
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, Н. Д. Красношарпа

**НЕПРЯМЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ
АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ З
ВЛАСТИВОСТЯМИ РОБАСТНОСТІ ТА
АДАПТАЦІЇ ДО ЗМІН АКТИВНОГО ОПОРУ
РОТОРА**

Київ
2020

УДК 621.31

Друкується рішенням
Вченої Ради Національного технічного університету України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
Протокол № 9 від 09 листопада 2020 р.

Рецензенти: В. М. Михальський, член-кореспондент НАН України,
І. В. Волков, член-кореспондент НАН України,
В. П. Стяжкін, к.т.н., старший науковий співробітник.

Непряме векторне керування асинхронними двигунами з властивостями робастності та адаптації до змін активного опору ротора. Монографія / Пересада С. М., Ковбаса С. М., Красношапка Н. Д. – Київ, КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020, – 174 с.
ISBN 978-617-7894-21-5

У монографії представлено результати подальшого розвитку теорії систем векторного керування моментом і потоком асинхронних двигунів. Розвинуто метод синтезу алгоритмів непрямого векторного керування асинхронними двигунами, з використанням якого можливо з єдиних теоретичних позицій проводити синтез основних алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потоком асинхронних двигунів (стандартного непрямого векторного керування, керування на основі принципу пасивності, поліпшеного непрямого векторного керування), а також нового робастного непрямого векторного керування. Розроблено метод формування зворотних зв'язків адаптивних до варіацій активного опору ротора спостерігачів вектора потокозчеплення ротора, що дозволяють забезпечити локальну експоненційну стійкість для структури, що складається з типового спостерігача Вергезе та алгоритму ідентифікації Матсусе. Теоретично обґрунтовано правомірність застосування нелінійного принципу розділення для побудови адаптивних систем на основі синтезованих алгоритму робастного непрямого векторного керування та адаптивного спостерігача вектора потокозчеплення ротора. Розроблено аналітичний метод дослідження робастності алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потоком асинхронних двигунів до зміни активного опору ротора. Представлено результати досліджень розроблених структур векторного керування методом математичного моделювання та на експериментальних установках.

Для фахівців, які займаються розробкою і дослідженням електричних приводів, аспірантів і студентів відповідних спеціальностей.

В монографії представлені результати дальнішого розвитку теорії систем векторного управління моментом і потоком асинхронних двигателів. Розвит метод синтезу алгоритмів косвенного векторного управління асинхронними двигателями, с использованием которого возможно с единых теоретических позиций выполнять синтез основных алгоритмов косвенного векторного управления моментом и потоком асинхронных двигателей (стандартного косвенного векторного управления, управления на основе принципа пассивности, улучшенного косвенного управления), а также нового робастного косвенного векторного управления. Разработан метод формирования обратных связей адаптивных к вариациям активного сопротивления ротора наблюдателей вектора потокосцепления ротора, которые позволяют обеспечить локальную экспоненциальную устойчивость для структуры, состоящей из типового наблюдателя Вергезе и алгоритма идентификации Матсусе. Теоретически обоснована правомочность использования нелинейного принципа разделения для построения адаптивных систем на основе синтезированных алгоритма робастного косвенного векторного управления и адаптивного наблюдателя вектора потокосцепления ротора. Разработан аналитический метод исследования робастности алгоритмов косвенного векторного управления моментом и потокосцеплением асинхронных двигателей к изменениям активного сопротивления ротора. Представлены результаты исследований разработанных структур векторного управления методом математического моделирования и на экспериментальных установках.

Для специалистов, которые занимаются разработкой и исследованием электрических приводов, аспирантов и студентов соответствующих специальностей.

ISBN 978-617-7894-21-5

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

$(a-b)$	– позначення стаціонарної системи координат, яка зв’язана зі статором асинхронного двигуна;
$(d-q)$	– позначення системи координат, яка синхронно обертається;
θ	– кутове положення ротора;
ε_0	– кутове положення синхронної системи координат $(d-q)$ відносно нерухомої системи координат $(a-b)$;
ε_ψ	– кутове положення вектора потокозчеплення ротора відносно стаціонарної системи координат $(a-b)$;
ω_0	– кутова швидкість обертання системи координат $(d-q)$;
ω_2	– кутова швидкість ковзання;
ω	– кутова швидкість ротора;
ω^*	– задана кутова швидкість ротора;
$\tilde{\omega}$	– похибка відпрацювання кутової швидкості ротора;
M	– електромагнітний момент асинхронного двигуна;
M^*	– заданий момент двигуна;
\tilde{M}	– похибка відпрацювання моменту;
M_c	– момент навантаження;
$ \psi $	– модуль вектора потокозчеплення ротора;
$ \hat{\psi} $	– оцінене значення модуля вектора потокозчеплення ротора;
ψ^*	– задане значення модуля вектора потокозчеплення ротора;
$\tilde{\psi}$	– похибка відпрацювання модуля вектора потокозчеплення;
$\tilde{\tilde{\psi}}$	– похибка відпрацювання оціненого значення модуля вектора потокозчеплення;
\mathbf{i}_1	– вектор струму статора;
\mathbf{i}_2	– вектор струму ротора;
\mathbf{u}_1	– вектор напруги статора;
I_1	– модуль струму статора;
I_2	– модуль струму ротора;
P_a	– активна потужність;
ΔP	– втрати активної потужності;
$\ \bullet\ $	– Евклідова норма (\bullet) ;
i_{1a}, i_{1b}	– компоненти вектора струму статора в системі координат $(a-b)$;
i_{1d}, i_{1q}	– компоненти вектора струму статора в системі координат $(d-q)$;
u_{1a}, u_{1b}	– компоненти вектора напруги статора в системі координат $(a-b)$;
u_{1d}, u_{1q}	– компоненти вектора напруги статора в системі координат $(d-q)$;

