно ідентифікувати параметри АД на низьких кутових швидкостях обертання.

Достовірність теоретичних положень магістерської кваліфікаційної роботи підтверджується строгістю постановки задач, коректним застосуванням математичних методів під час доведення наукових положень, строгим виведенням аналітичних співвідношень, порівнянням результатів, отриманих за допомогою розроблених у роботі методів, з відомими, та збіжністю результатів математичного моделювання.

Апробація результатів роботи.

Основні положення й результати досліджень доповідалися й обговорювалися на науково-технічній конференції «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи» (МН-2019).

1 СТАН ПИТАННЯ ТА ЗАДАЧІ ВЕКТОРНИМ КЕРУВАННЯМ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

1.1 Загальна характеристика об'єкта дослідження

Електропривод (ЕП) – електромеханічна система, що складається з одного або декількох електродвигунів, перетворювального, передавального та керуючого пристроїв, призначена для приведення в рух виконавчих органів робочої машини і керування цим рухом (рисунок 1.1) [1-3].

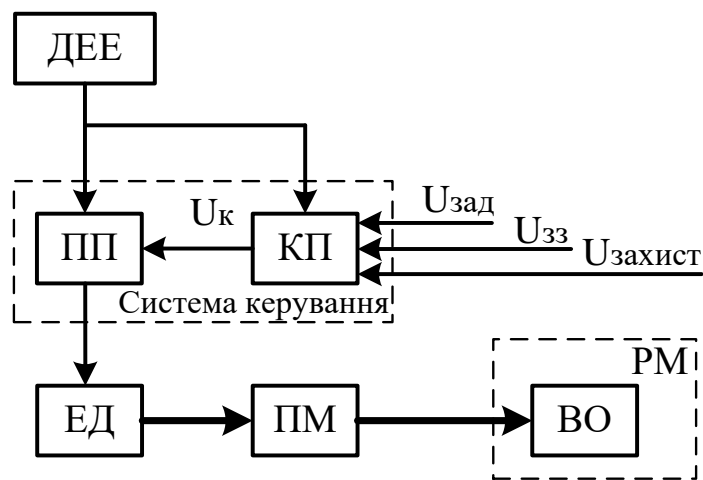


Рисунок 1.1 – Узагальнена структура електропривода:

- ДЕЕ – джерело електричної енергії;
- ПП – перетворювальний пристрій;
- КП – керуючий пристрій;
- ЕД – електричний двигун;
- ПМ – передавальний механізм;
- ВО – виконавчий орган;
- РМ – робоча машина

Перетворювальний пристрій призначений для перетворення електричної енергії одних параметрів чи показників у електричну енергію інших параметрів чи показників [4].

Керуючий пристрій здійснює керування процесом перетворення енергії залежно від сукупності таких сигналів:

- сигналу задавача $U_{\text{зад}}$, який задає характер руху виконавчого органа (ВО);
- сигналів зворотних зв'язків $U_{\text{зз}}$, які надають інформацію про хід технологічного процесу, характер руху ВО і роботу окремих елементів ЕП;
- сигналів системи захисту, блокувань і сигналізації $U_{\text{захист}}$ [4].

Електричний двигун призначений для перетворення електричної енергії в механічну (в окремих режимах роботи – навпаки) [4].

Передавальний механізм призначений для передавання механічної енергії від електричного двигуна до виконавчого органа робочої машини і узгодження виду і швидкостей їх руху [4].

Станом на сьогодні найбільшого поширення набули ЕП на базі двигунів змінного струму, зокрема частотно-регульовані ЕП.

Узагальнена структура частотно-регульованого ЕП зображена на рисунку 1.2.

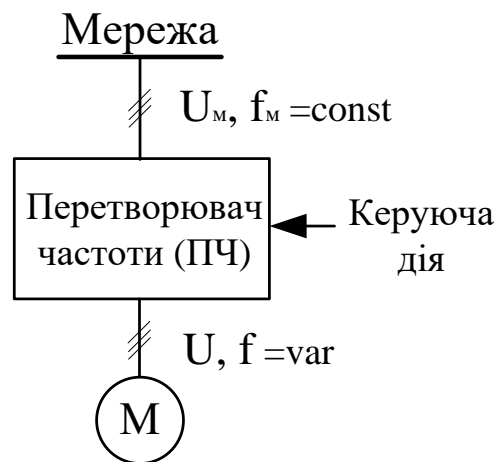


Рисунок 1.2 – Узагальнена структура частотно-регульованого ЕП

В якості приводних двигунів в частотно-регульованому ЕП можуть бути використані як асинхронні так і синхронні електричні двигуни.

Асинхронні двигуни (АД) в даний час є найпоширенішим типом електродвигунів, що застосовуються у промисловості і сільському господарстві [5, 6]. Це визначається цілим рядом переваг АД порівняно з іншими типами електродвигунів.

АД характеризуються [5, 7, 8]:

- простотою конструкції і надійністю в експлуатації;
- меншою матеріалоємністю і трудомісткістю при виготовленні, меншою вартістю;
- у 1,5-2,0 рази меншими, ніж у ДПС масогабаритними показниками на одиницю потужності;
- можливістю живлення як безпосередньо від промислової мережі змінного струму з частотою 50 Гц у нерегульованих ЕП, так і від перетворювальних пристроїв у регульованих ЕП;
- оборотністю, тобто можливістю роботи як у двигунному, так і в гальмівних режимах,
- високими динамічними показниками завдяки меншому, наприклад, у порівнянні з ДПС, моменту інерції.

Промисловістю випускаються АД із короткозамкненим (КЗ) і фазним ротором (ФР). Перші більш прості і надійні, проте АД з ФР дозволяють забезпечити великий пусковий момент при одночасному зменшенні пускового струму, що в певних випадках є ключовим при виборі двигуна. Основним недоліком АД з КЗ ротором є відносно великий пусковий струм [7].

Зміну параметрів електричної енергії в частотно-регульованому ЕП забезпечує перетворювач частоти.

Перетворювач частоти (ПЧ) – пристрій, що перетворює вхідну синусоїдальну напругу фіксованої амплітуди та частоти у вихідну напругу змінної амплітуди та частоти.

В промисловості широко використовуються такі типи керованих напівпровідникових ПЧ [9, 10]:

– перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму і автономним інвертором напруги (АІН) або струму (АІС);

– перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком мережі живлення і навантаження (БПЧ).

Автономні інвертори дозволяють регулювати частоту вихідної напруги як вгору, так і вниз від номінального значення частоти мережі. В БПЧ частота регулюється тільки вниз від номіналу [10].

На даний час більшого поширення набули ПЧ з проміжною ланкою постійного струму. В таких перетворювачах відбувається перетворення енергії за схемою «змінний – постійний – змінний» струм. Спочатку змінний струм фіксованої частоти мережі випрямляється за допомогою некерованого (діодного) випрямляча або керованого (тиристорного або транзисторного) перетворювача, а потім за допомогою автономного інвертора відбувається зворотне перетворення. При цьому на виході отримуємо регульовані частоту та напругу або струм [11].

Розрізняють два типи ПЧ з проміжною ланкою постійного струму:

1) перетворювачі частоти з автономним інвертором напруги (ПЧ з АІН) – мають властивості джерела напруги і формують на своєму виході періодичну криву напруги, при цьому форма струму визначається властивостями навантаження [11];

2) перетворювачі частоти з автономним інвертором струму (ПЧ з АІС) – мають властивості джерела струму і формують на своєму виході певну, наперед задану форму струму, а напруга залежить від властивостей навантаження [11].

Більшого поширення набули ПЧ з АІН.

На практиці знайшли застосування два основних структурних варіанти ПЧ з АІН, що відрізняються способом регулювання вихідної напруги:

- 1) амплітудо-імпульсне регулювання напруги (АІМ) (рисунок 1.3, а);
- 2) широтно-імпульсне регулювання напруги (ШІМ) (рисунок 1.3, б).

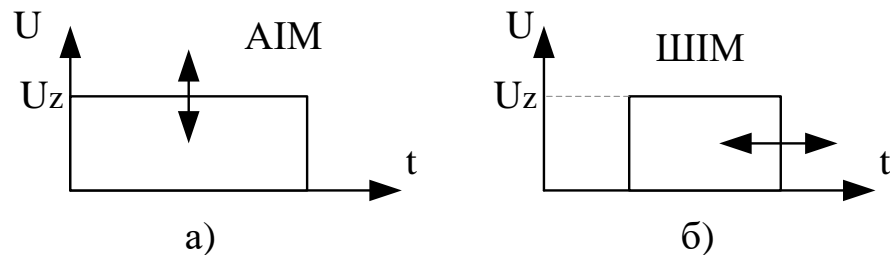


Рисунок 1.3 – Модуляція амплітуди і тривалості імпульсів

Структурна схема ПЧ з АІН при амплітудному регулюванні напруги зображена на рисунку 1.4. Регулювання напруги і частоти здійснюється окремо за допомогою керованого перетворювача (КВ) та інвертора відповідно. Автономний інвертор являє собою реверсивний перемикач, який формує періодичні прямокутні різнополярні імпульси, які апроксимують синусоїду напруги з випрямленої напруги (рисунок 1.6, а).

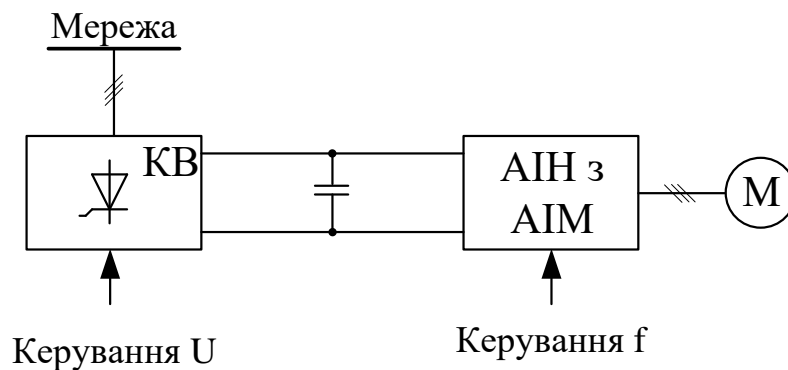


Рисунок 1.4 – Типова структура ПЧ з АІН при АІМ

Структурна схема ПЧ з АІН при широтно-імпульсному регулюванні напруги зображена на рисунку 1.5. При такому варіанті структури автономний інвертор не тільки змінює частоту вихідної напруги, а й регулює її середнє

значення (рисунок 1.6, б), що дозволяє відмовитися від керованого перетворювача і використовувати більш простий некерований випрямляч (В).

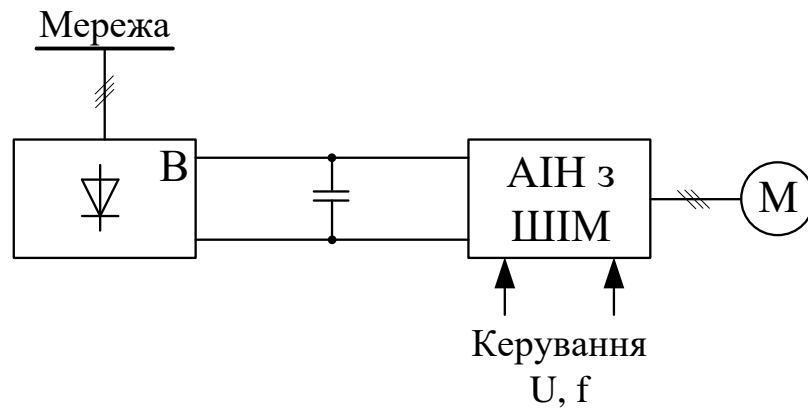


Рисунок 1.5 – Узагальнена структурна схема ПЧ з АІН при ШІМ

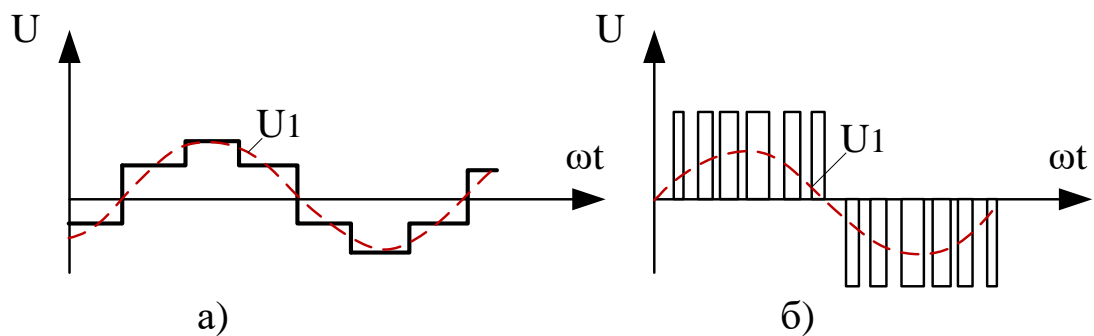


Рисунок 1.6 – Діаграми вихідних напруг АІН при АІМ (а) та ШІМ (б)

ШІМ дозволяє зменшити вищі гармонічні складові у вихідному струмі інвертора і наблизити його до точної синусоїди. Точність апроксимації синусоїди підвищується в міру збільшення частоти комутації, яка визначається, в першу чергу, динамічними можливостями силових ключів. Тому в перетворювачах частоти з ШІМ застосовують швидкодіючі транзисторні ключі (IGBT, MODFET) [10].

За допомогою сучасних систем автоматичного керування ЕП змінного струму з використанням ПЧ з ШІМ можна одержати діапазон регулювання швидкості 1:1000 та більше [11].

Якщо в процесі усталеної роботи частотного ЕП зміниться задаюча дія таким чином, що частота на виході ПЧ зменшиться, то це зумовить перехід двигуна в генераторний режим, віддаючи активну енергію у перетворювач частоти. При цьому АІН переходить в режим керованого випрямляча [11].

Рекуперована енергія може бути повернута в мережі, однак при цьому потрібно суттєво ускладнити схему ПЧ – потрібно підключити до вхідного випрямляча ПЧ керований перетворювач включений за антипаралельною схемою (рисунок 1.7)

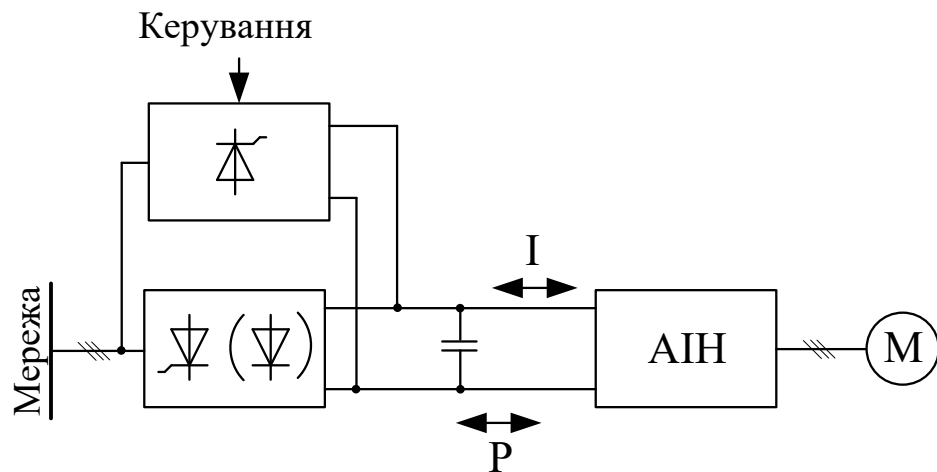


Рисунок 1.7 – Рекуперація потужності у мережу

Більшість виробників ПЧ з АІН і використанням ШІМ прагнуть уникнути такого ускладнення вхідного кола, залишаючи на вході лише діодний випрямляч. Вони пропонують два рішення для реалізації рекуперативного режиму роботи електричної машини [11].

У першому випадку рекуперована активна потужність акумулюється в буферному конденсаторі. Такий спосіб можливий для короткочасного режиму гальмування електричної машини, оскільки він спричинює зростання напруги на конденсаторі, яка може досягти небезпечних значень як для конденсатора, так і для напівпровідникових приладів [11].

У другому випадку, коли потрібно рекуперувати велику кількість енергії, до вхідного кола інвертора через напівпровідниковий ключ підключається опір, на якому ця енергія і розсіюється (рисунок 1.8). Ключ К, працюючи в режимі ШІМ, регулює струм в опорі R, тобто, фактично, гальмівний момент машини [11].

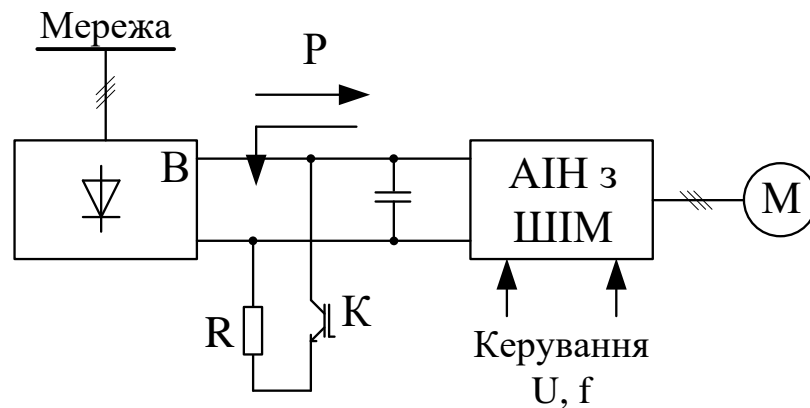


Рисунок 1.8 – Схема з вузлом скиду енергії

Існує два методи керування частотним приводом, що базуються на зміні частоти та амплітуди напруги живлення: скалярний та векторний (рисунок 1.9) [6, 12].

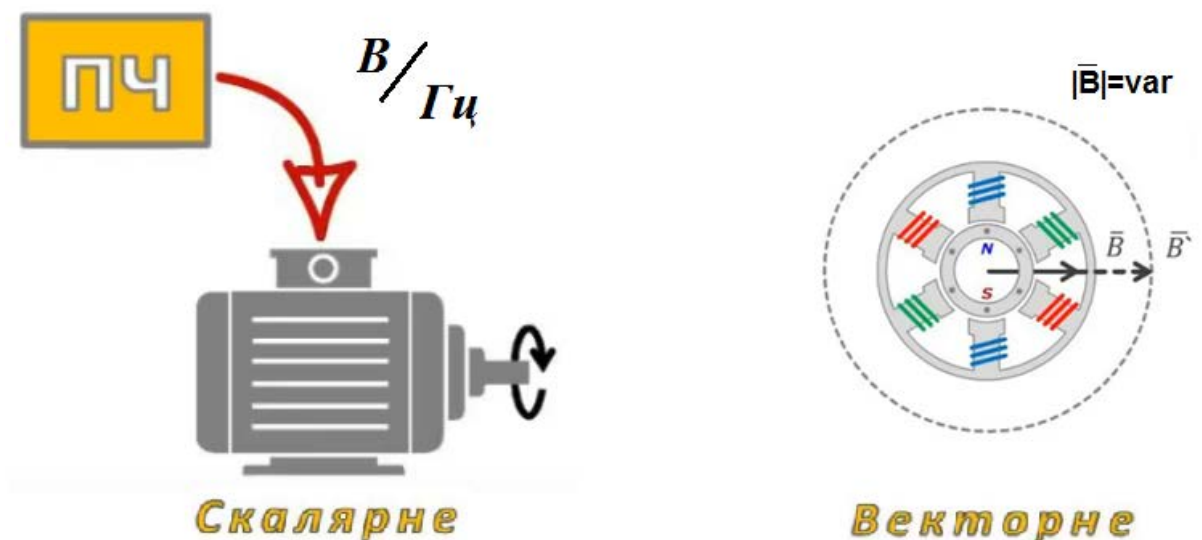


Рисунок 1.9 – Методи керування частотним приводом

Скалярним керуванням швидкістю асинхронного двигуна називають таке керування, при якому зміна швидкості досягається шляхом впливу на частоту напруги статора при одночасній зміні діючого значення цієї напруги [12].

При такому керуванні напруга та струм розглядаються як скалярні величини, тобто у системі керування використовуються лише модулі цих величин. При цьому вигляд штучних механічних характеристик визначається тим, як саме співвідносяться між собою частота та напруга живлення статора двигуна. Тобто, для керування формується лише один сигнал завдання частоти, а сигнал завдання напруги є залежним від нього. Залежність напруги статора від поточної частоти називають законом частотного керування.

Для збереження запасу статичної стійкості бажаним законом регулювання є такий, при якому у всьому діапазоні регулювання швидкості підтримується постійна перевантажувальна здатність двигуна (закон М. П. Костенко) [15]:

$$\frac{U_1}{U_{1\text{ном}}} = \frac{f_1}{f_{1\text{ном}}} \cdot \sqrt{\frac{M_c}{M_{c\text{ном}}}}. \quad (1.1)$$

де U_1 ($U_{1\text{ном}}$) – поточне та номінальне значення напруги живлення АД;

f_1 ($f_{1\text{ном}}$) – поточне та номінальне значення частоти напруги живлення АД;

M_c ($M_{c\text{ном}}$) – поточне та номінальне значення моменту статичного опору привода.

Якщо керування АД здійснюється відповідно до закону (1.1), то він має не тільки постійну перевантажувальну здатність, але і практично постійний ККД, коефіцієнт потужності $\cos\phi$ і абсолютне ковзання s [15].

Закон зміни Напруга/Частота залежить від характеру моменту навантаження:

– механізми, момент навантаження яких не залежить від швидкості [13]:

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const}. \quad (1.2)$$

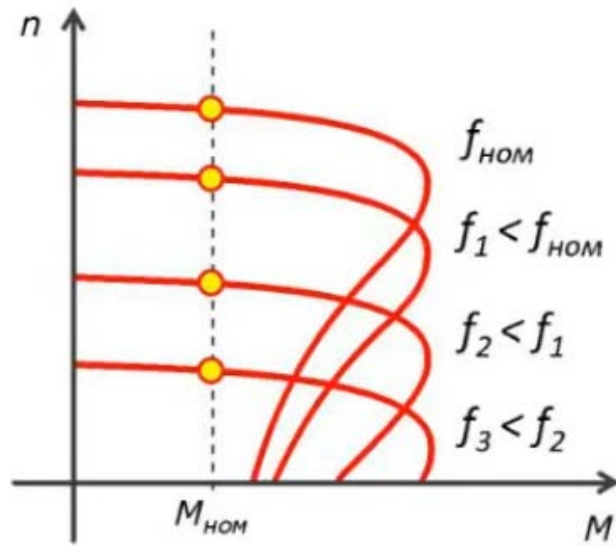


Рисунок 1.10 – Механічні характеристики АД при законі керування $U_1/f_1 = \text{const}$

– механізми з вентиляторним моментом навантаження [13]:

$$\frac{U_1}{f_1^2} = \text{const}. \quad (1.3)$$

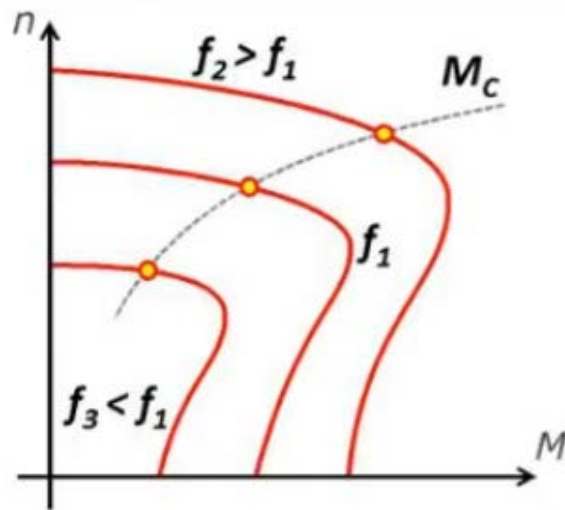


Рисунок 1.11 – Механічні характеристики АД при законі керування $U_1/f_1^2 = \text{const}$

– механізми, момент навантаження яких нелінійно зменшується при збільшенні швидкості [11]:

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = \text{const.} \quad (1.4)$$

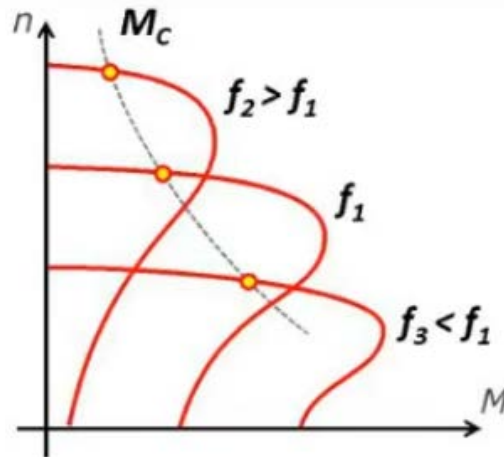


Рисунок 1.12 – Механічні характеристики АД при законі керування $U_1/\sqrt{f_1} = \text{const}$

Метод скалярного керування відносно простий в реалізації. Скалярного керування достатньо для більшості задач в яких застосовується ЕП з діапазоном регулювання частоти обертання двигуна до 1:10, немає змінного навантаження і не потрібна хороша динаміка [14]. Суттєвою перевагою скалярного керування є можливість підключення до одного перетворювача частоти декількох двигунів.

Недоліки скалярного керування:

1) якщо не встановлено сенсор швидкості, то не можна керувати швидкістю обертання вала АД, оскільки вона залежить від навантаження (наявність сенсора швидкості вирішує цю проблему) [14];

2) не можна керувати моментом АД (це завдання можна вирішити за допомогою сенсора моменту, але вартість його є надто високою і швидше за все

вищою вартості самого ЕП. При цьому керування моментом буде надто інерційним) [14];

3) не можна керувати одночасно моментом і швидкістю [14];

4) повільна реакція системи на швидкі зміни навантаження.

У випадку, коли необхідне регулювання кутової швидкості двигуна у широкому діапазоні та з високими динамічними характеристиками застосовують методи векторного керування. Векторне керування дозволяє керувати величиною потокозчеплення машини та електромагнітним моментом роздільно, як у машині постійного струму з незалежним збудженням.

З математичної точки зору векторне керування забезпечує гарні привода, оскільки модель машини представляється у вигляді системи диференціальних рівнянь, які коректно описують машину як в динаміці, так і в статиці.

Отже, рівняння асинхронного двигуна в системі координат, що обертається з довільною кутовою швидкістю мають вигляд [23]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\psi_{ds}}{dt} = U_{ds} - R_s i_{ds} + \omega \psi_{qs}, \\ \frac{d\psi_{qs}}{dt} = U_{qs} - R_s i_{qs} + \omega \psi_{ds}, \\ \frac{d\psi_{dr}}{dt} = U_{dr} - R_r i_{dr} + (\omega - \omega_r) \psi_{qr}, \\ \frac{d\psi_{qr}}{dt} = U_{qr} - R_r i_{qr} - (\omega - \omega_r) \psi_{dr}, \\ \psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}, \\ \psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}, \\ \psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}, \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}, \\ M_e = \frac{3}{2} p (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}), \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M_e - M_{cr}). \end{array} \right. \quad (1.5)$$

1.2 Аналіз методів і засобів векторним керуванням асинхронними двигунами

Головна ідея векторного керування полягає в тому, щоб контролювати не тільки величину і частоту напруги живлення, але і фазу (керувати моментом двигуна шляхом зміни вектора струму статора (рисунок 1.3, обмотка АД умовно зображена у вигляді постійного магніту)) [15].

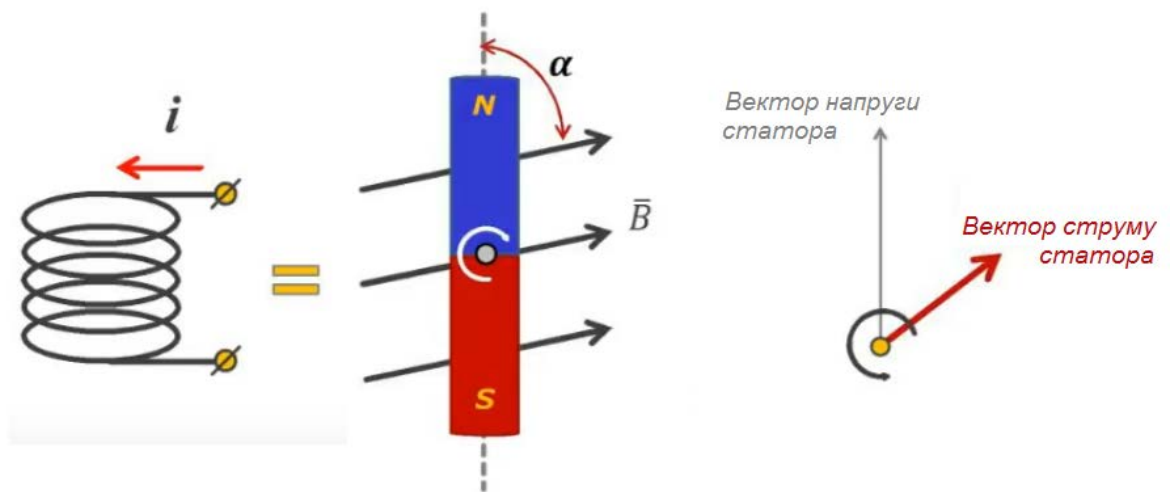


Рисунок 1.13 – Векторне керування

Обертний момент ротора залежить від модуля магнітної індукції B та кута α , який визначає положення ротора відносно зовнішнього магнітного поля:

$$M = f(|B|; \alpha). \quad (1.6)$$

Слід зауважити, що максимальний момент при даній магнітній індукції B можна отримати, якщо забезпечити кут $\alpha = 90^\circ$. Таким чином виникає необхідність відслідковувати положення ротора двигуна (рисунок 1.14).

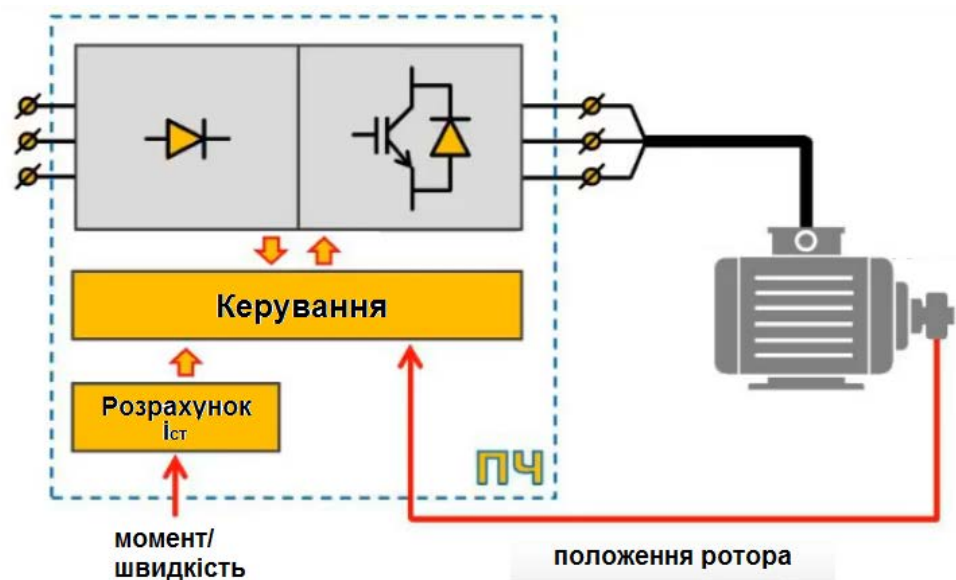


Рисунок 1.14 – Структурна схема системи векторного керування із сенсором положення ротора

Слід зауважити, що останнім часом розвиток систем частотного керування зосереджений на розробці саме способів бездатчикового векторного керування (рисунок 1.15). При цьому, навіть незначне погіршення якості оцінювання швидкості може призводити до значного погіршення якості керування.

За відсутності сенсора швидкості глибина регулювання при векторному керуванні становить приблизно 100:1, та при його наявності –1000:1 та більше (рисунок 1.16).

