

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»**

На правах рукопису

Коноплінський Максим Анатолійович

УДК 621.313.333.2:62-83

**АДАПТИВНЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ
ДВИГУНАМИ ПРИ ВАРІАЦІЯХ АКТИВНИХ ОПОРІВ
СТАТОРА ТА РОТОРА**

Спеціальність 05.09.03 – Електротехнічні комплекси та системи

Дисертація на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Науковий керівник
Пересада Сергій Михайлович
доктор технічних наук, професор

Київ – 2016

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	6
ВСТУП.....	9
РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ	16
1.1. Методи сучасної теорії автоматичного керування АД	16
1.2. Векторне керування	18
1.3. Вплив варіацій активного опору ротора на якість роботи стандартних систем векторного керування	20
1.4. Робастні методи керування	25
1.5. Адаптивне векторне керування	27
1.5.1. Векторне керування адаптивне до варіацій активного опору ротора	28
1.5.2. Вплив варіацій активного опору статора на системи векторного керування адаптивні до варіацій активного опору ротора	29
1.5.3. Векторне керування адаптивне до варіацій активних опорів статора та ротора	31
1.6. Ідентифікація параметрів асинхронних двигунів	32
1.6.1. Системи ідентифікації активного опору ротора	34
1.6.2. Системи одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора	35
1.7. Постановка задачі дослідження	37
РОЗДІЛ 2 ЧУТЛИВІСТЬ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНОГО ОПОРУ СТАТОРА.....	40
2.1. Аналіз робастності до варіацій активного опору статора алгоритму робастного векторного керування [61]	41
2.1.1. Методика проведення досліджень	44
2.1.2. Результати математичного моделювання	46

2.2. Робастність алгоритму ідентифікації активного опору ротора до ва- ріацій активного опору статора	50
2.3. Дослідження процесів ідентифікації активного опору ротора при варіаціях активного опору статора.....	52
Висновки по розділу	58
РОЗДІЛ 3 ІДЕНТИФІКАЦІЯ АКТИВНИХ ОПОРІВ СТАТОРА І РОТОРА АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ	60
3.1. Ідентифікація активних опорів при нерухомому роторі.....	61
3.1.1. Постановка задачі	62
3.1.2. Синтез алгоритму одночасної ідентифікації при нерухомому ро- торі.....	63
3.1.3. Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора при нерухомому роторі.....	67
3.2. Збільшення швидкодії алгоритмів ідентифікації активного опору статора і ротора асинхронного двигуна при нерухомому роторі	72
3.2.1. Синтез алгоритму ідентифікації активних опорів асинхронного двигуна при нерухомому роторі.....	73
3.2.2. Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів АД при нульовій кутовій швидкості	76
3.3. Ідентифікація активних опорів асинхронного двигуна при постій- ній кутовій швидкості.....	79
3.3.1. Постановка задачі ідентифікації активних опорів асинхронного двигуна при постійній кутовій швидкості.....	80
3.3.2. Синтез алгоритму ідентифікації активних опорів асинхронного двигуна при постійній кутовій швидкості.....	81
3.3.3. Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора	87
3.4. Ідентифікація активних опорів асинхронного двигуна за допомо- гою адаптивного спостерігача поточкозчеплення при довільній кутовій швидкості	90

3.4.1. Постановка задачі синтезу алгоритму ідентифікації активних опорів статора і ротора при довільній кутовій швидкості.....	90
3.4.2. Синтез алгоритму одночасної ідентифікації.....	91
3.4.3. Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора при довільній кутовій швидкості	96
Висновки по розділу	99
РОЗДІЛ 4 АДАПТИВНЕ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНИХ ОПОРІВ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ ТА ПОТОКОМ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА .	101
4.1. Постановка задачі адаптивного керування	102
4.2. Нелінійний принцип розділення	103
4.3. Підсистема регулювання координат	104
4.4. Підсистема одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора	106
4.5. Доведення стійкості системи адаптивного керування	108
4.6. Дослідження адаптивної системи методом математичного моделювання	110
4.6.1. Методика проведення досліджень	111
4.6.2. Результати математичного моделювання.....	112
Висновки по розділу	117
РОЗДІЛ 5 ДОСЛІДЖЕННЯ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ.....	119
5.1. Експериментальне дослідження алгоритмів ідентифікації активних опорів статора та ротора.....	120
5.1.1. Структура дослідницького стенду [145].....	120
5.2. Експериментальне дослідження алгоритму ідентифікації активних опорів статора та ротора при постійній кутовій швидкості	122
5.3. Експериментальне дослідження адаптивної системи векторного керування з адаптивним спостерігачем.....	128

5.3.1. Дослідження впливу варіацій активного опору статора на показники системи векторного керування, яка адаптивна до варіацій активного опору ротора	129
5.3.2. Дослідження адаптивної системи керування при автономній роботі її підсистем.....	131
5.3.3. Дослідження адаптивної системи.....	132
Висновки по розділу	135
ВИСНОВКИ.....	138
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	141
Додаток А. Параметри двигуна що використовувались в роботі	157
Додаток Б Математична модель асинхронного двигуна та перетворення координат	157
Додаток В Алгоритм ідентифікації активного опору ротора [58]	160
Додаток Д Лістинг програм дослідження робастності алгоритмів [58] та [122]	161
Додаток Е Акти впровадження	173

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

- (a-b) – позначення стаціонарної системи координат, нерухомої відносно статора асинхронного двигуна;
- (d-q) – позначення синхронно-обертальної системи координат, нерухомої відносно ротора асинхронного двигуна;
- ε_0 – кутове положення синхронно-обертальної системи координат (d-q) відносно нерухомої системи координат (a-b);
- ω_0 – кутова швидкість обертання системи координат (d-q) відносно нерухомої системи координат (a-b);
- ω – кутова швидкість ротора;
- ω^* – задання кутової швидкості ротора;
- $\tilde{\omega}$ – похибка відпрацювання кутової швидкості ротора;
- M – електромагнітний момент асинхронного двигуна;
- M^* – заданий момент двигуна;
- M_c – момент навантаження;
- $|\psi|$ – модуль потокозчеплення ротора;
- $|\hat{\psi}|$ – оцінене значення модуля потокозчеплення ротора;
- ψ^* – задане значення модуля потокозчеплення ротора;
- i_a, i_b – компоненти вектора струму статора в системі координат (a-b);
- \hat{i}_a, \hat{i}_b – компоненти вектора струму статора в системі координат (a-b), що спостерігаються;
- \tilde{i}_a, \tilde{i}_b – похибки спостереження компонент вектора струму статора в системі координат (a-b);
- i_d, i_q – компоненти вектора струму статора в системі координат (d-q);
- i_d^*, i_q^* – компоненти вектора струму статора в системі координат (d-q), що задаються;
- \tilde{i}_d, \tilde{i}_q – похибки відпрацювання компонент вектора струму статора в системі координат (d-q);

- \hat{i}_d – компонента вектора струму статора в системі координат (d-q), що спостерігається;
- \tilde{i}_d – похибка спостереження компоненти вектора струму статора в системі координат (d-q);
- u_a, u_b – компоненти вектора напруг статора в системі координат (a-b);
- u_d, u_q – компоненти вектора напруг статора в системі координат (d-q);
- Ψ_a, Ψ_b – компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (a-b);
- $\hat{\Psi}_a, \hat{\Psi}_b$ – компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (a-b), що спостерігаються;
- $\tilde{\Psi}_a, \tilde{\Psi}_b$ – похибки спостереження компонент вектора потокозчеплення ротора в системі координат (a-b);
- Ψ_d, Ψ_q – компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (d-q);
- Ψ_d^*, Ψ_q^* – компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат, що задаються (d-q);
- $\tilde{\Psi}_d, \tilde{\Psi}_q$ – похибки відпрацювання компонент вектора потокозчеплення ротора в системі координат (d-q);
- t – час;
- \mathbf{i} – вектор струму статора;
- \mathbf{u} – вектор напруги статора;
- R_1 – активний опір статора;
- R_2 – активний опір ротора;
- R_{1N} – номінальне значення активного опору статора;
- R_{2N} – номінальне значення активного опору ротора;
- L_1 – індуктивність статора;
- L_2 – індуктивність ротора;
- L_m – індуктивність намагнічуючого контуру;

- J – момент інерції ротора;
 p_n – кількість пар полюсів;
АД – асинхронний двигун;
ЕМС – електромеханічна система;
ЕМ – електрична машина;
ПЗ – персистентність збудження;
R-IFOC – непряме робастне векторне керування;

ВСТУП

Основними споживачами електроенергії в промисловості є електромеханічні системи (ЕМС) з асинхронними двигунами (АД). В ЕМС різних технологічних об'єктів з підвищеними вимогами до динамічних та статичних показників якості керування широке розповсюдження отримали векторно-керовані АД. До таких об'єктів, в першу чергу належать системи керування рухом промислових роботів, металорізальних верстатів, спеціальної техніки, прокатного виробництва та інші.

Актуальність теми. Проблема керування моментом (швидкістю) та модулем вектора потокозчеплення асинхронного двигуна є складною нелінійною багатовимірною задачею при частковій вимірюваності вектору стану в умовах параметричних збурень, основними з яких є зміни активних опорів статора і ротора внаслідок нагріву.

Варіації активного опору ротора при векторному керуванні призводять до порушення асимптотичності полеорієнтування та, як наслідок, до зниження показників якості керування моментом і потоком, а також зниження показників енергетичної ефективності електромеханічного перетворення енергії, що додатково потребує завищення потужності двигуна та інвертора.

Підходи до вирішення цієї проблеми можна розділити на робастні та адаптивні. Зазвичай робастні алгоритми забезпечують відносно прості рішення при частковій компенсації дії обмежених варіацій лише активного опору ротора. Недолік даного способу полягає в тому, що ефективність компенсації залежить від режимів роботи електромеханічного об'єкта. Варіації активного опору статора, в залежності від механізму робастифікації, можуть викликати суттєві порушення асимптотичності полеорієнтування навіть при коректному значенні активного опору ротора в алгоритмі робастного керування.

Адаптивні методи забезпечують асимптотичне відпрацювання потокозчеплення та механічних координат в умовах варіації тих параметрів, до яких передбачена адаптація. Варіації активного опору *статора*, при роботі адаптив-

ного до варіацій активного опору ротора керування, викликають порушення асимптотичності ідентифікації активного опору ротора, внаслідок чого порушується полеорієнтування, як і в неадаптивній системі при некоректному значенні активного опору ротора. Одночасна адаптація до змін активних опорів статора і ротора є складним науковим завданням, повного вирішення якого дотепер не знайдено.

Таким чином, синтез алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора АД, які дозволяють створювати системи векторного керування, адаптивні до варіацій активних опорів машини, є актуальним науковим завданням.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Основний зміст роботи складають результати досліджень, які проводились протягом 2010–2014 років, відповідно до наукового напрямку кафедри «Автоматизації електромеханічних систем та електроприводу» НТУУ «КПІ» та держбюджетної теми «Основи теорії векторно-керованих електромеханічних систем змінного струму з кінематичною парою кочення» № 2511-ф, номер державної реєстрації 0112U002404, в якій автор був співвиконавцем.

Мета і задачі дослідження. Метою дисертаційної роботи є розвиток методів синтезу систем векторного керування моментом (швидкістю) та потокозчепленням АД, направлений на підвищення динамічних властивостей і показників енергетичної ефективності електромеханічних систем завдяки наданню їм властивості адаптації до варіацій активних опорів статора і ротора.

Для досягнення поставленої мети розв'язуються такі основні задачі:

1. Формування задачі адаптивного до варіацій активних опорів статора і ротора керування та обґрунтування необхідності її розв'язування на основі огляду існуючих методів керування координатами АД.
2. Дослідження впливу варіацій активного опору статора на показники якості роботи алгоритмів ідентифікації активного опору ротора АД.
3. Дослідження властивостей робастності до варіацій активного опору статора в існуючих системах векторного керування, робастних до варіацій ак-

тивного опору ротора.

4. Розвиток методу синтезу алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора АД, які гарантують асимптотичність оцінювання без обмежень на режими роботи АД та не вимагають використання надлишкової параметризації.

5. Удосконалення методу синтезу алгоритмів ідентифікації активних опорів для створення систем, які є простішим за відомі теоретично обґрунтовані рішення для класів технологічних об'єктів, режим роботи яких передбачає періодичні зупинки або роботу зі сталою кутовою швидкістю АД.

6. Теоретичне доведення правомірності використання нелінійного принципу розділення для побудови системи векторного керування, адаптивної до змін активних опорів статора і ротора.

7. Створення комплексу програм для дослідження синтезованих систем адаптивного векторного керування методом математичного моделювання, дослідження динамічних і статичних характеристик запропонованих систем при варіаціях активних опорів.

8. Розробка програмного забезпечення для реалізації алгоритмів керування в реальному часі, експериментальні дослідження динамічних характеристик розроблених систем адаптивного векторного керування.

Об'єктом дослідження є динамічні процеси у векторно-керованих електромеханічних системах з АД.

Предметом дослідження є системи адаптивного керування на основі алгоритмів ідентифікації активних опорів статора та ротора АД.

Методи дослідження. Під час вирішення поставлених у дисертації задач використовувалися: методи сучасної нелінійної теорії керування такі як: адаптивне керування, другий метод Ляпунова, нелінійний принцип розділення, а також методи математичного моделювання та експериментальних досліджень векторно-керованого асинхронного електроприводу з використанням технології швидкого прототипного тестування.

Наукова новизна отриманих результатів полягає у встановленні невідомо-

мих раніше структурних властивостей моделі асинхронного електромеханічного перетворювача, які шляхом розширення вектора стану до електричних зарядів дають змогу подолати проблему нелінійної параметризації в рівняннях невимірюваних змінних у задачах синтезу алгоритмів ідентифікації параметрів та адаптивного керування.

Під час виконання дисертаційної роботи було отримано такі наукові результати:

1. Розроблено метод синтезу алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора на основі адаптивного спостерігача потокозчеплення ротора повного порядку з розширеним до електричних зарядів вектором стану, згідно якого рівняння динаміки похибок оцінювання конструюються у формі, в якій невимірювані змінні мають відому похідну, завдяки чому вперше забезпечується локальна асимптотична ідентифікація опорів без використання надлишкової параметризації та без обмежень на режими роботи АД.

2. Удосконалено метод синтезу алгоритмів шляхом перетворення моделі АД до лінійно параметризованої форми та конструювання зворотних зв'язків адаптивних до варіацій активних опорів статора і ротора спостерігачів вектору струму статора, в яких, на відміну від існуючих, не використовується надлишкова параметризація та процедури розімкненого інтегрування. Синтезовані алгоритми на основі інформації про кутову швидкість, струми та напруги статора, а також їх фільтровані похідні, забезпечують локальну експоненційну ідентифікацію активних опорів в умовах повільних змін кутової швидкості ротора та нерухомого ротора, маючи при цьому простішу структуру у порівнянні з існуючими рішеннями.

3. Вперше аналітично доведена правомірність використання нелінійного принципу розділення при конструюванні систем непрямого векторного керування АД, адаптивних до змін активних опорів статора та ротора, що складаються з підсистем регулювання координат та оцінювання опорів, які в ізолюваному стані мають цілеспрямовано досягнуту властивість експоненційної стійкості, що гарантує композитній системі керування механічними координатами та

потокоччепленням локальну асимптотичну експоненційну стійкість.

Практичне значення отриманих результатів полягає в розвитку теоретичної бази для розробки та проектування систем непрямого векторного керування АД з підвищеними динамічними та енергетичними характеристиками, які досягаються завдяки адаптації до варіацій активних опорів статора та ротора.

Під час виконання дисертаційної роботи отримані такі практичні результати:

1. Запропоновано методика дослідження чутливості до варіацій активного опору *статора* алгоритмів ідентифікації активного опору ротора та адаптивних систем векторного керування. Запропонована методика дає змогу оцінити працездатність алгоритмів керування.

2. Синтезовані алгоритми одночасної ідентифікації параметрів АД можуть бути використані для створення, простіших за існуючі, адаптивних систем векторного керування АД, для класів технологічних об'єктів, режим роботи яких передбачає періодичні та короткотривалі зупинки АД або роботу в ustalених режимах.

3. Розроблена система адаптивного векторного керування АД забезпечує покращення динамічних і статичних показників якості керування моментом, кутовою швидкістю, а також стабілізацію рівня втрат активної потужності на номінальному рівні в АД в умовах варіацій активних опорів статора і ротора.

4. Вперше експериментально підтверджено, що показники якості керування та енергетичної ефективності запропонованого алгоритму адаптивного векторного керування за наявності обмежених варіацій активних опорів статорного та роторного кіл наближаються до показників якості, які можуть бути отримані для відомих параметрів АД.

5. Створено пакет моделюючих програм для повномасштабного дослідження алгоритмів векторного керування, адаптивних до варіацій активних опорів, який може бути використано у проектуванні електромеханічних систем на основі АД з високими динамічними характеристиками та показниками енергетичної ефективності.

Результати дисертаційної роботи впроваджені в електромеханічних системах тягового призначення для перспективних моделей тролейбусів і трамвайних вагонів Державним підприємством «Науково-дослідний та конструкторсько-технологічний інститут міського господарства» (ДП «НДКТІ МГ»), а також використовуються в навчальному процесі на кафедрі автоматизації електромеханічних систем та електроприводу Національного технічного університету України «КПІ» для студентів спеціальності 7.05070204 і 8.05070204 – «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод» під час підготовки дипломних проектів і магістерських дисертацій, а також у вивченні дисципліни «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах».

Використання результатів дисертаційної роботи підтверджено актами впровадження.

Особистий внесок автора. Наукові положення та результати, які викладені в дисертації, отримані особисто автором. У наукових працях, що опубліковані у співавторстві, автору належить: у [77] – формулювання задачі адаптивного до варіацій активних опорів статора та ротора векторного керування моментом і потоком, створення адаптивної системи векторного керування на основі нелінійного принципу розділення; в [141] – синтез алгоритму одночасної ідентифікації активних опорів при нерухомому роторі; в [147] – синтез спрощеного алгоритму одночасної ідентифікації активних опорів для випадку постійної кутової швидкості; в [92], [142] – синтез алгоритму одночасної ідентифікації, який асимптотично оцінює активні опори машини без обмежень на режим роботи АД; в [143], [144] – дослідження впливу форми тестових сигналів на швидкодію процесів ідентифікації нерухомого АД; у [137], [138] – експериментальні дослідження системи адаптивного векторного керування АД.

Апробація результатів дисертації. Основні теоретичні положення, результати та висновки дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на міжнародних конференціях: XVIII та XIX Міжнародні науково-технічні конференції «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» (м. Одеса, в 2011 р. та смт. Миколаївка, АР Крим, в 2012 р.), II Міжнародна науко-

во-технічна конференція «Оптимальне керування електроустановками» (м. Вінниця, в 2013 р.), XV Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика" (м. Кременчук, в 2014 р.).

Публікації. Основний зміст дисертаційної роботи відображено в 9 наукових публікаціях, у тому числі 7 статей у спеціалізованих фахових виданнях України (з них 1 – у виданні, яке включено до міжнародної наукометричної бази SCOPUS) та 2 тези доповідей на міжнародних науково-технічних конференціях.

Equation Section 1

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

Сучасний етап розвитку електромеханічних систем характеризується значним розширенням областей використання регульованих електродвигунів змінного струму. Регульовані асинхронні електроприводи є одними з найбільш поширених в електромеханічних системах автоматизації широкого класу технологічних об'єктів, завдяки простоті конструкції і високим показникам надійності асинхронних двигунів, пов'язаними з відсутністю щіток та контактних кілець. Це стосується більшості тих сфер промисловості, в яких раніше застосовувались двигуни постійного струму з незалежним збудженням, наприклад, металобробка, робототехніка та ін.

У той же час, проблема керування АД є складною нелінійною багатовимірною задачею, повне рішення якої дотепер не знайдено, і є однією з найбільш актуальних теоретичних і практичних задач сучасної електромеханіки.

1.1. Методи сучасної теорії автоматичного керування АД

Частотно-керовані асинхронні електроприводи [1], промисловий випуск яких почався в середині 70-х років, є системами з двовірним скалярним керуванням, компонентами якого є амплітуда і кутова частота вектора напруги статора. Основні наукові та практичні результати, які пов'язані з ідеєю частотного керування АД отримані в 70 - 80 роках і достатньою мірою висвітлені в технічній літературі [2] – [5]. Використання частотно-керованих асинхронних електроприводів обмежується областю технологічних застосувань, де домінуючими є квазіусталені режими роботи без істотних вимог до динаміки процесів керування.

Серед всіх відомих способів регулювання швидкості АД (регулювання зміною амплітуди напруги статора, зміна частоти напруги статора, одночасна зміна частоти та амплітуди напруги статора, переключення числа пар полюсів і

т.д.) найбільш ефективним є векторне керування АД.

На відміну від частотних методів, векторні способи керування АД передбачають керування амплітудою та просторовим положенням вектора напруги статора. Завдяки цьому досягається можливість незалежного керування механічними координатами і модулем потокозчеплення АД, аналогічно одержуваній в двигуні постійного струму з незалежним збудженням. Починаючи з робіт [6], [7], концепція керування АД з орієнтацією за полем машини (Field-Oriented Control - FOC), як метод розв'язання процесів регулювання моменту і потокозчеплення, стала основою для створення вискоефективних векторно-керованих асинхронних електроприводів [5], [8] – [16]. Векторно-керовані асинхронні електроприводи використовуються в технологічних застосуваннях, де раніше традиційно використовувалися електроприводи постійного струму, а також інші види регульованого електроприводу, наприклад, з кроковими двигунами.

Векторно-керований асинхронний електропривод все частіше використовується також в установках зі середніми вимогами до динамічних показників якості керування: приводи головного руху і допоміжні електроприводи різних агрегатів і установок у металообробці, прокатному виробництві, хімічній та папероробній промисловості, транспорті та підйомно-транспортному устаткуванні.

Типові вимоги до вискодинамічного електроприводу формулюються таким чином:

- широкий діапазон регулювання швидкості (більше 1: 1000) і висока динамічна точність відпрацювання її заданих траєкторій при роботі в чотирьох квадрантах площини механічних характеристик;
- висока перевантажувальна здатність за моментом (до 250% і вище);
- регулювання кутової швидкості в діапазоні вище номінальної (до 2 і більше);
- астатичне регулювання швидкості в усталених режимах;
- можливість асимптотичного керування модулем потокозчеплення асинхронного двигуна з метою мінімізації втрат активної потужності в машині.

1.2. Векторне керування

Теорія класичного векторного керування асинхронними двигунами ґрунтується на припущенні про струмове керування обмотками статора, яке досягається використанням замкнутих контурів регулювання струму, що мають ПІ-регулятори струму з "великим" коефіцієнтом підсилення. У цьому випадку, задача керування пониженого порядку в полеорієнтованій системі координат структурно схожа з керуванням двигуном постійного струму з незалежним збудженням, оскільки передбачається, що досягаються умови ідеальної орієнтації за вектором потокозчеплення. Такий підхід дозволяє сформулювати принципи векторного керування, не вимагаючи при цьому спеціальних знань у галузі сучасної нелінійної теорії керування, хоча і не враховує в повному обсязі особливості АД як нелінійного об'єкта.

Векторно-керовані асинхронні електроприводи виконуються на основі типових структур прямого (Direct Field Oriented Control - DFOC) [6] і непрямого векторного керування (Indirect Field Oriented Control - IFOC) [5], [7], [17] на даний час визначаються як стандартні або класичні. Опис технології побудови таких систем керування АД, які вперше почали впроваджуватися в серійне виробництво в середині 1980х, наведено в [4], [5], [8], [10], [12], [13], [15] – [19]. На практиці, незважаючи на відсутність строгого теоретичного обґрунтування, електромеханічні системи на основі АД з векторним керуванням першого покоління демонстрували показники якості, які наближалися до тих, які досягаються у високодинамічних синхронних електроприводах [12].

Вперше дослідження властивостей керованості для стандартної моделі АД, проведене в [20] – [23] з використанням методів диференційної геометрії, встановило її властивість часткової лінеаризації зворотним зв'язком. При цьому керування в АД з орієнтацією за полем (статора або ротора) може досягатися в будь-якій системі координат. Лінеаризація нелінійної моделі АД у таких системах можлива за рахунок дії регулятора, який лінеаризує зворотним зв'язком за повним вектором стану [24]. У [23] аналітично обґрунтовано, що за виконання

умов струмового керування статором [25] класичне векторне керування з орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора є спрощеним варіантом лінеаризуючого. Концепція динамічної лінеаризації зворотним зв'язком [26] – [29], незважаючи на здатність забезпечити лінійну розв'язку процесів керування механічними координатами та модулем потокозчеплення, не отримала подальшого розвитку внаслідок високої складності отриманих рішень і неможливість практичної реалізації, оскільки потребує вимірювання повного вектору стану. Однак роботи [20] – [23], [27] – [29] стали основою для синтезу реальних систем керування нелінійними електромеханічними об'єктами за вимірюваним виходом, тобто за умови вимірювання лише струмів статора та кутової швидкості.

Найбільш поширеною структурою керування АД є живлення двигуна за допомогою інвертора напруги, керуючими сигналами для якого є напруги статора. Струми статора, кутова швидкість ротора, кутове положення ротора та електромагнітний момент двигуна розглядаються як вихідні величини. Потік статора або ротора в загальному випадку не є вимірюваним.

Реалізація алгоритмів векторного керування за повним вектором простору станів вимагає інформації про всі його компоненти – струми статора, кутову швидкість і вектор потокозчеплення ротора. Безпосереднє вимірювання вектора потокозчеплення за допомогою вбудованих давачів Хола призводить до суттєвого підвищення вартості асинхронної машини і тому не розглядається для практичної реалізації в серійних електроприводах. Одним з можливих шляхів вирішення цієї проблеми є створення нелінійних асимптотичних спостерігачів вектора потокозчеплення. Узагальнюючі результати, які засновані на використанні спостерігачів Люенберга [30], наведено в [31] – [40].

Застосування асимптотичних спостерігачів потоку в стандартних системах векторного керування АД базується на використанні принципу розділення [4], [5], [8], [10] – [13], [15] – [17], [19], [41], аналогічно до лінійних систем. При цьому передбачається, що процес оцінювання компонентів вектора потокозчеплення завершився, тобто реальні та оцінені значення збігаються. Фактично такі рішення, якщо виключити проектування різних форм спостерігачів, нічим не

відрізняються від ідеалізованих алгоритмів, що використовують повний вектор простору стану. З цієї причини вони належать до прямого векторного керування (DFOC).

Разом з тим, оскільки принцип розділення в нелінійних системах у загальному випадку не є справедливим, то можливість його застосування вимагає спеціального доведення для кожної зі структур спостерігача і його параметрів налаштування. Технічна можливість застосування принципу розділення при створенні алгоритмів векторного керування АД доведена лише практичною реалізацією в більшості серійних асинхронних електроприводів.

Оскільки в спостерігачах магнітного потоку повного порядку як вхідний сигнал використовують задану напругу інвертора, то точність роботи спостерігача залежить від неідеальності інвертора, що перетворює заданий вектор напруг у реальну трифазну напругу, яка прикладається до статора АД. Такі ефекти, як «мертвий» час (час між комутацією ключів одного плеча інвертора), неточність у вимірі напруги ланки постійного струму, сплески напруги в комутуваних імпульсах напруги, вносять спотворення у форму напруги, що підводиться до двигуна, спричиняючи додаткові збурення для спостерігача магнітного потоку.

Значну кількість публікацій у сучасній літературі присвячено питанням оптимізації режимів роботи асинхронного електропривода [42] – [48].

1.3. Вплив варіацій активного опору ротора на якість роботи стандартних систем векторного керування

Ефективність систем векторного керування асинхронними двигунами суттєво залежить від точності інформації про параметри електричної машини, які використовують в алгоритмі керування. Досягнення цілей векторного керування моментом і вектором потокозчеплення можливе лише, якщо параметри АД відомі та постійні. Початкова невизначеність параметрів або зміна їх у часі призводять до порушення асимптотичності відпрацювання механічних та елек-

тричних координат АД [49], [50].

Це пов'язано з тим, що переважна більшість спостерігачів потокозчеплення повного або пониженого порядку [31] – [40], які використовують для прямого векторного керування, будуються на основі рівнянь математичної моделі електромагнітної підсистеми електричної машини, що, своєю чергою, вимагає точно відомих параметрів АД. Тому одним з основних факторів, які впливають на показники якості спостерігача магнітного потоку, є параметричні збурення, що виникають як у процесі роботи машини, так і внаслідок початкової недостовірної інформації про параметри АД. Першою чергою це стосується активного опору роторного кола, який недоступний для вимірювань у випадку АД з короткозамкненим ротором, а також змінюється в процесі роботи внаслідок нагріву.

Для реалізації векторного керування також необхідно знати індуктивність намагнічування L_m . Але, якщо розглядати АД з малим рівнем насичення, то $L_m = \text{const}$ і під час роботи АД через нагрівання електричної машини змінюються лише R_1 та R_2 . При цьому варіації активного опору роторного кола можуть досягати від +100% до -50% відносно його номінального значення, в той час як активний опір статора змінюється у вузькому діапазоні [51].

Зауважимо, що у більшості сучасних асинхронних електроприводів, у тому числі тих, що виготовляються серійно, активні опори статора і ротора АД визначаються до початку роботи за допомогою процедури попередньої ідентифікації (self-commissioning). У такому випадку активні опори статора і ротора приймаються сталими під час роботи АД, тоді як їх реальні значення можуть змінюватись внаслідок нагріву.

Питання про визначення параметрів асинхронного двигуна в реальному масштабі часу є окремим науковим завданням, повного вирішення якого на даний момент часу не знайдено. Отже, параметри машини, що використовуються в алгоритмі керування, рідко бувають достовірно відомими.

На рис. 1.1 представлено просторове розташування векторів АД у стаціонарній системі координат (a-b). Положення обертової системи координат (d-q)

характеризується кутом ε_0 , в той час як положення вектора потокозчеплення кутом ε_ψ . Умовою ідеального полеорієнтування є рівність цих кутів, тобто $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$. При цьому компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (d-q) дорівнюють $\psi_q = 0$, $\psi_d = |\psi|$.

У випадку прямого векторного керування для визначення кутового положення $\varepsilon_0 = \varepsilon_\psi$ системи координат (d-q), яка орієнтована за вектором потокозчеплення ротора ψ (рис. 1.1), необхідні оцінені, за допомогою спостерігача, значення компонентів вектора потокозчеплення статора або ротора. Алгоритми непрямого векторного керування АД з короткозамкненим ротором, які базуються на принципі орієнтації за полем електричної машини (ЕМ), використовують властивість пасивності (натуральної стійкості) роторного кола ЕМ. При цьому кутове положення ε_0 системи координат (d-q) визначається згідно з рівнянням для ковзання АД.

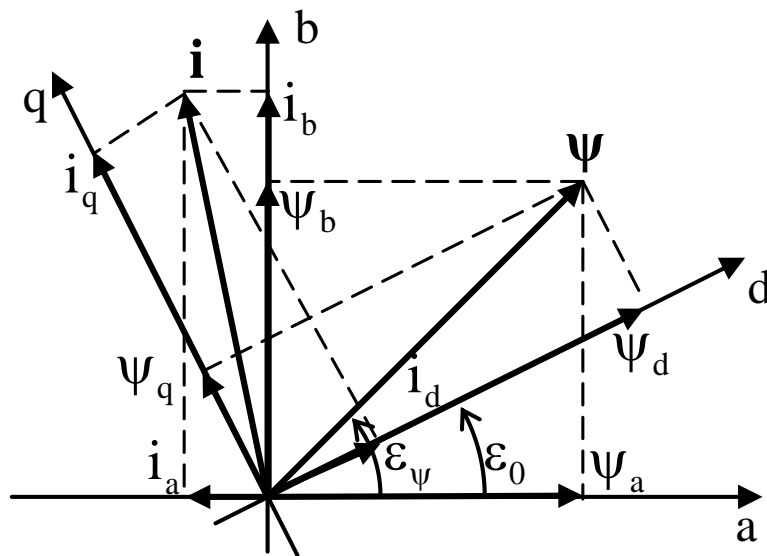


Рис. 1.1. Розташування векторів АД у системі координат (d-q)

У задачах векторного керування асинхронним двигуном вважають, що варіації активного опору роторного кола R_2 є основним параметричним збуренням. Через зміну параметру, оберненого до постійної часу роторного кола $\alpha_2 = R_2 / L_2$ електричної машини, де L_2 – індуктивність ротора, значення за-

вдання модуля потокозчеплення ротора ψ^* , яке використовують в алгоритмі векторного керування, значно відрізняється від реальної величини модуля вектора потокозчеплення $|\psi|$. Тобто порушується асимптотичність відпрацювання потокозчеплення ротора, а отже не виконуються умови полеорієнтування.

Через зміну параметра α_2 в електричній машині, значення $\hat{\alpha}_2$, що використовується в алгоритмі векторного керування, відрізняється від його реальної величини. Визначимо вплив різниці

$$\Delta\alpha_2 = \alpha_2 - \hat{\alpha}_2 \quad (1.1)$$

на процеси орієнтації за вектором потокозчеплення ротора в системах векторного керування.

Для прикладу розглянемо випадок непрямого векторного керування під час роботи з постійним завданням потокозчеплення $\psi^* = \text{const}$.

За умови струмового керування задані значення кутового положення вектора потокозчеплення ротора та прямої компоненти струму статора i_d мають вигляд

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 &= p_n \omega + \hat{\alpha}_2 L_m \frac{i_q}{\psi^*}, \\ i_d &= \frac{\psi^*}{L_m}, \end{aligned} \quad (1.2)$$

де ω – швидкість ротора, P_n – кількість пар полюсів, L_m – індуктивність намагнічування, i_q – моментна складова струму статора, індекси d і q визначають компоненти векторів у системі координат (d-q), ω_0 – кутова швидкість системи координат (d-q) стосовно до фіксованої системи координат статора (a-b).

Визначивши похибки відпрацювання потокозчеплень ротора у вигляді $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi^*$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q$, рівняння динаміки похибок відпрацювання потокозчеплень з урахуванням (1.2) набувають вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_2 \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_2 \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d + \Delta\alpha_2 L_m i_q.\end{aligned}\tag{1.3}$$

Рівняння (1.3) через присутність збурення $\Delta\alpha_2 L_m i_q$ не є однорідними. Асимптотичність відпрацювання модуля потокозчеплення ротора порушується, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) \neq 0$.

Зауважимо, що компонента струму статора i_q залежить від моменту, що розвиває електрична машина. Отже, у випадку IFOC так само, як і для прямого векторного керування, для асимптотичної орієнтації за вектором потокозчеплення ротора необхідна точна інформація про параметри роторного кола АД. Найбільш критичним параметром є активний опір ротора, який в загальному випадку є недоступним для вимірювання та може змінюватись у процесі роботи АД внаслідок нагріву [38].

У [52] експериментальним шляхом було досліджено енергетичну ефективність системи векторного керування в ustalених режимах роботи ЕП з АД потужністю 0.75 кВт. На рис 1.2 показано типові залежності моментної компоненти струму статора (рис 1.2а) та активної потужності, що споживає АД (рис 1.2б) від варіації активного опору роторного кола.

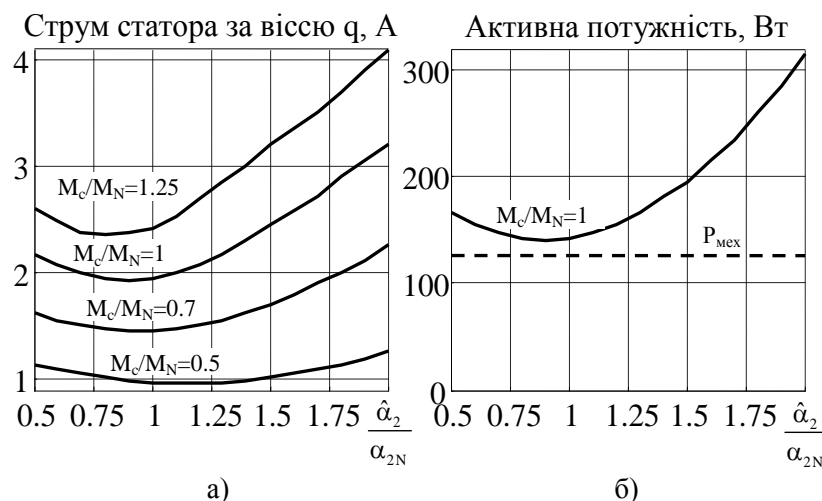


Рис. 1.2. Енергетичні характеристики для варіації $\hat{\alpha}_2 / \alpha_{2N}$, $\hat{\alpha}_2$ – номінальне значення α_2

Залежності струму за віссю q були одержані для різних значень моменту навантаження на валі АД, а залежності активної потужності – для номінального моменту навантаження M_N , коли механічна потужність на валі АД становила $P_{\text{мех}} = 125$ Вт. Встановлено, що в умовах експерименту втрати активної потужності у випадку з $\alpha_2 / \alpha_{2N} = 2$ збільшуються майже у 2.5 рази порівняно з випадком без варіацій $\alpha_2 / \alpha_{2N} = 1$.

Таким чином, за варіацій активного опору ротора асимптотичні властивості керування вектором потокозчеплення порушуються [38], [49], що призводить до погіршення динамічних показників якості регулювання механічних координат, зниження енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії [53] – [55]. Починаючи з [56], дана проблема активно вивчається як в прикладному [57], так і в теоретичному (див. огляд у [58], [59]) напрямках. У випадку значного відхилення значення активного опору в контролері від реального значення, в системі можлива поява режиму біфуркацій, а в деяких випадках – навіть втрата стійкості електромеханічної системи, що підтверджено експериментально в [53], [60].

Компенсація негативного впливу варіацій активного опору ротора на показники векторно-керованих асинхронних електроприводів є однією з актуальних проблем сучасного електропривода змінного струму.

1.4. Робастні методи керування

Частково проблему недостовірності інформації про параметри АД можна вирішити використанням робастних до варіацій активного опору ротора систем векторного керування [61]. Проектування робастних алгоритмів керування АД може базуватися на основі робастних спостерігачів магнітного потоку [38], які мають низьку чутливість до параметричних збурень. З метою зменшення впливу параметричних збурень на якість роботи алгоритмів оцінювання вектора потокозчеплення, такі спостерігачі магнітного потоку повинні мати замкнену структуру з від'ємним зворотним зв'язком. Така структура потенційно дає змогу

підвищити їх властивості робастності до варіацій параметрів електричної машини. Найбільш значні результати, що отримані на основі загальної теорії спостерігачів, представлено в [30], [34], [35], [37] – [40], [62] – [66]. Робастифікація за рахунок методів штучного інтелекту розглянута в роботах [67], [68]. У роботах [69] – [71] наведено рішення на основі спостерігачів зі змінною структурою [72], [73].

У [74] запропоновано робастний алгоритм векторного керування АД з непрямю орієнтацією за полем електричної машини, що не вимагає застосування спостерігача магнітного потоку. Властивості робастності цього алгоритму досягаються наданням системі глобальної експоненціальної стійкості, а підсистему керування потоком АД вперше синтезовано так, що вона містить від'ємний зворотний зв'язок за умови, що кутова швидкість АД не дорівнює нулю. Однак у зоні низьких швидкостей ефективність корегуючих зворотних зв'язків різко знижується, а за нульової швидкості він має таку ж чутливість до варіацій активного опору ротора, як стандартний алгоритм непрямого векторного керування.

У роботах [75], [76] показано, що повне вирішення цієї проблеми можливе лише використанням методів адаптивного керування.

Варіації активного опору статора не впливають на показники якості стандартних систем векторного керування в статичних режимах, завдяки дії інтегральних компонент регуляторів струму статора. Однак вони суттєво впливають на процеси керування за допомогою робастних алгоритмів [74], порушуючи асимптотичність полеорієнтування у статичних і динамічних режимах, що підтверджено автором експериментально в [77]. Це пояснюється необхідністю використання значення активного опору статора під час формування сигналу зворотного зв'язку, який забезпечує робастифікацію алгоритму [74] до варіацій активного опору ротора. Дана проблема є досить актуальною та потребує додаткового дослідження.

Роботи [78], [79] присвячені питанням оцінювання вектора потокозчеплення ротора та вимагають інформації про активний опір статора. При цьому в

[78] використовується підхід із застосуванням нейронної мережі.

1.5. Адаптивне векторне керування

Класичний підхід до синтезу адаптивних систем [80], який ґрунтується на критерії гіперстійкості, може бути застосований і для нелінійних об'єктів. Даний метод базується на доведенні строгої позитивної визначеності об'єкта керування, що для нелінійного випадку має ряд труднощів. Альтернативний підхід, такий як непряме адаптивне керування [65], допускає оновлювати параметри об'єкта в неадаптивному регуляторі, використовуючи значення параметрів, які оцінюються за допомогою алгоритму ідентифікації. При цьому можливо отримати локально стійкі рішення у разі, коли алгоритм ідентифікації та неадаптивна система є експоненційно стійкими в ізольованому стані.

Існуючі адаптивні системи векторного керування мають достатньо складну структуру та потребують складних обчислень у реальному часі. Такі системи формують шляхом заміни сталих значень активних опорів статора та ротора в неадаптивній підсистемі керування на їх оцінені за допомогою підсистеми ідентифікації значення. Причому система неадаптивного векторного керування, на основі якої створюється підсистема векторного керування, повинна мати властивості робастності до варіацій активних опорів статора і ротора, щоб забезпечити стійкість адаптивної системи під час перехідних процесів у системі ідентифікації, що викликані початковими умовами. У той же час підсистема ідентифікації повинна забезпечувати асимптотичну оцінку параметрів в усіх робочих режимах роботи електроприводу.

Принцип розділення в лінійних системах широко застосовується для побудови адаптивних систем на основі спостерігачів стану. Концептуально принцип розділення передбачає використання оцінених координат замість вимірних і призводить до глобально асимптотично стійких рішень за умов, якщо в ізольованому стані система керування координатами та спостерігач є асимптотично стійкими.

У нелінійних системах, у загальному випадку, принцип розділення не є справедливим і тому можливість його застосування має бути доведена для кожної з конфігурацій нелінійної системи [81]. Синтез алгоритму прямого адаптивного векторного керування з використанням другого методу Ляпунова (див., наприклад [76]) дає рішення які, мають властивості сильної стійкості, але є дуже складними.

1.5.1. Адаптивне до варіацій активного опору ротора векторне керування

Для електромеханічних систем з АД при частково вимірюваному векторі стану (струми, напруги статора та кутова швидкість ротора) повного вирішення проблеми прямого адаптивного керування за параметричної невизначеності до теперішнього часу не розроблено. Перше загальнотеоретичне рішення задачі глобального адаптивного керування кутовою швидкістю і модулем потокозчеплення ротора АД для невідомого опору ротора отримано в [76], [82], [83]. Показано, що в разі виконання умов ідентифікованості активного опору ротора (умов персистентності збудження [84, с 72-75]), адаптивний алгоритм гарантує глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості та модуля потокозчеплення ротора за дії невідомого постійного моменту навантаження, забезпечуючи одночасно непрямую асимптотичну орієнтацію за вектором потокозчеплення ротора та ідентифікацію невідомого активного опору ротора.

Адаптація в таких системах відбувається оцінюванням активного опору ротора в реальному часі підсистемою ідентифікації. Ідентифіковане значення використовується замість фіксованого в системі векторного керування. Завдяки цьому досягається компенсація впливу варіацій активного опору ротора на процеси керування АД.

Системи векторного керування АД, які адаптивні до варіацій активного опору ротора, здатні забезпечити асимптотичність полеорієнтування в умовах

його зміни внаслідок нагріву двигуна [49], [76], [82], [85] – [88].

Дослідження [76] показують, що нелінійна модель АД має такі структурні властивості, які не дозволяють на основі застосування існуючих аналітичних методів отримати пряме розв'язання задачі адаптивного керування для випадку параметричної невизначеності роторного кола АД для частково вимірюваного вектору стану. Це пояснюється структурними властивостями електромеханічного об'єкта, оскільки АД є нелінійним багатовимірним об'єктом з частково вимірюваним вектором стану, причому параметри роторного кола входять у праву частину диференціальних рівнянь, вихід яких не вимірюється.

Результати, представлені в публікаціях [14], [49], [51], [58], [59], [75], [76], [82], [83], [89] – [91] мають не тільки прикладне значення у вирішенні завдань адаптивного керування, але і загальнотеоретичне значення, поширюючи загальний підхід [14], [51], [59], [90], [91] на клас нелінійних багатовимірних об'єктів, що містять параметри, які ідентифікуються і входять у модель ЕМ інверсно. Пізніше такий підхід був узагальнений в [66], як загальнотеоретичний метод синтезу систем адаптивного керування.

Незважаючи на велику кількість робіт [49], [76], [82], [85] – [88], для об'єктів керування цього класу загальна теорія нелінійного та адаптивного керування знаходиться лише в стадії становлення.

Адаптивні алгоритми [76], [82], [83], [86] дуже складні і, хоча експериментальні тести [76] дають обнадійливі результати, питання про їх практичну застосовність залишається відкритим. Зокрема, зазначені алгоритми вимагають інформації про активний опір статора. Відзначимо, що одночасна ідентифікація опору статора і ротора є дуже складним завданням [51].

1.5.2. Вплив варіацій активного опору статора на системи векторного керування, що адаптивні до варіацій активного опору ротора

Основними недоліками відомих адаптивних до варіацій активного опору ротора систем векторного керування є їхня складність, а також чутливість до

невизначеності тих параметрів, які не адаптуються (індуктивності статора, ротора та намагнічуючого контуру, а також активний опір статора). Як зазначалося раніше, найбільш критичним з них є саме активний опір статора.

Активний опір статорного кола є одним з параметрів моделі АД, який входить у рівняння спостерігача потокозчеплення ротора повного порядку, алгоритми ідентифікації активного опору роторного кола, в алгоритм спостереження кутової швидкості ротора при керуванні без вимірювання механічних координат, а також у деякі алгоритми векторного керування АД. У більшості сучасних асинхронних електроприводів, у тому числі тих, що виготовляються серійно, активний опір статора АД визначають до початку роботи за допомогою процедури попередньої ідентифікації (self-commissioning). У такому випадку активний опір статора приймають сталим під час роботи АД, тоді як його реальне значення змінюється внаслідок нагріву. За варіації активного опору статора використання системи векторного керування адаптивної лише до варіацій активного опору ротора призводить до порушення асимптотичності його ідентифікації у випадку непрямого адаптивного векторного керування або до порушення асимптотичності спостереження потокозчеплення у випадку прямого адаптивного векторного керування. Як наслідок, в обох випадках це призводить до порушення асимптотичності полеорієнтування. Цю проблему дає змогу вирішити використання алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора [92], однак подібні рішення зазвичай є значно складнішими у порівнянні з алгоритмами ідентифікації активного опору ротора [58], [93], [94].

Хоча завдяки сприятливішим умовам охолодження статора АД зміна цього параметру менш значна, ніж активного опору ротора, його вплив може бути досить відчутним особливо за низьких швидкостей обертання. У таких умовах знехтувати варіацією активного опору статора не можна, оскільки вона викликає відчутне падіння напруги на обмотці статора. Наприклад, у системах бездавачевого векторного керування це призводить до порушення асимптотичності оцінювання механічних координат, а, як наслідок, і до відпрацювання кутової швидкості [95].

1.5.3. Адаптивне до варіацій активних опорів статора та ротора векторне керування

Більшість адаптивних одночасно до варіацій активних опорів статора і ротора систем векторного керування базуються на тих же підходах, що і векторне керування з адаптацією лише до активного опору ротора. Така система може бути побудована або на основі алгоритму прямого векторного керування з використанням спостерігача потоку, який адаптивний одночасно до варіацій активних опорів статора і ротора, або на основі алгоритму непрямого векторного керування з використанням алгоритму одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора.

В обох випадках поєднання системи неадаптивного векторного керування з системою оцінювання або ідентифікації потребує доведення стійкості отриманого рішення на основі нелінійного принципу розділення [81], що є складним науковим завданням і накладає додаткові вимоги на обидві підсистеми.

Алгоритми поточної ідентифікації параметрів та алгоритми керування не обов'язково повинні бути окремими структурами, вони можуть бути синтезовані одразу у формі цілісної адаптивної системи векторного керування. Подібні структури формуються, як правило, одночасним синтезом і доведенням стійкості не окремих підсистем, а всієї адаптивної системи [76], [83].

Одним з альтернативних шляхів вирішення проблеми варіації активного опору статора є використання теплової моделі АД [96] – [98]. Такий підхід дозволяє оцінювати значення активного опору статора на основі температури статора [96] та періодично або в реальному часі оновлювати значення активного опору статора в контролері. Однак такі рішення суттєво ускладнюють систему, оскільки потребують встановлення датчиків температури, та створення температурної моделі для кожного конкретного АД, що потребує вичерпної інформації про конструкцію АД і умови його охолодження.

1.6. Ідентифікація параметрів асинхронних двигунів

Роботи [99] – [102] присвячені актуальній темі початкового визначення параметрів моделі АД. В [100], [101] розроблено алгоритм ідентифікації параметрів асинхронного двигуна у випадку живлення його від синусоїдальної напруги, роботи [99] – [102] присвячено визначенню параметрів асинхронної машини з дослідів короткого замикання і неробочого ходу, рішення [103] дозволяє ідентифікувати параметри АД як в нерухомому стані, так і при вільному обертанні ротора.

В [104] запропоновано алгоритм ідентифікації параметрів, який дає змогу в декілька етапів ідентифікувати окрім значень активних опорів деякі додаткові параметри з використанням в тому числі спрощеної моделі АД.

У роботах [105] – [107] запропоновано алгоритми ідентифікації активного опору статора в реальному часі, при цьому значення активного опору ротора приймається відомим та постійним.

Алгоритми ідентифікації змінних у часі параметрів доцільно відключати на час перехідних процесів в електроприводі (або робити їх «повільними», вважаючи параметри квазістаціонарними), щоб уникнути впливу динамічних помилок у роботі ідентифікаторів координат стану. Для бездавачевих електроприводів таке обмеження можна вважати незначним, оскільки вони працюють в основному в усталених режимах.

У загальному випадку методи початкової ідентифікації параметрів асинхронних двигунів можна розділити на чотири категорії, в залежності від того, яка інформація доступна та яка використовуються:

1. Розрахунок параметрів з інформації про конструкцію двигуна. Метод потребує детальної інформації про конструкцію машини, такої як геометрія будови, параметри матеріалів тощо. Такий метод є одним з найбільш точних, оскільки тісно пов'язаний з фізикою процесів перетворення енергії та одним з найскладніших, бо ґрунтується на методах розрахунку поля, таких як метод кінцевих елементів [108], [109].

2. Попередня ідентифікація параметрів. Такі методи є найбільш поширеними в сучасних електроприводах, вони використовуються в процедурі *self-comishining*, дозволяють на основі спеціальних тестових сигналів і режимів визначити всі основні значення параметрів АД, які необхідні для керування, однак не дають змогу корегувати параметри у випадку їх зміни під час роботи електроприводу. Це найбільш поширений метод оцінки параметрів АД, оскільки необхідні дані, як правило, доступні. Достатньо повний огляд методів, які використовують цей підхід, наведено в [110].

3. Оцінка параметрів у певній часовій області. Такий метод передбачає ідентифікацію параметрів лише на певних інтервалах часу з метою їх періодичного оновлення в системі керування. Оцінка може відбуватися під час тих режимів роботи АД, які є найбільш сприятливими та дозволяють спростити процедуру ідентифікації [111]. Даний метод не завжди може бути використаним. Наприклад, у випадку оновлення значень параметрів у системі керування під час зупинок можливість застосування даного методу залежить від наявності зупинок у технологічному циклі роботи АД, їх тривалості та швидкодії алгоритму ідентифікації.

4. Ідентифікація параметрів у режимі реального часу. Цей тип оцінки параметрів може використовуватися як для попередньої ідентифікації, так і для налаштування контролера асинхронного електропривода в режимі реального часу, що дозволяє запобігти некоректному налаштуванню через зміну параметрів АД. Кількість ідентифікованих параметрів при цьому обмежена.

У загальному випадку, алгоритми ідентифікації параметрів схеми заміщення АД можна розділити на алгоритми активної та пасивної ідентифікації. Активна ідентифікація передбачає застосування спеціальних тестових впливів, які можуть негативно впливати на технологічний процес, тоді як пасивна – навпаки, ґрунтується тільки на вимірах робочих процесів за електричними змінними та оцінках координат стану, визначених за допомогою ідентифікаторів. У задачах попередньої ідентифікації краще саме активні алгоритми, тому що за допомогою спеціальних тестових сигналів можна сфокусуватися саме на впливі

того параметра, що нас цікавить, не боячись при цьому порушити хід технологічного процесу. У ході поточної ідентифікації використання тестових сигналів, тобто будь-яке втручання в хід технологічного процесу, є небажаним. Хоча останнім часом у публікаціях це пропонується все частіше, звісно негативно впливаючи на енергетичні та силові характеристики електроприводу.