Ψ_{2a}, Ψ_{2b}	– компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (a – b);
Ψ_{2d}, Ψ_{2q}	– компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (d – q);
R_1	– активний опір статора;
R_2	– активний опір ротора;
L_1	– індуктивність статора;
L_2	– індуктивність ротора;
L_m	– індуктивність намагнічуючого контуру;
J	– момент інерції;
АД	– асинхронний двигун;
ЕМС	– електромеханічна система;
ЕМ	– електрична машина;
DFOC	– стандартне пряме векторне керування;
IFOC	– стандартне непряме векторне керування;
I-IFOC	– покращене непряме векторне керування;
R-IFOC	– робастне покращене непряме векторне керування.

ВСТУП

Електромеханічні системи (ЕМС) автоматичного керування різних технологічних призначень споживають більше ніж половину генерованої в світі електричної енергії, перетворюючи її в механічну енергію за допомогою електроприводів різних типів. При цьому частка енергії, що перетворюється за допомогою електроприводів змінного струму, перевищує 90%, з яких більш як 80% належить асинхронним двигунам (АД). Значне поширення асинхронних двигунів зумовлене простотою їх конструкції, низькою вартістю, високою надійністю, а в останні десятиріччя значним розвитком теорії керування цим типом двигунів та засобів силової електроніки.

Постійне зростання загального рівня технологічного розвитку та вимог до якості і вартості продукції, а також стрімкий розвиток електромобільності, ставить перед світовими науковими школами нові задачі для подальшого підвищення якості керування, енергетичної ефективності та надійності електромеханічних систем.

Векторно-керовані асинхронні двигуни отримали широке розповсюдження в електромеханічних системах різних технологічних об'єктів з підвищеними вимогами до динамічних і статичних показників якості керування. До таких об'єктів, в першу чергу, відносяться системи керування рухом в металообробних верстатах, роботах, гнучкому автоматизованому виробництві, спецтехніці, прокатному виробництві та інших застосуваннях.

Проблема керування моментом та модулем вектора потокозчеплення АД являє собою складну нелінійну багатовимірну задачу при частковій вимірності вектора стану в умовах координатних і параметричних збурень, повного вирішення якої до цього часу не знайдено. Найпоширеніші системи непрямого векторного керування демонструють істотну чутливість до варіацій активного опору ротора, що призводить до зниження як показників якості керування, так і показників енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії.

Одним із способів подолання даної проблеми є застосування методів теорії робастних систем керування, які забезпечують відносно прості рішення при частковій компенсації дії обмежених варіацій параметрів, що змінюються. Недоліком цього способу є те, що ефективність компенсації залежить від режимів роботи електромеханічного об'єкта.

Альтернативним шляхом компенсації варіацій активного опору ротора є застосування підходів, що базуються на теорії адаптивних систем, коли досягається повна асимптотична компенсація варіацій активного опору ротора без обмежень на діапазон його змін та режими роботи АД. Недоліком адаптивних систем є їх складність.

Гнучке поєднання переваг робастних і адаптивних систем може розглядатися як перспективний шлях вирішення даної проблеми. Саме тому, розробка

методів синтезу і аналізу систем векторного керування моментом та потокозчепленням АД, робастних і адаптивних по відношенню до варіацій активного опору роторного кола, а також простих з точки зору їх практичної реалізації, є актуальною науковою задачею.

Метою роботи є розвиток методів синтезу та аналізу систем непрямого векторного керування асинхронними двигунами, спрямований на підвищення динамічних властивостей і показників енергетичної ефективності електромеханічних систем за рахунок надання їм властивостей робастності та адаптації по відношенню до варіацій активного опору роторного кола.

Для досягнення поставленої мети вирішувалися такі основні завдання:

1. Розвиток методу синтезу алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потокозчепленням АД, що ґрунтується на концепції формування результуючих рівнянь динаміки похибок відпрацювання у формі декомпозиції вихідної моделі АД на дві зв'язані підсистеми, властивості яких забезпечують підвищення робастності по відношенню до варіацій активного опору роторного кола.

2. Теоретичне обґрунтування і дослідження робастності існуючих алгоритмів непрямого векторного керування моментом та потоком АД, в тому числі стандартного непрямого векторного керування (W. Leonhard), керування на основі принципу пасивності (R. Ortega, S. Peresada), поліпшеного векторного керування (S. Peresada), а також нового, розробленого в роботі, робастного векторного керування.

3. Синтез та дослідження адаптивного до варіацій активного опору ротора асимптотичного спостерігача вектора потокозчеплення ротора, який є простішим за існуючі теоретично обґрунтовані.

4. Теоретичне обґрунтування можливості застосування нелінійного принципу розділення для побудови адаптивних систем векторного керування АД.

5. Створення комп'ютерних математичних моделей розроблених структур систем векторного керування АД і дослідження процесів в них з позицій робастності до параметричних збурень роторного кола.

6. Створення експериментальної установки і дослідження динамічних та енергетичних характеристик розроблених систем векторного керування асинхронним електроприводом.

В результаті виконання роботи отримала подальший розвиток теорія векторного керування АД і на цій основі вирішена актуальна науково-технічна задача розвитку методів синтезу, теоретичного та практичного дослідження нових алгоритмів векторного керування АД, які мають підвищені властивості робастності та адаптації по відношенню до варіацій активного опору ротора, що є суттєвим при створенні електромеханічних систем з високими динамічними властивостями і показниками енергетичної ефективності.