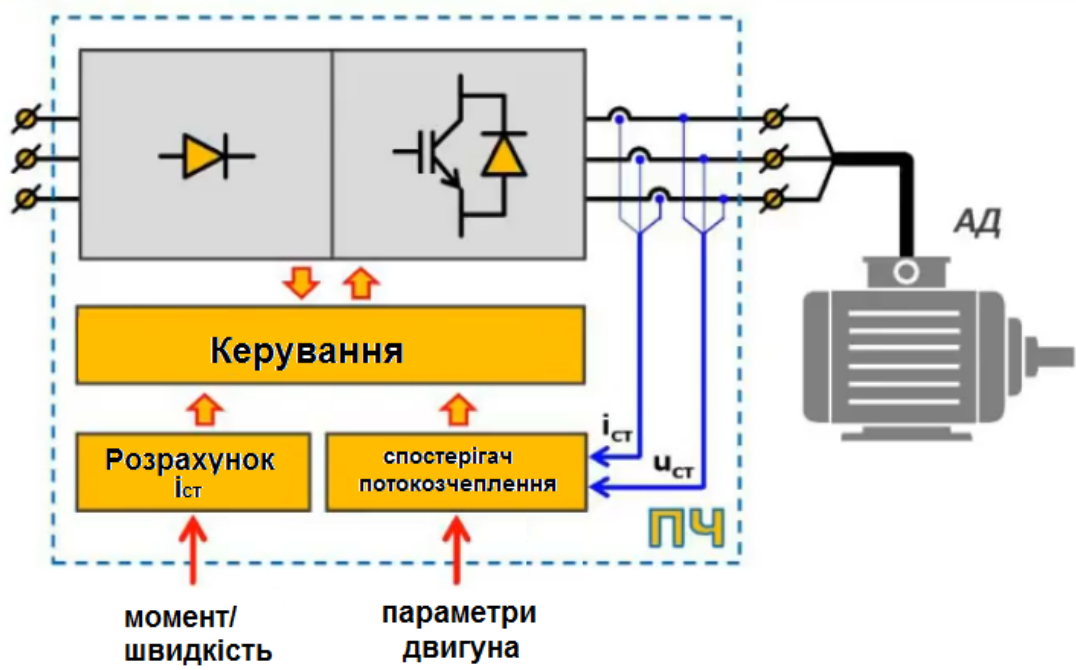


Рисунок 1.15 – Структурна схема системи векторного керування без сенсора швидкості

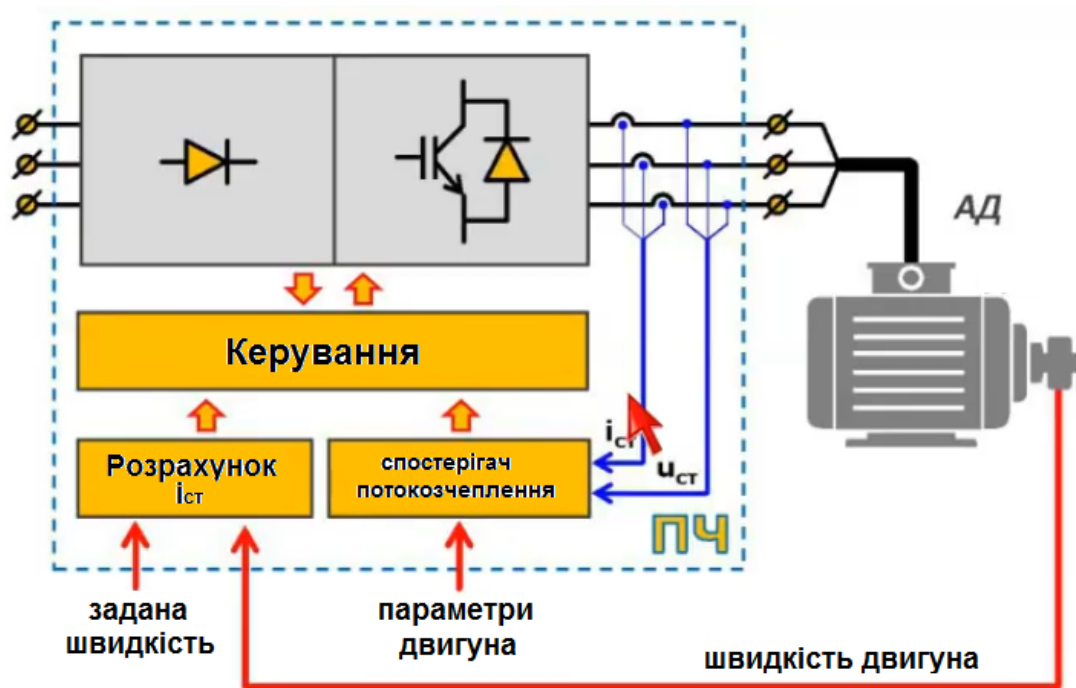


Рисунок 1.16 – Структурна схема системи векторного керування із сенсором швидкості

Загальна функціональна схема векторного керування зображена на рисунку 1.16. Основою схеми є контури контролю магнітного потокозчеплення і моменту разом з блоком оцінки, який може бути реалізований різними способами. При цьому зовнішній контур керування швидкістю в значній мірі уніфікований і генерує сигнали для регуляторів моменту M^* і магнітного потокозчеплення Ψ^* (через блок керування потоком). Швидкість двигуна може бути виміряна сенсором (швидкості/положення) або отримана за допомогою оцінювача, що дозволяє реалізувати бездатчикове керування [15].

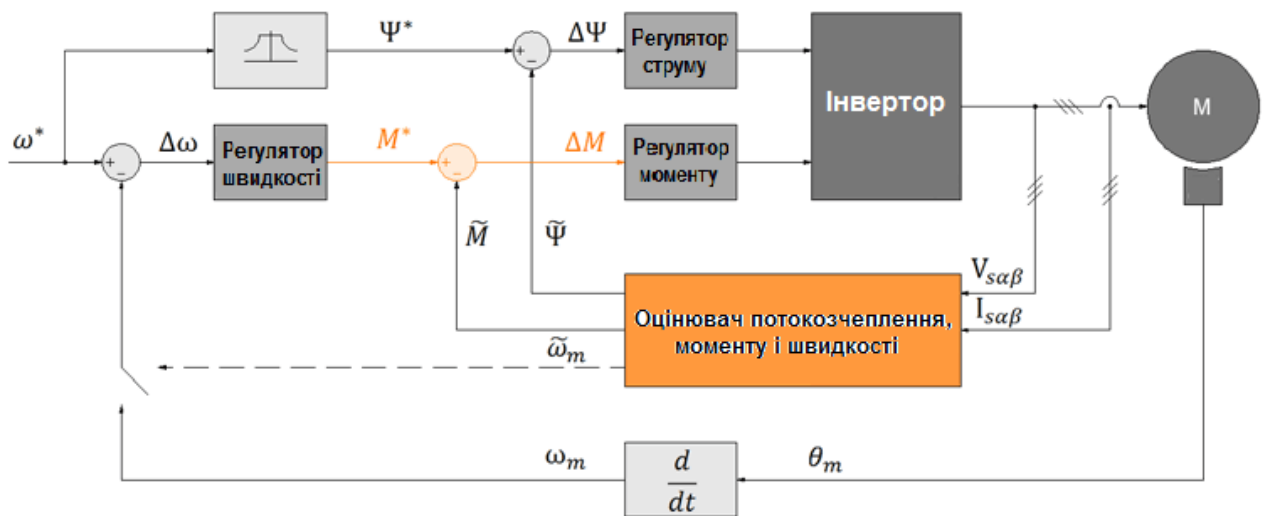


Рисунок 1.16 – Загальна функціональна схема векторного керування

Переваги векторного керування:

- 1) висока точність регулювання швидкості;
- 2) плавний старт і плавне обертання двигуна у всьому діапазоні частот;
- 3) швидка реакція на зміну навантаження;
- 4) збільшений діапазон і точність регулювання;
- 5) знижуються втрати на нагрів і намагнічування, підвищується ККД електродвигуна [15].

До недоліків векторного керування можна віднести:

- 1) необхідність задавання параметрів електродвигуна;

- 2) значні коливання швидкості при постійному навантаженні;
- 3) велика обчислювальна складність;
- 4) немає можливості підключати декілька двигунів до одного ПЧ [15].

Способи векторного керування асинхронним двигуном поділяються на прямі та непрямі.

Непрямий метод векторного керування передбачає вимір частоти ковзання асинхронного двигуна та подальше використання її для непрямого розділення струму на активну та намагнічуючу складові. Позитивною стороною такого методу є можливість керувати електромагнітним моментом машини у широкому діапазоні кутових швидкостей при наявності на валі датчика швидкості. Але метод має і суттєвий недолік, що пов'язаний з високою чутливістю до зміни параметрів машини, особливо до постійної часу роторного кола.

Реалізація прямого векторного керування передбачає визначення за допомогою способів непрямої ідентифікації величини та положення одного з векторів потокозчеплення (як правило – роторного потокозчеплення), розділення струму статора на активну та намагнічуючу складові за допомогою визначеного положення вектору потокозчеплення, при цьому керування моментом та потокозчепленням здійснюється через вплив на ці складові. Цей метод є простішим в реалізації, ніж непряме керування, проте ідентифікація вектору потокозчеплення – складна задача. При роботі з низькою кутовою швидкістю існуючі способи ідентифікації потокозчеплення ротора мають високу похибку, що суттєво впливає на показники якості керування кутовою швидкістю та моментом.

1.3 Аналіз стану проблеми, постановка задач дослідження

Серед існуючих систем частотного керування саме бездатчикові електроприводи завдяки меншій вартості, менших габаритах та більшій надійності завойовують все більшу популярність у різних галузях промисловості. Ці електроприводи базуються на оцінці величини кутової швидкості та потокозчеплення без застосування відповідних датчиків. За останні роки науковцями було запропоновано велику кількість способів реалізації такого оцінювання [16 – 88].

Більшість існуючих способів базуються на використанні вимірних сигналів напруги та струму статора машини, а також математичної моделі ідеалізованого асинхронного двигуна [17-66]. До них відносяться розімкнені ідентифікатори [17-24, 70], використання адаптивної системи із задаючою моделлю [25-28], фільтру Калмана [30, 31], адаптивні спостерігачі [32-50], використання штучних нейронних мереж [41, 48, 65] та спостерігачів з ковзним режимом [52-64]. На рисунку 1.17 схематично представлено класифікацію існуючих способів реалізації бездатчикового оцінювання змінних стану АД

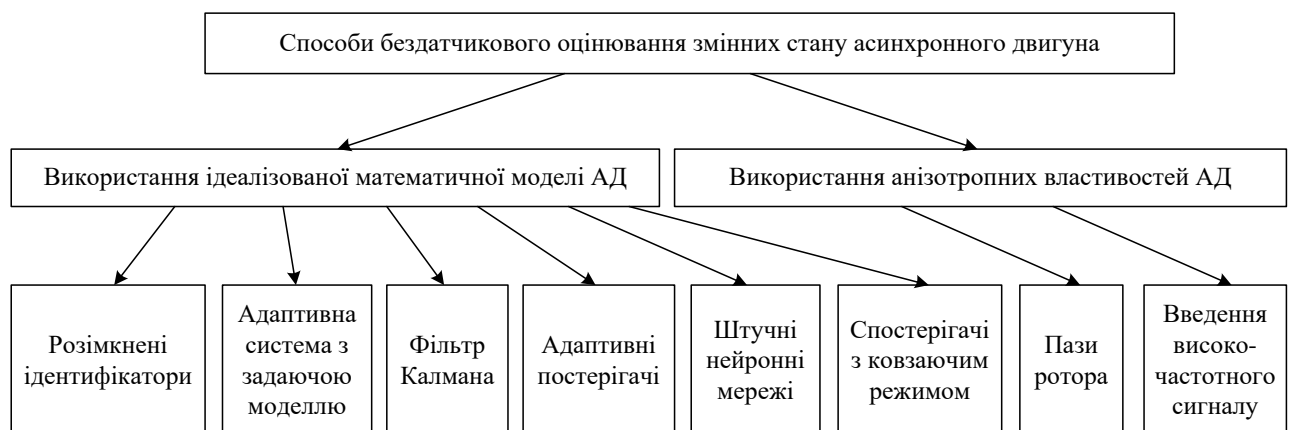


Рисунок 1.17 – Класифікація методів бездатчикового оцінювання змінних стану АД

Бездатчикові системи з розімкненими ідентифікаторами [17-24] невимірюваних змінних стану є найпростішими в плані реалізації та вимог до обчислювальних здібностей цифрової системи керування. Відсутність зворотних зв'язків у структурі ідентифікатора значно спрощує розрахунки, що виконуються для знаходження невідомих величин, але наявність навіть незначних відхилень у визначенні параметрів обмоток двигунів призводить до зростання помилки оцінювання до того рівня, коли спостерігається погіршення показників якості керування електроприводу або навіть втрата ним стійкості навіть при роботі в невеликому діапазоні зміни кутової швидкості двигуна. Іншою суттєвою проблемою є необхідність виконання операції чистого інтегрування, що вимагає коригування з метою запобігання насичення інтеграторів через наявність шумів. Все це призводить до того, що використання розімкнених ідентифікаторів не використовується у реальних системах електроприводу.

Використання адаптивних систем з задаючою моделлю є досить поширеним способом ідентифікації у бездатчикових електроприводах. Перевагою даного способу є простота реалізації, невибагливість до обчислювальних здатностей системи керування електроприводом, висока швидкість адаптації, що досягається порівнянням вихідних сигналів двох незалежних моделей, розрахунок сигналу помилки між ними та використання цього сигналу у алгоритмі адаптації. У [13-25] представлено варіанти реалізації адаптивних систем з задаючою моделлю з використанням складових вектору роторного потокозчеплення в якості вихідного сигналу обох моделей. Результатами теоретичних та експериментальних досліджень автори доводять, що система є нестійкою при роботі в зоні низьких кутових швидкостей і придатна для використання лише в тих системах, де необхідність роботи в зоні низької швидкості обмежується декількома секундами. Інший варіант адаптивної системи з задаючою моделлю представлено у [26]. У запропонованій авторами системі в якості вихідного сигналу моделей

використовуються складові вектору протиЕРС двигуна. У [26, 27] виконано порівняння даної системи з системою, що використовує складові вектору потокозчеплення ротора, та доведено, що використання складових вектору протиЕРС дозволяє збільшити стійкість при роботі в зоні низьких кутових швидкостей. Проте порівняння виконувалося за умови відсутності похибок при визначенні параметрів схеми заміщення двигуна, що є суттєвим для практичної реалізації запропонованої системи керування. Тому питання стійкості даної системи при наявності відхилень у визначенні параметрів обмоток двигуна при роботі на низькій кутовій швидкості є недослідженим. Ще один варіант системи з задаючою моделлю представлено у [28]. Слід зазначити, що ця система є більш складною в обчислювальному плані, ніж попередні, оскільки вимагає наявності спостерігача струму, що оцінює величину вектору струму статора, що в подальшому порівнюється з виміряними значеннями струмів для коригування розрахунку потокозчеплень машини. Експериментальні дослідження доводять, що система здатна працювати в зоні низьких кутових швидкостей, але аналітичні дослідження авторами не проводилися, що не дає змогу стверджувати, що система є стійкою при різних величинах навантаження на валу двигуна.

Таким чином, використання адаптивних систем з задаючою моделлю пояснюється такими перевагами як робастність до зміни параметрів, швидка збіжність, а також малі витрати процесорного часу. До основних недоліків таких систем слід віднести високу чутливість до неточностей у задаючій моделі, складність налагодження алгоритму адаптації, оскільки вибір коефіцієнтів є компромісною задачею між отриманням швидкого виходу у системі та високою робастністю до шумів та збурюючих дій на систему.

Використання алгоритму фільтру Калмана, що запропоновано у [30-35], дозволяє забезпечити оцінювання у системах, що мають значну кількість шумів, наприклад, пульсації струму, що викликані наявністю широтно-імпульсної модуляції, помилки вимірювання сигналів і т. д. Ці шуми

розглядаються і можуть бути враховані у фільтрі Калмана як сигнали спотворень. До недоліків застосування таких рішень слід віднести високі вимоги до обчислювальних здатностей системи керування. відсутність розроблених процедур автоматичного налагодження параметрів фільтру Калмана. Тобто, отримувана структура системи керування електроприводом є відносно складною і вимагає реалізації на потужному мікропроцесорі.

Адаптивні спостерігачі потокозчеплення [32-50] також використовуються для оцінки кутової швидкості асинхронного двигуна. Структура такого спостерігача складається з трьох основних частин: моделі асинхронного двигуна, зворотних зв'язків спостерігача, а також адаптивного механізму адаптації величини кутової швидкості. Характеристики спостерігача регулюються налагодженням коефіцієнтів зворотних зв'язків, а також адаптивного механізму. Коефіцієнти зворотних зв'язків обираються для забезпечення загальної стійкості та робастності, високих динамічних характеристик замкненої системи спостерігача. При цьому застосовується аналіз розміщення полюсів системи, вибір місця їх розміщення як компромісне рішення між отриманням швидкого відгуку та збереженням високої стійкості до шумів та збурень, що впливають на систему. Коефіцієнти механізму адаптації вибираються методом проб та помилок або шляхом аналізу розміщення коренів лінеаризованої моделі. Для практичної реалізації необхідно розробити рекомендації щодо визначення шляху вибору цих коефіцієнтів для отримання необхідної продуктивності та стійкості до наявності шумів. Але найбільш важливим питанням, що визначає точність даного способу, є дослідження впливу відхилення параметрів схеми заміщення від тих, що використовуються у спостерігачеві, при роботі на дуже низькій кутовій швидкості або в режимі короткого замикання. Окрім того, складність розрахунку коефіцієнтів зворотних зв'язків та коефіцієнтів механізму адаптації призводить до того, що реалізовувати таких спостерігач для приводів, що серійно виготовляються, до сих пір не є можливим.

Таким чином, способи, що базуються на ідеалізованій математичній моделі асинхронного двигуна, мають високу точність та надійність при роботі в невеликому діапазоні керування кутової швидкості. В той же час якість їх оцінювання в значній мірі залежить від точності визначення параметрів схеми заміщення двигуна. АД – це об'єкт зі складними перехресними зв'язками, з наявністю нелінійностей та зміни параметрів під час роботи. Це призводить до складностей при необхідності отримати високу точність керування для великого діапазону керування зі збереженням високих динамічних характеристик. З цих причин у даних час триває пошук альтернативних підходів до бездатчикового оцінювання кутової швидкості двигуна. Серед них найбільш представленими у наукових публікаціях є способи з використанням штучного інтелекту, оскільки вони здатні забезпечити високу надійність та точність навіть за умови змін параметрів об'єкту керування.

Використання штучного інтелекту для вирішення задач ідентифікації та керування нелінійними динамічними об'єктами був запропонований через можливість апроксимації широкого спектру нелінійних функцій з будь-якою степінню точності. Окрім того, вони мають такі переваги, як стійкість до впливу гармонійних спотворень, а також робастність до зміни параметрів об'єкту. У літературі запропоновано декілька підходів до використання штучного інтелекту для бездатчикового оцінювання кутової швидкості [31, 48, 69]. Проведені авторами дослідження доводять, що способи з використанням штучного інтелекту демонструють високу точність оцінювання навіть при наявності похибок у визначенні параметрів схеми заміщення двигуна, проте вони є досить складними для реалізації та вимагають високих витрат процесорного часу.

Останнім часом великий інтерес науковцями для реалізації бездатчикових систем проявляється до спостерігачів з ковзаючим режимом [52-68]. Вони базуються на теорії систем зі змінною структурою, що дозволяє забезпечити високі динамічні показники якості керування, швидкий відгук, нечутливість до

зміни параметрів об'єкту, зовнішніх збурюючих дій. Ці властивості є необхідними при вирішенні задач, що пов'язані з оцінкою стану нелінійних об'єктів, до яких і відноситься бездатчикове оцінювання кутової швидкості АД. В той же час поведінка таких систем при роботі у високому діапазоні керування, а також в режимі короткого замикання двигуна, є не дослідженим.

Способи визначення кутової швидкості, що базуються на знаходженні просторових гармонік, створюваних ротором, представлені у [76-88]. Стержні ротора створюють гармонічні складові у магніторушійній силі повітряного зазору, що створює відповідну модуляцію у потокозчепленні статора машини. Частота цієї модуляції є пропорційною до кутової швидкості ротора, а також числа стержнів ротора. У випадку, якщо число стержнів не є кратним 3, стержні ротора індукують гармонійні складові у статорній напрузі двигуна. З метою знаходження кутової швидкості пропонується введення тестових векторів до напруги, що живить двигун, та вимір похідної струму під час дії таких векторів. Недоліком запропонованого рішення є необхідність встановлення додаткового датчика – датчика похідної струму, наприклад, котушки Роговського. Це ускладнює систему керування, збільшує собівартість електроприводу, зменшує надійність, а головне – даний спосіб є придатним лише для двигунів, обмотки яких з'єднано у трикутник.

Отже, ключовою проблемою бездатчикового векторного керування АД є необхідність пошуку точних способів оцінювання потокозчеплення та кутової швидкості за допомогою виміру лише електричних величин (струмів та напруг статора) у широкому діапазоні керування. Основна складність полягає у оцінці змінних стішу при роботі на низьких кутових швидкостях, коли основна напруга, що живить двигун, є порівняно малою, а точність спостерігачів є низькою. Це пояснюється чутливістю спостерігача до змін параметрів об'єкту, немодульованими нелінійностями та збуреннями, зниженням точності вимірювання сигналів, наявністю дрейфу та зміщення нуля у них.

Розглянемо основні джерела зниження точності оцінювання на низькій

кутовій швидкості. При роботі на зниженій частоті зростають похибки у каналах збору даних системи керування, що пояснюється тим, що у аналоговій частині датчиків струму величина струму перетворюється у напругу, яка потім оцифровується аналогово-цифровим перетворювачем. Аналоговий сигнал піддається впливу паразитних сигналів постійного струму, що викликають його зміщення. Після перетворення струмів до синхронної системи координат ці складові викликають спотворення форми кривих активного та намагнічуючого струмів, викликаючи збурення у котурах керування струмом, створюючи додаткові пульсації електромагнітного моменту. Ще однією проблемою, що пов'язана з вимірювальними каналами є незбалансованість коефіцієнтів підсилення струмових каналів [56].

Силова частина сучасного частотно-керованого електроприводу для двигунів низької напруги представляє собою схему і некерованим випрямлячем та автономним інвертором напруги. Сигнал завдання статорної напруги, що є вихідним сигналом системи керування електроприводом відтворюється за допомогою широтно-імпульсної модуляції, Оскільки перемикання транзисторів інвертора відбувається не миттєво, то необхідно штучно створювати інтервали часу, що називаються «мертвим» часом, коли транзистор, що вимикається, встигне досягнути стану непровідності з метою уникнення короткого замикання.

Наявність цих невеликих часових затримок є головною нелінійною властивістю інвертора, викликаючи похибку у амплітуді та фазі вихідного вектору напруги. Окрім «мертвого» часу, існує падіння напруги на транзисторі у відкритому стані, що викликає додаткову похибку у величині вихідної напруги. Існуючі способи компенсації нелінійних властивостей інвертора опираються на знак струму, що отримується вимірюванням. Це викликає суттєві спотворення форми вихідного струму, оскільки завчасно або з запізненням змінює знак компенсаційної складової вектору напруги. Для реалізації якісного керування на низькій кутовій частоті слід розробити спосіб

компенсації нелінійних властивостей, що не залежить від впливу електромагнітних перешкод на канали вимірювання статорних струмів.

При роботі на високих кутових швидкостях падіння напруги на активному опорі статорних обмоток є порівняно малим відносно напруги статора, що дає змогу досить точно оцінити вектор потокозчеплення статора і кутову швидкість. На низьких кутових швидкостях частота напруги, що живить двигун, також є низькою. Напруга статора зменшується з падінням частоти, в той час як падіння напруги на активному опорі зберігає свій порядок і стає помітним при низькій кутовій швидкості. Це суттєво впливає на точність оцінки вектору потокозчеплення статора, а це в свою чергу – на оцінку кутової швидкості. З іншого боку, під час роботи машини спостерігається зміна температури обмоток, що викликає зміну їх активних опорів. Для підтримання точності система керування повинна відслідковувати ці зміни та враховувати їх при розрахунку потокозчеплень [52-75]. У літературі [30-52] запропоновано декілька способів покращення точності визначення статорного потокозчеплення при роботі на низьких кутових швидкостях. В них, як правило, пропонується заміна операції чистого інтегрування на ФНЧ, що дозволяє реалізувати роботу приводу лише в дуже обмеженому діапазоні.

Дослідимо ідеалізовану математичну модель асинхронного двигуна при роботі на низьких частотах. Рівняння статорного кола у векторній формі у системі координат, що обертається з довільною кутовою швидкістю може бути записане так:

$$\frac{d\psi_s}{dt} + j\omega_k \psi_s = u_s - R_s i_s, \quad (1.7)$$

де $R_s i_s$ – падіння напруги на активному опорі статора;

R_s – активний опір статора;

$\frac{d\psi_s}{dt} + j\omega_k \psi_s$ – протиЕРС двигуна, яка при розгляді системи рівнянь у

нерухомій щодо статора системі відліку трансформується в похідну потокозчеплення статора;

$j\omega_k \psi_s$ – напруга, що індуктується зміною положення обмоток відносно системи відліку.

Рівняння, що описує електричні процеси у роторних колах двигуна у векторній формі має вигляд:

$$\frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega_k - \omega)\psi_r = -R_r i_r, \quad (1.8)$$

де ω – швидкість обертання ротора.

При цьому рівняння потокозчеплень двигуна у векторній формі мають вигляд:

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r, \quad (1.9)$$

$$\psi_r = L_r i_r + L_m i_s. \quad (1.10)$$

Рівняння руху:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_H, \quad (1.11)$$

при цьому момент двигуна можна записати, як модуль векторного добутку векторів потокозчеплення та струму статора:

$$M_e = \psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}. \quad (1.12)$$

Більшість систем керування двигунами містять внутрішній контур регулювання струму, що дозволяє використовувати вектор струму статора, як одну зі змінних стану. Другою змінною стану обирається потокозчеплення статора або потокозчеплення ротора. Вибір вектору струму ротора в якості змінної стану не є зручним через те, що у асинхронному короткозамкненому двигуні струми ротора не є доступними для виміру.

Перейдемо до системи координат, що обертається синхронно з частотою живлення машини. Тоді, перетворивши рівняння (1.7) – (1.10), маємо:

$$\frac{\sigma L_s}{R_s + \frac{L_m^2}{L_s^2} R_r} \frac{d\psi_r}{dt} = -i_s - \frac{j\sigma L_s \omega_s i_s}{R_s + \frac{L_m^2}{L_s^2} R_r} - \frac{L_m R_r}{L_r^2 \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_s^2} R_r \right)} \left(j\omega \frac{L_r}{R_r} - 1 \right) \psi_r + \frac{1}{R_s + \frac{L_m^2}{L_s^2} R_r} u_s, \quad (1.13)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\psi_r}{dt} = -\psi_r - j(\omega_s - \omega) \frac{L_r}{R_r} \psi_r + L_m i_s. \quad (1.14)$$

Введемо такі позначення:

$$k_1 = \frac{1}{R_s + \frac{L_m^2}{L_s^2} R_r}, \quad (1.15)$$

$$k_2 = \frac{L_m R_r}{L_r^2 \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_s^2} R_r \right)}, \quad (1.16)$$

$$k_3 = L_m, \quad (1.17)$$

$$k_4 = \frac{jL_r}{R_r}, \quad (1.18)$$

$$k_5 = \frac{L_r}{R_r}, \quad (1.19)$$

$$T_1 = \frac{\sigma L_s}{R_s + \frac{L_m^2}{L_s^2} R_r}, \quad (1.20)$$

$$T_2 = \frac{L_r}{R_r}. \quad (1.21)$$

Складемо структурну схему АД, що представлена на рисунку 1.18.

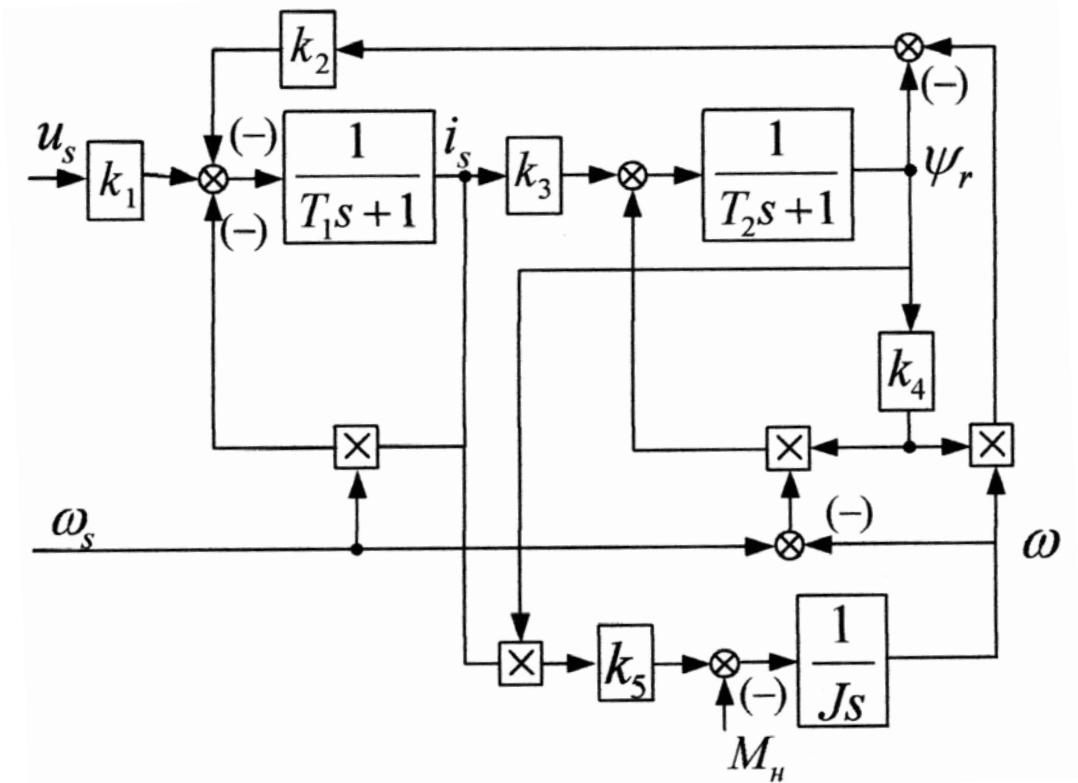


Рисунок 1.18 – Структурна схема асинхронного двигуна у системі координат, що обертається з частотою напруги живлення двигуна

Використаємо отримані рівняння (1.13), (1.14) для аналізу режиму нульової напруги живлення, тобто $\omega_s \rightarrow 0$. Таким чином, система координат є нерухомою відносно статора двигуна. Структурна схема для такого режиму роботи представлена на рисунку 1.19.