Сучасні алгоритми ідентифікації в реальному часі та адаптивні спостерігачі потоку за методологією можна класифікувати таким чином:

- розширений фільтр Калмана [112];
- спостерігачі зі змінною структурою [69];
- спостерігачі повного порядку (типу MRAS) [51], [113];
- спостерігачі на основі методу найменших квадратів [110], [114] – [118];
- спостерігачі на основі нейронних мереж [105], [106].

1.6.1. Системи ідентифікації активного опору ротора

Проблемі ідентифікації активного опору в реальному часі присвячено велику кількість робіт [56], [59], [103], [119] – [122], однак повного вирішення цієї проблеми до цього часу не знайдено.

У роботах [14], [21] – [23], [51], [58], [59], [66], [75] – [77], [82], [83], [87], [89] – [92], [120], [123] – [128] показано, що для ідентифікації опору ротора необхідно виконання наступних умов: наявність електромагнітного моменту або змінність модуля вектора потокозчеплення. Джерелом змінності модуля потокозчеплення потенційно може бути широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) перетворювача частоти, яка, однак, дає дуже малий ефект. Цей метод потребує високоточних давачів і швидкодіючих аналого-цифрових перетворювачів, для того, щоб виявити високочастотні пульсації з частотою до 15-20 кГц [125]. У роботах [93], [123], [124], [129] запропоновано для забезпечення змінності модуля потокозчеплення інжектувати в намагнічуючий струм низькочастотний гармонійний сигнал, який викликає гармонійні коливання модуля потокозчеплення ротора з тією ж частотою. Це, у свою чергу, призводить до небажаних коливань

електромагнітного моменту та швидкості ротора, що погіршують точність керування [125].

1.6.2. Системи одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора

Алгоритм, який дозволяє одночасно ідентифікувати активні опори статора і ротора вперше запропоновано в [51]. Авторами синтезовано ідентифікатор, який є нелінійною динамічною системою 11-го порядку, в який, для розв'язання проблеми нелінійної параметризації в правій частині диференціальних рівнянь, вихід яких не вимірюється, введено до розгляду розширений до електричних зарядів статорного кола вектор стану. Хоча в умовах експериментального тестування запропонований ідентифікатор демонструє високу ефективність, його реалізація в промислових виробках ускладнена суттєвою складністю запропонованого алгоритму. Пізніше схоже рішення було запропоновано в [113], що є нелінійною динамічною системою 13-го порядку.

В [130] запропоновано алгоритми одночасної ідентифікації активних опорів, створені з використанням лінеаризації рівнянь у робочій точці. При цьому алгоритм [130] не потребує вимірювання кутової швидкості ротора.

Рішення [114], [129] потребують для реалізації датчиків напруги, які здатні вимірювати високочастотні складові пульсацій напруги. Причому в [114] запропоновано використовувати лише сигнали, що пов'язані з роботою інвертора, тоді як алгоритми [129] потребують інжекції додаткових сигналів. Спостерігачі кутової швидкості ротора [131] є адаптивними до варіацій активних опорів статора і ротора.

У роботі [132] запропоновано алгоритм, який здатний одночасно ідентифікувати активні опори статора і ротора, кутову швидкість ротора і момент на валі АД, однак потребує вимірювання потоку статора, що унеможлиблює його практичну реалізацію.

Ідентифікатори активних опорів [132], [133] отримані на основі алгорит-

мів з ковзним режимом. У [134] запропоновано алгоритм ідентифікації активних опорів статора і ротора на основі методу найменших квадратів, у [135] спостерігач моменту навантаження АД з властивостями адаптації до варіацій активних опорів статора і ротора.

Основним недоліком всіх перерахованих алгоритмів є ряд припущень, використаних при їх синтезі, що може призводити до некоректної ідентифікації параметрів у реальних умовах роботи двигуна, внаслідок чого погіршуються процеси керування АД, можлива навіть втрата стійкості.

Узагальнюючи результати аналізу алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора АД, визначимо їх недоліки:

- передбачаються значні спрощуючі припущення, основним з яких є постійність моменту навантаження та постійність кутової швидкості ротора;
- застосовуються процедури розімкнутого інтегрування [51], [113] або диференціювання струмів статора;
- майже всі алгоритми не мають доведення стійкості замкненої системи, що включає алгоритм ідентифікації активних опорів статора та ротора та алгоритм керування;
- висока складність обчислень, які проводяться у реальному часі, що потребує від керуючого пристрою великої обчислювальної потужності;
- складність вибору коефіцієнтів налаштування та відсутність загальних методик і рекомендацій з їх вибору в усіх відомих теоретично обґрунтованих рішеннях;
- реалізація деяких алгоритмів потребує наявності давачів напруги для вимірювання високочастотних складових [129];
- деякі алгоритми для коректної роботи потребують інжекції високочастотної [129] або низькочастотної складової в сигнали напруг або струмів статора;
- відсутність експериментального підтвердження працездатності запропонованих рішень (наскільки відомо автору, єдине експериментальне дослідження алгоритму одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора

представлено в [51] при його автономній роботі).

Із загальнотеоретичної точки зору в рішеннях [51], [113], пов'язаних з ідентифікацією активних опорів статора і ротора, була вирішена основна проблема ідентифікації невідомих параметрів, один з яких входить до диференціальних рівнянь з невимірюваним виходом у вигляді добутку з не вимірюваною змінною. Як показано в підрозділі 3.4, це може бути досягнуто спеціальним перетворенням координат, завдяки якому результуючі рівняння містять не вимірювану змінну, що має відому динаміку та невідомі початкові умови.

Використовуючи алгоритм ідентифікації, який має глобальні або локальні властивості асимптотичного оцінювання за виконання умов ідентифікованості (персистентності збудження [84]), можливо побудувати адаптивні алгоритми векторного керування АД (прямого або непрямого) на основі принципу нелінійного розділення [81]. За цим принципом в алгоритмах векторного керування АД електричні параметри замінюються на їх оцінені за допомогою алгоритму ідентифікації значення \hat{R}_1 та \hat{R}_2 .

1.7. Постановка задачі дослідження

Аналітичний огляд свідчить, що існуючі алгоритми векторного керування не повною мірою враховують вплив варіацій активних опорів статора та ротора. Разом з тим, зміна активного опору ротора АД призводить до суттєвої деградації показників якості керування та зниженню енергоефективності електромеханічного перетворення енергії. Існуючі алгоритми векторного керування або частково розв'язують дану проблему в обмеженій області варіацій активного опору ротора, або повністю, але при цьому є чутливими до варіації активного опору статора. Алгоритми, які дозволяють одночасно адаптуватися до варіацій активних опорів статора і ротора є достатньо складними для реалізації на практиці та мають ряд недоліків, які обмежують їх застосування.

Алгоритми векторного керування потенційно мають можливості зі зниження чутливості до варіацій активних опорів. У той же час суттєво розширити

дані можливості дає змогу використання комбінованої системи на основі робастного векторного та адаптивного керування.

Таким чином синтез, дослідження та практична реалізація нових структур алгоритмів векторного керування АД, які мають властивості робастності та адаптації до варіацій активних опорів статора та ротора і є простими в технічній реалізації, є актуальним завданням сучасної електромеханіки, що є метою даної дисертації. Для цього необхідно:

1. Дослідити робастність алгоритмів векторного керування АД до варіацій активних опорів статора і ротора з метою обґрунтування алгоритму, який має властивості, що необхідні для створення адаптивної системи векторного керування.

2. Провести теоретичний аналіз і дослідження найбільш поширених алгоритмів ідентифікації активного опору ротора при варіаціях активного опору статора з метою визначення можливості його застосування в умовах одночасних варіацій активних опорів статора і ротора.

3. Удосконалити метод синтезу алгоритмів ідентифікації активних опорів статора і ротора, яких дозволить синтезувати алгоритми з наступними властивостями:

– глобальної або локальної асимптотичної ідентифікації активних опорів статора і ротора АД;

– працездатність за будь-яких фізично можливих характеристик моменту навантаження та кутової швидкості ротора;

– відсутність надлишкової параметризації для спрощення реалізації та налаштування;

– відсутність необхідності інжекції високочастотної або низькочастотної складової в сигнали напруг або струмів статора.

4. Удосконалити метод синтезу алгоритмів одночасної ідентифікації для випадків нульової та постійної кутової швидкості, які забезпечують простіші рішення.

5. Теоретично довести на основі нелінійного принципу розділення стій-

кість адаптивної системи векторного керування, яка отримана шляхом поєднання алгоритму робастного векторного керування з новим алгоритмом ідентифікації активних опорів статора і ротора.

б. Експериментально дослідити показники якості системи ідентифікації при автономній роботі, а також у складі адаптивної системи векторного керування.

[Equation](#)

[Section](#)

[\(Next\)](#)

РОЗДІЛ 2

ЧУТЛИВІСТЬ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНОГО ОПОРУ СТАТОРА

Стандартні системи непрямого та прямого векторного керування АД, які мають внутрішні контури регулювання струмів з ПІ регуляторами в полеорієнтованій системі координат, не є чутливими до змін активного опору статора, завдяки дії ПІ регуляторів струму. У той же час ці системи демонструють значну чутливість до варіацій активного опору ротора.

Системи векторного керування АД, адаптивні до варіацій активного опору ротора, забезпечують асимптотичність полеорієнтування в умовах його зміни внаслідок нагріву двигуна [89], [136]. Адаптація до варіацій активного опору ротора в таких системах здійснюється заміною його сталого значення на оцінене в реальному часі підсистемою ідентифікації. Адаптивні системи, які створені таким чином, забезпечують повну компенсацію впливу варіацій активного опору ротора на процеси керування АД за умови, що інші параметри точно відомі та сталі. Якщо точні значення одного або декількох параметрів АД, адаптація до зміни яких не передбачена, невідомі або можуть змінюватись у процесі роботи, то порушується асимптотичність відпрацювання навіть у випадку точної інформації про значення активного опору ротора.

До параметрів, які змінюються, належать індуктивності статора, ротора та намагнічуючого контуру, а також активний опір статора. Останній, як і активний опір ротора, змінюється при роботі двигуна внаслідок нагріву. Тому в алгоритмах ідентифікації активного опору ротора та робастного до цього параметра векторного керування найбільш суттєвим параметричним збуренням вважають варіації активного опору статора, який не може бути просто виміряний в більшості робочих режимів АД. Дослідження чутливості систем векторного керування до впливу цього збурення, в літературі розглянуто недостатньо.

Даний розділ присвячено дослідженню впливу варіацій активного опору статора на показники якості керування в системах векторного керування, робас-

тних [61] та адаптивних до варіацій активного опору ротора, на основі теоретично обґрунтованих алгоритмів ідентифікації ([58] – перший теоретично доведений, [122] – теоретично обґрунтований адаптивний спостерігач, що має структуру спостерігача Матсусе [57], [93]). Для чисельної оцінки робастності в установленому режимі були використані статичні значення похибки ідентифікації активного опору ротора та оцінювання потокозчеплення ротора. У динамічних режимах для працездатності всієї системи важливе значення має час ідентифікації.

Всі дослідження у цьому розділі та наступних проводилися для АД потужністю 0.75 кВт, номінальні параметри якого надано в Додатку А.

Основні результати розділу опубліковано в [137], [138].

2.1. Аналіз робастності до варіацій активного опору статора алгоритму робастного векторного керування [61]

Для дослідження робастності до змін активного опору статора вибрано алгоритм векторного керування [61], при синтезі якого були досягнуті властивості робастності до змін активного опору ротора. Встановлення властивостей робастності алгоритму [61] до варіацій опору *статора* дає можливість створення на його базі системи векторного керування, адаптивної до варіацій активних опорів статора та ротора.

Стандартна математична модель АД в умовах симетричності магнітних кіл, представлена в стаціонарній системі координат статора (a-b), має вигляд (додаток Б)

$$\begin{aligned}
 \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c), \quad M = \mu_1 (\psi_a i_b - \psi_b i_a), \\
 \dot{i}_a &= -(\alpha_1 + \alpha_2 \beta L_m) i_a + \alpha_2 \beta \psi_a + \beta \omega \psi_b + \frac{1}{\sigma} u_a, \\
 \dot{i}_b &= -(\alpha_1 + \alpha_2 \beta L_m) i_b + \alpha_2 \beta \psi_b - \beta \omega \psi_a + \frac{1}{\sigma} u_b, \\
 \dot{\psi}_a &= -\alpha_2 \psi_a - \omega \psi_b + \alpha_2 L_m i_a, \\
 \dot{\psi}_b &= -\alpha_2 \psi_b + \omega \psi_a + \alpha_2 L_m i_b,
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

де $(i_a, i_b)^T, (u_a, u_b)^T, (\psi_a, \psi_b)^T$ – компоненти векторів струму статора, напруги статора, потокозчеплення ротора; M – електромагнітний момент, ω – кутова швидкість, M_c – момент навантаження. Додатні константи в (2.1) визначені наступним чином: $\alpha_1 = \frac{R_1}{\sigma}$; $\alpha_2 = \frac{R_2}{L_2}$; $\sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}$; $\beta = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_2}$; $\mu_1 = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2}$, де R_1, R_2 – активні опори статора та ротора, L_1, L_2 – індуктивності статора та ротора, L_m – індуктивність намагнічування, J – повний момент інерції. Одна пара полюсів у (2.1) прийнята без втрати загальності.

Орієнтуючись на використання векторних методів керування, динамічну модель АД доцільно представити в синхронній системі координат (d-q), яка обертається з довільною кутовою швидкістю ω_0 . Після перетворення (2.1) в синхронну систему координат отримаємо

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c), \quad M = \mu_1 (\psi_d i_q - \psi_q i_d), \\ \dot{i}_d &= -(\alpha_1 + \alpha_2 \beta L_m) i_d + \omega_0 i_q + \alpha_2 \beta \psi_d + \beta \omega \psi_q + \frac{1}{\sigma} u_d, \\ \dot{i}_q &= -(\alpha_1 + \alpha_2 \beta L_m) i_q - \omega_0 i_d + \alpha_2 \beta \psi_q - \beta \omega \psi_d + \frac{1}{\sigma} u_q, \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha_2 \psi_d + (\omega_0 - \omega) \psi_q + \alpha_2 L_m i_d, \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha_2 \psi_q - (\omega_0 - \omega) \psi_d + \alpha_2 L_m i_q, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \quad \varepsilon_0(0) = 0, \end{aligned} \tag{2.2}$$

де $(i_d, i_q)^T, (u_d, u_q)^T, (\psi_d, \psi_q)^T$ – компоненти векторів струму статора, напруги статора, потокозчеплення ротора в системі координат (d-q), ε_0 та ω_0 – кутове положення та кутова швидкість системи координат (d-q) відносно нерухомої системи координат статора (a-b). Змінні в системі координат (d-q) задаються перетворенням

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(d-q)} &= \mathbf{e}^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} \mathbf{x}^{(a-b)} \\ \mathbf{x}^{(a-b)} &= \mathbf{e}^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \mathbf{x}^{(d-q)}, \quad \mathbf{e}^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \tag{2.3}$$

де \mathbf{x} – двомірний вектор напруг, струмів або потокозчеплень.

Алгоритм робастного векторного керування моментом [61] включає:

– регулятор вектора потокозчеплення ротора

$$\begin{aligned} \dot{i}_d^* &= \frac{1}{\alpha_2 L_m} (\alpha_2 \dot{\psi}^* + \dot{\psi}^*), & \dot{i}_d^* &= \frac{1}{L_m} \left(\dot{\psi}^* + \frac{1}{\alpha_2} (\alpha_2 \ddot{\psi}^* - \dot{\alpha}_2 \dot{\psi}^*) \right), \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha_2 L_m \frac{\dot{i}_q}{\psi^*} + \frac{\gamma_{1r} \beta \omega \tilde{i}_d}{\psi^*} + \frac{\gamma_{2r} \beta \omega \tilde{i}_d}{\psi^*}; \end{aligned} \quad (2.4)$$

– регулятор моменту

$$\dot{i}_q^* = \frac{1}{\mu_1} \frac{M^*}{\psi^*}, \quad \dot{i}_q^* = \frac{1}{\mu_1} \left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^* \dot{\psi}^*}{\psi^{*2}} \right); \quad (2.5)$$

– регулятор струму по осі d

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma \left[(\alpha_1 + \alpha_2 \beta L_m) \dot{i}_d^* - \omega_0 \dot{i}_q - \alpha_2 \beta \dot{\psi}^* + \dot{i}_d^* - k_{id} \tilde{i}_d - x_d \right], \\ \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_d; \end{aligned} \quad (2.6)$$

– регулятор струму по осі q

$$\begin{aligned} u_q &= \sigma \left[(\alpha_1 + \alpha_2 \beta L_m) \dot{i}_q^* + \omega_0 \dot{i}_d + \beta \omega \dot{\psi}^* + \dot{i}_q^* - k_{iq} \tilde{i}_q - x_q \right], \\ \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_q; \end{aligned} \quad (2.7)$$

– спостерігач польової компоненти струму статора

$$\dot{\hat{i}}_d = -(\alpha_1 + \alpha_2 \beta L_m) \hat{i}_d + \omega_0 \dot{i}_q + \alpha_2 \beta \dot{\psi}^* + \frac{1}{\sigma} u_d + k_d \tilde{i}_d, \quad (2.8)$$

де \hat{i}_d , $\tilde{i}_d = i_d - \hat{i}_d$ – оцінене значення та похибка оцінювання компоненти струму статора i_d ; $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$, $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – похибки відпрацювання компонент струму статора i_d , i_q ; $(i_d^*, i_q^*)^T$ – компоненти вектора завдання струму статора в системі координат (d-q); $(x_d, x_q)^T$ – інтегральні компоненти регуляторів струму; M^* – заданий електромагнітний момент двигуна; ψ^* – завдання потоку ротора; $k_{id} = k_{iq} = k_i$, $k_{iid} = k_{iiq} = k_{ii}$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму; k_d , γ_{1r} , γ_{2r} – додатні параметри налаштування.

Дослідження впливу неточності інформації про активний опір статора на якість керування механічними координатами та регулювання потокозчеплення

проведено на основі результатів моделювання перехідних процесів.

2.1.1. Методика проведення досліджень

Досліджена робота алгоритму робастного векторного керування (2.4) – (2.8), в якому замість коректного значення параметру α_1 використовувались значення α_{1c} , які відрізняються на $\pm 30\%$. Параметри моделі АД при цьому залишаються незмінними. Тести проводились для швидкостей 50 рад/с та 5 рад/с (16.7% та 1.67% від номінальної кутової швидкості двигуна). Такий вибір визначається тим, що в зоні «малих» та близьких до нульової швидкостей чутливість алгоритмів до параметричних збурень є найбільш суттєвою.

При дослідженні використовувалась наступна послідовність операцій керування:

- на інтервалі часу 0–0.25 с машина збуджується, траєкторія магнітного потоку починається з $\psi^*(0) = 0.02$ Вб і досягає номінального значення $\psi_N = 0.9$ Вб з першою та другою похідними, які дорівнюють 3.67 Вб/с та 366.7 Вб/с² відповідно;
- на інтервалі часу 0.6–0.7 с машина розганяється від нульової початкової швидкості до 50 рад/с, з першою і другою похідними, які дорівнюють 555 рад/с² та 55555 рад/с³ відповідно;
- у момент часу $t=1.2$ с відбувається стрибкоподібне накидання номінального моменту навантаження 2.5 Н·м.

Задана траєкторія швидкості сформована таким чином, що під час її відпрацювання динамічний момент відповідає номінальному моменту двигуна.

Графіки заданих траєкторій потоку та швидкості представлено на рис. 2.1 суцільними лініями, пунктирною лінією показано профіль моменту навантаження.

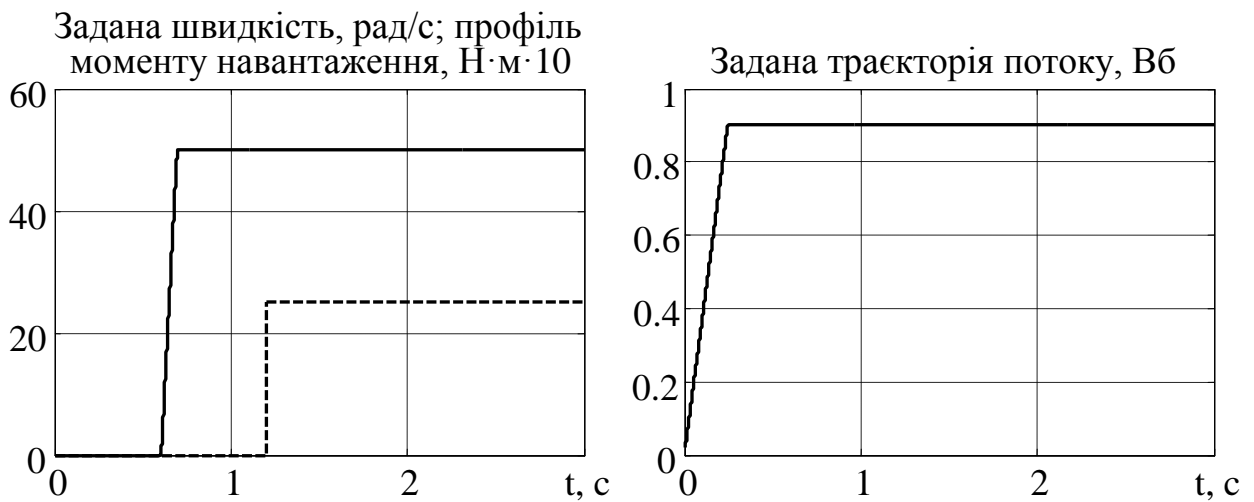


Рис. 2.1. Задані траєкторії швидкості, потоку та профіль моменту навантаження

Для подальшого порівняння показників якості регулювання моменту з результатами експерименту, дослідження було виконано в системі регулювання швидкості [139] з ПІ-регулятором, в якій внутрішній контур керування моментом та підсистему регулювання потоку реалізує досліджуваний алгоритм векторного керування.

Показники точності відпрацювання моменту визначалися непрямим шляхом за динамічною поведінкою моментної складової струму статора i_q та похибки відпрацювання заданої кутової швидкості $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$, де ω^* – задана кутова швидкість ротора.

Регулятор швидкості [139] має вигляд

$$\begin{aligned} M^* &= (-k_\omega \tilde{\omega} + \hat{M}_c + \dot{\omega}^*)J, \\ \dot{M}^* &= -k_\omega (-k_\omega \tilde{\omega} + \frac{\mu_1 \psi^* \tilde{i}_q}{J}) + \hat{M}_c + \ddot{\omega}^*, \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{oi} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (2.9)$$

де \hat{M}_c – інтегральна оцінка зовнішнього моменту навантаження; k_ω , k_{oi} – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості.

Коефіцієнти налаштування робастного алгоритму векторного керування в усіх тестах були вибрані наступними: коефіцієнти пропорційної та інтегральної

складових регулятора швидкості – $k_{\omega} = 150$, $k_{\omega i} = k_{\omega}^2 / 4 = 5625$; коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму – $k_i = 1000$, $k_{ii} = k_i^2 / 4 = 25 \cdot 10^4$; коефіцієнти спостерігача струму за віссю d – $k_d = 700$, коефіцієнти робастифікуючих зворотних зв'язків – $\gamma_{1r} = 0.1$, $\gamma_{2r} = 0.1$.

2.1.2. Результати математичного моделювання

Графіки перехідних процесів похибок відпрацювання кутової швидкості ротора $\tilde{\omega}$, модуля потоку $\tilde{\psi} = |\psi| - \psi^*$, де $|\psi| = \frac{1}{2}(\psi_d^2 + \psi_q^2)$, струмів статора i_d , i_q , похибок відпрацювання потоку $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi_d^*$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q - \psi_q^*$ для відомих параметрів показано на рис 2.2.

Графіки, які представлені на рис 2.2, підтверджують, що робастний алгоритм векторного керування (2.4) – (2.8) за умов відомих параметрів забезпечує асимптотичність відпрацювання кутової швидкості та потоку ротора.

Результати дослідження роботи алгоритму керування для значень параметру $\alpha_{1c} = 0.7\alpha_1$ та $\alpha_{1c} = 1.3\alpha_1$ показано на рис. 2.3 та рис. 2.4 для тесту при кутовій швидкості ротора 50 рад/с. Як видно з графіків рис. 2.3 та рис. 2.4, у випадку, коли значення активного опору в алгоритмі керування відрізняється від реального на -30% та 30% в статичних режимах спостерігаються похибки відпрацювання потоку в межах 7%.

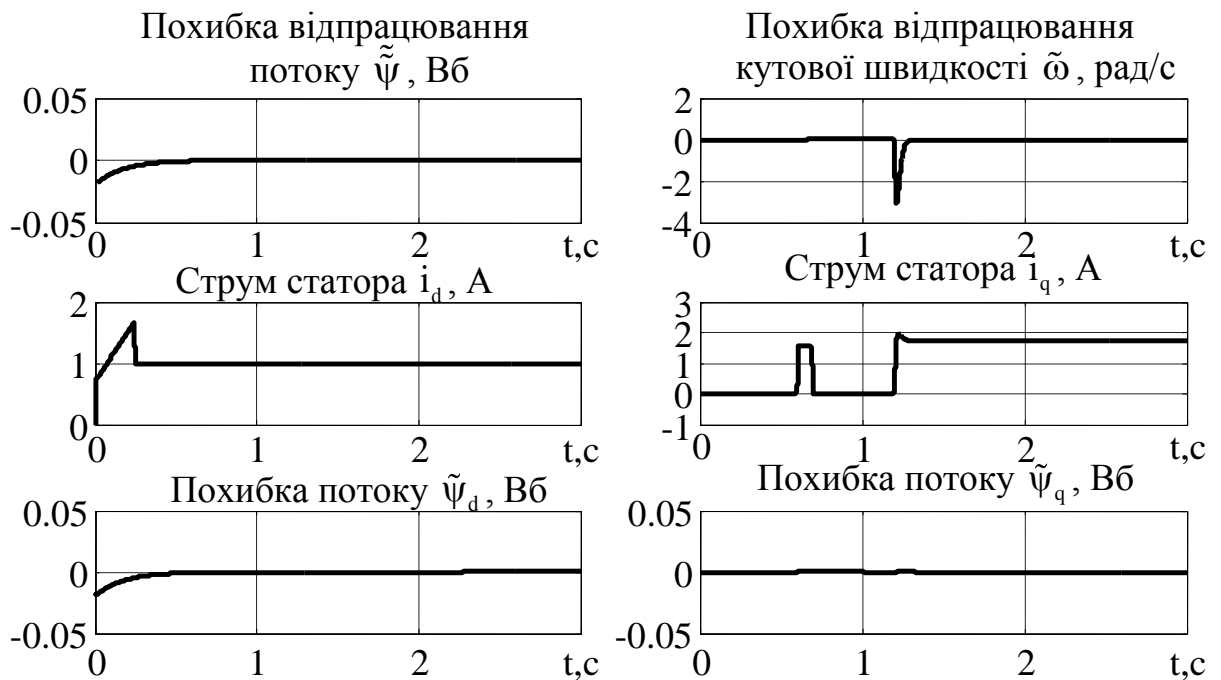


Рис. 2.2. Перехідні процеси в системі робастного векторного керування для $\alpha_{1c} = \alpha_1$ та $\omega^* = 50$ рад/с

Графіки перехідних процесів для тесту у випадку кутової швидкості ротора $\omega = 5$ рад/с, представлені на рис. 2.5 та рис. 2.6, показують, що статичні похибки відпрацювання потоку не перевищують $\pm 3\%$ від номінального значення потоку. Для всіх тестів система залишається стійкою та забезпечує асимптотичне регулювання кутової швидкості.

Результати, представлені на рис. 2.3 – рис. 2.6 підтверджують, що алгоритм керування (2.4) – (2.8) має властивості робастності до варіацій активного опору статора, які необхідні для побудови на його основі системи векторного керування, адаптивної до змін активних опорів статора і ротора.

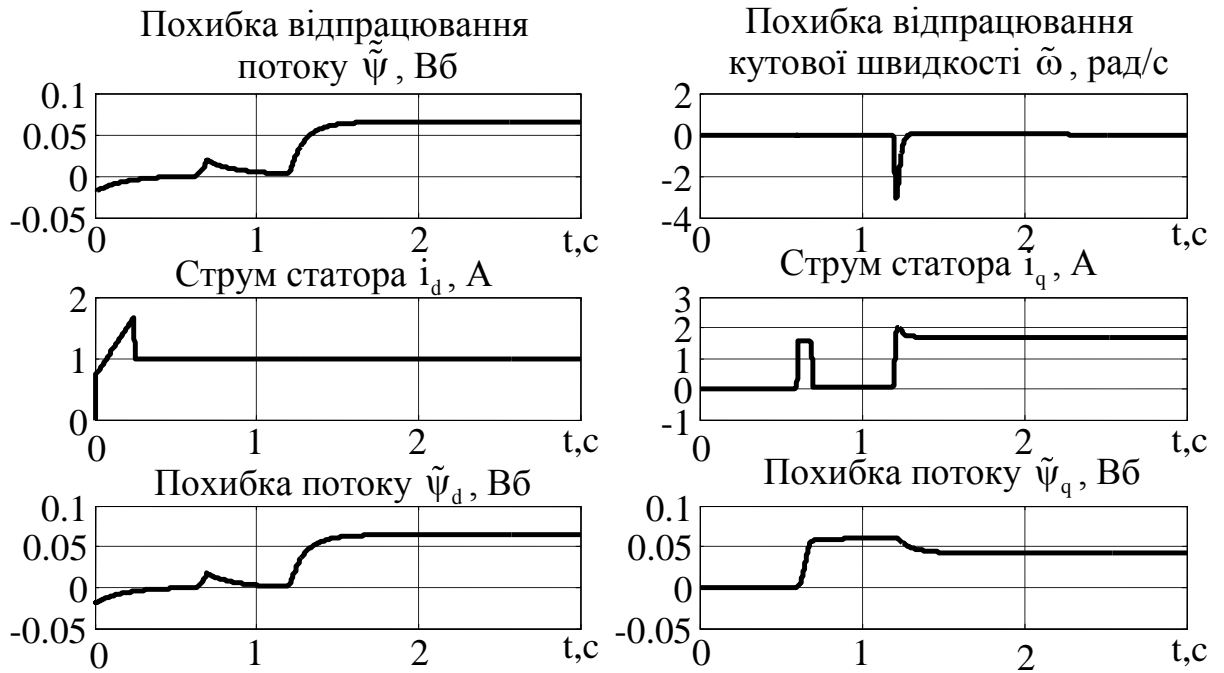


Рис. 2.3. Перехідні процеси в системі робастного векторного керування для

$$\alpha_{1c} = 0.7\alpha_1, \omega^* = 50 \text{ рад/с}$$

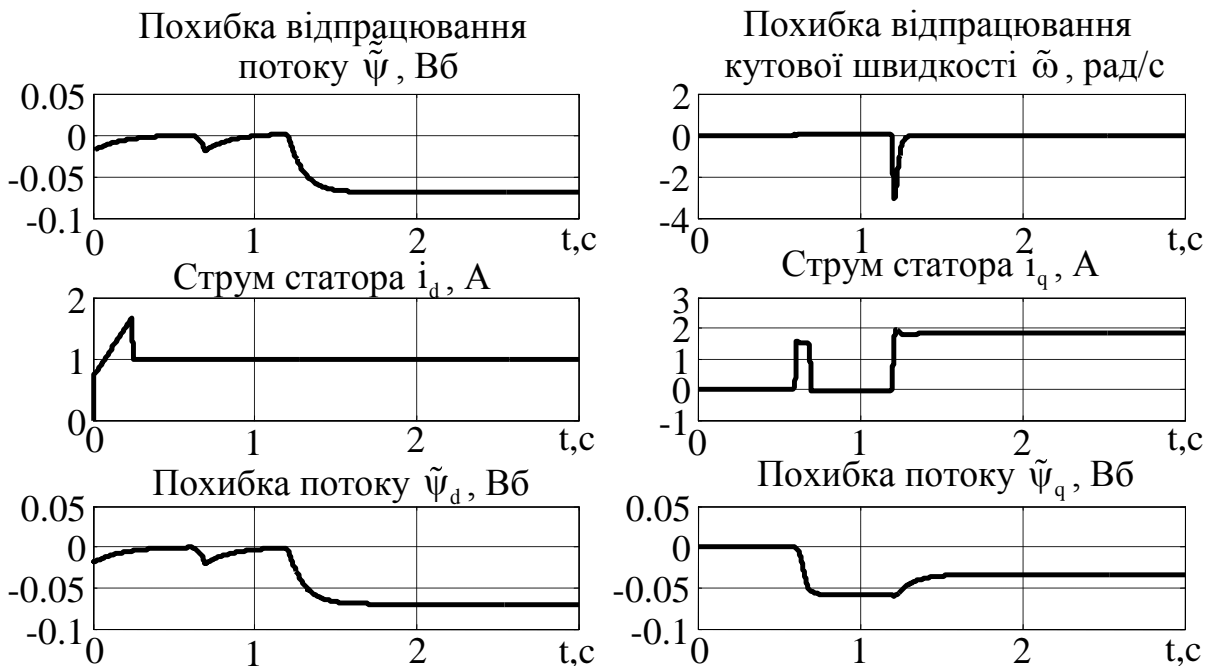


Рис. 2.4. Перехідні процеси в системі робастного векторного керування

$$\text{для } \alpha_{1c} = 1.3\alpha_1, \omega^* = 50 \text{ рад/с}$$

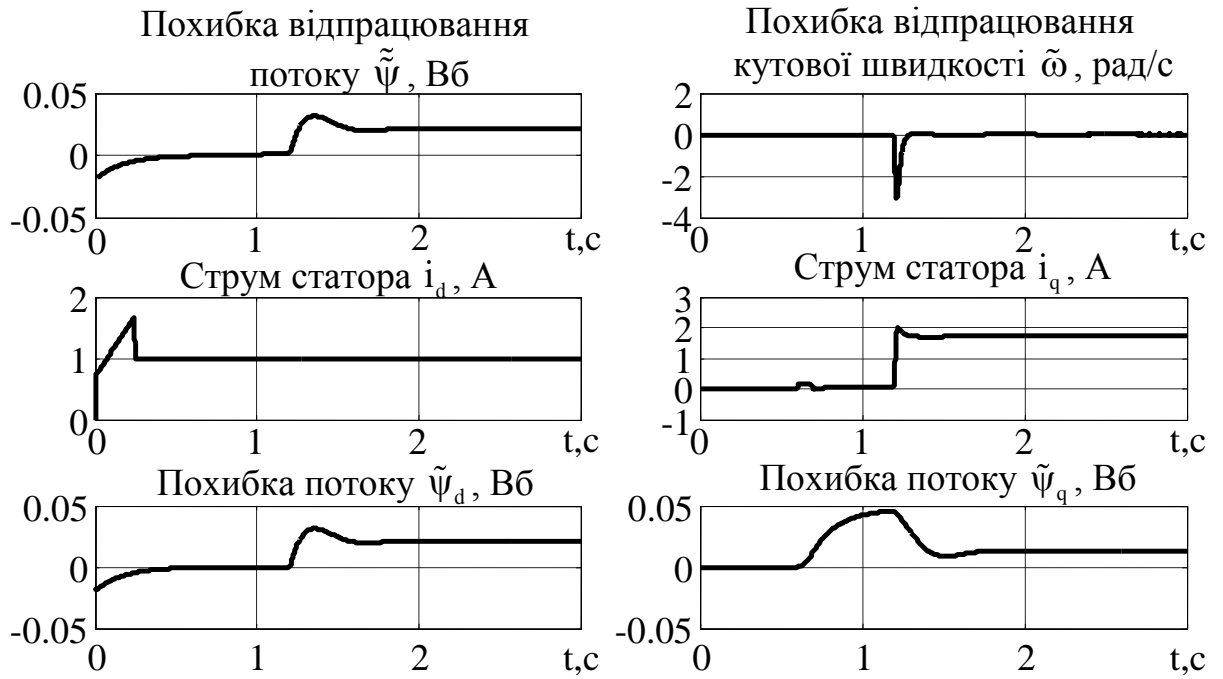


Рис. 2.5. Перехідні процеси в системі робастного векторного керування
для $\alpha_{1c} = 0.7\alpha_1$, $\omega^* = 5$ рад/с

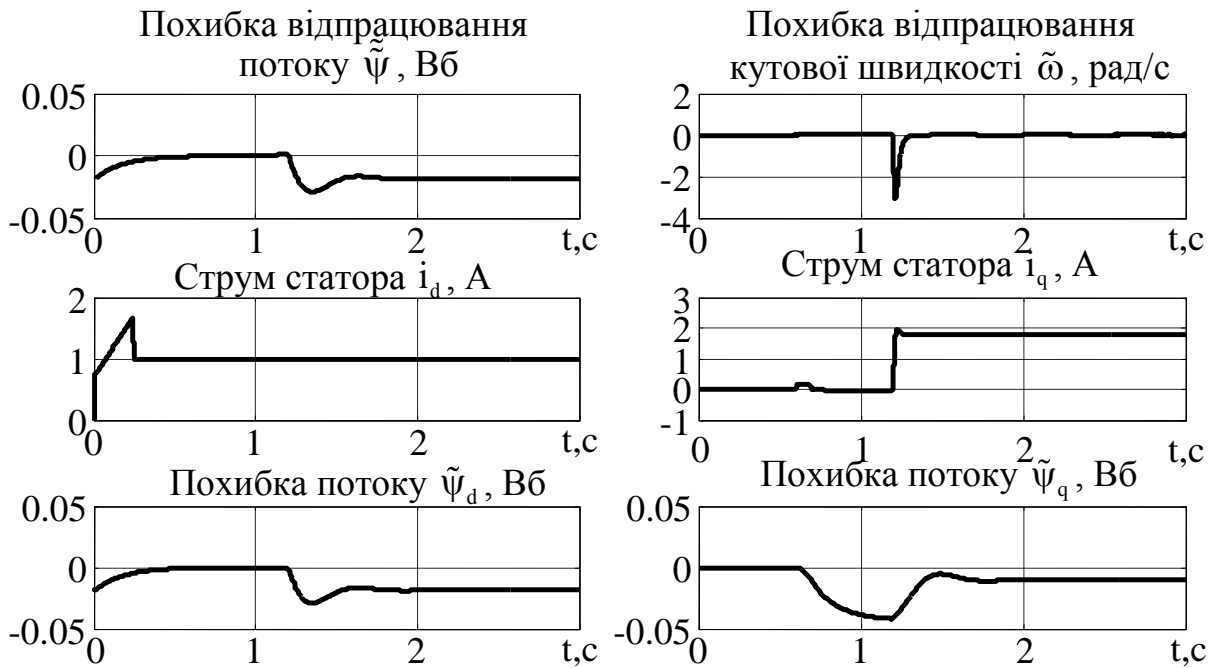


Рис. 2.6. Перехідні процеси в системі робастного векторного керування
для $\alpha_{1c} = 1.3\alpha_1$, $\omega^* = 5$ рад/с

2.2. Робастність алгоритму ідентифікації активного опору ротора до варіацій активного опору статора

Алгоритми ідентифікації активного опору ротора [49], [57], [75], [76], [82], [83], [85] – [88], [122] синтезовані з припущенням, що всі інші параметри АД, у тому числі активний опір статора, відомі та незмінні. У той же час опір статора, так само як і опір ротора, може змінюватись внаслідок нагріву. Величина впливу цих змін для кожного з алгоритмів потребує окремого дослідження, тому що в літературі це питання висвітлено недостатньо.

Для врахування варіацій активного опору статора визначимо:

$$R_1 = R_{1N} + \Delta R_1 > 0, \quad (2.10)$$

$$\alpha_1 = \alpha_{1N} + \Delta\alpha_1 \triangleq \frac{R_{1N}}{\sigma} + \frac{\Delta R_1}{\sigma} > 0, \quad (2.11)$$

де R_{1N} , ΔR_1 – номінальне значення та варіація активного опору статорного кола.

Для дослідження у роботі вибрано адаптивний до варіацій активного опору ротора спостерігач, який запропонований в [122], що описується наступними рівняннями:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_a &= -(\alpha_{1N} + \hat{\alpha}_2 L_m \beta) \hat{i}_a + \hat{\alpha}_2 \beta \hat{\psi}_a + \beta \omega \hat{\psi}_b + \frac{1}{\sigma} u_a + k_2 \tilde{i}_a, \\ \dot{\hat{i}}_b &= -(\alpha_{1N} + \hat{\alpha}_2 L_m \beta) \hat{i}_b + \hat{\alpha}_2 \beta \hat{\psi}_b - \beta \omega \hat{\psi}_a + \frac{1}{\sigma} u_b + k_2 \tilde{i}_b, \\ \dot{\hat{\psi}}_a &= -\hat{\alpha}_2 \hat{\psi}_a - \omega \hat{\psi}_b + \hat{\alpha}_2 L_m \hat{i}_a - \frac{1}{\beta} (k_2 - \hat{\alpha}_2) \tilde{i}_a - \frac{1}{\beta} \omega \tilde{i}_b, \\ \dot{\hat{\psi}}_b &= -\hat{\alpha}_2 \hat{\psi}_b + \omega \hat{\psi}_a + \hat{\alpha}_2 L_m \hat{i}_b - \frac{1}{\beta} (k_2 - \hat{\alpha}_2) \tilde{i}_b + \frac{1}{\beta} \omega \tilde{i}_a, \\ \dot{\hat{\alpha}}_2 &= \gamma \beta \left[\tilde{i}_a (\hat{\psi}_a - L_m \hat{i}_a) + \tilde{i}_b (\hat{\psi}_b - L_m \hat{i}_b) \right], \end{aligned} \quad (2.12)$$

де $\hat{\alpha}_2$ – оцінене значення параметру α_2 ; $\hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b$ – оцінені значення потокозчеплень ротора ψ_a, ψ_b відповідно; \hat{i}_a, \hat{i}_b – оцінені значення компонент струму статора; $k_2 > 0$, $\gamma > 0$ – коефіцієнти налаштування спостерігача. Похибки оцінювання струмів статора визначаються як $\tilde{i}_a = i_a - \hat{i}_a$, $\tilde{i}_b = i_b - \hat{i}_b$.

З урахуванням моделі електричної частини АД у стаціонарній системі координат статора (a-b) та (2.12) отримано рівняння динаміки похибок оцінювання та ідентифікації у вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_a &= \beta\omega\tilde{\psi}_b + \tilde{\alpha}_2\beta\hat{\psi}_a + \hat{\alpha}_2\beta\tilde{\psi}_a + \tilde{\alpha}_2\beta\tilde{\psi}_a - \tilde{\alpha}_2\beta L_m i_a - k_2\tilde{i}_a - \Delta\alpha_1 i_a, \\
\dot{\tilde{i}}_b &= -\beta\omega\tilde{\psi}_a + \tilde{\alpha}_2\beta\hat{\psi}_b + \hat{\alpha}_2\beta\tilde{\psi}_b + \tilde{\alpha}_2\beta\tilde{\psi}_b - \tilde{\alpha}_2\beta L_m i_b - k_2\tilde{i}_b - \Delta\alpha_1 i_b, \\
\dot{\tilde{\psi}}_a &= -\tilde{\alpha}_2\hat{\psi}_a - \hat{\alpha}_2\tilde{\psi}_a - \tilde{\alpha}_2\tilde{\psi}_a - \omega\tilde{\psi}_b + \tilde{\alpha}_2 L_m i_a + \frac{1}{\beta}(k_2 - \hat{\alpha}_2)\tilde{i}_a + \frac{1}{\beta}\omega\tilde{i}_b, \\
\dot{\tilde{\psi}}_b &= -\tilde{\alpha}_2\hat{\psi}_b - \hat{\alpha}_2\tilde{\psi}_b - \tilde{\alpha}_2\tilde{\psi}_b + \omega\tilde{\psi}_a + \tilde{\alpha}_2 L_m i_b + \frac{1}{\beta}(k_2 - \hat{\alpha}_2)\tilde{i}_b - \frac{1}{\beta}\omega\tilde{i}_a, \\
\dot{\tilde{\alpha}}_2 &= -\gamma\beta\left[\tilde{i}_a(\hat{\psi}_a - L_m i_a) + \tilde{i}_b(\hat{\psi}_b - L_m i_b)\right],
\end{aligned} \tag{2.13}$$

де похибки оцінювання потокозчеплень ротора визначено наступним чином

$$\tilde{\psi}_a = \psi_a - \hat{\psi}_a, \quad \tilde{\psi}_b = \psi_b - \hat{\psi}_b, \quad \text{а похибку ідентифікації} \quad \tilde{\alpha}_2 = \alpha_2 - \hat{\alpha}_2.$$

Згідно [122] було введено лінійне перетворення координат

$$z_a = \tilde{i}_a + \beta\tilde{\psi}_a, \quad z_b = \tilde{i}_b + \beta\tilde{\psi}_b. \tag{2.14}$$

У нових координатах (2.14) система (2.13) має вигляд

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_a &= -\Delta\alpha_1 i_a + \omega z_b - \omega\tilde{i}_b + \tilde{\alpha}_2\beta\hat{\psi}_a + \alpha_2 z_a - \alpha_2\tilde{i}_a - \tilde{\alpha}_2\beta L_m i_a - k_2\tilde{i}_a, \\
\dot{\tilde{i}}_b &= -\Delta\alpha_1 i_b - \omega z_a + \omega\tilde{i}_a + \tilde{\alpha}_2\beta\hat{\psi}_b + \alpha_2 z_b - \alpha_2\tilde{i}_b - \tilde{\alpha}_2\beta L_m i_b - k_2\tilde{i}_b, \\
\dot{z}_a &= -\Delta\alpha_1 i_a - \alpha_2\tilde{i}_a + \tilde{\alpha}_2\tilde{i}_a + \omega\tilde{i}_b, \\
\dot{z}_b &= -\Delta\alpha_1 i_b - \alpha_2\tilde{i}_b + \tilde{\alpha}_2\tilde{i}_b - \omega\tilde{i}_a, \\
\dot{\tilde{\alpha}}_2 &= -\gamma\beta\left[\tilde{i}_a(\hat{\psi}_a - L_m i_a) + \tilde{i}_b(\hat{\psi}_b - L_m i_b)\right].
\end{aligned} \tag{2.15}$$

Система рівнянь динаміки похибок оцінювання (2.15) у разі варіацій активного опору статора $\Delta\alpha_1$ є нелінійною та неоднорідною, тоді як за відсутності цих варіацій система була однорідною. Це обґрунтовує порушення асимптотичності оцінювання, тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, z_a, z_b, \tilde{\alpha}_2) \neq 0$.

Дослідимо стійкість лінеаризованої системи (2.15), яка виходить у випадку нехтування в третьому та четвертому рівняннях квадратичними компонентами $(\tilde{\alpha}_2\tilde{i}_a, \tilde{\alpha}_2\tilde{i}_b)$. Для цього розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \left(z_a^2 + z_b^2 + \tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2 + \frac{1}{\gamma} \tilde{\alpha}_2^2 \right) > 0, \quad (2.16)$$

похідна від якої в силу рівнянь (2.15) буде

$$\dot{V} = -\Delta\alpha_1 i_a z_a - \Delta\alpha_1 i_b z_b - \Delta\alpha_1 i_a \tilde{i}_a - \Delta\alpha_1 i_b \tilde{i}_b - (\alpha_2 + k_2) \tilde{i}_a^2 - (\alpha_2 + k_2) \tilde{i}_b^2, \quad (2.17)$$

або з урахуванням (2.14)

$$\dot{V} = -\Delta\alpha_1 \beta (i_a \tilde{\psi}_a + i_b \tilde{\psi}_b) - 2\Delta\alpha_1 (i_a \tilde{i}_a + i_b \tilde{i}_b) - (\alpha_2 + k_2) \tilde{i}_a^2 - (\alpha_2 + k_2) \tilde{i}_b^2. \quad (2.18)$$

З (2.16) та (2.18) можна зробити висновок, що за варіацій активного опору статора аналіз стійкості за допомогою (2.16) – (2.18) не можливий. Аналогічно показується і для інших алгоритмів ідентифікації активного опору ротора, що для $\Delta\alpha_1 \neq 0$ втрачається асимптотичність оцінювання, можлива втрата стійкості.

2.3. Дослідження процесів ідентифікації активного опору ротора при варіаціях активного опору статора

Для дослідження робастності алгоритмів ідентифікації [122] та [58], рівняння яких представлені відповідно в (2.12) та додатку В, було створено моделюючі програми (Додаток Д).

Для варіацій активного опору статора важливо на основі перехідних процесів виявити в статичних та динамічних режимах закономірності порушення асимптотичності ідентифікації активного опору ротора та залежність величини похибки ідентифікації активного опору ротора від режиму роботи двигуна.

Керування двигуном здійснювалось за допомогою системи регулювання швидкості [139] з регулятором (2.9), в якій внутрішній контур керування моментом та підсистему регулювання потоку реалізує робастний алгоритм векторного керування (2.4) – (2.8), параметри налаштування якого надано в пункті 2.1.1. При цьому алгоритми ідентифікації [58] та [122] працювали в автономному режимі, тобто процеси ідентифікації не впливали на процеси керування.

Початкові умови для параметра α_2 в алгоритмах ідентифікації для всіх

тестів встановлено рівними $\hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_{2N}$.

Дослідження виконувались для двох варіантів значення параметру α_1 в алгоритмах ідентифікації $\alpha_{1i} = 0.7 \cdot \alpha_{1N}$ та $\alpha_{1i} = 1.3 \cdot \alpha_{1N}$. Активний опір статора в моделі двигуна та алгоритмі керування при цьому залишався незмінним і до-рівнював номінальному значенню.

Під час тестів використовувалась послідовність операцій керування, яка описана в пункті 2.1.1 та показана на рис. 2.1. Похибка оцінювання модуля потоку визначалася як $\tilde{\psi} = |\psi| - |\hat{\psi}|$, де $|\hat{\psi}| = \sqrt{\hat{\psi}_a^2 + \hat{\psi}_b^2}$.

Алгоритм [122]. Коефіцієнти налаштування алгоритму ідентифікації (2.12) встановлювались наступними: $k_2 = 25$, $\gamma = 1$. Перехідні процеси ідентифікації для кутової швидкості $\omega = 50$ рад/с (16,7% від номінальної швидкості) показано на рис. 2.7 та рис. 2.8.

Як видно рис. 2.7 та рис. 2.8 асимптотичність ідентифікації та оцінювання порушується. Похибки ідентифікації активного опору ротора в статичних режимах становлять +18% та -23% для $\alpha_{1i} = 0.7 \cdot \alpha_{1N}$ та $\alpha_{1i} = 1.3 \cdot \alpha_{1N}$ відповідно, похибки спостереження потокозчеплення становлять -3% та +4% для $\alpha_{1i} = 0.7 \cdot \alpha_{1N}$ та $\alpha_{1i} = 1.3 \cdot \alpha_{1N}$ відповідно, похибки оцінювання струмів у статичних режимах мають синусоїдальну форму. Асимптотичність ідентифікації опору ротора також порушується.



Рис. 2.7. Перехідні процеси ідентифікації для алгоритму (2.12) у випадку $\alpha_{i1} = 0.7 \cdot \alpha_{1N}$, $\omega = 50$ рад/с

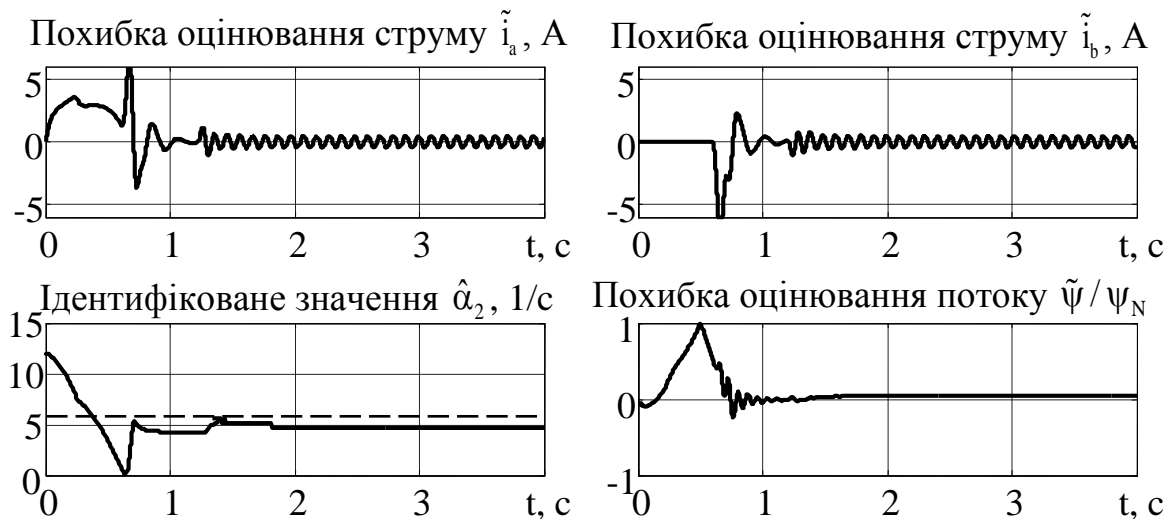


Рис. 2.8. Перехідні процеси ідентифікації для алгоритму (2.12) у випадку $\alpha_{i1} = 1.3 \cdot \alpha_{1N}$, $\omega = 50$ рад/с

Перехідні процеси ідентифікації для алгоритму (2.12) для кутової швидкості $\omega = 5$ рад/с (1.67% від номінальної швидкості) показано на рис. 2.9 та рис. 2.10. Аналіз перехідних процесів, рис. 2.9, рис. 2.10, підтверджує висновки, які отримано для кутової швидкості $\omega = 50$ рад/с. Необхідно відмітити, що в перехідних процесах оцінок поточозчеплення присутні значні динамічні похибки, що перевищують номінальне значення для двигуна і тому такий спостерігач не гарантує стійкості адаптивної системи без коригування активного опору стато-

ра.