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ АЛГОРИТМІВ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

Системи векторно-керованих асинхронних електроприводів, які використовуються в широкому класі технологічних об'єктів, є одними з найбільш поширених електромеханічних систем (ЕМС). Це обумовлено перевагами використання асинхронних двигунів, таких як простота обслуговування, низька вартість і висока надійність, порівняно з ЕМС, в яких застосовуються електричні машини інших типів. З іншого боку ЕМС на основі АД складні, так як управління асинхронним двигуном являє собою складну нелінійну багатовимірну задачу, повне рішення якої на даний момент не знайдено, і є актуальним завданням для сучасної електромеханіки як з теоретичної, так і практичної точок зору.

1.1 Методи сучасної теорії автоматичного керування, використовувани в ЕМС

В 1970-80-ті роки були сформульовані проблеми керування АД, як класу нелінійних об'єктів, однак сучасна нелінійна теорія керування знаходилась тільки на стадії формування.

Перші системи векторного керування машинами змінного струму, що впроваджені в серійних виробках, були створені без глибокого теоретичного обґрунтування в спрощеному вигляді на основі розуміння фізики процесів електромеханічного перетворення енергії.

Перша систематизація методів нелінійного керування в електромеханічних системах за період 1984-1994 років наведена в [1], де представлені методи керування різними електричними машинами (ЕМ), що мають обґрунтоване математичне формулювання проблеми і аналітичне доведення досягнення цілей керування. Автором продемонстрована принципова різниця між теоретично обґрунтованими і практичними алгоритмами, що забезпечуються працездатність але не гарантують досягнення цілей керування у всіх режимах і оптимальність отриманих результатів.

За останні десятиліття були розроблені наступні аналітичні методи аналізу і синтезу нелінійних систем:

- лінеаризація зворотним зв'язком [2];
- адаптивне і грубе (робастне) керування [3]–[13];
- розривне керування, включаючи клас систем зі змінною структурою [14]–[19];
- керування на основі принципу пасивності [20]–[23];
- керування по вимірюваному виходу (при частково вимірюваному векторі стану) [3]–[5], [26] та інші.

Аналогом керування з підпорядкованим регулюванням параметрів в області нелінійних систем є метод синтезу, що отримав назву "зворотна покрокова процедура проектування", який був розроблений П. Кокотовичем у 1991 році

[27]. Другий новий загальнотеоретичний підхід до проектування систем керування на основі АД з короткозамкненим ротором, вперше запропонований у фундаментальних працях Р. Ортеги [20], [23], що отримав назву "керування в ЕМС з використанням принципу пасивності", див. також роботи [24], [25]. Цей підхід передбачає формування енергії замкнутої системи в такому бажаному вигляді, який гарантує асимптотичне відпрацювання траєкторій моменту і потоку АД. В монографії [28] представлені рішення класу задач нелінійного керування, що ґрунтуються на використанні другого метода Ляпунова для синтезу алгоритмів векторного керування в поєднанні з зворотною покроковою задачею проектування. В [29], [30] дані рішення задач керування на основі лінеаризації зворотним зв'язком, в яких знайшли застосування методи диференційної геометрії. Загальнотеоретичні підходи по застосуванні різних керувань в ЕМС наведені в [36]–[40]. В [46] міститься систематизація рішень задач оцінювання параметрів і діагностики АД. Рішення задач бездавачевого керування і прямого керування моментом наведені в [47]–[48]. Розширені огляди проблематики створення систем бездавачевого керування також наведено в [49]–[51].

1.2 Класичне векторне керування АД

Векторні методи керування в теперішній час розглядаються як основні для керування асинхронним двигуном, який є нелінійним багатовимірним об'єктом [53] – [57]. Особливість математичних моделей ЕМ змінного струму полягає в тому, що вони мають шостий порядок і в правій частині диференціальних рівнянь залежать від кутового положення ротора, якщо модель представлена в фізичних змінних статора і ротора. Якщо в АД є короткозамкнені обмотки на роторі, то виміряти можливо лише частину змінних стану, тому в даному випадку розглядається задача керування по вимірюваному виходу. Для рішення цієї проблеми в системах з лінійними об'єктами, відповідно до принципу розділення, не вимірювана частина змінних стану замінюється на їх оцінені значення за допомогою асимптотичного спостерігача [26]. В нелінійних системах принцип розділення потребує доведення стійкості для кожної зі структур алгоритмів керування і спостерігачів. Додатково необхідно отримати робастність рішення, у зв'язку з дією параметричних збурень моделі ЕМ, що викликані варіацією опорів обмоток при їх нагріві.

Метод частотного керування, вперше запропонований для керування кутовою швидкістю АД в [58]. Амплітуда і кутова частота вектора напруги статора є компонентами двовірного скалярного керування. В технічній літературі [54], [56], [59], [60] – [68] наведено достатньо детальний опис частотного керування. Метод частотного керування не дозволяє забезпечити асимптотичне керування моментом і потоком навіть в усталеному режимі, а також отримати динамічну поведінку цих змінних з заданими динамічними показниками, так як ґрунтується на розгляді квазі-усталених режимів роботи АД [58].

При векторному керуванні здійснюється керування амплітудою і просторовим положенням вектора напруги статора, завдяки чому можливе незалежне

керування механічними координатами і модулем потокозчеплення АД. Узагальнення результатів досліджень в області створення і практичного впровадження систем векторного керування АД дані в [56], [60] – [64], [69] – [76].