Отже, при дуже низькій напрузі живлення машини, кутова швидкість обертання ротора ω залежить головним чином від моменту навантаження. Проаналізуємо можливість визначення швидкості без датчика у цьому режимі. Для оцінки швидкості використовуються доступні для виміру електричні сигнали струму i_s та напруги статора u_s . Складемо передаточну функцію для каналу струму статора – потокозчеплення ротора:

$$\psi_r = \frac{k_3}{T_2s + 1 - \omega k_4} i_s. \quad (1.22)$$

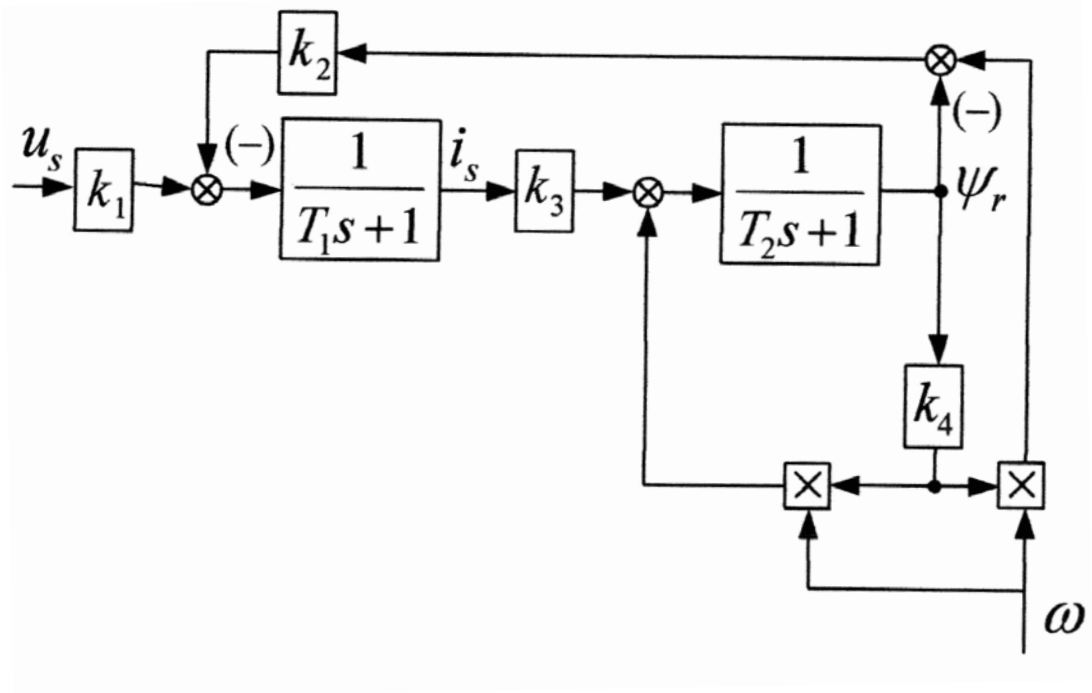


Рисунок 1.19 – Структурна схема асинхронного двигуна у нерухомій відносно статора системі координат при нульовій напрузі живлення

Розрахуємо сигнал зворотного зв'язку, що відображає вплив процесів у роторних колах на струм у колі статора двигуна:

$$e_s = k_2 \psi_r (\omega k_4 - 1) = \frac{k_2 k_3 (\omega k_4 - 1)}{T_2 s + (1 - \omega k_4)} i_s. \quad (1.23)$$

При нульовій частоті живлення усі сигнали схеми, що представлені на рисунку 1.3 перетворюються в постійні сигнали, тобто оператор Лапласа $s \rightarrow 0$:

$$\lim_{s \rightarrow 0} e_s = -k_2 k_3 i_s. \quad (1.24)$$

Як видно з рівняння (1.24), значення протиЕРС, що наводиться у статорному колі машини, при нульовій напрузі живлення не залежить від швидкості обертання ротора, а, отже, і струм статора, як основна змінна стану

для бездатчикового визначення швидкості, є незалежною від швидкості обертання машини. Тобто, бездатчикове визначення швидкості у цьому режимі роботи є неможливим за допомогою ідеалізованої математичної моделі двигуна.

Отже, розробка заходів бездатчикового визначення швидкості при роботі в області низьких швидкостей є актуальною задачею, що потребує вивчення можливостей оцінювання невимірюваних змінних стану, як за допомогою ідеалізованої математичної моделі асинхронного двигуна, так і за допомогою моделей, що містять в собі певні анізотропні властивості.

Висновки за розділом 1

Проведено аналіз існуючих принципів побудови систем частотно-керованого електроприводу. Розглянувши переваги та недоліки кожного зі способів керування на основі аналізу літературних джерел визначено, що високі статичні та динамічні показники якості керування можуть бути досягнені тільки при застосуванні векторного полеорієнтованого керування.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ ІНВЕРТОРА НАПРУГИ ПРИ РОБОТІ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА НА НИЗЬКІЙ КУТОВІЙ ШВИДКОСТІ

2.1 Основні нелінійні властивості дворівневого автономного інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією

Аналізуючи електроприводи змінного струму, які випускаються серійно, очевидно, що в електромеханічних системах з двигунами змінного струму низької напруги найбільшого поширення набула схема з автономним інвертором напруги (рисунок 2.1) та широтно-імпульсною модуляцією (АІН з ШІМ). Це пояснюється численними її перевагами, що полягають в можливості формування синусоїдального вихідного струму навіть без необхідності застосування вихідного фільтра завдяки високим частотам комутації ключів інвертора, можливості живлення схеми від некерованого випрямляча, що призводить до зменшення каналів керування силовими ключами, а також забезпечує одиничний коефіцієнт потужності по відношенню до мережі.

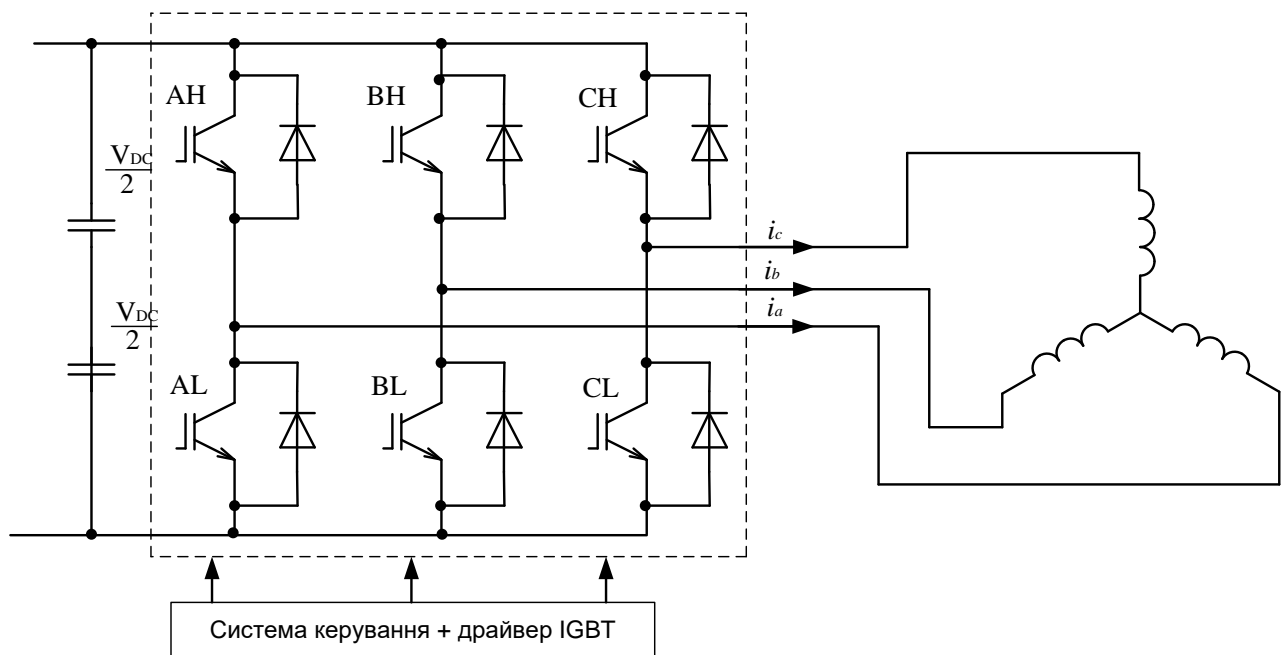


Рисунок 2.1 – Трифазний АІН з ШІМ

Наведена схема також називається дворівневою, оскільки миттєве значення лінійної напруги в ньому може дорівнювати двом величинам: або $+U_d$, або $-U_d$.

Широтно-імпульсна модуляція одночасно забезпечує регулювання напруги на виході інвертора і зміну її по квазисинусоїдальному закону. Модуляція здійснюється шляхом порівняння полкоподібної опорної напруги з напругою керування (модульованою напругою). При зміні амплітуди модульованої напруги змінюється також і величина вихідної напруги (рисунок 2.2).

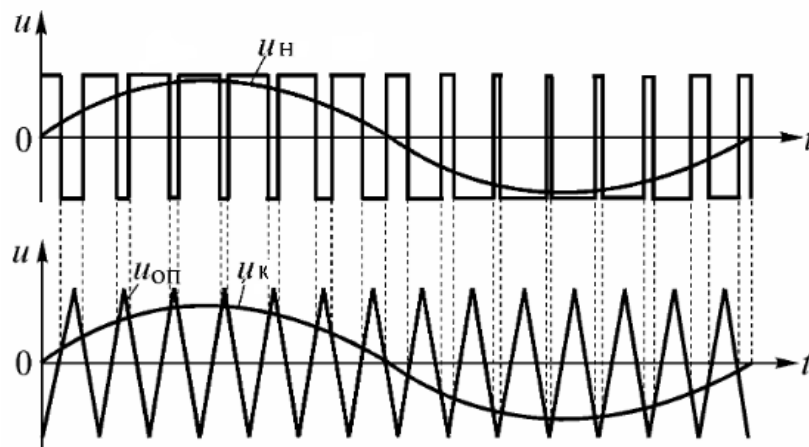


Рисунок 2.2 – Діаграми напруг на навантаженні u_n , опорної $u_{оп}$ та керуючої u_k напруг при ШІМ (для однієї фази)

Для формування трифазної вихідної напруги в трифазному інверторі з ШІМ опорну напругу порівнюють з трьома синусоїдальними сигналами керування, зсунутими на 120 ел. градусів (рисунок 2.3).

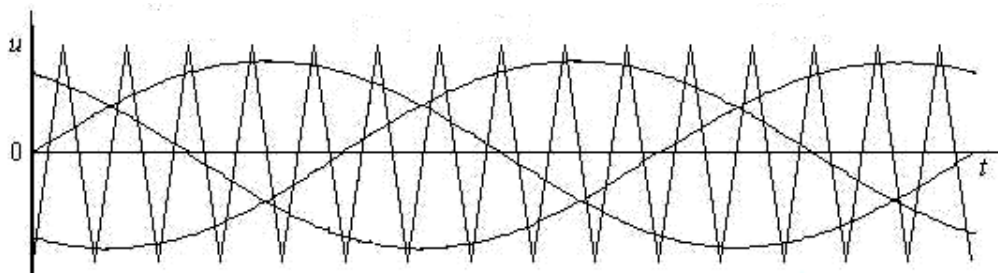


Рисунок 2.3 – Діаграми напруг в трифазному інверторі з ШІМ

Інвертори напруги з ШІМ широко використовуються в асинхронних приводах з векторним керуванням. При цьому нелінійні властивості таких інверторів суттєво впливають на оцінку поточозчеплення погіршуючи в цілому якість керування.

Найбільш вагомим нелінійною властивістю інвертора, яка спотворює його вихідний струм, є наявність «мертвого часу» [61]. Але і інші нелінійні властивості негативно впливають на якість керування при роботі на низьких кутових швидкостях, а саме – вплив паразитних ємностей, затримки включення та виключення силових ключів, затримка сигналу у колах керування ключами тощо.

Природа «мертвого часу» стає зрозумілою із аналізу схеми інвертора, яка зображена на рисунку 2.1, та властивостей силових ключів.

Комутація напівпровідникових ключів не відбувається миттєво, а з певною затримкою між надходженням сигналу на переключення та самим переключенням. Затримка включення $t_{\text{вкл}}$ – це час між фронтом імпульсу відкриття транзистора, що поступає від керуючого драйверу, до стану остаточного переходу до повної провідності транзистора, нехтуючи наявністю падіння напруги на відкритому ключі. Затримка виключення $t_{\text{викл}}$ – це час між фронтом імпульсу закриття транзистора, що поступає від керуючого драйверу, до стану остаточного переходу до повної непровідності транзистора, нехтуючи наявністю струмового витоку через закритий транзистор. Як правило, час затримки включення та виключення сягає декілька сотень наносекунд, але при цьому час виключення також залежить від паразитних ємностей силового ключа та величини струму двигуна. Певну затримку також вносять і керуючі драйвери силових ключів, призначені для підсилення керуючих сигналів транзисторів, а також їх захисту.

Виходячи з наявності затримки виключення транзисторів, а також кінцевої швидкості спаду струму керування, в моменти комутацій ключів в одному плечі інвертора виникає короточасний режим короткого замикання

джерела постійної напруги, що живить інвертор. Цей струм короткого замикання називають «наскрізним струмом» і його імпульси можуть значно перевищувати струм навантаження. Це призводить до збільшення втрат в транзисторах інвертора, особливо при високих частотах комутації, а також до їх пошкодження через місцеві перегріву.

Одним із способів усунення «наскрізних струмів» в інверторах з ШІМ є введення невеликого запізнення в сигнали керування транзисторами інвертора для того, щоб ключ, який виключається з роботи, гарантовано набув свого виключеного стану до того, як почне відкриватися інший. Це невелике запізнення і називається «мертвим часом» $t_{\text{мертв.ч}}$.

Наявність «мертвого часу» може суттєво змінити тривалість малих імпульсів, що в свою чергу змінить величину напруги, що прикладається до статора двигуна.

Окрім безпосереднього «мертвого часу» та затримок комутації транзисторів спотворення вихідної напруги виникає також через падіння напруги на відкритих ключах інвертора.

Напівпровідникові ключі не є ідеальними і у провідному стані при протіканні струму на них виникає падіння напруги. При цьому падіння напруги на ключі та його зворотному діоді можна записати так:

$$\begin{cases} U_{\text{кл}} = U_{\text{кл}0} + R_{\text{кл}} i_s, \\ U_{\text{д}} = U_{\text{д}0} + R_{\text{д}} i_s, \end{cases} \quad (2.1)$$

де $U_{\text{кл}0}$, $U_{\text{д}0}$ – порогова напруга силового ключа та його зворотного діода;

$R_{\text{кл}}$, $R_{\text{д}}$ – еквівалентний активний опір силового ключа та його зворотного діода.

Таким чином, середнє падіння напруги на ключах можна записати так:

$$U_{\text{відкр}} = \text{sign}(i_s) \frac{U_{\text{кл}0} + U_{\text{д}0}}{2} + \frac{R_{\text{кл}} + R_{\text{д}}}{2} i_s. \quad (2.2)$$

З вищенаведеного рівняння можна зробити висновок, що падіння напруги

на напівпровідникових ключах складається з двох частин, одна з яких веде себе подібним чином до впливу «мертвого» часу, тобто залежить не від величини, а від напрямку струму, а друга частина – подібно до активного опору статора, тобто є пропорційною до величини струму. При визначенні сумарного статорного опору необхідно враховувати цю складову, тобто розраховувати його, як суму активного опору статорної обмотки та еквівалентного опору напівпровідникових приладів.

Ще одна з нелінійностей інвертора – вирізання імпульсів дуже малої тривалості. Вона спостерігається при дуже низьких напругах, коли тривалість активного імпульсу напруги є меншою за тривалість «мертвого» часу, або при роботі в зоні, що є близькою до насичення вихідної напруги інвертора. В цих режимах малі імпульси штучно подавляються системою керування для зменшення втрат потужності на силових ключах.

2.2 Аналіз впливу нелінійних властивостей автономного інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією

Аналіз впливу нелінійних властивостей інвертора можна розглянути на прикладі одного плеча інвертора, а в подальшому використати отримані висновки і для інших плеч. Як видно з рисунків 2.4 та 2.5, протікання струму під час періоду «мертвого часу» визначається його полярністю, тобто, якщо струм протікає від інвертора до навантаження, то у провідному стані знаходиться зворотний діод нижнього ключа схеми, а якщо струм протікає в протилежному напрямі – діод верхнього ключа. Це і є визначальним для визначення величини вихідної напруги даного плеча інвертора.

Як видно з наведених рисунків, у ідеальному випадку включення ключа АН повинне відбуватися в момент виключення ключа АL, але завдяки «мертвому часу» $t_{\text{мертв.ч}}$ включення ключа АН відбувається із затримкою.

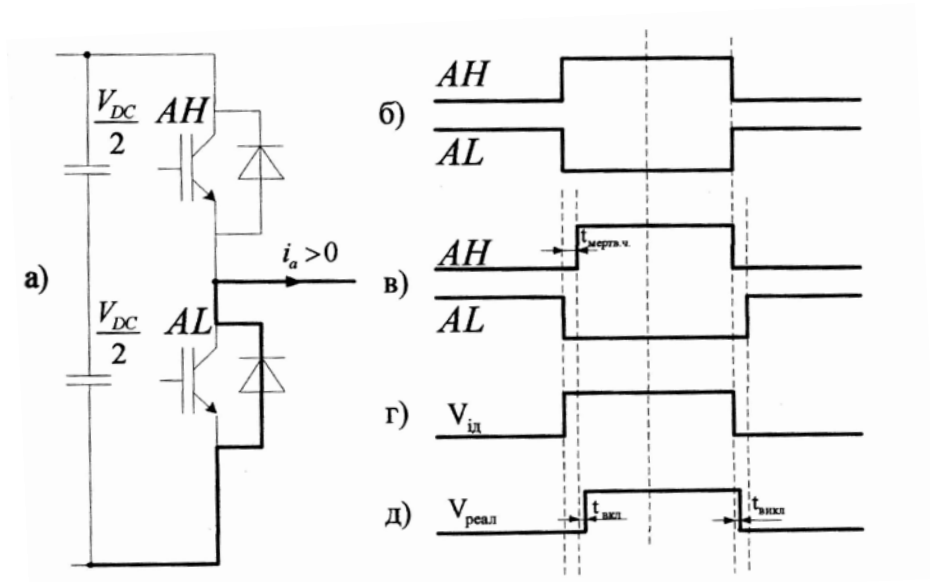


Рисунок 2.4 – Ефект «мертвого часу» за умови додатного напрямку струму

На рисунку 2.4: а) схема протікання струму під час «мертвого часу»; б) ідеальна комутація верхнього та нижнього ключів плеча інвертора; в) комутація верхнього та нижнього ключів плеча інвертора з введенням «мертвого часу»; г) вихідна напруга інвертора при ідеальній комутації ключів; д) вихідна напруга інвертора при комутації ключів з введенням «мертвого часу».

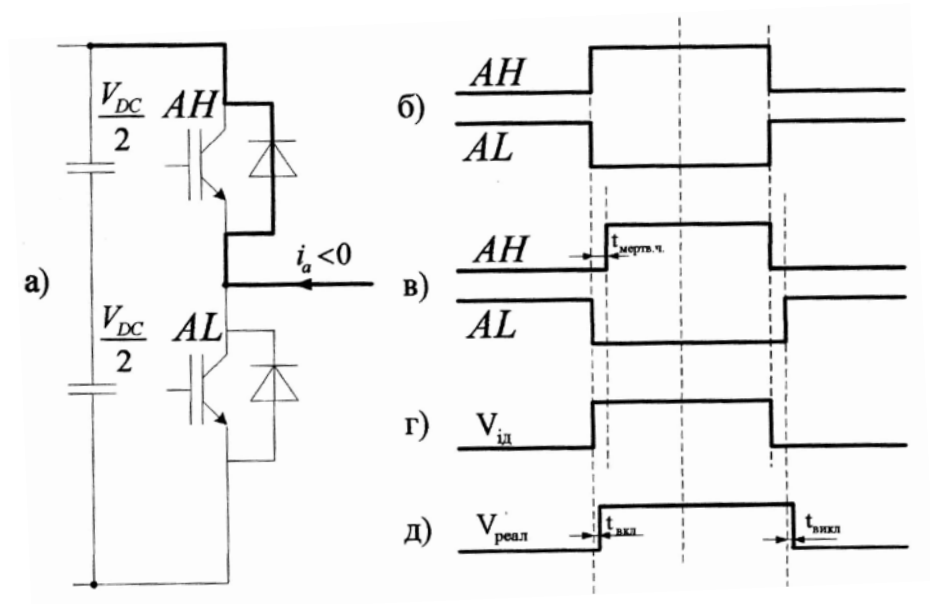


Рисунок 2.5 – Ефект «мертвого часу» за умови від'ємного напрямку струму

На рисунку 2.5: а) схема протікання струму під час «мертвого часу»; б) ідеальна комутація верхнього та нижнього ключів плеча інвертора; в) комутація верхнього та нижнього ключів плеча інвертора з введенням «мертвого часу»; г) вихідна напруга інвертора при ідеальній комутації ключів; д) вихідна напруга інвертора при комутації ключів з введенням «мертвого часу».

Враховуючи те, що включення і виключення транзисторів відбувається не миттєво, а з затримкою рівною $t_{\text{вкл}}$ та $t_{\text{викл}}$ та з урахуванням зведеного до масштабу часів падіння напруги на відкритих ключах інвертора $t_{\text{пад.н}}$ еквівалентний «мертвий час» буде рівним:

$$t_{\text{пом}} = \text{sign}(i)(t_{\text{мертв.ч}} + t_{\text{вкл}} - t_{\text{викл}} + t_{\text{пад.н}}), \quad (2.3)$$

$$\text{sign}(i) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } i > 0, \\ -1, & \text{якщо } i < 0. \end{cases} \quad (2.4)$$

$$t_{\text{пад.н}} = \begin{cases} \frac{t_{\text{вкл}}u_1 + t_{\text{викл}}u_2}{u_{\text{dc}}}, & \text{якщо } i > 0, \\ \frac{t_{\text{викл}}u_1 + t_{\text{икл}}u_2}{u_{\text{dc}}}, & \text{якщо } i < 0. \end{cases} \quad (2.5)$$

Наявність «мертвого» часу призводить до відхилення середньої ШІМ-модульованої напруги від синусоїдальної, що в свою чергу призводить до спотворення форми вихідного струму інвертора. Оскільки частіше за все у частотних перетворювачах вихідна напруга інвертора, яка використовується у тому числі й для непрямої оцінки швидкості та потокозчеплення, розраховується з вимірної напруги в ланці постійного струму перетворювача та комутаційних функцій інвертора, то наявність «мертвого часу» призводить до появи додаткової похибки. При цьому особливо помітною та вагомою ця похибка стає при роботі на низьких швидкостях, через те, що тривалість «мертвого часу» стає сумірною з тривалістю включення активних векторів інвертора.

На рисунку 2.6 представлено викривлення реальної вихідної напруги під впливом «мертвого часу».

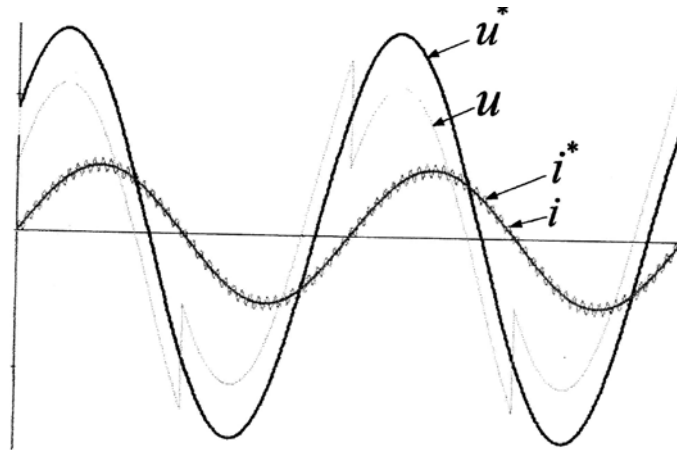


Рисунок 2.6 – Вплив «мертвого часу» на вихідну напругу інвертора

Проаналізуємо вплив нелінійних властивостей інвертора шляхом математичного моделювання системи частотно-керованого електропривода з різними коефіцієнтами модуляції (коефіцієнт модуляції – це відношення амплітуди фазної напруги при даній напрузі керування до максимальної амплітуди фазної напруги). На рисунку 2.7 представлена форма вихідного струму інвертора при роботі з коефіцієнтом модуляції 0,2, а на рисунках 2.8 та 2.9 – з 0,1 та 0,067.

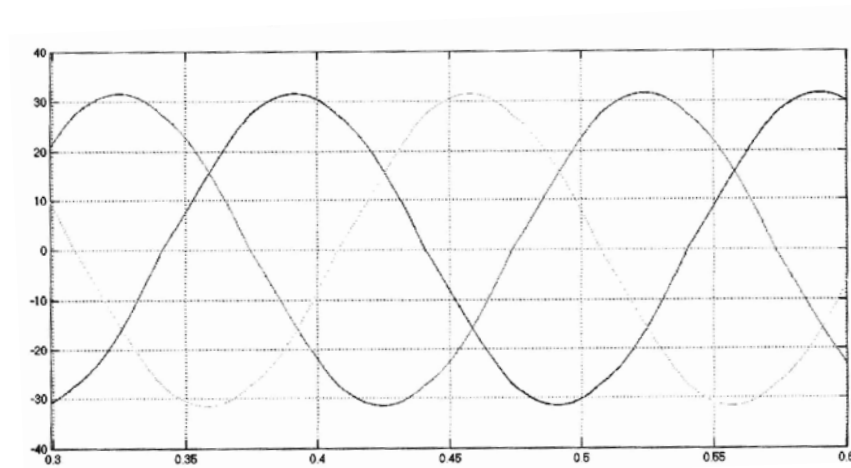


Рисунок 2.7 – Графік вихідного струму інвертора напруги при коефіцієнті модуляції 0,2

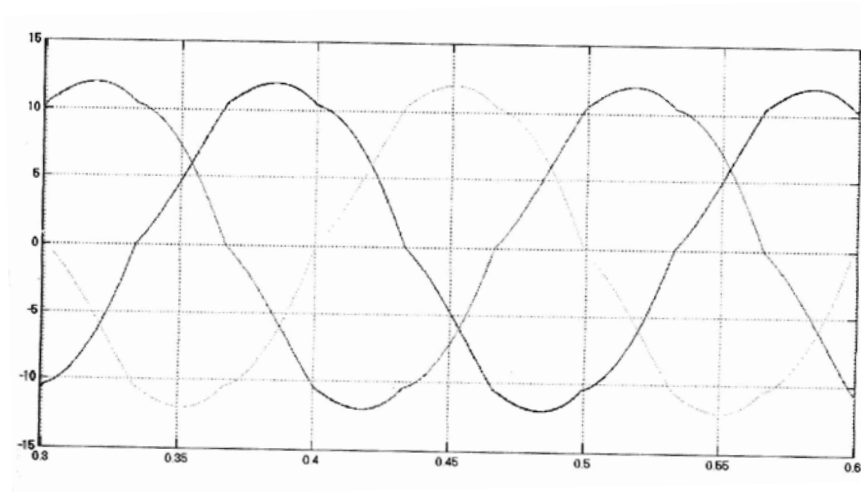


Рисунок 2.8 – Графік вихідного струму інвертора напруги при коефіцієнті модуляції 0,1

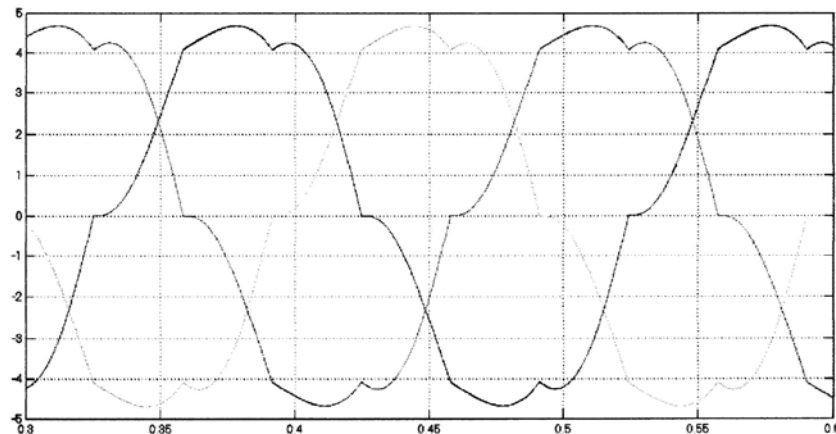


Рисунок 2.9 – Графік вихідного струму інвертора напруги при коефіцієнті модуляції 0,067

Порівняння графіків дає змогу впевнитися в тому, що спотворення форми струму найбільше впливають на роботу інвертора при роботі з низькими коефіцієнтами модуляції, що відповідає роботі на низьких кутових швидкостях двигуна.

Для отримання якісної форми вихідного струму та напруги необхідно вживати заходів для компенсації нелінійних властивостей інвертора.

2.3 Аналіз способу компенсації впливу «мертвого часу» з використанням коригуючого вектору

«Мертвий час» викликає відхилення середньоквадратичної напруги за період ШІМ від заданої напруги та може розглядатися як помилка керування за напругою. У більшості існуючих способів компенсація базується на використанні усередненої моделі інвертора, що визначає середнє значення втраченої величини напруги на періоді ШІМ та додає відповідний коригуючий вектор до напруг завдання інвертора [50], [57].

Вектор помилки напруги в двофазній системі координат зображено на рисунку 2.10. Вся область поділена на шість областей шістьма векторами помилки напруги, які співпадають за напрямком з шістьма ненульовими векторами напруги дворівневого інвертора напруги. Співвідношення між компенсованою напругою та вектором струму в двофазній системі координат приведена в таблиці 2.1.

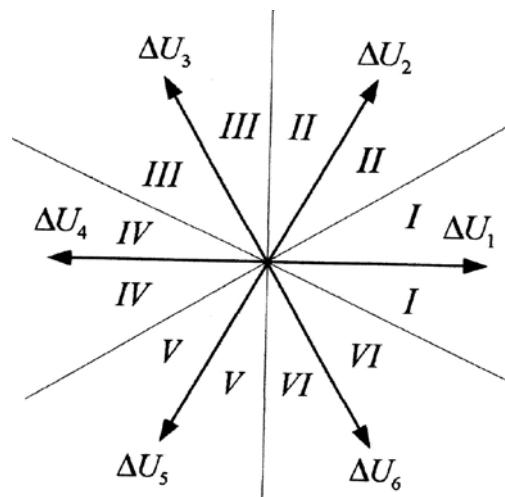


Рисунок 2.10 – Вектор помилки напруги у двофазній нерухомій відносно статора системі відліку

У таблиці 2.1 використовується величина напруги помилки $u_{\text{пом}}$, яка розраховується так:

$$u_{\text{ПОМ}} = u_{\text{dc}} \frac{t_{\text{ПОМ}}}{T_{\text{ШИМ}}}, \quad (2.6)$$

де $t_{\text{ПОМ}}$ – еквівалентна тривалість «мертвого часу» з врахуванням затримки включення та виключення ключів, а також падіння напруги на ключах у відкритому стані.

Таблиця 2.1 – Співвідношення між знаками фазних вихідних струмів інвертора та складовими вектора напруги помилки

Сектор	i_{sa}	i_{sb}	i_{sc}	$u_{\text{КОМП } \alpha}$	$u_{\text{КОМП } \beta}$
I	+	-	-	$\frac{4}{3}u_{\text{ПОМ}}$	0
II	+	+	-	$\frac{2}{3}u_{\text{ПОМ}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}u_{\text{ПОМ}}$
III	-	+	-	$-\frac{2}{3}u_{\text{ПОМ}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}u_{\text{ПОМ}}$
IV	-	+	+	$-\frac{4}{3}u_{\text{ПОМ}}$	0
V	-	-	+	$-\frac{2}{3}u_{\text{ПОМ}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}u_{\text{ПОМ}}$
VI	+	-	+	$\frac{2}{3}u_{\text{ПОМ}}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}u_{\text{ПОМ}}$

Компенсація ефекту «мертвого часу» базується на напрямку фазного струму. Якщо при цьому напрямок струму оцінюється по безпосередньо вимірюваним за допомогою датчиків струму фазним струмам, то завжди існують спотворення напруги, що викликані наявністю дрейфу нуля, а також природним запізненням на один період ШІМ (компенсація змінює свій напрямок лише з наступного періоду модуляції).

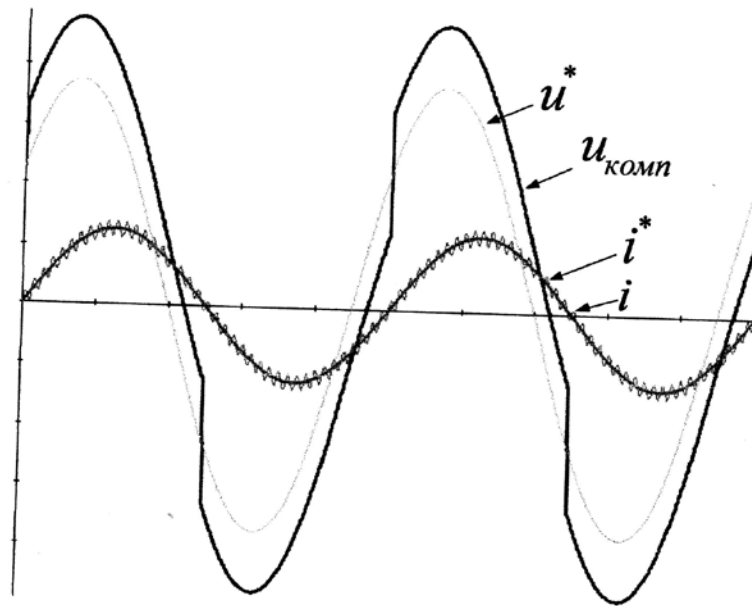


Рисунок 2.11 – Принцип компенсації «мертвого часу» існуючим способом

Слід зазначити, що компенсація «мертвого часу» існуючим способом не є ефективною через те, що не враховуються неідеальності вимірювальних струмових каналів, наявність дрейфу нуля та шумів в них. Крім того, в існуючому способі не розглядають ефект «залипання» струму при переході через нуль.