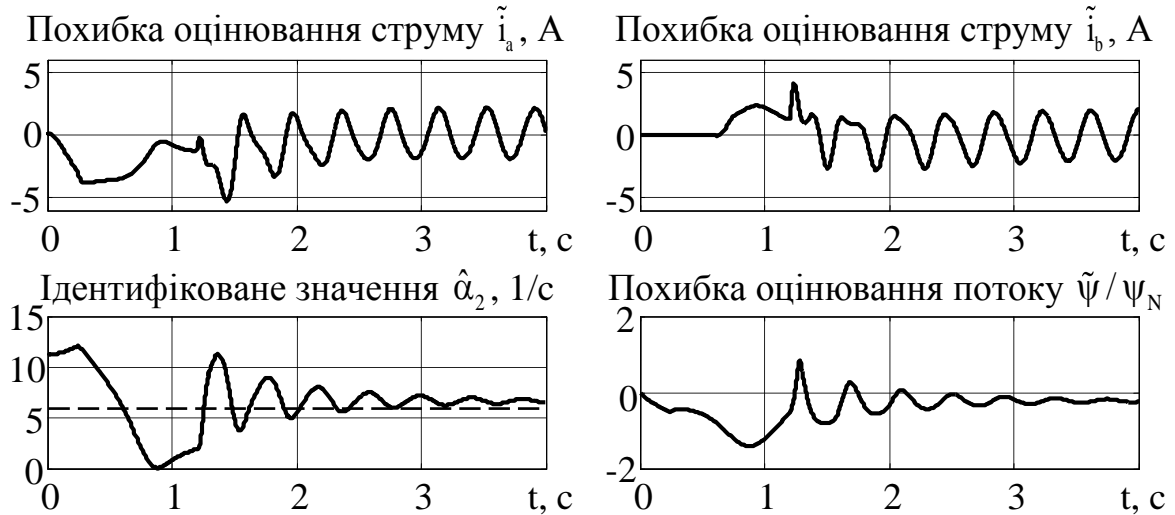


Рис. 2.9. Перехідні процеси ідентифікації у випадку $\alpha_{i1} = 0.7 \cdot \alpha_{iN}$, $\omega = 5$ рад/с для алгоритму (2.12)

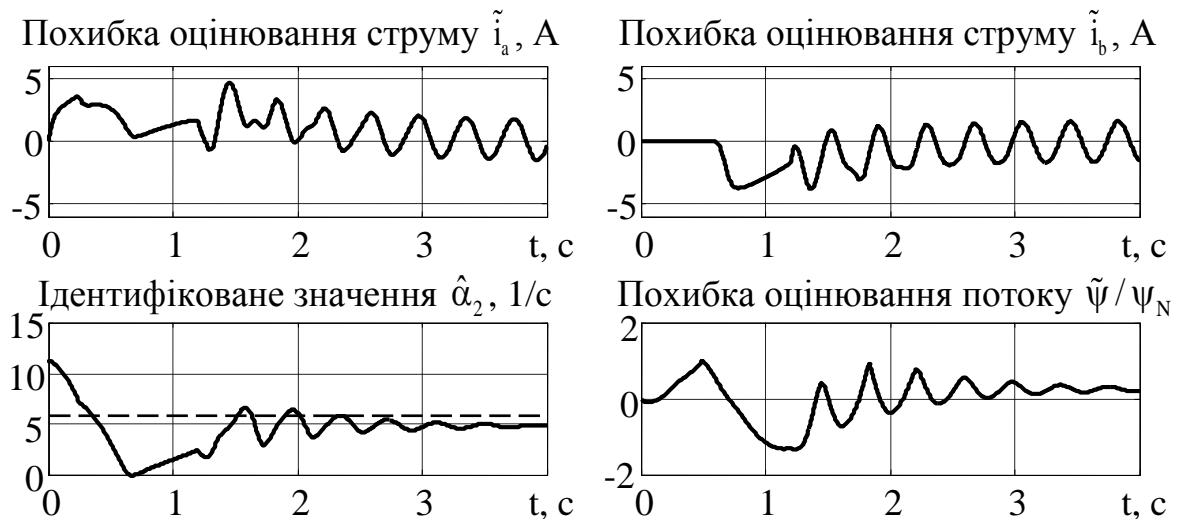


Рис. 2.10. Перехідні процеси ідентифікації у випадку $\alpha_{i1} = 1.3 \cdot \alpha_{iN}$, $\omega = 5$ рад/с для алгоритму (2.12)

Похибки оцінювання змінних АД у статистиці містять періодичний характер з періодом частоти живлення, для встановлених налаштувань зниження кутової швидкості призводить до уповільнення перехідних процесів.

На рис. 2.11 показано статичні залежності відносних похибок оцінювання $\tilde{\alpha}_2 / \alpha_{2N}$ та модуля потокозчеплення ротора $\tilde{\psi} / \psi_N$ у випадку зміни

$\alpha_1 \in (0.5\alpha_{1N} \div 1.5\alpha_{1N})$ для роботи АД з номінальним навантаженням $M_c = 2.5$ Н·м для двох значень кутової швидкості $\omega = 50$ рад/с та $\omega = 5$ рад/с.

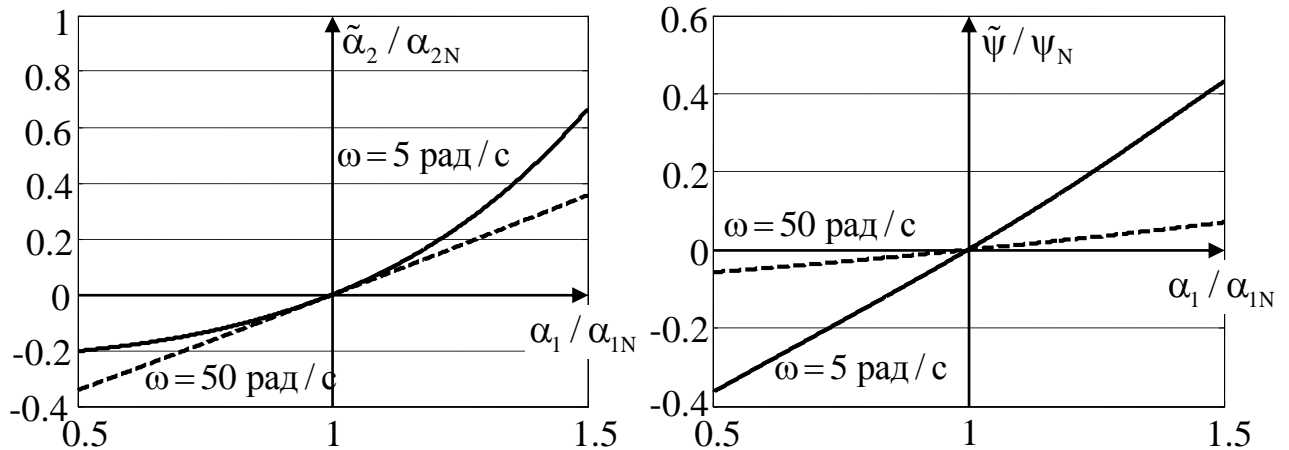


Рис. 2.11. Залежності похибок оцінювання та ідентифікації від змін активного опору статора для алгоритму (2.12)

Як видно з рис. 2.11, варіації активного опору статора призводять до порушення асимптотичності ідентифікації активного опору та потокозчеплення ротора, причому більш критичними є режими роботи з низькою кутовою швидкістю ротора.

Алгоритм [58]. Коефіцієнти налаштування алгоритму ідентифікації (В.1) встановлено у відповідності до: $k = 200$, $\gamma_1 = 10$, $\gamma_2 = 1$, $\gamma_3 = 1000$.

Графіки перехідних процесів в умовах аналогічного тесту збуреної поведінки ($\alpha_{1i} = 0.7 \cdot \alpha_{1N}$ та $\alpha_{1i} = 1.3 \cdot \alpha_{1N}$) показано на рис. 2.12 – рис. 2.15. З рис. 2.12 випливає, що в адаптивному спостерігачі зміни активного опору статора транслюються в похибки оцінювання α_2 (опору ротора) з коефіцієнтом, що наближається до одиниці.

Аналіз графіків рис. 2.12 – рис. 2.15 для спостерігача [58] в умовах розглянутих збурень свідчить, що характер поведінки адаптивних до змін опору ротора алгоритмів в умовах збурень з боку опору статорного кола є типовим. Алгоритм [58] є більш чутливим у порівнянні з розглянутим раніше [122], особливо для малих швидкостей (див. графіки для $\omega = 5$ рад/с). Досягти надійної роботи адаптивної системи з використанням такого спостерігача проблематично.

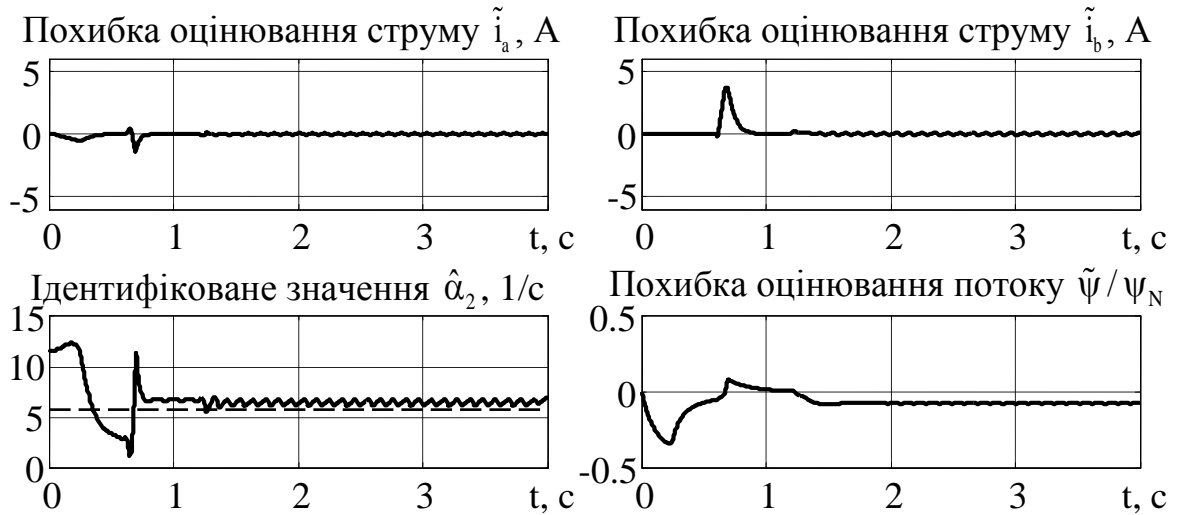


Рис. 2.12. Перехідні процеси ідентифікації для алгоритму [58] у випадку $\alpha_{i1} = 0.7 \cdot \alpha_{1N}$ та кутової швидкості $\omega = 50$ рад/с

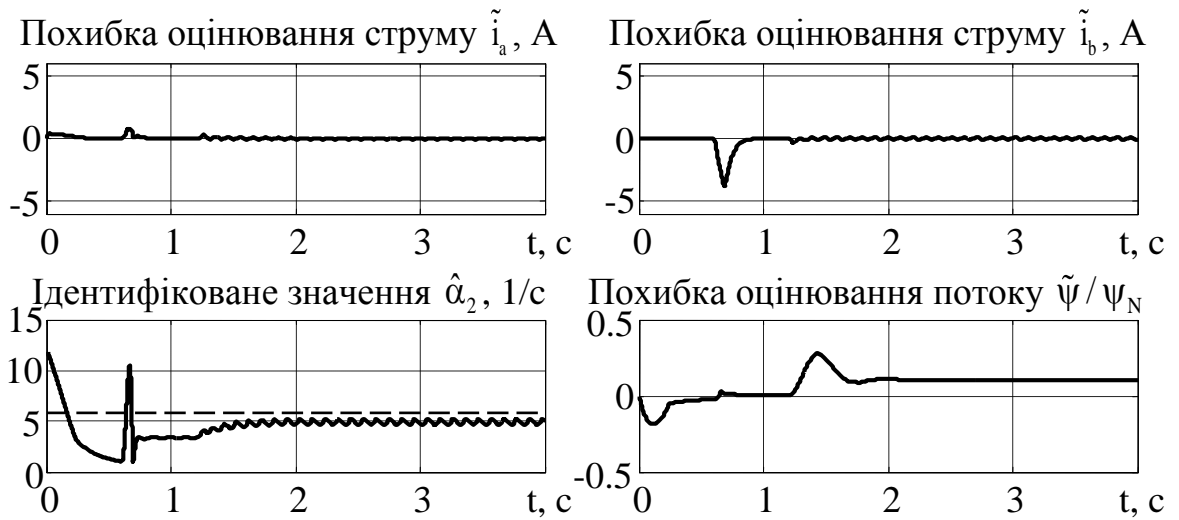


Рис. 2.13. Перехідні процеси ідентифікації для алгоритму [58] у випадку $\alpha_{i1} = 1.3 \cdot \alpha_{1N}$ та кутової швидкості $\omega = 50$ рад/с

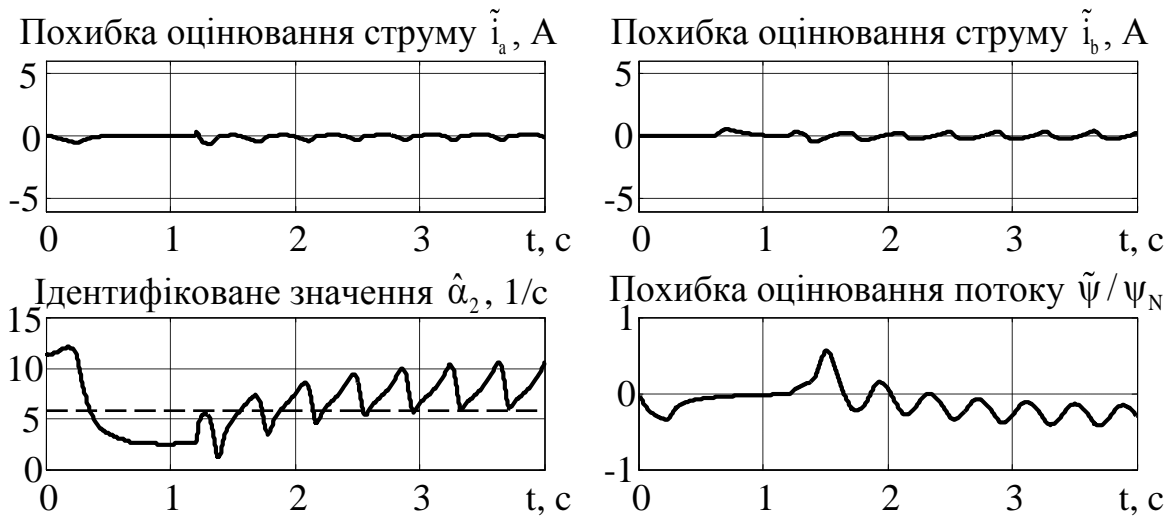


Рис. 2.14. Перехідні процеси ідентифікації для алгоритму [58] у випадку $\alpha_{1i} = 0.7 \cdot \alpha_{1N}$ та кутової швидкості $\omega = 5$ рад/с

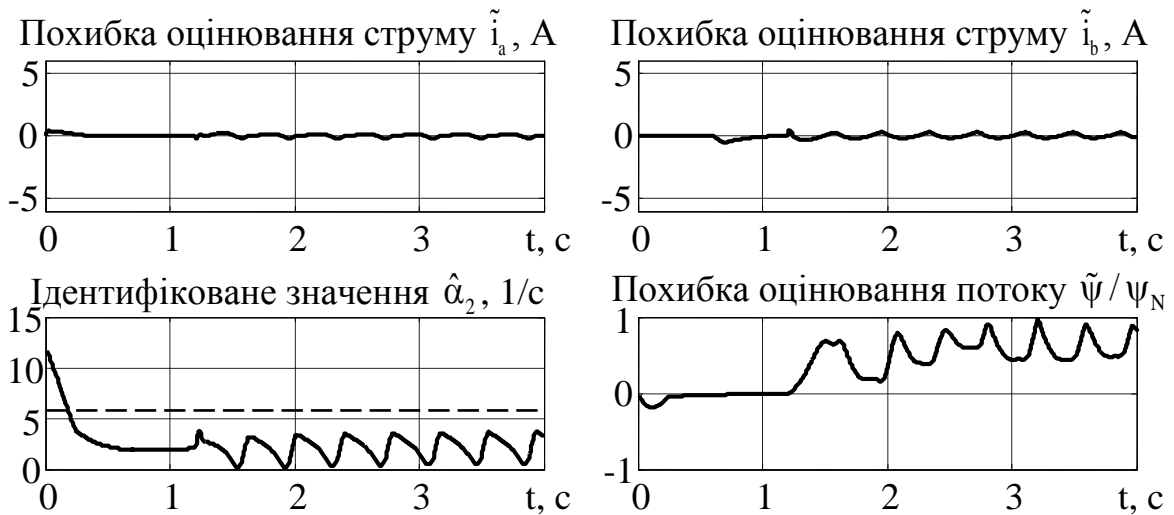


Рис. 2.15. Перехідні процеси ідентифікації для алгоритму [58] у випадку $\alpha_{1i} = 1.3 \cdot \alpha_{1N}$ та кутової швидкості $\omega = 5$ рад/с

Висновки до розділу

1. Аналітично показано, що за відсутності точної інформації про значення активного опору статора АД в алгоритмах ідентифікації активного опору ротора виникає порушення асимптотичності їх роботи.

2. Проведені дослідження показали, що алгоритми ідентифікації активного опору ротора у випадку неточної інформації про активний опір статора (від-

хилення в межах реально ймовірних змін при нагріві) мають значні похибки ідентифікації активного опору ротора та оцінки потокозчеплення ротора. У деяких режимах втрачається стійкість, що робить алгоритм непрацездатним. Отримані результати підтверджують недосконалість систем векторного керування, які адаптивні до варіацій активного опору ротора, в умовах варіацій активного опору статора та підтверджують актуальність розробки систем, що адаптивні до змін обох опорів.

3. Шляхом математичного моделювання показано, що робастний до варіацій активного опору ротора [61] алгоритм непрямого векторного керування, має властивості робастності до варіацій активного опору статора. Виявлені властивості одночасної робастності до варіацій активних опорів статора і ротора потенційно дозволяють використовувати досліджений алгоритм для створення систем векторного керування, які є адаптивні до варіацій активних опорів статора і ротора АД.

Equation Section 3

РОЗДІЛ 3

ІДЕНТИФІКАЦІЯ АКТИВНИХ ОПОРІВ СТАТОРА І РОТОРА АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

Попередні результати аналізу роботи алгоритмів ідентифікації активного опору ротора свідчать про їх суттєві недоліки в умовах варіацій активного опору статора. Ця проблема може бути вирішена за рахунок використання алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора, що є складним завданням [51]. Даній проблемі присвячено достатньо велику кількість досліджень [51], [113], [114], [129] – [135], однак визначеного рішення до цього часу не знайдено. Це пояснюється тим, що АД є складним нелінійним багатовимірним об'єктом, вектор стану якого доступний для вимірювання лише частково.

Необхідно відмітити, що активні опори статора і ротора змінюються повільно, тому для певних класів механізмів технологічний процес дозволяє проводити ідентифікацію активних опорів не постійно, а лише періодично, наприклад, під час зупинок технологічного обладнання або роботи в усталених режимах.

Метою даного розділу є розвиток методів синтезу алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора шляхом уникнення надлишкової параметризації. Додатково розглянуто синтез для певних режимів роботи електроприводу, а саме: при нерухомому роторі та при постійній кутовій швидкості.

Удосконалені методи синтезу алгоритмів дозволяють:

- синтезувати алгоритми ідентифікації активних опорів 5-го порядку для активної ідентифікації у випадку нерухомого ротора, один з яких не містить процедури розімкнутого інтегрування струмів;

- синтезувати алгоритм ідентифікації активних опорів 8-го порядку для випадку постійної кутової швидкості, що не містять розімкнутого інтегрування струмів;

- синтезувати алгоритм ідентифікації активних опорів статора і ротора 10-го порядку, що працюють при будь-якому завданні кутової швидкості рото-

ра.

Основні результати розділу опубліковані в роботах [92], [140] – [143].

3.1. Ідентифікація активних опорів у випадку нерухомого ротора

Алгоритми ідентифікації, що здатні працювати лише у випадку нерухомого ротора є найбільш простими. Їх можна, наприклад, використовувати в громадському електротранспорті, технологічний цикл якого передбачає періодичні та короткотривалі зупинки.

Якщо в технологічному процесі передбачені паузи з повною зупинкою двигуна без створення моменту, наприклад, як в транспортних засобах, то активні опори статора і ротора можуть бути ідентифіковані з використанням алгоритмів [51], [113], прийнявши в них значення кутової швидкості рівним нулю. За рахунок цього складність алгоритмів [51], [113] для випадку нульової кутової швидкості суттєво зменшиться, оскільки зникнуть компоненти, що пов'язують між собою проекції векторів струмів або потокозчеплень на різні осі координат. За умови, що АД має симетричну структуру, достатньо розглядати проекцію лише на одну вісь координат. Тому алгоритми [51], [113] для випадку нульової кутової швидкості матимуть 7-й та 8-й порядки відповідно.

Ще однією специфікою ідентифікації у випадку нерухомого ротора є можливість застосування активної ідентифікації, тобто використання спеціальних тестових сигналів, формуючи їх у вигляді вектора напруг, що не обертається. Важливою проблемою, пов'язаною з ідентифікацією параметрів, у випадку нерухомого ротора є відсутність загальної методики вибору тестових сигналів. Вони, як відомо, мають значний вплив на швидкість процесів ідентифікації параметрів, враховуючи обмеженість у часі, яка зумовлена тривалістю технологічних зупинок.

У даному підрозділі запропоновано синтез більш простого алгоритму одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора АД 5-го порядку та представлено результати дослідження його статичних і динамічних показників

якості шляхом математичного моделювання.

3.1.1. Постановка задачі

Для стандартної моделі АД (2.1) необхідно синтезувати алгоритм одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора за умови, що кутова швидкість ротора ω дорівнює нулю. Концептуально лінія синтезу алгоритму ідентифікації базується на методі [51].

Для урахування варіацій активного опору ротора введемо визначення

$$R_2 = R_{2N} + \Delta R_2 > 0, \quad (3.1)$$

$$\alpha_2 = \alpha_{2N} + \Delta\alpha_2 \triangleq \frac{R_{2N}}{L_2} + \frac{\Delta R_2}{L_2} > 0, \quad (3.2)$$

де R_{2N} , ΔR_2 – номінальне значення та відхилення активного опору роторного кола.

Модель двигуна (2.1) для $\omega = 0$ та однофазного живлення має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= -(\alpha_{1N} + \Delta\alpha_1)i_a + (\alpha_{2N} + \Delta\alpha_2)\beta\psi_{2a} - (\alpha_{2N} + \Delta\alpha_2)\beta L_m i_a + \frac{1}{\sigma} u_a, \\ \dot{\psi}_a &= -(\alpha_{2N} + \Delta\alpha_2)\psi_a + (\alpha_{2N} + \Delta\alpha_2)L_m i_a, \end{aligned} \quad (3.3)$$

де i_a , u_a , ψ_a – компоненти векторів струму статора, напруги статора, потокозчеплення ротора за віссю а.

Нехай виконуються наступні припущення:

А.1. АД працює в таких умовах, що $i_a(t)$, $\int_0^t i_a(\tau) d\tau$, $\psi_a(t)$, $u_a(t)$, обме-

жені для всіх $t \geq 0$.

А.2. Струм і напруга статора вимірюються.

А.3. Всі параметри АД, окрім активних опорів статора та ротора, відомі та сталі.

А.4. Активні опори статора і ротора невідомі, додатні та сталі.

В умовах цих припущень необхідно синтезувати алгоритм ідентифікації, який гарантує досягнення наступних цілей керування:

CO1. Асимптотичність ідентифікації невідомих параметрів $\Delta\alpha_1$ та $\Delta\alpha_2$, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\Delta\alpha_1 - \Delta\hat{\alpha}_1) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\Delta\alpha_2 - \Delta\hat{\alpha}_2) = 0, \quad (3.4)$$

де $\Delta\hat{\alpha}_1$, $\Delta\hat{\alpha}_2$ – оцінені значення змінних $\Delta\alpha_1$, $\Delta\alpha_2$, відповідно.

CO2. Асимптотичність спостереження струму статора та потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (i_a - \hat{i}_a) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\psi_a - \hat{\psi}_a) = 0. \quad (3.5)$$

CO3. Обмеженість всіх внутрішніх сигналів.

3.1.2. Синтез алгоритму одночасної ідентифікації при нерухомому роторі

На основі рівнянь (3.3), сформуємо адаптивний спостерігач у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_a &= -(\alpha_{1N} + \alpha_{2N}\beta L_m) \hat{i}_a + \alpha_{2N}\beta \eta_a + k_1 \tilde{i}_a + \Delta\hat{\alpha}_2 \beta (\eta_a - L_m \hat{i}_a) + \frac{1}{\sigma} u_a + v_a, \\ \dot{\hat{\eta}}_a &= -\alpha_{2N} \eta_a + \alpha_{2N} L_m \hat{i}_a - \frac{1}{\beta} v_a - \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_a - \Delta\hat{\alpha}_2 (\eta_a - L_m \hat{i}_a), \end{aligned} \quad (3.6)$$

де v_a – додатковий сигнал, що буде спроектований пізніше, η_a додаткова змінна, $k_1 > 0$, $k_2 > 0$ – коефіцієнти зворотніх зв'язків.

Визначивши похибки оцінювання $\tilde{i}_a = i_a - \hat{i}_a$, $\tilde{\eta}_a = \psi_a - \eta_a$, $\Delta\tilde{\alpha}_2 = \Delta\alpha_2 - \Delta\hat{\alpha}_2$, система (3.6) у формі похибок запишеться

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_a &= -k_1 \tilde{i}_a + \alpha_2 \beta \tilde{\eta}_a + \Delta\tilde{\alpha}_2 \beta (\eta_a - L_m \hat{i}_a) - \Delta\alpha_1 \hat{i}_a - v_a, \\ \dot{\tilde{\eta}}_a &= -\alpha_2 \tilde{\eta}_a + \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_a - \Delta\tilde{\alpha}_2 (\eta_a - L_m \hat{i}_a) + \frac{1}{\beta} v_a. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Ідея побудови алгоритму ідентифікації для системи (3.7) полягає в тому, щоб спроектувати додатковий сигнал v_a , а також динамічну поведінку оцінок $\Delta\hat{\alpha}_1$ і $\Delta\hat{\alpha}_2$ таким чином, щоб \tilde{i}_a асимптотично збігався в нуль. Для досягнення цієї мети введемо динамічне перетворення координат

$$z_a = \tilde{i}_a + \beta \tilde{\eta}_a + \Delta \alpha_1 \xi_a, \quad (3.8)$$

де

$$\xi_a = \int_0^t i_a(\tau) d\tau. \quad (3.9)$$

Відмітимо, що динамічне перетворення координат залежить від невідомої константи $\Delta \alpha_1$, а змінна ξ_a у відповідності до припущення А.1 передбачається обмеженою.

У нових змінних система (3.7) буде

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_a &= -(k_1 + \alpha_2) \tilde{i}_a + \alpha_2 z_a + \Delta \tilde{\alpha}_2 \beta (\eta_a - L_m i_a) - \Delta \alpha_1 i_a - \Delta \alpha_1 \alpha_2 \xi_a - v_a, \\ \dot{z}_a &= -(k_1 - k_2) \tilde{i}_a. \end{aligned} \quad (3.10)$$

В (3.10) динаміка змінної z_a відома, але невідомі її початкові умови.

Наступним кроком сформовано додатковий сигнал v_a таким чином, щоб здійснити часткову компенсацію складових правої частини першого рівняння в (3.10), які пропорційні $\Delta \alpha_1$.

Удосконалимо метод [51] з метою уникнення надлишкової параметризації, що дозволить понизити порядок системи.

Нехай v_a буде

$$v_a = -\Delta \hat{\alpha}_1 i_a - \alpha_{2N} \Delta \hat{\alpha}_1 \xi_a - \Delta \hat{\alpha}_1 \Delta \hat{\alpha}_2 \xi_a. \quad (3.11)$$

Формування виразу (3.11) відрізняється від представленого в [51] наявністю компоненти $-\Delta \hat{\alpha}_1 \Delta \hat{\alpha}_2 \xi_a$, завдяки чому досягається уникнення надлишкової параметризації.

Визначивши похибку оцінювання $\Delta \tilde{\alpha}_1 = \Delta \alpha_1 - \Delta \hat{\alpha}_1$, рівняння (3.10), з врахуванням (3.11), перепишуться у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_a &= -(k_1 + \alpha_2) \tilde{i}_a + \alpha_2 z_a - \Delta \tilde{\alpha}_1 (i_a + \alpha_{2N} \xi_a + \Delta \hat{\alpha}_2 \xi_a) + \Delta \tilde{\alpha}_2 [\beta \eta_a - \beta L_m i_a - \\ & - (\Delta \hat{\alpha}_1 / L_2) \xi_a] - \Delta \tilde{\alpha}_1 \Delta \tilde{\alpha}_2 \xi_a, \\ \dot{z}_a &= -(k_1 - k_2) \tilde{i}_a. \end{aligned} \quad (3.12)$$

При розгляді частково лінійної апроксимації (3.12) квадратичною компонентою $-\Delta \tilde{\alpha}_1 \Delta \tilde{\alpha}_2 \xi_a$ можна знехтувати.

Для визначення законів ідентифікації $\Delta\hat{\alpha}_1$, $\Delta\hat{\alpha}_2$, розглянемо наступну додатньо-визначену функцію ($\gamma_i > 0$, $i = 1, 2, 3$, $\gamma_1 = k_1 - k_2 > 0$, $\gamma_2 > 0$, $\gamma_3 > 0$)

$$V = \frac{1}{2} \left[\tilde{i}_a^2 + \frac{\alpha_2}{\gamma_1} z_a^2 + \frac{1}{\gamma_2} \Delta\tilde{\alpha}_1^2 + \frac{1}{\gamma_3} \Delta\tilde{\alpha}_2^2 \right]. \quad (3.13)$$

Похідна за часом від V в силу рівнянь (3.12) має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -(k_1 + \alpha_2) \tilde{i}_a^2 - \Delta\tilde{\alpha}_1 \tilde{i}_a (i_a + \alpha_{2N} \xi_a + \Delta\hat{\alpha}_2 \xi_a) + \\ & + \Delta\tilde{\alpha}_2 \tilde{i}_a (\beta \eta_a - \beta L_m i_a - \Delta\hat{\alpha}_1 \xi_a) + \frac{1}{\gamma_2} \Delta\tilde{\alpha}_1 \Delta\dot{\tilde{\alpha}}_1 + \frac{1}{\gamma_3} \Delta\tilde{\alpha}_2 \Delta\dot{\tilde{\alpha}}_2. \end{aligned} \quad (3.14)$$

Визначивши в (3.14)

$$\begin{aligned} \Delta\dot{\tilde{\alpha}}_1 = & -\Delta\hat{\alpha}_1 = \gamma_2 \tilde{i}_a (i_a + \alpha_{2N} \xi_a + \Delta\hat{\alpha}_2 \xi_a), \\ \Delta\dot{\tilde{\alpha}}_2 = & -\Delta\hat{\alpha}_2 = -\gamma_3 \tilde{i}_a (\beta \eta_a - \beta L_m i_a - \Delta\hat{\alpha}_1 \xi_a), \end{aligned} \quad (3.15)$$

отримаємо

$$\dot{V} = -(k_1 + \alpha_2) \tilde{i}_a^2. \quad (3.16)$$

З (3.13), (3.16) випливає, що V є функцією Ляпунова, а змінні $(\tilde{i}_a, z_a, \Delta\tilde{\alpha}_1, \Delta\tilde{\alpha}_2)$ є обмеженими.

Повні рівняння алгоритму ідентифікації активних опорів статора і ротора задаються (3.6), (3.11) та (3.15), вони описують нелінійну динамічну систему п'ятого порядку в такому вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{i}_a = & -(\alpha_{1N} + \alpha_{2N} \beta L_m) i_a + \beta \alpha_{2N} \eta_a + \frac{1}{\sigma} u_a + k_1 \tilde{i}_a + \Delta\hat{\alpha}_2 \beta (\hat{\psi}_a - L_m i_a) + v_a, \\ \dot{\eta}_a = & -\alpha_{2N} \eta_a + \alpha_{2N} L_m i_a - \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_a - \Delta\hat{\alpha}_2 (\eta_a - L_m i_a) - \frac{1}{\beta} v_a, \\ \dot{\xi}_a = & i_a, \\ \Delta\dot{\hat{\alpha}}_1 = & -\gamma_2 \tilde{i}_a (i_a + \alpha_{2N} \xi_a + \Delta\hat{\alpha}_2 \xi_a), \\ \Delta\dot{\hat{\alpha}}_2 = & \gamma_3 \tilde{i}_a (\beta \eta_a - \beta L_m i_a - \Delta\hat{\alpha}_1 \xi_a), \\ v_a = & -\Delta\hat{\alpha}_1 i_a - \alpha_{2N} \Delta\hat{\alpha}_1 \xi_a - \Delta\hat{\alpha}_1 \Delta\hat{\alpha}_2 \xi_a. \end{aligned} \quad (3.17)$$

Алгоритм ідентифікації (3.17) містить чотири додатних параметра налаштування: k_1 , k_2 , $\gamma_1 = k_1 - k_2 > 0$, γ_2 , γ_3 , його входами є u_a , i_a , виходами оцінені значення активних опорів статора і ротора $\Delta\hat{\alpha}_1$ і $\Delta\hat{\alpha}_2$.

Умови глобальної експоненційної стійкості положення рівноваги $(\tilde{i}_a, z_a, \Delta\tilde{\alpha}_1, \Delta\tilde{\alpha}_2) = 0$ лінеаризованої системи (3.12) (з урахуванням нехтування складовою, яка пропорційна $\Delta\tilde{\alpha}_1\Delta\tilde{\alpha}_2$) та (3.15) доводяться таким чином.

Оскільки в силу припущення А.1 ψ_a, ξ_a обмежені, $(\tilde{i}_a, z_a, \Delta\tilde{\alpha}_1, \Delta\tilde{\alpha}_2)$ обмежені, то з (3.8) випливає, що $\tilde{\eta}_a, a$, отже η_a , також обмежені, відповідно з (3.12) слідує, що $\dot{\tilde{i}}_a$ обмежена.

Рівняння динаміки похибок оцінювання з (3.12) (з урахуванням нехтування складовою, яка пропорційна $\Delta\tilde{\alpha}_1\Delta\tilde{\alpha}_2$) і (3.15) можуть бути представлені в стандартній формі [84]:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W}(t)\tilde{\mathbf{p}}, \\ \dot{\tilde{\mathbf{p}}} &= -\mathbf{\Lambda}\mathbf{W}^T(t)\tilde{\mathbf{x}},\end{aligned}\tag{3.18}$$

де $\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{i}_a, z_a)^T$, $\tilde{\mathbf{p}} = \Delta\tilde{\mathbf{a}} = (\Delta\tilde{\alpha}_1, \Delta\tilde{\alpha}_2)^T$, $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\gamma_2, \gamma_3)$,

$$\mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} -(k_1 + \alpha_2) & \alpha_2 \\ -(k_1 - k_2) & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{W}(t) = \begin{bmatrix} -(\dot{i}_a + \alpha_{2N}\xi_a + \Delta\hat{\alpha}_2\xi_a) & \beta\eta_a - \beta L_m \dot{i}_a - (\Delta\hat{\alpha}_1 / L_2)\xi_a \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

Вектор $\tilde{\mathbf{p}}$ і матриця $\mathbf{W}(t)$ обмежені, $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}$ обмежений. З іншого боку з (3.16) маємо

$$\int_0^t \dot{V}(\tau) d\tau = -(k_1 + \alpha_2) \int_0^t \tilde{i}_a^2(\tau) d\tau = V(t) - V(0),\tag{3.19}$$

тому $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t \tilde{i}_a^2(\tau) d\tau < \infty$, оскільки $V(t)$ обмежена. Пряме використання леми

Барбалат ([84] с. 85) дає

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_a) = 0,\tag{3.20}$$

тому $\lim_{t \rightarrow \infty} (z_a) = 0$.

Остання умова дозволяє з (3.18) встановити, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{W}^T(t)\tilde{\mathbf{p}} = 0.\tag{3.21}$$

Додатково, якщо матриця

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}(\tau) \mathbf{W}^T(\tau) d\tau \geq c \mathbf{I} > 0, \quad (3.22)$$

для деякого $T > 0$, $c > 0$ і всіх $t \geq 0$, то умова персистентності збудження для системи (3.18) виконуються і вектори $\tilde{\mathbf{x}}$, $\tilde{\mathbf{p}}$ експоненційно затухають в нуль [84].

Таким чином, положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}} = 0$, $\tilde{\mathbf{p}} = 0$ частково лінеаризованої системи (3.12), (3.15) ($\Delta\tilde{\alpha}_1 \Delta\tilde{\alpha}_2 \xi_a = 0$) є глобально експоненційно стійким, тому положення рівноваги системи (3.12), (3.15) з урахуванням цієї компоненти буде локально експоненційно стійким.

Якщо змінні z_a , \tilde{i}_a експоненційно затухають в нуль, то з (3.8) маємо, що $\lim_{t \rightarrow \infty} (\beta \tilde{\eta}_a(t) + \Delta\alpha_1 \xi_a(t)) = 0$, отже похибка оцінювання потоку може не затухати в нуль, оскільки змінна $\xi_a(t)$ в нуль не затухає. Однак у цьому випадку реальне потокозчеплення можна встановити з таких умов:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \{\beta[\psi_a(t) - \eta_a(t)] + \Delta\hat{\alpha}_1 \xi_a(t)\} = 0, \quad (3.23)$$

використовуючи оцінені значення η_a , $\Delta\hat{\alpha}_1$, а також відому змінну ξ_a .

З умови (3.23) в усталеному режимі знаходимо розрахункове значення потокозчеплення ротора у вигляді

$$\hat{\psi}_a = \eta_a - \frac{\Delta\hat{\alpha}_1}{\beta} \xi_a. \quad (3.24)$$

Оскільки компонента вектора потокозчеплення ротора ψ_a може бути розрахована з використанням (3.24), то як і в [51] можна вважати, що ідентифікатор (3.17) є також і адаптивним до зміни активних опорів статора і ротора спостерігачем потокозчеплення ротора для $\omega = 0$.

3.1.3. Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора для нерухомого ротора

Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора за допомогою алгоритму (3.17) проведено методом математичного моделювання у разі його автономної роботи та наявності початкових похибок іде-

нтифікації параметрів. Ідентифіковані значення параметрів α_1 та α_2 визначалися за формулами $\hat{\alpha}_1(t) = \alpha_{1N} + \Delta\hat{\alpha}_1(t)$ та $\hat{\alpha}_2(t) = \alpha_{2N} + \Delta\hat{\alpha}_2(t)$, відповідно.

Вхідний сигнал компоненти напруги статора за віссю b дорівнює нулю, що забезпечує кутову швидкість ротора $\omega = 0$. Вхідний синусоїдний сигнал компоненти напруги статора $u_a(t)$ з амплітудою $u_m = 30$ В та частотою $\omega_1 = 1.9$ рад/с, компоненту струму статора $i_a(t)$, потокозчеплення ротора $\psi_a(t)$ та інтеграл від струму статора за часом $\xi_a(t)$ зображено на рис. 3.1. Як бачимо з рис. 3.1, потокозчеплення ротора не потрапляє в зону насичення ($\psi_N = 0.9$ Вб) та інтеграл від струму статора за часом є обмеженим.

Алгоритм ідентифікації активних опорів статора і ротора (3.17) досліджувався для наступних значень параметрів налаштування: $k_1 = 400$, $k_2 = 300$, $\gamma_2 = 4$, $\gamma_3 = 1.5$.

Похибка оцінювання струму статора $\tilde{i}_a(t)$, похибка оцінювання потокозчеплення ротора $\tilde{\psi}_a(t)$, та ідентифіковані значення параметрів $\hat{\alpha}_1(t)$ і $\hat{\alpha}_2(t)$ зображено на рис. 3.2 та рис. 3.3 суцільними лініями, а коректні значення α_1 та α_2 – пунктирними. Початкові умови алгоритму ідентифікації $\hat{\alpha}_1(0) = 0.5 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5 \cdot \alpha_{2N}$ і $\hat{\alpha}_1(0) = 2 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$ для рис. 3.2 та рис. 3.3 відповідно. У дослідженнях початкові умови для оцінок струму статора встановлено $\hat{i}_a(0) = 0$ та змінної $\eta_a(0) = 0$, що з виразу (3.8) еквівалентно потокозчепленню ротора $\hat{\psi}_a(0) = 0$. Похибки оцінювання струму та потоку затухають в нуль, а оцінки активних опорів асимптотично прямують до своїх дійсних значень, показаних пунктиром. В обох випадках оцінки параметрів, які пропорційні активним опорам статора і ротора, досягають коректних значень приблизно за 4 с.

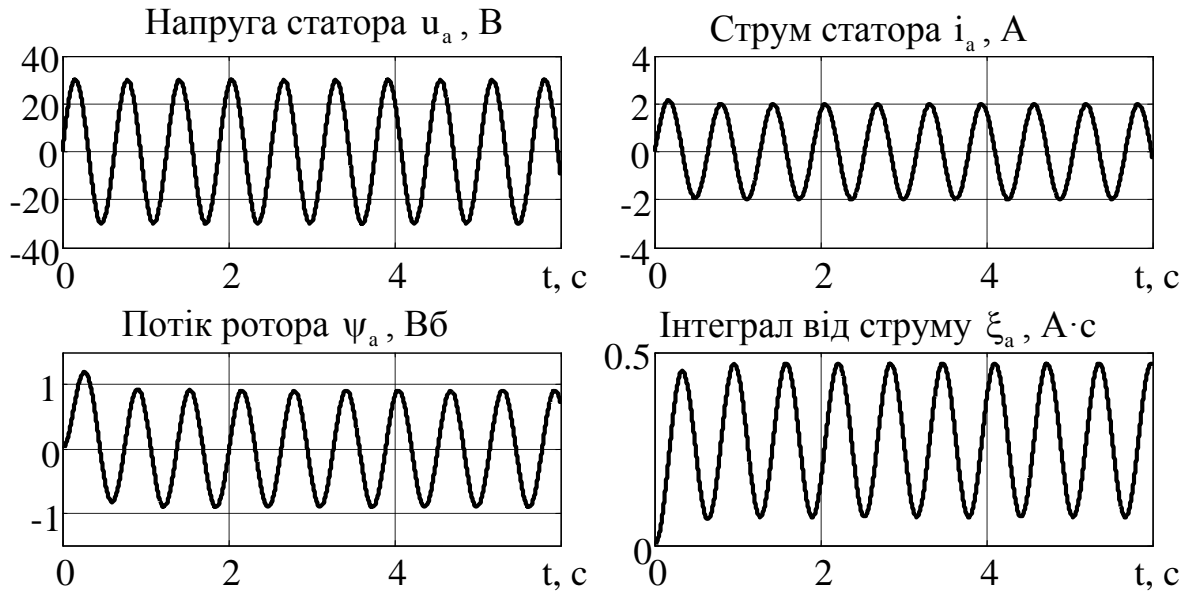


Рис. 3.1. Умови тесту для нульової кутової швидкості

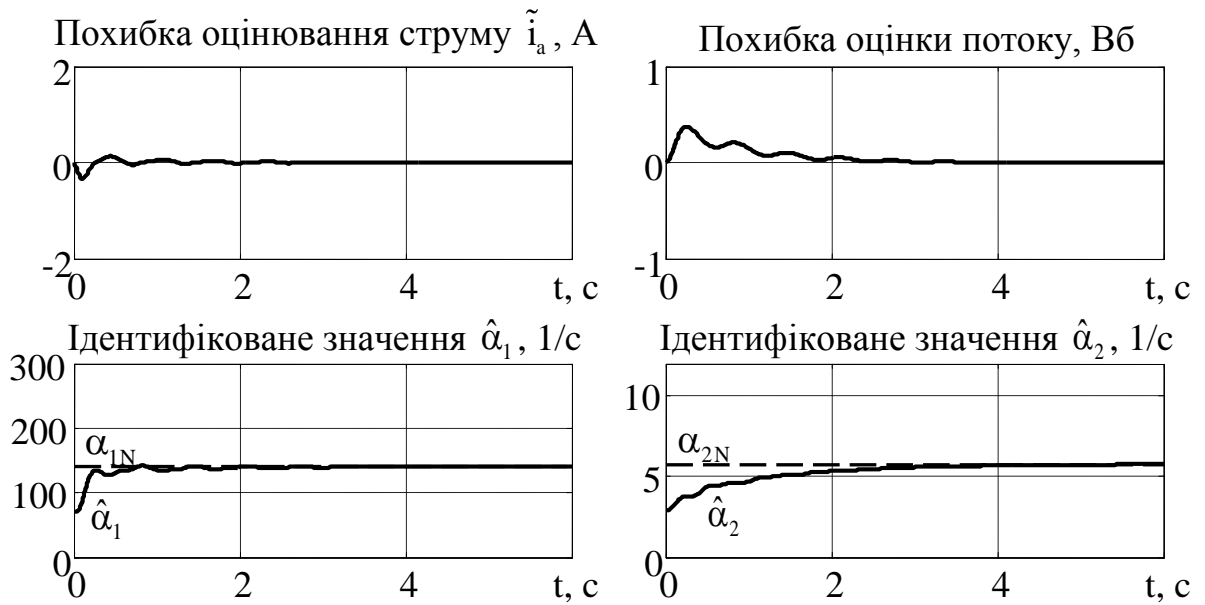


Рис. 3.2. Динамічні процеси ідентифікації для початкових умов

$$\hat{\alpha}_1(0) = 0.5 \cdot \alpha_{1N}, \quad \hat{\alpha}_2(0) = 0.5 \cdot \alpha_{2N}$$

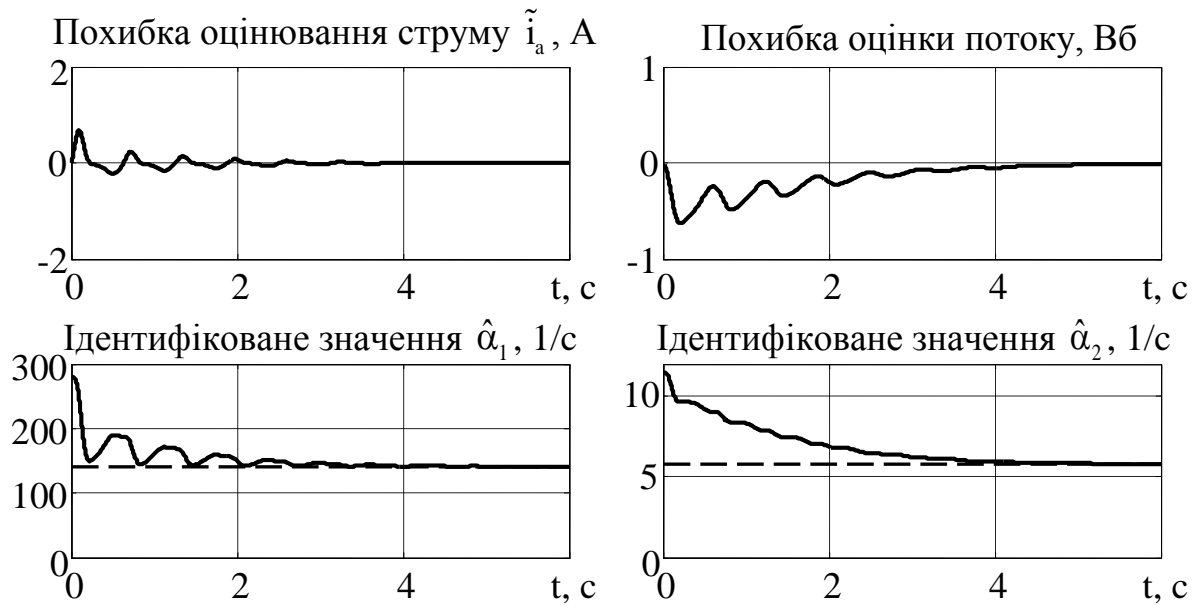


Рис. 3.3. Динамічні процеси ідентифікації для початкових умов

$$\hat{\alpha}_1(0) = 2 \cdot \alpha_{1N}, \quad \hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$$

Графіки перехідних процесів ідентифікації параметрів α_1 та α_2 в умовах експериментального тестування представлено на рис. 3.4, рис. 3.5.

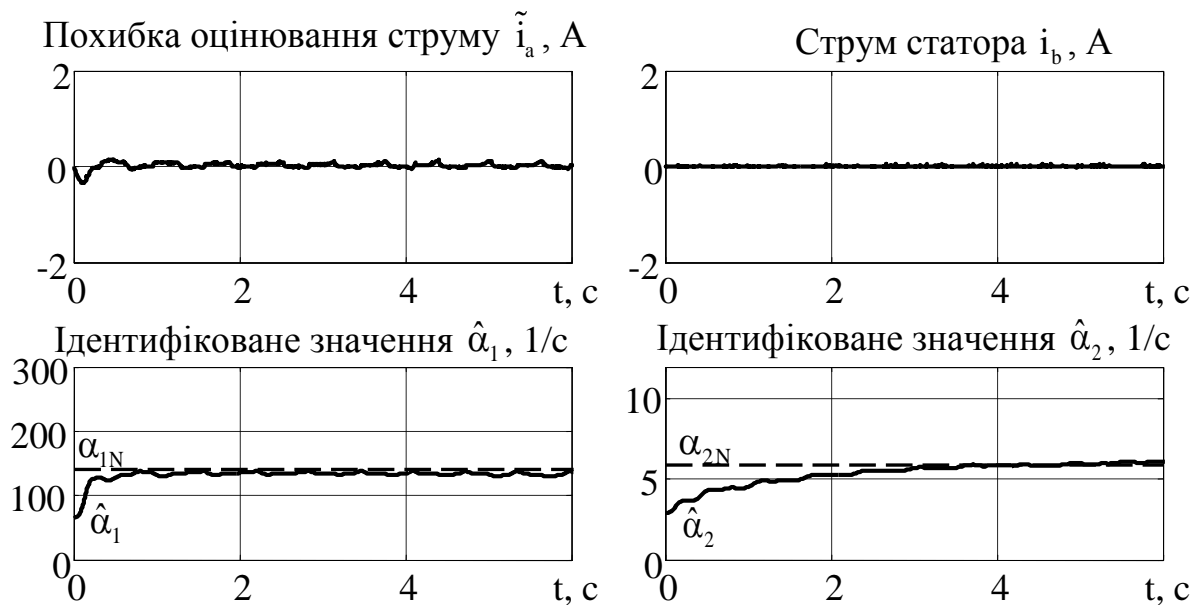


Рис. 3.4. Динамічні процеси ідентифікації в експерименті на нульовій швидкості та для початкових умов

$$\hat{\alpha}_1(0) = 0.5 \cdot \alpha_{1N}, \quad \hat{\alpha}_2(0) = 0.5 \cdot \alpha_{2N}$$

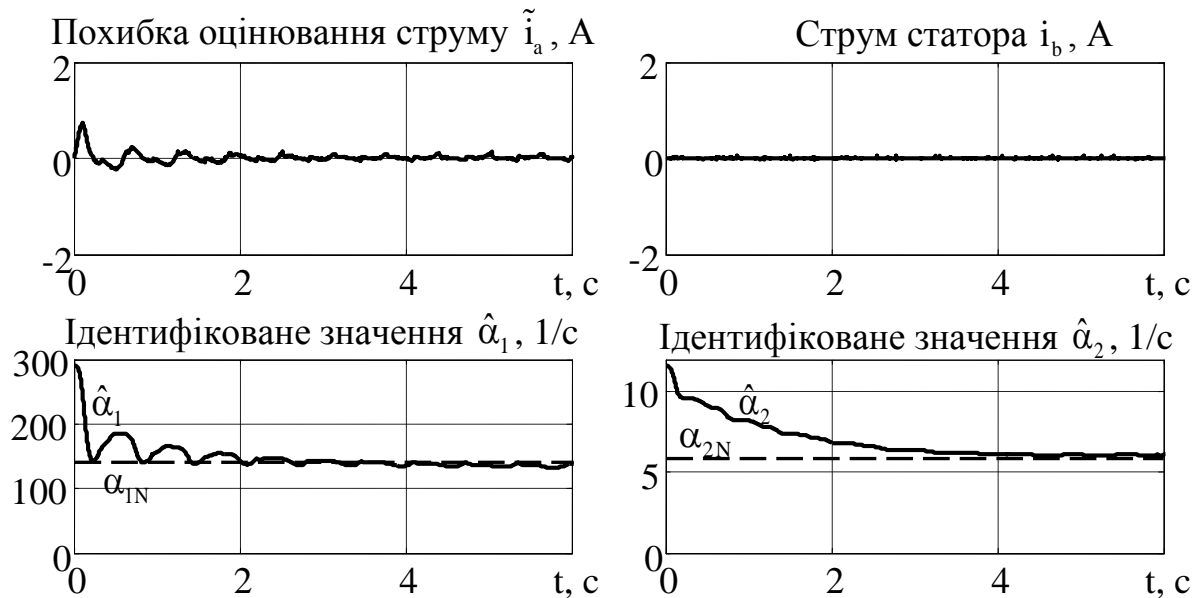


Рис. 3.5. Динамічні процеси ідентифікації в експерименті на нульовій швидкості та для початкових умов

$$\hat{\alpha}_1(0) = 2 \cdot \alpha_{1N}, \quad \hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$$

Новий алгоритм забезпечує локальну експоненційну ідентифікацію активних опорів статора і ротора АД на основі інформації про компоненти струму та напруги статорної обмотки за нульової кутової швидкості ротора. Він має 5-й порядок, але містить процедуру розімкнутого інтегрування струмів, що накладає додаткові обмеження на вибір тестових сигналів, оскільки за припущенням А.1 $\int_0^t i_a(\tau) d\tau$ має бути обмеженим. Показано, що за виконання умов персистентності збудження ідентифіковані значення параметрів α_1 та α_2 експоненційно прямують до своїх дійсних значень, що підтверджено також результатами експериментальних досліджень. Запропонований алгоритм ідентифікації може використовуватись у системах початкової ідентифікації параметрів асинхронного двигуна, а також для побудови адаптивних систем керування, технологічний цикл яких передбачає періодичні зупинки, а адаптація відбувається періодичним уточненням значень параметрів α_1 та α_2 , отриманих за допомогою алгоритму ідентифікації (3.17) під час зупинок АД.