Теорія класичного векторного керування АД ґрунтується на припущенні про струмове керування обмотками статора, що досягається шляхом використання замкнених контурів регулювання струму, що мають ПІ-регулятори струму з "великим" коефіцієнтом підсилення. В цьому випадку, задача керування пониженого порядку в полеорієнтованій системі координат структурно схожа з задачею керування ДПС з незалежним збудженням, оскільки передбачається, що досягаються умови ідеальної орієнтації по вектору потокозчеплення. Такий підхід дозволяє сформулювати принципи векторного керування, не вимагаючи при цьому спеціальних знань в області сучасної нелінійної теорії керування, однак і не враховує в повному об'ємі особливості АД як нелінійного об'єкта.

Векторно-керовані асинхронні електроприводи виконуються на основі типових структур прямого (Direct Field Oriented Control – DFOC) і непрямого векторного керування (Indirect Field Oriented Control – IFOC) [60], [61], що в теперішній час визначаються як стандартні або класичні. Опис технології побудови таких систем керування АД, що вперше почали впроваджуватися в серійне виробництво в середині 1980-х, наведено в [60] – [64], [69] – [79]. На рис. 1.1 і рис. 1.2 наведені типові структури систем стандартного прямого і непрямого векторного керування, конфігурація яких включає перетворення змінних АД в полеорієнтовану систему координат (d-q).

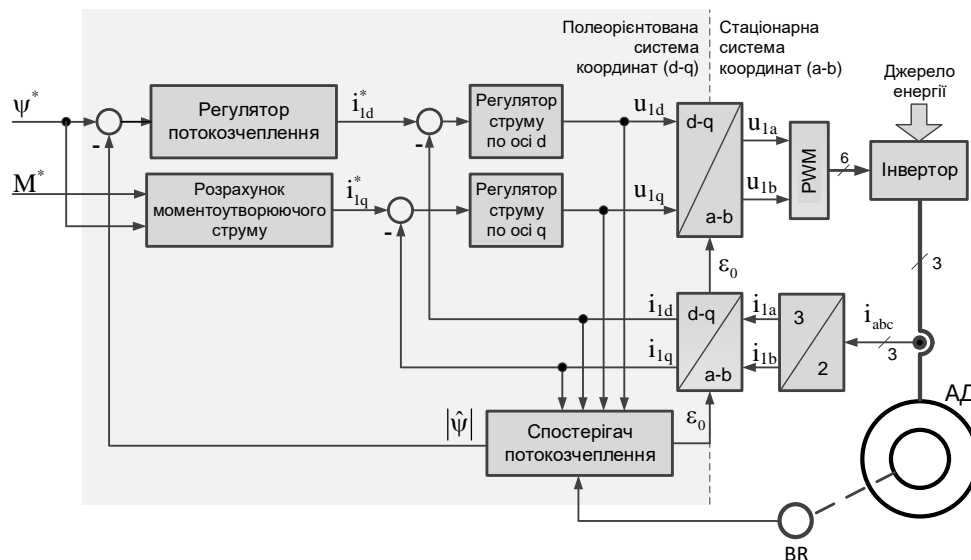


Рис. 1.1. Структурна схема системи стандартного прямого векторного керування АД

Орієнтація системи координат (d-q) задається або за допомогою спостерегача вектора потокозчеплення ротора, виходами якого є оцінені кутове положення ε_0 і модуль вектора потокозчеплення ротора $|\hat{\psi}|$ у випадку прямого векторного керування, або формування заданого кутового положення ε_0 системи координат (d-q) в функції заданого ковзання при непрямому векторному керуванні.

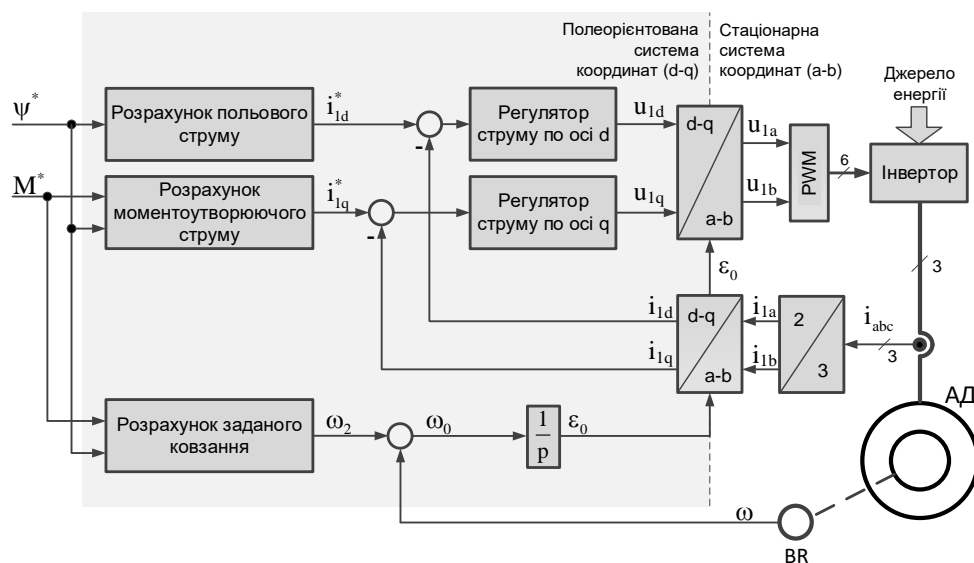


Рис. 1.2 – Структурна схема системи стандартного непрямого векторного керування АД

В моделі АД формування керуючих дій (u_{1d}, u_{1q}) по осям d і q відбувається за допомогою ПІ регуляторів струму, для яких задані значення моментної та польової i_{1d}^* компоненти струму статора є промасштабованими завданнями по моменту (q-вісь) і потоку (d-вісь). На практиці, незважаючи на відсутність строгого теоретичного обґрунтування, електромеханічні системи на основі АД з векторним керуванням першого покоління демонстрували показники якості, що наближалися до таких, що досягаються у високодинамічних синхронних електроприводах [73].