На рисунку 2.12 представлено вигляд ефекту «залипання» струму при переході через нуль. Його наявність пояснюється тим, що при знаходженні величини струму в нульовому околі під час «мертвого часу» струм може зменшитися до нуля. За таких умов струм залишається нульовим до завершення періоду непровідності ключів плеча інвертора, що призводить до неможливості визначити вихідну напругу на цьому проміжку часу.

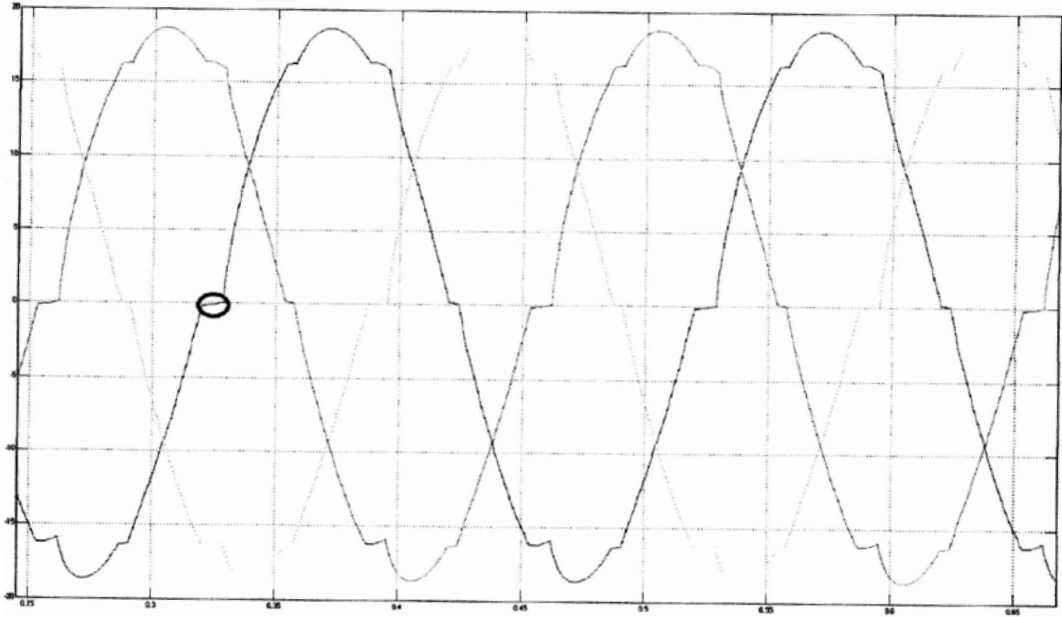


Рисунок 2.12 – Вигляд фазних струмів асинхронного двигуна при наявності «залипання» струму

Для усунення існуючих недоліків було розроблено новий спосіб компенсації нелінійних властивостей інвертора, який базується на адаптивному спостерігачі струму статора асинхронного двигуна, що описується наступними рівняннями:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_s}{dt} = -\frac{R_r L_m^2 + R_s L_r^2}{\sigma L_s L_r} \cdot \bar{i}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{u}_s + \\ + \left(\frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2} - j\omega_r \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \right) \bar{\psi}_r; \\ \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (L_m \bar{i}_s - \bar{\psi}_r) + j\omega_r \bar{\psi}_r, \end{cases} \quad (2.7)$$

де R_s , R_r , L_m , L_s , L_r – активні опори та індуктивності схеми заміщення асинхронного двигуна;

\bar{i}_s , \bar{u}_s – вектор струму та напруги статора;

$\bar{\psi}_r$ – вектор потокозчеплення ротора;

ω_r – частота обертання ротора.

Застосування адаптивного спостерігача струму дозволило надати запропонованому способу більшої стійкості стосовно неточностей у каналі вимірювання струму.

Як відомо, параметри інвертора можуть змінюватися під час його роботи, що може призводити до погіршення якості компенсації. Отже, існує необхідність постійного спостереження за якістю форми вихідного струму інвертора з подальшою зміною величини коригуючого вектора напруги. Застосування інтегральних показників якості не є зручним з позиції обчислювальної складності, а також оновлення значень лише один раз на період.

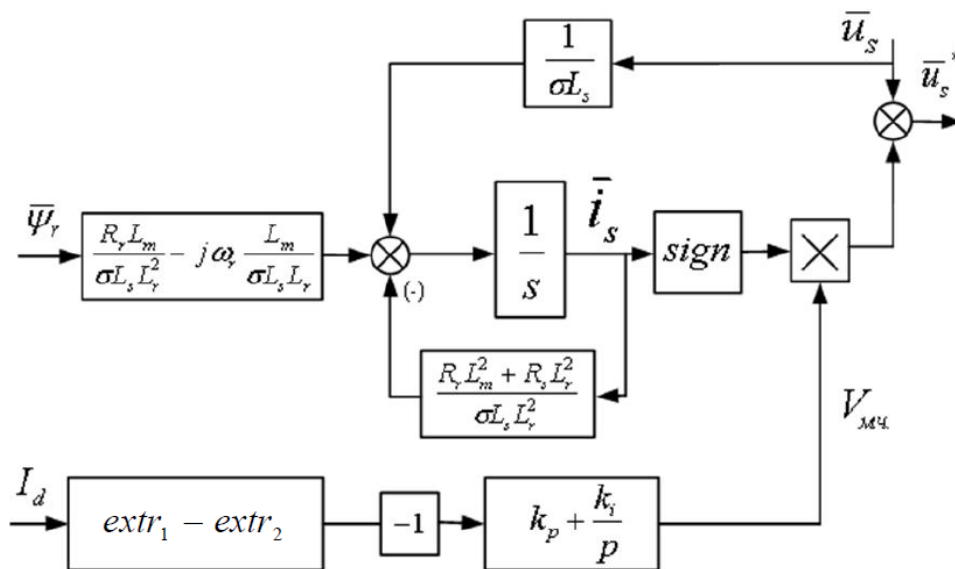


Рисунок 2.13 – Структура запропонованого способу компенсації нелінійних властивостей інвертора

Запропоновано використання величини пульсацій реактивного струму двигуна як показника якості кривої струму. За умови синусоїдальної форми струму й напруги без жодних викривлень реактивний струм двигуна у статичному режимі є постійним за величиною. За появою викривлень форма реактивного струму стає пульсуючою, що дає змогу використовувати розмах пульсацій реактивного струму як неінтегрального показника якості кривої

струму. З цією ж метою можливо застосовувати активну складову струму, але з урахуванням того, що в будь-яких режимах роботи асинхронний двигун є споживачем реактивної енергії, знак реактивної складової, на відміну від активної, є незмінним.

Висновки за розділом 2

1. Аналізуючи технічну документацію відомих світових виробників у області частотно-регульованого електроприводу, можна побачити, що низьковольтний перетворювач частоти на базі автономного інвертора напруги став своєрідним промисловим стандартом, витіснивши застосування будь-яких інших схем, що пояснюється простотою реалізації, одиничним коефіцієнтом потужності по відношенню до мережі живлення, а також можливістю використання системи без зворотних зв'язків на відміну від схем на базі інвертора струму.

2. Автономний інвертор напруги має низку нелінійних властивостей, вплив яких є особливо помітним при роботі на низьких частотах приводу. До таких нелінійних властивостей відносяться: наявність «мертвого часу», вплив паразитних ємностей, час затримки включення та виключення ключів, падіння напруги на відкритих ключах. Нелінійні властивості призводять до відхилення величини вихідної напруги від її заданого значення, спотворення форми вихідного струму, що суттєво ускладнює реалізацію бездатчикового векторного керування.

3. Існуючі способи компенсації нелінійних властивостей інвертора передбачають введення компенсуючої складової в залежності від знаку вихідного струму інвертора. До недоліків існуючих способів слід віднести складність своєчасного виявлення моменту переходу струму через нуль, що пояснюється наявністю електромагнітних перешкод, дрейфу нуля в аналоговій частині вимірювальної схеми, а також те, що величина коригуючої напруги не змінюється протягом роботи інвертора і повинна бути визначена завчасно.

3 БЕЗДАТЧИКОВЕ ОЦІНЮВАННЯ КУТОВОЇ ШВИДКОСТІ ТА ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ НА НИЗЬКІЙ КУТОВІЙ ШВИДКОСТІ

3.1 Дослідження адаптивних системи з задаючою моделлю

В адаптивній системі з задаючою моделлю (рисунок 3.1) деякі змінні стану (наприклад, складові вектору потокозчеплення ротора, складові протиЕРС тощо) асинхронного двигуна оцінюються одночасно в двох моделях: в задаючій та адаптивній. Різниця між значеннями, отриманими за допомогою двох моделей, використовується як вхідний сигнал алгоритму адаптації, який підлаштовує невідому змінну стану таким чином, щоб різниця між вихідними даними обох моделей була мінімальною. Для синтезу алгоритму адаптації, як правило, застосовують критерій гіперстійкості В. М. Попова. Адаптивна система з задаючою моделлю характеризується високою стійкістю та швидким відкликом.



Рисунок 3.1 – Загальна структура адаптивної системи з задаючою моделлю

В найпростішому варіанті адаптивної системи з задаючою моделлю роль задаючої моделі відіграє так звана «напружна» модель, а роль адаптивної

моделі – «струмова» модель. Вихідні сигнали моделей, які представлені складовими вектора потокозчеплення ротора, порівнюються між собою, а алгоритм адаптації підлаштовує невідому величину (швидкість обертання ротора) таким чином, щоб різниця між вихідними сигналами моделей була мінімальною. При цьому задаюча модель представлена наступним чином:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right), \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right), \end{cases} \quad (3.1)$$

Ці рівняння в літературі носять назву «напруженої моделі». Ця модель не містить у собі швидкість обертання ротора, а, отже, може бути використана в якості задаючої моделі. Рівняння, що описують електричну рівновагу роторних кіл в нерухомій відносно статора системі координат, містять у собі складові вектора потокозчеплення та швидкість і можуть бути використані в якості адаптивної моделі:

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{r\alpha} = \frac{1}{T_r} \int (L_m i_{s\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha} - \omega T_r \hat{\psi}_{r\beta}) dt, \\ \hat{\psi}_{r\beta} = \frac{1}{T_r} \int (L_m i_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} + \omega T_r \hat{\psi}_{r\alpha}) dt. \end{cases} \quad (3.2)$$

де T_r – постійна часу ротора.

Ці два рівняння носять назву струмової моделі, яка містить швидкість ротора і може бути використана в якості адаптивної моделі. Задаюча та адаптивна моделі обчислюють складові вектору потокозчеплення в нерухомій системі відліку, а в якості сигналу похибки (вихідного сигналу алгоритму адаптації) використовується кутова різниця між векторами потокозчеплень, що отримані двома моделями ε_ω .

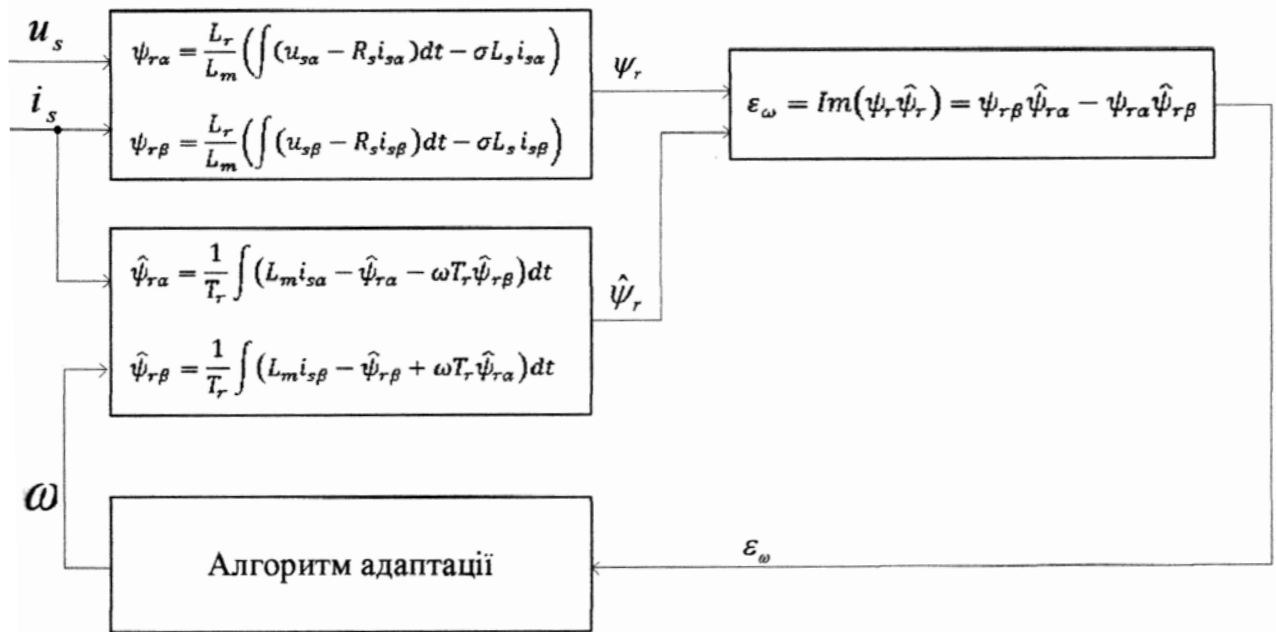


Рисунок 3.2 – Адаптивна система з задаючою моделлю з використанням у якості задаючої моделі – «напружної», а у якості адаптивної – «струмової»

На практиці використання задаючої моделі у вищезазначеному вигляді ускладнено наявністю чистого інтегрування, що викликає проблеми, пов'язані з невизначеністю початкових умов та дрейфом нуля. Для усунення цих проблем замість чистого інтегрування використовують фільтр низьких частот з передаточною функцією $\frac{1}{p + 1/T}$.

При цьому фільтр низької частоти при роботі на частоті, що вище за його частоту зрізу, ідентична роботі чистого інтегратора, але при роботі на частоті нижче частоти зрізу цього фільтру точність оцінки швидкості значно погіршується. Виходячи з цього, частота зрізу повинна бути якомога нижче, але при досить низьких значеннях фільтр недостатньою мірою долає ті недоліки, які були вказані для чистого інтегрування. Виходячи з цих міркувань, частота зрізу фільтра вибирається в діапазоні 3-5 Гц, що, вкупі з іншими недоліками, що властиві «напружній» моделі при роботі на низьких кутових швидкостях

(неточність у визначенні статорного опору при його температурній зміні, нелінійності інвертора напруги), суттєво обмежує можливість використання данного варіанту адаптивної системи з задаючою моделлю при роботі на низьких швидкостях.

На рисунках 3.3 та 3.4 представлено амплітудно-частотну та фазо-частотну характеристики чистого інтегрування та фільтру низької частоти. З них видно, що на частоті, що є значно вищою за частоту зрізу фільтру їх характеристики є майже ідентичними, але при низьких частотах їх характеристики суттєво відрізняються, що виключає можливість точного оцінювання складових вектору потокозчеплення, а, отже, робота адаптивної системи з задаючою моделлю, що базується на використанні складових вектору потокозчеплення ротора в якості вихідного сигналу моделей, є неможливою на низьких кутових швидкостях.

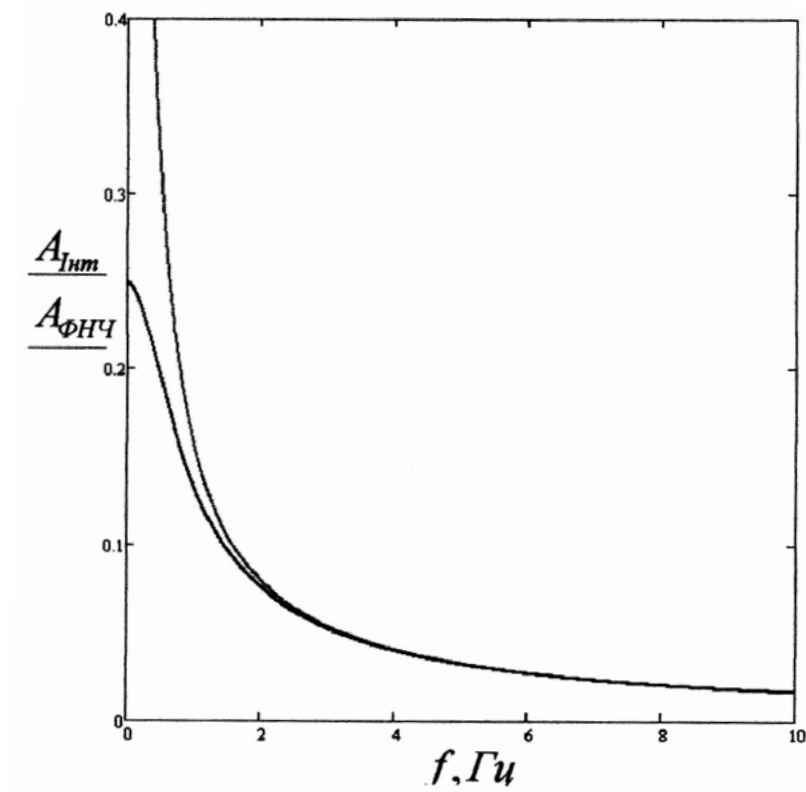


Рисунок 3.3 – Амплітудно-частотна характеристика чистого інтегратора та фільтру низької частоти з частотою зрізу 4 Гц

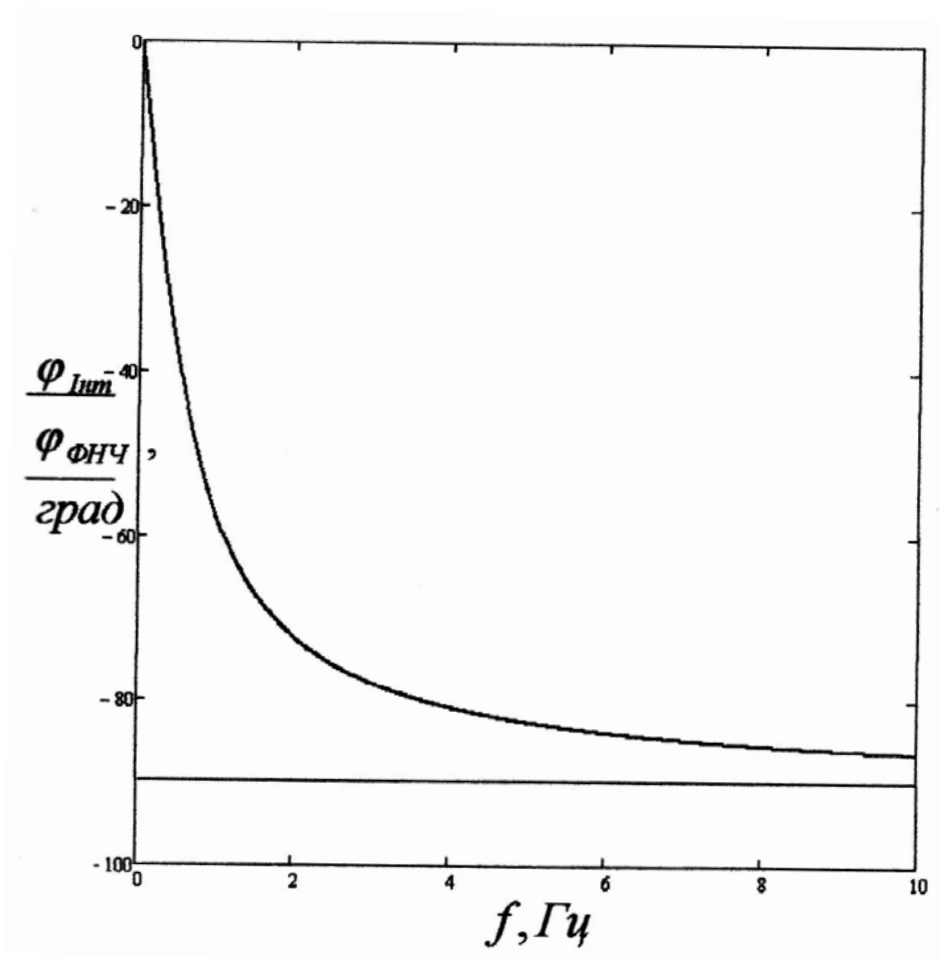


Рисунок 3.4 – Фазо-частотна характеристика чистого інтегратора та фільтру низької частота з частотою зрізу 4 Гц

Як уже було зазначено, в якості вихідних сигналів адаптивної та задаючої моделей замість складових вектору потокозчеплення ротору можуть бути використані складові вектору протиЕРС. Це дозволяє позбавитися від операції чистого інтегрування в задаючій моделі. Рівняння складових вектору протиЕРС мають вигляд:

$$\begin{cases} e_{s\alpha} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt}, \\ e_{s\beta} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt}. \end{cases} \quad (3.3)$$

Ці рівняння можуть бути використані в якості задаючої моделі. Складові вектору протиЕРС в адаптивній моделі розраховуються з наступних виразів:

$$\begin{cases} \hat{e}_{s\alpha} = \frac{L_m}{L_r T_r} (L_m i_{s\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha} - \omega_r T_r \psi_{r\beta}) \\ \hat{e}_{s\beta} = \frac{L_m}{L_r T_r} (L_m i_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} - \omega_r T_r \psi_{r\alpha}) \end{cases} \quad (3.4)$$

Рівняння (3.1) використовуються у якості задаючої моделі, а рівняння (3.2) – у якості адаптивної. На рисунку 3.5 представлена структура адаптивної системи з задаючою моделлю з використанням складових вектору протиЕРС. В ній в якості вхідного сигналу алгоритму адаптації використовується сигнал ε , який є пропорційним до кутової різниці між векторами протиЕРС, які обчислені задаючою та адаптивною моделями.

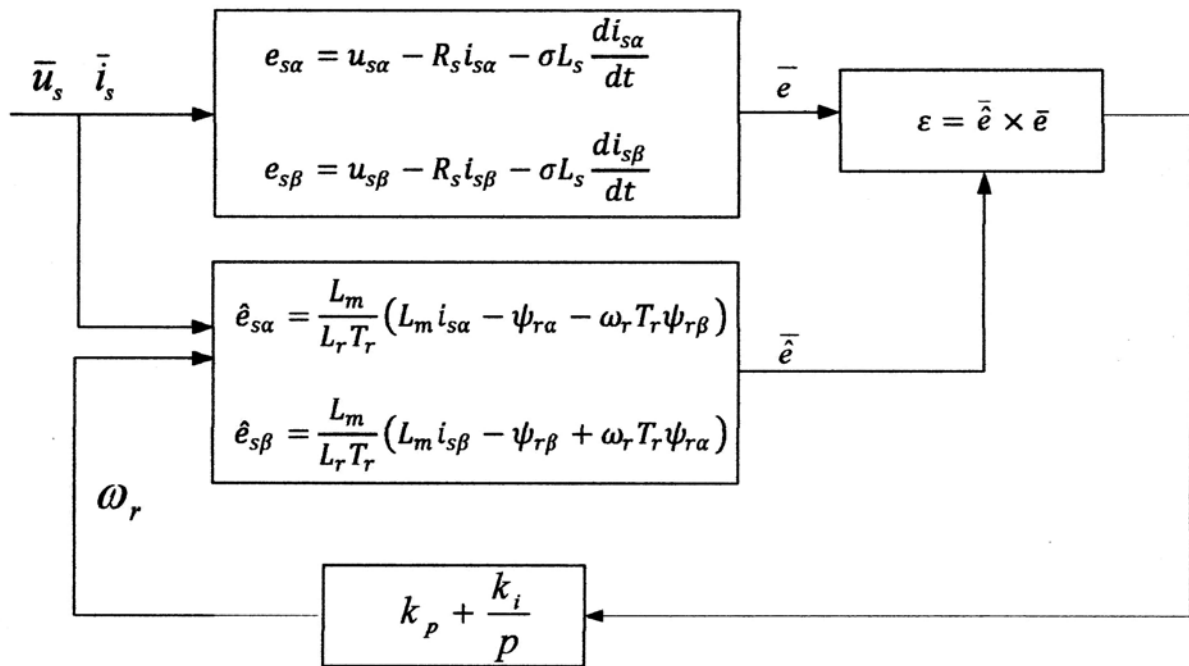


Рисунок 3.5 – Адаптивна система з задаючою моделлю з використанням складових вектору протиЕРС

Виконаємо аналіз стійкості цієї адаптивної системи з задаючою моделлю. Введемо поняття струму намагнічення i_m . При цьому:

$$\begin{cases} e_{s\alpha} = \frac{L_m^2}{L_r} u \frac{di_{m\alpha}}{dt}, \\ e_{s\beta} = \frac{L_m^2}{L_r} u \frac{di_{m\beta}}{dt}. \end{cases} \quad (3.5)$$

Тоді адаптивна система може бути записана так:

$$\begin{cases} \hat{e}_{s\alpha} = \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2} \left(-\frac{L_r}{R_r} \hat{\omega}_{m\beta} - i_{m\alpha} + i_{s\alpha} \right), \\ \hat{e}_{s\beta} = \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2} \left(\frac{L_r}{R_r} \hat{\omega}_{m\alpha} - i_{m\beta} + i_{s\beta} \right). \end{cases} \quad (3.6)$$

У векторній формі запису рівняння задаючої та адаптивної моделі можуть бути записані так:

$$\begin{cases} \bar{e}_s = \bar{u}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \dot{\bar{i}}_s, \\ \hat{\bar{e}}_s = \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{L_m R_r}{L_r} \hat{\bar{i}}_s - \frac{R_r}{L_r} \bar{\psi}_r + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_r \bar{\psi}_r \right). \end{cases} \quad (3.7)$$

Виконуючи розрахунок виразу для сигналу помилки системи шляхом віднімання двох останніх виразів та перетворення Далласа, отримуємо передаточну функцію адаптивної системи для малих відхилень кутової швидкості:

$$\frac{\varepsilon}{\Delta\omega_r} = \frac{L_m \psi_r^{(k)} i_{sd}^{(k)} p^2 + i_{sq}^{(k)} \frac{\omega_r}{p} + 2\omega_r}{L_r \left(\left(p + \frac{R_r}{L_r} \right)^2 + \omega_r^2 \right)}. \quad (3.8)$$

Аналіз стійкості системи можна провести шляхом визначення розміщення полюсів замкненої системи на площині. Система вважається стійкою, якщо всі полюси характеристичного рівняння розміщені в лівій напівплощині. З використанням цього способу проведено аналіз режимів роботи при різних

кутових швидкостях та навантаженнях, результат якого представлено на рисенку 3.6. Зони нестійкої роботи представлені зафарбованими областями.

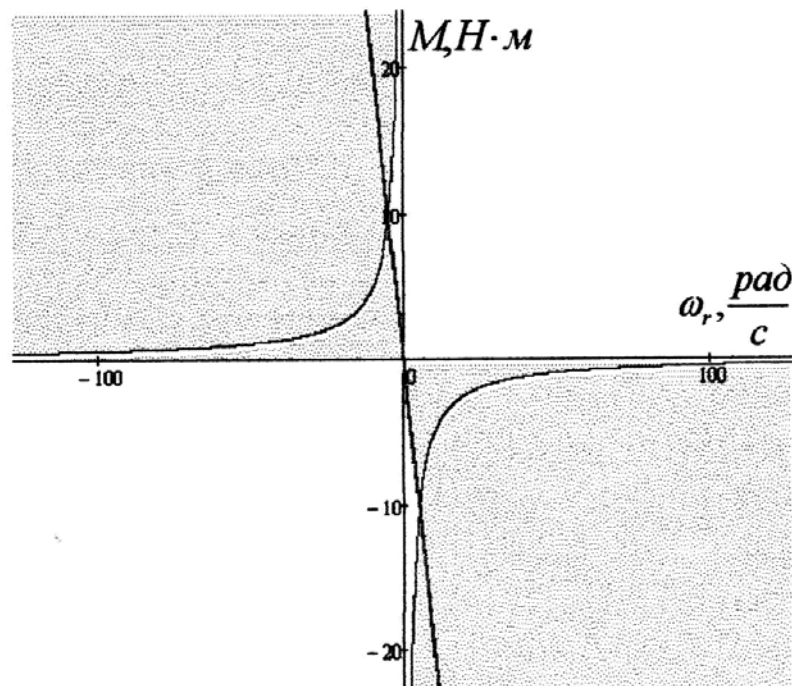


Рисунок 3.6 – Области стійкості адаптивної системи з використанням складових вектору протиЕРС в якості вихідних сигналів моделей

Альтернативним варіантом адаптивної системи з задаючою моделлю є варіант, в якому вихідним сигналом моделей є миттєва реактивна потужність. Під час перехідного процесу миттєва та усталена реактивні потужності не відповідають одна одній, і різниця між ними може бути використана для знаходження невідомої змінної стану асинхронного двигуна.

Структура такої системи зображена на рисунку 3.7.

Задаюча та адаптивна моделі описуються таким чином:

$$\begin{cases} Q = u_{s\beta} i_{s\alpha} - u_{s\alpha} i_{s\beta}, \\ \hat{Q} = u_{s\beta} \hat{i}_{s\alpha} - u_{s\alpha} \hat{i}_{s\beta}. \end{cases} \quad (3.9)$$

У задаючій моделі миттєва реактивна потужність розраховується на основі вимірних значень статорного струму, у адаптивній моделі – на основі струмів, що розраховані, виходячи з математичної моделі асинхронного двигуна:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) \hat{i}_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha}, \\ \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) \hat{i}_{s\beta} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{r\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta}. \end{cases} \quad (3.10)$$

Для аналізу стійкості адаптивної системи з задаючою моделлю необхідно скласти модель системи для малих сигналів. Для створення цієї моделі переходимо від нерухомої системи координат до системи координат, що обертається синхронно з полем машини.

У матричній формі рівняння асинхронного двигуна у системі координат d-q, що обертається синхронно зі швидкістю ω_k мають такий вигляд:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -a_1 & 0 & a_2 & a_3(\omega_k - \omega_r) \\ 0 & -a_1 & -a_3(\omega_k - \omega_r) & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & -(\omega_k - \omega_r) \\ 0 & a_4 & (\omega_k - \omega_r) & -a_5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{pmatrix} + \\ &+ \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

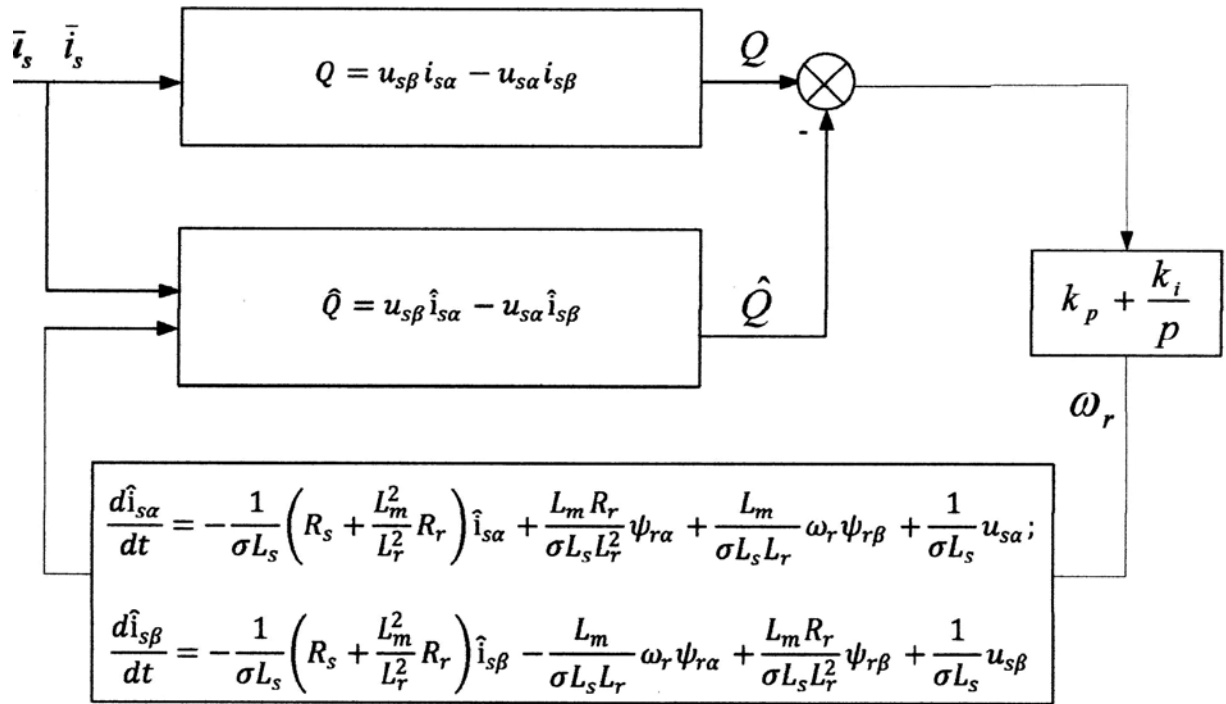


Рисунок 3.7 – Адаптивна система з задаючою моделлю з використанням миттєвої реактивної потужності в якості вхідних сигналів моделей

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{pmatrix}, \quad (3.12)$$

Позначимо $x = [i_{sd} \ i_{sq} \ \psi_{rd} \ \psi_{rq}]^T$, $u = [u_{sd} \ u_{sq}]^T$, $y = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$. Тоді вищезазначені рівняння можна записати так:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu, \quad (3.13)$$

$$y = Cx + Du. \quad (3.14)$$

Для малих сигналів ця система буде мати вигляд:

$$\frac{d\Delta x}{dt} = A\Delta x + \Delta A x, \quad (3.15)$$

$$\Delta y = C\Delta x, \quad (3.16)$$

$$\Delta x = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} (\omega_k - \omega_r) \quad (3.17)$$

Виконуючи перетворення, отримаємо:

$$\Delta y = C(sI - A)^{-1} \Delta A x_0 \quad (3.18)$$

де $x_0 = [i_{sd}^{(k)} \ i_{sq}^{(k)} \ \psi_{rd}^{(k)} \ \psi_{rq}^{(k)}]^T$ – робоча точка у момент часу k .