3.2. Збільшення швидкодії алгоритмів ідентифікації активного опору статора і ротора асинхронного двигуна для нерухомого ротора

Деякі використання алгоритму, запропонованого в попередньому підрозділі, та алгоритмів [51], [113], прийнявши в них значення кутової швидкості нульовим, обмежує процедура розімкнутого інтегрування струмів. Вона підвищує порядок системи, накладає певні обмеження на форму тестових сигналів та у випадку тривалої роботи алгоритму може призводити до накопичування похибок. У той час, як безперервна робота алгоритму ідентифікації є майже невласивною для розглянутого класу механізмів, оскільки ідентифікація в них відбувається лише під час зупинок АД, порядок системи ідентифікації може відігравати вирішальну роль. Саме порядок алгоритму ідентифікації суттєво впливає на швидкодію системи, що враховуючи обмеженість у часі тривалості зупинок АД, визначених технологічним циклом, може визначати межі застосування адаптивних систем такого типу. Як показали дослідження, синтезований в попередньому підрозділі алгоритм ідентифікації здатен забезпечити ідентифікацію активних опорів статора і ротора для нерухомого АД. Зокрема, для АД потужністю 0.75 кВт і синусоїдального тестового сигналу ідентифікація активних опорів відбувається за час 5 с. Для двигунів іншої потужності та для інших форм тестового сигналу тривалість процесів ідентифікації може як зростати, так зменшуватись.

Потенційно більшу швидкодію при одних і тих самих потужностях двигуна та формах тестових сигналів здатен забезпечити алгоритм ідентифікації, який має менший порядок і, відповідно, простішу структуру. З цією метою в даному підрозділі синтезовано новий, простіший алгоритм ідентифікації параметрів α_1 та α_2 для нерухомого ротора. За основу був взятий метод лінійно параметризованої моделі АД, запропонований в [129] для випадку постійної кутової швидкості. Новий алгоритм, як і [129], не містить процедури розімкнутого інтегрування струмів. На відміну від [129] алгоритм ідентифікації синтезовано для роботи при нульовій кутовій швидкості, внаслідок чого він має значно про-

стішу структуру та не потребує інжекції додаткових високочастотних сигналів.

3.2.1. Синтез алгоритму ідентифікації активних опорів асинхронного двигуна для нерухомого ротора

Модель двигуна (2.1) за умови, що кутова швидкість ротора дорівнює нулю та однофазного живлення, має вигляд:

$$\dot{i}_a = \alpha_2 \beta \psi_a - (\alpha_1 + \alpha_2 L_m \beta) i_a + \frac{1}{\sigma} u_a, \quad (3.25)$$

$$\dot{\psi}_a = -\alpha_2 \psi_a + \alpha_2 L_m \dot{i}_a.$$

З системи (3.25) маємо

$$\dot{\psi}_a = \frac{1}{\beta} \left(-\alpha_1 i_a + \frac{1}{\sigma} u_a - \dot{i}_a \right). \quad (3.26)$$

Слідуючи процедурі [129], після диференціювання (3.25) з урахуванням (3.26), отримаємо

$$\ddot{i}_a = -(\alpha_1 + \alpha_2 (L_m \beta + 1)) \dot{i}_a - \alpha_1 \alpha_2 i_a + \frac{1}{\sigma} \dot{u}_a + \frac{\alpha_2}{\sigma} u_a. \quad (3.27)$$

Для зручності введемо наступні позначення:

$$\lambda_1 = -\alpha_1 - \alpha_2 L_m \beta - \alpha_2, \quad \lambda_2 = -\alpha_1 \alpha_2, \quad \lambda_3 = \frac{1}{\sigma}, \quad \lambda_4 = \frac{\alpha_2}{\sigma}. \quad (3.28)$$

З урахуванням (3.28) вираз (3.27) перепишеться у вигляді

$$\ddot{i}_a = \lambda_1 \dot{i}_a + \lambda_2 i_a + \lambda_3 \dot{u}_a + \lambda_4 u_a. \quad (3.29)$$

Додавши до правої і лівої частини виразу (3.29) $c \dot{i}_a$, де $c = \text{const} > 0$, отримаємо

$$\ddot{i}_a + c \dot{i}_a = (c + \lambda_1) \dot{i}_a + \lambda_2 i_a + \lambda_3 \dot{u}_a + \lambda_4 u_a. \quad (3.30)$$

Рівняння (3.30) у вигляді зображень за Лапласом запишеться

$$p i_a (p + c) = (c + \lambda_1) p i_a + \lambda_2 i_a + \lambda_3 p u_a + \lambda_4 u_a, \quad (3.31)$$

де p – оператор Лапласа.

Розділимо праву та ліву частини виразу (3.31) на $(p + c)$, як запропоновано в [129]

$$p i_a = (c + \lambda_1) \frac{p i_a}{(p + c)} + \lambda_2 \frac{i_a}{(p + c)} + \lambda_3 \frac{p u_a}{(p + c)} + \lambda_4 \frac{u_a}{(p + c)}. \quad (3.32)$$

Позначивши $i_{a0} = \frac{i_a}{(p + c)}$, $i_{a1} = \frac{p i_a}{(p + c)}$, $u_{a0} = \frac{u_a}{(p + c)}$, $u_{a1} = \frac{p u_a}{(p + c)}$, вираз

(3.31) перепишеться у вигляді

$$p i_a = (c + \lambda_1) i_{a1} + \lambda_2 i_{a0} + \lambda_3 u_{a1} + \lambda_4 u_{a0}. \quad (3.33)$$

Операторні рівняння у формі диференціальних мають вигляд

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= (c + \lambda_1) i_{a1} + \lambda_2 i_{a0} + \lambda_3 u_{a1} + \lambda_4 u_{a0}, \\ \dot{i}_{a0} &= i_a - c i_{a0}, \\ \dot{i}_{a1} &= i_a - c i_{a0}, \\ \dot{u}_{a0} &= u_a - c u_{a0}, \\ u_{a1} &= u_a - c u_{a0}. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Перепишемо перше рівняння в (3.34) з врахуванням (3.28) у вигляді

$$\dot{i}_a = c i_{a1} + \frac{1}{\sigma} u_{a1} - \alpha_1 i_{a1} + \alpha_2 \left[\frac{1}{\sigma} u_{a0} - (1 + L_m \beta) i_{a1} \right] - \alpha_1 \alpha_2 i_{a0}. \quad (3.35)$$

Зауважимо, що в [129] подібний до (3.35) вираз містить компоненти, які пропорційні кутовій швидкості та похідній від поточкозчеплення. В [129] авторам довелося знехтувати цією компонентою у подальшому синтезі.

З виразу (3.35) запишемо рівняння спостерігача струму

$$\begin{aligned} \hat{\dot{i}}_a &= c i_{a1} + \frac{1}{\sigma} u_{a1} - \hat{\alpha}_1 i_{a1} + \hat{\alpha}_2 \left(\frac{1}{\sigma} u_{a0} - (1 + L_m \beta) i_{a1} \right) - \\ &- \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 i_{a0} + k(i_a - \hat{i}_a), \end{aligned} \quad (3.36)$$

де $\hat{\alpha}_1$, $\hat{\alpha}_2$ – оцінені значення параметрів α_1 , α_2 відповідно, $k = \text{const} > 0$.

Рівняння динаміки похибки спостереження струму \tilde{i}_a з (3.35) і (3.36) набуває вигляду

$$\begin{aligned} \tilde{\dot{i}}_a &= -k \tilde{i}_a - \tilde{\alpha}_1 i_{a1} + \tilde{\alpha}_2 \left(\frac{1}{\sigma} u_{a0} - (1 + L_m \beta) i_{a1} \right) - \\ &- (\hat{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 + \tilde{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 + \tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2) i_{a0}, \end{aligned} \quad (3.37)$$

де $\tilde{\alpha}_1 = \alpha_1 - \hat{\alpha}_1$, $\tilde{\alpha}_2 = \alpha_2 - \hat{\alpha}_2$ похибки оцінювання α_1 та α_2 .

При розгляді лінійної апроксимації (3.37) квадратичною компонентою

$\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \mathbf{i}_{a0}$ можна знехтувати.

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{i}}_a^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\alpha}_1^2 + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\alpha}_2^2, \quad (3.38)$$

де $\gamma_1 > 0$, $\gamma_2 > 0$,

Похідна від (3.38) з урахуванням (3.37) має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{V} = & (-\mathbf{i}_{a1} \tilde{\mathbf{i}}_a - \mathbf{i}_{a0} \tilde{\mathbf{i}}_a \hat{\alpha}_2 + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{\alpha}}_1) \tilde{\alpha}_1 + \left(\frac{1}{\sigma} \mathbf{u}_{a0} \tilde{\mathbf{i}}_a - (1 + L_m \beta) \mathbf{i}_{a1} \tilde{\mathbf{i}}_a - \right. \\ & \left. - \mathbf{i}_{a0} \hat{\alpha}_1 \tilde{\mathbf{i}}_a + \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{\alpha}}_2 \right) \tilde{\alpha}_2 - k \tilde{\mathbf{i}}_a^2. \end{aligned} \quad (3.39)$$

Звідси запишемо рівняння динаміки оцінок $\hat{\alpha}_1$, $\hat{\alpha}_2$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\alpha}}_1 = -\dot{\hat{\alpha}}_1 = & \gamma_1 (\mathbf{i}_{a1} + \mathbf{i}_{a0} \hat{\alpha}_2) \tilde{\mathbf{i}}_a, \\ \dot{\tilde{\alpha}}_2 = -\dot{\hat{\alpha}}_2 = & -\gamma_2 \left(\frac{1}{\sigma} \mathbf{u}_{a0} - (1 + L_m \beta) \mathbf{i}_{a1} - \mathbf{i}_{a0} \hat{\alpha}_1 \right) \tilde{\mathbf{i}}_a. \end{aligned} \quad (3.40)$$

Похідною від функції Ляпунова з урахуванням (3.40) буде

$$\dot{V} = -k \tilde{\mathbf{i}}_a^2. \quad (3.41)$$

З (3.34), (3.36) та (3.40) запишемо рівняння спостерігача

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{i}}}_a = & c \mathbf{i}_{a1} + \frac{1}{\sigma} \mathbf{u}_{a1} - \mathbf{i}_{a1} \hat{\alpha}_1 + \left(\frac{1}{\sigma} \mathbf{u}_{a0} - (1 + L_m \beta) \mathbf{i}_{a1} \right) \hat{\alpha}_2 - \\ & - \mathbf{i}_{a0} \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 + k (\mathbf{i}_a - \hat{\mathbf{i}}_a), \\ \dot{\hat{\mathbf{i}}}_{a0} = & \mathbf{i}_a - c \mathbf{i}_{a0}, \\ \dot{\hat{\mathbf{u}}}_{a0} = & \mathbf{u}_a - c \mathbf{u}_{a0}, \\ \dot{\hat{\alpha}}_1 = & -\gamma_1 (\mathbf{i}_{a1} + \mathbf{i}_{a0} \hat{\alpha}_2) \tilde{\mathbf{i}}_a, \\ \dot{\hat{\alpha}}_2 = & \gamma_2 \left(\frac{1}{\sigma} \mathbf{u}_{a0} - (1 + L_m \beta) \mathbf{i}_{a1} - \mathbf{i}_{a0} \hat{\alpha}_1 \right) \tilde{\mathbf{i}}_a, \end{aligned} \quad (3.42)$$

де \mathbf{i}_{a1} та \mathbf{u}_{a1} визначені в (3.34).

Алгоритм ідентифікації (3.42) є алгоритмом 5-го порядку, містить чотири додатних параметра налаштування: c , k , γ_1 , γ_2 , його входами є \mathbf{u}_a , \mathbf{i}_a , а виходами – оцінені значення $\hat{\alpha}_1$ і $\hat{\alpha}_2$ для активних опорів статора і ротора.

Умови локальної експоненційної стійкості положення рівноваги $(\tilde{i}_a, \tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2) = 0$ системи (3.37), (3.40), при нехтуванні квадратичною компонентою, доводяться аналогічно пункту 3.1.2, де в стандартній формі (3.18) матриці визначаються наступним чином:

$$\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{i}_a), \quad \tilde{\mathbf{p}} = (\tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2)^T, \quad \mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\gamma_1, \gamma_2),$$

$$\mathbf{A}(t) = [-k], \quad \mathbf{W}(t) = (-i_{a1} - i_{a0}\hat{\alpha}_2, \quad (1/\sigma)u_{a0} - (1 + L_m\beta)i_{a1} - i_{a0}\hat{\alpha}_1).$$

Незважаючи на те, що алгоритми (3.17) та (3.42) мають п'ятий порядок, однак алгоритм (3.42) має простішу структуру, оскільки два з п'яти його рівнянь є фільтрами першого порядку напруги та струму. Таким чином інтеграл від струму в алгоритмі (3.17) та аперіодичні фільтри в алгоритмі (3.42) можна розглядати як зовнішні сигнали, а решту змінних як внутрішні. Отже, алгоритм (3.42) потенційно може забезпечити більшу швидкодію у порівнянні з алгоритмом (3.17).

3.2.2. Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів АД при нульовій кутовій швидкості

Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора за допомогою алгоритму (3.42) проведено методом математичного моделювання для його автономної роботи та наявності початкових похибок ідентифікації параметрів.

Вхідний сигнал компоненти напруги статора за віссю b $u_b(t)$ дорівнює нулю, що забезпечує кутову швидкість ротора $\omega = 0$. Як відомо, форма вхідного сигналу $u_a(t)$ має значний вплив на швидкості процесів ідентифікації активних опорів статора та ротора, до того ж, загального підходу до вибору форми вхідного сигналу на сьогоднішній день не існує. Тому доцільним є дослідження роботи алгоритму (3.42) для трьох різних форм вхідного сигналу з амплітудою $U_m = 40$ В та частотою $\omega_1 = 30$ рад/с: синусоїдному, пілкоподібному та прямокутному.

У дослідженнях прийнято наступні параметри налаштування алгоритму ідентифікації (3.42): $c = 20$, $k = 100$, $\gamma_1 = 20000$, $\gamma_2 = 100$; початкові умови для алгоритму ідентифікації: $\hat{\alpha}_1(0) = 1.2 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$. Результати дослідження алгоритму для початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5 \cdot \alpha_{2N}$ виявили аналогічний характер, тому не представлені.

Результати моделювання, отримані для різних форм напруги, наведено на рис. 3.6 – рис. 3.8. На них зображено напругу статора, похибку оцінки струму статора та промасштабовані похибки ідентифікації параметрів $\tilde{\alpha}_1 / \alpha_{1N} = (\alpha_1 - \hat{\alpha}_1) / \alpha_{1N}$, $\tilde{\alpha}_2 / \alpha_{2N} = (\alpha_2 - \hat{\alpha}_2) / \alpha_{2N}$.

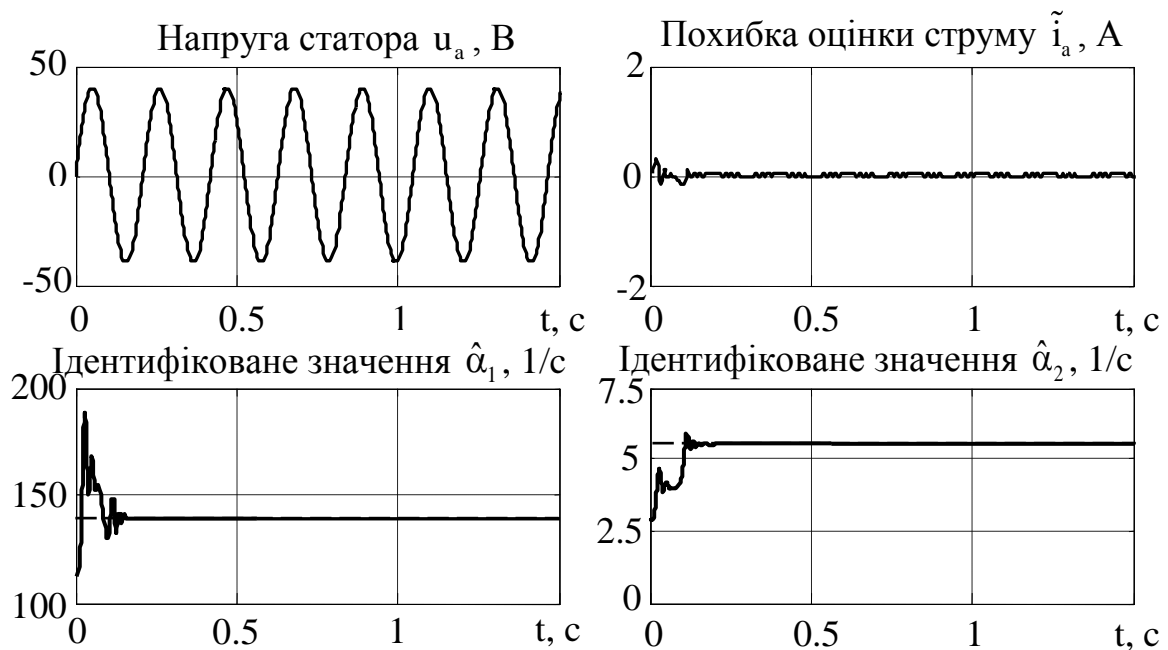


Рис. 3.6. Динамічні процеси ідентифікації для синусоїдного збудження

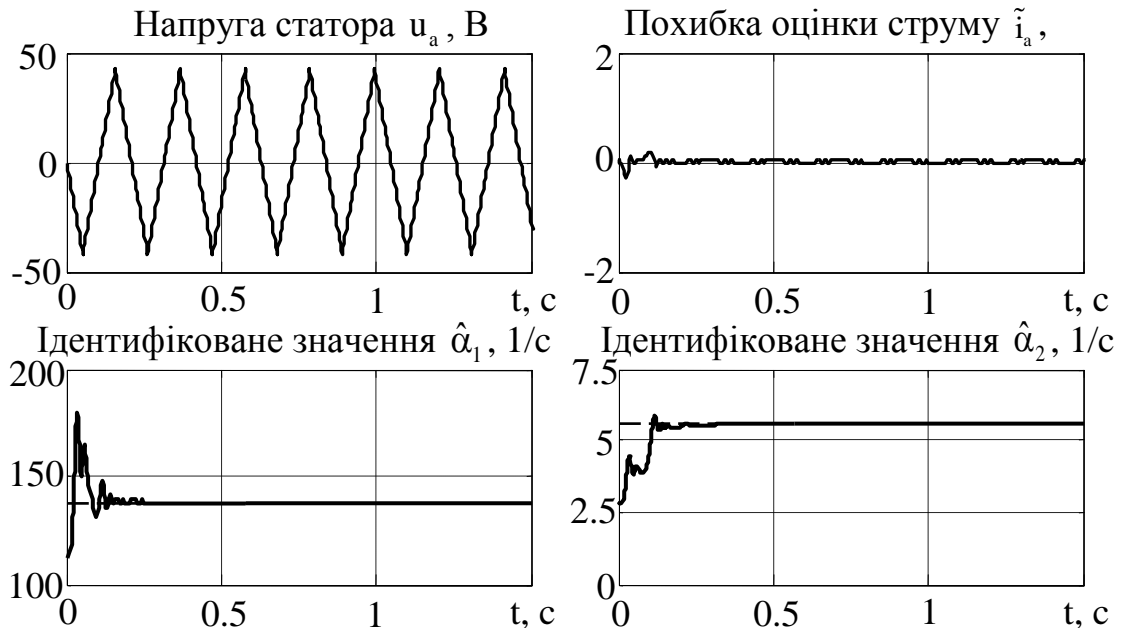


Рис. 3.7. Динамічні процеси ідентифікації для пилкоподібного збудження

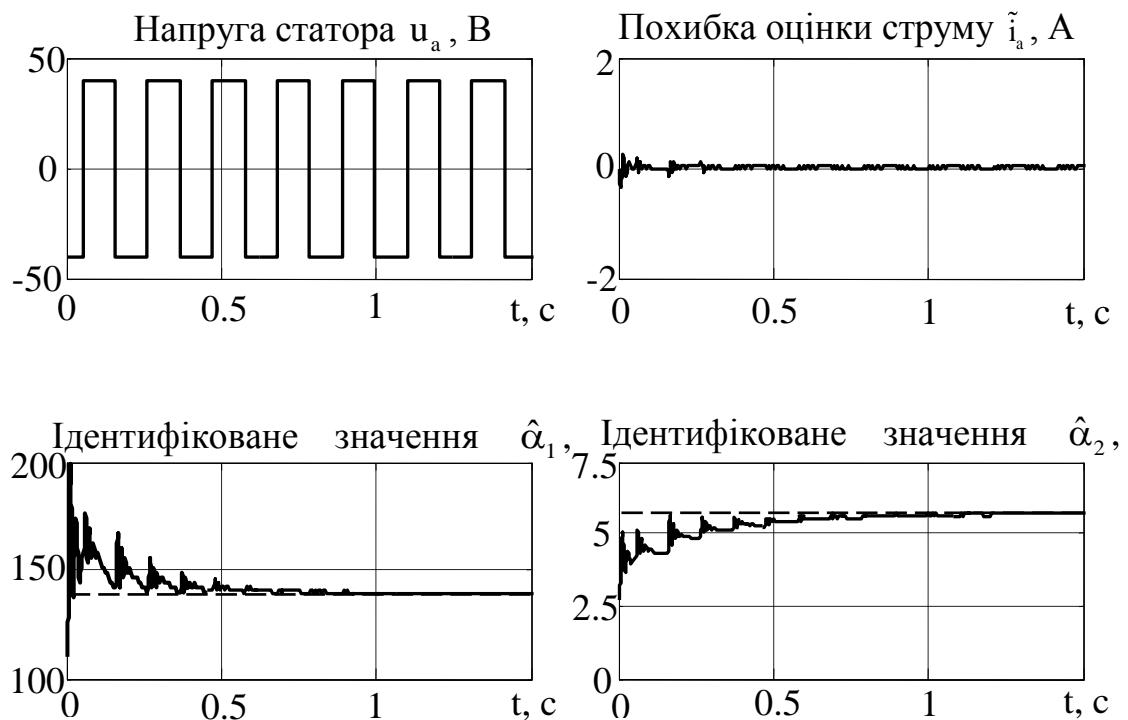


Рис. 3.8. Динамічні процеси ідентифікації для прямокутного збудження

В усіх трьох випадках оцінки параметрів, які пропорційні активним опорам статора і ротора, асимптотично затухають в нуль, хоча швидкість затухання для різних форм сигналу збудження різна. Найменший час збіжності (0.2 с)

отримано для синусоїдного сигналу напруги збудження (рис. 3.6). Дещо більший час збіжності (0.25 с) для пилкоподібної форми сигналу напруги збудження (рис. 3.7), найбільший час (0.9 с) – для прямокутної форми (рис. 3.8).

З графіків перехідних процесів рис. 3.6 та рис. 3.2, рис. 3.3 видно, що алгоритм (3.42) забезпечує більшу швидкодію у порівнянні з алгоритмом (3.17), але на відміну від (3.17) він не оцінює потокозчеплення.

Дослідження показали, що для різних форм напруги збудження ідентифіковані значення активних опорів статора та ротора експоненційно прямують до своїх дійсних значень. Швидкість процесів ідентифікації за допомогою розглянутого алгоритму одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора має значну залежність від форми сигналу напруги збудження.

3.3. Ідентифікація активних опорів асинхронного двигуна за постійної кутової швидкості

Існує широкий клас механізмів, технологічний цикл яких не передбачає періодичних і достатньо частих зупинок, однак передбачає тривалу роботу з незмінним завданням швидкості. До таких механізмів належать деякі приводи металопрокатних станів, приводи конвеєрів, ескалаторів та інших. Для цього класу механізмів алгоритми, синтезовані в підрозділах 3.1 та 3.2, можна застосувати лише для попередньої ідентифікації активних опорів перед початком роботи. Ідентифікація активних опорів статора і ротора може бути забезпечена за допомогою алгоритмів [51], [113], які здатні працювати за будь-якої кутової швидкості ротора.

Алгоритми [51], [113] представляють динамічні системи 11-го та 13-го порядку відповідно, вони гарантують експоненційне оцінювання активних опорів статора і ротора, за умови, що АД працює в режимах, коли виконуються умови персистентності збудження. Головним недоліком алгоритмів [51], [113] є їх складність, а також необхідність розімкненого інтегрування струмів статора.

Для випадку роботи АД з постійною кутовою швидкістю на основі підхо-

ду [129] можливо синтезувати простіший алгоритм ідентифікації активних опорів у порівнянні з [51], [113], який не буде містити процедури розімкнутого інтегрування.

3.3.1. Постановка задачі ідентифікації активних опорів асинхронного двигуна за постійної кутової швидкості

Задача одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора полягає у синтезі алгоритму, який дозволяє асимптотично відслідковувати повільні зміни активних опорів статора і ротора на основі вимірюваних сигналів моделі АД (ω , i_a , i_b , u_a , u_b). Припустимо, що для моделі АД (2.1), представленої в стаціонарній системі координат (a-b), виконуються припущення:

A.1. АД працює в таких умовах, що $i_a(t)$, $i_b(t)$, $\psi_a(t)$, $\psi_b(t)$, $u_a(t)$, $u_b(t)$ обмежені та мають обмежені перші похідні для всіх $t \geq 0$. Кутова швидкість ротора $\omega(t)$ є постійною та обмеженою.

A.2. Струми (i_a, i_b) та кутова швидкість ротора ω вимірюються.

A.3. Всі параметри АД, окрім активних опорів статора та ротора, відомі та постійні.

A.4. Активні опори статора та ротора невідомі та постійні.

За виконання умов A.1. – A.4. необхідно синтезувати адаптивний алгоритм ідентифікації, який гарантує досягнення таких цілей керування:

CO1. Асимптотичність оцінювання активних опорів статора і ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\alpha_1 - \hat{\alpha}_1) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\alpha_2 - \hat{\alpha}_2) = 0. \quad (3.43)$$

CO2. Асимптотичність спостереження струмів статора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (i_a - \hat{i}_a) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (i_b - \hat{i}_b) = 0. \quad (3.44)$$

CO3. Обмеженість всіх внутрішніх сигналів.

3.3.2. Синтез алгоритму ідентифікації активних опорів асинхронного двигуна за постійної кутової швидкості

Застосуємо метод, що базується на моделі з лінійною параметризацією [129].

Додавши в системі (2.1) перше та друге рівняння до третього та четвертого відповідно, маємо

$$\begin{aligned}\dot{\psi}_a &= -\frac{1}{\beta}\alpha_1\dot{i}_a + \frac{1}{\beta\sigma}u_a - \frac{1}{\beta}\dot{i}_a, \\ \dot{\psi}_b &= -\frac{1}{\beta}\alpha_1\dot{i}_b + \frac{1}{\beta\sigma}u_b - \frac{1}{\beta}\dot{i}_b.\end{aligned}\tag{3.45}$$

Продиференціювавши два перші рівняння (Б.1), з урахуванням (3.45) отримаємо

$$\begin{aligned}\ddot{i}_a &= (-\alpha_1 - L_m\beta\alpha_2 - \alpha_2)\dot{i}_a - \omega\dot{i}_b - \alpha_1\alpha_2\dot{i}_a - \alpha_1\omega\dot{i}_b + \frac{1}{\sigma}\alpha_2u_a + \\ &+ \beta\dot{\omega}\psi_b + \frac{1}{\sigma}\omega u_b + \frac{1}{\sigma}\dot{u}_a, \\ \ddot{i}_b &= (-\alpha_1 - L_m\beta\alpha_2 - \alpha_2)\dot{i}_b + \omega\dot{i}_a - \alpha_1\alpha_2\dot{i}_b + \alpha_1\omega\dot{i}_a + \frac{1}{\sigma}\alpha_2u_b - \\ &- \beta\dot{\omega}\psi_a - \frac{1}{\sigma}\omega u_a + \frac{1}{\sigma}\dot{u}_b.\end{aligned}\tag{3.46}$$

Додавши до правих та лівих частин (3.46) першого та другого рівнянь відповідно $c\dot{i}_a$ і $c\dot{i}_b$ ($c = \text{const} > 0$), отримаємо

$$\begin{aligned}\ddot{i}_a + c\dot{i}_a &= c\dot{i}_a + (-\alpha_1 - L_m\beta\alpha_2 - \alpha_2)\dot{i}_a - \omega\dot{i}_b - \alpha_1\alpha_2\dot{i}_a - \alpha_1\omega\dot{i}_b + \\ &+ \frac{1}{\sigma}\alpha_2u_a + \beta\dot{\omega}\psi_b + \frac{1}{\sigma}\omega u_b + \frac{1}{\sigma}\dot{u}_a, \\ \ddot{i}_b + c\dot{i}_b &= c\dot{i}_b + (-\alpha_1 - L_m\beta\alpha_2 - \alpha_2)\dot{i}_b + \omega\dot{i}_a - \alpha_1\alpha_2\dot{i}_b + \alpha_1\omega\dot{i}_a + \\ &+ \frac{1}{\sigma}\alpha_2u_b - \beta\dot{\omega}\psi_a - \frac{1}{\sigma}\omega u_a + \frac{1}{\sigma}\dot{u}_b.\end{aligned}\tag{3.47}$$

Рівняння (3.47) у вигляді зображень за Лапласом запишуться

$$\begin{aligned}
pi_a(p+c) &= (c - \alpha_1 - L_m \beta \alpha_2 - \alpha_2) pi_a - \omega pi_b - \alpha_1 \alpha_2 i_a - \alpha_1 \omega i_b + \\
&+ \frac{1}{\sigma} \alpha_2 u_a + \beta p \omega \psi_b + \frac{1}{\sigma} \omega u_b + \frac{1}{\sigma} pu_a, \\
pi_b(p+c) &= (c - \alpha_1 - L_m \beta \alpha_2 - \alpha_2) pi_b + \omega pi_a - \alpha_1 \alpha_2 i_b + \alpha_1 \omega i_a + \\
&+ \frac{1}{\sigma} \alpha_2 u_b - \beta p \omega \psi_a - \frac{1}{\sigma} \omega u_a + \frac{1}{\sigma} pu_b.
\end{aligned} \tag{3.48}$$

Розділивши праву та ліву частини виразу (3.48) на $(p+c)$, отримаємо

$$\begin{aligned}
pi_a &= (c - \alpha_1 - L_m \beta \alpha_2 - \alpha_2) \frac{pi_a}{(p+c)} - \omega \frac{pi_b}{(p+c)} - \alpha_1 \alpha_2 \frac{i_a}{(p+c)} - \\
&- \alpha_1 \omega \frac{i_b}{(p+c)} + \frac{1}{\sigma} \alpha_2 \frac{u_a}{(p+c)} + \beta p \omega \frac{\psi_b}{(p+c)} + \frac{1}{\sigma} \omega \frac{u_b}{(p+c)} + \frac{1}{\sigma} \frac{pu_a}{(p+c)}, \\
pi_b &= (c - \alpha_1 - L_m \beta \alpha_2 - \alpha_2) \frac{pi_b}{(p+c)} + \omega \frac{pi_a}{(p+c)} - \alpha_1 \alpha_2 \frac{i_b}{(p+c)} + \\
&+ \alpha_1 \omega \frac{i_a}{(p+c)} + \frac{1}{\sigma} \alpha_2 \frac{u_b}{(p+c)} - \beta p \omega \frac{\psi_a}{(p+c)} - \frac{1}{\sigma} \omega \frac{u_a}{(p+c)} + \frac{1}{\sigma} \frac{pu_b}{(p+c)}.
\end{aligned} \tag{3.49}$$

Позначивши

$$\begin{aligned}
i_{a0} &= \frac{i_a}{(p+c)}, \quad i_{b0} = \frac{i_b}{(p+c)}, \quad i_{a1} = \frac{pi_a}{(p+c)}, \quad i_{b1} = \frac{pi_b}{(p+c)}, \\
u_{a0} &= \frac{u_a}{(p+c)}, \quad u_{b0} = \frac{u_b}{(p+c)}, \quad u_{a1} = \frac{pu_a}{(p+c)}, \quad u_{b1} = \frac{pu_b}{(p+c)}, \\
\zeta_a &= \beta p \omega \frac{\psi_b}{(p+c)}, \quad \zeta_b = -\beta p \omega \frac{\psi_a}{(p+c)},
\end{aligned} \tag{3.50}$$

отримаємо

$$\begin{aligned}
pi_a &= (c - \alpha_1 - L_m \beta \alpha_2 - \alpha_2) i_{a1} - \omega i_{b1} - \alpha_1 \alpha_2 i_{a0} - \\
&- \alpha_1 \omega i_{b0} + \frac{1}{\sigma} \alpha_2 u_{a0} + \frac{1}{\sigma} \omega u_{b0} + \frac{1}{\sigma} u_{a1} + \zeta_a, \\
pi_b &= (c - \alpha_1 - L_m \beta \alpha_2 - \alpha_2) i_{b1} + \omega i_{a1} - \alpha_1 \alpha_2 i_{b0} + \\
&+ \alpha_1 \omega i_{a0} + \frac{1}{\sigma} \alpha_2 u_{b0} - \frac{1}{\sigma} \omega u_{a0} + \frac{1}{\sigma} u_{b1} + \zeta_b,
\end{aligned} \tag{3.51}$$

де ζ_a, ζ_b – збурення, що пропорційні динаміці зміни кутової швидкості ротора.

Операторні рівняння (3.50) та (3.51) у формі диференційних набувають вигляду

$$\begin{aligned}
\dot{i}_a &= (c - \alpha_1 - L_m \beta \alpha_2 - \alpha_2) i_{a1} - \omega i_{b1} - \alpha_1 \alpha_2 i_{a0} - \\
&- \alpha_1 \omega i_{b0} + \frac{1}{\sigma} \alpha_2 u_{a0} + \frac{1}{\sigma} \omega u_{b0} + \frac{1}{\sigma} u_{a1} + \zeta_a, \\
\dot{i}_b &= (c - \alpha_1 - L_m \beta \alpha_2 - \alpha_2) i_{b1} + \omega i_{a1} - \alpha_1 \alpha_2 i_{b0} + \\
&+ \alpha_1 \omega i_{a0} + \frac{1}{\sigma} \alpha_2 u_{b0} - \frac{1}{\sigma} \omega u_{a0} + \frac{1}{\sigma} u_{b1} + \zeta_b,
\end{aligned} \tag{3.52}$$

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{a0} &= i_a - c i_{a0}, & \dot{i}_{b0} &= i_b - c i_{b0}, \\
\dot{i}_{a1} &= i_a - c i_{a0}, & \dot{i}_{b1} &= i_b - c i_{b0}, \\
\dot{u}_{a0} &= u_a - c u_{a0}, & \dot{u}_{b0} &= u_b - c u_{b0}, \\
u_{a1} &= u_a - c u_{a0}, & u_{b1} &= u_b - c u_{b0}, \\
\dot{\zeta}_a &= \beta \dot{\omega} \psi_b - c \zeta_a, & \dot{\zeta}_b &= -\beta \dot{\omega} \psi_a - c \zeta_b.
\end{aligned} \tag{3.53}$$

Як видно з (3.53) збурення ζ_a , ζ_b за кутовою швидкістю є виходами апериодичних фільтрів з передатним коефіцієнтом $\beta(1/c)$ і постійною часу $(1/c)$, що завжди дозволяє зменшити їх величину збільшенням коефіцієнту налаштування c . Сигнали $-\dot{\omega} \psi_b$, $\dot{\omega} \psi_a$ пропорційні динаміці зміни кутової швидкості ротора та миттєвим значенням компонент поточозчеплень. Це дозволяє знехтувати впливом дії збурень за умови $\dot{\omega} \approx 0$.

Перепишемо рівняння (3.52):

$$\begin{aligned}
\dot{i}_a &= f_{1a} + \alpha_1 f_{2a} + \alpha_2 f_{3a} + \alpha_1 \alpha_2 f_{4a}, \\
\dot{i}_b &= f_{1b} + \alpha_1 f_{2b} + \alpha_2 f_{3b} + \alpha_1 \alpha_2 f_{4b},
\end{aligned} \tag{3.54}$$

де

$$\begin{aligned}
f_{1a} &= ci_{a1} + \frac{1}{\sigma} u_{a1} + \omega(-i_{b1} + \frac{1}{\sigma} u_{b0}), \\
f_{1b} &= ci_{b1} + \frac{1}{\sigma} u_{b1} + \omega(i_{a1} - \frac{1}{\sigma} u_{a0}), \\
f_{2a} &= -\omega i_{b0} - i_{a1}, \\
f_{2b} &= \omega i_{a0} - i_{b1}, \\
f_{3a} &= \frac{1}{\sigma} u_{a0} - (1 + L_m \beta) i_{a1}, \\
f_{3b} &= \frac{1}{\sigma} u_{b0} - (1 + L_m \beta) i_{b1}, \\
f_{4a} &= -i_{a0}, \\
f_{4b} &= -i_{b0}.
\end{aligned} \tag{3.55}$$

З (3.54) рівняння спостерігача струму запишуться

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{i}}_a &= f_{1a} + \hat{\alpha}_1 f_{2a} + \hat{\alpha}_2 f_{3a} + \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 f_{4a} + k_i (i_a - \hat{i}_a), \\
\dot{\hat{i}}_b &= f_{1b} + \hat{\alpha}_1 f_{2b} + \hat{\alpha}_2 f_{3b} + \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 f_{4b} + k_i (i_b - \hat{i}_b),
\end{aligned} \tag{3.56}$$

де $k_i = \text{const} > 0$.

Рівняння динаміки похибок спостереження компонент струму з (3.54) і (3.56) має вигляд

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_a &= \tilde{\alpha}_1 f_{2a} + \tilde{\alpha}_2 f_{3a} + (\hat{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 + \tilde{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 + \tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2) f_{4a} - k_i \tilde{i}_a + \zeta_a, \\
\dot{\tilde{i}}_b &= \tilde{\alpha}_1 f_{2b} + \tilde{\alpha}_2 f_{3b} + (\hat{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 + \tilde{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 + \tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2) f_{4b} - k_i \tilde{i}_b + \zeta_b.
\end{aligned} \tag{3.57}$$

Під час розгляду лінійної апроксимації (3.57) квадратичними компонентами пропорційними $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2$, а також впливом дії збурень ζ_a та ζ_b можна знехтувати за умови повільної динаміки зміни кутової швидкості.

Збурення ζ_a , ζ_b залежать від умов роботи АД, його параметрів, а також вибору коефіцієнта налаштування s , тому величина їх впливу на алгоритм ідентифікації, а також можливість нехтування дією збурень для $\omega \neq \text{const}$ потребує додаткового дослідження.

Для синтезу алгоритму ідентифікації розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{\mathbf{i}}_a^2 + \tilde{\mathbf{i}}_b^2) + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\alpha}_1^2 + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\alpha}_2^2, \quad (3.58)$$

де $\gamma_1 = \text{const} > 0$, $\gamma_2 = \text{const} > 0$.

Похідна від (3.58) з урахуванням (3.57) має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{\mathbf{i}}_a (\tilde{\alpha}_1 f_{2a} + \tilde{\alpha}_2 f_{3a} + (\hat{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 + \tilde{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2) f_{4a} - k_i \tilde{\mathbf{i}}_a) + \\ &+ \tilde{\mathbf{i}}_b (\tilde{\alpha}_1 f_{2b} + \tilde{\alpha}_2 f_{3b} + (\hat{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 + \tilde{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2) f_{4b} - k_i \tilde{\mathbf{i}}_b) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\alpha}_1 \dot{\tilde{\alpha}}_1 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\alpha}_2 \dot{\tilde{\alpha}}_2 = \\ &= (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{2a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{2b} + (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{4a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{4b}) \hat{\alpha}_2) \tilde{\alpha}_1 + (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{3a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{3b} + (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{4a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{4b}) \hat{\alpha}_1) \tilde{\alpha}_2 - \\ &- k_i \tilde{\mathbf{i}}_a^2 - k_i \tilde{\mathbf{i}}_b^2 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\alpha}_1 \dot{\tilde{\alpha}}_1 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\alpha}_2 \dot{\tilde{\alpha}}_2. \end{aligned} \quad (3.59)$$

Виходячи з (3.59), запишемо рівняння динаміки оцінок $\hat{\alpha}_1$, $\hat{\alpha}_2$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\alpha}}_1 &= -\dot{\hat{\alpha}}_1 = \gamma_1 (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{2a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{2b} + (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{4a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{4b}) \hat{\alpha}_2), \\ \dot{\hat{\alpha}}_2 &= -\dot{\hat{\alpha}}_2 = \gamma_2 (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{3a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{3b} + (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{4a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{4b}) \hat{\alpha}_1). \end{aligned} \quad (3.60)$$

З урахуванням (3.60) похідна від функції Ляпунова буде

$$\dot{V} = -k_i \tilde{\mathbf{i}}_a^2 - k_i \tilde{\mathbf{i}}_b^2. \quad (3.61)$$

Остаточний вигляд спостерігача активних опорів статора та ротора з (3.53), (3.55), (3.56), (3.60) запишеться

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{i}}}_a &= f_{1a} + \hat{\alpha}_1 f_{2a} + \hat{\alpha}_2 f_{3a} + \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 f_{4a} + k_i (\mathbf{i}_a - \hat{\mathbf{i}}_a), \\ \dot{\hat{\mathbf{i}}}_b &= f_{1b} + \hat{\alpha}_1 f_{2b} + \hat{\alpha}_2 f_{3b} + \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 f_{4b} + k_i (\mathbf{i}_b - \hat{\mathbf{i}}_b), \\ \dot{\hat{\alpha}}_1 &= \gamma_1 (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{2a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{2b} + (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{4a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{4b}) \hat{\alpha}_2), \\ \dot{\hat{\alpha}}_2 &= \gamma_2 (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{3a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{3b} + (\tilde{\mathbf{i}}_a f_{4a} + \tilde{\mathbf{i}}_b f_{4b}) \hat{\alpha}_1), \\ \dot{\mathbf{i}}_{a0} &= \mathbf{i}_a - c \mathbf{i}_{a0}, \\ \dot{\mathbf{i}}_{b0} &= \mathbf{i}_b - c \mathbf{i}_{b0}, \\ \dot{\mathbf{u}}_{a0} &= \mathbf{u}_a - c \mathbf{u}_{a0}, \\ \dot{\mathbf{u}}_{b0} &= \mathbf{u}_b - c \mathbf{u}_{b0}, \end{aligned} \quad (3.62)$$

де

$$\begin{aligned}
f_{1a} &= ci_{a1} + \frac{1}{\sigma} u_{a1} + \omega(-i_{b1} + \frac{1}{\sigma} u_{b0}), \\
f_{1b} &= ci_{b1} + \frac{1}{\sigma} u_{b1} + \omega(i_{a1} - \frac{1}{\sigma} u_{a0}), \\
f_{2a} &= -\omega i_{b0} - i_{a1}, \\
f_{2b} &= \omega i_{a0} - i_{b1}, \\
f_{3a} &= \frac{1}{\sigma} u_{a0} - (1 + L_m \beta) i_{a1}, \\
f_{3b} &= \frac{1}{\sigma} u_{b0} - (1 + L_m \beta) i_{b1}, \\
f_{4a} &= -i_{a0}, \\
f_{4b} &= -i_{b0}, \\
i_{a1} &= i_a - ci_{a0}, \\
i_{b1} &= i_b - ci_{b0}, \\
u_{a1} &= u_a - cu_{a0}, \\
u_{b1} &= u_b - cu_{b0}.
\end{aligned} \tag{3.63}$$

Алгоритм ідентифікації (3.62) містить чотири додатних параметра налаштування: c , k_1 , γ_1 , γ_2 , його входами є струми статора (i_a, i_b) , напруги статора (u_a, u_b) та кутова швидкість ω , а виходами – оцінені значення $\hat{\alpha}_1$ і $\hat{\alpha}_2$ для активних опорів статора і ротора відповідно.

Умови локальної експоненційної стійкості положення рівноваги $(\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2) = 0$ системи (3.57), (3.60), визначеної спостерігачем (3.62), доводяться наступним чином.

З (3.58) та (3.61) випливає, що сигнали \tilde{i}_a , \tilde{i}_b , $\tilde{\alpha}_1$, $\tilde{\alpha}_2$ є обмеженими. З (3.53) слідує, що (i_{a0}, i_{b0}) , (u_{a0}, u_{b0}) та (ζ_a, ζ_b) обмежені, оскільки вони є виходом аперіодичного фільтру, вхідні сигнали якого (i_a, i_b) , (u_a, u_b) та $(-\dot{\omega}\psi_b, \dot{\omega}\psi_a)$ також обмежені. А отже, (i_{a1}, i_{b1}) , (u_{a1}, u_{b1}) , $f_{1a}, f_{1b}, f_{2a}, f_{2b}, f_{3a}, f_{3b}, f_{4a}, f_{4b}$ в (3.63) також обмежені. Рівняння динаміки похибок ідентифікації лінійно апроксимованої системи (3.57) і (3.60) можуть бути представлені в стандартній формі (3.18), в якій матриці визначені наступним чином:

$$\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b)^T, \quad \tilde{\mathbf{p}} = (\tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2)^T, \quad \mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\gamma_1, \gamma_2),$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -k_i & 0 \\ 0 & -k_i \end{bmatrix}, \mathbf{W}(t) = \begin{bmatrix} f_{2a} + \hat{\alpha}_2 f_{4a} & f_{3a} + \hat{\alpha}_1 f_{4a} \\ f_{2b} + \hat{\alpha}_2 f_{4b} & f_{3b} + \hat{\alpha}_1 f_{4b} \end{bmatrix}.$$

Далі стійкість системи доводиться аналогічно розглянутому в пункті 3.1.2.

Синтезований алгоритм ідентифікації (3.62) складається з 8 диференціальних рівнянь, чотири з яких є аперіодичними фільтрами першого порядку. Звідки можна зробити висновок, що отриманий алгоритм має більш просту структуру у порівнянні з [51], [113], тому є привабливим рішенням для технічних застосувань, де АД працює з постійною кутовою швидкістю.

3.3.3. Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора

Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора за допомогою алгоритму (3.62) проведено під час його автономної роботи. Налаштування алгоритму ідентифікації (3.62) виконано у відповідності до: $c = 100$, $k_i = 200$, $\gamma_1 = 100$, $\gamma_2 = 10$.

Керування двигуном здійснювалось за допомогою системи регулювання швидкості [139] з регулятором швидкості (2.9), в якій внутрішній контур керування моментом та підсистему регулювання потоку реалізує робастний алгоритм векторного керування (2.4) – (2.8), параметри налаштування якого описані в пункті 2.1.1. Послідовність операцій керування в умовах тесту, представлено на рис. 2.1.

Динамічні процеси зміни напруг статора u_d , u_q та струмів статора i_d , i_q (в синхронній системі координат (d-q)) показано на рис. 3.9.

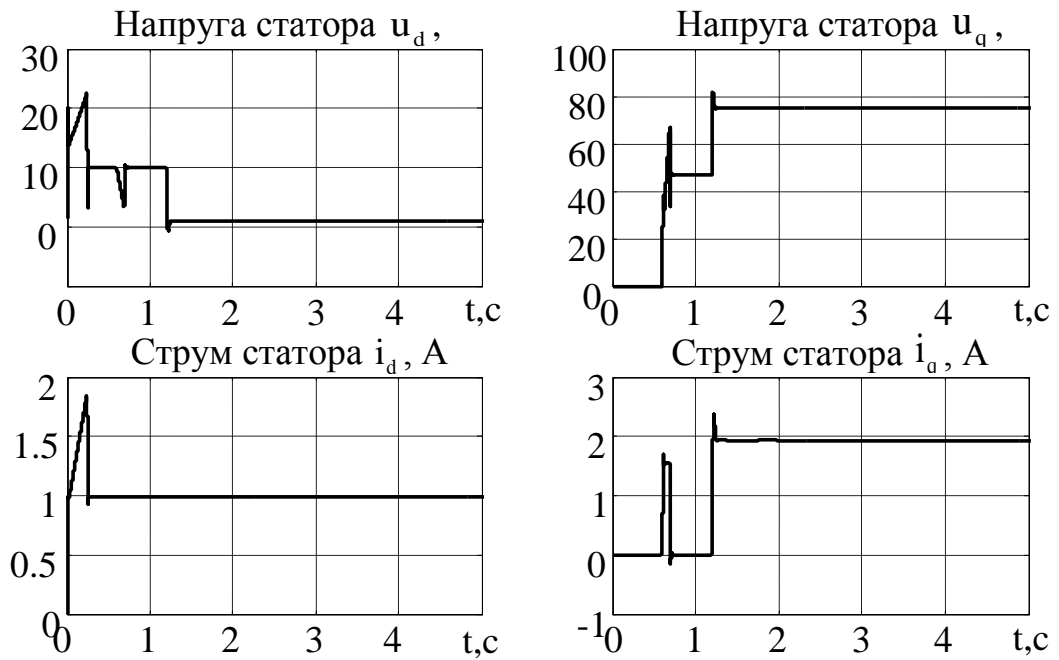


Рис. 3.9. Динамічні процеси зміни напруг статора u_d , u_q та струмів статора i_d , i_q в синхронній системі координат для $\omega = 50$ рад/с

Динамічна поведінка оцінок активних опорів статора $\hat{\alpha}_1(t)$ та ротора $\hat{\alpha}_2(t)$ представлена на рис. 3.10 та рис. 3.11 для початкових умов алгоритму ідентифікації $\hat{\alpha}_1(0) = 0.5\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5\alpha_{2N}$ та $\hat{\alpha}_1(0) = 2\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_{2N}$ відповідно. В обох випадках оцінки активних опорів досягають коректних значень приблизно за 3 с. У дослідженнях початкові умови для оцінок змінних та вихідних сигналів фільтру прийнято нульовими.