1.3 Векторне керування на основі сучасної теорії керування

В [80] – [83] з використанням методів диференційної геометрії, вперше проведено дослідження властивостей керуваності для стандартної моделі АД, в результаті чого встановлено її основу властивість часткової лінеаризації зворотним зв'язком. Показано, що керування АД з досягненням умов орієнтації по полю може здійснюватися в будь-якій системі координат. Лінеаризація і декомпозиція вихідної нелінійної моделі АД на електромеханічну і електромагнітну

підсистеми можлива за рахунок дії регулятора, який лінеаризує зворотним зв'язком по повному вектору стану. Результати синтезу лінеаризуючих керувань АД, а також їх загальні рішення при орієнтації по вектору потокозчеплення ротора (статора), а також в стаціонарній системі координат статора наведені в [84]. Для конструювання значної кількості алгоритмів керування АД наведені варіанти лінеаризуючих регуляторів є базовими. В [83] аналітично показано, що якщо виконуються умови струмового керування статором [85], то класичне векторне керування з орієнтацією по вектору потокозчеплення ротора представляє собою спрощений варіант лінеаризуючого. Концепція динамічної лінеаризації зворотним зв'язком, яка не отримала подальшого розвитку зважаючи на високу складність отриманих рішень, представлена в [29], [86] – [88]. Еквівалентна структура об'єкта керування механічними координатами і модулем вектора потокозчеплення (статора або ротора), що може бути отримана завдяки використанню лінеаризуючих регуляторів [80] – [83], [85] – [88], є лінійною і розв'язаною відносно регульованих виходів і нових керуючих дій, тому для їх синтезу можливо використання методів теорії лінійних систем. В той час рішення [80] – [83], [86] – [88] не можуть бути реалізовані на практиці, оскільки потребують вимірюваності повного вектора стану, однак вони сформулювали концептуальну лінію отримання "ідеального" керування, що стало основою для синтезу реальних нелінійних керувань по вимірюваному виходу.

Для реалізації розв'язуючого перетворення координат в структурі лінеаризуючого алгоритму необхідно вимірювання повного вектора стану моделі АД, включаючи інформацію про вектор потокозчеплення ротора або статора. Рішенням проблеми став синтез нелінійних асимптотичних спостерігачів і оцінювачів вектора потокозчеплення, оцінки якого використовувались в алгоритмі керування замість реальних значень. Узагальнені результати, що ґрунтовані на загальній теорії спостерігачів Люенбергера [26], наведені в [89] – [98]. Використання асимптотичних спостерігачів потоку в системах векторного керування АД, що ґрунтуються на використанні принципу розділення, концептуально схоже з лінійними системами. Передбачається, що процес оцінювання компонент вектора потокозчеплення завершився і значення реальні і оцінені співпадають. Такі рішення не відрізняються від ідеалізованих алгоритмів, що використовують повний вектор стану, тому їх відносять до прямого векторного керування (DFOC). Якщо розглядати непряме векторне керування (IFOC), то в цьому випадку передбачається збіг заданого просторового положення системи координат ($d-q$) і напрямку вектора потокозчеплення ротора, вважається також, що його модуль ψ^* дорівнює заданому значенню (див. рис. 1.2).

Використання принципу розділення в стандартних системах векторного керування наведено в [60] – [64], [69] – [76]. Використання даних рішень на практиці в значній кількості асинхронних двигунів, що випускаються серійно, в яких використовувалось як пряме так і непряме орієнтування по вектору потокозчеплення ротора, підтвердило їх технічну правочинність.

Асимптотична стійкість стандартних алгоритмів при струмовому керуванні вперше теоретично доведена в [99] – [102], а для випадку повного порядку в [103], [104], набагато пізніше почала їх впровадження в серійних приводах.

Вперше теоретичні рішення задачі векторного керування АД наведені в [105], [106]. В [107] вперше дано математичне доведення рішення для випадку вимірювання моменту навантаження. Перше рішення для випадку струмового керування АД при невідомому моменті навантаження, що гарантує відслідковування заданих траєкторій кутової швидкості і потоку, наведено в [108]–[111]. Отримані результати підтверджені експериментально в [112]. Важливі результати отримані в [113]–[117] при реалізації непрямого векторного керування АД [103] з використанням принципу пасивності.

Зворотна покрокова процедура синтезу [3], [27] використана в [102], [118], [119]. Загальнотеоретичні рішення [118], [119], а також інші публікації цих авторів узагальнені в [28]. Результат в [102] розповсюджує рішення, що отримано для струмового керування [109], на випадок формування керуючих напруг. Представлена методика налаштування параметрів контролера для специфікації показників якості керування, концептуально схожа з системами підпорядкованого регулювання. В даній роботі також наведені результати експериментальних досліджень, що доводять можливість отримання динамічної точності відпрацювання кутової швидкості на порядок вище, що отримується в стандартних системах. Використання прямого метода Ляпунова з формуванням глобальної функції для всієї системи можна застосовувати для синтезу алгоритмів, наведених в [28], [102], [118], [119]. Алгоритми, що отримані з використанням такого підходу, є достатньо складними та гарантують лише асимптотичну стійкість, але не експоненційну і не дозволяють розв'язати процеси регулювання вихідних координат.