Таким чином:

$$\Delta y = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} (sI - A)^{-1} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3 \\ 0 & 0 & -a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd}^{(k)} \\ i_{sq}^{(k)} \\ \psi_{rd}^{(k)} \\ \psi_{rq}^{(k)} \end{pmatrix} \Delta \omega_r, \quad (3.19)$$

З рівняння (3.19) можна отримати передаточні функції об'єкту керування у системі координат, що обертається синхронно з полем машини:

$$\Delta y = \begin{pmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \end{pmatrix} = (sI - A)^{-1} \begin{pmatrix} a_3 i_{sd}^{(k)} \Delta \omega_r \\ -a_3 i_{sq}^{(k)} \Delta \omega_r \end{pmatrix}. \quad (3.20)$$

Тоді:

$$\frac{\Delta i_{sd}}{\Delta \omega_r} = \frac{(c_{14} - a_3 c_{12}) \psi_{rd}^{(k)}}{|sI - A|}, \quad (3.21)$$

$$\frac{\Delta i_{sq}}{\Delta \omega_r} = \frac{(c_{24} - a_3 c_{22}) \psi_{rq}^{(k)}}{|sI - A|}, \quad (3.22)$$

де коефіцієнти c_{14} , c_{24} , c_{12} , c_{22} знаходяться з алгебраїчних доповнень матриці $sI-A$.

$$C = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & c_{24} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} & c_{34} \\ c_{41} & c_{42} & c_{43} & c_{44} \end{pmatrix}. \quad (3.23)$$

Сигнал помилки адаптивної та задаючої моделей можна записати так:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= Q - \hat{Q} = u_{sq}^{(k)}(i_{sd} - \hat{i}_{sd}) - u_{sd}^{(k)}(i_{sq} - \hat{i}_{sq}) = \\ &= u_{sq}^{(k)}\Delta i_{sd} - u_{sd}^{(k)}\Delta i_{sq}. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Співвідношення між різницею реактивних потужностей обох моделей, ще виникає в результаті незначного відхилення кутової швидкості $\Delta\omega_r$ може бути записана так:

$$\frac{\varepsilon}{\Delta\omega_r} = u_{sq}^{(k)} \frac{\Delta i_{sd}}{\Delta\omega_r} - u_{sd}^{(k)} \frac{\Delta i_{sq}}{\Delta\omega_r}. \quad (3.25)$$

Здійснюючи необхідні підстановки в останнє рівняння (3.25) отримуємо передаточну функцію помилки адаптивної системи:

$$W_1(p) = \frac{u_{sq}^{(k)}(c_{14} - a_3c_{12})\psi_{rd}^{(k)} - u_{sd}^{(k)}(c_{24} - a_3c_{22})\psi_{rd}^{(k)}}{|sI - A|}. \quad (3.26)$$

З урахуванням розрахованої передаточної функції структурна схема системи для дослідження стійкості зображена на рисунку 3.8.

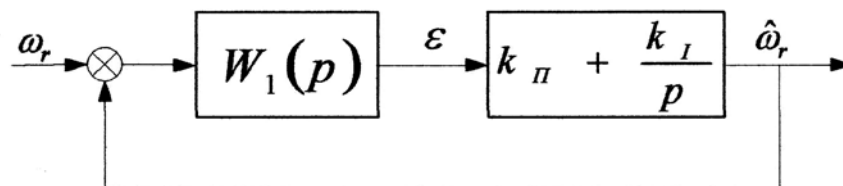


Рисунок 3.8 – Структурна схема адаптивної системи з задаючою моделлю

Передаточна функція отриманої замкненої системи:

$$W_3(p) = \frac{W_1(p) \left(k_{\pi} + \frac{k_I}{p} \right)}{1 + W_1(p) \left(k_{\pi} + \frac{k_I}{p} \right)}. \quad (3.27)$$

Аналіз стійкості проводився шляхом визначення розміщення полюсів системи (рисунок 3.9). Зони нестійкої роботи представлені зафарбованими областями.

Слід зазначити, що один з полюсів системи знаходиться на уявній вісі, що призводить до нестійкості системи в режимі рекуперативного гальмування. При цьому система стає нестійкою навіть при короткочасному потраплянні в даний режим за умови роботи з низькою кутовою швидкістю. Тому використання адаптивної системи з задаючою моделлю з миттєвою реактивною потужністю в якості вихідних сигналів моделей не дозволяє отримати задовільні показники керування у широкому діапазоні керування.

Іншим варіантом адаптивної системи з задаючою моделлю є система, у якій для розрахунку вихідних величин обох моделей використовується вимірний струм та розрахована протиЕРС двигуна.

Для задаючої моделі протиЕРС асинхронного двигуна розраховується у нерухомій відносно статора системі координат так:

$$\begin{cases} e_{s\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt}, \\ e_{s\beta} = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt}. \end{cases} \quad (3.28)$$

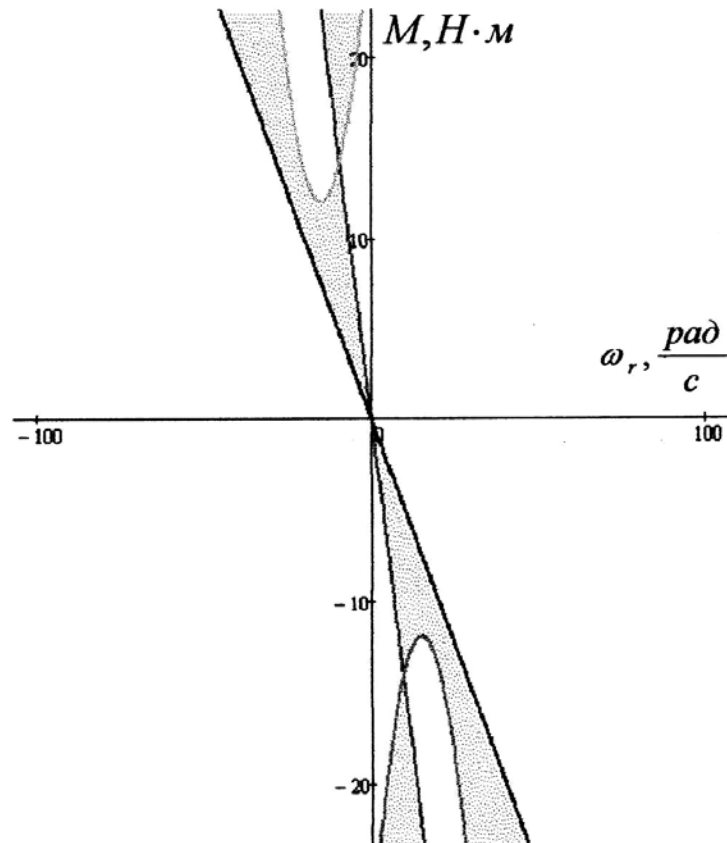


Рисунок 3.9 – Области стійкості адаптивної системи з використанням миттєвої реактивної потужності в якості вихідних сигналів моделей

Реактивна потужність асинхронного двигуна може бути розрахована, як векторний добуток векторів статорного струму та протиЕРС:

$$q = \bar{i}_s \times \bar{e}_s = \bar{i}_s \times \left(\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right). \quad (3.29)$$

Оскільки $\bar{i}_s \times \bar{i}_s = i_{s\alpha} i_{s\beta} - i_{s\beta} i_{s\alpha} = 0$, то реактивну потужність можна записати так:

$$q = i_{s\alpha} u_{s\beta} - i_{s\beta} u_{s\alpha} - \sigma L_s \left(i_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} - i_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right). \quad (3.30)$$

У адаптивній моделі складові вектору протиЕРС розраховуються на основі рівнянь роторних кіл:

$$\begin{cases} \hat{e}_{s\alpha} = \frac{L_m^2}{L_r} \frac{di_{m\alpha}}{dt} = \frac{L_m^2}{L_r^2} \left(-\frac{L_r}{R_r} \hat{\omega} i_{m\beta} - i_{m\alpha} + i_{s\alpha} \right), \\ \hat{e}_{s\beta} = \frac{L_m^2}{L_r} \frac{di_{m\beta}}{dt} = \frac{L_m^2}{L_r^2} \left(-\frac{L_r}{R_r} \hat{\omega} i_{m\alpha} - i_{m\beta} + i_{s\beta} \right). \end{cases} \quad (3.31)$$

Складові вектору струму намагнічування розраховуються так:

$$\begin{cases} \frac{di_{m\alpha}}{dt} = -\hat{\omega} i_{m\beta} - \frac{R_r}{L_r} i_{m\alpha} + \frac{R_r}{L_r} i_{s\alpha}, \\ \frac{di_{m\beta}}{dt} = -\hat{\omega} i_{m\alpha} - \frac{R_r}{L_r} i_{m\beta} + \frac{R_r}{L_r} i_{s\beta}. \end{cases} \quad (3.32)$$

Вихідний сигнал адаптивної моделі розраховується так:

$$q = \bar{i}_s \times \bar{e}_s = i_{s\alpha} \hat{e}_{s\beta} - i_{s\beta} \hat{e}_{s\alpha}. \quad (3.33)$$

Оцінювання поточозчеплень здійснюється наступним чином:

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{s\alpha} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} - \hat{\omega} \psi_{r\beta}, \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{s\beta} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} - \hat{\omega} \psi_{r\alpha}. \end{cases} \quad (3.34)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_r L_m^2 + R_s L_r^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \hat{\omega} \psi_{r\beta}, \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_r L_m^2 + R_s L_r^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{r\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \hat{\omega} \psi_{r\alpha}. \end{cases} \quad (3.35)$$

Виконавши аналіз стійкості системи було отримано область стійкої роботи даної адаптивної системи, що представлена на рисунку 3.11.

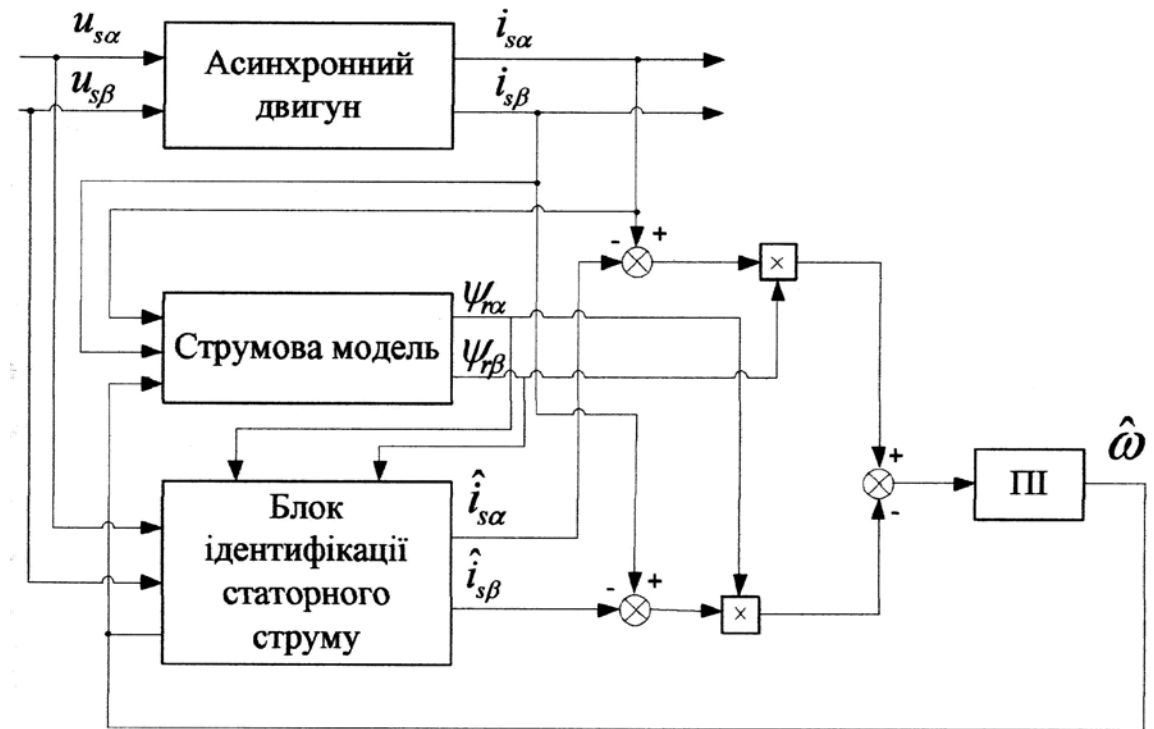


Рисунок 3.10 – Структура адаптивної системи з задаючою моделлю з використанням складових вектору статорного струму в якості вихідного сигналу задаючої та адаптивної моделей

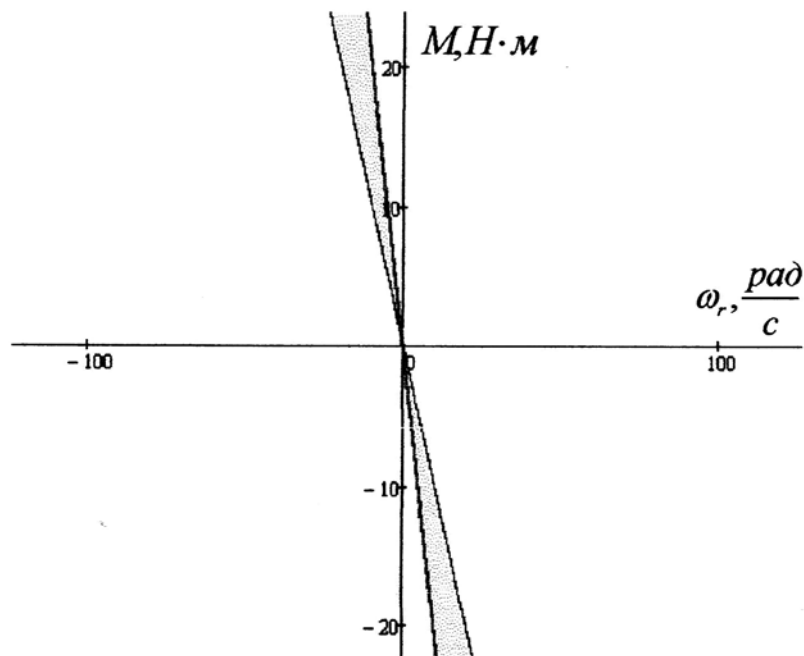


Рисунок 3.11 – Область стійкої роботи адаптивної системи з задаючою моделлю з оцінюванням величин статорних струмів

Отже, виконавши аналіз чотирьох варіантів адаптивних систем з задаючою моделлю, що відрізняються структурою та величинами, що використовуються в якості вихідних сигналів моделей, можна зробити висновок, що подібні системи мають область нестійкої роботи в режимі рекуперативного гальмування, але в і зоні високих кутових швидкостей цей режим досягається лише при великих гальмівних моментах, в той час як при роботі з низькою швидкістю нестійка робота може спостерігатися навіть при незначних величинах гальмівного моменту системи. Система, що використовує складові вектору потокозчеплення ротора, є непридатною для використання через необхідність виконання операцій чистого інтегрування для низькочастотних сигналів. Використання складових вектору протиЕРС замість вектору потокозчеплення дозволяє позбавитися від вищезазначеного недоліку, проте в гальмівних режимах дана система є нестійкою. Системи з використанням миттєвої реактивної потужності є частково нестійкими в режимі рекуперативного гальмування.

3.2 Спостерігачі з ковзним режимом

Спостерігачі з ковзним режимом представляють собою системи зі змінною структурою, що виконує високочастотне дискретне керування, переключаючись між декількома функціями в залежності від стану системи. Цей вплив примушує системи ковзати по завчасно визначеній поверхні в просторі станів. Принцип систем з ковзним режимом полягає у визначенні закону керування переключенням для керування траєкторією стану та підтримання ковзання по цій траєкторії для усіх послідуєчих моментів часу.

Розглянемо синтез спостерігача з ковзним режимом. Рівняння математичної моделі асинхронного двигуна у матричній формі можна записати так, виділивши спільну складову в дужках:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) - \frac{R_s}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad (3.36)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = - \left(\begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (3.37)$$

Тоді матрицю S визначимо таким чином:

$$S = \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Отже, матриця S представляє собою спільний доданок для рівнянь струмів та потокозчеплень машини. При цьому взаємозв'язок процесів по двом ортогональним вісям α та β виконується з ідентичним коефіцієнтом, що дозволяє замінити складові взаємовпливу аналогічною функцією ковзання $\rho_{\alpha\beta}$. Отже, оцінка значення матриці S :

$$\hat{S} = \begin{bmatrix} \rho_\alpha \\ \rho_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

Тоді рівняння спостерігача струму можна записати так:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} \rho_\alpha \\ \rho_\beta \end{bmatrix} - \frac{R_s}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Спостерігач потокозчеплення описується таким чином:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{r\alpha} \\ \hat{\Psi}_{r\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \rho_\alpha \\ \rho_\beta \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

При цьому складові обох спостерігачів визначаються за допомогою перемикаючих функцій:

$$\begin{cases} \rho_\alpha = -k \cdot \text{sign}(s_{s\alpha}) \\ \rho_\beta = -k \cdot \text{sign}(s_{s\beta}) \end{cases}, \quad (3.42)$$

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } x > 0, \\ -1, & \text{якщо } x < 0, \end{cases} \quad (3.43)$$

$$\begin{cases} s_{s\alpha} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}, \\ s_{s\beta} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}. \end{cases} \quad (3.44)$$

Поверхня ковзного режиму буде мати наступний вигляд:

$$s_n = \begin{bmatrix} s_{s\alpha} \\ s_{s\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.45)$$

Поверхня ковзання описується наступним рівнянням:

$$s_n = 0. \quad (3.46)$$

Досягнення цієї поверхні траєкторією помилки оцінювання означає, що величини струмів, отримані в результаті роботи спостерігача, відповідають їх реальним значенням, тобто:

$$\hat{i}_{s\alpha} = i_{s\alpha}, \quad (3.47)$$

$$\hat{i}_{s\beta} = i_{s\beta}. \quad (3.48)$$

Вибір величини коефіцієнту підсилення перемикаючих функцій k необхідно виконувати для забезпечення збіжності процедур струмового оцінювання за допомогою аналізу стійкості методами Ляпунова. В даному випадку стійкість усієї структури спостереження забезпечується стійкістю

струмового спостерігача. Функція Ляпунова для струмового спостерігача з ковзним режимом може бути обрана таким чином:

$$V = s_n^T s_n. \quad (3.49)$$

Дана функція є апріорі позитивною, що задовольняє умовам до кандидатів функції Ляпунова для вивчення поведінки системи. Тоді умова стійкості полягає в тому, що похідна даної функції повинна бути меншою нуля, тобто:

$$\frac{dV}{dt} < 0, \quad (3.50)$$

$$\frac{dV}{dt} = \frac{ds_n^T}{dt} s_n + s_n^T \frac{ds_n}{dt} = 2 \left(\frac{ds_{s\alpha}}{dt} s_{s\alpha} + \frac{ds_{s\beta}}{dt} s_{s\beta} \right). \quad (3.51)$$

Виходячи з рівнянь стану системи, можна записати:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} s_{s\alpha} \\ s_{s\beta} \end{bmatrix} = & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\begin{bmatrix} \rho_\alpha \\ \rho_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) - \\ & - \frac{R_s}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Тоді

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} = & \frac{2L_m}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -k \cdot \text{sign}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}) \\ -k \cdot \text{sign}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) \end{bmatrix} - \\ & - \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$-\frac{2R_s}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.53)$$

З отриманого рівняння можна визначити, що умова стійкості ($dV/dt < 0$) буде задовольнятися за умови вибору коефіцієнту k наступним чином:

$$k > \frac{\left(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \right) \left(\frac{R_r}{L_r} \Psi_{r\alpha} + \omega_r \Psi_{r\beta} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{s\alpha} \right)}{\left| \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \right| + \left| \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \right|} + \frac{\left(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \right) \left(\frac{R_r}{L_r} \Psi_{r\beta} + \omega_r \Psi_{r\alpha} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{s\beta} \right)}{\left| \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \right| + \left| \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \right|} - \frac{\frac{R_s L_r}{L_m} \left(\left(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \right)^2 + \left(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \right)^2 \right)}{\left| \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \right| + \left| \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta} \right|}. \quad (3.54)$$

Виконанням даної умови забезпечується стійкість спостерігача струму.

Як видно з рівнянь спостерігача, коли забезпечується збіжність між оцінкою статорних струмів та їх вимірними значеннями, оцінка складових вектору потокозчеплення складається з інтегрування перемикаючих функцій без необхідності використання інформації щодо величини кутової швидкості та параметрів кола ротора. Структура спостерігача з ковзним режимом представлена на рис. 3.12.

Оцінка величини кутової швидкості здійснюється за допомогою наступного виразу:

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{\Psi}_{r\beta} \rho_\alpha - \hat{\Psi}_{r\alpha} \rho_\beta - \frac{R_r L_m}{L_r} \left(\hat{i}_{s\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \hat{\Psi}_{r\beta} \right)}{\hat{\Psi}_{r\alpha}^2 - \hat{\Psi}_{r\beta}^2}. \quad (3.55)$$

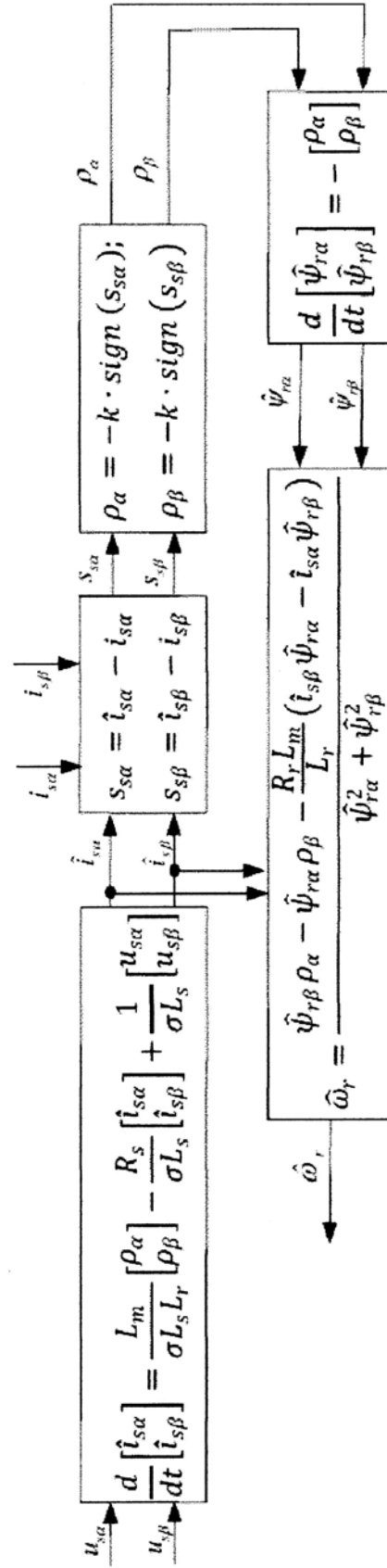


Рисунок 3.12 – Структура спостерігача струму з ковзним режимом

Отже, використання даного способу визначення кутової швидкості та потокозчеплення дає змогу отримання стійкої оцінки величин вектору потокозчеплення у всьому діапазоні керування, проте при розрахунку кутової швидкості використовуються параметри схеми заміщення без механізмів адаптації до їх змін, що призводить до погіршення якості керування.

3.3 Розробка способу оцінювання змінних стану з комбінованим використанням задаючої моделі та ковзного режиму

Математична модель асинхронного двигуна у системі координат $\alpha\beta$, що є нерухомою відносно статора, через складові векторів статорного струму та потокозчеплення ротора може бути записана наступним чином:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{r\beta} \omega_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha}, \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{s\beta} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \psi_{r\beta} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{r\alpha} \omega_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta}, \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} - \psi_{r\beta} \omega_r, \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} - \psi_{r\alpha} \omega_r. \end{array} \right. \quad (3.56)$$

Спостерігач з ковзним режимом другого порядку у найпростішій формі може бути записаний так:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{x}_1}{dt} = f(\hat{x}_2) + k_1 \sqrt{|x_1 - \hat{x}_1|} \cdot \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) + z_1, \\ \frac{d\hat{x}_2}{dt} = k_2 \cdot \text{sign}(x_1 - \hat{x}_1) + z_2. \end{array} \right. \quad (3.57)$$

де x_1, x_2 – змінні стану системи; k_1, k_2 – коефіцієнти підсилення перемикаючих функцій; z_1, z_2 – складові сигналу збурення.

Виконаємо перетворення вихідних рівнянь наступним чином:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{s\alpha} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha}, \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{s\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta}, \\ \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} - \psi_{r\beta} \omega_r, \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} - \psi_{r\alpha} \omega_r. \end{array} \right. \quad (3.58)$$

Тоді спостерігач другого порядку може бути записаний так:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = & -\frac{R_s}{\sigma L_s} \hat{i}_{s\alpha} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} + \\ & + k_1 \sqrt{|i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}|} \cdot \text{sign}(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}), \end{aligned} \quad (3.59)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = k_2 \cdot \text{sign}(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}), \quad (3.60)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = & -\frac{R_s}{\sigma L_s} \hat{i}_{s\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} + \\ & + k_3 \sqrt{|i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}|} \cdot \text{sign}(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}), \end{aligned} \quad (3.61)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = k_4 \cdot \text{sign}(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}), \quad (3.62)$$

де k_1, k_3 – коефіцієнти підсилення головного спостерігача з ковзним режимом;

k_2, k_4 – коефіцієнти підсилення допоміжного спостерігача з ковзним режимом.

Оскільки рівняння (3.59), (3.60) та (3.61), (3.62) є незалежними, то дослідження впливу збурень на роботу спостерігача з ковзним режимом можна дослідити окремо для кожної вісі нерухомої відносно статора системи відліку. У такому випадку за умови зміни параметрів об'єкту керування систему рівнянь спостерігача можна записати так:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = & -\frac{R_s}{\sigma L_s} \hat{i}_{s\alpha} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} + \\ & + k_1 \sqrt{|i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}|} \cdot \text{sign}(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) + z_1, \end{aligned} \quad (3.63)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = k_2 \cdot \text{sign}(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) + z_2.$$

В даному випадку збурення, що викликане зміною параметрів статорного кола відображається величиною z_1 , а зміна параметрів роторного кола – z_2 . Згідно з теорією спостерігачів з ковзним режимом, для будь-якого значення $\varepsilon > 0$ існують коефіцієнти підсилення k_1 та k_2 при яких оцінювання, що здійснюється спостерігачем, буде стійким за умови обмеження сигналів збурення $|z_2| < \varepsilon$. При цьому слід зазначити, що спостерігач є чутливим до величини z_1 , що формується за рахунок зміни статорного опору обмоток двигуна. Визначення величини активного опору статора є дуже важливим при І роботі на низькій кутовій швидкості, оскільки наявність розбіжності між І реальним значенням опору та тим, що використовується у системі керування, може призвести не тільки до виникнення помилки в оцінюванні кутової швидкості, а й до втрати стійкості. Отже, для використання даного способу оцінювання в системах з широким діапазоном регулювання вимагає застосування додаткових засобів для ідентифікації величини статорного опору. В той же час слід зазначити, що інтенсивність зміни статорного опору є значно нижчою в порівнянні зі зміною струмів, напруг та потокозчеплень машини, тому Для оцінювання за допомогою спостерігача з ковзним режимом можна вважати, що статорний опір є постійним. Таким чином, використання спостерігача другого порядку дозволяє досягнута нечутливості до зміни роторного опору обмоток машини, але залишається чутливим до зміни статорного опору.

Оцінювання кутової швидкості на основі адаптивної системи з задаючою моделлю передбачає використання двох моделей машини з різними

структурами для визначення аналогічних змінних стану системи. В якості вихідних сигналів моделей використовуються складові вектору роторного потокозчеплення, протиЕРС, реактивна потужність і т.д. При виборі складових вектору потокозчеплення ротора сигнал помилки системи розраховується наступним чином:

$$\varepsilon = \Psi_{r\alpha 2} \Psi_{r\beta 1} - \Psi_{r\beta 2} \Psi_{r\alpha 1}. \quad (3.64)$$

Таким чином, сигнал помилки формується на основі кутової різниці двох оцінок векторів потокозчеплення, що отримані в різних моделях. Оскільки значення похідних складових вектору роторного потокозчеплення були отримані за допомогою спостерігача з ковзним режимом, то необхідно синтезувати механізм адаптації кутової швидкості на основі цих величин.

У матричній формі рівняння складових роторних потокозчеплень асинхронного двигуна, що називаються струмовою моделлю, можуть бути записані так:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.65)$$

Для величин, що є оцінками відповідних змінних дана система рівнянь має наступний вигляд:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\Psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{\Psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{r\alpha} \\ \hat{\Psi}_{r\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.66)$$

Виконуючи віднімання (3.66) від (3.65):

$$\begin{bmatrix} \frac{d(\psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha})}{dt} \\ \frac{d(\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta})}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} - \Delta\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.67)$$

Для бездатчикового оцінювання кутової швидкості можна вважати, що вихід задаючої моделі адаптивної системи відповідає реальним значенням складових вектору потокозчеплення ротора. Тоді:

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r &= \left(\mathbf{K}_n + \frac{\mathbf{K}_i}{p} \right) \begin{bmatrix} \frac{d(\psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha})}{dt} \\ \frac{d(\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta})}{dt} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \\ &= \left(\mathbf{K}_n + \frac{\mathbf{K}_i}{p} \right) \left(\frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \right). \end{aligned} \quad (3.68)$$

Порівнюючи структуру отриманої адаптивної системи з задаючою моделлю з існуючою, можна відзначити, що синтезована система не містить операцій чистого інтегрування, що спрощує реалізацію та дозволяє усунути проблеми, що пов'язані з невизначенністю початкових умов та дрейфом нуля інтеграторів.

Як вже було сказано раніше, точність визначення статорного опору двигуна значним чином впливає на показники якості керування кутовою швидкістю при роботі в зоні низьких швидкостей. Тому розроблена система бездатчикового керування має підсистему ідентифікації статорного опору. Розглянемо вираз для складових роторного потокозчеплення, що має назву «напружної» моделі:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{s\alpha} \\ \mathbf{u}_{s\beta} \end{bmatrix} - \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s\alpha} \\ \mathbf{i}_{s\beta} \end{bmatrix} - \sigma L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s\alpha} \\ \mathbf{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

Для величин, що є оцінками відповідних змінних дана система рівнянь має наступний вигляд:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} - \sigma L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

Вважаючи, що вектор вимірюного струму еквівалентний до оцінки вектору струму статора, що забезпечується роботою спостерігача з ковзним режимом, сигнал помилки можна записати так:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{\Delta R_s L_m}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

В такому випадку оцінка величини статорного опору здійснюється за допомогою ПІ-регулятора наступним чином:

$$\begin{aligned} \hat{R}_s &= -\left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) \begin{bmatrix} \frac{d(\psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha})}{dt} \\ \frac{d(\psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta})}{dt} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \\ &= -\left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) \left(i_{s\alpha} \left(\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} \right) + i_{s\beta} \left(\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} \right) \right). \quad (3.72) \end{aligned}$$

З метою аналізу роботи розробленої системи була розроблена математична модель частотно-керованого електроприводу. Моделювання виконувалося для умови роботи з низькою кутовою частотою при стрибкоподібній зміні величини активного опору статора двигуна на 30%. З наведених результатів (рисунок 3.13) видно, що помилка регулювання кутової швидкості зменшується по мірі того, як адаптивна система підлаштовує значення активного опору під його реальну величину.