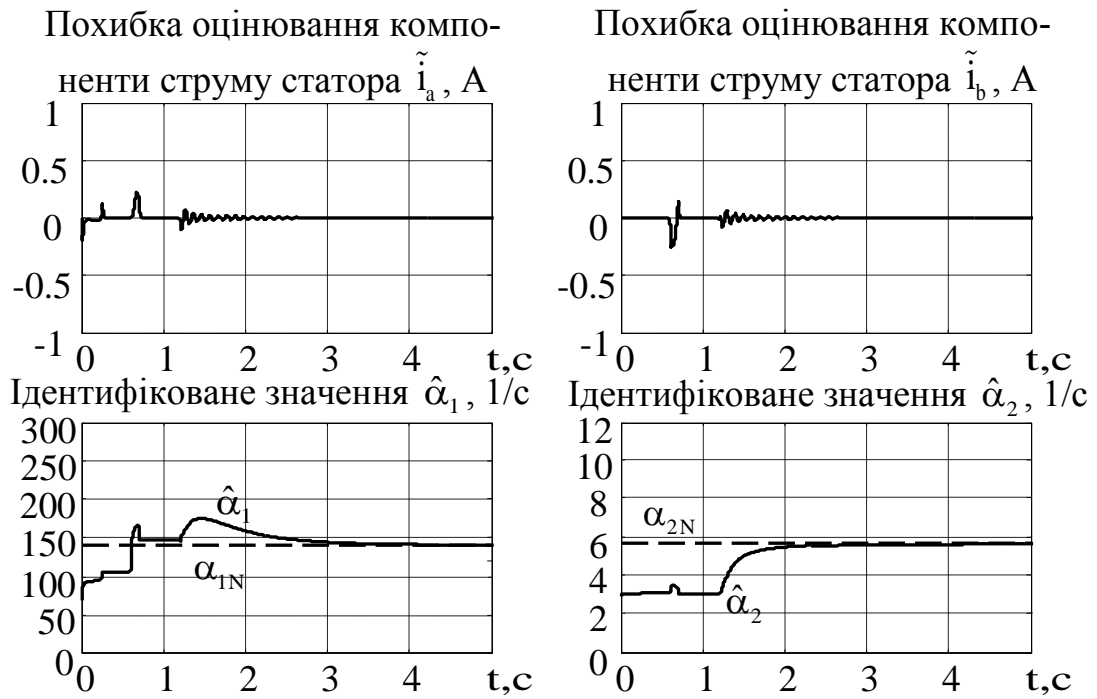


Рис. 3.10. Динамічні процеси ідентифікації для початкових умов

$$\hat{\alpha}_1(0) = 0.5\alpha_{1N}, \quad \hat{\alpha}_2(0) = 0.5\alpha_{2N}$$

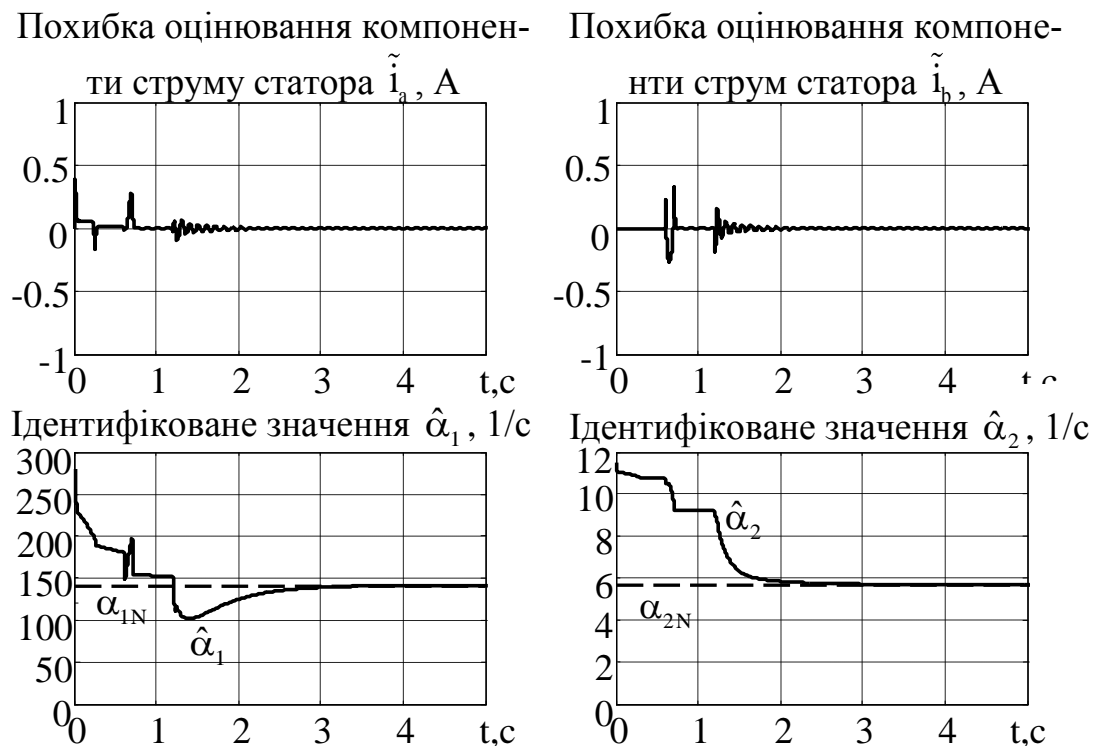


Рис. 3.11. Динамічні процеси ідентифікації для початкових умов

$$\hat{\alpha}_1(0) = 2\alpha_{1N}, \quad \hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_{2N}$$

3.4. Ідентифікація активних опорів асинхронного двигуна за допомогою адаптивного спостерігача потокозчеплення для довільної кутової швидкості

Вперше загальнотеоретична задача одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора асинхронного двигуна при довільній кутовій швидкості була вирішена в [51]. Аналогічну задачу розглянуто в [113] пізніше. Алгоритми [51], [113] представляють динамічні системи 11-го та 13-го порядку відповідно, вони гарантують експоненційне оцінювання активних опорів статора і ротора, за умови, що АД працює в режимах, коли виконуються умови персистентності збудження. Головним недоліком алгоритмів [51], [113] є їх складність.

У даному підрозділі удосконалено метод [51] з метою уникнення надлишкової параметризації, що дозволяє понизити порядок синтезованого алгоритму. На основі цього було синтезовано новий, простіший у порівнянні з [51], [113] алгоритм одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора АД, який гарантує локальну експоненційну стійкість та може бути використаний для оцінювання для будь-яких фізично можливих режимів роботи АД.

3.4.1. Постановка задачі синтезу алгоритму ідентифікації активних опорів статора і ротора при довільній кутовій швидкості

Модель електричної частини АД (2.1) у стаціонарній системі координат статора (a-b) у зручній для аналізу формі запишеться наступним чином:

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= -\alpha_1 i_a + \alpha_2 \beta \psi_a - \alpha_2 \beta L_m i_a + \beta \omega \psi_b + \frac{u_a}{\sigma}, \\ \dot{i}_b &= -\alpha_1 i_b + \alpha_2 \beta \psi_b - \alpha_2 \beta L_m i_b - \beta \omega \psi_a + \frac{u_b}{\sigma}, \\ \dot{\psi}_a &= -\alpha_2 \psi_a - \omega \psi_b + \alpha_2 L_m i_a, \\ \dot{\psi}_b &= -\alpha_2 \psi_b + \omega \psi_a + \alpha_2 L_m i_b. \end{aligned} \quad (3.64)$$

Нехай виконуються припущення:

A.1. АД працює в таких умовах, що $i_a(t)$, $i_b(t)$, $\int_0^t i_a(\tau) d\tau$, $\int_0^t i_b(\tau) d\tau$, $\psi_a(t)$, $\psi_b(t)$, $\omega(t)$, $u_a(t)$, $u_b(t)$ обмежені для всіх $t \geq 0$.

A.2. Струми та напруги статора, а також кутова швидкість ротора вимірюються.

A.3. Всі параметри АД, окрім активних опорів статора та ротора, відомі та сталі.

A.4. Активні опори статора і ротора невідомі, додатні та сталі.

В умовах цих припущень необхідно синтезувати алгоритм ідентифікації, який гарантує досягнення наступних цілей керування:

CO1. Асимптотичність оцінювання невідомих параметрів α_1 та α_2 , тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\alpha_1 - \hat{\alpha}_1) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\alpha_2 - \hat{\alpha}_2) = 0. \quad (3.65)$$

CO2. Асимптотичність спостереження струмів статора та потокозчеплень ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (i_a - \hat{i}_a) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (i_b - \hat{i}_b) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\psi_a - \hat{\psi}_a) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (\psi_b - \hat{\psi}_b) = 0. \quad (3.66)$$

CO3. Обмеженість всіх внутрішніх сигналів.

3.4.2. Синтез алгоритму одночасної ідентифікації

На основі рівнянь (3.64) сформуємо адаптивний спостерігач

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_a &= \hat{\alpha}_2 \beta \eta_a - \hat{\alpha}_2 \beta L_m \dot{i}_a + \beta \omega \eta_b + \frac{1}{\sigma} u_a + k_1 \tilde{i}_a + v_a, \\ \dot{\hat{i}}_b &= \hat{\alpha}_2 \beta \eta_b - \hat{\alpha}_2 \beta L_m \dot{i}_b - \beta \omega \eta_a + \frac{1}{\sigma} u_b + k_1 \tilde{i}_b + v_b, \\ \dot{\eta}_a &= -\hat{\alpha}_2 \eta_a + \hat{\alpha}_2 L_m \dot{i}_a - \omega \eta_b - \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_a - \frac{1}{\beta} v_a, \\ \dot{\eta}_b &= -\hat{\alpha}_2 \eta_b + \hat{\alpha}_2 L_m \dot{i}_b + \omega \eta_a - \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_b - \frac{1}{\beta} v_b, \end{aligned} \quad (3.67)$$

де v_a та v_b – корегуючі сигнали спостерігача, що будуть спроектовані пізніше; η_a та η_b – додаткові змінні, що необхідні для визначення потокозчеплення;

$k_1 > 0$ та $k_2 > 0$ – коефіцієнти налаштування.

На основі визначення похибок оцінювання $\tilde{\eta}_a = \psi_a - \eta_a$, $\tilde{\eta}_b = \psi_b - \eta_b$, перепишемо (3.67) у формі похибок

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_a &= -\alpha_1 \tilde{i}_a + \beta \alpha_2 \tilde{\eta}_a + \tilde{\alpha}_2 \beta \eta_a - \tilde{\alpha}_2 \beta L_m \tilde{i}_a + \beta \omega \tilde{\eta}_b - k_1 \tilde{i}_a - v_a, \\ \dot{\tilde{i}}_b &= -\alpha_1 \tilde{i}_b + \beta \alpha_2 \tilde{\eta}_b + \tilde{\alpha}_2 \beta \eta_b - \tilde{\alpha}_2 \beta L_m \tilde{i}_b - \beta \omega \tilde{\eta}_a - k_1 \tilde{i}_b - v_b, \\ \dot{\tilde{\eta}}_a &= -\alpha_2 \tilde{\eta}_a - \tilde{\alpha}_2 \eta_a + \tilde{\alpha}_2 L_m \tilde{i}_a - \omega \tilde{\eta}_b + \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_a + \frac{1}{\beta} v_a, \\ \dot{\tilde{\eta}}_b &= -\alpha_2 \tilde{\eta}_b - \tilde{\alpha}_2 \eta_b + \tilde{\alpha}_2 L_m \tilde{i}_b + \omega \tilde{\eta}_a + \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_b + \frac{1}{\beta} v_b.\end{aligned}\tag{3.68}$$

Ідея побудови алгоритму ідентифікації для системи (3.68) полягає в тому, щоб спроектувати додаткові сигнали v_a та v_b , а також динамічну поведінку оцінок $\hat{\alpha}_1$ і $\hat{\alpha}_2$ таким чином, що \tilde{i}_a , \tilde{i}_b асимптотично збігаються в нуль. Для досягнення цієї мети введемо динамічне перетворення координат

$$\begin{aligned}z_a &= \tilde{i}_a + \beta \tilde{\eta}_a + \alpha_1 \xi_a, \\ z_b &= \tilde{i}_b + \beta \tilde{\eta}_b + \alpha_1 \xi_b,\end{aligned}\tag{3.69}$$

де

$$\begin{aligned}\xi_a &= \int_0^t \tilde{i}_a(\tau) d\tau, \\ \xi_b &= \int_0^t \tilde{i}_b(\tau) d\tau.\end{aligned}\tag{3.70}$$

Відмітимо, що динамічне перетворення координат залежить від невідомої константи α_1 , а змінні ξ_a , ξ_b у відповідності до припущення А.1 передбачаються обмеженими.

У нових змінних (3.69), (3.70) система (3.68) буде

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_a &= -\alpha_1 \dot{i}_a + \alpha_2 (z_a - \tilde{i}_a - \alpha_1 \xi_a) + \tilde{\alpha}_2 \beta \eta_a - \tilde{\alpha}_2 \beta L_m \dot{i}_a + \omega (z_b - \tilde{i}_b - \alpha_1 \xi_b) + \\
&\quad -k_1 \tilde{i}_a - v_a, \\
\dot{\tilde{i}}_b &= -\alpha_1 \dot{i}_b + \alpha_2 (z_b - \tilde{i}_b - \alpha_1 \xi_b) + \tilde{\alpha}_2 \beta \eta_b - \tilde{\alpha}_2 \beta L_m \dot{i}_b - \omega (z_a - \tilde{i}_a - \alpha_1 \xi_a) + \\
&\quad -k_1 \tilde{i}_b - v_b, \\
\dot{z}_a &= -(k_1 - k_2) \tilde{i}_a, \\
\dot{z}_b &= -(k_1 - k_2) \tilde{i}_b.
\end{aligned} \tag{3.71}$$

В (3.71) динаміка змінних z_a і z_b відома, але невідомі їхні початкові умови.

Наступним кроком сформуємо корегуючі сигнали спостерігача v_a та v_b з тим, щоб здійснити часткову компенсацію правої частини двох перших рівнянь (3.71), у вигляді

$$\begin{aligned}
v_a &= -\hat{\alpha}_1 \dot{i}_a + \omega \hat{z}_b - \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 \xi_a - \hat{\alpha}_1 \omega \xi_b, \\
v_b &= -\hat{\alpha}_1 \dot{i}_b - \omega \hat{z}_a - \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 \xi_b + \hat{\alpha}_1 \omega \xi_a,
\end{aligned} \tag{3.72}$$

де \hat{z}_a і \hat{z}_b – оцінки змінних z_a і z_b .

Відмітимо, що на відміну від [51], при формуванні (3.72) не використовується надлишкова параметризація параметру (α_1, α_2) .

Визначивши похибки оцінювання $\tilde{z}_a = z_a - \hat{z}_a$, $\tilde{z}_b = z_b - \hat{z}_b$, рівняння (3.71), з врахуванням (3.72), перепишемо у вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_a &= -(k_1 + \alpha_2) \tilde{i}_a + \alpha_2 z_a - \omega \tilde{i}_b + \omega \tilde{z}_b - \tilde{\alpha}_1 (\dot{i}_a + \hat{\alpha}_2 \xi_a + \omega \xi_b) + \\
&\quad + \tilde{\alpha}_2 (\beta \eta_a - \beta L_m \dot{i}_a - \hat{\alpha}_1 \xi_a) - \tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_a, \\
\dot{\tilde{i}}_b &= -(k_1 + \alpha_2) \tilde{i}_b + \alpha_2 z_b + \omega \tilde{i}_a - \omega \tilde{z}_a - \tilde{\alpha}_1 (\dot{i}_b + \hat{\alpha}_2 \xi_b - \omega \xi_a) + \\
&\quad + \tilde{\alpha}_2 (\beta \eta_b - \beta L_m \dot{i}_b - \hat{\alpha}_1 \xi_b) - \tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_b, \\
\dot{z}_a &= -(k_1 - k_2) \tilde{i}_a, \\
\dot{z}_b &= -(k_1 - k_2) \tilde{i}_b.
\end{aligned} \tag{3.73}$$

При розгляді частково лінійної апроксимації (3.73) квадратичними компонентами $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_a$ та $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_b$ нехтують.

Для визначення законів ідентифікації $\hat{\alpha}_1$, $\hat{\alpha}_2$, а також динамічної поведінки оцінок \hat{z}_a , \hat{z}_b невідомих функцій z_a , z_b , розглянемо наступну додатньо-

визначену функцію ($\gamma_i > 0$, $i = 1, 2, \dots, 4$, $\gamma_1 = k_1 - k_2$):

$$V = \frac{1}{2} \left[\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2 + \frac{\alpha_2}{\gamma_1} (z_a^2 + z_b^2) + \frac{1}{\gamma_2} (\tilde{z}_a^2 + \tilde{z}_b^2) + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\alpha}_1^2 + \frac{1}{\gamma_4} \tilde{\alpha}_2^2 \right]. \quad (3.74)$$

Похідна V в силу рівнянь (3.73) набуває вигляду

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -(k_1 + \alpha_2)(\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2) + \omega(\tilde{i}_a \tilde{z}_b - \tilde{i}_b \tilde{z}_a) - \\ & - \tilde{\alpha}_1 \left[\tilde{i}_a (i_a + \hat{\alpha}_2 \xi_a + \omega \xi_b) + \tilde{i}_b (i_b + \hat{\alpha}_2 \xi_b - \omega \xi_a) \right] + \\ & + \tilde{\alpha}_2 \left[\tilde{i}_a (\beta \eta_a - L_m \beta i_a - \hat{\alpha}_1 \xi_a) + \tilde{i}_b (\beta \eta_b - L_m \beta i_b - \hat{\alpha}_1 \xi_b) \right] + \\ & + \frac{1}{\gamma_2} (\tilde{z}_a \dot{\tilde{z}}_a + \tilde{z}_b \dot{\tilde{z}}_b) + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\alpha}_1 \dot{\tilde{\alpha}}_1 + \frac{1}{\gamma_4} \tilde{\alpha}_2 \dot{\tilde{\alpha}}_2. \end{aligned} \quad (3.75)$$

Визначивши в (3.75)

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}}_a = \dot{z}_a - \dot{\hat{z}}_a &= \gamma_2 \omega \tilde{i}_b, \quad \dot{\tilde{z}}_b = \dot{z}_b - \dot{\hat{z}}_b = -\gamma_2 \omega \tilde{i}_a, \\ \dot{\tilde{\alpha}}_1 = -\dot{\hat{\alpha}}_1 &= \gamma_3 \left[\tilde{i}_a (i_a + \hat{\alpha}_2 \xi_a + \omega \xi_b) + \tilde{i}_b (i_b + \hat{\alpha}_2 \xi_b - \omega \xi_a) \right], \\ \dot{\tilde{\alpha}}_2 = -\dot{\hat{\alpha}}_2 &= -\gamma_4 \left[\tilde{i}_a (\beta \eta_a - L_m \beta i_a - \hat{\alpha}_1 \xi_a) + \tilde{i}_b (\beta \eta_b - L_m \beta i_b - \hat{\alpha}_1 \xi_b) \right], \end{aligned} \quad (3.76)$$

отримаємо

$$\dot{V} = -(k_1 + \alpha_2)(\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2). \quad (3.77)$$

Повні рівняння алгоритму ідентифікації параметрів α_2 та α_2 задаються (3.67), (3.70) та (3.76), вони описують нелінійну динамічну систему десятого порядку в такому вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= \hat{\alpha}_2 \beta \eta_a - \hat{\alpha}_2 \beta L_m i_a + \beta \omega \eta_b + \frac{1}{\sigma} u_a + k_1 \tilde{i}_a + v_a, \\ \dot{i}_b &= \hat{\alpha}_2 \beta \eta_b - \hat{\alpha}_2 \beta L_m i_b - \beta \omega \eta_a + \frac{1}{\sigma} u_b + k_1 \tilde{i}_b + v_b, \\ \dot{\eta}_a &= -\hat{\alpha}_2 \eta_a + \hat{\alpha}_2 L_m i_a - \omega \eta_b - \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_a - \frac{1}{\beta} v_a, \\ \dot{\eta}_b &= -\hat{\alpha}_2 \eta_b + \hat{\alpha}_2 L_m i_b + \omega \eta_a - \frac{k_2}{\beta} \tilde{i}_b - \frac{1}{\beta} v_b, \\ \dot{z}_a &= -\gamma_1 \tilde{i}_a - \gamma_2 \omega \tilde{i}_b, \quad \dot{z}_b = -\gamma_1 \tilde{i}_b + \gamma_2 \omega \tilde{i}_a, \quad \dot{\xi}_a = i_a, \quad \dot{\xi}_b = i_b, \\ \dot{\hat{\alpha}}_1 &= -\gamma_3 \left[\tilde{i}_a (i_a + \hat{\alpha}_2 \xi_a + \omega \xi_b) + \tilde{i}_b (i_b + \hat{\alpha}_2 \xi_b - \omega \xi_a) \right], \\ \dot{\hat{\alpha}}_2 &= \gamma_4 \left[\tilde{i}_a (\beta \eta_a - L_m \beta i_a - \hat{\alpha}_1 \xi_a) + \tilde{i}_b (\beta \eta_b - L_m \beta i_b - \hat{\alpha}_1 \xi_b) \right], \end{aligned} \quad (3.78)$$

де v_a та v_b визначені у відповідності з виразом (3.72).

Алгоритм ідентифікації (3.78) містить п'ять додатних параметрів налаштування: $k_1, k_2, \gamma_1 = k_1 - k_2, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$, його входами є $\omega, u_a, u_b, i_a, i_b$, виходами – оцінені значення $\hat{\alpha}_1$ і $\hat{\alpha}_2$ для активних опорів статора і ротора.

Умови глобальної експоненційної стійкості положення рівноваги $(\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, z_a, z_b, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2) = 0$ частково лінеаризованої системи (3.73) (з урахуванням нехтування складовими, які пропорційні $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2$) та (3.76), визначеної спостерігачем (3.78), доводяться наступним чином.

З (3.74) та (3.77) випливає, що сигнали $\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, z_a, z_b, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2$ є обмеженими. Оскільки в силу припущення А.1 сигнали $\psi_a, \psi_b, \xi_a, \xi_b$ обмежені, то з (3.69) слідує, що $\tilde{\eta}_a, \tilde{\eta}_b$, а отже η_a, η_b також обмежені. Рівняння динаміки похибок оцінювання з (3.73) і (3.76) можуть бути представлені формі (3.18), в якій:

$$\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b)^T, \quad \tilde{\mathbf{p}} = (z_a, z_b, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b, \tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2)^T,$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -(k_1 + \alpha_2) & -\omega \\ \omega & -(k_1 + \alpha_2) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{W}^T(t) = \begin{bmatrix} \alpha_2 & 0 \\ 0 & \alpha_2 \\ 0 & -\omega \\ \omega & 0 \\ (i_a - \hat{\alpha}_2 \xi_a - \omega \xi_b) & (i_b - \hat{\alpha}_2 \xi_b + \omega \xi_a) \\ (\beta(\eta_a - L_m i_a) - \hat{\alpha}_1 \xi_a) & (\beta(\eta_b - L_m i_b) - \hat{\alpha}_1 \xi_b) \end{bmatrix},$$

$$\Lambda = \text{diag}(\alpha_2 \gamma_1, \alpha_2 \gamma_1, \gamma_2, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4), \quad \gamma_1 = k_1 - k_2 > 0.$$

Далі, аналогічно пункту 3.1.2., доводиться, що положення рівноваги $\tilde{\mathbf{i}} = 0, \tilde{\mathbf{p}} = 0$ лінеаризованої системи (3.73), (3.76), яка отримується для $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_a = 0, \tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_b = 0$, є глобально експоненційно стійким, тому положення рівноваги системи (3.73), (3.76) з урахуванням цих компонент буде локально експоненційно стійким.

Якщо змінні z_a , z_b , \tilde{i}_a та \tilde{i}_b експоненційно затухають в нуль, то з (3.69) маємо $\lim_{t \rightarrow \infty} (\beta \tilde{\eta}_a(t) + \alpha_1 \xi_a(t)) = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} (\beta \tilde{\eta}_b(t) + \alpha_1 \xi_b(t)) = 0$ і тому похибки оцінювання потоку можуть не затухати до нуля, оскільки змінні $\xi_a(t)$ та $\xi_b(t)$ в нуль не затухають. Однак, у цьому випадку реальні потокозчеплення можна встановити з наступних умов:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} (\beta (\psi_a(t) - \eta_a(t)) + \hat{\alpha}_1 \xi_a(t)) &= 0, \\ \lim_{t \rightarrow \infty} (\beta (\psi_b(t) - \eta_b(t)) + \hat{\alpha}_1 \xi_b(t)) &= 0, \end{aligned} \quad (3.79)$$

використовуючи оцінені значення η_a , η_b , $\hat{\alpha}_1$, а також відомі змінні ξ_a і ξ_b .

З умов (3.79) в усталеному режимі знаходимо розрахункові значення потокозчеплення ротора у вигляді

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_a &= \eta_a - \frac{\hat{\alpha}_1}{\beta} \xi_a, \\ \hat{\psi}_b &= \eta_b - \frac{\hat{\alpha}_1}{\beta} \xi_b. \end{aligned} \quad (3.80)$$

Оскільки компоненти вектора потокозчеплення ротора ψ_a і ψ_b можуть бути розраховані з використанням (3.80), то допустимо вважати, що ідентифікатор (3.78) є також адаптивним до зміни активних опорів статора та ротора спостерігачем потокозчеплення ротора.

3.4.3. Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора за довільної кутової швидкості

Дослідження динамічних процесів ідентифікації активних опорів статора і ротора за довільної кутової швидкості за допомогою алгоритму (3.78) виконано в системі регулювання кутової швидкості АД [139] з регулятором швидкості (2.9), в якій внутрішній контур керування моментом і підсистему регулювання потоку реалізує робастний алгоритм векторного керування (2.4) – (2.8), параметри налаштування якого описані в підрозділі 2.1.1. При цьому для системи керування параметри АД є сталими і відомими. Тобто, алгоритм ідентифікації є

автономним об'єктом, який не впливає на процеси керування АД.

У дослідженнях використовувалась стандартна математичної модель АД (додаток Б) потужністю 0.75 кВт, параметри якого надані в додатку А.

Під час тестів використовувалась послідовність операцій керування, що описана в підрозділі 2.1.1 і показана на рис. 2.1.

Алгоритм ідентифікації (3.78) активних опорів статора і ротора досліджувався для значень параметрів налаштування $k_1 = 200$, $k_2 = 190$, $\gamma_1 = 10$, $\gamma_2 = 1$, $\gamma_3 = 1$, $\gamma_4 = 14$.

Динамічні процеси оцінок $\hat{\alpha}_1(t)$ та $\hat{\alpha}_2(t)$ в умовах моделювання представлено на рис. 3.13 та рис. 3.14 для початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.5 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5 \cdot \alpha_{2N}$ та $\hat{\alpha}_1(0) = 2 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$ відповідно. З графіків перехідних процесів видно, що в обох випадках оцінки активних опорів досягають коректних значень приблизно за 3 с.

Динамічні процеси зміни струмів статора i_d , i_q у синхронній системі координат (d-q), а також похибки відпрацювання кутової швидкості ротора АД $\tilde{\omega}$ та потокозчеплення $\tilde{\psi}$ в умовах моделювання показано на рис. 3.12.

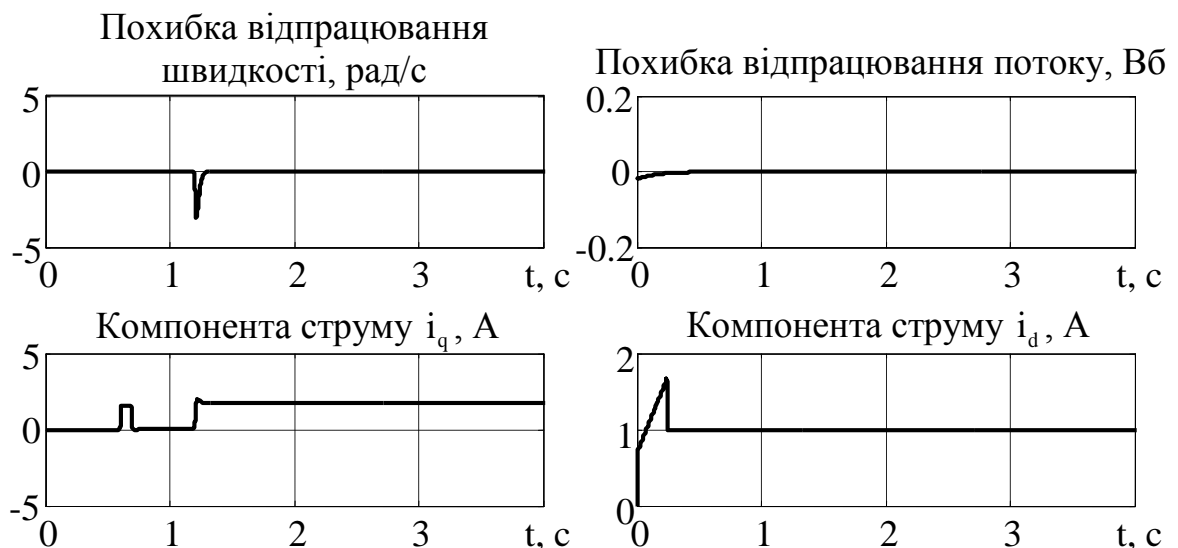


Рис. 3.12. Графіки перехідних процесів у системі векторного керування

в умовах моделюючого тесту

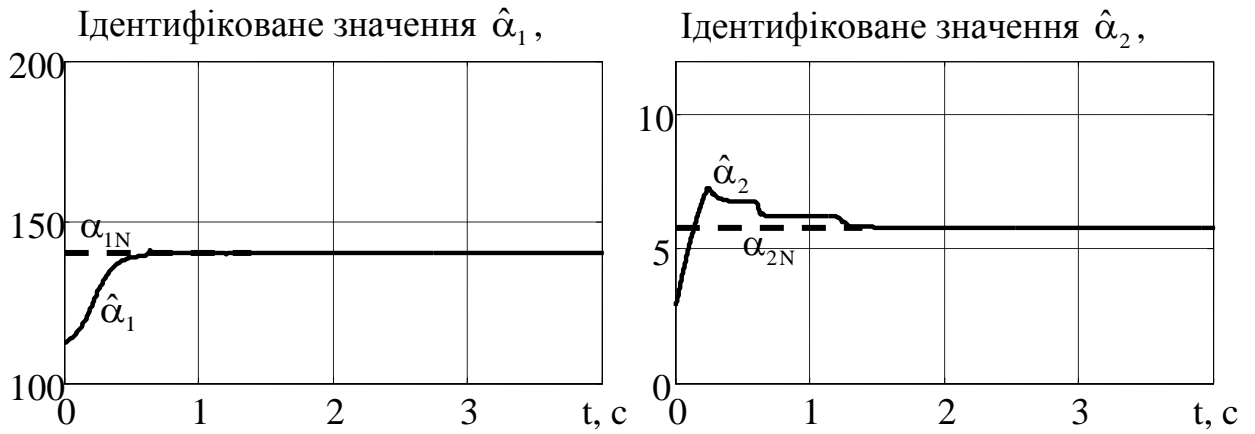


Рис. 3.13. Динамічні процеси ідентифікації параметрів α_1 та α_2 за допомогою алгоритму (3.78) для початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.5 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5 \cdot \alpha_{2N}$

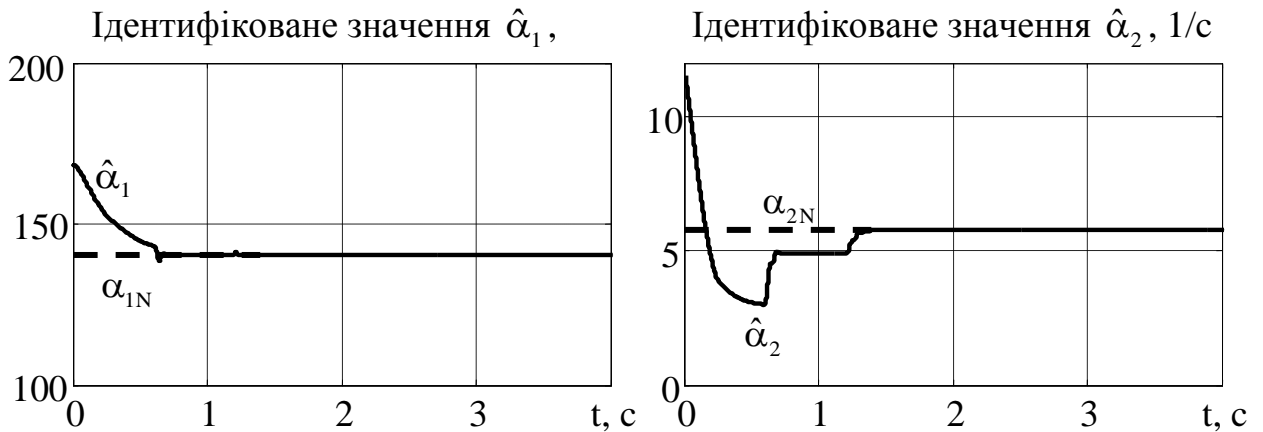


Рис. 3.14. Динамічні процеси ідентифікації параметрів α_1 та α_2 за допомогою алгоритму (3.78) для початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 2 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$

Новий алгоритм ідентифікації параметрів α_1 та α_2 , який на основі інформації про компоненти векторів струму та напруги статорної обмотки, а також кутову швидкість ротора за виконання умов персистентності збудження (3.22), гарантує, що ідентифіковані значення активних опорів статора та ротора експоненційно прямують до своїх дійсних значень, що підтверджено результатами математичного моделювання. Теоретично доведено, що алгоритм ідентифікації є локально експоненційно стійким, він може використовуватись, як в системах

початкової ідентифікації параметрів АД, так і для поточної ідентифікації активних опорів статора та ротора, а також може бути використаний для побудови систем векторного керування, які адаптивні до варіацій активних опорів статора і ротора.

Додатково синтезований алгоритм ідентифікації також є спостерігачем потокозчеплення ротора, який адаптивний до зміни параметрів α_1 та α_2 і простіший за існуючі теоретично обґрунтовані рішення [51], [113].

Висновки по розділу

1. Розроблено метод синтезу алгоритмів ідентифікації розширенням вектору стану АД до електричних зарядів статорного кола, який дозволяє одночасно ідентифікувати активні опори статора та ротора АД для будь-яких фізично можливих траєкторій кутової швидкості. Синтезований алгоритм 10-го порядку є більш простим, ніж відомі теоретично обґрунтовані рішення, не вимагає використання надлишкової параметризації, гарантує локальну експоненційну стійкість.

2. Отримав подальший розвиток метод синтезу алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора асинхронних двигунів при нульовій кутовій швидкості ротора. Синтезовано на основі другого методу Ляпунова з використанням моделі АД зниженого порядку два нових алгоритми п'ятого порядку, які мають властивості локальної експоненційної стійкості за виконання умов персистентності збудження та більш просту структуру в порівнянні з теоретично обґрунтованими рішеннями для класу технологічних об'єктів, режим роботи яких передбачає періодичні та короткотривалі зупинки АД.

3. Удосконалено метод синтезу алгоритмів ідентифікації за рахунок використання спеціальних перетворень моделі АД для її лінійної параметризації для постійної кутової швидкості ротора. Новий алгоритм є нелінійною динамічною системою 8-го порядку, гарантує локальну асимптотичну ідентифікацію активних опорів статора і ротора, не містить процедури розімкнутого інтегрування та

є простішим за відомі рішення.

4. Для кожного з синтезованих алгоритмів теоретично доведено, що за виконання умов персистентності збудження, ідентифіковані значення активних опорів статора та ротора експоненційно прямують до своїх дійсних значень, що підтверджено результатами математичного моделювання.

Equation Section (Next)

РОЗДІЛ 4

АДАПТИВНЕ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНИХ ОПОРІВ КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ ТА ПОТОКОМ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

У розділі 3 запропоновано алгоритми одночасної експоненційної ідентифікації активних опорів статора і ротора, які можуть бути використані для побудови систем векторного керування АД з властивостями адаптації до змін цих параметрів, використовуючи нелінійний принцип розділення [81].

Дослідження, алгоритму векторного керування [61], (2.4) – (2.8) представлені в розділі 2, виявили наявність властивостей робастності не лише до варіації активного опору ротора, але й до варіацій активного опору статора. Властивість експоненційної стійкості робастного алгоритму (2.4) – (2.8) дозволяє конструювати системи непрямого адаптивного керування з ідентифікацією невідомих параметрів. Отже, поєднання на основі нелінійного принципу розділення алгоритмів ідентифікації параметрів, синтезованих в розділі 3, з алгоритмом керування (2.4) – (2.8) потенційно може гарантувати локальну експоненційну асимптотичну стійкість процесів керування, як це показано в [75].

Принцип розділення в лінійних системах широко застосовується для побудови адаптивних систем на основі спостерігачів стану. Концептуально використання принципу розділення передбачає використання оцінених координат замість вимірних і приводить до глобально асимптотично стійких рішень за умов, якщо в ізольованому стані система керування координатами та спостерігач є асимптотично стійкими.

У нелінійних системах, у загальному випадку, принцип розділення не є справедливим і тому можливість його застосування має бути доведена для кожної із конфігурацій нелінійної системи.

Даний розділ присвячено побудові системи непрямого векторного керування моментом і потоком АД, яка адаптивна до варіацій активних опорів статора та ротора на основі нелінійного принципу розділення [81] з використанням неадаптивного робастного алгоритму векторного керування (2.4) – (2.8) та алго-

ритму ідентифікації активних опорів статора та ротора (3.78), синтезованого в підрозділі 3.4.

Основні результати розділу опубліковано в [77], [137], [138], [144].

4.1. Постановка задачі адаптивного керування

Припустимо, що для стандартної моделі АД (2.1), яка представлена в стаціонарній системі координат (a-b), виконуються припущення:

A.1. Задані траєкторії потоку $\psi^* > 0$ та моменту M^* обмежені та мають обмежені відомі похідні $\dot{\psi}^*$, $\ddot{\psi}^*$, \dot{M}^* і відповідають режимам роботи АД, в яких компоненти векторів напруги статора (u_a, u_b) , струми статора (i_a, i_b) , потокозчеплення ротора (ψ_a, ψ_b) , інтеграли від компонент вектора струму статора $\xi_a = \int_0^t i_a(\tau) d\tau$, $\xi_b = \int_0^t i_b(\tau) d\tau$, а також кутова швидкість ротора $\omega(t)$ та її похідна $\dot{\omega}(t)$ обмежені для всіх $t \geq 0$.

A.2. Струми статора (i_a, i_b) і кутова швидкість ротора ω вимірюються.

A.3. Всі параметри АД відомі та сталі, окрім активних опорів статора R_1 та ротора R_2 , які невідомі, обмежені та постійні.

За виконання умов A.1 – A.3 необхідно синтезувати адаптивний нелінійний динамічний регулятор, який гарантує досягнення цілей керування:

O.1. Асимптотичне відпрацювання траєкторії модуля вектора потокозчеплення ротора $\tilde{\psi}$ та моменту M , тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (|\psi| - \psi^*) = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (M - M^*) = 0. \quad (4.1)$$

Асимптотичну розв'язку процесів керування вихідними координатами та оцінювання параметрів.

O.2. Асимптотичність ідентифікації параметрів, що пропорційні активним опорам статора і ротора, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\alpha}) \triangleq \lim_{t \rightarrow \infty} (\alpha - \hat{\alpha}) = 0, \quad (4.2)$$

де $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = (\tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2)^T$ – вектор похибок оцінювання невідомих параметрів, пов'язаних з активними опорами статора і ротора; $\hat{\boldsymbol{\alpha}} = (\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2)^T$ – оцінені значення додатних констант $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_1, \alpha_2)^T$, причому $\hat{\boldsymbol{\alpha}} \geq \boldsymbol{\alpha}_0 > 0$, де $\boldsymbol{\alpha}_0 = (\alpha_{10}, \alpha_{20})^T$ – вектор додатніх констант.

0.3. Обмеженість всіх внутрішніх сигналів.

4.2. Нелінійний принцип розділення

Необхідною умовою для використання нелінійного принципу розділення є «сильні» властивості стійкості неадаптивної системи, синтезованої з припущенням про те, що всі параметри відомі та сталі, а також системи ідентифікації параметрів, синтез якої проводиться з припущенням, що вхідні змінні та ідентифіковані параметри є обмеженими функціями часу.

З теорії адаптивних систем відомо [75], що структура непрямого адаптивного керування передбачає заміну невідомих параметрів у неадаптивній системі векторного керування на їх ідентифіковані значення. Таким чином, композитна система векторного керування, адаптивна до варіацій активних опорів статора і ротора, складається з двох окремо синтезованих підсистем: регулювання координат та ідентифікації активних опорів.

Припустимо, що композитна система може бути представлена у наступному вигляді:

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p + \mathbf{W}_p(t)\tilde{\boldsymbol{\alpha}}, \quad (4.3)$$

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{\alpha}}} = -\boldsymbol{\Gamma}\mathbf{W}_i^T(t)\mathbf{x}_i, \quad (4.4)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_i = \mathbf{A}_i(t)\mathbf{x}_i + \mathbf{W}_i(t)\tilde{\boldsymbol{\alpha}},$$

де \mathbf{x}_p – вектор стану підсистеми регулювання координат АД; $\mathbf{x}_0 = (\tilde{\boldsymbol{\alpha}}^T, \mathbf{x}_i^T)^T$ – вектор стану підсистеми оцінювання; $\mathbf{A}_p(t)$, $\mathbf{A}_i(t)$, $\mathbf{W}_p(t)$, $\mathbf{W}_i(t)$, $\boldsymbol{\Gamma} > \mathbf{0}$ – матриці відповідних розмірностей.

Пропозиція. Нехай для системи (4.3), (4.4) маємо:

і) матриці $\mathbf{A}_p(t)$, $\mathbf{A}_i(t)$ задовольняють умовам Гурвиця, тобто системи

$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p$, $\dot{\mathbf{x}}_i = \mathbf{A}_i(t)\mathbf{x}_i$ є асимптотично стійкими;

ii) матриця $\mathbf{W}_p(t)$ є обмеженою, тобто $\|\mathbf{W}_p(t)\| \leq a_1 < \infty$;

iii) матриця $\mathbf{W}_i(t)$ така, що $\|\mathbf{W}_i(t)\|$ та $\|\dot{\mathbf{W}}_i(t)\|$ є рівномірно обмеженими функціями, умови персистентності збудження виконуються [84], тобто

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}_i(\tau)\mathbf{W}_i^T(\tau)d\tau \geq c\mathbf{I} > 0 \text{ для всіх } t \geq 0, \quad (4.5)$$

де T , c – дійсні додатні константи, \mathbf{I} – одинична матриця відповідної розмірності.

У разі виконання умов i) – iii) положення рівноваги $\mathbf{x}_p = \mathbf{0}$, $\mathbf{x}_i = \mathbf{0}$, $\tilde{\mathbf{a}} = \mathbf{0}$ є експоненційно стійким.

Доведення стійкості базується на наступних структурних властивостях системи (4.3), (4.4). Підсистема оцінювання (4.4) при виконанні припущень i), iii) в силу леми про персистентність збудження [84] є експоненційно стійкою. Підсистема регулювання (4.3) в ізольованому стані (за умови $\mathbf{W}_p(t) = 0$) у випадку виконання умови i) також є експоненційно стійкою, тому композитна система (4.3), (4.4), за теоремою про стійкість послідовного включення експоненційно стійких підсистем [84] має експоненційно стійке положення рівноваги $(\mathbf{x}_p^T, \mathbf{x}_0^T)^T = 0$, з чого випливає можливість використання нелінійного принципу розділення (локально чи глобально).

У подальших підрозділах доведено, що побудова системи керування, яка є адаптивне до варіацій активних опорів статора і ротора, може бути здійснений на основі алгоритму робастного векторного керування (2.4) – (2.8) та алгоритму ідентифікації (3.78).

4.3. Підсистема регулювання координат

Підсистема регулювання координат формується з алгоритму непрямого робастного векторного керування (2.4) – (2.8), який гарантує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій момента-потока за відсутності параметричних

збурень, шляхом заміни в ньому постійних параметрів α_1 та α_2 на їх ідентифіковані за допомогою алгоритму (3.78) значення $\hat{\alpha}_1$ та $\hat{\alpha}_2$.

Алгоритм адаптивного векторного керування включає:

– регулятор вектора потокозчеплення ротора у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}}_d^* &= \frac{1}{\hat{\alpha}_2 L_m} (\hat{\alpha}_2 \dot{\Psi}^* + \dot{\Psi}^*), & \dot{\mathbf{i}}_d^* &= \frac{1}{L_m} \left(\dot{\Psi}^* + \frac{1}{\hat{\alpha}_2^2} (\hat{\alpha}_2 \ddot{\Psi}^* - \dot{\hat{\alpha}}_2 \dot{\Psi}^*) \right), \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \hat{\alpha}_2 L_m \frac{\dot{\mathbf{i}}_q}{\Psi^*} + \frac{\gamma_{1r} \beta \omega \tilde{\mathbf{i}}_d}{\Psi^*} + \frac{\gamma_{2r} \beta \omega \tilde{\mathbf{i}}_d}{\Psi^*}, \end{aligned} \quad (4.6)$$

де $\hat{\alpha}_2 \geq \alpha_{20} > 0$, α_{20} – мінімальне значення α_2 для запобігання виродження в (4.6);

– регулятор моменту у вигляді

$$\dot{\mathbf{i}}_q^* = \frac{1}{\mu_1} \frac{\dot{M}^*}{\Psi^*}, \quad \dot{\mathbf{i}}_q^* = \frac{1}{\mu_1} \left(\frac{\dot{M}^*}{\Psi^*} - \frac{M^* \dot{\Psi}^*}{\Psi^{*2}} \right); \quad (4.7)$$

– регулятор струму за віссю d у вигляді

$$\mathbf{u}_d = \sigma \left[(\hat{\alpha}_1 + \hat{\alpha}_2 \beta L_m) \dot{\mathbf{i}}_d^* - \omega_0 \mathbf{i}_q - \hat{\alpha}_2 \beta \dot{\Psi}^* + \dot{\mathbf{i}}_d^* - k_{id1} \tilde{\mathbf{i}}_d - z_d \right], \quad \dot{z}_d = k_{iid} \tilde{\mathbf{i}}_d; \quad (4.8)$$

– регулятор струму за віссю q у вигляді

$$\mathbf{u}_q = \sigma \left[(\hat{\alpha}_1 + \hat{\alpha}_2 \beta L_m) \dot{\mathbf{i}}_q^* + \omega_0 \mathbf{i}_d + \beta \omega \dot{\Psi}^* + \dot{\mathbf{i}}_q^* - k_{iq1} \tilde{\mathbf{i}}_q - z_q \right], \quad \dot{z}_q = k_{iiq} \tilde{\mathbf{i}}_q; \quad (4.9)$$

– спостерігач польової компоненти струму статора у вигляді

$$\dot{\hat{\mathbf{i}}}_d = -(\hat{\alpha}_1 + \hat{\alpha}_2 \beta L_m) \hat{\mathbf{i}}_d + \omega_0 \mathbf{i}_q + \hat{\alpha}_2 \beta \dot{\Psi}^* + \frac{1}{\sigma} \mathbf{u}_d + k_d \tilde{\mathbf{i}}_d. \quad (4.10)$$

Визначення в (4.6) – (4.10) наведено у розділі 2 (2.4) – (2.8).

З урахуванням виразів (4.6) – (4.10) та моделі АД (2.2), рівняння динаміки похибок відпрацювання та оцінювання в підсистемі моменту-потoku мають вигляд

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{i}}_d \\ \dot{z}_d \\ \dot{\tilde{i}}_q \\ \dot{z}_q \\ \dot{\tilde{\psi}}_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_q \\ \dot{\tilde{i}}_d \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{id} & -1 & 0 & 0 & \alpha_2\beta & \beta\omega & 0 \\ k_{iid} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k_{iq} & -1 & -\beta\omega & \alpha_2\beta & 0 \\ 0 & 0 & k_{iiq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha_2 L_m & 0 & 0 & 0 & -\alpha_2 & (\omega_0 - \omega) & 0 \\ -\gamma_{1r}\beta\omega & 0 & 0 & 0 & -(\omega_0 - \omega) & -\alpha_2 & -\gamma_{2r}\beta\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_2\beta & \beta\omega & -k_0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ z_d \\ \tilde{i}_q \\ z_q \\ \tilde{\psi}_d \\ \tilde{\psi}_q \\ \tilde{i}_d \end{pmatrix} + \\ + \begin{bmatrix} -\dot{i}_d^* & \beta(\psi^* - L_m \dot{i}_d^*) \\ 0 & 0 \\ -\dot{i}_q^* & -\beta L_m \dot{i}_q^* \\ 0 & 0 \\ 0 & -(\psi^* - L_m \dot{i}_d^*) \\ 0 & L_m \dot{i}_q^* \\ -\dot{i}_d^* & \beta(\psi^* - L_m \dot{i}_d^*) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\alpha}_1 \\ \tilde{\alpha}_2 \end{pmatrix} + \boldsymbol{\varphi}(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{i}_d) \tilde{\boldsymbol{\alpha}} \triangleq \mathbf{A}_p(t) \mathbf{x}_p + \mathbf{W}_p(t) \tilde{\boldsymbol{\alpha}} + \boldsymbol{\varphi}(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{i}_d) \tilde{\boldsymbol{\alpha}}, \quad (4.11)$$

де $\mathbf{x}_p = (\tilde{i}_d, z_d, \tilde{i}_q, z_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d)^T$, $k_{id} = (\alpha_1 + \alpha_2\beta L_m) + k_{id1}$,

$k_{iq} = (\alpha_1 + \alpha_2\beta L_m) + k_{iq1}$, $k_0 = (\alpha_1 + \alpha_2\beta L_m) + k_d$,

$$\boldsymbol{\varphi}^T(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{i}_d) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{i}_d - \tilde{i}_d \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_m \tilde{i}_q & \beta L_m (\tilde{i}_d - \tilde{i}_d) \end{bmatrix}.$$

Для $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = 0$ ($\boldsymbol{\alpha} = \hat{\boldsymbol{\alpha}}$) підсистема відпрацювання моменту та модуля вектора потокозчеплення (4.11) має глобально експоненційно стійке положення рівноваги $\mathbf{x}_p = 0$.

4.4. Підсистема одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора

Алгоритм ідентифікації активних опорів статора і ротора (3.78), який описує нелінійну динамічну систему десятого порядку, перепишемо в зручній для подальшого аналізу формі (в системі координат статора (a-b)):

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{i}}_a &= -(\hat{\alpha}_1 + \hat{\alpha}_2 \beta L_m) \mathbf{i}_a + \hat{\alpha}_2 \beta \eta_a + \beta \omega \eta_b + \frac{1}{\sigma} \mathbf{u}_a + k_1 \tilde{\mathbf{i}}_a + \omega \hat{\mathbf{z}}_b - \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 \xi_a - \omega \hat{\alpha}_1 \xi_b, \\
\dot{\mathbf{i}}_b &= -(\hat{\alpha}_1 + \hat{\alpha}_2 \beta L_m) \mathbf{i}_b + \hat{\alpha}_2 \beta \eta_b - \beta \omega \eta_a + \frac{1}{\sigma} \mathbf{u}_b + k_1 \tilde{\mathbf{i}}_b, -\omega \hat{\mathbf{z}}_a - \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 \xi_b + \omega \hat{\alpha}_1 \xi_a, \\
\dot{\eta}_a &= -\hat{\alpha}_2 \eta_a - \omega \eta_b + \hat{\alpha}_2 L_m \mathbf{i}_a - \frac{k_2}{\beta} \tilde{\mathbf{i}}_a + \frac{1}{\beta} (\hat{\alpha}_1 \mathbf{i}_a - \omega \hat{\mathbf{z}}_b + \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 \xi_a + \omega \hat{\alpha}_1 \xi_b), \\
\dot{\eta}_b &= -\hat{\alpha}_2 \eta_b + \omega \eta_a + \hat{\alpha}_2 L_m \mathbf{i}_b - \frac{k_2}{\beta} \tilde{\mathbf{i}}_b + \frac{1}{\beta} (\hat{\alpha}_1 \mathbf{i}_b + \omega \hat{\mathbf{z}}_a + \hat{\alpha}_1 \hat{\alpha}_2 \xi_b - \omega \hat{\alpha}_1 \xi_a), \\
\dot{\hat{\mathbf{z}}}_a &= -\gamma_1 \tilde{\mathbf{i}}_a - \gamma_2 \omega \tilde{\mathbf{i}}_b, \quad \dot{\hat{\mathbf{z}}}_b = -\gamma_1 \tilde{\mathbf{i}}_b + \gamma_2 \omega \tilde{\mathbf{i}}_a, \quad \dot{\xi}_a = \mathbf{i}_a, \quad \dot{\xi}_b = \mathbf{i}_b, \\
\dot{\hat{\alpha}}_1 &= -\gamma_3 \left[\tilde{\mathbf{i}}_a (\mathbf{i}_a + \omega \xi_b + \hat{\alpha}_2 \xi_a) + \tilde{\mathbf{i}}_b (\mathbf{i}_b - \omega \xi_a + \hat{\alpha}_2 \xi_b) \right], \\
\dot{\hat{\alpha}}_2 &= \gamma_4 \left[\tilde{\mathbf{i}}_a (\beta (\eta_a - L_m \mathbf{i}_a) - \hat{\alpha}_1 \xi_a) + \tilde{\mathbf{i}}_b (\beta (\eta_b - L_m \mathbf{i}_b) - \hat{\alpha}_1 \xi_b) \right].
\end{aligned} \tag{4.12}$$

Система ідентифікації (4.12) містить п'ять додатних параметрів налаштування: k_1 , k_2 , $\gamma_1 = k_1 - k_2$, γ_2 , γ_3 , γ_4 , її входами є ω , \mathbf{u}_a , \mathbf{u}_b , \mathbf{i}_a , \mathbf{i}_b , а також сигнали ξ_a , ξ_b , виходами – ідентифіковані значення $\hat{\alpha}_1$ і $\hat{\alpha}_2$ для активних опорів статора і ротора відповідно.