1.4 Робастність систем векторного керування АД

В системах з повністю вимірюваним вектором стану робастність по відношенню до параметричних і координатних збурень можливо забезпечити за рахунок формування алгоритму робастного керування [3]– [5], у випадку ж часткового вимірювання вектора стану робастність отриманого рішення є принциповою, так як досягнути її при регулюванні невимірюваних координат достатньо складно. Зміна активних опорів статора, а особливо ротора, є основними параметричними збуреннями в системах векторного керування АД. Дані збурення можуть призводити до порушення асимптотичності відпрацювання координат, а в деяких випадках навіть до втрати стійкості. Під впливом цих збурень відбувається деградація динамічних і статичних показників якості керування механічними координатами і модулем поточкозчеплення, а також зниження енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії [120].

При синтезі контролера з властивістю робастності [121] була використана теорія систем з "великим" коефіцієнтом підсилення. Деякі узагальнення по застосуванні нелінійного принципу розділення наведені в [122]. Використовуючи теоретичний результат [122], в серії робіт [123] – [127] було отримано нові алгоритми, що дозволяють вирішити задачу керування, аналогічну розглянутій в [102]. При цьому одночасно досягаються властивості робастності по відношенню невизначеності, асимптотичної лінеаризації підсистеми регулювання кутової швидкості і магнітного потоку, а також асимптотичної декомпозиції підсистем кутової швидкості і магнітного потоку. Ці властивості раніше могли бути отримані лише в алгоритмах з повністю вимірюваним вектором простору стану [83], [105].

Основи теорії керування електромеханічним перетворенням енергії в асинхронному електроприводі було закладено при синтезі алгоритмів векторного керування АД по вимірюваному виходу [102], [105], [107], [108], [109], [112], [114], [116], [118], [119], [121], [122], [128]. Вони довели працездатність технічних рішень і суттєво вдосконалили їх.

Робастність системи прямого векторного керування, що побудована на основі принципу розділення, визначається робастністю спостерігача магнітного потоку повного або пониженого порядку [91] – [94], [129]–[133]. У випадку стандартного непрямого векторного керування, що є розімкнутим по відношенню до регулювання вектора потокозчеплення ротора, робастність по відношенню зміни активного опору ротора визначається виключно параметрами роторного кола АД [134]–[136].

Велика кількість досліджень присвячена питанням підвищення робастності спостерігачів вектора потокозчеплення ротора АД. Найбільш вагомі результати, що отримані з використанням загальної теорії спостерігачів, наведені в [3], [4], [26], [91]–[94], [96], [98] [131]–[133]. Рішення, що ґрунтуються на спостерігачах в класі систем зі змінною структурою [16], [19], наведені в [137]–[139]. Використання методів штучного інтелекту розглянуто в [140], [141].

Стійкість систем непрямого векторного керування є робастною по відношенню до зміни активного опору роторного кола, що показано в [142] – [145]. Однак при значному відхиленні від номінального значення, в системі можливо виникнення режиму біфуркацій, і навіть втрата стійкості. Дані теоретичні висновки підтвержені експериментально в [112], [136].

До параметричних збурень відносять також варіації індуктивностей статора, ротора і намагнічування в наслідок насичення магнітної системи АД. Зміна цих параметрів обмежена в нормальних режимах роботи АД, оскільки модуль вектора потокозчеплення регулюється тільки в сторону зменшення від його номінального значення. Для спеціальних ЕМ, що спроектовані для задач частотного і векторного керування, прийнятно вважати, що номінальне значення потоку відповідає лінійній ділянці кривої намагнічування [60]. Врахування ефекту насичення магнітної системи АД призводить до ускладнення математичних моделей, що ускладнює їх використання для цілей керування [146],

[147]. Спрощені способи врахування насичення наведені в [148] – [150]. Питання підвищення робастності регулювання механічних координат АД по відношенню до помилок регулювання потоку розглянуті в [28], [151].

В [127] запропонований покращений алгоритм непрямого векторного керування АД (Improved Indirect Field Oriented Control – I-IFOC), який не потребує застосування спостерігача магнітного потоку. Робастність алгоритму досягається за рахунок надання властивостей глобальної експоненційної стійкості системі, а синтезована підсистема керування потоком АД містить від’ємний зворотний зв’язок у випадку ненульової кутової швидкості АД. Як показують експериментальні дослідження [103], покращений алгоритм непрямого векторного керування [127] дозволяє стабілізувати динамічні показники якості регулювання координат АД і в значній мірі запобігає збільшенню активних втрат при варіаціях активного опору роторного кола. Питання робастності керування потоком при кутової швидкості, рівній нулю, залишається відкритим.

Незважаючи на великий об’єм досліджень присвячених питанню підвищення властивостей робастності систем векторного керування АД, повного рішення цієї проблеми досі не знайдено. Важливі результати по зниженню чутливості по відношенню до варіації активного опору ротора отримані для рішень, що ґрунтуються на використанні принципу розділення, а для задач керування по вимірюваному виходу дана проблема тільки розроблюється.

1.5 Адаптація до варіацій активного опору статора і ротора

Теорія адаптивного керування лінійними об’єктами дає ряд загальних аналітичних рішень [10], [14], [152] – [155], що, конструктивні в проектуванні, однак у випадку нелінійних об’єктів мають обмежене застосування. Класичний підхід для синтезу адаптивних систем [152], який ґрунтується на критерії гіперстійкості, може бути застосований і для нелінійних об’єктів. Даний метод ґрунтується на доведенні строгої позитивної визначеності об’єкта керування, що для нелінійного випадку має ряд труднощів. Альтернативний підхід, такий як непряме адаптивне керування [3], допускає оновлювати параметри об’єкта в неадаптивному регуляторі, використовуючи значення параметрів, що оцінюються за допомогою алгоритму ідентифікації. При цьому можливо отримати локально стійкі рішення у випадку, коли алгоритм ідентифікації і неадаптивна система є експоненційно стійкі в ізолюваному стані.