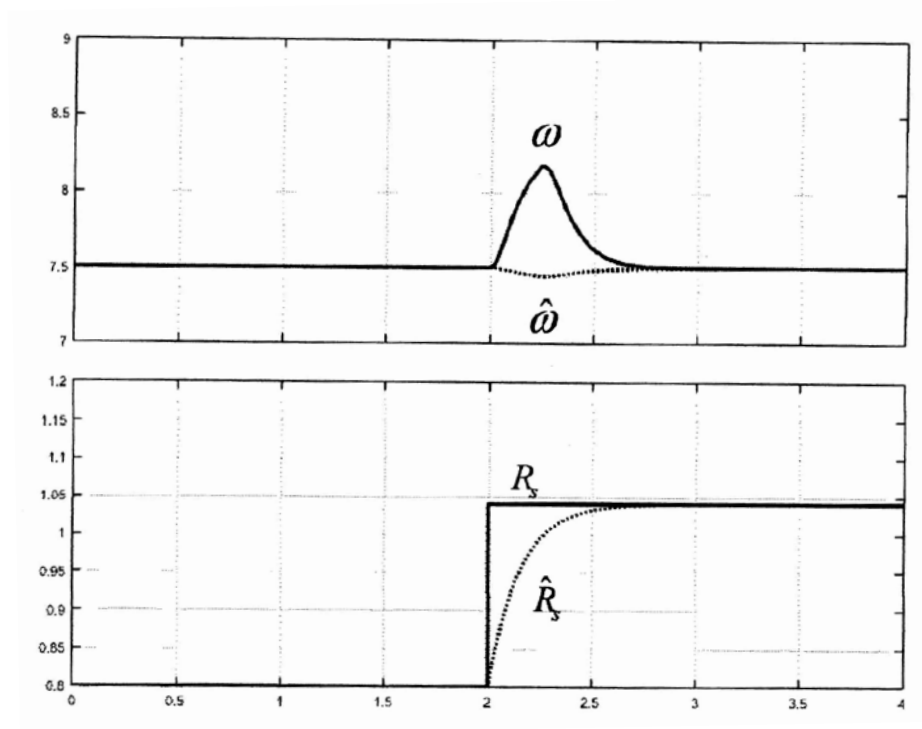


Рисунок 3.13 – Результати моделювання системи частотно-керованого електропривода з представленим способом бездатчикового визначення невимірюваних змінних стану

Висновки за розділом 3

1. Адаптивна система з задаючою моделлю передбачає одночасну оцінку змінних стану у двох моделях різної структури з подальшим використанням різниці вихідних сигналів моделей для виконання процедур адаптації. Для асинхронного двигуна можливе використання складових векторів потокозчеплення, протиЕРС, миттєвої реактивної потужності та статорного струму в якості вихідних сигналів моделей. Серед усіх варіантів адаптивних систем з задаючою моделлю варіант з адаптивним спостерігачем струму має найбільшу стійкість при роботі в зоні низьких швидкостей та рекуперативному гальмуванні.

2. Використання ковзного режиму у спостерігачах стану для системи векторного керування дозволяє реалізувати оцінювання складових вектору

потокозчеплення ротора без використання параметрів роторного кола. Це дозволило розробити структуру адаптивної системи з задаючою моделлю, у якій спостерігач струму є спостерігачем з ковзним режимом другого порядку, а в подальшому складові струму використовуються для оцінки вектору потокозчеплення ротора. Кутова швидкість визначається у адаптивній моделі при паралельному оновленні значення активного опору статорного ланцюга, що дозволяє суттєво покращити показники якості керування електроприводу при роботі в зоні низьких кутових швидкостей.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

У випускній кваліфікаційній роботі вдосконалюється система векторного керування асинхронним двигуном при роботі на низьких кутових швидкостях.

На оперативно-ремонтний персонал, який здійснює експлуатацію асинхронних двигунів, за ГОСТ 12.0.003-74 впливають такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1) фізичні:

- машини та механізми, що рухаються;
- незахищені елементи виробничого обладнання, що рухаються;
- підвищений рівень шуму на робочому місці;
- підвищена та знижена температура повітря робочої зони;
- підвищений рівень вологості повітря;
- підвищений рівень вібрації;
- небезпечне значення напруги в електричному колі, замикання якого може відбутись через тіло людини;
- нестача природного освітлення;
- недостатнє освітлення робочої зони;
- підвищена швидкість руху повітря.

2) психофізіологічні:

- фізичні перевантаження (динамічні);
- нервовопсихічні перевантаження (монотонність праці, перенапруга аналізаторів).

4.1 Технічні рішення з безпечної експлуатації

4.1.1 Технічні рішення з безпечної організації робочих місць

Приміщення, в якому здійснюється діагностика асинхронних двигунів, має загальну площу 50,75 м², і висотою стелі 3,5 м. Приміщення в якому

розташовані стенди повинно бути сухим, світлим і теплим а також забезпечене роздягальнею з вішалками для одягу.

Площа робочих приміщень повинна бути така, щоб на одного працюючого припадало не менше 4,5 м².

Стіни робочих приміщень мають бути світлих відтінків, а стеля повинна бути пофарбована в білий колір.

Не правильне поводження з електрообладнанням і джерелами електричної енергії може призвести до враження електричним струмом і виходу приборів з ладу, тому:

- не проводити будь-яких втручань, як відкриття руками, так і за допомогою інструмента і сторонніх предметів в електрообладнання при встановлених на контактний провід струмоприймачів. Це стосується не лише електрообладнання 380/220 В, але і електрообладнання 12 В;

- не допускати струми витоку більше 0,003 А. Контроль струмів витоку проводять щодня міліамперметром або спеціальним пристроєм для вимірювання стану електроізоляції;

- ретельно слідкувати, щоб не виникали обриви проводів і інші порушення цілісності електричних кіл;

У приміщенні знаходиться 4 стенда для перевірки. Схема робочого приміщення зображена на рисунку 4.1.

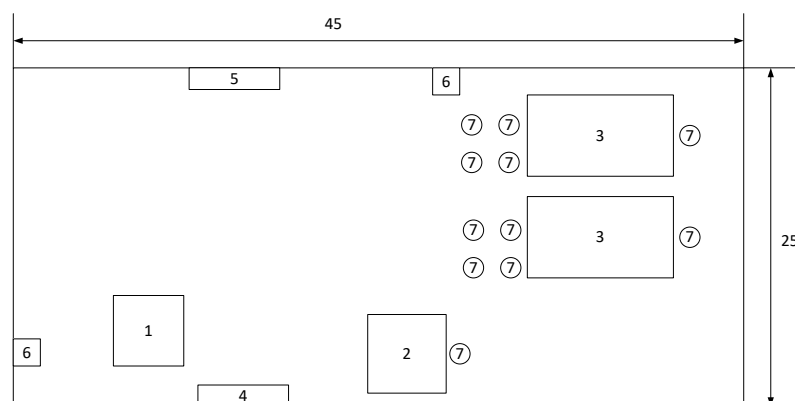


Рисунок 4.1 – Схема робочого приміщення для оперативно-ремонтного персоналу

Умовні позначення: 1 – сушильна шафа; 2, 3 - стенди для перевірки параметрів електродвигунів; 4 - вентилятор; 5 – шафа для паперів; 6 – місце для аптечки і умивання; 7 – робочі місця.

Розташування сушильної шафи здійснено подалі від основних місць роботи персоналу, через негативний вплив на працівників та запиленості. Більшість робочого часу оперативно-ремонтний персонал знаходиться біля стендів діагностики двигунів.

4.1.2 Електробезпека

Живлення силового обладнання та системи освітлення здійснюється від чотирьохпровідної трифазної мережі 380 х 220В (фазна напруга (фаза – "0") – 220В, а міжфазна лінійна (фаза – фаза) – 380В).

Категорія умов по небезпеці електротравматизму – підвищеної небезпеки, у зв'язку зі струмопровідною підлогою.

Технічні рішення щодо запобігання електротравмам:

1) Для запобігання електротравм від контакту з нормально-струмовідними елементами електроустаткування, необхідно:

розміщувати неізольовані струмовідні елементи в окремих приміщеннях з обмеженим доступом, у металевих шафах;

використовувати засоби орієнтації в електроустаткуванні - написи, таблички, попереджувальні знаки;

- підвід кабелів до споживачів здійснювати у закритих конструкціях підлоги;

2) При живленні споживачів струму від мережі три-провідної з глухо-заземленою нейтраллю, при напрузі до 1000 В, використовується занулення – навмисне електричне з'єднання нормально не струмопровідних елементів устаткування із заземленим нульовим проводом. При зануленні, пробій на

корпус призводить до КЗ. Спрацьовує захист від КЗ і пошкоджений споживач відключається від мережі.

Згідно з вимогами нормативів до занулення, повинна бути забезпечена необхідна кратність струму КЗ. залежно від типу запобіжного пристрою, повинна бути забезпечена цілісність нульового провідника.

3) Електрозахисні засоби захисту

Персонал, який обслуговує електроустановки, повинен бути забезпечений випробуваними засобами захисту. Перед застосуванням засобів захисту персонал зобов'язаний перевірити їх справність, відсутність зовнішніх пошкоджень, очистити і протерти від пилу, перевірити за штампом дату наступної перевірки. Користуватися засобами захисту, термін придатності яких вийшов, забороняється.

Електрозахисні засоби поділяються на основні та допоміжні.

Основними електрозахисними засобами називаються засоби, ізоляція яких тривалий час витримує робочу напругу, що дозволяє дотикатися до струмопровідних частин, які знаходяться під напругою. До них відносяться (до 1000В): ізолювальні штанги; ізолювальні та струмовимірювальні кліщі; покажчики напруги; діелектричні рукавиці; слюсарно-монтажний інструмент з ізольованими ручками.

Додатковими електрозахисними засобами називаються засоби, які захищають персонал від напруги дотику, напруги кроку та попереджають персонал про можливість помилкових дій. До них відносяться (до 1000 В): діелектричні калоші; діелектричні килимки; переносні заземлення; ізолювальні накладки і підставки; захисні пристрої; плакати і знаки безпеки.

Згідно із ГОСТ 12.1.030-81, в якості захисту від ураження людей електричним струмом застосовується заземлення. Крім того безпека експлуатації при нормальному режимі роботи забезпечується застосуванням ізолювальних пристроїв, огороженням струмоведучих частин, використанням малих напруг. Особи, що обслуговують електроустановки повинні

користуватися ЗІЗ - спецвзуття, рукавиці. Засоби захисту необхідно періодично випробувати, їх слід захищати від механічних пошкоджень, впливу факторів, що погіршують їх діелектричні властивості.

Загальні вимога безпеки до виробничого обладнання встановлені згідно з ГОСТ 12.2.003-74, в якому визначені вимоги до основних елементів конструкції, органів управління і засобів захисту, які входять в конструкцію виробничого обладнання любого виду і призначення.

В установках напругою до 1 кВ огороження роблять суцільними. Безпечні відстані між огороженнями і не ізолюваними струмоведучими частинами регламентується ПУЕ і в установках до 1 кВ із суцільними огороженнями - 5см. Висота розміщення не огорожених струмоведучих частин залежить від значення напруги і рівня підготовки людей, що працюють з електроустановкам. Струмоведучі частини напругою до 1 кВ у місцях, де працюють люди, висота розміщення повинна бути не менше 3,5 м. Постійний контроль за ізоляцією, тому що протягом часу відбувається старіння ізоляції, що може привести до пробію і створити небезпеку при дотику людини до ізолюваних проводів. Використовують наступні кольори для маркування ізоляції: чорна – для силових ланцюгів; червона – для ланцюгів керування.

На ключах керування і приводах роз'єднувачів віддільників і вимикачах навантаження, а також на підставках запобіжників, за допомогою яких може бути подана напруга до місця робіт, вивішують плакат: "Не включати - працюють люди". На вентилях, що закривають доступ повітря в пневматичні приводи таких апаратів, вивішується плакат: "Не відкривати - працюють люди".

4.2 Технічні рішення з гігієни праці і виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат виробничого приміщення

Основними нормативними документами, що регламентують параметри мікроклімату виробничих приміщень, є ДСН 3.3.6.042-99.

Мікроклімат приміщення характеризується наступними чинниками: температурою повітря, відносною вологістю повітря, швидкістю руху повітря, інтенсивністю теплового випромінювання.

Роботи з діагностики електродвигунів відносяться до категорії Пб по важкості праці. Енерговитрати за цією категорією становлять - до 140-174Вт.

Допустимі норми температури, відносної вологості та швидкості руху повітря в робочій зоні виробничих приміщень приведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Допустимі норми параметрів повітря

Період року	Категорія робіт	Температура, °С Допустима		Відносна вологість Допустима	Швидкість руху, X Допустима
		Верхня межа	Нижня межа		
Холодний	Пб	20-24	17-25	75	не більше 0,2
Теплий		21-28	19-30	55 при 27 °С	0,1-0,3

4.2.2 Склад повітря робочої зони

Забруднення повітря робочої зони регламентується гранично-допустимими концентраціями (ГДК) в мг/м³.

При здійсненні діагностики двигунів виділяється пил нетоксичний. При роботі системи вентиляції, провітрюванні у приміщенні може попадати пил та інші шкідливі речовини, які виділяються при технологічних процесах в боксі і знаходяться в повітрі навколишнього середовища. Їх ГДК відповідно наведено в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин для повітря атмосфери, в робочій зоні для обслуговуючого персоналу

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4

Для забезпечення складу повітря робочої зони відповідно до ГОСТ 12.1.004-91. ССБТ проектом передбачені наступні рішення:

- застосування пиловідсмоктуючих агрегатів з рукавними фільтрами, які встановленні безпосередньо на дільницях біля обладнання із яких очищене повітря поступає у виробниче приміщення;
- необхідно проводити контроль за ГДК шкідливих речовин у приміщенні;
- застосовувати природну вентиляцію: організовану і неорганізовану.

Приміщення оснащено системою вентиляції. Повітря витягується вентилятором системи опалення. Так як повітря видувається в атмосферу, в приміщенні створюється деяке розрідження, що забезпечує постійний приток свіжого повітря через відкриті квартирки бокових вікон та двері. В зимній час кратність обміну повітря знижується, оскільки приток свіжого повітря відбувається лише при відкриванні дверей. Також приміщення оснащено системою опалення, що використовує тепло від електричного водонагрівача.

4.2.3 Виробниче освітлення

Природне освітлення. Підприємство знаходиться у Вінницькій області, система природного освітлення приміщення для діагностики електродвигунів відноситься до бокової. Характеристика робіт у фарбувальній камері - середньої точності.

Відповідно до ДБН В.2.5-28-2006 розряд зорової роботи IV, підрозряд «в». При боковому освітленні КПО(e_n) = 0,9%.

Нормоване значення КПО для даного виробничого приміщення розраховуємо за формулою:

$$e_N = e_n \cdot m_N, \quad (4.1)$$

де m_N - коефіцієнт світлового клімату ($m_N = 0,9$),

$$\epsilon_N = 0,9 \cdot 0,9 = 0,8\%.$$

Природне освітлення приміщення для проведення діагностування одностороннє і здійснюється через вікна, які орієнтовані на схід.

Штучне освітлення. Правильна експлуатація установок природного і штучного освітлення відіграє важливу роль для створення високого рівня освітленості в приміщеннях і економії електроенергії, що витрачається на штучне електричне освітлення. Норми освітленості при штучному освітленні занесені до таблиці 4.3

Таблиця 4.3 - Норми освітленості при штучному освітленні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк	
						Штучне освітлення	
						Комбіноване	Загальне
Середньої точності	Вище 0,5 до 1	IV	в	Середній, малий	Середній, темний	450	200

Для освітлення вибираємо світильники з двома світлодіодними лампами. Висота підвісу світильників над робочою поверхнею 4,5 метра.

При експлуатації здійснюється контроль за рівнем напруги освітлювальної мережі, своєчасна заміна перегорілих ламп, забезпечується чистота повітря у приміщенні.

4.2.4 Виробничий шум

Джерелом шуму є обладнання, машини, механізми та верстати – механічний шум.

Шум – це хаотична сукупність різних за силою і частотою звуків, що заважають сприйняттю корисних сигналів і негативно впливають на людину.

Постійна дія сильного шуму може не лише негативно вплинути на слух, але й викликати інші шкідливі наслідки - дзвін у вухах, запаморочення, головний біль, підвищення втоми, зниження працездатності.

Шум має кумулятивний ефект, тобто акустичні подразнення, накопичуючись в організмі людини, все сильніше пригнічують нервову систему. Тому перед втратою слуху від впливу шумів виникає функціональний розлад центральної нервової системи. Особливо шкідливий вплив шуму позначається на нервово-психічній діяльності людини. Процес нервово-психічних захворювань вищий серед осіб, що працюють у гомінких умовах, ніж у людей, що працюють у нормальних звукових умовах.

Відповідно до рівень звука вимірюється в децибелах і визначається по формулі:

$$L = 10\lg(I/I_0) = 10\lg(p/p_0) = 10\lg(U/U_0) \quad (4.2)$$

де L - рівень шуму, дБ;

p - звуковий тиск, Па;

U_0 - коливальна швидкість, 5-10 м/с;

P_0 - нульове значення звукового тиску, умовно прийняте рівним 210 Па.

При санітарно-гігієнічному нормуванні шуму використовують два методи:

- нормування за гранично допустимим спектром шуму;
- нормування рівня звуку за шкалою А шумоміра.

За характером спектру шум - широкосмуговий з безперервний спектром шириною більше октави; за тональною характеристикою постійний; за походженням - гідродинамічний.

Допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку і еквівалентні рівні звуку на робочих місцях приймаються за вимогами СН 32.23-85 і наведені в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 - Допустимі рівні звукового тиску

Робоче місце	Рівні звукового тиску в октавних смугах з середньгеометричними частотами, Гц									Рівні звукового тиску, ДБА
	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
На постійних робочих місцях у виробничих приміщеннях та на території підприємства	107	95	87	82	78	75	73	71	69	80

Для зменшення рівня шуму до допустимого в боксі двигуни виконуються в металевому кожусі, а також виконують змащення, застосовують пластмасові деталі, використовують протишумні навушники, які закривають вушну раковину.

4.2.5 Виробничі вібрації

Вібрацією називають механічні коливання пружних тіл або систем, коли відбувається переміщення центра їх ваги в просторі відносно статичного стану. Загальна вібрація передається на тіло через опорні поверхні людини, що стоїть чи сидить (підшви ніг або сідниці).

Таблиця 4.5 - Допустимі рівні вібрації на постійних місцях

Вид вібрації	Октавні смуги з середньгеометричними частотами, Гц									
	2	4	8	16	31,5	63	125	250	500	1000
Загальна вібрація: На постійних робочих місцях в виробничих приміщеннях	<u>1,3</u> 108	<u>0,45</u> 99	<u>0,22</u> 93	<u>0,2</u> 92	<u>0,2</u> 92	<u>0,2</u> 92	-	-	-	-

В чисельнику середньоквадратичне значення вібрації, м/с 10^{-2} , знаменнику - логарифмічні рівні вібрації, дБ.

Основними методами колективного віброзахисту є зниження вібрації шляхом дії на джерело виникнення: відстрочка від режиму резонанс; динамічне гасіння коливань, заміна конструктивних елементів уставок і будівельних конструкцій. Засоби індивідуального захисту діляться на засоби для ніг, рук та тіла працюючого.

4.2.6 Психофізіологічні фактори

Класи умов праці за показниками важкості праці: загальні енергозатрати організму (кг/м) та зовнішнє фізичне динамічне навантаження, виражене в одиницях механічної роботи за зміну, кг/(Вт).

При регіональному навантаженні (для чоловіків) - 12 000(40). При загальному навантаженні (за участю м'язів рук, тулуба, ніг) - 40 000(80); Маса вантажу, що постійно підіймається – до 25.

Стереотипні робочі рухи: при локальному навантаженні (участь м'язів кистей та пальців рук)- до 60 000. При регіональному навантаженні(участь рук та плечового суглоба) – до 30 000;

Статичне навантаження (кг/с): двома руками (чоловіки) – до 70 000, за участю м'язів тулуба та ніг – до 200 000.

Робоча поза: періодичне перебування в незручній позі (робота з поворотом тулуба, незручним розташуванням кінцівок) до 25% часу зміни. Нахил тулуба: вимушені нахили протягом зміни – 150 разів. Переміщення у просторі(переходи задля технологічного процесу) – більше 12

Класи умов праці за показниками напруженості праці: інтелектуальні навантаження, зміст роботи - рішення складних завдань з вибором за алгоритмом. Сприймання інформації та їх оцінка - сприймання інформації з

наступною корекцією дій та операцій. Розподіл функцій за ступенем складності завдання - обробка, контроль, перевірка завдання.

Сенсорні навантаження: зосередження (% за зміну) - до 50, щільність сигналів (звукові за 1 год) - до 150, навантаження на слуховий аналізатор (%) – розбірливість слів та сигналів від 50 до 80, навантаження на голосовий апарат (протягом тижня) – від 20 до 25.

Емоційне навантаження: ступінь відповідальності за результат своєї діяльності - є відповідальним за функціональну якість основної роботи, ступінь ризику для власного життя – вірогідний;

Ступінь відповідальності за безпеку інших осіб – є відповідальним за безпеку інших. Режим праці: тривалість робочого дня - більше 8 год. Змінність роботи – однозмінна (без нічної зміни).

4.3 Оцінка стійкості роботи системи керування інвертором в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

При взаємодії гама-випромінювань з атомами і молекулами середовища останнім передаються імпульси енергії. Основна частина енергії витрачається на передачу поступального руху електронам і іонам, які утворилися в результаті іонізації. Володіючи великою енергією, первинні електрони виробляють подальшу іонізацію, яка також призводить до утворення полів і струмів. Виникаючі в результаті цього тимчасові електричні і магнітні поля являють собою електромагнітний імпульс (ЕМІ).

Приймачі енергії ЕМІ – тіла, що проводять електричний струм: всі повітряні і підземні лінії зв'язку, лінії керування, сигналізації, електропередачі, металеві щогли і опори, повітряні і підземні антенні пристрої, наземні і підземні трубопроводи, металеві дахи та інші конструкції, виготовлені з металу.

В електроприводі системи автоматизованого електроприводу механізму подачі найбільш чутливим до дії іонізуючого випромінювання є тиристорний перетворювач напруги. В апаратурі системи керування радіація викликає

оборотні і необоротні процеси, внаслідок яких можуть бути порушення роботи елементів схеми, що приведе до пошкодження апаратури. В елементній базі системи керування внаслідок дії іонізуючих випромінювань можлива зміна всіх електричних та експлуатаційних характеристик, залежних від проходження процесу іонізації і порушення структури матеріалів.

Ступінь ураження ЕМІ залежить в основному від амплітуди наведеного імпульсу напруги чи струму та електричної міцності обладнання. ЕМІ пробиває ізоляцію, випалює елементи електросхем, викликає коротке замикання в пристроях. Найчастіше отримують пошкодження вхідні кола електронних пристроїв.

4.3.1 Оцінка стійкості роботи системи керування інвертором в умовах дії іонізуючих випромінювань

За критерій стійкості роботи системи, що розробляється, приймається допустима доза $D_{\text{доп}}(P)$ або граничне значення рівня радіації $P_{\text{гр}}$ (P/год), при яких система буде нормально працювати.

Визначаємо граничні значення дози опромінення $D_{\text{гр}}$ і для елементної бази системи, при яких виникають незворотні зміни. Отримані дані заносимо в таблицю 4.6

Таблиця 4.6 – Граничні значення експозиційних доз

Елементи системи керування		$D_{\text{гр}}, P$	$D_{\text{гр}}, P$
Блок управління	Мікросхема К90УД2	10^5	10^5
	Конденсатор К45-17	10^5	
	Діод КД523Б	10^5	
	Резистори СПЗ	10^5	
Блок живлення	Мікро перемикач	10^7	10^7

	Мікросхема КР1553ЛА5	10^7	
	Транзистор МЛТ	10^7	
Операційна панель	Мікросхема К195КТП2П	10^5	10^8
	Кварц	10^{10}	
	Склотканина	10^8	

По мінімальному значенню допустимої дози, при якій в елементній базі виникають необоротні зміни, визначаємо границю стійкості роботи системи керування інвертором в цілому. Проаналізувавши дані таблиці 4.6, робимо висновок, що самим уразливим елементом системи з мінімальною дозою $D_{гр}=10^5$ Р є блок управління.

Визначаємо можливу дозу опромінення D_m за формулою [15]:

$$D_m = \frac{2 \cdot P_{1max} \cdot (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})}{k_{осл}}, \quad (4.3)$$

де P_{1max} – максимальне значення рівня радіації ($P_{1max} = 6,7$ Р/год);

t_k – час наробки на відказ ($t_k = 26280$ год);

t_n – час початку опромінення ($t_n = 1$ год);

$k_{осл}$ – коефіцієнт послаблення радіації будинком ($k_{осл} = 1$),

$$D_m = \frac{2 \cdot 6,7 \cdot (\sqrt{26280} - \sqrt{1})}{1} = 2170,8(\text{Р}).$$

Порівнюючи граничне значення дози опромінення з можливою, ми бачимо, що

$$D_{гр} > D_m \\ (10^4 > 2170,8).$$

Отже, можна зробити висновок, що дана система є не стійкою в умовах дії іонізуючого випромінювання.

Визначимо допустимий час роботи системи блока управління $t_{д1}$ в заданих умовах за формулою [15]:

$$t_{д} = \left(\frac{D_{гр} \cdot k_{осл} + 2 \cdot P_{1max} \cdot \sqrt{t_n}}{2 \cdot P_{1max}} \right)^2, \quad (4.4)$$

$$t_{д1} = \left(\frac{10^5 \cdot 1 + 2 \cdot 6,7 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 6,7} \right)^2 = 557 \cdot 10^5 \text{ (год)}.$$

Визначимо допустимий час роботи блока живлення $t_{д2}$ в заданих умовах за формулою:

$$t_{д2} = \left(\frac{10^7 \cdot 1 + 2 \cdot 6,7 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 6,7} \right)^2 = 556 \cdot 10^9 \text{ (год)}.$$

Визначимо допустимий час роботи системи операційної плати $t_{д3}$ в заданих умовах за формулою:

$$t_{д3} = \left(\frac{10^8 \cdot 1 + 2 \cdot 6,7 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 6,7} \right)^2 = 556 \cdot 10^{10} \text{ (год)}.$$

Висновки: можлива доза опромінення елементної бази $D_m = 2170,8 \text{ Р}$, а $D_{гр} = 10^5 \text{ Р}$. Отже, система управління інвертором є не стійкою в умовах дії іонізуючого випромінювання. Допустимий час роботи системи в заданих умовах становить для блока управління $557 \cdot 10^5 \text{ год}$, для блока живлення $556 \cdot 10^9 \text{ год}$, і для операційної плати $556 \cdot 10^{10} \text{ год}$.

4.3.2 Оцінка стійкості роботи системи керування інвертором в умовах дії електромагнітного імпульсу

При оцінці впливу електромагнітного імпульсу (ЕМІ) на струмопровідні елементи необхідно врахувати, що ЕМІ має горизонтальну та вертикальну складові напруженостей електричного поля і тому повинні визначитися значення напруг на вертикальних та горизонтальних ділянках ліній. Так як для живлення силового обладнання використовується мережа живлення змінної напруги 380В, а кола управління – постійної 24В, то проведемо розрахунок стійкості роботи для обох мереж живлення. Напруга наводки в горизонтальній і вертикальній струмопровідній частині [15]:

$$U_{Г} = E_{в} \cdot L_{Г}, \quad (4.5)$$

де $E_{в} = 9,2$ – величина електромагнітного імпульсу (кВ/м);

$L_{Г}$ – довжина горизонтальної струмопровідної частини системи (м),

$$U_{Г} = 9,2 \cdot 4 = 36,8 \text{ (кВ/м)}.$$

$$U_{в} = E_{в} \cdot L_{в}, \quad (4.6)$$

де $E_{в}$ – величина електромагнітного імпульсу (кВ/м);

$L_{в}$ – довжина горизонтальної струмопровідної частини системи (м).

$$U_{в} = 9,2 \cdot 3 = 27,6 \text{ (кВ/м)}.$$

Допустиме коливання напруги живлення:

$$U_{\text{доп}} = U_{\text{ж}} + \frac{U_{\text{ж}}}{100} \cdot N, \quad (4.7)$$

де N - відсоток допуску.

Для силового кола ($U_{\text{ж}} = 380\text{В}$)

$$U_{\text{доп}} = 380 + \frac{380}{100} \cdot (\pm 5) = \frac{399}{361}.$$

Для кола управління ($U_{ж} = 24\text{В}$)

$$U_{\text{доп}} = 24 + \frac{24}{100} \cdot (\pm 5) = \frac{25,2}{22,8}$$

Визначаємо коефіцієнти безпеки для силового кола ($U_{ж} = 380\text{В}$):

вертикальної

$$K_{\text{БВ}} = 20 \cdot \lg\left(\frac{361}{25500}\right) = -36,98 \text{ (дБ)},$$

горизонтальної

$$K_{\text{БГ}} = 20 \cdot \lg\left(\frac{361}{34000}\right) = -39,48 \text{ (дБ)}.$$

Визначаємо коефіцієнти безпеки для кола управління ($U_{ж} = 24\text{В}$):

вертикальної

$$K_{\text{БВ}} = 20 \cdot \lg\left(\frac{22,8}{25500}\right) = -60,97 \text{ (дБ)},$$

горизонтальної

$$K_{\text{БГ}} = 20 \cdot \lg\left(\frac{22,8}{34000}\right) = -63,47 \text{ (дБ)}.$$

Так як для обох мереж живлення $K_{\text{БВ}} < 40$ дБ, $K_{\text{БГ}} < 40$ дБ, то периферійне обладнання не буде працювати стійко. Зведемо отримані результати в таблицю 4.7.

Таблиця 4.7 – Результати обчислення стійкості роботи периферійного обладнання в умовах дії ЕМІ

Напруга живлення	$L_{\text{В}}, \text{ м}$	$L_{\text{Г}}, \text{ м}$	$K_{\text{БВ}}$	$K_{\text{БГ}}$	Стійкість
Силове коло 380 В	3	4	-36,98	-39,48	нестійка
Коло управління 24 В	3	4	-60,97	-63,47	нестійка

Для підвищення стійкості роботи об'єкта слід застосувати екранування.

4.4 Розробка заходів по підвищенню стійкості роботи системи керування інвертором в умовах надзвичайних ситуацій

Робота системи керування інвертором під дією іонізуючих випромінювань досить стійка, але для підвищення стійкості роботи електроприводу можна застосувати вибіркоче екранування систем управління і електроніки автоматизованого електроприводу до $K_{осл}=7$.

Для захисту від ЕМІ розрахуємо необхідний екран. Щоб визначити якої товщини необхідно застосувати екран, знайдемо перехідне затухання екрану:

$$A = K_{Бном} + K_{Бmin}, \quad (4.8)$$

де $K_{Бном}$ – номінальний коефіцієнт безпеки ($K_{Бном} = 40\text{дБ}$);

$K_{Бmin}$ – мінімальний коефіцієнт безпеки отриманий під час розрахунків.

Для силового кола ($U_{ж} = 380\text{В}$)

$$A_{380\text{В}} = 40 + 36,98 = 76,98.$$

Для кола управління ($U_{ж} = 24\text{В}$)

$$A_{24\text{В}} = 40 + 60,97 = 100,97.$$

Товщину захисного екрану знайдемо за формулою

$$t = \frac{A}{5,2\sqrt{f}} \quad (4.9)$$

де A – перехідне затухання екрану;

f – найбільш характерна частота (15 кГц).