Рівняння динаміки похибок можуть бути представлені в наступній стандартній формі [84]:

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{x}}_i &= \mathbf{A}_i(t) \mathbf{x}_i + \mathbf{W}_{i(a-b)}(t) \tilde{\boldsymbol{\alpha}}, \\
\dot{\tilde{\boldsymbol{\alpha}}} &= -\mathbf{\Gamma} \mathbf{W}_{i(a-b)}^T(t) \mathbf{x}_i,
\end{aligned} \tag{4.13}$$

де $\mathbf{x}_i = (\tilde{\mathbf{i}}_a, \tilde{\mathbf{i}}_b, z_a, z_b, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b)^T$, $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\gamma_3, \gamma_4)$, $\tilde{z}_a = z_a - \hat{z}_a$, $\tilde{z}_b = z_b - \hat{z}_b$,

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_i(t) &= \begin{bmatrix} -(k_1 + \alpha_2) & -\omega & \alpha_2 & 0 & 0 & \omega \\ \omega & -(k_1 + \alpha_2) & 0 & \alpha_2 & -\omega & 0 \\ -(k_1 - k_2) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(k_1 - k_2) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \gamma_2 \omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\gamma_2 \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{W}_{i(a-b)}(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{1(a-b)}(t) & \mathbf{f}_{2(a-b)}(t) \\ \mathbf{0}_{4 \times 1} & \mathbf{0}_{4 \times 1} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{f}_{1(a-b)}(t) &= \begin{pmatrix} -\mathbf{i}_a - \hat{\alpha}_2 \xi_a - \omega \xi_b \\ -\mathbf{i}_b - \hat{\alpha}_2 \xi_b + \omega \xi_a \end{pmatrix}, \quad \mathbf{f}_{2(a-b)}(t) = \begin{pmatrix} \beta \eta_a - L_m \beta \mathbf{i}_a - \hat{\alpha}_1 \xi_a \\ \beta \eta_b - L_m \beta \mathbf{i}_b - \hat{\alpha}_1 \xi_b \end{pmatrix}.
\end{aligned}$$

У підрозділі 3.4 доведено, що положення рівноваги $\mathbf{x}_1 = \mathbf{0}$, $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{0}$ частково лінеаризованої системи (4.13) (для $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_a = 0$, $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_b = 0$) є глобально експоненційно стійким, тому положення рівноваги нелінійної системи (з урахуванням $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_a \neq 0$, $\tilde{\alpha}_1 \tilde{\alpha}_2 \xi_b \neq 0$) буде локально експоненційно стійким за виконання умов персистентності збудження (4.5).

4.5. Доведення стійкості системи адаптивного керування

Динаміка похибок керування, оцінювання та ідентифікації композитної адаптивної системи (4.11), (4.13), отриманої у випадку використання нелінійного принципу розділення, має такі важливі для подальшого аналізу властивості, що були цілеспрямовано досягнуті під час синтезу (2.4) – (2.8) та (3.78):

а) підсистема відпрацювання момента-поточка (4.11) є глобально асимптотично експоненційно стійкою при $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{0}$;

б) підсистема оцінювання та ідентифікації (4.13) є локально експоненційно асимптотично стійкою за обмеження $\mathbf{W}_{i(a-b)}(t)$ та виконанні умов персистентності збудження (4.5);

с) взаємозв'язок між двома підсистемами здійснюється через перетворення, які промасштабовані вектором $\tilde{\boldsymbol{\alpha}}$.

Матриця $\mathbf{W}_p(t)$ в (4.11), за допомогою якої здійснюється взаємозв'язок між підсистемами (4.11) та (4.13) в прямому каналі, є обмеженою, оскільки залежить лише від обмежених завдань ψ^* , i_q^* , i_d^* , оскільки визначаються обмеженими $\psi^* > 0$, M^* , $\hat{\boldsymbol{\alpha}} \geq \boldsymbol{\alpha}_0 > 0$ (A.1). У каналі зворотного зв'язку такий взаємозв'язок формується за допомогою матриці $\mathbf{W}_{i(a-b)}(t)$.

Для визначення властивостей $\mathbf{W}_{i(a-b)}(t)$ виконаємо ряд перетворень. Вектори поточкозчеплення ротора $\boldsymbol{\Psi}_{(a-b)} = (\psi_a, \psi_b)^T$ та струму статора $\mathbf{i}_{(a-b)} = (i_a, i_b)^T$ у системі координат (a-b) запишуться у вигляді

$$\boldsymbol{\Psi}_{(a-b)} = e^{J\epsilon_0} \boldsymbol{\Psi}^* + e^{J\epsilon_0} \tilde{\boldsymbol{\Psi}}, \quad \mathbf{i}_{(a-b)} = e^{J\epsilon_0} \mathbf{i}_{(a-b)}^* + e^{J\epsilon_0} \tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)}, \quad (4.14)$$

де

$$\boldsymbol{\Psi}^* = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\Psi}^* \\ 0 \end{pmatrix}, \tilde{\boldsymbol{\Psi}} = \begin{pmatrix} \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_d \\ \tilde{\boldsymbol{\Psi}}_q \end{pmatrix}, \mathbf{i}_{(a-b)}^* = \begin{pmatrix} \mathbf{i}_d^* \\ \mathbf{i}_q^* \end{pmatrix}, \tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_d \\ \tilde{\mathbf{i}}_q \end{pmatrix}, e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Використовуючи визначення вектора \mathbf{z} (3.69), отримаємо

$$\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\eta} = \boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\Psi}_{(a-b)} + \tilde{\mathbf{i}}_{(a-b)} - \mathbf{z} + \alpha_1 \boldsymbol{\xi} = \boldsymbol{\beta}e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \boldsymbol{\Psi}^* + \boldsymbol{\beta}e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \tilde{\boldsymbol{\Psi}} + \tilde{\mathbf{i}}_{(a-b)} - \mathbf{z} + \alpha_1 \boldsymbol{\xi}, \quad (4.15)$$

$$\text{де } \boldsymbol{\eta} = (\eta_a, \eta_b)^T, \tilde{\mathbf{i}}_{(a-b)} = (\tilde{\mathbf{i}}_a, \tilde{\mathbf{i}}_b)^T, \mathbf{z} = (z_a, z_b)^T, \boldsymbol{\xi} = (\xi_a, \xi_b)^T.$$

Вектор функції $\mathbf{f}_{1(a-b)}(t)$ та $\mathbf{f}_{2(a-b)}(t)$ при цьому набувають вигляду

$$\begin{aligned} \mathbf{f}_{1(a-b)}(t) &= -e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \mathbf{i}_{(a-b)}^* - \alpha_2 \boldsymbol{\xi} + \omega \mathbf{J} \boldsymbol{\xi} - e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)} + \tilde{\alpha}_2 \boldsymbol{\xi}, \\ \mathbf{f}_{2(a-b)}(t) &= \boldsymbol{\beta}e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} (\boldsymbol{\Psi}^* - \mathbf{L}_m \mathbf{i}_{(a-b)}^*) + \boldsymbol{\beta}e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} (\tilde{\boldsymbol{\Psi}} - \mathbf{L}_m \tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)}) + \tilde{\mathbf{i}}_{(a-b)} - \mathbf{z} + \tilde{\alpha}_1 \boldsymbol{\xi}. \end{aligned} \quad (4.16)$$

З урахуванням (4.16), рівняння динаміки композитної системи (4.11), (4.13) будуть

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_p &= \mathbf{A}_p(t) \mathbf{x}_p + \mathbf{W}_p(t) \tilde{\boldsymbol{\alpha}} + \boldsymbol{\varphi}(\tilde{\mathbf{i}}_d, \tilde{\mathbf{i}}_q, \tilde{\mathbf{i}}_d) \tilde{\boldsymbol{\alpha}}, \\ \dot{\tilde{\boldsymbol{\alpha}}} &= -\boldsymbol{\Gamma} \mathbf{W}_{i(a-b)}^T (\mathbf{J} \tilde{\boldsymbol{\alpha}} \boldsymbol{\xi}^T, \mathbf{z}, \tilde{\mathbf{i}}, \tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)}, \tilde{\boldsymbol{\Psi}}, \mathbf{f}_{1(a-b)}^*, \mathbf{f}_{2(a-b)}^*) \mathbf{x}_i, \\ \dot{\mathbf{x}}_i &= \mathbf{A}_i(t) \mathbf{x}_i + \mathbf{W}_{i(a-b)} (\mathbf{J} \tilde{\boldsymbol{\alpha}} \boldsymbol{\xi}^T, \mathbf{z}, \tilde{\mathbf{i}}, \tilde{\mathbf{i}}_{(d-q)}, \tilde{\boldsymbol{\Psi}}, \mathbf{f}_{1(a-b)}^*, \mathbf{f}_{2(a-b)}^*) \tilde{\boldsymbol{\alpha}}, \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$\text{де } \mathbf{f}_{1(a-b)}^* = -e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \mathbf{i}_{(a-b)}^* + (-\alpha_2 \mathbf{I} + \omega \mathbf{J}) \boldsymbol{\xi}, \mathbf{f}_{2(a-b)}^* = \boldsymbol{\beta}e^{\mathbf{J}\varepsilon_0} (\boldsymbol{\Psi}^* - \mathbf{L}_m \mathbf{i}_{(a-b)}^*).$$

Для аналізу стійкості адаптивної системи (4.17) виконаємо її часткову лінеаризацію в початку координат $\mathbf{x}_p = \mathbf{0}$, $\mathbf{x}_i = \mathbf{0}$, $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{0}$, для чого знехтуємо квадратичними компонентами в (4.17). Отримана після часткової лінеаризації система представляє собою послідовне з'єднання двох підсистем у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_p &= \mathbf{A}_p(t) \mathbf{x}_p + \mathbf{W}_p(t) \tilde{\boldsymbol{\alpha}}, \\ \dot{\mathbf{x}}_i &= \mathbf{A}_i(t) \mathbf{x}_i + \mathbf{F}_{(a-b)}^*(t) \tilde{\boldsymbol{\alpha}}, \\ \dot{\tilde{\boldsymbol{\alpha}}} &= -\boldsymbol{\Gamma} \mathbf{F}_{(a-b)}^{*T}(t) \mathbf{x}_i, \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$\text{де } \mathbf{F}_{(a-b)}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{1(a-b)}^* & \mathbf{f}_{2(a-b)}^* \\ \mathbf{0}_{4 \times 1} & \mathbf{0}_{4 \times 1} \end{bmatrix}.$$

Лінеаризована композитна система (4.18) відповідає структурі системи (4.3), (4.4) з $\mathbf{W}_i(t) = \mathbf{F}_{(a-b)}^*$. Таким чином, для частково лінеаризованої системи

(4.18) виконуються умови i) – iii) пропозиції. Отже, положення рівноваги $\mathbf{x}_p = \mathbf{0}$, $\mathbf{x}_i = \mathbf{0}$, $\tilde{\boldsymbol{\alpha}} = \mathbf{0}$ системи (4.11), (4.13) є локально експоненційно стійким за виконання умов персистентності збудження (4.5). Оскільки при обмежених $\psi^* > 0$, $\hat{\boldsymbol{\alpha}} \geq \boldsymbol{\alpha}_0 > 0$, \mathbf{M}^* задані струми в (4.6), (4.7) обмежені, то з умов обмеженості змінних ξ_a , ξ_b при обмежених струмах i_a , i_b встановлюємо обмеженість матриці регресії $\mathbf{F}_{(a-b)}^*$. Похідна від матриці регресії $\dot{\mathbf{F}}_{(a-b)}^*(\varepsilon_0, \mathbf{i}, \dot{\mathbf{i}}, \dot{\mathbf{i}}, \psi^*, \dot{\psi}^*, \omega, \xi, \dot{\omega})$ також обмежена в силу обмеженості $\dot{\mathbf{i}}^*$ з виразів (4.6), (4.7).

З теоретичного аналізу слідує, що система векторного керування, адаптивна до варіацій активних опорів статора і ротора, гарантує локальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту та потоку, а також асимптотичну ідентифікацію активних опорів АД, тобто цілі керування О.1 та О.2 досягаються. За обмеженості кутової швидкості також обмеженими будуть ω_0 в (4.6) та напруги статора (4.8) і (4.9) (ціль керування О.3).

Проведений аналіз доводить справедливність використання нелінійного принципу розділення для об'єднання підсистеми керування (2.4) – (2.8) з підсистемою ідентифікації (3.78) з метою побудови адаптивної до варіацій активних опорів статора і ротора АД системи векторного керування моментом та потоком АД.

4.6. Дослідження адаптивної системи методом математичного моделювання

Метою даного дослідження є на основі перехідних процесів показати, що використання отриманих від адаптивного спостерігача значень активних опорів статора і ротора в алгоритмі робастного векторного керування дозволяє компенсувати вплив їх варіацій і таким чином покращити показники якості регулювання моменту та потоку АД.

Для подальшого порівняння отриманих результатів при моделюванні з результатами експериментального тестування, при моделюванні використову-

валися параметри АД потужністю 0.75 кВт, який входить до складу станції швидкого прототипного тестування [145] (Додаток А), та використовувались для досліджень у розділах 2 та 3.

4.6.1. Методика проведення досліджень

Дослідження виконано в три етапи. На першому етапі досліджена робота алгоритму ідентифікації (4.12) в автономному режимі, тобто, коли данні отримані за допомогою алгоритму ідентифікації використовуються лише для дослідження його показників якості та не використовуються в алгоритмі керування, а, отже, не впливають на процеси керування. На другому етапі досліджені перехідні процеси в системі адаптивного векторного керування на основі R-IFOC (2.4) – (2.8), в якому замість номінальних значень параметрів використовуються значення $\hat{\alpha}_1$ та $\hat{\alpha}_2$, оцінені за допомогою алгоритму ідентифікації (4.12). Третя серія тестів присвячена дослідженню динамічних показників якості роботи адаптивної системи шляхом аналізу динамічної поведінки системи при повторному накиданні моменту навантаження, після завершення перехідних процесів ідентифікації активних опорів за дії навантаження. Перші дві серії тестів проводились для двох наборів значень початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8\alpha_1 = 112.37 \text{ c}^{-1}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5\alpha_2 = 2.89 \text{ c}^{-1}$ та $\hat{\alpha}_1(0) = 1.2\alpha_1 = 168.37 \text{ c}^{-1}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_2 = 11.58 \text{ c}^{-1}$, тоді як для третьої серії тестів використано комбінацію початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8\alpha_1$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_2$. Умови цього тесту відрізняються від представленого в пункті 3.4.3. Оскільки адаптивний алгоритм векторного керування є локально стійким, то початкові умови для параметру α_1 було зменшено до його номінального значення.

Під час досліджень у перших двох серіях тестів використовувалась послідовність операцій керування, описана в підрозділі 2.1.1 та показана на рис. 2.1.

Дослідження адаптивної системи були виконані в системі регулювання швидкості [139] з регулятором швидкості (2.9), який налаштовано аналогічно розглянутому раніше в розділах 2 та 3.

4.6.2. Результати математичного моделювання

Перша серія тестів, результати якої представлені на рис. 4.1 – рис. 4.3, є дослідженням динаміки підсистеми ідентифікації параметрів у випадку її автономної роботи. Під час всіх тестів в моделі АД було встановлено значення параметрів α_1 та α_2 , що дорівнюють номінальним, тобто $\alpha_1 = \alpha_{1N}$ та $\alpha_2 = \alpha_{2N}$.

Динамічна поведінка похибок відпрацювання кутової швидкості, струмів статора, момент на валу двигуна та компоненти струму статора i_d, i_q в синхронній системі координат (d-q) представлена на рис. 4.1.

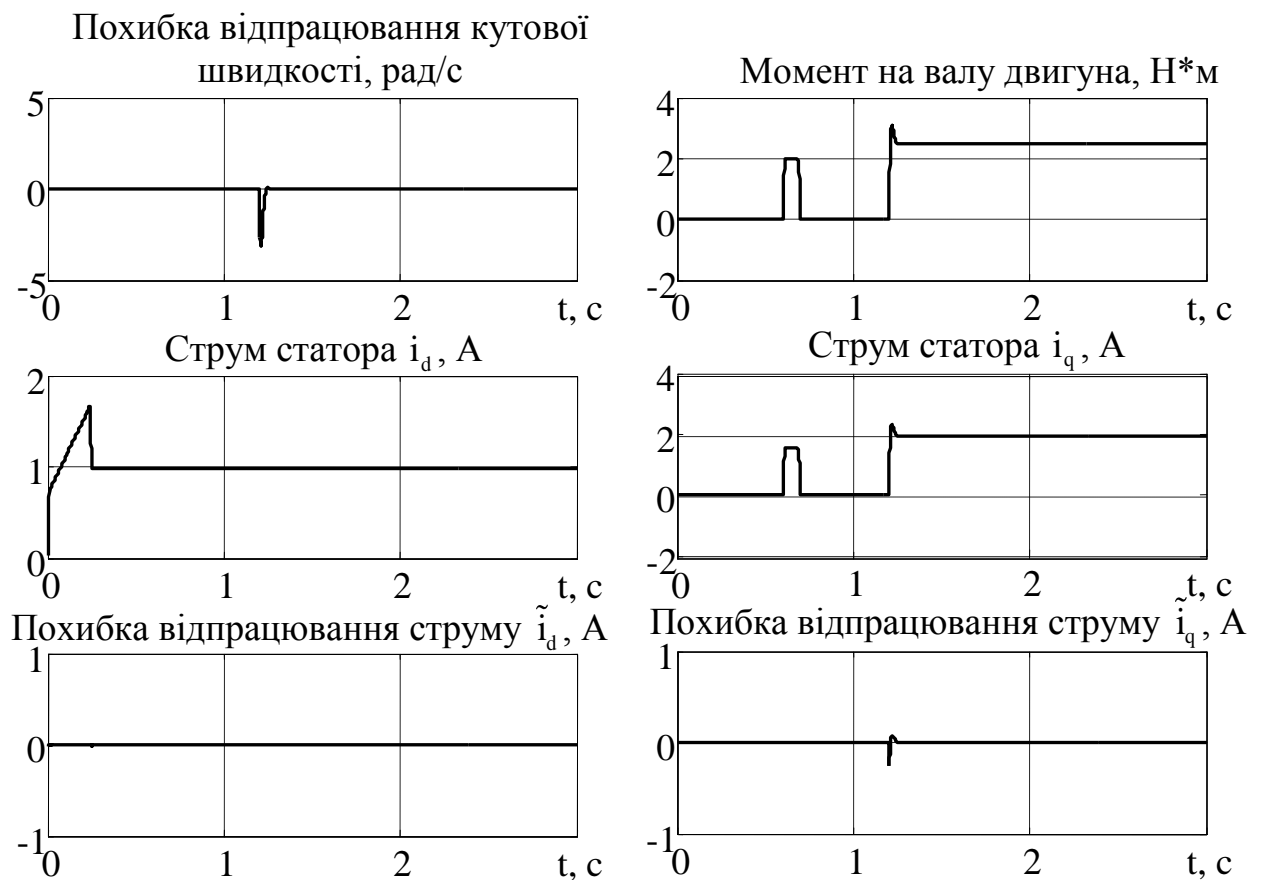


Рис. 4.1. Динамічні процеси в підсистемі керування для автономної роботи з номінальними параметрами $\alpha_{1c} = \alpha_{1N}$ та $\alpha_{2c} = \alpha_{2N}$

На рис. 4.2 та рис. 4.3 представлено графіки, що демонструють автономну роботу підсистеми ідентифікації параметрів для двох наборів початкових умов алгоритму ідентифікації: $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5 \cdot \alpha_{2N}$ та $\hat{\alpha}_1(0) = 1.2 \cdot \alpha_{1N}$,

$\hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$, відповідно.

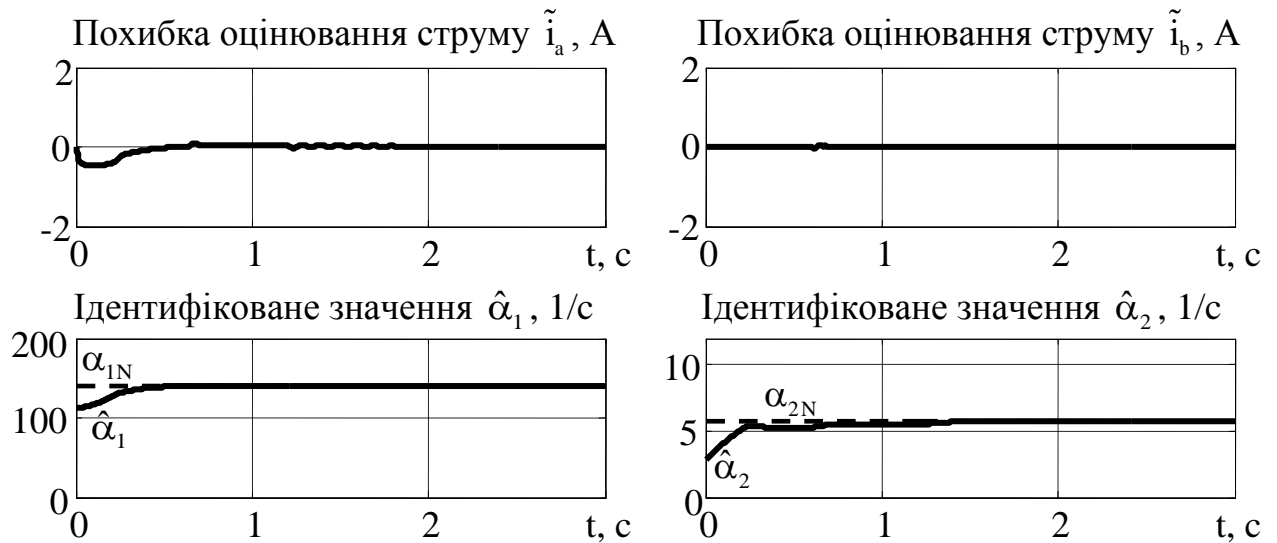


Рис. 4.2. Динамічні процеси ідентифікації для $\alpha_{1c} = \alpha_{1N}$, $\alpha_{2c} = \alpha_{2N}$ та початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5\alpha_{2N}$

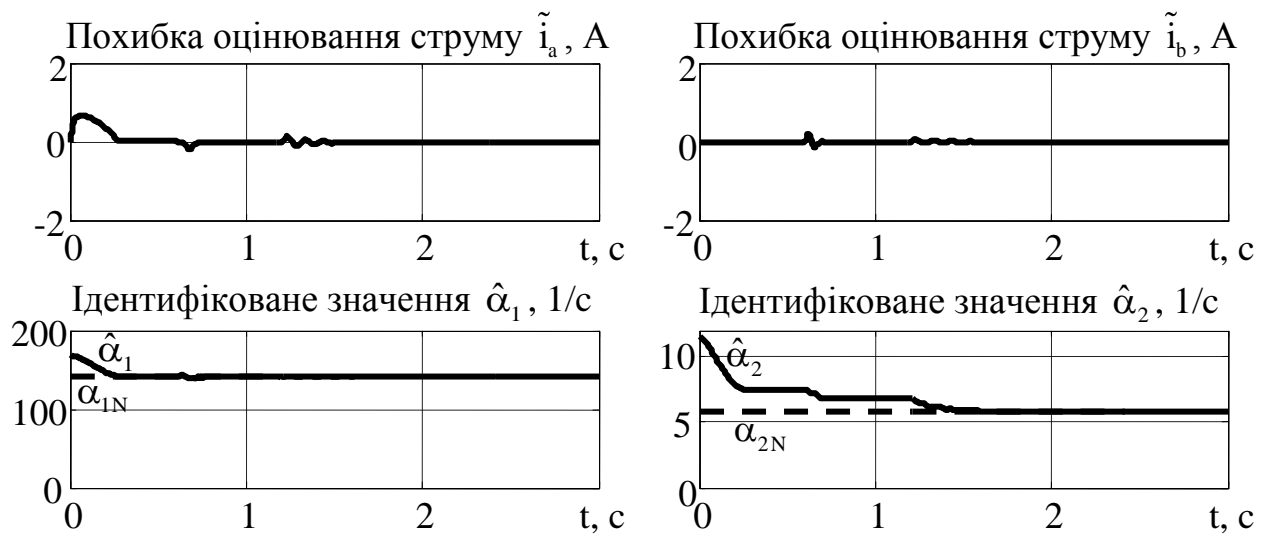


Рис. 4.3. Динамічні процеси ідентифікації для $\alpha_{1c} = \alpha_{1N}$, $\alpha_{2c} = \alpha_{2N}$ та початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 1.2\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_{2N}$

В обох випадках асимптотична ідентифікація параметрів відбувається за інтервал часу приблизно 1.5 с. Відмітимо, що на інтервалах часу, коли модуль вектора потокозчеплення постійний та електромагнітний момент дорівнює нулю (0.25–0.6 с та 0.7–1.2 с) процес ідентифікації α_2 зупиняється, при цьому похибки оцінювання струмів статора прямують в нуль.

Друга серія тестів виконана для дослідження динаміки адаптивної системи, яка побудована на основі нелінійного принципу розділення. Динамічна поведінка адаптивної системи при $\alpha_{1c} = \hat{\alpha}_1$, $\alpha_{2c} = \hat{\alpha}_2$ для двох наборів початкових умов алгоритму ідентифікації $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5 \cdot \alpha_{2N}$ та $\hat{\alpha}_1(0) = 1.2 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$ представлена на рис. 4.4 та рис. 4.5 відповідно.

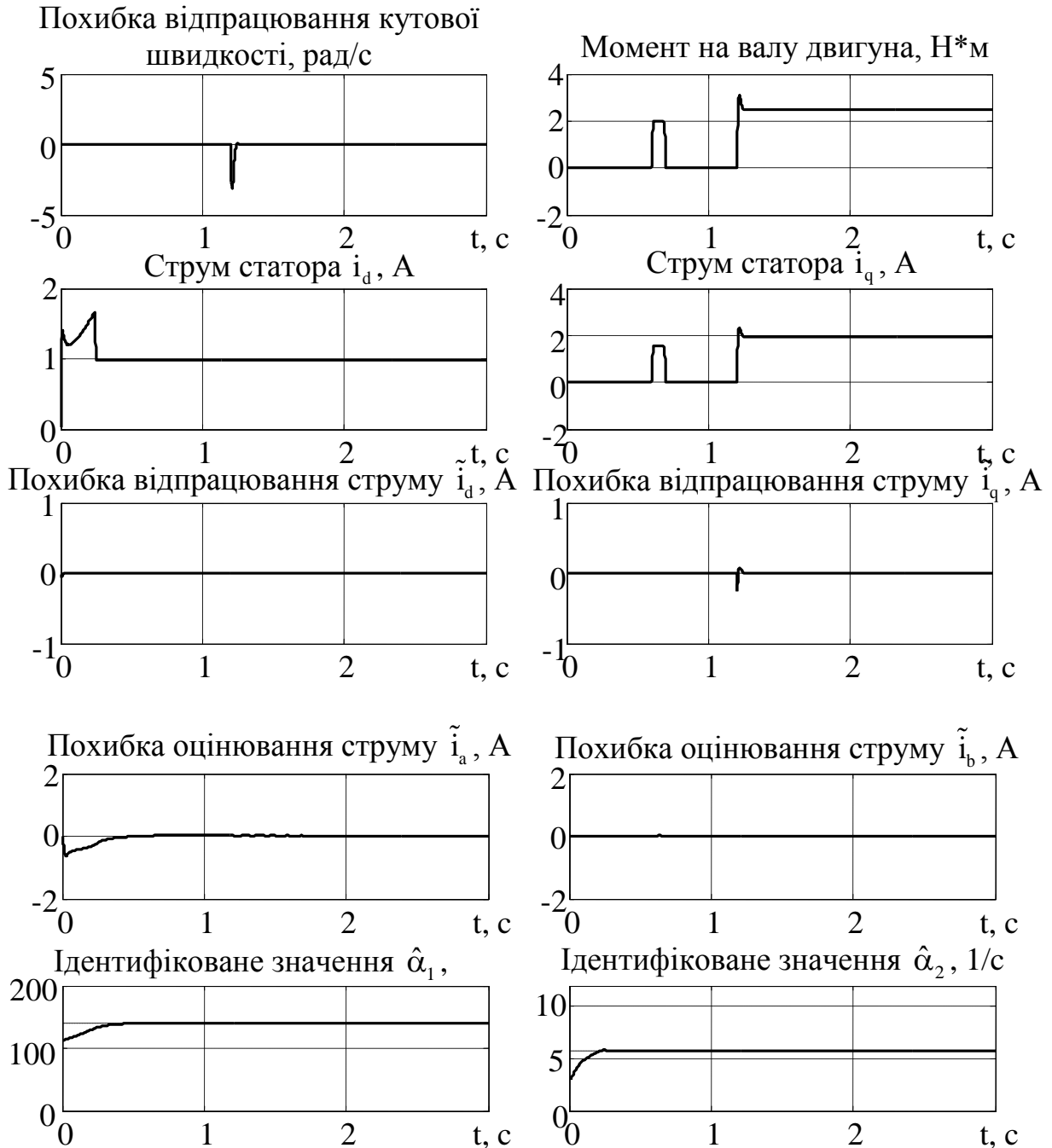


Рис. 4.4. Динамічні процеси в системі адаптивного керування для $\alpha_{1c} = \hat{\alpha}_1$,

$\alpha_{2c} = \hat{\alpha}_2$ та початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5\alpha_{2N}$

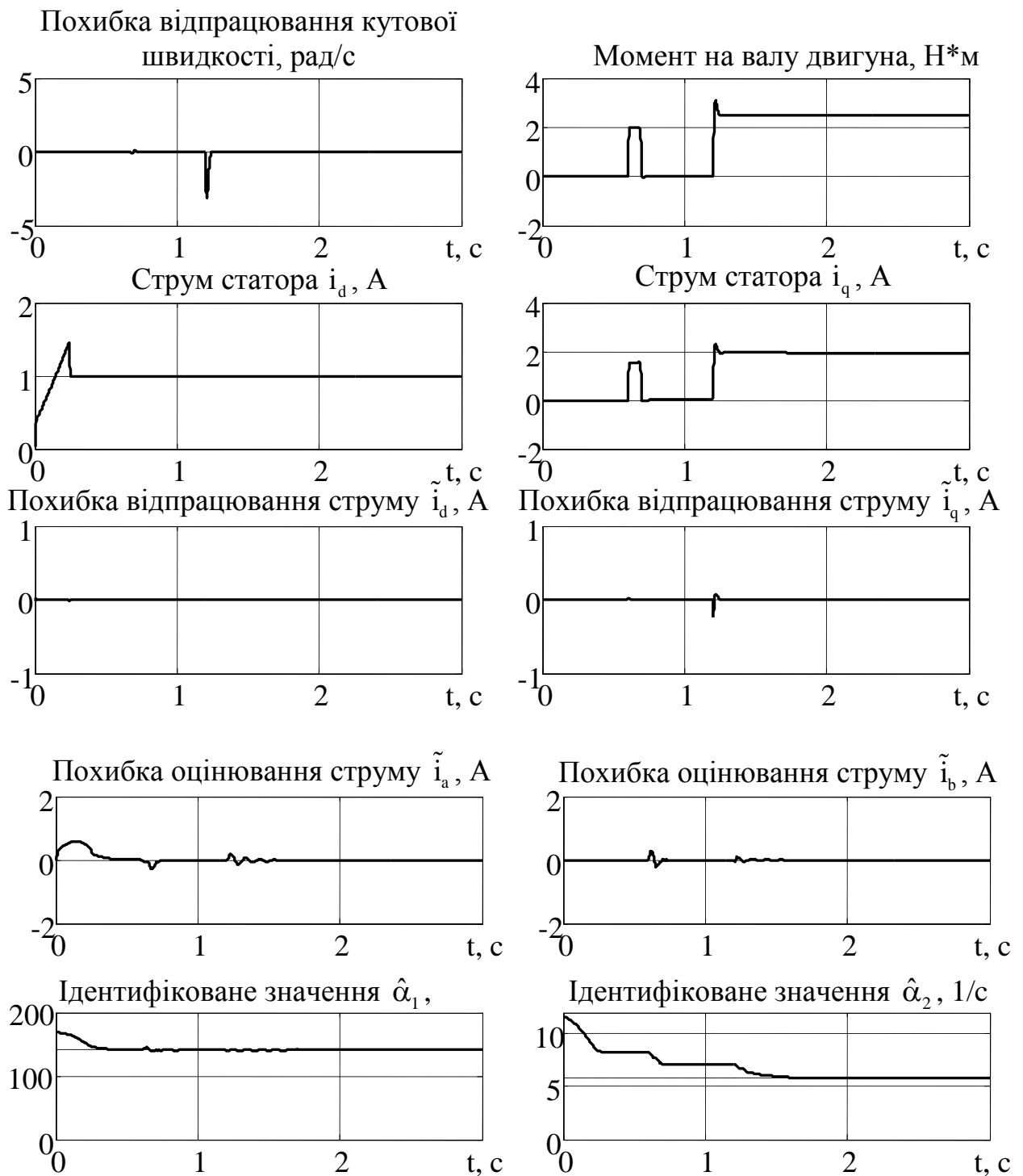


Рис. 4.5. Динамічні процеси в системі адаптивного керування для $\alpha_{1c} = \hat{\alpha}_1$,

$$\alpha_{2c} = \hat{\alpha}_2 \text{ та початкових умов } \hat{\alpha}_1(0) = 1.2\alpha_{1N}, \hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_{2N}$$

У порівнянні з автономною роботою (рис. 4.2 та рис. 4.3) динамічна поведінка змінних підсистеми ідентифікації майже не змінилась, незважаючи на включення у контурі зворотного зв'язку з підсистемою керування. За інтервал часу, менший за 1.5 с, завершаються процеси адаптації, після чого система ада-

птивного керування набуває динамічних та статичних властивостей неадаптивної системи векторного керування для відомих параметрів, тобто для $\alpha_{1c} = \alpha_{1N}$ та $\alpha_{2c} = \alpha_{2N}$.

На третьому етапі дослідження динамічних процесів, коли дія моменту навантаження короткочасна, ідентифікація опорів не завершилася. На рис. 4.6 показана динамічна поведінка адаптивної системи для одночасного оцінювання параметрів α_1 та α_2 з такою послідовністю операцій керування:

- на інтервалі часу 0–0.25 с машина збуджується, траєкторія магнітного потоку починається з $\psi^*(0) = 0.02$ Вб і досягає номінального значення $\psi_N = 0.9$ Вб з першою та другою похідними, що дорівнюють 3.67 Вб/с та 366.7 Вб/с² відповідно;

- на інтервалі часу 0.6–0.7 с машина розганяється від нульової початкової швидкості до 50 рад/с, з першою і другою похідними, що дорівнюють 555 рад/с² та 55555 рад/с³ відповідно;

- на інтервалах часу 1.2–2.5 с та 3–3.5 с прикладається номінальний момент навантаження.

Як видно з рис. 4.6, під час першого прикладання моменту навантаження при $t = 1.2$ с оцінювання опорів статора і ротора не завершилось, присутні похибки оцінювання, тому показники якості регулювання кутової швидкості та відпрацювання потокозчеплення погіршуються.

Під час повторного накидання моменту навантаження, коли спостерігач завершив оцінювання активних опорів статора і ротора, показники якості регулювання кутової швидкості повертаються до номінального рівня. Таким чином показано, що запропонована система векторного керування з одночасною адаптацією до активних опорів статора і ротора дозволяє компенсувати вплив їх варіацій і завдяки цьому підвищити показники якості регулювання кутової швидкості (моменту) та потоку асинхронного двигуна.

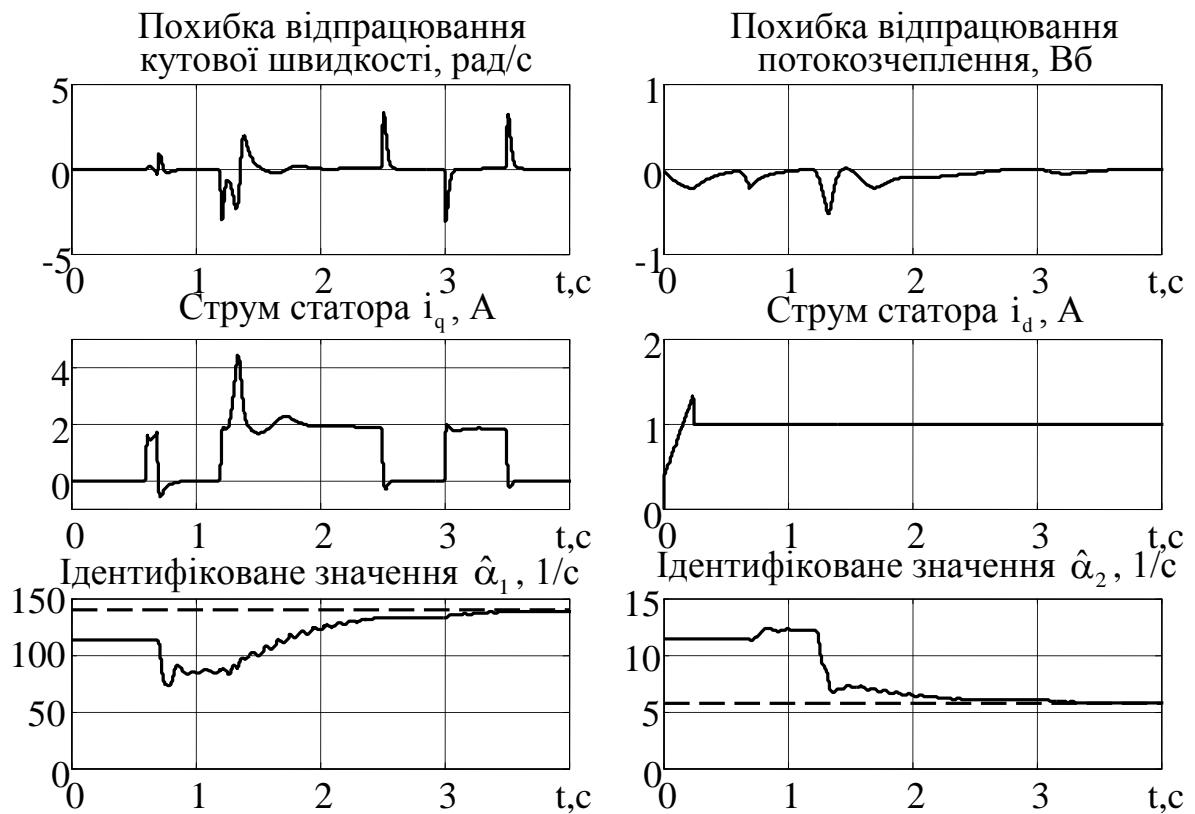


Рис. 4.6. Динамічні процеси в адаптивній системі керування для початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8\alpha_1$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_2$

Висновки по розділу

Розвинуто теорію адаптивного керування класом нелінійних багатовимірних об'єктів керування з частково-вимірюваним вектором стану, до якого належить асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором з векторним полеорієнтованим керуванням. Для цього в роботі вперше:

1. Теоретично обґрунтовано правомірність використання нелінійного принципу розділення для побудови адаптивних до варіацій активних опорів статора і ротора систем непрямого векторного керування моментом та потоком АД. Показано, що композитна система, яка складається з глобально експоненційно стійкої підсистеми непрямого векторного керування моментом та потоком і локально експоненційно стійкої підсистеми ідентифікації, має властивості локальної експоненційної стійкості, якщо в алгоритмі керування використовуються ідентифіковані за допомогою адаптивного спостері-

гача значення активних опорів статора і ротора. Додатково за умови виконання умов персистентності збудження досягається локальна експоненційна ідентифікація та адаптація до варіацій активних опорів статорного та роторного кіл, тобто представлена адаптивна система забезпечує асимптотичне відпрацювання траєкторій моменту та потокозчеплення в умовах варіацій активних опорів статора і ротора АД.

2. Дослідження шляхом математичного моделювання показали, що динамічна поведінка змінних спостерігача за умови його автономної роботи та використанні адаптивного спостерігача в замкненій системі з робастним алгоритмом векторного керування змінилась несуттєво, що підтверджує правомірність застосування нелінійного принципу розділення для сконструйованої системи. Адаптивна система дозволяє ефективно компенсувати негативний вплив варіацій та початкової невизначеності активних опорів на показники якості керування моментом та потоком.

3. Побудований на основі нелінійного принципу розділення адаптивний алгоритм векторного керування в розглянутій конфігурації є більш простим в порівнянні з відомими теоретично обґрунтованими рішеннями. Запропонований в розділі 3 адаптивний спостерігач потокозчеплення може бути використаним для побудови адаптивних систем з іншими алгоритмами як прямого, так і непрямого векторного керування.

РОЗДІЛ 5

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ

Завершальним етапом у проектуванні нових алгоритмів векторного керування є їх практична реалізація та експериментальне дослідження з метою виявлення особливостей, які не враховуються в математичному моделюванні, але можуть суттєво впливати на якість процесів керування в реальній системі. До таких особливостей належать: складність алгоритмів керування та ідентифікації, яка визначає складність обчислень у реальному часі та крок квантування за часом; урахування ефектів квантування сигналів за часом і за рівнем; обчислювальні затримки; завади, які присутні у вхідних та вимірних сигналах; неідеальність апаратної бази, на якій проводиться експериментальне тестування; неідеальність відпрацювання завдань напруги інвертором; несиметричність машини; насичення магнітної системи АД.

Даний розділ дисертації присвячено питанням практичної реалізації розроблених алгоритмів ідентифікації активних опорів статора і ротора під час їх автономної роботи та роботи у складі адаптивної системи векторного керування АД.

Представлено результати експериментального дослідження алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора, синтезованих у третьому розділі, та нової адаптивної системи векторного керування, розробленої в четвертому розділі.

Тестування алгоритмів ідентифікації активних опорів та адаптивного керування АД було проведено на станції швидкого прототипного тестування [146], яка побудована на базі 32-х розрядного цифрового сигнального процесора з плаваючою точкою TMS320C32.

Основні результати розділу опубліковано в роботах [92], [137], [138], [147].

5.1. Експериментальне дослідження алгоритмів ідентифікації активних опорів статора та ротора

Експериментальне дослідження алгоритму ідентифікації (3.62), який спроектовано для роботи з постійною кутовою швидкістю, та алгоритму (3.78), здатного працювати для будь-яких завдань кутової швидкості у випадку їх автономної роботи та роботи у складі адаптивної системи векторного керування виконано з використанням однотипної конфігурації дослідницького стенду, який складається з перетворювача частоти, АД, датчиків струму та швидкості, навантажувального агрегату.

Обидва алгоритми мають схожу структуру (їх входами є компоненти струмів та напруг статора, а також кутова швидкість ротора, виходами – ідентифіковані значення параметрів, пропорційні активним опорам статора і ротора) і мають властивості локальної експоненційної асимптотичної стійкості за виконання умов персистентності збудження. Як показали попередні дослідження у випадку зміни кутової швидкості ротора в алгоритмі (3.62) виникають певні збурення, які швидко відпрацьовуються у випадку, коли кутова швидкість ротора знову стає сталою.

5.1.1. Структура дослідницького стенду [145]

Дослідження проводилися в лабораторії «Сучасних систем електроприводу» кафедри «Автоматизації електромеханічних систем та електроприводу» НТУУ «КПІ». Функціональну схему дослідницького стенду показано на рис. 5.1.

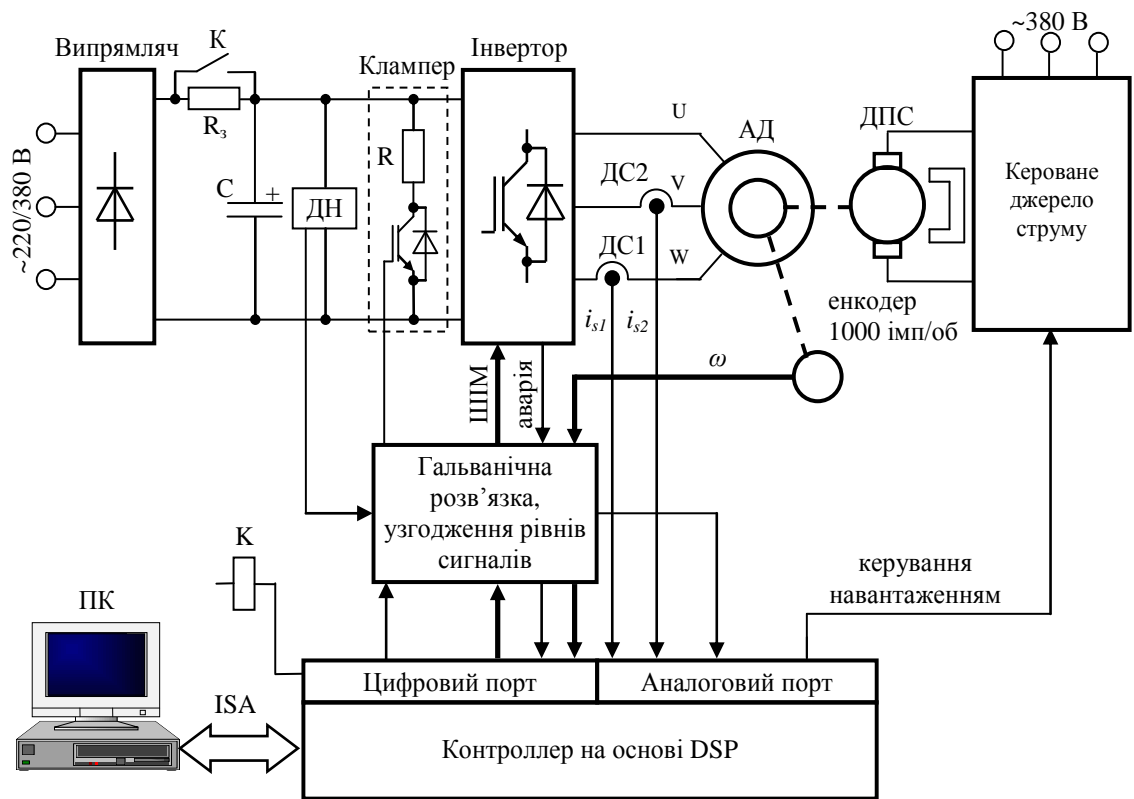


Рис. 5.1. Функціональна схема дослідницького стенду

До складу стенду входять:

1. Асинхронних короткозамкнений двигун типу 4АО80В2 потужністю 0.75 кВт, який є досліджуваним, та двигун постійного струму (ДПС) зі струмовим керуванням, який використовувався як навантажувальна машина (рис. 5.2). Вали двигунів жорстко з'єднані між собою за допомогою муфти. На валу також знаходиться частотно-імпульсний давач швидкості з розділовою здатністю 1000 імп/об.

2. Керуюча частина включає контролер на базі цифрового сигнального процесора DSP TMS320C32. Плата контролера підключена до персонального комп'ютера (ПК) через ISA шину. Контролер забезпечує реалізацію алгоритмів керування зі записом і відображенням вибраних змінних у реальному масштабі часу, розрахунок та генерування сигналів ШІМ, вимірювання сигналів зворотних зв'язків за струмом та швидкістю, керування ключем клампера, реалізацію всіх захисних функцій, а також загальне керування всією системою.

3. Силова частина містить силовий трифазний ШІМ інвертор 20А/380В з

частотою модуляції 10 кГц, силовий випрямляч, ланку постійного струму з клампером для розсіювання енергії на резисторі R у разі роботи двигуна в генераторних режимах, зарядний резистор R_3 із зарядним реле K для забезпечення безпечного заряду ємності C , два гальванічно-розв'язаних давачі струму ДС1, ДС2 (LEM) та давач напруги ланки постійного струму ДН.

4. Персональний комп'ютер, який використовується для програмування, налагодження та завантаження програм, візуального спостереження та запису перехідних процесів під час експериментів.

Період квантування за часом для цифрової реалізації алгоритмів керування дорівнює 200 мкс. Керуючі та силові кола стенду гальванічно-розв'язані.

Параметри досліджуваного асинхронного двигуна потужністю 0.75 кВт наведені в додатку А.

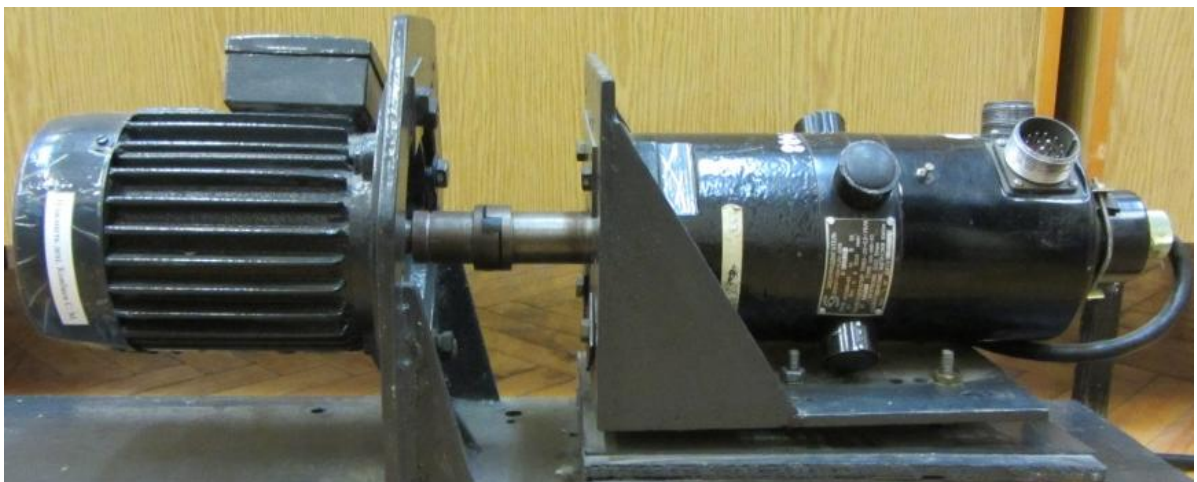


Рис. 5.2. Досліджуваний АД та навантажувальна машина

5.2. Експериментальне дослідження алгоритму ідентифікації активних опорів статора та ротора за постійної кутової швидкості

Експериментальне дослідження алгоритму одночасної ідентифікації (3.62), який синтезовано у пункті 3.3.2, виконувалось у два етапи. На обох етапах було використано послідовність операцій керування, описану в пункті 2.1.1 та показану на рис. 5.3. Експериментальні дослідження виконувались в умовах, які ідентичні прийнятим у моделюванні в розділах 2-4.

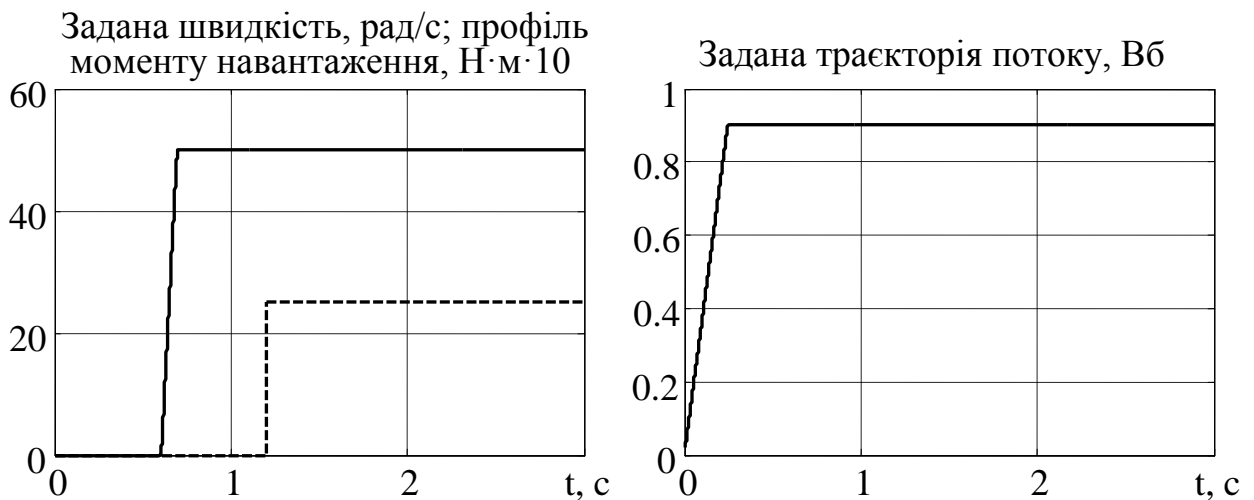


Рис. 5.3. Задані траєкторії швидкості, потоку та профіль моменту навантаження

На першому етапі, так само як і в моделюванні в пункті 3.3.3, дослідження алгоритму ідентифікації активних опорів (3.62) виконано для його автономної роботи, тобто керування АД виконувалось за допомогою алгоритму з відомими та постійними параметрами, а оцінені та ідентифіковані за допомогою досліджуваного алгоритму значення змінних та параметрів АД використовувались лише для визначення показників якості ідентифікації і не впливали на процеси керування АД.