Методи прямого адаптивного керування нелінійними об’єктами [3], [4], [7], [8] найбільш розроблені для випадку повного вимірювання вектора стану (див., наприклад, [156]) і знаходиться в стадії розвитку при його частковому вимірюванні. Дослідження [157] показують, що нелінійна модель АД має такі структурні властивості, що не дозволяють на основі застосування існуючих аналітичних методів отримати пряме рішення задачі адаптивного керування для випадку параметричної невизначеності роторного кола АД при частковому вимірюванні вектора стану. Це пояснюється складністю задачі, оскільки АД є не-

лінійним багатовимірним об'єктом керування з частково вимірюваним вектором стану, причому, змінні параметри роторного кола входять в праву частину диференціальних рівнянь, вихід яких не вимірюється. Для об'єктів керування цього класу загальна теорія нелінійного і адаптивного керування знаходиться тільки на стадії становлення.

Вивчення даної проблеми почалося з [158] і проводилося як в прикладному [159], [160], так і в теоретичному напрямках [112], [129]. Значна частина алгоритмів ідентифікації активного опору ротора і спостереження вектора потокозчеплення в умовах його невизначеності не мають строгого теоретичного обґрунтування, з іншої сторони ті, що теоретично доведені, як правило, дуже складні.

В [129], [161], [162], [163] вперше отримані алгоритми ідентифікації активного опору ротора з властивостями глобальної асимптотичної стійкості. Як показали експериментальні дослідження цих алгоритмів, представлені в [112], [129], адаптивний алгоритм забезпечує ефективну компенсацію варіацій активного опору ротора, що може змінюватися із-за нагріву до 100% свого номінального значення.

В [159], [160] К. Матсусе (К. Matsuse) запропонував адаптивний до варіацій активного опору ротора спостерігач вектора потокозчеплення, який є одним з найбільш цитованих в публікаціях даного напрямлення. Структурно спостерігач К. Матсусе складається зі стандартного спостерігача Вергезе [91] повного порядку і алгоритму ідентифікації невідомого опору ротора, який конструюється на основі спрощеного синтезу методом Ляпунова. Спостерігач [159], [160] демонструє працездатність, однак строгого доведення його асимптотичної стійкості досі немає. В порівнянні з першими загальнотеоретичними рішеннями [161], [162], [163], що гарантують глобальну асимптотичну стійкість, спостерігач К. Матсусе більш простий (п'ятий порядок в порівнянні з одинадцятим [162] і дев'ятим [163]) і містить меншу кількість коефіцієнтів налаштування. Відмітимо, що доведення асимптотичної стійкості для нелінійної системи має не тільки теоретичний інтерес, але гарантує умови, в яких система працездатна. В той час технічні рішення можуть бути працездатні в окремих режимах, але мають незадовільні показники і навіть бути нестійкими в інших, визначити які наперед неможливо.

Так, як і при проектуванні неадаптивних систем на основі спостерігачів, оцінені значення активного опору ротора можуть бути використані в алгоритмі векторного керування, який спроектований в припущенні про його відомість і незмінність. Отримана таким чином система непрямого адаптивного керування потенційно може володіти властивістю локальної асимптотичної стійкості, що підтверджують результати досліджень [112], однак дане положення потребує доведення.

Алгоритми прямого адаптивного векторного керування, що синтезовані на основі доведення стійкості системи, вперше наведені в [119], [158], [164]. Адаптивний алгоритм [164] гарантує глобальне асимптотичне відпрацювання

заданих траєкторій кутової швидкості і потоку в умовах невідомого постійного моменту навантаження і невідомого опору роторного кола. Результати інтенсивних досліджень моделюванням і на експериментальній установці показали високі динамічні властивості адаптивного алгоритму.

Основним недоліком перших алгоритмів адаптивного керування АД [119], [158], [164], а також розроблених пізніше [165] є їх складність і чутливість до варіацій активного опору статора.

Для компенсації впливу варіацій опору статора може бути використана інформація про його значення, що отримується за допомогою термічної моделі статора. Алгоритми одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора дано в [166], [167].

Висновки по розділу

Виконаний аналітичний огляд показує, що існуючі алгоритми векторного керування не в повній мірі враховують вплив варіації активного опору ротора. Разом з тим зміна активного опору ротора АД призводить до суттєвої деградації показників якості керування і зниження енергоефективності процесу електро-механічного перетворення енергії. Існуючі алгоритми векторного керування або частково вирішують цю проблему в обмеженій області варіацій активного опору ротора, або повністю, але при цьому досить складні в практичній реалізації. Алгоритми непрямого векторного керування потенційно мають більші можливості щодо зниження чутливості до варіацій активного опору ротора. У той же час істотно розширити дані можливості дозволяє застосування комбінованої системи на базі непрямого векторного керування і адаптивних систем, що дасть можливість об'єднати переваги двох підходів.

Внаслідок цього синтез, дослідження і практична реалізація нових структур алгоритмів векторного керування АД, які будуть мати властивості робастності та адаптації до варіацій параметрів роторного кола, а також будуть простими в технічній реалізації, є актуальним завданням сучасної електромеханіки, що є метою даної роботи.