Отже, для обладнання силового кола товщина екрану:

$$t_{380B} = \frac{76,98}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,12 \text{ (см)}$$

Для обладнання кола управління товщина екрану:

$$t_{24B} = \frac{100,97}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,16 \text{ (см)}$$

Після проведених розрахунків визначено, що робота системи керування інвертором стійка при заданому рівні радіації 6,7 Р/год. До дії ЕМІ система автоматизованого електроприводу виявилась нестійкою. Застосування екранування РЕА суттєво підвищує її стійкість в умовах дії електромагнітного випромінювання.

В результаті застосування екранів система буде працювати стійко аж до значення напруженості вертикальної складової 9,2 кВ/м. Ще одним варіантом підвищення стійкості апаратури до дії випромінювання є зменшення струмопровідних провідників (їх довжини) шляхом вдосконалення схемоустаткування РЕА. Крім цього необхідно екранувати кабелі живлення, а також застосувати прилади, які б вимикали радіотехнічні схеми на період впливу ЕМІ.

Отже, при екрануванні системи екраном товщиною не менше ніж 1,2 мм зі сталі, система керування буде стійкою в умовах дії електромагнітного імпульсу.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Розрахунок капітальних вкладень

Замовник для модернізації системи керування електропривода залучає власні кошти для реалізації технічного рішення зі створення системи керування інвертора. Він несе витрати на розробку, впровадження та експлуатацію розробки.

Всі витрати, пов'язані з реалізацією проекту називають капітальними вкладеннями. До капітальних вкладень відносять витрати на розробку проекту, придбання обладнання, доставку на підприємство, монтаж і налагодження. Затрати на монтаж та придбання системи електропривода зведено в таблицю 5.1.

Таблиця 5.1 – Кошторис базового набору елементів системи

Елемент	Ціна, грн
Електродвигун 4A132S6	4150
Перетворювач частоти	7200
Сенсори	1400
Провідники та кабелі	300
Інші компоненти	500
Всього	13450
Затрати на монтаж і транспорт	$13450 \cdot 0,13 = 1748$
Всього	15198

5.2 Розрахунок експлуатаційних витрат

Експлуатаційні витрати включають витрати на забезпечення нормального функціонування певного технічного рішення в період його експлуатації в розрахунку на рік.

Вартість споживаної активної потужності за рік:

$$C_{A.E} = \frac{P_{н.Е}}{\eta} \cdot \Phi \cdot k_b \cdot c, \quad (5.1)$$

де $P_{н.Е}$ – потужність (кВт);

η – коефіцієнт корисної дії системи;

Φ – річний час роботи системи керування;

c – тариф на електроенергію (2,8 грн/кВт·год);

k_b – коефіцієнт використання ($k_b = 0,5$).

$$C_{А.Е} = \frac{5,5}{0,9} \cdot 1000 \cdot 0,5 \cdot 2,8 = 8555 \text{ (грн)}.$$

Вартість реактивної енергії:

$$C_{P.Е} = C_{А.Е} \cdot D \cdot \text{tg}\varphi \cdot (1 + 1,3 \cdot (\text{tg}\varphi - 0,25)^2), \quad (5.2)$$

де D – економічний еквівалент реактивної потужності ($D=0,1$);

$\text{tg}\varphi$ – коефіцієнт реактивної потужності ($\text{tg}\varphi=0,75$).

$$C_{P.Е} = 8555 \cdot 0,1 \cdot 0,75 \cdot (1 + 1,3 \cdot (0,75 - 0,25)^2) = 850 \text{ (грн)}.$$

Загальну вартість споживаної електроенергії можна оцінити за формулою:

$$C_{Е.Е} = C_{А.Е} + C_{P.Е}. \quad (5.3)$$

$$C_{Е.Е} = 8555 + 850 = 9405 \text{ (грн)}.$$

Тарифна ставка першого розряду ТС1 = 25 грн/год. Розрахуємо тарифну ставку електромеханіка 5-го розряду (таблиця 5.2).

Таблиця 5.2 – Тарифна сітка погодинників

Тарифні розряди	I	II	III	IV	V	VI
Тарифні коефіцієнти	1	1,5	1,8	2,03	2,33	2,7

Відповідно із таблицею тарифний коефіцієнт для 5 розряду складає 2,33.
Розраховуємо тарифну ставку:

$$TC_5 = 2,33 \cdot 25 = 58,25 \text{ (грн/год)}. \quad (5.4)$$

Заробітну плату персоналу за рік визначаємо за формулою:

$$З_{\text{обс}} = N \cdot I_A \cdot F_q \cdot 1,2, \quad (5.5)$$

де N – кількість обслуговуючого персоналу, чол.;

I_A – тарифна ставка за годину роботи персоналу, грн.;

F_q – фонд часу робочого обслуговуючого персоналу;

1,2 – коефіцієнт, що враховує доплати, додаткову заробітну плату і відрахування на соціальне страхування.

Таким чином згідно норм по обслуговуванню електрообладнання необхідні один електромонтер V розряду

Годинна тарифна ставка станом на 2019 рік:

для електромонтерів V розряду – 58,25грн/год;

Фонд часу робочого обслуговування персоналу на рік, год:

$$F_q = k \cdot T_p, \quad (5.6)$$

де k – тривалість обслуговування системи автоматизації за зміну;

T_p – кількість робочих днів на рік.

Приймаємо тривалість обслуговування 0,5 год/зміну, кількість робочих днів 250 днів, то фонд часу робочого обслуговування на рік буде:

$$F_q = 0,5 \cdot 250 = 125 \text{ (год)}.$$

Тоді заробітна плата персоналу, який займається налагоджуванням складе:

$$З_{\text{обс}} = 1 \cdot 58,25 \cdot 125 \cdot 1,2 = 8737 \text{ (грн)}.$$

Поточний ремонт системи електропривода здійснюється на місці встановлення з його відключенням від мережі силами ремонтного персоналу.

Витрати на проведення ремонтних робіт складаються з витрат на комплектуючі, з витрат на запасні частини та інші елементи, які підлягають заміні, а також з витрат на оплату праці персоналу, який проводить ремонтні роботи. Для визначення витрат на оплату праці ремонтників необхідно розрахувати трудомісткість ремонтних робіт. Трудомісткість ремонтних робіт визначається згідно графіка планово-попереджувальних ремонтів, у якому показано тривалість міжремонтних періодів та трудомісткість кожного виду ремонту.

Графік планово-попереджувальних ремонтів наведено в таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 – Графік ремонтів

Найменування обладнання	Види ремонтів по місяцях												Трудомісткість, люд-год
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
Система керування			2						2				4
Комутаційна апаратура						2			2				4
Електромеханічна система			2			2			2		2		8
Загальна трудомісткість													16

Ремонтні роботи проводить електромеханік п'ятого розряду. З врахуванням того, що відома трудомісткість робіт, з (15.3), матимемо:

$$E_{30} = I_A \cdot \Phi_{\text{еф}}, \quad (5.7)$$

$$E_{30} = 58,25 \cdot 16 = 932 \text{ (грн)},$$

Витрати на матеріали, комплектуючі та запасні частини для поточного ремонту приймають рівними 15% від затрат на основну заробітну плату. Отже, витрати на матеріали для ремонтів становлять:

$$8737 \cdot 0,15 = 1311 \text{ (грн)},$$

Всього витрати на поточний ремонт обладнання становлять:

$$E_{\text{пр}} = 932 + 1311 = 2243 \text{ (грн)}.$$

Дрібні та невраховані витрати – це витрати, на послуги найманого транспорту, оплату опалення, освітлення, вентиляції приміщень; витрати на утримання ділянок, на придбання інвентарю; затрати по техніці безпеки і охороні праці; затрати на відрядження.

Дрібні та невраховані витрати в середньому становлять 6% загальної суми експлуатаційних витрат (без врахування амортизаційних відрахувань):

$$C_{\text{м.е}} = 0,06 \cdot (C_{\text{е.е}} + Z_{\text{обс}} + E_{\text{пр}}). \quad (5.8)$$

$$C_{\text{м.е}} = 0,06 \cdot (9405 + 8737 + 2243) = 1223 \text{ (грн)}.$$

Амортизаційні відрахування – відрахування, які йдуть на повне або часткове повернення затрат, пов'язаних із зносом обладнання.

Середні амортизаційні відрахування визначаються за формулою:

$$A_{\text{е}} = \frac{k \cdot H_{\text{в}}}{100}, \quad (5.9)$$

де k – капіталовкладення, грн;

$H_{\text{в}}$ – норма амортизаційних відрахувань.

$$A_{\text{е}} = \frac{15198 \cdot 10}{100} = 1520 \text{ (грн)}.$$

Тоді сумарні річні експлуатаційні витрати визначаємо за формулою:

$$E_{\text{е}} = Z_{\text{обс}} + C_{\text{е}} + C_{\text{м.н}} + E_{\text{пр}} + A, \quad (5.10)$$

$$E_E = 8737 + 9405 + 1223 + 2243 + 1520 = 23128 \text{ (грн)}$$

У результаті проведених розрахунків можна зробити висновок, що впровадження нової системи автоматизованого електропривода є економічно вигідним та не потребує значних затрат.

ВИСНОВКИ

1. Автономний інвертор напруги має низку нелінійних властивостей, вплив яких є особливо помітним при роботі на низьких частотах приводу. До таких нелінійних властивостей відносяться: наявність «мертвого часу», вплив паразитних ємностей, час затримки включення та виключення ключів, падіння напруги на відкритих ключах. Нелінійні властивості призводять до відхилення величини вихідної напруги від її заданого значення, спотворення форми вихідного струму, що суттєво ускладнює реалізацію бездатчикового векторного керування.

2. Існуючі способи компенсації нелінійних властивостей інвертора передбачають введення компенсуючої складової в залежності від знаку вихідного струму інвертора. До недоліків існуючих способів слід віднести складність своєчасного виявлення моменту переходу струму через нуль, що пояснюється наявністю електромагнітних перешкод, дрейфу нуля в аналоговій частині вимірювальної схеми, а також те, що величина коригуючої напруги не змінюється протягом роботи інвертора і повинна бути визначена завчасно.

3. Адаптивна система з задаючою моделлю передбачає одночасну оцінку змінних стану у двох моделях різної структури з подальшим використанням різниці вихідних сигналів моделей для виконання процедур адаптації. Для асинхронного двигуна можливе використання складових векторів потокозчеплення, протиЕРС, миттєвої реактивної потужності та статорного струму в якості вихідних сигналів моделей. Серед усіх варіантів адаптивних систем з задаючою моделлю варіант з адаптивним спостерігачем струму має найбільшу стійкість при роботі в зоні низьких швидкостей та рекуперативному гальмуванні.

4. Використання ковзного режиму у спостерігачах стану для системи векторного керування дозволяє реалізувати оцінювання складових вектору потокозчеплення ротора без використання параметрів роторного кола. Це дозволило розробити структуру адаптивної системи з задаючою моделлю, у якій спостерігач струму є спостерігачем з ковзним режимом другого порядку, а

в подальшому складові струму використовуються для оцінки вектору потокозчеплення ротора. Кутова швидкість визначається у адаптивній моделі при паралельному оновленні значення активного опору статорного ланцюга, що дозволяє суттєво покращити показники якості керування електроприводу при роботі в зоні низьких кутових швидкостей.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Електроприводи. Терміни та визначення: ДСТУ 2313-93. – [Чинний від 01.01.1995]. – К. : Держстандарт України, 1994. – 14 с.
2. Энергосбережение. Системы электропривода. Метод анализа и выбора: ДСТУ 3886-99. – [Чинний від 01.07.2000]. – К. : Госстандарт Украины, 2000. – 59 с.
3. Теорія електропривода : підручник / М. Г. Попович, М. Г. Борисюк, В. А. Гаврилюк та ін.; за ред. М. Г. Поповича. – К. : Вища школа, 1993. – 494 с.
4. Москаленко В. В. Электрический привод / В. В. Москаленко – М.: Издательский центр «Академия», 2007. – 368 с.
5. Ковчин С. А. Теория электропривода / С. А. Ковчин, Ю. А. Сабинин. – СПб. : Энергоатомиздат, 1994. – 496 с.
6. Козярук А. Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А. Е. Козярук, В. В. Рудаков; под общ. ред. А. Г. Народицкого. - СПб. : Санкт-Петербургская электротехническая компания. – 2004. – 127 с.
7. Лихачев В. Л. Электродвигатели асинхронне. / В. Л. Лихачев. – М. : СЛОН-Р, 2002. – 304 с.
8. Колб Ант. А. Теорія електроприводу: навчальний посібник. – 2-е вид. перероб. і доп. / Ант. А. Колб, А. А. Колб – Д. : Національний гірничий університет, 2010. – 540 с.
9. Шабанов В. А. Основы регулируемого электропривода основных механизмов бурения, добычи и транспорта нефти / В. А. Шабанов. – Уфа : Изд-во УГНТУ, 2009. – 156 с.
10. Радимов С. Н. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод / С. Н. Радимов. – Одесса : Изд-во ОНПУ, 2007. – 38 с.
11. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи / М. Г. Попович, О. Ю. Лозинський, В. Б. Клепиков та ін.; За ред. М. Г. Поповича, О. Ю. Лозинського. – К. : Либідь, 2005. — 680 с.

12. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г. Г. Соколовский. – М. : Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с.
13. Фираго Б. И. Теория электропривода / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. – Мн. : ЗАО «Техноперспектива», 2004. – 527 с.
14. Скалярное управление электродвигателем [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://engineering-solutions.ru/motorcontrol/scalar/>
15. Векторное управление электродвигателем [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://engineering-solutions.ru/motorcontrol/vector/>
16. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: Учебник / Г. Г. Соколовский. – М. : Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с.
17. C. Iias, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, F. Profumo Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives. IECON 94, 1994.
18. M. Elloumi, L. Ben-Brahim, M. A. Al-Hamadi Survey of speed sensorless controls for IM drives Proc. of 24th Annual Conference of the IEEE Ind. Electr., 1998.
19. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным электродвигателем. Ч. 1. Проблема векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы / С. М. Пересада // Технічна електродинаміка. – 1999. – №3. – С. 27-32.
20. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным электродвигателем. Ч. II. Синтез алгоритма отработки модуля потока и угловой скорости / С. М. Пересада // Технічна електродинаміка. 1999. – №4. – С. 26-32.
21. C. Schauder Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers // IEEE Transactions Industry Applications, 1992 №5, pp. 1054-1061.

22. Осадчук Ю.Г. Исследование энергетических характеристик частотно-регулируемых электроприводов / Ю.Г. Осадчук, И.А. Козакевич, А.Н. Зиненко // Вісник Криворізького технічного університету. – 2008. – Вип. 20. – С. I 126-130.

23. M.N. Marwali, A. Keyhani A comparative study of rotor flux based ψ АЗ and back EMF based MRAS speed estimators for speed sensorless vector control of induction machines // Proc. of the IEEE-IAS Annual Meeting, 1997, pp. 160-166.

24. Козакевич І. А. Улучшение динамических показателей приводов со скалярным управлением / І.А. Козакевич, Д.О. Швидкий// Електромеханічні та енергетичні системи, метода моделювання та оптимізації. Збірник наукових праць XIII Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів у місті Кременчук 8-9 квітня 2015 р. – 2015. – Кременчук, КрНУ. – С. 134-135.

25. F.Z.Peng, T. Fukao Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors // IEEE Transactions on Industrial Applications, №5,1994, pp. 1234-1240.

26. M. Rashed, A.F. Stronach A stable back-EMF MRAS-based sensorless low speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation. IEEE Proc. Electr. Power Appl. №6, 2004. pp. 685 - 693.

27. Ципленков Д.В. Параметричний пристрій спостереження в електроприводі змінного струму / Д.В. Ципленков // Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Електроенергетичні та електромеханічні системи. – 2000. – №403. – С. 180-185.

28. С.-W. Park, W.-H. Kwon Simple and robust speed sensorless vector control of induction motor using stator current based MRAS. Electric Power Systems Research, Elsevier, 71 (2004), pp. 257-266.

29. Осадчук Ю.Г. Экспериментальное определение кривой намагничивания асинхронного двигателя средствами частотного привода / Ю. Г. Осадчук, И. А. Козакевич // Вісник Кременчуцького національного

університету ім. М. Остроградського. – 2009. – Вил. 4(57). – С. 95-97.

30. G.G. Soto, E. Mendes, A.Razek Reduced-order observers for rotor flux, rotor resistance and speed estimation for vector controlled induction motor drives using the extended Kalman filter technique. IEE Proc.-Electr. Power Applic., №3,1999, pp. 282-288.

31. J.K. Al-Tayie, P.P. Acamley Estimation of speed, stator temperature and rotor temperature in cage induction motor drive using the extended Kalman filter algorithm. IEE Proc. Electr. Power Applic., №5, 1997, pp. 301-309.

32. Пересада С.М. Теоретические и практические аспекты использования обобщенного алгоритма косвенного векторного управления АД / С.М. Пересада // Технічна електродинаміка. – 1999. – №6. – С. 27-32.

33. M.E. Elbuluk, M.D. Kankam Speed sensorless induction motor drives for electrical actuators: schemes, trends and tradeoffs. National Aerospace and Electr. Conf., IEEE, Dayton, Ohio., July 14-18,1997, pp. 1-8.

34. Сінолиций А.П. Порівняльний аналіз класичного векторного та J-M керування / А.П. Сінолиций, І.А. Козакевич // Вісник Криворізького національного університету. – 2012. – Вип. 30. – С. 128-131.

35. J. Maes, J.A. Melkebeek Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. IEEE Transactions of industrial applications, №3,2000, pp. 778-785.

36. M. Hinkkanen Analysis and design of full-order flux observers for sensorless induction motors. IEEE Transactions of industrial electronics, №5, 2004, стр. 1033-1040.

37. Клингер К. Трехфазный асинхронный электропривод с высокими Динамическими свойствами / К. Клингер // Технічна електродинаміка. – 2000. – с. 55-58.

38. H. Kubota, I. Sato, Y. Tamura, K. Matsuse, H. Ohta, Y. Hori ^egenerating-mode low-speed operation of sensorless induction motor drive with adaptive observer. IEEE Trans. Ind. Applic., №4,2002, pp. 1081-1086.

39. Синчук О.Н. Модернизация инвертора, ведомого нагрузкой, для синхронных электроприводов большой мощности / О.Н. Синчук, Л. Д. Козакевич, В.П. Музыка // Роль науки в развитии общества: сборник статей Международной научно-практической конференции (28 февраля 2015 г., г. Уфа). – 2015. – Уфа: РИО МЦИИ ОМЕГА САЙНС. – С. 25-27.

40. C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg Comparative study of adaptive and inherently sensorless observers for variable-speed induction-motor drives. IEEE Transactions of industrial electronics, №1,2006, pp. 57-65.

41. Сметана І.В. Застосування штучних нейронних мереж для підвищення точності ідентифікації потокозчеплення в системах електроприводу з векторним керуванням / І.В. Сметана, А.О. Лозинський // Електромашинобуд. та електрообладн. – 2005. – Вип. 63. – С. 7-17.

42. S. Suwankawin, S. Sangwongwanich Design strategy of an adaptive full-order observer for speed-sensorless induction-motor drives - tracking performance and stabilization. IEEE Transactions of industrial electronics, №1,2006, стр. 96-119.

43. J. Campbell, M. Sumner Practical sensorless induction motor drives employing an artificial neural network for online parameter adaptation. IEE Proc. Electr. Power Applic., №4,2000, pp. 255-260.

44. J. C. Lopez, L. Romeral, A. Arias, E. Aldabas Novel fuzzy adaptive sensorless induction motor drive. IEEE transactions on industrial electronics, №4, 2006, стр. 1170-1178.

45. Балюта С.М. Частотно-регульовані електромеханічні системи з інтелектуальним керуванням в системах автоматизації технологічних процесів: Моногр. / С.М. Валюта. – К. : НУХТ, 2005. – 284 с.

46. J.R. Heredia, F.P. Hidalgo, J.L. Duran Paz Sensorless control of induction Motors by artificial neural networks. IEEE Transactions of industrial electronics, №5, 2°01, pp. 1038-1040.

47. Осадчук Ю.Г. Алгоритм компенсації ефекту «мертвого часу» в трьохрівневих інверторах напруги / Ю.Г. Осадчук, І.А. Козакевич, І.О. Сінчук //

Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Щоквартальний науково-виробничий журнал. – Кременчук: КрНУ, 2010 – С. 38-41.

48. S.-H. Kim, T.-S. Park, J.-Y. Yoo, G.-T. Park Speed-sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation. IEEE Transactions on industrial electronics, №3,2001, pp. 609-614.

49. J. Li, L. Xu, Z. Zhang An adaptive sliding-mode observer for induction motor sensorless speed control // IEEE Transactions on industrial applications, №4, 2005, pp. 1039-1046.

50. Пересада С.М. Обобщенный алгоритм прямого векторного управления асинхронным двигателем / С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса // Технічна електродинаміка. – 2002. – №4. – С. 17-22.

51. Осадчук Ю.Г. Синтез алгоритму векторного керування двома асинхронними двигунами, що живляться від одного інвертора / Ю.Г. Осадчук, І.А. Козакевич // Вісник Криворізького технічного університету. – 2011. – Вип. 28. – С.150-154.

52. A. Derdiyok Speed-sensorless control of induction motor using a continuous control approach of sliding-mode and flux observer. IEEE Transactions on industrial electronics, №4,2005, pp. 1170-1176.

53. G. Edelbaher, K. Jezemik, E. Urlep Low-speed sensorless control of induction machine. IEEE Transactions on industrial electronics, №1, 2006, стр. 120-129

54. C. Lascu, G.-D. Andreescu Sliding-mode observer and improved integrator with DC-offset compensation for flux estimation in sensorless-controlled induction motors. IEEE Transactions on industrial electronics, №3, 2006, pp. 785- 794.

55. Сінолиций А.П. Підвищення якості компенсації «мертвого часу» автономного інвертора напруги для бездатчикового векторного керування на низькій швидкості / А.П. Сінолиций, Ю.Г. Осадчук, І.А. Козакевич // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика» науково-виробничого

журналу . – 2012. – Кременчук, КрНУ, Вип. 3/2012 (19). – С. 142-144.

56. Плахтина О.Г. Електромагнітні та електромеханічні процеси асинхронної машини з інвертором напруги в колі ротора при векторному керуванні / О.Г. Плахтина, А.С. Куцик, В.Д. Йовбак // Технічна електродинаміка. – 2004. – №5. – С. 30-36.

57. M.M. Khater, M.S. Zaky, H. Yasin, S.S. Shokralla, A. El-Sabbe A comparative study of sliding mode and model reference adaptive speed observers for induction motor drives. MEPCON, 2006, pp. 434-440.

58. S. Jin, Z. Wei, H. Zhenyi One novel scalar control scheme for induction machine // The 30th Annual Conference of the IEEE Electronics Society, 2004.

59. Сметана І.В. Дослідження чутливості систем векторного керування на основі математичних моделей / І.В. Сметана, А.О. Лозинський // Вісн. Нац. ун-ту «Львів. політехніка». – 2005. – № 544. – С. 126-137.

60. Козакевич І. А. Система прямого керування моментом асинхронного двигуна, що живиться від багаторівневого інвертора напруги / І.А. Козакевич, Я.С. Гембарський // Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації. – 2012. – КрНУ. – С. 124-125

61. M.S. Zaky, M. Khater, H. Yasin, S.S. Shokralla Wide-speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2009. – Vol. 56, iss. 5. – pp. 1699-1707.

62. C.S. Staines, G.M. Asher, M. Sumner Rotor-position estimation for induction machines at zero and low frequency utilizing zero-sequence currents // IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, iss.1, 2006, pp. 105-112.

a. Consoli, G. Scarcella, A. Testa Speed- and current-sensorless field-oriented induction motor drive operating at low stator frequencies // IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, iss. 1, 2004, pp. 186-193.

63. Осадчук Ю.Г. Исследование многоуровневого инвертора напряжения, построенного по модульному принципу, при работе на низких частотах / Ю.Г.

Осадчук, И.А. Козакевич, О. А. Удовенко // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. – Х.: НТУ «ХПІ». – 2013. – №36 (1009). – С. 322-325.

64. Приймак Б.І. Процеси керування асинхронним електроприводом при врахуванні втрат у залізі // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2006. – №3. – С. 47-52.

65. J. Holtz, J. Quan Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification // IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 38, iss. 4,2002, pp. 1087-1095.

66. Осадчук Ю.Г. Дослідження топологій багаторівневих інверторів з використанням «плаваючих» конденсаторів / Ю.Г. Осадчук, І.А, Козакевич, р.В. Сіянко // Качество минерального сырья. Сборник научных трудов. – Кривой Рог, 2014. – С. 420-428.

67. H. Tajima, G. Guidi, H. Umida Consideration about problems and solutions of speed estimation method and parameter tuning for speed-sensorless vector control of induction motor drives // IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. iss. 5,2002, pp. 1282-1289.

68. Приймак Б.І. Векторне керування асинхронним електроприводом з нейромережною оптимізацією енерговитрат // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2008. – Вип. 21. – С. 61-71.

69. J. Holtz, J. Quan Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors // IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, iss. 4,2003, pp. 1052-1060.

70. Козакевич И.А. Анализ работы автономного инвертора напряжения при низком выходном напряжении и способ улучшения его формы / И А. Козакевич // Наука XXI века: теория, практика, перспективы: сборник статей Международной научно-практической конференции (3 ноября 2014 г., г. Уфа). – Уфа: РИО МЦИИ ОМЕГА САЙНС, 2014. – С. 19-21.

71. J- Holtz Sensorless control of induction motor drives // Proceedings of the IEEE, Vol. 90, iss. 8, 2002, pp. 1359-1394.

72. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика) / Ю.Н. Калачев – М.: ЭфО, 2013. – 64 с.

73. Rajashekara K., Kawamura A., Matsuse K. Sensorless control of AC motors. New York: IEEE Press, 1996.

74. Козакевич І. А. Дослідження адаптивних систем з задаючою моделлю для бездатчикового векторного керування асинхронним двигуном при роботі на низькій швидкості / І.А. Козакевич, Д.О. Шкурко // Вісник Криворізького технічного університету. – 2011. – Вип. 29. – С. 204-208.

75. Holtz J. Sensorless control of induction machines - with or without signal injection? // IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 53, no. 1, pp. 7-30, 2006.

76. Finch J.W., Giaouris D. Controlled AC electrical drives // IEEE Transactions on industrial electronics. – vol 50, no. 2. – 2008. – pp. 481-491.

77. Литвиненко Д.Г. Математические модели асинхронного электропривода с векторным управлением для задач оптимизации полиномиальным методом с использованием диаграмм качества управления // Електротехніка і електромеханіка. – 2011/2, – С. 27-30.

78. Degner M.W. Flux, position and velocity estimation in AC machines using carrier signal injection // University of Wisconsin-Madison, 1998.

79. Козакевич І.А. Дослідження адаптивних систем для бездатчикового керування асинхронними двигунами при роботі на низьких частотах обертів / І. А. Козакевич // Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика. – Кременчук, 2014.

80. Kumar R., Das. S., Syam P., Chattopadhyay A.K. Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives // IET Electric power applications. – 2015. – Vol. 9, iss. 7. – pp. 496-511.

81. Пересада С.М. Прямое векторное управление моментом Синхронных

двигателей с максимизацией соотношения момент-ток [Электронный ресурс] / С. М. Пересада, С. С. Дымко //Электротехнічні та І комп'ютерні системи. – 2011. – № 3. – с. 28-31.

82. Long Q., Chenchen W., Xiaojie Y. Study of speed-sensorless weighted vector control of parallel connected induction motors drive // Electronics and application conference and exposition. – 2014. – pp. 553-559.

83. Козакевич И.А. Исследование адаптивного наблюдателя полного порядка для низких угловых скоростей двигателя / И.А. Козакевич // Перспективи розвитку сучасної науки. Матеріали міжнародної науково-практичної конференції (м. Львів, 5-6 грудня 2014 року). – Херсон: Видавничий дім «Гельветика», 2014. – С. 65-67.

84. Пересада С.М. Алгоритм одновременной идентификации активных сопротивлений статора и ротора асинхронного двигателя [Электронный ресурс] / С. М. Пересада, М. А. Коноплинский // Электротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. – №3. – С. 270-271.

85. Yamamoto S., Hirahara H., Tanaka A., Aга T., Matsuse K. Universal sensorless vector control of induction and permanent magnet synchronous motors considering equivalent iron loss resistance //2013 IEEE Industry applications society annual meeting. – 2013. – pp. 1-8.

86. Пересада С.М. Семейство алгоритмов обработки момента-потока асинхронного двигателя при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора [Электронный ресурс] / С.М.Пересада, С.Н. Ковбаса, А.Ю. Онанко //Электротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. – № 3. – С. 25-27.

Додаток А

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний технічний університет
Факультет електроенергетики та електромеханіки

ПОГОДЖЕНО

Заступник дек. ФЕЕЕМ з НМР

к.т.н., доцент

_____ О. Б. Бурикін

“ ___ ” _____ 20__ р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри ЕМСАПТ

д.т.н., проф.

_____ В. М. Кутін

“ ___ ” _____ 20__ р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на бакалаврську дипломну роботу

**Вдосконалення системи векторного керування асинхронним
двигуном при роботі на низьких кутових швидкостях**

08-16.МКР.010.00.000 ТЗ

Керівник дипломної роботи

доц. Богачук В.В.

“ ___ ” _____ 20__ р.

Виконавець: ст. гр. ЕПА-18м

Ідальго Кішпе Педро Давід

“ ___ ” _____ 20__ р.

Вінниця ВНТУ 2019

1 Загальні відомості

Повне найменування розробки – «Вдосконалення системи векторного керування асинхронним двигуном при роботі на низьких кутових швидкостях».

Скорочене найменування розробки – «Векторне керування асинхронним двигуном при роботі на низьких кутових швидкостях».

Замовник – кафедра електромеханічних систем автоматизації в промисловості і на транспорті.

2 Підстави для розробки

Індивідуальне завдання та наказ ректора Вінницького національного технічного університету про затвердження тем магістерських кваліфікаційних робіт.

3 Призначення розробки і галузь використання

Система векторного керування асинхронним двигуном при роботі на низьких кутових швидкостях призначена для здійснення електроприводу загальнопромислових механізмів.

4 Вимоги до розробки

Система векторного керування асинхронним двигуном повинна забезпечувати надійну роботу в тривалому режимі роботи. Експлуатація здійснюється в умовах запиленості приміщень, підвищеної вологості повітря та при високих температурах.

5 Комплектація розробки

Виріб складається з електродвигуна, системи керування та робочого органу навантажувальної тестової машини. Вихідний вал двигуна з'єднаний з робочим органом через з'єднувальну муфту.

6 Технічні характеристики

Тривалість ввімкнення ТВ, %	100
Кількість двигунів, шт.	1

7 Елементна база

Двигун, апаратура керування і захисту, провідники, кабелі і т.п. виробництва України, країн близького зарубіжжя та Європи.

8 Конструктивне виконання

Система векторного керування асинхронним двигуном виготовляється окремими блоками, котрі реалізуються у відповідності до вимог електробезпеки у пило-вологозахищеному виконанні.

9 Показники технологічності

Система векторного керування асинхронним двигуном, двигун, апарати керування і захисту, провідники, кабелі тощо. Виконується на сучасній елементній базі, його монтаж, заземлення, струмопровід повинні відповідати правилам улаштування електроустановок.

10 Стадії і етапи розробки

Стадії і етапи розробки	Термін виконання
Основна частина пояснювальної записки	
Графічна частина	

11 Технічне обслуговування і ремонт

Технічне обслуговування здійснюється слюсарями-електромонтажниками відповідної кваліфікації. Технічний огляд пристрою здійснюється мінімум один раз на місяць. Ремонт здійснюється інженерами-електромеханіками фахівцями з електромеханічних систем автоматизації та електропривода.

12 Живлення електропривода

Живлення електропривода повинно бути виконане напругою 380 В від силової мережі підприємства.

Додаток Б
Ілюстративні матеріали

Вдосконалення системи векторного керування асинхронним двигуном при роботі на низьких кутових швидкостях

Керівник: к.т.н., доц.

Богачук В.В.

Виконав: ст. гр. ЕПА-18м

Ідальго Кішпе Педро Давід

Мета роботи, об'єкт та предмет дослідження, задачі дослідження

Мета роботи полягає в покращенні основних характеристик якості керування асинхронних електродвигунів шляхом застосування векторного керування з безсенсорним визначенням кутової швидкості та потокозчеплення.