На другому етапі досліджувалась робота алгоритму одночасної ідентифікації (3.62) у випадку його роботи у складі адаптивної системи векторного керування швидкістю (моментом) та потоком АД, в якому значення активних опорів статора та ротора замінювались на ідентифіковані в реальному часі за допомогою алгоритму (3.62).

Значення параметрів налаштування алгоритму векторного керування та алгоритму ідентифікації під час експериментального тестування використовувались ті ж самі, що й у дослідженні шляхом математичного моделювання в пункті 3.3.3.

На рис. 5.4 представлено графіки перехідних процесів при роботі алгоритму векторного керування R-IFOC з коректними параметрами. З рис. 5.4 встановлюємо, що, як і у випадку моделювання, відпрацювання заданих траєкторій

швидкості та потокозчеплення відбувається без похибок в усталеному режимі, коли значення активних опорів статора та ротора відповідають номінальним значенням активних опорів АД.

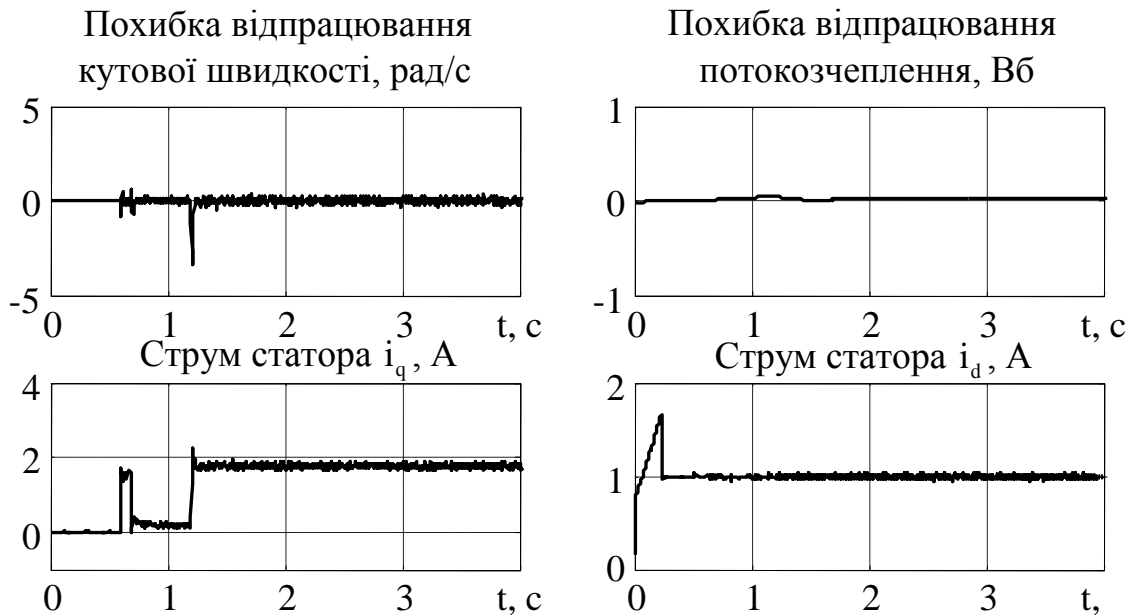


Рис. 5.4. Перехідні процеси за використання R-IFOC без варіацій параметрів

На рис. 5.5 та рис. 5.6 показано перехідні процеси ідентифікації активних опорів статора та ротора для автономної роботи алгоритму (3.62) та початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5\alpha_{2N}$ та $\hat{\alpha}_1(0) = 1.2\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_{2N}$, відповідно. На рис. 5.5 – рис. 5.8 коректні значення активних опорів статора та ротора показано на графіках пунктирними лініями, а ідентифіковані за допомогою досліджуваного алгоритму – суцільними лініями.

Як видно з рис. 5.5 та рис. 5.6 в обох тестах похибки оцінювання компонент струмів статора асимптотично прямують в нуль, а ідентифіковане значення активного опору ротора прямує до свого коректного значення. Це підтверджує властивості локальної асимптотичної стійкості досліджуваного алгоритму, які доведені теоретично в підрозділі 3.3.2 та підтверджені шляхом математичного моделювання в підрозділі 3.3.3. Завершення перехідних процесів ідентифікації параметрів у розглянутому випадку та автономній роботі алгоритму ідентифікації відбувається через 0.3 с після накидання моменту навантаження. За-

уважимо, що при цьому двигун працює за постійної кутової швидкості ротора, що є однією з умов, необхідних для коректної роботи досліджуваного алгоритму. Відмітимо, що параметр α_1 на графіках перехідних процесів, рис. 5.5 та рис. 5.6, оцінюється з незначною похибкою, що не впливає на точність оцінювання головного параметру α_2 .

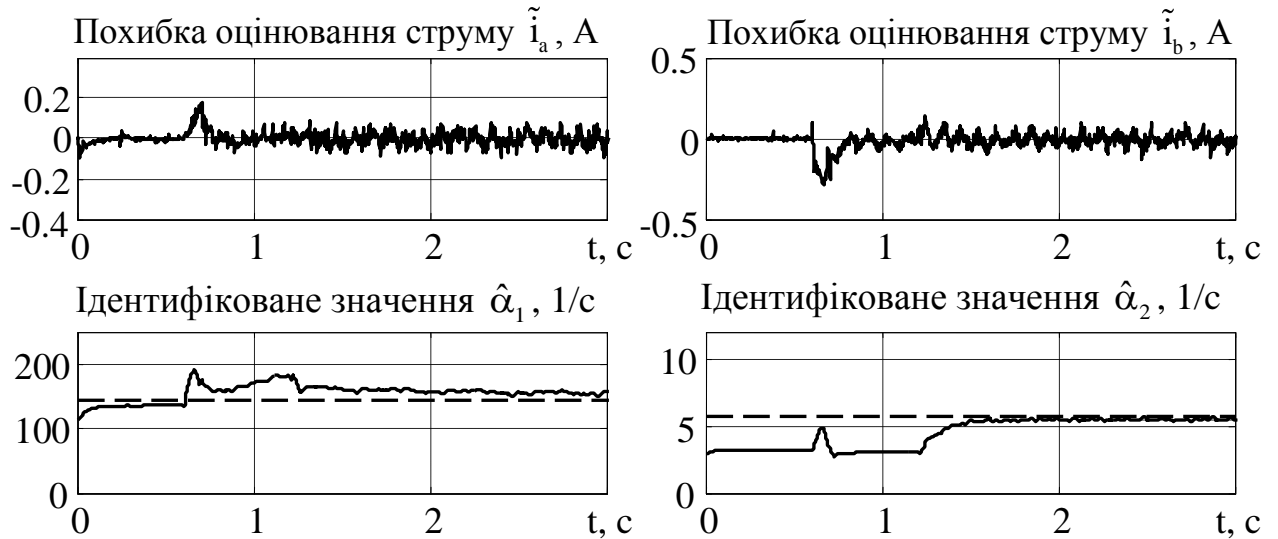


Рис. 5.5. Графіки перехідних процесів ідентифікації для автономної роботи алгоритму (3.62) з початковими умовами

$$\hat{\alpha}_1(0) = 0.8\alpha_{1N}, \quad \hat{\alpha}_2(0) = 0.5\alpha_{2N}$$

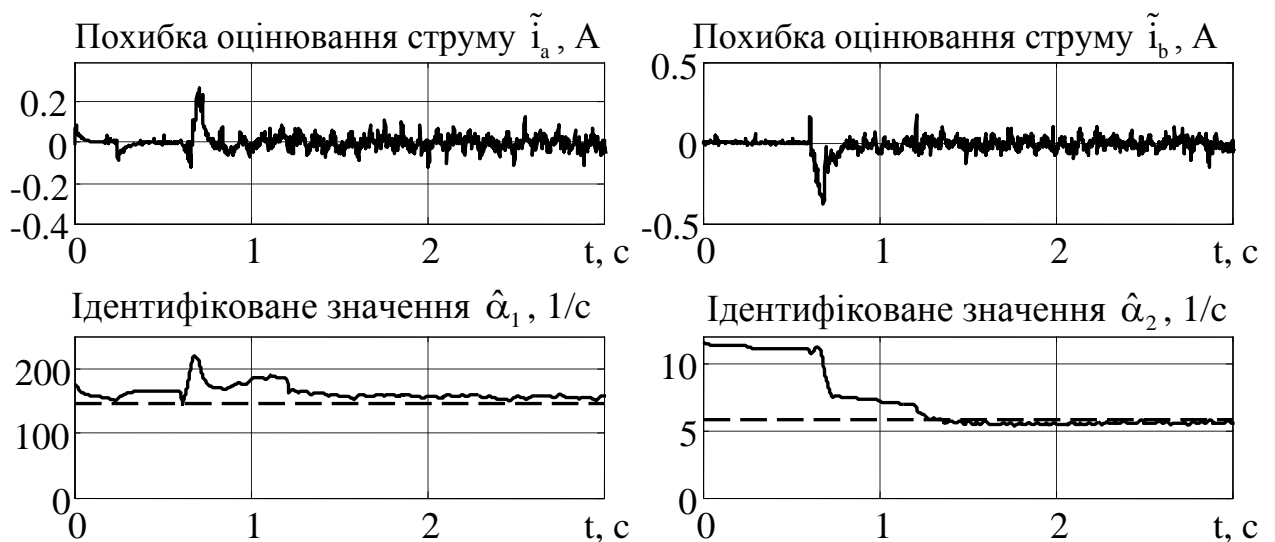


Рис. 5.6. Графіки перехідних процесів ідентифікації для автономної роботи алгоритму (3.62) з початковими умовами

$$\hat{\alpha}_1(0) = 1.2\alpha_{1N}, \quad \hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_{2N}$$

На рис. 5.7 та рис. 5.8 показано перехідні процеси ідентифікації активних опорів статора та ротора у випадку роботи алгоритму (3.62) у складі адаптивної системи керування для початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5\alpha_{2N}$ та $\hat{\alpha}_1(0) = 1.2\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_{2N}$ відповідно.

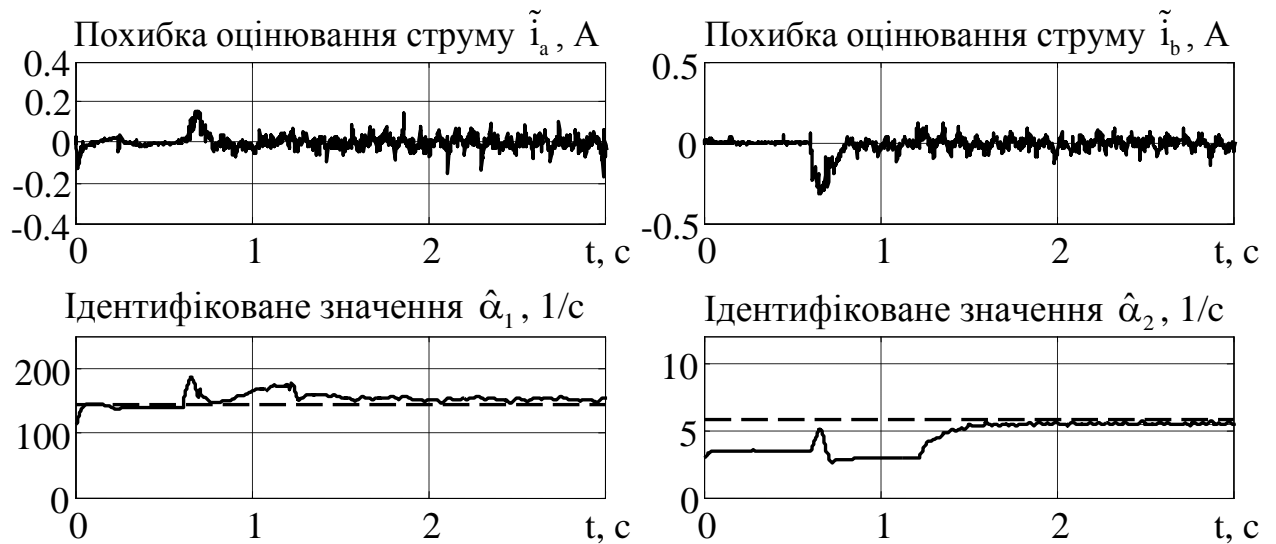


Рис. 5.7. Графіки перехідних процесів в системі адаптивного векторного керування АД зі спостерігачем (3.62) для $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5\alpha_{2N}$

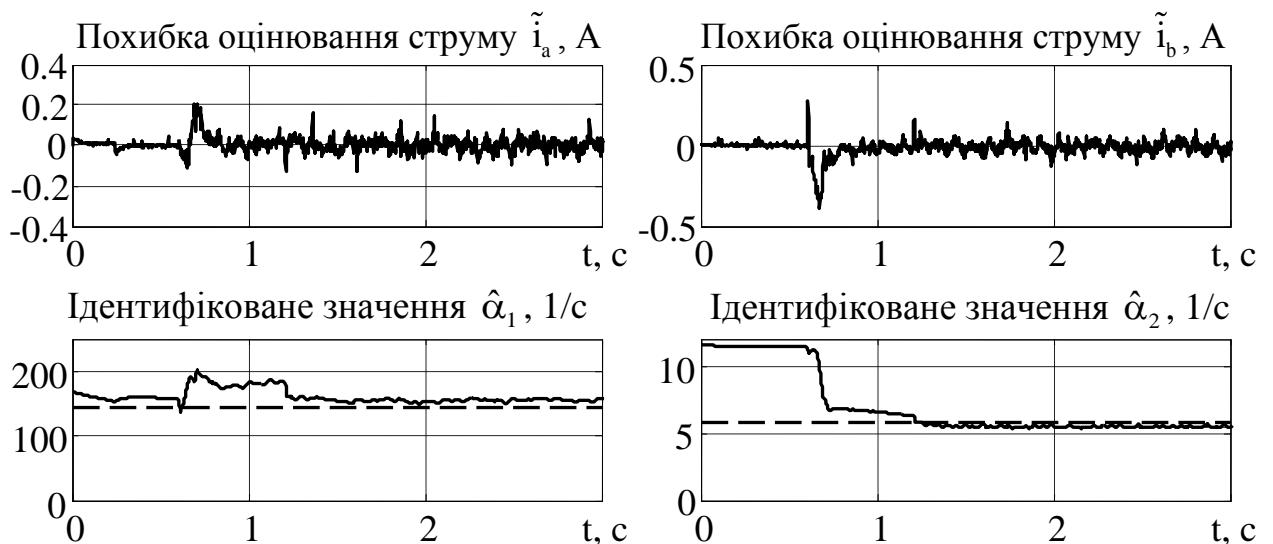


Рис. 5.8. Графіки перехідних процесів в системі адаптивного векторного керування АД зі спостерігачем (3.62) для $\hat{\alpha}_1(0) = 1.2\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_{2N}$

Аналіз перехідних процесів під час роботи алгоритму одночасної ідентифікації (3.62) у складі адаптивної системи векторного керування підтверджує асимптотичність ідентифікації активних опорів статора та ротора для сталої кутової швидкості.

Відмітимо, що для змінного завдання кутової швидкості під час розгону двигуна в алгоритмі виникають незначні збурення, що мають місце під час змін кутової швидкості через апроксимації, прийняті при синтезі досліджуваного алгоритму ідентифікації. Однак ці збурення, викликані зміною завдання кутової швидкості під час розгону двигуна, швидко відпрацьовуються при встановленні постійної кутової швидкості ротора та виконанні умов персистентності збурення, які забезпечуються наявністю моменту навантаження. Час ідентифікації для вказаних параметрів налаштування та роботі алгоритму в складі адаптивної системи векторного керування після накидання моменту навантаження становить 0.3 с.

З графіків рис. 5.5 – рис. 5.8 можна помітити, що динамічні процеси ідентифікації активних опорів для автономної роботи та при роботі у складі адаптивної системи векторного керування майже не відрізняються, а адаптивна система керування (рис. 5.7, рис. 5.8) демонструє ефективну роботу для використання ідентифікованих за допомогою алгоритму (3.62) значень активних опорів статора та ротора замість постійних в алгоритмі робастного керування R-IFOC. Це свідчить про те, що принцип розділення є справедливим для дослідженої системи.

З аналізу, наведеного вище, можна зробити висновок, що поєднання алгоритму ідентифікації (3.62) та алгоритму робастного векторного керування R-IFOC утворює систему векторного керування, яка здатна забезпечити адаптацію до варіацій активних опорів статора та ротора. Це дозволяє покращити показники якості керування та енергоефективність електромеханічного перетворення енергії, оскільки при використанні розглянутої адаптивної системи після завершення процесів ідентифікації керування АД здійснюється за допомогою алгоритму керування з коректними параметрами, навіть в умовах варіації активних опорів АД.

5.3. Експериментальне дослідження адаптивної системи векторного керування з адаптивним спостерігачем

Експериментальне дослідження адаптивної до варіації активних опорів статора та ротора системи векторного керування (4.6) – (4.10), (4.12) виконано в три етапи. На першому етапі з метою демонстрації недосконалості роботи систем векторного керування, адаптивних до варіацій лише активного опору ротора в умовах одночасної варіації активних опорів статора та ротора, було зімітовано роботу такої системи відповідним налаштуванням адаптивної системи (4.6) – (4.10), (4.12). При цьому значення параметра α_1 в двигуні залишилося незмінним.

При виконанні всіх тестів похибка модуля потокозчеплення визначалась як різниця оціненого за допомогою додаткового розімкненого спостерігача пониженого порядку та заданого значення потокозчеплення. У спостерігачі пониженого порядку при цьому використовувалося коректне значення параметру α_2 . Як і раніше ідентифіковані значення параметрів на всіх графіках показано суцільними лініями, а їх номінальні значення – пунктирними.

На другому етапі досліджувалась автономна робота підсистем ідентифікації та керування, тобто керування АД виконувалось за допомогою підсистеми керування (4.6) – (4.10) з відомими та постійними параметрами, а оцінені та ідентифіковані значення змінних та параметрів АД, отримані за допомогою підсистеми ідентифікації (4.12), використовувались лише для оцінки якості її роботи.

На третьому етапі досліджувалась робота адаптивної системи в її стандартному режимі, коли в підсистемі керування використовуються значення активних опорів, які ідентифікуються підсистемою ідентифікації в реальному часі.

Як і у випадку моделювання дослідження адаптивної системи на всіх трьох етапах були виконані в системі регулювання швидкості [139], з регулятором швидкості (2.9), налаштування якого наведено в пункті 2.1.1.

5.3.1. Дослідження впливу варіацій активного опору статора на показники системи векторного керування, яка адаптивна до варіацій активного опору ротора

З метою оцінки впливу варіацій активного опору статора на динамічні процеси адаптивної до активного опору ротора системи векторного керування проведено наступний тест. У розробленій системі адаптивного керування (4.6) – (4.10), (4.12) була вимкнена адаптація до варіацій активного опору статора, а в керуючому контролері замість α_1 використовувалося значення $\hat{\alpha}_1 = 0.6\alpha_1 = \text{const}$ та встановлено нульові коефіцієнти робастифікуючих зворотних зв'язків. Початкова похибка ідентифікації параметра $\hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_2$. Після завершення процесу ідентифікації α_2 (з похибкою, викликаною неточністю інформації про активний опір статора в керуючому контролері) на проміжку часу $t = 0.25 \div 0.75$ с до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, близький до номінального значення. Це дозволило зімітувати роботу системи векторного керування, яка адаптивна до варіацій активного опору ротора, в умовах неточної інформації про активний опір статора.

На рис. 5.9 представлено експериментальні перехідні процеси в адаптивній системі для кутової швидкості $\omega = 50$ рад/с та номінального значення задання потокозчеплення.

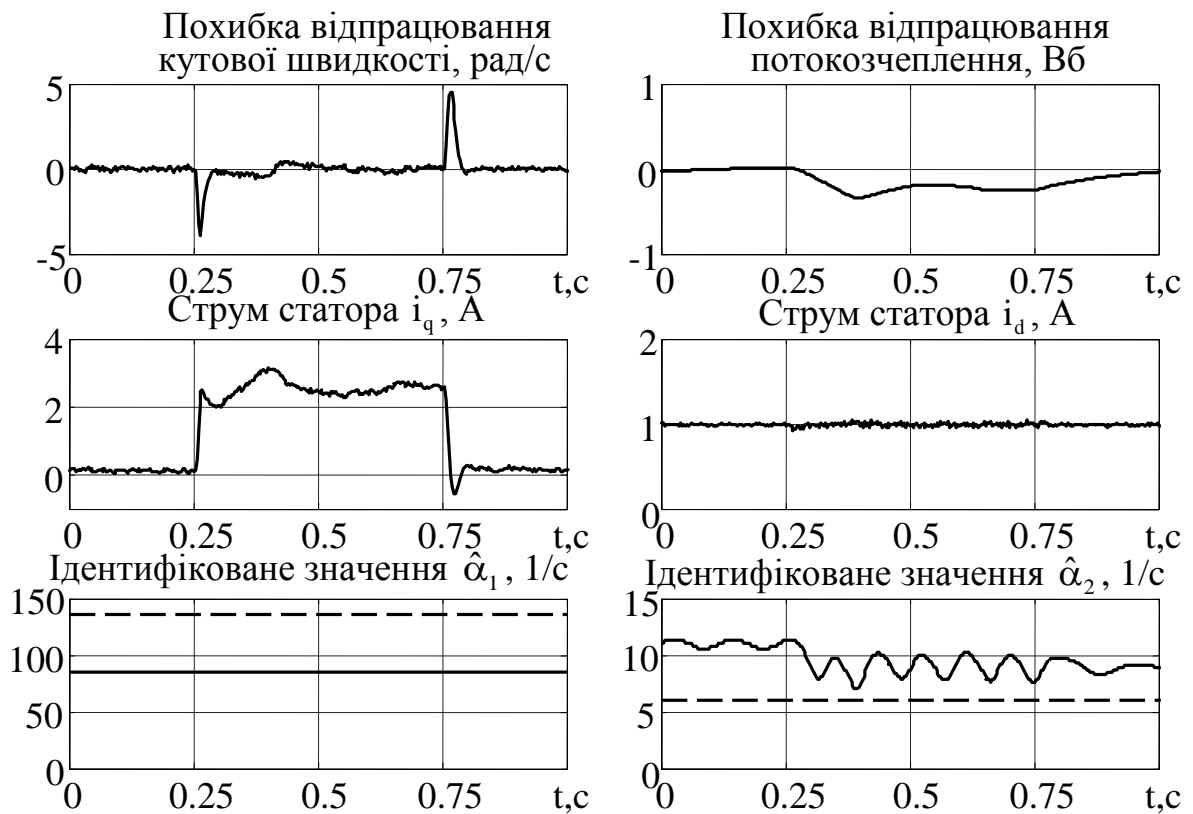


Рис. 5.9. Динамічні процеси в адаптивній системі (експеримент) для фіксованого $\hat{\alpha}_1 = 0.6\alpha_1$

Як видно з графіків перехідних процесів, показаних на рис. 5.9, через наявність варіації активного опору статора усталене значення оцінки $\hat{\alpha}_2$ відрізняється від реального приблизно на 60% та має коливальний характер. Робота алгоритму векторного керування з такою варіацією активного опору ротора супроводжується погіршенням показників якості системи регулювання кутової швидкості, що проявляється у підвищеній коливальності моментного струму i_q . З такої поведінки слідує, що некоректне значення активного опору статора, яке використовується в алгоритмі адаптивного керування, призводить до значних похибок оцінювання активного опору ротора i , як наслідок, до погіршення показників якості регулювання кутової швидкості (моменту). Необхідно відзначити, що похибка відпрацювання потоку, яка виникає за некоректного значення активного опору ротора, призводить до збільшення втрат активної потужності внаслідок зростання моментної складової струму статора.

5.3.2. Дослідження адаптивної системи керування для автономної роботи її підсистем

В експериментальному дослідженні в другій серії тестів виконано дослідження підсистем керування та ідентифікації для їх автономної роботи. Для порівняльного аналізу результатів експериментального тестування з результатами моделювання всі коефіцієнти налаштування обох підсистем вибрано ідентичними випадку дослідження цієї системи шляхом моделювання (підрозділ 4.6). Послідовності команд керування у порівняльному дослідженні були також ідентичними.

Динамічна поведінка похибок відпрацювання кутової швидкості, потокозчеплення ротора, компонент струмів статора для номінальних параметрів у підсистемі керування нічим не відрізняється від попереднього дослідження, показаного на рис. 5.4. Перехідні процеси в підсистемі ідентифікації параметрів α_1, α_2 при цьому показано на рис. 5.10 та рис. 5.11 для початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8 \cdot \alpha_{1N}, \hat{\alpha}_2(0) = 0.5 \cdot \alpha_{2N}$ та $\hat{\alpha}_1(0) = 1.2 \cdot \alpha_{1N}, \hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$ відповідно.

З рис. 5.10 та рис. 5.11 встановлюємо, що ідентифіковані значення активних опорів статора і ротора асимптотично прямують до своїх дійсних значень. Ідентифіковане значення параметра $\hat{\alpha}_2$ після завершення перехідних процесів в обох випадках однаково та дорівнює $0.95\alpha_2$. Незначне відхилення ($\sim 5\%$) можна пояснити впливом неідеальності системи. Однак така точність з практичної точки зору є прийнятною, оскільки дійсні значення параметрів моделі АД важко визначити з точністю вище 5%.

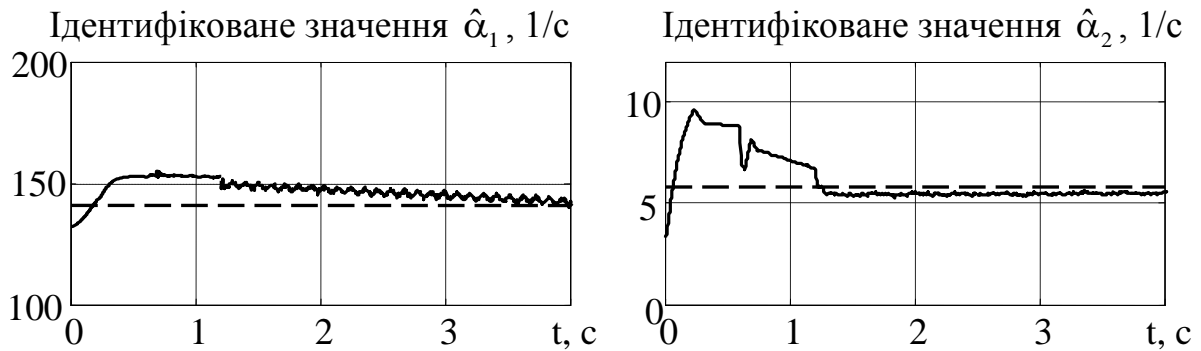


Рис. 5.10. Динамічні процеси ідентифікації активних опорів для автономної роботи спостерігача та початкових умов

$$\hat{\alpha}_1(0) = 0.8 \cdot \alpha_{1N}, \quad \hat{\alpha}_2(0) = 0.5 \cdot \alpha_{2N}$$

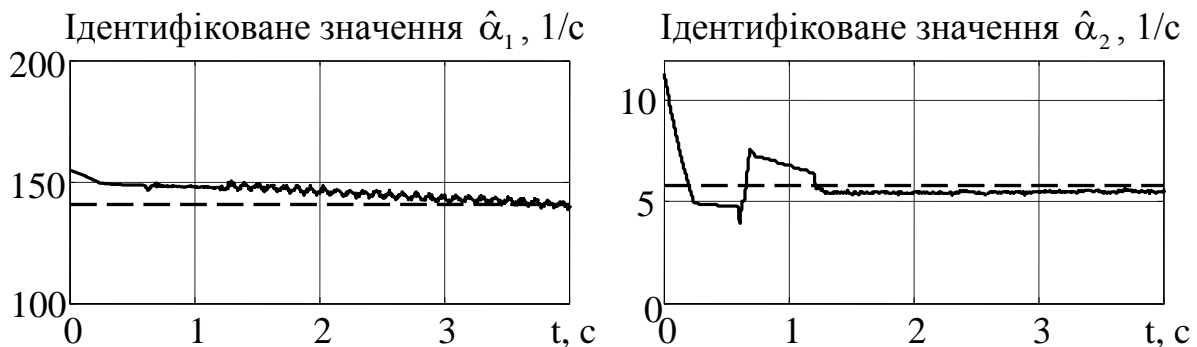


Рис. 5.11. Динамічні процеси ідентифікації активних опорів для автономної роботи спостерігача та початкових умов

$$\hat{\alpha}_1(0) = 1.2 \cdot \alpha_{1N}, \quad \hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$$

5.3.3. Дослідження адаптивної системи

Результати третьої серії тестів, яка присвячена дослідженню динамічних процесів керування та ідентифікації активних опорів статора і ротора в адаптивній системі векторного керування, представлено на рис. 5.12 (випадок $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5\alpha_{2N}$) та рис. 5.13 (випадок $\hat{\alpha}_1(0) = 1.2\alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2\alpha_{2N}$).

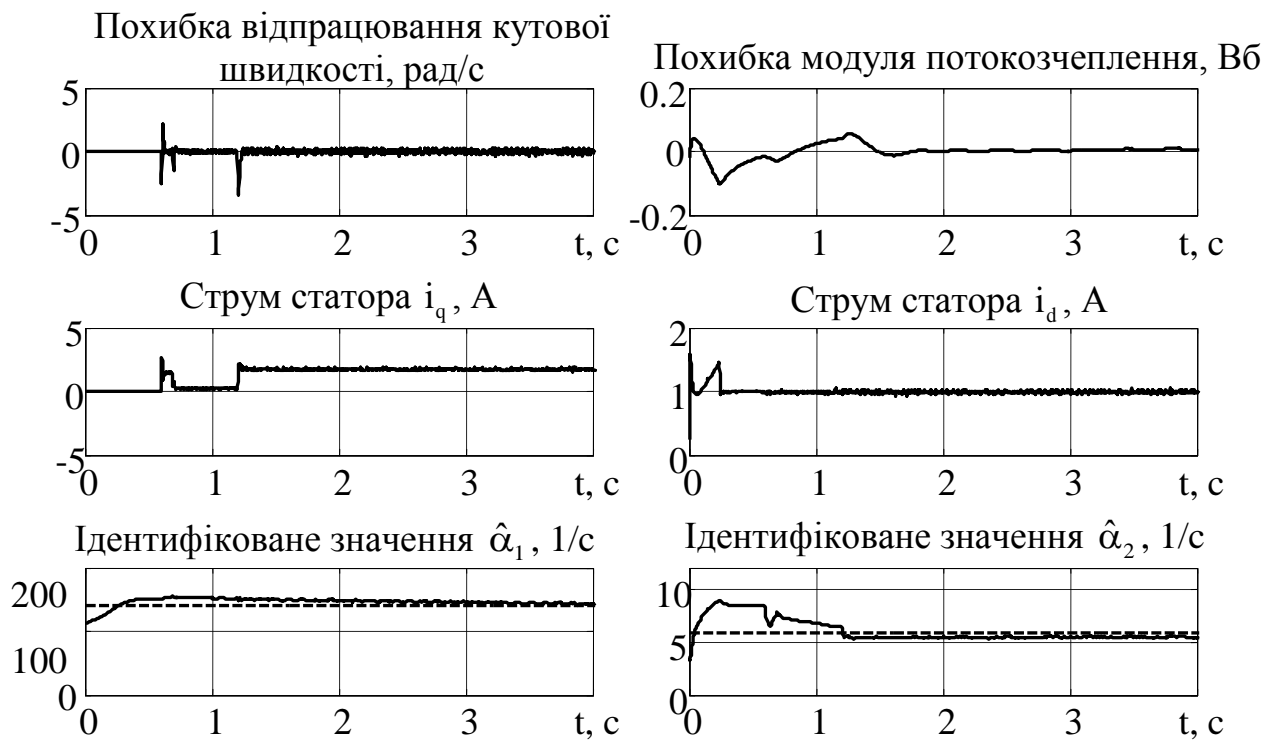


Рис. 5.12. Динамічні процеси в адаптивній системі керування для початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 0.5 \cdot \alpha_{2N}$

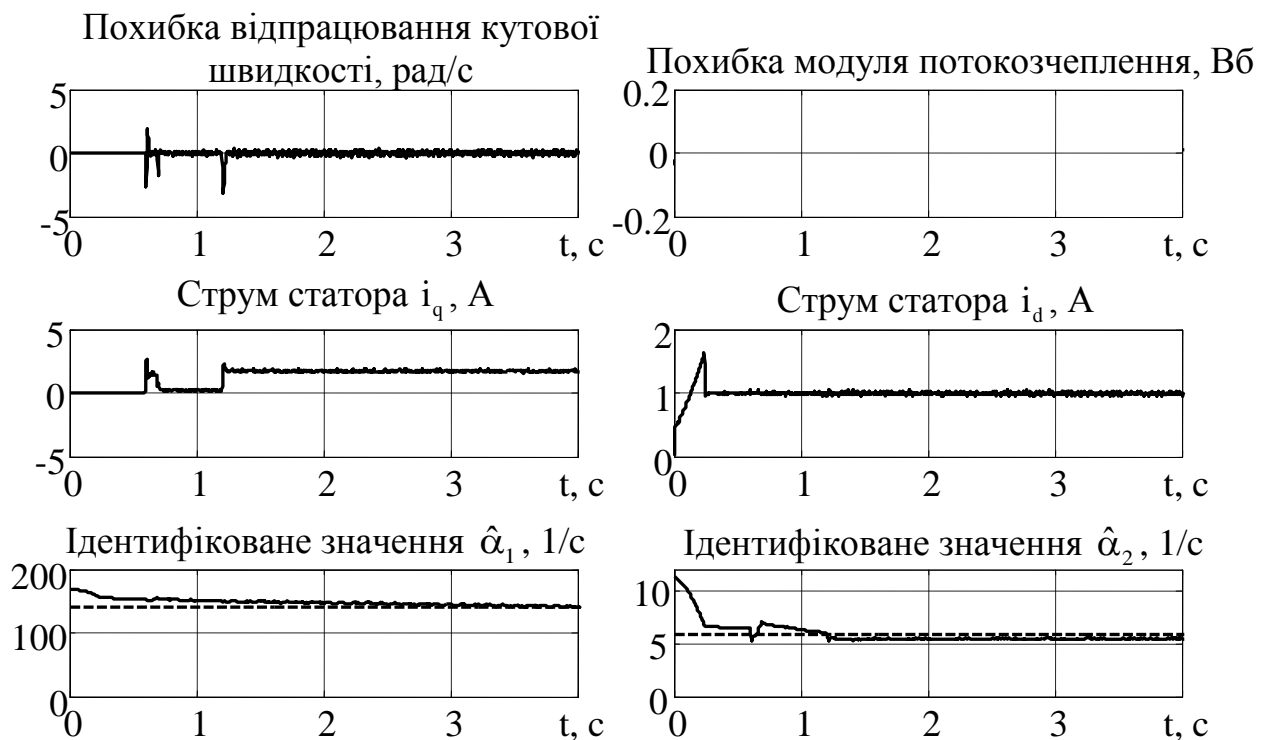


Рис. 5.13. Динамічні процеси в адаптивній системі керування для початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 1.2 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$

Як видно з графіків рис. 5.12 та рис. 5.13 в обох випадках похибки відпрацювання кутової швидкості та потокозчеплення прямують в нуль, а ідентифіковані значення параметрів – до значень, отриманих для автономної роботи підсистеми ідентифікації, що підтверджує здатність синтезованої адаптивної системи векторного керування ефективно компенсувати повільні варіації активних опорів статора та ротора.

На рис. 5.14 представлено графіки перехідних процесів (див. моделювання підрозділ 4.6 рис. 4.6) в умовах періодичного навантаження двигуна, коли на інтервалі часу $t = 0.25 \div 0.75$ с процеси ідентифікації параметру α_2 ще не завершився.

Як видно з рис. 5.14, під час першого прикладання моменту навантаження при $t = 1.2$ с оцінювання опорів статора і ротора не завершилось, присутні похибки оцінювання, тому, як і у випадку першої серії тестів, динамічні показники якості регулювання кутової швидкості, потокозчеплення та динамічна поведінка моментної складової струму статора суттєво деградують у порівнянні з випадком роботи системи керування з коректними значеннями активних опорів (рис. 5.4).

При повторному накиданні моменту навантаження, коли підсистема ідентифікації завершила оцінювання активних опорів статора і ротора, показники якості регулювання кутової швидкості, відпрацювання потокозчеплення ротора та динамічна поведінка моментної складової струму статора повертаються до показників роботи системи з коректними параметрами (рис. 5.4). Таким чином показано, що запропонована система векторного керування з одночасною адаптацією до змін активних опорів статора і ротора дозволяє компенсувати вплив їх варіацій і завдяки цьому підвищити показники якості регулювання кутової швидкості (моменту) та потоку асинхронного двигуна.

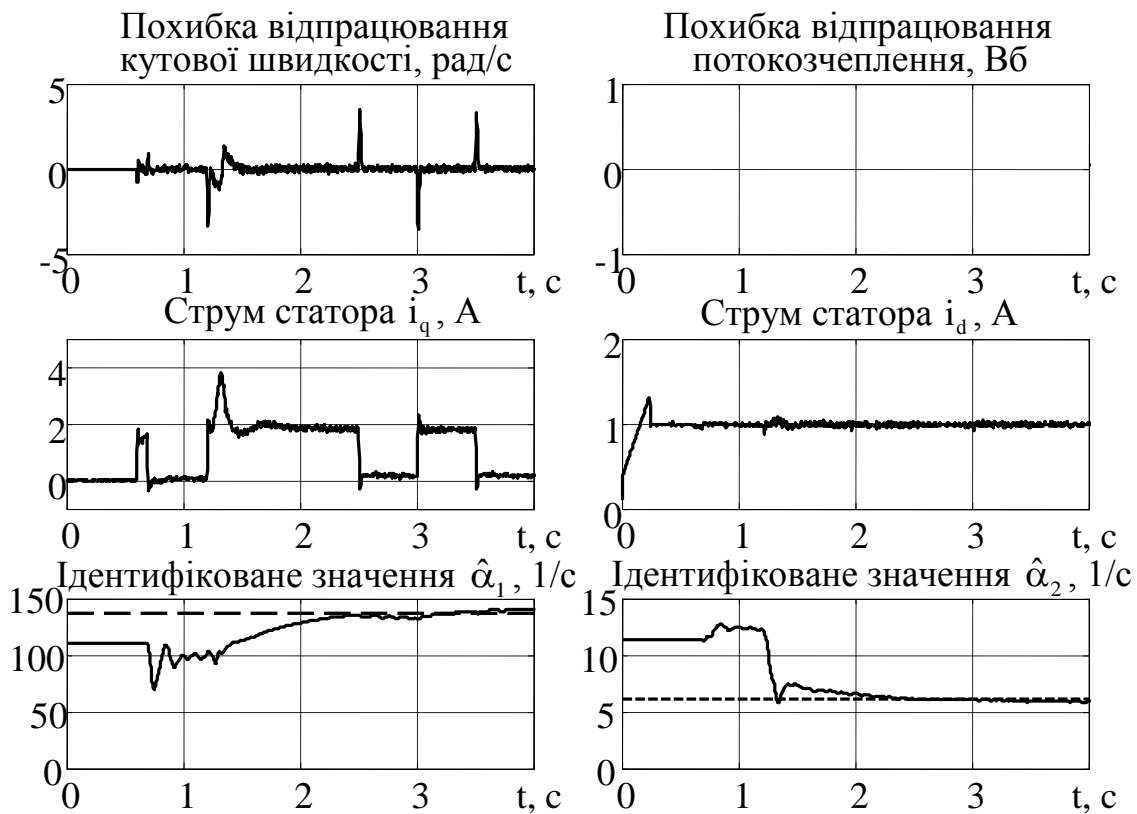


Рис. 5.14. Динамічні процеси в адаптивній системі керування для початкових умов $\hat{\alpha}_1(0) = 0.8 \cdot \alpha_{1N}$, $\hat{\alpha}_2(0) = 2 \cdot \alpha_{2N}$

Як впливає з рис. 5.10 – рис. 5.14, результати експериментів з високим ступенем точності співпадають з результатами моделювання, представленими в підрозділі 4.6.2.

Висновки по розділу

Повномасштабні експериментальні дослідження підтвердили основні теоретичні результати, які отримані в розділах 2–4.

1. В умовах аналогічних тестів графіки експериментальних перехідних процесів з високим ступенем точності збігаються з результатами математичного моделювання.

2. Експериментальне тестування алгоритму ідентифікації, що синтезовано з припущенням про постійність кутової швидкості, показало:

– при автономній роботі алгоритм ідентифікації забезпечує високу швид-

кість ідентифікації активних опорів статора та ротора за виконання умов персистенції збудження;

- збурення в алгоритмі, що виникають при змінній кутовій швидкості (при розгоні АД), є незначними та швидко відпрацьовуються після встановлення постійної кутової швидкості;

- високочастотні пульсації сигналу вимірної швидкості, викликані недосконалістю давача швидкості, не створюють помітного негативного впливу на роботу алгоритму в умовах проведених тестів.

3. Експериментальні дослідження підтвердили, що у випадку використання системи векторного керування, яка адаптивна лише до варіацій активного опору ротора, в умовах варіації активного опору статора, показники якості її роботи суттєво деградують.

4. Експериментально підтверджено, що спостерігач вектору потокозчеплення ротора, який адаптивний до варіацій активних опорів статора і ротора, має однакову динамічну поведінку, як в автономній роботі, так і при роботі в складі адаптивної системи векторного керування, що вперше експериментально підтверджує правомірність застосування нелінійного принципу розділення для побудови системи керування, здатної адаптуватися до одночасної зміни активних опорів статора та ротора.

Результати експериментів показують:

- у реалізації в умовах малих значень мертвого часу або його коректній компенсації можливе використання заданого значення напруги інвертору замість реального значення, що прикладається до двигуна;

- ефект квантування за часом, рівнем, обчислювальне запізнення, вимірні шуми, неідеальності інвертору призводять до появи похибок оцінювання та ідентифікації, які мають періодичний характер з частотою основного збудження, завдяки чому їх середнє значення за період дорівнює нулю і на точність ідентифікації активних опорів статора та ротора вони суттєво не впливають;

- адаптивний до варіацій активних опорів статора і ротора алгоритм не-

прямого векторного керування забезпечує повну компенсацію негативного впливу цих параметрів;

– після завершення процесів ідентифікації активних опорів статора та ротора динамічна поведінка системи ідентична її роботі для відомих параметрів.

5. Результати експериментальних досліджень підтверджують можливість побудови на основі розроблених систем адаптивного векторного керування, промислових систем асинхронного електроприводу, які відповідають вимогам високодинамічних технологічних застосувань та дозволяють підвищити показники якості керування в умовах варіацій активних опорів статора та ротора.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі отримала подальший розвиток теорія векторного керування АД і на цій основі розв'язана актуальна науково-технічна задача розвитку методів синтезу, теоретичного та практичного дослідження нових алгоритмів векторного керування АД, які мають властивості адаптації до варіацій активних опорів статора та ротора, що є суттєвим при створенні електромеханічних систем з високими динамічними властивостями і показниками енергетичної ефективності. Основні наукові та практичні результати роботи полягають в наступному.

1. На основі аналізу існуючих рішень в області векторного керування АД обґрунтована актуальність розвитку методів синтезу з метою розробки нових алгоритмів векторного керування, які забезпечують високі показники якості керування моментом (швидкістю) та потоком завдяки адаптації до варіацій активних опорів статора та ротора, а також є простими з точки зору практичної реалізації.

2. Аналітично та на основі математичного моделювання показані суттєві недоліки алгоритмів ідентифікації активного опору ротора в умовах варіації активного опору статора, що підтверджує необхідність створення алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів АД.

3. Показано, що алгоритм непрямого векторного керування, який є робастним до варіацій активного опору ротора, має також властивості робастності до варіацій активного опору статора. Виявлені властивості одночасної робастності до варіацій активних опорів машини потенційно дозволяють використовувати розглянутий алгоритм для створення систем векторного керування з адаптацією до варіацій активних опорів статора і ротора АД.

4. Отримав подальший розвиток метод синтезу алгоритмів одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора асинхронних двигунів для нульової кутової швидкості ротора. Синтезовані два алгоритми одночасної ідентифікації активних опорів статора та ротора 5-го порядку можуть застосовува-

тись в електромеханічних системах технологічних об'єктів, режими роботи яких передбачають періодичні короткотривалі зупинки АД.

5. Удосконалено метод синтезу алгоритмів ідентифікації активних опорів для постійної кутової швидкості ротора, який базується на спеціальних перетвореннях моделі АД до лінійно параметризованої форми. Новий алгоритм 8-го порядку не містить процедури розімкненого інтегрування, рекомендується для використання в електромеханічних системах з тривалими квазістатичними режимами роботи.

6. Розроблено метод синтезу алгоритмів ідентифікації шляхом розширення вектору стану АД до електричних зарядів статорного кола, з використанням якого синтезовано новий алгоритм ідентифікації активних опорів АД для загального випадку змінної кутової швидкості. Синтезований алгоритм має 10-й порядок на відміну від 11-го для відомих теоретично обґрунтованих рішень.

7. Усі синтезовані в роботі алгоритми ідентифікації гарантують локальну асимптотичну ідентифікацію активних опорів статора і ротора, якщо умови персистентності збудження забезпечуються, мають суттєві переваги у порівнянні з відомими теоретично обґрунтованими рішеннями, а саме: а) не використовують надлишкову параметризацію, тому умови персистентності збудження спрощуються і набувають не тільки математичного формулювання, але й фізичного трактування; б) нижчий порядок диференціальних рівнянь і простіша структура з меншою кількістю коефіцієнтів зворотних зв'язків спрощують налаштування системи.

8. Теоретично обґрунтовано правомірність використання нелінійного принципу розділення для побудови адаптивних до варіацій активних опорів статора і ротора систем непрямого векторного керування швидкістю (моментом) та потоком АД.

9. Створено комплекс програм для дослідження синтезованих систем адаптивного векторного керування та ідентифікації методом математичного моделювання, за допомогою яких проведено повномасштабне дослідження динамічних та статичних характеристик запропонованих систем, яке підтверджує

їх ефективність.

10. Розроблено комплекс програм для експериментального дослідження та практичної реалізації розроблених систем, з використанням яких експериментально підтверджено, що запропоновані алгоритми адаптивного керування дозволяють компенсувати негативний вплив варіацій активних опорів статора та ротора на якість керування моментом (швидкістю) та потоком АД.

11. Результати виконаних в дисертації досліджень впроваджено в електромеханічних системах тягового призначення для перспективних моделей тролейбусів та трамвайних вагонів ДП «Науково-дослідний та конструкторсько-технологічний інститут міського господарства», а також використовуються в навчальному процесі Національного технічного університету України «КПІ».

12. Обґрунтованість та достовірність наукових досліджень, висновків та рекомендацій підтверджено узгодженням результатів теоретичних досліджень та експериментального тестування.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Костенко М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов // *Электричество*. – 1925.– № 2. – С. 24–32.
2. Ключев В. И. Теория электропривода: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
3. Теорія електропривода: Підручник / За ред. М. Г. Поповича. – К.: Вища шк; 1993. – 543 С.
4. Bose B. K. Power Electronics and Variable Frequency Drives / B. K. Bose. – IEEE Press, 1997. – 639 p.
5. Leonhard W. Control of Electrical Drives. (3rd edition) / W. Leonhard. – Berlin: Springer-Verlag, 2001. – 460 p.
6. Blaschke F. Das verfahren der feldorientierung zur regelung der asynchron maschine // *Siemens Forschungs.Ektwicklungs – Berichte* 1. –1972. – №.1. – P. 184–193.
7. Hasse K. Zum dynamischen verhalten der asynchron maschine bei betrieb mit variabler stander-frequenz und standerspannung // *Electrotechnische Zeitung ETZ*. – 1968. – A89. – P. 77–81.
8. Рудаков В.В., Столяров И.М., Даргау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. – Л.:Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.
9. Садовой А. В., Клименко Ю. М., Журавский Д. М. Проблемы создания глубокорегулируемых асинхронных электроприводов с векторным полеориентированным управлением // *Межвузовский журнал: Автоматика, автоматизация, электротехнические комплексы и системы*. – 1997. –№1.– С. 131–139.
10. Bose B. K. High performance control of induction motor drives / B. K. Bose // *IEEE Industrial Electronics Soc. Newsletter*. – Sept. 1998. – P. 7–11.
11. Kazmierkowski M. P. Automatic Control of Converter-Fed Drives / M. P. Kazmierkowski, H. Tunia. – Amsterdam: Elsevier, 1994. – 574 p.

12. Leonhard W. Microcomputer control of high dynamic performance AC – drives – a survey / W. Leonhard // *Automatica*. – 1986. – Vol. 22, No. 1. – P. 1–19.
13. Field orientation and high performance motion control / T. A. Lipo, D. W. Novotny, D. M. Divan, R. D. Lorenz. – WEMPEC, Summary of Publications 1981–1988, Madison, WI, 1989. – 358 p.
14. Marino R., Peresada S. and Tomei P. Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance // *Int. Workshop on Nonlinear and Adaptive Control*. – Caancuno, Maxico. – Dec. 1994.
15. Novotny D. W. Introduction to field orientation and high performance AC drives / D. W. Novotny, R. D. Lorenz. – IEEE Press, 1985. – 200 p.
16. Vas P., *Vector Control of AC Machines*. Oxford, Clarendon Press. – 1990. – 332 p.
17. Bose B. K. *Power Electronics and AC Drives* / B. K. Bose. – Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1986. – 432 p.
18. Krishnan R. *Electric Motor Drives* / R. Krishnan. – New Jersey, Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. – 626 p.
19. Novotny D. W. *Vector Control and Dynamics of AC Drives* / D. W. Novotny, T. A. Lipo. – New York: Oxford University Press Inc, 2000. – 440 p.
20. Krzeminski Z. Nonlinear control of induction motor / Z. Krzeminski // in *Proc. IFAC World Congress*. –Munich, Germany. – 1987. – P. 349–354.
21. Marino R. Adaptive partial feedback linearization of induction motors / R. Marino, S. Peresada, P. Valigi // in *Proc. of the IEEE Conf. on Decision and Control – CDC'90*. – Honolulu, Hawaii. – 1990. – Vol. 6. – P. 3313–3318.
22. Marino R. Adaptive nonlinear control of induction motors via extended matching / R. Marino, S. Peresada, P. Valigi // P. V. Kokotovic, Ed., *Foundations of Adaptive Control*. –Springer-Verlag, Berlin. – 1991. – P. 435–454.
23. Marino R. Adaptive input – output linearizing control of induction motors / R. Marino, S. Peresada, P. Valigi // *IEEE Trans. on Automatic Control*. – 1993. –Vol. 38, No. 2. – P. 208–221.

24. Пересада С. М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор / С. М. Пересада // Сб. науч. тр. Донецкого государственного технического университета. – 1999. – № 4. – С. 1–23.
25. IEEE Trans. Industrial Electronics. – Vol.45, No. 5. Special Issue on Current Regulation. – 1998.
26. Bodson M. Differential-geometric methods for control of electric motors / M. Bodson, J. Chiasson // Int. Journal of Robust and Nonlinear Control. – 1998. – No. 8. – P. 927–952.
27. Bodson M. High-performance induction motor control via input-output linearization / M. Bodson, J. Chiasson, R. Novotnak // IEEE Control System Magazine. – 1994. – P. 25–33.
28. Chiasson J. Dynamic feedback linearization of the induction motor / J. Chiasson // IEEE Trans. on Automatic Control. – 1993. – Vol. 38, No. 10. – P. 1588–1594.
29. Chiasson J. A new approach to dynamic feedback linearization control of an induction motor / J. Chiasson // IEEE Trans. on Automatic Control. – 1998. – Vol. 43, No. 3. – P. 391–396.
30. Luenberger O. G. An introduction to observers / O. G. Luenberger // IEEE Trans. on Automatic Control. – Dec. 1971. – Vol. 16, No 6. – P. 596–602.
31. Atkinson D. J. Observers for induction motor state and parameter estimation / D. J. Atkinson, P. P. Acarnley, J. W. Finch // IEEE Trans. on Industrial Applications. – Nov./Dec. 1991. – Vol. 27, No. 6. – P. 1119–1127.
32. Bellini A. Analysis and design of a microcomputer – based observer for an induction machine / A. Bellini, G. Figalli, G. Ulivi // Automatica. – 1988. – Vol. 24. – P. 549–555.
33. Dote Y. Stabilization of controlled current induction motor drive system via new nonlinear state observers / Y. Dote // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 1980. – Vol. IE-27. – P. 77–81.