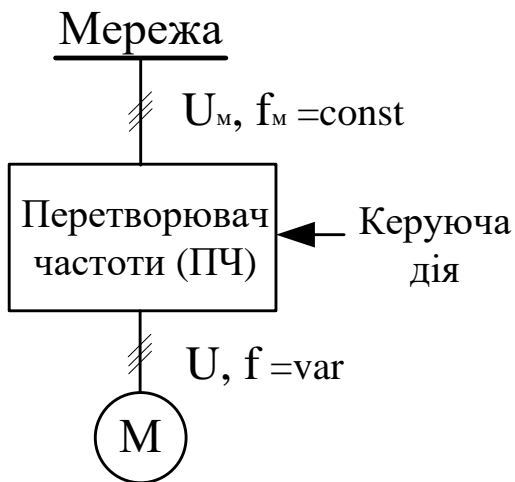
Об'єктом дослідження є динамічні процеси у асинхронному електроприводі з векторним керуванням при роботі на низькій кутовій швидкості та процеси у автономному інверторі з широтно-імпульсною модуляцією, що живить його.

Предметом дослідження є способи непрямого бездатчикового визначення частоти обертання ротора та потокозчеплення асинхронного двигуна.

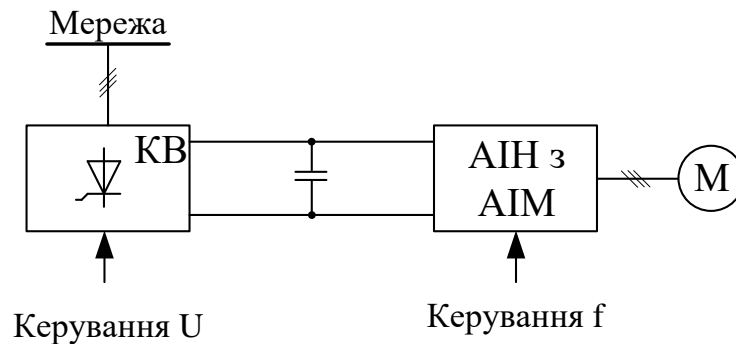
Задачі дослідження:

- аналіз стану проблеми і постановка завдання дослідження;
- дослідження впливу нелінійних властивостей інвертора напруги при роботі двигуна на низьких кутових швидкостях;
- бездатчикове оцінювання кутової швидкості та потокозчеплення на низькій кутовій швидкості.

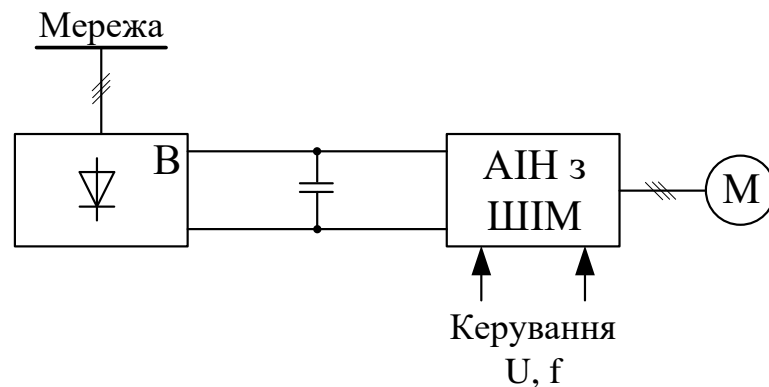
Принципи побудови перетворювачів частоти



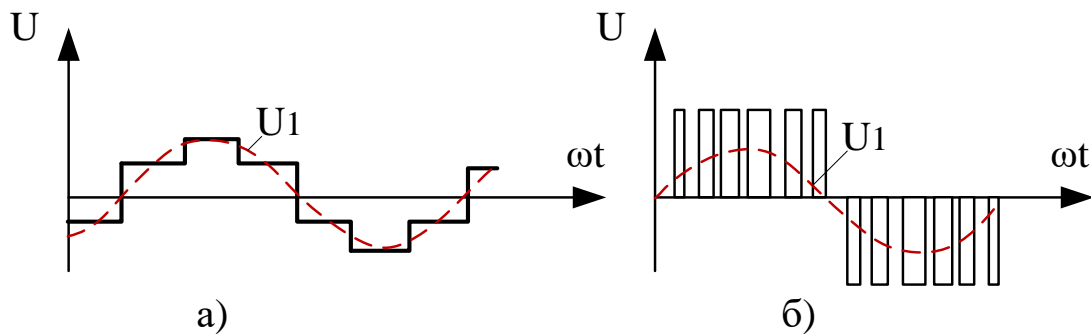
Узагальнена структура частотно-регульованого ЕП



Типова структура ПЧ з АІН при АІМ



Типова структурна схема ПЧ з АІН при ШІМ

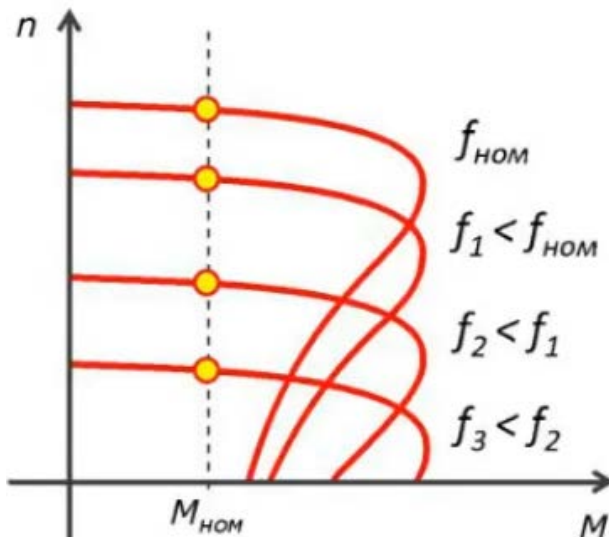


Діаграми вихідних напруг АІН при АІМ (а) та ШІМ (б)

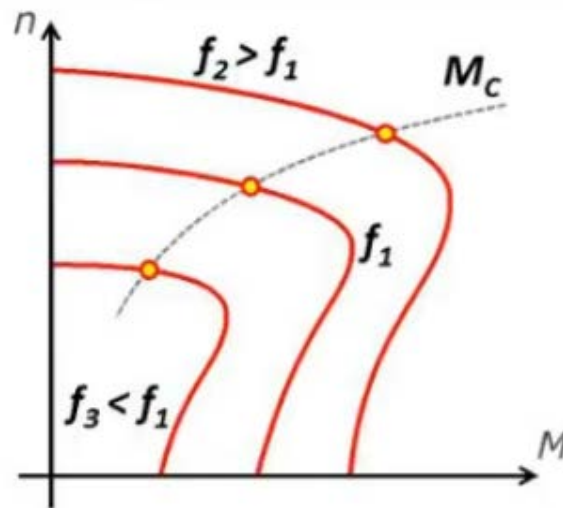
Скалярне керуванням швидкістю асинхронного двигуна

Скалярним керуванням швидкістю асинхронного двигуна називають таке керування, при якому зміна швидкості досягається шляхом впливу на частоту напруги статора при одночасній зміні діючого значення цієї напруги

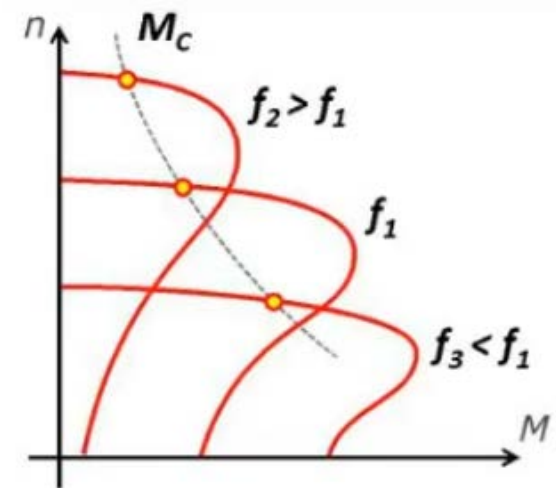
$$\frac{U_1}{U_{1\text{НОМ}}} = \frac{f_1}{f_{1\text{НОМ}}} \cdot \sqrt{\frac{M_c}{M_{c\text{НОМ}}}}$$



Механічні характеристики АД при закон керування $U_1/f_1 = \text{const}$



Механічні характеристики АД при закон керування $U_1/f_1^2 = \text{const}$

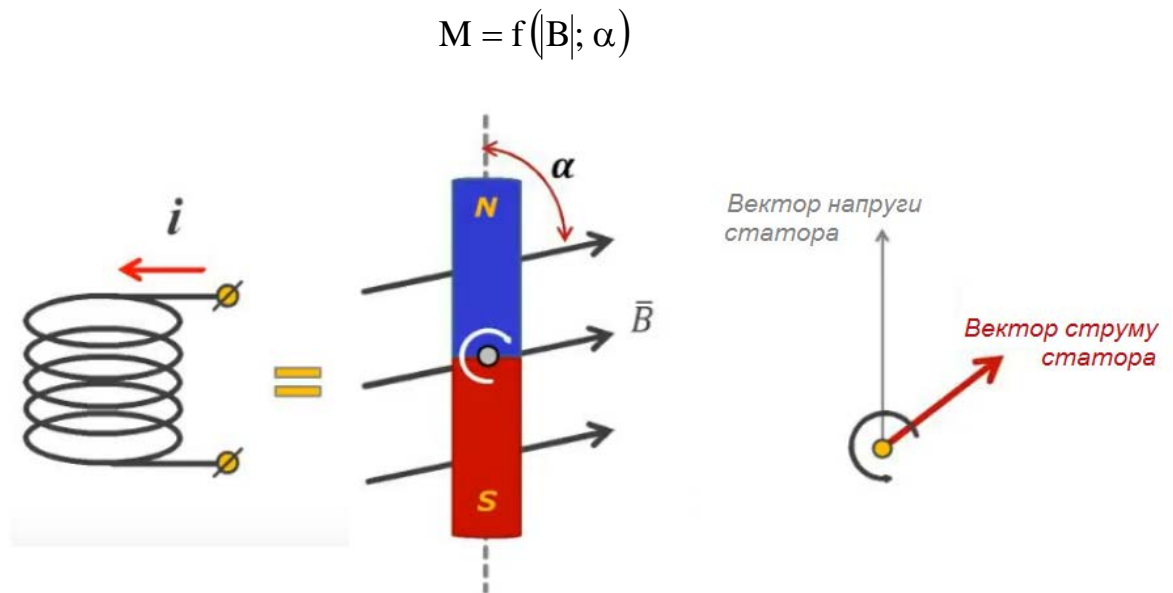


Механічні характеристики АД при закон керування $U_1/\sqrt{f_1} = \text{const}$

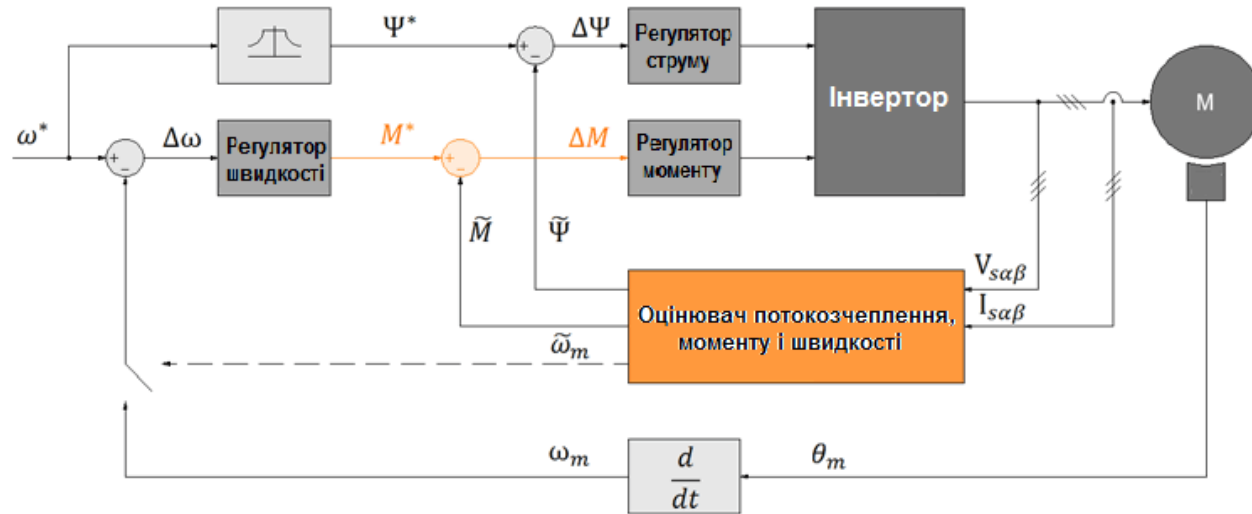
Векторне керування швидкістю асинхронного двигуна

Головна ідея **векторного** керування полягає в тому, щоб контролювати не тільки величину і частоту напруги живлення, але і фазу (керувати моментом двигуна шляхом зміни вектора струму статора)

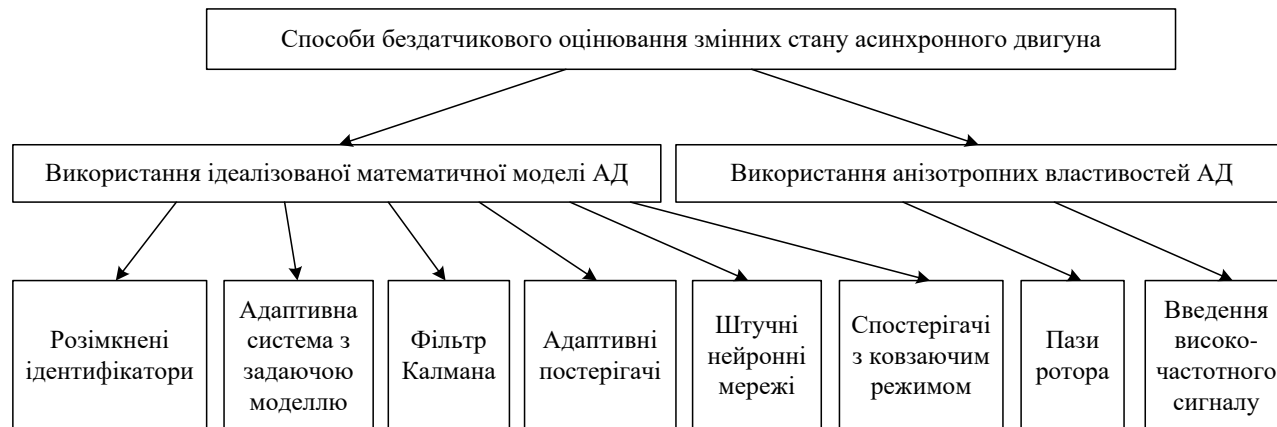
$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\psi_{ds}}{dt} = U_{ds} - R_s i_{ds} + \omega \psi_{qs}, \\ \frac{d\psi_{qs}}{dt} = U_{qs} - R_s i_{qs} + \omega \psi_{ds}, \\ \frac{d\psi_{dr}}{dt} = U_{dr} - R_r i_{dr} + (\omega - \omega_r) \psi_{qr}, \\ \frac{d\psi_{qr}}{dt} = U_{qr} - R_r i_{qr} - (\omega - \omega_r) \psi_{dr}, \\ \psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}, \\ \psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}, \\ \psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}, \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}, \\ M_e = \frac{3}{2} p (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}), \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M_e - M_{cr}). \end{array} \right.$$



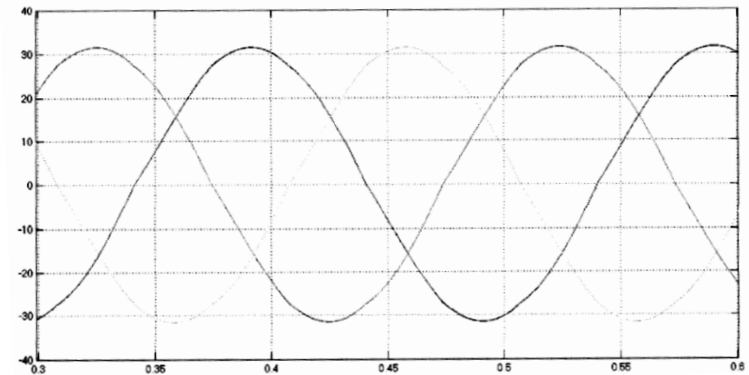
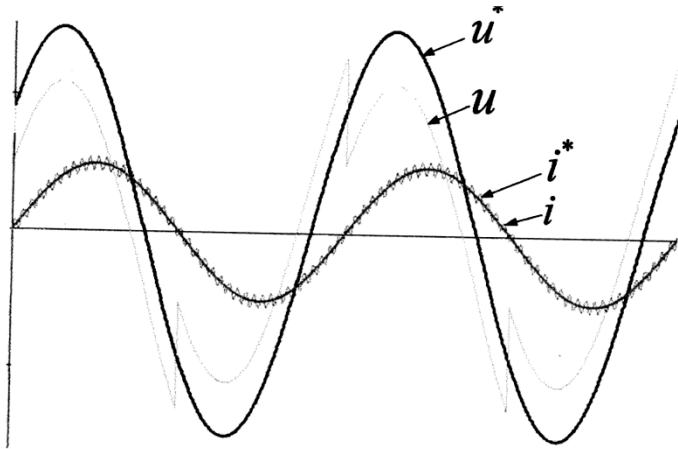
Бездатчикове векторне керуванням швидкістю асинхронного двигуна



Загальна функціональна схема векторного керування

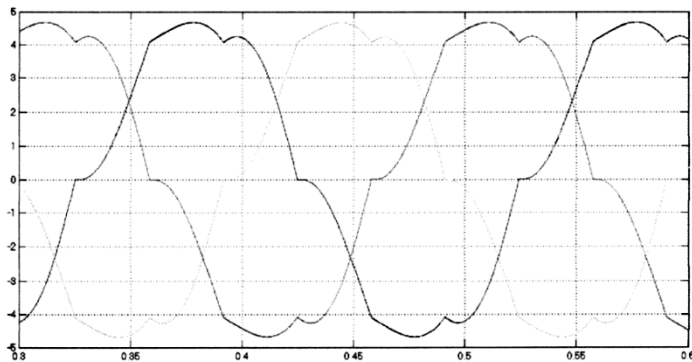


Вплив нелінійних властивостей автономного інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією

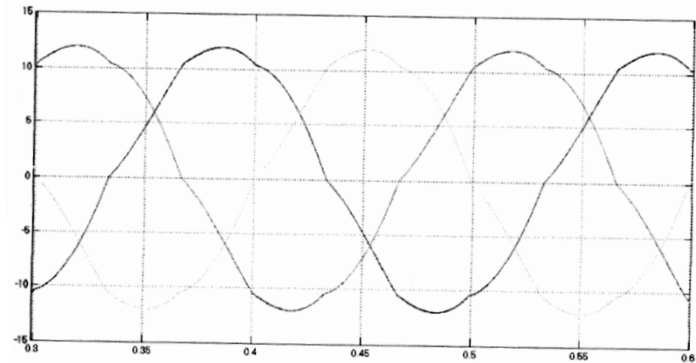


Графік вихідного струму інвертора напруги при коефіцієнті модуляції 0,2

Вплив «мертвого часу» на вихідну напругу інвертора



Графік вихідного струму інвертора напруги при коефіцієнті модуляції 0,067



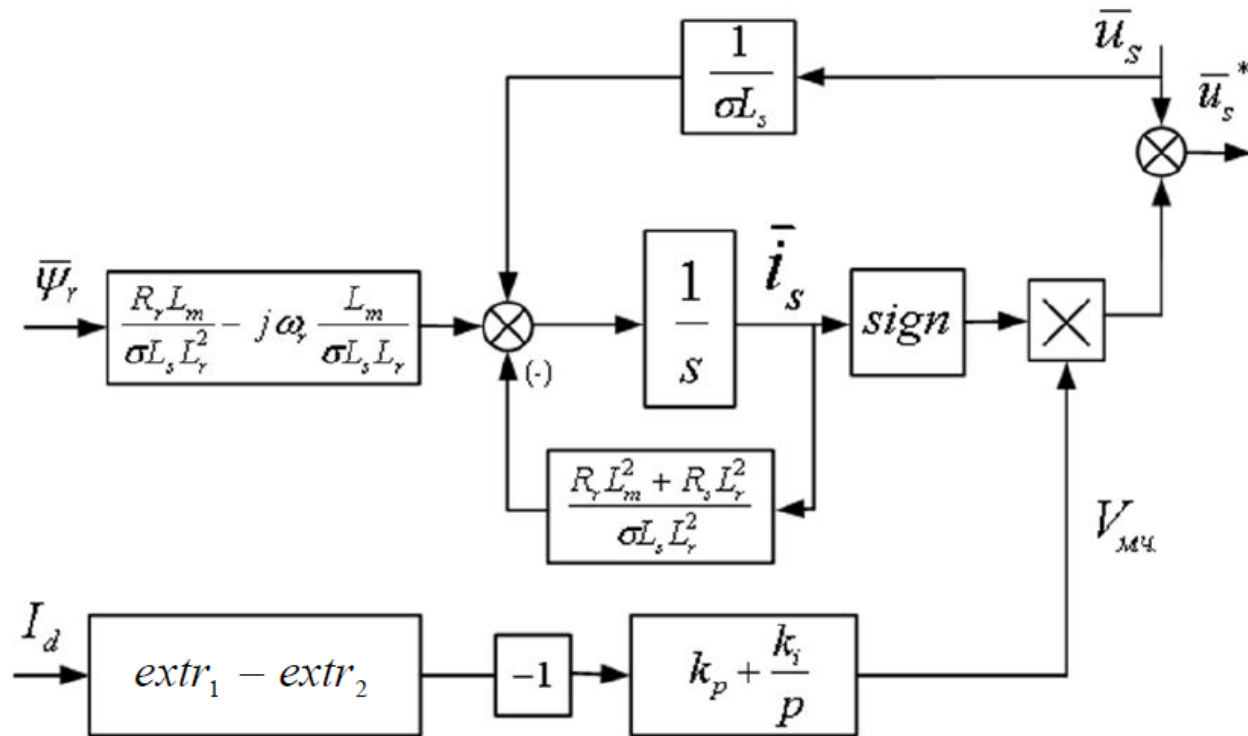
Графік вихідного струму інвертора напруги при коефіцієнті модуляції 0,1

Адаптивний спостерігач струму статора асинхронного двигуна

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_s}{dt} = -\frac{R_r L_m^2 + R_s L_r^2}{\sigma L_s L_r} \cdot \bar{i}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{u}_s + \\ + \left(\frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2} - j\omega_r \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \right) \bar{\psi}_r; \\ \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (L_m \bar{i}_s - \bar{\psi}_r) + j\omega_r \bar{\psi}_r, \end{array} \right.$$

де R_s, R_r, L_m, L_s, L_r – активні опори та індуктивності схеми заміщення асинхронного двигуна; i_s, u_s – вектор струму та напруги статора; ψ_r – вектор потокозчеплення ротора; ω_r – частота обертання ротора.

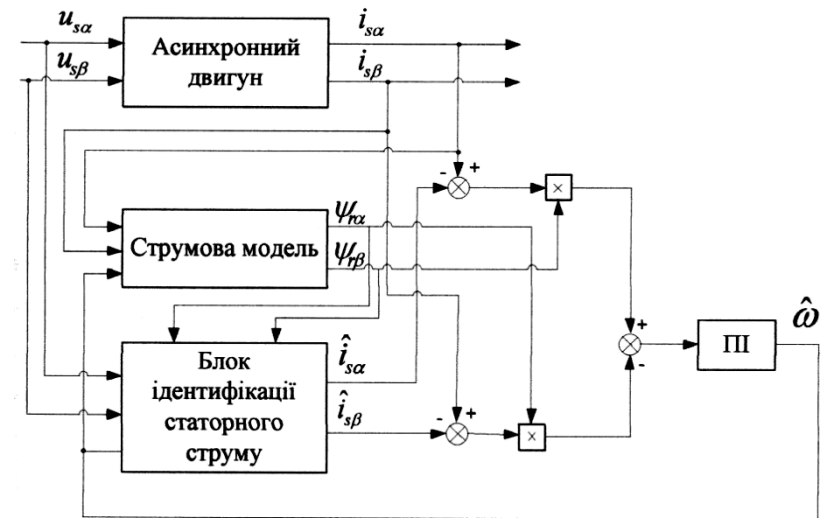
Структура запропонованого способу компенсації нелінійних властивостей інвертора



Дослідження адаптивних системи з задаючою моделлю



Загальна структура адаптивної системи з задаючою моделлю



Структура адаптивної системи з задаючою моделлю з використанням складових вектору статорного струму в якості вихідного сигналу задаючої та адаптивної моделей

Синтез спостерігача з ковзним режимом

Рівняння математичної моделі асинхронного двигуна у матричній формі можна записати

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) - \frac{R_s}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = - \left(\begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right)$$

Тоді матрицю S , що представляє собою спільний доданок для рівнянь струмів та потокозчеплень машини:

$$S = \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Взаємозв'язок процесів по двом ортогональним вісям α та β виконується з ідентичним коефіцієнтом, що дозволяє замінити складові взаємовпливу аналогічною функцією ковзання $\rho_{\alpha\beta}$. Оцінка значення матриці S :

$$\hat{S} = \begin{bmatrix} \rho_\alpha \\ \rho_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Тоді рівняння спостерігача струму можна записати так:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} \rho_\alpha \\ \rho_\beta \end{bmatrix} - \frac{R_s}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Синтез спостерігача з ковзним режимом (продовження)

Спостерігач потокозчеплення описується таким чином:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{r\alpha} \\ \hat{\Psi}_{r\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \rho_\alpha \\ \rho_\beta \end{bmatrix}$$

При цьому складові обох спостерігачів визначаються за допомогою перемикаючих функцій:

$$\begin{cases} \rho_\alpha = -k \cdot \text{sign}(s_{s\alpha}) \\ \rho_\beta = -k \cdot \text{sign}(s_{s\beta}) \end{cases}$$

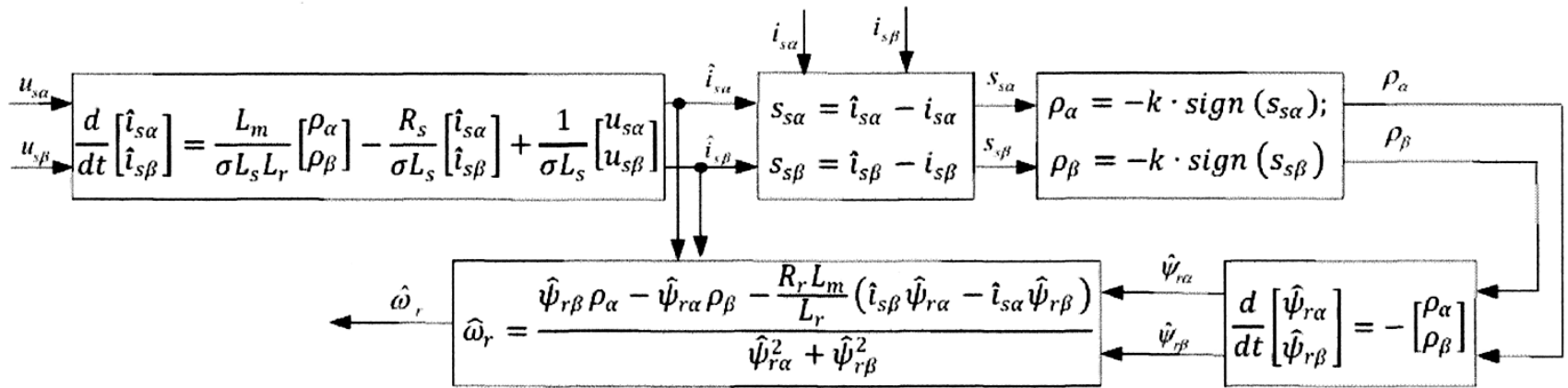
$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } x > 0, \\ -1, & \text{якщо } x < 0, \end{cases}$$

$$\begin{cases} s_{s\alpha} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}, \\ s_{s\beta} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}. \end{cases}$$

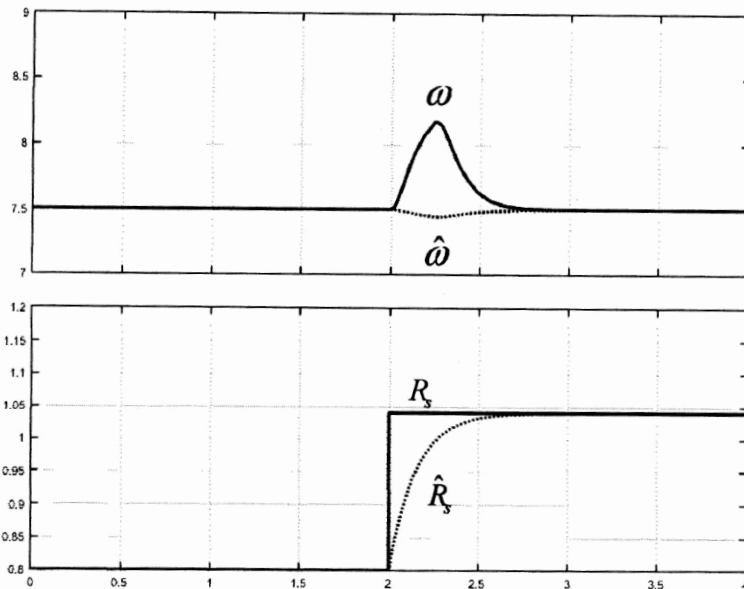
Оцінка величини кутової швидкості здійснюється за допомогою наступного виразу:

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{\Psi}_{r\beta} \rho_\alpha - \hat{\Psi}_{r\alpha} \rho_\beta - \frac{R_r L_m}{L_r} (\hat{i}_{s\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \hat{\Psi}_{r\beta})}{\hat{\Psi}_{r\alpha}^2 - \hat{\Psi}_{r\beta}^2}$$

Структурна схема спостерігача струму з ковзним режимом



Структура спостерігача струму з ковзним режимом



Моделювання виконувалося для умови роботи з низькою кутовою частотою при стрибкоподібній зміні величини активного опору статора двигуна на 30%. З наведених результатів (рисунок 3.13) видно, що помилка регулювання кутової швидкості зменшується по мірі того, як адаптивна система підлаштовує значення активного опору під його реальну величину

Висновки

1. Автономний інвертор напруги має низку нелінійних властивостей, вплив яких є особливо помітним при роботі на низьких частотах приводу. До таких нелінійних властивостей відносяться: наявність «мертвого часу», вплив паразитних ємностей, час затримки включення та виключення ключів, падіння напруги на відкритих ключах. Нелінійні властивості призводять до відхилення величини вихідної напруги від її заданого значення, спотворення форми вихідного струму, що суттєво ускладнює реалізацію бездатчикового векторного керування.
2. Існуючі способи компенсації нелінійних властивостей інвертора передбачають введення компенсуючої складової в залежності від знаку вихідного струму інвертора. До недоліків існуючих способів слід віднести складність своєчасного виявлення моменту переходу струму через нуль, що пояснюється наявністю електромагнітних перешкод, дрейфу нуля в аналоговій частині вимірювальної схеми, а також те, що величина коригуючої напруги не змінюється протягом роботи інвертора і повинна бути визначена завчасно.
3. Адаптивна система з задаючою моделлю передбачає одночасну оцінку змінних стану у двох моделях різної структури з подальшим використанням різниці вихідних сигналів моделей для виконання процедур адаптації. Для асинхронного двигуна можливе використання складових векторів потокозчеплення, протиЕРС, миттєвої реактивної потужності та статорного струму в якості вихідних сигналів моделей. Серед усіх варіантів адаптивних систем з задаючою моделлю варіант з адаптивним спостерігачем струму має найбільшу стійкість при роботі в зоні низьких швидкостей та рекуперативному гальмуванні.
4. Використання ковзного режиму у спостерігачах стану для системи векторного керування дозволяє реалізувати оцінювання складових вектору потокозчеплення ротора без використання параметрів роторного кола. Це дозволило розробити структуру адаптивної системи з задаючою моделлю, у якій спостерігач струму є спостерігачем з ковзним режимом другого порядку, а в подальшому складові струму використовуються для оцінки вектору потокозчеплення ротора. Кутова швидкість визначається у адаптивній моделі при паралельному оновленні значення активного опору статорного ланцюга, що дозволяє суттєво покращити показники якості керування електроприводу при роботі в зоні низьких кутових швидкостей.