34. Hori Y. A novel induction machine flux observer and its application to a high performance AC drive system / Y. Hori, V. Cotter, Y. Kaya // in Proc. IFAC World Congress. – Munich, Germany. – 1987. – P. 363–368.

35. Hori Y. Flux observer based orientation FOFO controller for high-performance torque control / Y. Hori, T. Umeno // in Proc. Power Electronics Conf. – IPEC. – Tokyo, Japan. – 1990. – P. 1219–1226.

36. Ortega R. Passivity properties of induction motor: application to flux observer design / R. Ortega, G. Espinosa // in Proc. Annual Conf. of the IEEE Industry Applications Society – IAS'91. – 1991. – P. 65–71.

37. Peresada S. Passivity – based design of the flux observers for induction motors / S. Peresada, A. Tonielli, S. Kovbasa, A. Tilli // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – 2000. – Ч. 6. – С. 29–33.

38. Roboam X. Rotor flux observation and control in squirrel-cage induction motor: reliability with respect to parameters variations/ X. Roboam, C. Andrieux, B. de Fornel, J. Napiot // IEEE Proc. D. – 1992. – Vol. 139. – P. 363–370.

39. Schreier G. Cascade nonlinear observers: application to an experimental induction motor benchmark / G. Schreier, J. DeLeon, A. Glumineau, R. Boisliveau // IEE Proc. Control Theory and Applications. – 2001. – Vol. 148. – P. 509–515.

40. Verghese G. C. Observers for flux estimation in induction machines / G. C. Verghese, S. R. Sanders // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 1988. – Vol. 35. – P. 85–94.

41. Lorenz R. D. Advances in electric drive control / R. D. Lorenz // in Proc. Int. Conf. on Electric Machines and Drives – IEMD 1999. – May 1999. – P. 9–17.

42. Арапелян А. К., Солодов К. В., Шаварин Н. И. Оптимизация работы автономного инвертора тока в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе // Электротехника. – 2002. – №1. – С. 19–24.

43. Бедрицкий Р. А., Анищенко А. И., Паэранд Ю. Э. Частотно-регулируемый электропривод с повышенной энергоэффективностью // Техническая электродинамика. – 2000. – №5. – С. 33–35.

44. Герасимьяк Р. П., Таньков А. А. Статические и динамические режимы замкнутой системы асинхронного электропривода с преобразователем напряжения // Электротехника. – 2003. – №3. – С. 52–54.

45. Клиндер К. Трехфазный асинхронный электропривод с высокими динамическими свойствами // Техническая электродинамика. – 2000. – №1. – С. 55–58.

46. Петрушин В. С. Регулировочные характеристики асинхронных двигателей в частотном электроприводе при законах управления обеспечивающих постоянство потокосцеплений // Электротехника и электромеханика. – 2002. – №2. – С. 53–55.

47. Поздеев Д. А., Хрещатая С. А. Математическое исследование структуры бездатчикового частотно-токового асинхронного электропривода с векторным управлением // Электротехника. – 2002. – №9. – С. 37–43.

48. Хашимов А. А., Арипов Н. М., Исследования частотно-регулируемого асинхронного электропривода с реализацией способа управления по току статора двигателя // Электротехника. – 2002. – №1. – С. 14–19.

49. Попович Н. Г. Пересада С. М., Алгоритм идентификации активного сопротивления со свойствами экспоненциальной сходимости // Вестник Национального технического университета „ХПИ”. – 1996. – С. 95–98.

50. Krishnan R. and Doran F. C. Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 1987. – Vol. 23, – P. 623–635.

51. Marino R. On-line stator and rotor resistance identification in induction motor/ R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // IEEE Trans. Control Sys Tech. – 2000. Vol. 8, No. 3, – P. 570–578.

52. Sliding Mode Observer Based Control of Induction Motors: Experimental Study / S. Peresada, S. Kovbasa, V. Trandafilov, V. Pyzhov // Proceedings on IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems, IEPS-2014. – 2014. – P. 261–265.

53. Попович Н. Г. Сравнительное тестирование алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем / Н. Г. Попович, С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, [и др.] // Вестник Национального технического университета "ХПИ". – 2001. – Вып. 10. – С. 26–31.

54. Попович Н. Г. Энергетически эффективные алгоритмы управления асинхронными двигателями электромеханических систем / Н. Г. Попович, С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, [и др.] // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – 2000. – Вып. 113. – С. 25–29.

55. Krishnan R. A review of parameter sensitivity and adaptation in indirect vector controlled induction drive systems / R. Krishnan, A. Bharadwaj // IEEE Trans. on Power Electronics. – Oct. 1991. – Vol. 6, No. 4. – P. 695–703.

56. Garces L. J. Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor // IEEE Tran. Ind. Applicat. – 1980. – Vol. IA – 16, No.2. – P. 173–178.

57. Kubota H. Adaptive flux observer of induction motor and its stability / H. Kubota, K. Matsuse // Electrical Engineering in Japan. – 1991. – Vol. 111, No.6. – P. 97–104.

58. Marino R. Exponentially convergent rotor resistance estimation for inductions motors/ R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 1995. – Vol. 42, No. 5. – P. 508–515.

59. Marino R. Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotor resistance / R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // IEEE Trans. on Control Systems Technology. – 1996. – Vol. 4, No. 4. – P. 336–347.

60. Morici R. Adaptive feedback control of current-fed induction motor: a rotating reference frame approach / R. Morici, S. Peresada, C. Rossi, A. Tonielli // in Proc. European Control Conf. – ECC-95. – Rome, Italy. – P. 313–318.

61. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Бовкунович В.С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя // Техническая электродинамика. – К.: Институт электродинаміки НАН України, 2010. – №1. – С. 60–66.

62. Hinkkanen M. Parameter sensitivity of full-order flux observers for induction motors / M. Hinkkanen, J. Luomi // IEEE Trans. on Industry Applications. – 2003. – Vol. 39. – P. 1127–1135.

63. Jansen P. L. A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives / P. L. Jansen, R. D. Lorenz // IEEE Trans. on Industry Applications. – 1994. – Vol. 30. – P. 101–110.

64. Jansen P. L. Observer-based direct field orientation: Analysis and comparison of alternative methods / P. L. Jansen, R. D. Lorenz, D. W. Novotny // IEEE Trans. on Industrial Applications. – Jul./Aug. 1994. – Vol. 30. – P. 945–953.

65. Krstic M. Nonlinear and Adaptive Control Design / M. Krstic, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovic. – New York: Wiley, 1995. – 576 p.

66. Marino R. Nonlinear Control Design: Geometric, Adaptive and Robust / R. Marino, P. Tomei. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995. – 390 p.

67. Сметана І. В. Застосування штучних нейронних мереж для підвищення точності ідентифікації потокозчеплення в системах електроприводу з векторним керуванням / І. В. Сметана, А. О. Лозинський // Міжв. наук.-техн. Збірник "Електромашинобудування та електрообладнання". – Вип. 63. – 2004. – С. 7–16.

68. Vas P. Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives: Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural, and Genetic Algorithm Based Techniques / P. Vas. –Oxford: Oxford University Press, 1999. – 654 p.

69. Sabanovic A. Sliding mode applications in switching controllers and motion control: Tutorial / A. Sabanovic, V. I. Utkin // in Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'94. – Bologna, Italy. – Sept. 1994.

70. Utkin V. I. Sliding mode control design principles and applications to electrical drives / V. I. Utkin // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Feb. 1993. – Vol. 40, No. 1. – P. 23–36.

71. Zhang Y. Sliding mode observers for electric machines: an overview / Y. Zhang, V. I. Utkin // in Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'02. – Sevilla, Spain. – 2002. – Vol. 3. – P. 1842–1847.

72. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления / В.И. Уткин. – М. : Наука, 1981. – 368 с.

73. Young K. D. A control engineers guide to sliding mode control / K. D. Young, V. I. Utkin, U. Ozguner // IEEE Trans. on Control Systems Technology. – May 1999. – Vol. 7, No. 3. – P. 328–342.

74. Peresada S. High performance robust indirect field-oriented control of induction motors / S. Peresada, A. Tonielli // International Journal of Adaptive Control and Signal Proc. – 2000. – Vol. 14, No. 2-3. – P. 177–200.

75. Marino R. Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance / R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // Int. Journal of Adaptive and Signal Processing. – 1996. – Vol. 10. – P. 345–363.

76. Marino R. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance / R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // IEEE Trans. on Automatic Control. – 1999. – Vol. 44, No. 5. – P. 967–983.

77. Пересада С. М. Векторне керування моментом асинхронного двигуна, адаптивне до варіацій активних опорів статора і ротора, побудоване на основі нелінійного принципу розділення / С. М. Пересада, М. А. Коноплінський, В. М. Трандафілов // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. – Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2014. – №39. – С. 44–51.

78. Браславский И. Я., Зюзев А. М., Ишматов З. Ш., Аверьянов М. А., Барац Е. И., Костылев А. В. Синтез нейронного наблюдателя для асинхронного привода с прямым управлением моментом // Электротехника. – 2001. – №12. – С. 31–33.

79. Волков А. В. Идентификация потокосцепления ротора асинхронного двигателя // Киев, Техническая электродинамика. – 2002. – №2. – С. 45–51.

80. Landau I. D. Adaptive Control: The Model Reference Approach / I. D. Landau. – New York : Marcel Dekker, 1979. – 432 p.
81. Jo N.H. Local separation principle for non-linear systems / N.H. Jo, J.H. Seo // International Journal of Control. –2000. – Vol. 73, No.4, – P. 292–302.
82. Marino R. Adaptive output feedback control of current-fed induction motors with uncertain rotor resistance and load torque / R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // Automatica.–1998. –Vol.34, No. 5. – P. 617–624.
83. Marino R. Global adaptive output-feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance/ R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // in Proc. 35th IEEE CDC, Kobe, Japan. – Dec. 1996. – P. 4701–4706.
84. Narendra K. Stable Adaptive Systems / K. Narendra, A. Annaswamy. – Englewood Cliffs. Prentice-Hall, 1989 p.
85. Dawson D. M., Hu J., and Burg T. C. Nonlinear Control of Electric Machinery. – Marcel Dekker Inc., N. J. 1998. –533 p.
86. Hu J. Adaptive control of induction motor systems despite rotor resistance uncertainty/ J. Hu, D. M.Dawson // Automatica. –1996. – Vol. 32, No.8, – P. 1127–1143.
87. Marino R., Tomei P., Verrelli C.M. Induction motor control design. – London: Springer, 2010. – 351 p.
88. Wang K. An online rotor time constant estimator for the induction machine / K. Wang, J. Chiasson, M. Bodson, L.M. Tolbert // IEEE Transactions on Control Systems Technology. – 2007. – Vol. 15, No. 2. – P. 339–348.
89. Пересада С. М., Колесниченко С. П. Адаптивное управление асинхронным электроприводом при неизвестном моменте нагрузки и активном сопротивлении ротора // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Харьков: Основа. – 1996. – С. 110–113.
90. Marino R. Adaptive observer for induction motors with unknown rotor resistance/ R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // in Proc. of the IEEE Conf. on Decision and Control – CDC'94. –Lake Buena Vista, Florida, USA. –1994. – Vol. 1. – P. 570–579.

91. Marino R. Adaptive flux observer for induction motors with uncertain stator and rotor resistance/ R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // in Proc. IF AC Congress on Adaptive Control. –Glasgow. –1988. – P. 267–272.

92. Пересада С.М., Коноплінський М.А. Ідентифікація активних опорів асинхронного двигуна за допомогою адаптивного спостерігача потокозчеплення // Технічна електродинаміка. – К.: Інститут електродинаміки НАН України, 2013. – № 1. – С. 40–48.

93. Kubota H. Speed sensorless field oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation / H. Kubota and K. Matsuse // IEEE Trans. Ind. Applicat. – Sept./Oct. 1994 Vol. 30, – P. 1219–1224.

94. Kubota H. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives / H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano // in Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'90. – Pacific Grove, California. –1990. – P. 921–926.

95. Pacas M. Sensorless drives in industrial applications / M. Pacas // IEEE Industrial Electronics Magazine. –June 2011. –Vol. 5. –No. 3. – P. 16–23.

96. Boglietti A. A Simplified Thermal Model for Variable-Speed Self-Cooled Industrial Induction Motor / A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli // IEEE Trans. on Industrial Applications. – July./August. 2003. – Vol. 39, No. 4. – P. 945–952.

97. Mellor P. Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design / P. Mellor, D. Roberts, D. Turner // Proc. Inst. Elect. Eng., pt. B, Sept. 1991. – Vol. 138, No. 5. – P. 205–218.

98. Mellor P. Real time prediction of temperature in an induction motor using microprocessor / P. Mellor, D. Turner // Elect. Mach. Power Syst., vol. N.15, pp. 333–352, 1988. 1988. – Vol. 15, No. 4-5. – P. 333–352.

99. Андриенко В. М., Клиндер К. Определение параметров асинхронных машин по экспериментальным данным // Техническая электродинамика. –2001. – №4. – С. 36–38.

100. Бешта А. С. Уравнение баланса мощности в асинхронной машине в режиме холостого хода для определения параметров ветви намагничивания схемы замещения // Збірник наукових праць НГА України „Гірничя електро-механіка та автоматика”. –2000. – С. 25–30.

101. Бешта О. С. Ідентифікація динамічних параметрів системи регулятор напруги – асинхронний двигун // Техническая электродинамика. – 2000. – №6. – С.41–43.

102. Дмитриев В. Н., Кислицин А. Л. Определение характеристик асинхронного двигателя по данным испытаний в неподвижном состоянии // Электротехника. – 2001. – №5. – С. 25–27.

103. Пересада С. М., Серода А. Н. Новый алгоритм идентификации электрических параметров асинхронного двигателя на основе адаптивного наблюдателя полного порядка // Техн. электродинаміка. –2005. –№ 5. – С. 32–40.

104. L. Ribeiro et al., Linear parameter estimation for induction machines considering the operating conditions, IEEE Trans. Power Electron. – 1999. – Vol. 14, No. 1. – P. 62–73.

105. Bimal K.B. Quasi-fuzzy estimation of stator resistance of induction machines / K.B. Bimal, R.P. Nitin // IEEE Trans. Power Electron. – 1998. – Vol. 13, No. 3. – P. 401–409.

106. L.A. Cabrera et al., Tuning the stator resistance of induction motors using artificial neural network, IEEE Trans. Power Electron. – 1997. – Vol. 12, No. 5. – P. 779–787.

107. D.M. Epaminondas et al., A new stator resistance tuning method for stator-flux oriented vector controlled induction motor drive, IEEE Trans. Ind. Electron. – 2001. – Vol. 48, No. 6. – P. 1148–1157.

108. N.A.O. Demerdash, J.F. Bangura, et al., Characterization of induction motors in adjustable-speed drives using a time-stepping coupled finite-element state-space method including experimental validation, IEEE Trans. Ind. – 1999. – Vol. 35, No. 4. – P. 790–802.

109. S. Williamson et al., Finite element models for cage induction motors analysis, *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 1990. – Vol. 26, No. 6. – P. 1007–1017.
110. Chung J., Dolen M., Kim H., Lorenz R. A Continuous-Time Observer to Estimate Electrical Parameters of Induction machine // *IEEE Trans. on Industrial Applications.* – 2001. – Iss. 30. – № 3. – P. 259–265.
111. Moon S.I. Estimation of induction machine parameters from standstill time-domain data / S.I. Moon, A. Keyhani // *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1994. – Vol. 30. – P. 1609–1615.
112. Zai L.C. An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives / L.C. Zai et al. // *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 1992. – Vol. 28. – P. 96–104.
113. Jeon S. H. Flux Observer With Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors / S. H. Jeon, K. K. Oh, and J. Y. Choi // *IEEE Trans. on Industrial Electronics.* – June 2002. – Vol. 49, No. 3. – P. 653–664.
114. Velez-Reyes M. Recursive speed and parameter estimation for induction machines / M. Velez-Reyes, K. Mnami, G. C. Verghese // in *Conf. Rec. 1989 IEEE-IAS Annu. Meeting.* – P. 607–610.
115. M. Boussak, G.A. Capolino, Recursive least-squares rotor time constant identification for vector controlled induction machine, *Elect. Mach. Power Syst.* – 1992. – Vol. 20, No. 2. – P. 137–147.
116. M. Cirrincione et al., A new experimental application of least-squares techniques for the estimation of the induction motor parameters, *IEEE Trans. Ind. Appl.* – 2003. – Vol. 39, No. 5. – P. 1247–1256.
117. Stephan J. S. Real-Time Estimation of the Parameters and Fluxes of Induction Motors / J. S. Stephan, M. Bodson, J. Chiasson // *IEEE Trans. on Ind. Apps.* 1994. – Vol. 30, No. 3. – P. 746–759.
118. Velez-Reyes M. Decomposed Algorithms for Speed and Parameter Estimation in Induction Machines/ M. Velez-Reyes, G. Verghese // in *Proceedings of the IFAC Nonlinear Control System Design Symposium, France, 1992.*

119. Matsuo T. A rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor drives /T. Matsuo, T. A. Lipo // IEEE Trans. Ind. Applicat., 1985. – Vol. 21. – P. 624–632.
120. R. Marino. Induction Motor Control Design. / R. Marino, P. Tomei, C. M. Verelli. –London: Springer-Verlag, 2010. –371 p.
121. Y. Xing et al., A novel rotor resistance identification method for an indirect rotor flux-oriented controlled induction machine system, IEEE Trans. Power Electron. 2002. – Vol. 17, No. 3. – P. 353–364.
122. Пересада С.М. Адаптивный наблюдатель Матсусе: новый синтез, гарантирующий асимптотичность оценивания вектора потокосцепления и активного сопротивления ротора асинхронного двигателя / С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, В. С. Бовкунович // Техническая электродинамика. – 2010. – № 3. – С. 28–32.
123. Потапенко Е. М. Определение скорости и постоянной времени ротора асинхронного двигателя с помощью наблюдателей / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 1. – С. 37–47.
124. Потапенко, Е. М. Синтез инвариантных и адаптивных к изменению сопротивления статора алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем/ Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко //Проблемы управления и информатики. – 2007.– № 2. – С. 16–29.
125. Akatsu K. Sensorless very low-speed and zerospeed estimations with online rotor resistance estimation of induction motor without signal injection/ К. Akatsu, А. Kawamura // IEEE Transactions on Industry.Applications. – 2000. – Vol. 36, No. 3. – P. 764–771.
126. Rajashekara K. Sensorless control of AC motor Drives. Speed and position sensorless operation. A selected reprint volume / К. Rajashekara, А. Kawamura, К. Matsue // IEEE, Inc. – New York. 1996. – 495 p.
127. Vas P. Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines / P. Vas // Clarendon Press. – Oxford: 1993. – 360 p.

128. Kanmachi T. Sensor-less speed control of an induction motor with no influence of secondary resistance variation / T. Kanmachi, I. Takahashi // in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, – 1993. – P. 408–413.

129. Pavlov A. Real time rotor and stator resistance estimation of an induction motor / A. Pavlov, A.T. Zaremba // in 5th IFAC symposium on Nonlinear Control Systems, St.Petersburg, Russian Federation, 2001. – P. 1252–1257.

130. Ha J. An on-line identification method for both stator and rotor resistances of induction motors without rotational transducers / J. Ha, H.L. Sang // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2000. – Vol. 47, No. 4. – P. 842–853.

131. Mingyu W. Rotor speed estimation for induction motor with stator and rotor resistances online identification / W. Mingyu, C. Yang-yu, D. Wei // Electric Machines and Control. – 2010. – Vol. 14, №4. – P. 66–71.

132. Mohamed M. Adaptive Speed-Sensorless of Magnetically Saturated Induction Motor with Uncertainty of Resistances and Load Torque in case of stator Side Measurements /, A. Hossam // Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control – CDC'2007. – New Orleans, USA. – 2007. – Vol. 46. – P. 1344–1349.

133. Floret-Pontet F. Parametric identification methodology using sliding modes observer / F. Floret-Pontet, F. Lamnabhi-Lagarrigue // International Journal of Control. – 2001. – Vol. 74, №18. – P. 1743–1753.

134. Wang K. A nonlinear leastsquares approach for identification of the induction motor parameters / K. Wang, J. Chiasson, M. Bodson, L. Tolbert // IEEE Trans. Automat. Contr. – 2005. – Vol. 50. – P. 1622–1628.

135. Verrelli C. On-Line Identification of Winding Resistances and Load Torque in Induction Machines / C. Verrelli, A. Savoia, M. Mengoni, R. Marino, P. Tomei, L. Zarri // IEEE Transactions on Control Systems Technology. – 2014. – Vol. 22, №4. – P. 1629–1637.

136. Marino R. Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance / R. Marino, S. Peresada, P. Tomei // in Proc. 33rd IEEE Conf. On Decision and Control, Fl. USA. – 1994. – P. 696–697.

137. Пересада С. М. Векторне керування моментом асинхронного двигуна, адаптивне до варіацій активних опорів статора і ротора: результати експериментального тестування / С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, М. А. Коноплінський // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук: КрНУ, 2015. – Вип. 1/2015 (29). – С. 10–16.

138. Пересада С. М. Векторне керування моментом асинхронного двигуна, адаптивне до варіацій активних опорів статора і ротора: результати експериментального тестування / С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, М. А. Коноплінський // Проблеми енергоресурсозбереження в електромеханічних системах. Наука, освіта і практика. Кременчук: КрНУ, 2014. Вип. 1/2014 (2). – С. 26–28.

139. Peresada S. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor / S. Peresada, A. Tonielli // Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing. – 2000. – Vol. 14. – P. 177–200.

140. Пересада С.М. Ідентифікація активних опорів статора і ротора асинхронного двигуна // С.М. Пересада, М.А. Коноплінський / Вісник Донбаської державної машинобудівної академії, № 4 (29). – 2012. – С. 53–60.

141. Пересада С.М. Алгоритм одновременной идентификации активных сопротивлений статора и ротора асинхронного двигателя / С.М. Пересада, М.А. Коноплінський // Электротехнические и компьютерные системы №03 (79). –2011. – С. 270–271.

142. Пересада С.М. Новый алгоритм ідентифікації активних опорів статора і ротора асинхронного двигуна / С.М. Пересада, М.А. Коноплінський // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Випуск 3/2012 (19). – С. 94–96.

143. Коноплінський М.А. Ідентифікація активних опорів статора і ротора асинхронного двигуна з малим часом збіжності [Електронний ресурс] / М.А. Коноплінський // Тези доповідей за матеріалами II Міжнародної науково-технічної конференції «Оптимальне керування електроустановками – ОКЕУ-2013». – 2013. С. 49. – Режим доступу: http://conf.vntu.edu.ua/energo/2013/tezy_dopov_okey-2013.pdf#page=49.

144. Коноплінський М.А. Дослідження алгоритму ідентифікації активних опорів статора і ротора асинхронного двигуна при різних тестових сигналах // Вісник вінницького політехнічного інституту. – 2014. №1. – С. 86–89.

145. Пересада С. Станция быстрого моделирования алгоритмов управления электроприводом / С. Пересада, С. Ковбаса, А. Тониэлли // Вестник Национального технического университета „ХПИ”. – 1999. – С. 190–193.

146. Ковбаса С. Н., Воронко А. Б. (2013) Высокопроизводительный унифицированный контроллер на основе DSP TMS320F28335 для электромеханических систем // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Серія: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія й практика. – Х. : НТУУ «ХПІ». – 2013. – Вип 36/2013 (1009). – С. 293–297.

147. Peresada S. Identification of stator and rotor resistances of induction motors / S. Peresada, S. Lyshevsky, S. Kovbasa, M. Konoplinsky // Electrotechnic and computer systems №09 (85). –2013. – P. 7–15.

Додаток А.

Параметри двигуна що використовувались в роботі

Параметри АД з номінальною потужністю 750 Вт

Номінальний струм, А	2.1	Індуктивність статора, Гн	0.95
Число пар полюсів	1	Індуктивність ротора, Гн	0.95
Опір статора, Ом	11	Індуктивність намагнічуючого контуру, Гн	0.91
Опір ротора, Ом	5.51	Момент інерції кг·м ²	0.003

Додаток Б

Математична модель асинхронного двигуна та перетворення координат

Стандартна математична модель АД в умовах симетричності представлена в стаціонарній системі координат статора (a-b) і має вигляд

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_a i_b - \psi_b i_a) \\ \dot{i}_a &= -(\alpha_1 + \alpha_2 \beta L_m) i_a + \alpha_2 \beta \psi_a + \beta \omega \psi_b + \frac{1}{\sigma} u_a \\ \dot{i}_b &= -(\alpha_1 + \alpha_2 \beta L_m) i_b + \alpha_2 \beta \psi_b - \beta \omega \psi_a + \frac{1}{\sigma} u_b \\ \dot{\psi}_a &= -\alpha_2 \psi_a - \omega \psi_b + \alpha_2 L_m i_a \\ \dot{\psi}_b &= -\alpha_2 \psi_b + \omega \psi_a + \alpha_2 L_m i_b\end{aligned}\tag{Б.1}$$

де $(i_a, i_b)^T$, $(u_a, u_b)^T$, $(\psi_a, \psi_b)^T$ – компоненти векторів струму статора, напруги статора, потокозчеплення ротора; M – електромагнітний момент, ω – кутова швидкість, M_c – момент навантаження. Додатні константи в (Б.1) визначені наступним чином:

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{\sigma}; \alpha_2 = \frac{R_2}{L_2}; \sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}; \beta = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_2},$$

де R_1 , R_2 , L_1 , L_2 – активні опори та індуктивності статора та ротора, L_m – індуктивність намагнічуючого контуру, J – повний момент інерції, одна пара полюсів прийнята без втрати загальності.

Динамічна модель АД (Б.1) дозволяє прослідкувати поведінку змінних двигуна, а саме струми, потокозчеплення, момент та швидкість у різних режимах роботи електричної машини.

Наведений математичний опис електромеханічних процесів базується на двофазному представленні змінних. Це обумовлено тим, що поле більшості машин можливо розглядати як пласке. У той же час, більшість ЕМ мають три фази. Тому необхідно встановити взаємозв'язок між трифазними та двофазними системами.

Перетворення змінних 3-х фазної машини до змінних 2-х фазної для

струмів статора має вигляд

$$\begin{aligned} i_{1a} &= i_{s1}, \\ i_{1b} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{s2} - i_{s3}). \end{aligned} \quad (\text{Б.2})$$

Обернене перетворення запишеться

$$\begin{aligned} i_{s1} &= i_{1a}, \\ i_{s2} &= -\frac{1}{2}i_{1a} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{1b}, \\ i_{s3} &= -\frac{1}{2}i_{1a} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{1b}. \end{aligned} \quad (\text{Б.3})$$

Таким чином математична модель реальної ЕМ, може бути зведена до двофазної узагальненої машини. Для цього змінні ротора необхідно привести до статора, а трифазні змінні до двофазних. Дане перетворення змінних ЕМ не має їх фізичної суті.

Додаток В

Алгоритм ідентифікації активного опору ротора [58]

Рівняння динаміки алгоритму ідентифікації активного опору ротора [58]

має вигляд

$$\begin{aligned}
 \frac{d\hat{i}_a}{dt} &= -\alpha_1 \hat{i}_a + \frac{1}{\sigma} u_a + \hat{\alpha}_2 \beta \hat{\psi}_a + \beta \omega \hat{\psi}_b - \hat{\alpha}_2 \beta L_m \hat{i}_a + k \tilde{i}_a + v_a, \\
 \frac{d\hat{i}_b}{dt} &= -\alpha_1 \hat{i}_b + \frac{1}{\sigma} u_b + \hat{\alpha}_2 \beta \hat{\psi}_b - \beta \omega \hat{\psi}_a - \hat{\alpha}_2 \beta L_m \hat{i}_b + k \tilde{i}_b + v_b, \\
 \frac{d\hat{\psi}_a}{dt} &= -\hat{\alpha}_2 \hat{\psi}_a - \omega \hat{\psi}_b + \hat{\alpha}_2 L_m \hat{i}_a, \\
 \frac{d\hat{\psi}_b}{dt} &= -\hat{\alpha}_2 \hat{\psi}_b + \omega \hat{\psi}_a + \hat{\alpha}_2 L_m \hat{i}_b, \\
 \frac{d\xi_a}{dt} &= -k \tilde{i}_a - v_a, \\
 \frac{d\xi_b}{dt} &= -k \tilde{i}_b - v_b, \\
 \dot{\hat{\alpha}}_2 &= \gamma_1 \left[\tilde{i}_a \beta (\hat{\psi}_a - L_m \hat{i}_a + \frac{\xi_a - \tilde{i}_a}{\beta}) + \tilde{i}_b \beta (\hat{\psi}_b - L_m \hat{i}_b + \frac{\xi_b - \tilde{i}_b}{\beta}) \right], \\
 \dot{\hat{A}} &= -\gamma_2 \omega \tilde{i}_b, \\
 \dot{\hat{B}} &= \gamma_2 \omega \tilde{i}_a, \\
 \dot{\hat{C}} &= \gamma_3 \tilde{i}_a, \\
 \dot{\hat{D}} &= \gamma_3 \tilde{i}_b, \\
 v_a &= \hat{\alpha}_2 (\xi_a - \tilde{i}_a) + \omega (\xi_b - \tilde{i}_b) + \hat{C} + \omega \hat{B}, \\
 v_b &= \hat{\alpha}_2 (\xi_b - \tilde{i}_b) - \omega (\xi_a - \tilde{i}_a) + \hat{D} - \omega \hat{A},
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

Адаптивний спостерігач (B.1), який є динамічною системою 11-го порядку, на основі інформації про кутову швидкість ω , напруги (u_a , u_b) та струми (i_a , i_b) статора забезпечує асимптотичне спостереження вектора потокозчеплення ротора, а також експоненційне оцінювання активного опору роторного кола при забезпеченні умов персистентності збудження.

Додаток Д

Лістинг програм дослідження робастності алгоритмів [58] та [122]

Моделююча програма для дослідження робастності алгоритма [58]. Моделююче середовище Simnon 3.0.

```
CONTINUOUS SYSTEM R
```

```
STATE ia ib psa psb
STATE w Tlo eps0 xd xq
STATE iao ibo alf2o
STATE wr2 psr2 ido
STATE psao psbo
STATE epsa epsb
STATE A B C D
```

```
DER dia dib dpsa dpsb
DER dw dTlo deps0 dxd dxq
DER diao dibo dalf2o
DER dwr2 dpsr2 dido
DER dpsao dpsbo
DER depsa depsb
DER dA dB dC dD
```

```
TIME t
```

```
"Параметри наблюдателя
```

```
gm1=10
gm2=1
gm3=1000
alf1i=1.3*alf1
k2i=200
```

```
"Параметри R-IFOC
```

```
ki=1000
kii=ki*ki/4
kw=150
kwi=kw*kw/4
kk1=700
gm5r=0.1
gm6r=0.1
```

```
"Начальные условия наблюдателя
```

```
alf1o:100 "Вариация сопротивления статора
```

alf2o:11.6 "5.8 "Вариация сопротивления ротора
 "Имитация нагрева машины

q1=1
 q2=1
 R1r=R1*q1
 R2r=R2*q2
 Alf1r=Alf1*q1
 Alf2r=Alf2*q2

"Наблюдатель

diao=-alf1i*ia-alf2o*bet*Lm*ia+alf2o*bet*psao+iaoo
 iaoo=bet*w*psbo+(1/sgm)*ua+k2i*eiao+va
 dibo=-alf1i*ib-alf2o*bet*Lm*ib+alf2o*bet*psbo+iboo
 iboo=-bet*w*psao+(1/sgm)*ub+k2i*eibo+vb

dpsao=-alf2o*psao-w*psbo+alf2o*Lm*ia
 dpsbo=-alf2o*psbo+w*psao+alf2o*Lm*ib

depsa=-k2i*eiao-va
 depsb=-k2i*eibo-vb

dA=-gm2*w*eibo
 dB=gm2*w*eiao
 dC=gm3*eiao
 dD=gm3*eibo

va=alf2o*(epsa-eiao)+w*(epsb-eibo)+C+w*B
 vb=alf2o*(epsb-eibo)-w*(epsa-eiao)+D-w*A

dalf2o=gm1*Bet*(eiao*eea+eibo*eeb)
 eea=psao-Lm*ia+(1/bet)*(epsa-eiao)
 eeb=psbo-Lm*ib+(1/bet)*(epsb-eibo)

"Блок формирования траекторий

psrmax=0.9
 wrmax=5
 triv_ps=0.01
 uskor_ps=(psrmax-0.02)/(t2-t1-triv_ps)
 rivok_ps=uskor_ps/triv_ps
 psr2:0.02

trivka_w=0.01
 uskor_w=wrmax/(t4-t3-trivka_w)
 rivok_w=uskor_w/trivka_w

Trqrmax=5

```

tnarTrq=0.02
usk_Trq=Trqrmax/(tnarTrq)

t1=0
t2=0.25      "выход на номинальный поток
t3=0.6       "начало разгона
t4=0.7       "выход на установившуюся скорость
t5=1.2       "наброс момента
psir0=0.02   "остаточное намагничивание

                                "Задание потока

psr=psr2
dpsr=dpsr2
ddpsr=ddpsr2

dpsr2=dpsr2_0
dpsr2_0=if t<t1 then 0 else dpsr2_1
dpsr2_1=if t<(t1+triv_ps) then rivok_ps*(t-t1) else
dpsr2_2
dpsr2_2=if t<(t2-triv_ps) then uskor_ps else dpsr2_3
dpsr2_3=if t<t2 then (-uskor_ps-rivok_ps*(t-t2-
triv_ps)) else 0

ddpsr2=ddpsr2_0
ddpsr2_0=if t<t1 then 0 else ddpsr2_1
ddpsr2_1=if t<(t1+triv_ps) then rivok_ps else ddpsr2_2
ddpsr2_2=if t<(t2-triv_ps) then 0 else ddpsr2_3
ddpsr2_3=if t<t2 then -rivok_ps else 0

                                "Задание скорости

wr=wr2
dwr=dwr2

dwr2=dwr2_0
dwr2_0=if t<t3 then 0 else dwr2_1
dwr2_1=if t<(t3+trivka_w) then rivok_w*(t-t3) else
dwr2_2
dwr2_2=if t<(t4-trivka_w) then uskor_w else dwr2_3
dwr2_3=if t<t4 then (-uskor_w-rivok_w*(t-t4-trivka_w))
else 0

ddwr=ddwr2_0
ddwr2_0=if t<t3 then 0 else ddwr2_1
ddwr2_1=if t<(t3+trivka_w) then rivok_w else ddwr2_2
ddwr2_2=if t<(t4-trivka_w) then 0 else ddwr2_3

```

```

ddwr2_3=if t<t4 then -rivok_w else 0

"Алгоритм управления
Ua=Ud*cos (eps0) -Uq*sin (eps0)
Ub=Ud*sin (eps0) +Uq*cos (eps0)

id=ia*cos (eps0) +ib*sin (eps0)
iq=-ia*sin (eps0) +ib*cos (eps0)

Ud=sgm* ((alf1c+alf2c*Bet*Lm) *idr-w0*iq-
alf2c*Bet*psr+didr-ki*eidr-xd)
dxd=kii*eidr
Uq=sgm* ((alf1c+alf2c*Bet*Lm) *iqr+w0*id+Bet*w*psr+diqr-
ki*eiqr-xq)
dxq=kii*eiqr
dido=-
(alf1c+alf2c*Bet*Lm) *ido+w0*iq+alf2c*Bet*psr+(1/sgm) *ud
+kk1*eidr

eido=id-ido
deps0=np*w+alf2c* (Lm*iqr/psr) + (gm5r*Bet*w*eidr/psr) + (gm
6r*Bet*w*eido/psr)
w0=deps0
idr=(1/ (alf2c*Lm) ) * (alf2c*psr+dpsr)
didr=Lm_1* (dpsr+ ( (alf2c*ddpsr-
dalf2c*dpsr) / (alf2c*alf2c) ) )
iqr=(1/ (mu*psr) ) * (-kw*ewr+Tlo+dwr)
diqr=(1/ (mu*psr) ) * (-kw* (-kw*ewr+mu*psr*eiqr) +dTlo+ddwr)
dTlo=-kwi*ewr

"Выбор режима: Автономный режим      Адаптивный режим
alf1c=alf1      "alf1c=alf1      "alf1c=alf1o
alf2c=alf2      "alf2c=alf2      "alf2c=alf2o
dalf2c=0        "dalf2c=0        "dalf2c=dTet2o

Lm_1=1/Lm

psd=psa*cos (eps0) +psb*sin (eps0)
psq=-psa*sin (eps0) +psb*cos (eps0)

"Ошибки

ei=i-io
eia0=ia-iao
eibo=ib-ibo

```

```

eidr=id-idr
eiqr=iq-iqr
ewr=w-wr
eir=i-ir
epsr=ps-psr
t1m=100*t1
ealf2=alf2-alf2o
ealf2n=ealf2/alf2
epso=Ps-Pso
epson=epso/0.9

```

"Параметры модели

```

R1=11
R2=5.51
J=0.0036
L1=0.95
L2=0.95
Lm=0.91
pn=1
np=1

```

```

alf1=R1/sgm
alf2=R2/L2
sgm=L1-Lm*Lm/L2
bet=Lm/(sgm*L2)
mu=1.5*Lm/(L2*J)
sgm_1=1/sgm

```

"Профиль момента нагрузки

```
T1=if t<t5 then 0 else 2.5
```

"Модель

```

dia=- (q1*R1) * (1/sgm) * ia+ (1/sgm) * ua+ (q2*R2) * (bet/L2) * psa+iaaa
iaaa=bet*w*psb- (q2*R2) * (bet*Lm/L2) * ia
dib=- (q1*R1) * (1/sgm) * ib+ (1/sgm) * ub+ (q2*R2) * (bet/L2) * psb+ibbb
ibbb=-bet*w*psa- (q2*R2) * (bet*Lm/L2) * ib

```

```

dpsa=- (q2*R2) * (1/L2) * psa-w*psb+ (q2*R2) * (Lm/L2) * ia
dpsb=- (q2*R2) * (1/L2) * psb+w*psa+ (q2*R2) * (Lm/L2) * ib
dw=mu * (psa*ib-psb*ia) -T1/J
Trq=(Lm/L2) * (psa*ib-psb*ia)
w:0

```

"Вспомогательные переменные

```
I=sqrt(ia*ia+ib*ib)
```

```

U=sqrt (ua*ua+ub*ub)
Ps=sqrt (psa*psa+psb*psb)
Pso=sqrt (psao*psao+psbo*psbo)
Io=sqrt (iao*iao+ibo*ibo)
ir=sqrt (idr*idr+iqr*iqr)
epsdr=psd-psr
epsqr=psq
zero=0

```

```

END

```

```

MACRO RR

```

```

  syst R

```

```

  store ia[R] ib[R]

```

```

  store w[R] i[R] ua[r] U[R]-add

```

```

  store iao[R] ibo[R]-add

```

```

  store Trq[R] Tl[R] Tlm[R] ewr[R]-add

```

```

  store Alf1o[R] Alf2o[R] Alf1r[R] Alf2r[R]-add

```

```

  store eiao[R] eibo[R] -add

```

```

  store psr[r] wr[r] dpsr[r] dwr[r]-add

```

```

  store epsr[r] eir[r] ir[r]-add

```

```

  store eidr[r] eiqr[r] id[r] iq[r]-add

```

```

  store Ud[r] Uq[r] idr[r] iqr[r]-add

```

```

  store dia[R] dib[R] -add

```

```

  store zero[r] ealf2n[r] epon[r]-add

```

```

  simu 0 4 1e-4

```

```

  split 3 2

```

```

  ashow wr

```

```

  ashow ewr

```

```

  ashow alf1o alf1r zero

```

```

  ashow psr

```

```

  ashow eiao

```

```

  ashow alf2o alf2r zero

```

```

END

```

Моделююча програма для дослідження робастності алгоритма [122]. Моделююче середовище Simnon 3.0.

CONTINUOUS SYSTEM R

STATE ia ib psa psb
 STATE w Tlo eps0 xd xq
 STATE iao ibo alf2o
 STATE wr2 psr2 ido
 STATE psao psbo

DER dia dib dpsa dpsb
 DER dw dTlo deps0 dxq dxq
 DER diao dibo dalf2o
 DER dwr2 dpsr2 dido
 DER dpsao dpsbo

TIME t

"Параметри наблюдателя

gmr=1
 alf1i=1.3*alf1
 k2i=25

"Параметри R-IFOC

ki=1000
 kii=ki*ki/4
 kw=150
 kwi=kw*kw/4
 kk1=700
 gm5r=0.1
 gm6r=0.1

"Начальные условия наблюдателя

alf1o:100 "Вариация сопротивления статора
 alf2o:11.6 "5.8 "Вариация сопротивления ротора
 "Имитация нагрева машины

q1=1
 q2=1
 R1r=R1*q1
 R2r=R2*q2
 Alf1r=Alf1*q1
 Alf2r=Alf2*q2

"Наблюдатель

```
diao=-alf1i*ia-alf2o*bet*Lm*ia+alf2o*bet*psao+iaoo
iaoo=bet*w*psbo+(1/sgm)*ua+k2i*eiao
dibo=-alf1i*ib-alf2o*bet*Lm*ib+alf2o*bet*psbo+iboo
iboo=-bet*w*psao+(1/sgm)*ub+k2i*eibo
```

```
dpsao=-alf2o*psao-w*psbo+alf2o*Lm*ia+psaoo
psaoo=-(1/bet)*(k2i-alf2o)*eiao-(1/bet)*w*eibo
dpsbo=-alf2o*psbo+w*psao+alf2o*Lm*ib+psboo
psboo=-(1/bet)*(k2i-alf2o)*eibo+(1/bet)*w*eiao
```

```
dalfo2o=gmr*Bet*(eiao*(psao-Lm*ia)+eibo*(psbo-Lm*ib))
```

"Блок формирования траекторий

```
psrmax=0.9
wrmax=5
triv_ps=0.01
uskor_ps=(psrmax-0.02)/(t2-t1-triv_ps)
rivok_ps=uskor_ps/triv_ps
psr2:0.02
```

```
trivka_w=0.01
uskor_w=wrmax/(t4-t3-trivka_w)
rivok_w=uskor_w/trivka_w
```

```
Trqrmax=5
tnarTrq=0.02
usk_Trq=Trqrmax/(tnarTrq)
```

```
t1=0
t2=0.25      "выход на номинальный поток
t3=0.6      "начало разгона
t4=0.7      "выход на установившуюся скорость
t5=1.2      "наброс момента
psir0=0.02  "остаточное намагничивание
```

"Задание потока

```
psr=psr2
dpsr=dpsr2
ddpsr=ddpsr2
```

```
dpsr2=dpsr2_0
dpsr2_0=if t<t1 then 0 else dpsr2_1
```



```

dpsr2_1=if t<(t1+triv_ps) then rivok_ps*(t-t1) else
dpsr2_2
dpsr2_2=if t<(t2-triv_ps) then uskor_ps else dpsr2_3
dpsr2_3=if t<t2 then (-uskor_ps-rivok_ps*(t-t2-
triv_ps)) else 0

```

```

ddpsr2=ddpsr2_0
ddpsr2_0=if t<t1 then 0 else ddpsr2_1
ddpsr2_1=if t<(t1+triv_ps) then rivok_ps else ddpsr2_2
ddpsr2_2=if t<(t2-triv_ps) then 0 else ddpsr2_3
ddpsr2_3=if t<t2 then -rivok_ps else 0

```

"Задание скорости

```

wr=wr2
dwr=dwr2

```

```

dwr2=dwr2_0
dwr2_0=if t<t3 then 0 else dwr2_1
dwr2_1=if t<(t3+trivka_w) then rivok_w*(t-t3) else
dwr2_2
dwr2_2=if t<(t4-trivka_w) then uskor_w else dwr2_3
dwr2_3=if t<t4 then (-uskor_w-rivok_w*(t-t4-trivka_w))
else 0

```

```

ddwr=ddwr2_0
ddwr2_0=if t<t3 then 0 else ddwr2_1
ddwr2_1=if t<(t3+trivka_w) then rivok_w else ddwr2_2
ddwr2_2=if t<(t4-trivka_w) then 0 else ddwr2_3
ddwr2_3=if t<t4 then -rivok_w else 0

```

"Алгоритм управления

```

Ua=Ud*cos(eps0)-Uq*sin(eps0)
Ub=Ud*sin(eps0)+Uq*cos(eps0)

```

```

id=ia*cos(eps0)+ib*sin(eps0)
iq=-ia*sin(eps0)+ib*cos(eps0)

```

```

Ud=sgm*((alf1c+alf2c*Bet*Lm)*idr-w0*iq-
alf2c*Bet*psr+didr-ki*eidr-xd)
dxd=kii*eidr
Uq=sgm*((alf1c+alf2c*Bet*Lm)*iqr+w0*id+Bet*w*psr+diqr-
ki*eiqr-xq)
dxq=kii*eiqr

```

```
dido=-
(alf1c+alf2c*Bet*Lm)*ido+w0*iq+alf2c*Bet*psr+(1/sgm)*ud
+kk1*eido
```

```
eido=id-ido
deps0=np*w+alf2c*(Lm*iqr/psr)+(gm5r*Bet*w*eidr/psr)+(gm
6r*Bet*w*eido/psr)
w0=deps0
idr=(1/(alf2c*Lm))*(alf2c*psr+dpsr)
didr=Lm_1*(dpsr+((alf2c*ddpsr-
dalf2c*dpsr)/(alf2c*alf2c))
iqr=(1/(mu*psr))*(-kw*ewr+Tlo+dwr)
diqr=(1/(mu*psr))*(-kw*(-kw*ewr+mu*psr*eiqr)+dTlo+ddwr)
dTlo=-kwi*ewr
```

"Выбор режима: Автономный режим Адаптивный режим		
alf1c=alf1	"alf1c=alf1	"alf1c=alf1o
alf2c=alf2	"alf2c=alf2	"alf2c=alf2o
dalf2c=0	"dalf2c=0	"dalf2c=dTet2o

```
Lm_1=1/Lm
psd=psa*cos(eps0)+psb*sin(eps0)
psq=-psa*sin(eps0)+psb*cos(eps0)
```

"Ошибки

```
ei=i-io
eiao=ia-iao
eibo=ib-ibo
eidr=id-idr
eiqr=iq-iqr
ewr=w-wr
eir=i-ir
epsr=ps-psr
t1m=100*t1
ealf2=alf2-alf2o
ealf2n=ealf2/alf2
epso=Ps-Pso
epson=epso/0.9
```

"Параметры модели

```
R1=11
R2=5.51
J=0.0036
L1=0.95
L2=0.95
```

```

Lm=0.91
pn=1
np=1

alf1=R1/sgm
alf2=R2/L2
sgm=L1-Lm*Lm/L2
bet=Lm/(sgm*L2)
mu=1.5*Lm/(L2*J)
sgm_1=1/sgm

                                "Профиль момента нагрузки
Tl=if t<t5 then 0 else 2.5

                                "Модель
dia=- (q1*R1) * (1/sgm) *ia+ (1/sgm) *ua+ (q2*R2) * (bet/L2) *psa+iaaa
iaaa=bet*w*psb- (q2*R2) * (bet*Lm/L2) *ia
dib=- (q1*R1) * (1/sgm) *ib+ (1/sgm) *ub+ (q2*R2) * (bet/L2) *psb+ibbb
ibbb=-bet*w*psa- (q2*R2) * (bet*Lm/L2) *ib

dpsa=- (q2*R2) * (1/L2) *psa-w*psb+ (q2*R2) * (Lm/L2) *ia
dpsb=- (q2*R2) * (1/L2) *psb+w*psa+ (q2*R2) * (Lm/L2) *ib

dw=mu* (psa*ib-psb*ia) -Tl/J
Trq= (Lm/L2) * (psa*ib-psb*ia)
w:0

                                "Вспомогательные переменные
I=sqrt (ia*ia+ib*ib)
U=sqrt (ua*ua+ub*ub)
Ps=sqrt (psa*psa+psb*psb)
Pso=sqrt (psao*psao+psbo*psbo)
Io=sqrt (iao*iao+ibo*ibo)
ir=sqrt (idr*idr+iqr*iqr)
epsdr=psd-psr
epsqr=psq
zero=0

END

MACRO RR
syst R

store ia[R] ib[R]
store w[R] i[R] ua[r] U[R]-add

```

```
store iao[R] ibo[R]-add
store Trq[R] Tl[R] Tlm[R] ewr[R]-add
store Alf1o[R] Alf2o[R] Alf1r[R] Alf2r[R]-add
store eiao[R] eibo[R] -add
store psr[r] wr[r] dpsr[r] dwr[r]-add
store epsr[r] eir[r] ir[r]-add
store eidr[r] eiqr[r] id[r] iq[r]-add
store Ud[r] Uq[r] idr[r] iqr[r]-add
store dia[R] dib[R] -add
store zero[r] ealf2n[r] epon[r]-add
```

```
simu 0 4 1e-4
```

```
split 3 2
ashow wr
ashow ewr
ashow alf1o alf1r zero
```

```
ashow psr
ashow eiao
ashow alf2o alf2r zero
```

```
END
```

Додаток Е
Акти впровадження

Е.1. Акт про використання результатів дисертаційної роботи у розробці електромеханічних систем тягового призначення для перспективних моделей тролейбусів та трамвайних вагонів на ДП “НДКТІ МГ”.

Е.2. Акт про використання результатів дисертаційної роботи в навчальному процесі кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу НТУУ «КПІ».

ЗАТВЕРДЖУЮ:
 Директор
 Державного підприємства
 «Науково-дослідний та
 конструкторсько-технологічний
 інститут міського господарства»
 (ДП «НДКТІ МГ»)
 В.А. Кравченко
 « 11 » листопада 2015 р.



АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи Коноплінського М.А.,
 поданої на здобуття вченого ступеня кандидата технічних наук за
 спеціальністю 05.09.03 «Електротехнічні комплекси та системи»

Комісія у складі: радника директора з міського електротранспорту ДП «НДКТІ МГ» к.т.н. – Збарського Л.В., доцента кафедри АЕМС-ЕП, НТУ «КПІ» к.т.н. – Ковбаси С. М., склали цей акт про те, що алгоритми векторного керування асинхронними двигунами з властивостями адаптації до варіацій активних опорів статорного і роторного кіл, які розроблені аспірантом кафедри АЕМС-ЕП НТУ «КПІ» Коноплінським М.А., прийняті до впровадження в електромеханічних системах тягового призначення для перспективних моделей тролейбусів та трамвайних вагонів.

Розроблені алгоритми векторного керування володіють властивостями адаптації до варіацій активних опорів статора і ротора, внаслідок чого забезпечуються високі показники якості регулювання механічних координат та підвищену енергетичну ефективність процесу електромеханічного перетворення енергії в типових експлуатаційних режимах роботи електричного транспорту.

Радник директора з міського електротранспорту
 ДП «НДКТІ МГ» к.т.н.
 Доцент кафедри АЕМС-ЕП, НТУ «КПІ» к.т.н., доц.

Збарський Л.В.
 Ковбаса С.М.

ЗАТВЕРДЖУЮ
 Декан факультету
 електроенерготехніки та автоматики
 Національного технічного
 університету України
 “Київський політехнічний інститут”
 доктор технічних наук, професор
 О.С. Яндульський
 листопада 2015 р.


АКТ

про впровадження в навчальний процес результатів дисертаційної роботи
 Коноплінського Максима Анатолійовича за темою “Адаптивне векторне
 керування асинхронними двигунами при варіаціях активних опорів статора
 та ротора”

Комісія у складі заступника завідувача кафедри АЕМС-ЕП з наукової роботи, к.т.н., доц. Ковбаси С.М., заступника завідувача кафедри АЕМС-ЕП з методичної роботи, к.т.н., доц. Бур'яна С.О., доцента кафедри АЕМС-ЕП, к.т.н., доц. Теряєва В.І. склала цей акт про використання у навчальному процесі кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу НТУУ «КПІ» при проведенні лекційних та практичних занять з дисципліни «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах», а також у дипломному проектуванні для студентів спеціальності 7.05070204 і 8.05070204 – «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод» таких результатів дисертаційної роботи Коноплінського М.А.:

- спостерігач потокозчеплення ротора асинхронного двигуна адаптивний до варіацій активних опорів статора та ротора (оновлено курс лекцій «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах»);
- алгоритм ідентифікації активних опорів статора і ротора асинхронного двигуна (оновлено курс лекцій «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах»);
- моделюючі програми для дослідження систем векторного керування асинхронним двигуном (при курсовому та дипломному проектуванні).

Голова комісії

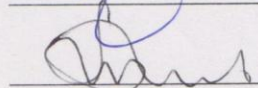


к.т.н., доц. Ковбаса С.М.

Члени комісії



к.т.н., доц. Бур'ян С.О.



к.т.н., доц. Теряєв В.І.