МЕТОДИ РОБАСТНОГО КЕРУВАННЯ КООРДИНАТАМИ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ОРІЄНТАЦІЄЮ ЗА ВЕКТОРОМ ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ РОТОРА

Задача керування моментом і потокозчеплення асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором, який представляє собою нелінійний багатовимірний об'єкт керування з частково-вимірюваним вектором стану, є однією з найбільш складних задач сучасної електромеханіки. Вирішенню цієї задачі в класі непрямого полеорієнтування присвячений цикл робіт [23], [84], [99], [100], [102], [103], [104], [109], [122], [123] - [128], [168] який відображає хід розвитку теорії векторного керування АД.

Метою даного розділу є розвиток методу синтезу алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потокозчеплення АД з орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора, який ґрунтується на концепції формування результуючих рівнянь динаміки похибок відпрацювання у формі декомпозиції вихідної моделі АД на дві зв'язані підсистеми [127]. Розроблений метод дозволяє:

- теоретично обґрунтувати алгоритм стандартного непрямого векторного керування АД (IFOC);
- синтезувати векторне керування, що ґрунтується на принципі пасивності [169]–[172], а також поліпшене векторне керування (I-IFOC) [104], [122]–[124], [126], [127], [173] - [176];
- синтезувати робастне непряме векторне керування (R-IFOC) [176] – [179].

2.1 Постановка задачі непрямого векторного керування моментом і потоком

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

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}), \\ \dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta \omega \psi_{2b} + \sigma^{-1} u_{1a}, \\ \dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta \omega \psi_{2a} + \sigma^{-1} u_{1b}, \\ \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}, \end{aligned} \quad (2.1)$$

де $(i_{1a}, i_{1b})^T, (u_{1a}, u_{1b})^T, (\psi_{2a}, \psi_{2b})^T$ – компоненти векторів струму статора, напруги статора, потокозчеплення ротора; M_c – момент навантаження; L_m – індуктивність намагнічування. Позитивні константи в (2.1), що задаються електричними параметрами АД, визначені в такий спосіб:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2}; \sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}; \beta = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_2}; \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m,$$

де R_1, R_2, L_1, L_2 – активні опори й індуктивності статора і ротора відповідно, J – повний момент інерції, одна пара полюсів прийнята без втрати загальності.

Розробку методів векторного керування зручніше виконувати в синхронній системі координат (d-q), що обертається з довільною кутовий швидкістю ω_0 . Після перетворення рівнянь моделі АД (2.1) в синхронну систему координат отримаємо:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}), \\ \dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\ \dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}, \\ \dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + (\omega_0 - \omega) \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\ \dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - (\omega_0 - \omega) \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q}, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \quad \varepsilon_0(0) = 0, \end{aligned} \quad (2.2)$$

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 – кутове положення системи координат (d-q) відносно нерухомої системи координат статора (a-b). Змінні в системі координат (d-q) пов'язані зі змінними в системі координат статора (a-b) перетворенням

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

Задача керування потоком і моментом АД полягає в регулюванні двох вихідних координат електричної машини: модуля вектора потокозчеплення ротора $|\psi_2| = (\psi_{2d}^2 + \psi_{2q}^2)^{\frac{1}{2}}$ і моменту M , які задані вектором $\mathbf{y}_1 = (|\psi_2|, M)^T$, за допомогою двомірного вектора напруги статора $\mathbf{u} = (u_{1d}, u_{1q})^T$, використовуючи для цього вектор вимірюваних змінних $\mathbf{y} = (\omega, i_{1d}, i_{1q})^T$.

Нехай вектор заданих траєкторій зміни модуля вектора потокозчеплення ротора і моменту визначений у вигляді

$$\mathbf{y}_1^* = (\psi^*, M^*)^T, \quad (2.4)$$

де M^* і $\psi^* > 0$ – задані обмежені функції, тоді вектор похибок відпрацювання запишеться

$$\tilde{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{y}_1 - \mathbf{y}_1^* \triangleq (\tilde{\psi}_2, \tilde{M})^T. \quad (2.5)$$

Припустимо, що для моделі АД (2.2) справедливі такі припущення:

А.1. Параметри АД відомі і постійні.

А.2. Кутова швидкість АД обмежена.

А.3. Задані траєкторії потоку $\psi^* > 0$ і моменту M^* обмежені та мають обмежені відомі похідні $\dot{\psi}^*$, \dot{M}^* .

За умови виконання цих припущень необхідно синтезувати нелінійний динамічний регулятор, що гарантує досягнення наступних цілей керування:

О.1. Глобальне асимптотичне відпрацювання заданого потоку-моменту, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0. \quad (2.6)$$

О.2. Асимптотичну розв'язку процесів керування вихідними координатами.

О.3. Асимптотичну лінеаризацію підсистеми керування моментом.

О.4. Грубість щодо варіації параметрів роторного кола.

2.2 Стандартний алгоритм регулювання моменту і модуля вектора потокозчеплення ротора

Метою цього підрозділу є теоретичне обґрунтування стандартного алгоритму непрямого векторного керування АД (IFOC). Для цього виконано реінтерпретацію керування IFOC [60] з позицій сучасної нелінійної теорії керування.

Нехай припущення А.1–А.3, прийняті в пункті 3.1.1, виконуються з $\psi^* = \text{const}$, $M^* = \text{const}$. Тоді, визначивши в (2.2) закон зміни керуючих впливів у вигляді

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 i_{1q} + v_d \\ \omega_0 i_{1d} + v_q \end{pmatrix}, \quad (2.7)$$

необхідно знайти нелінійний регулятор, що заданий перетворенням координат (1.8), а також (2.7) у вигляді

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \left[\sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 i_{1q} + v_d \\ \omega_0 i_{1d} + v_q \end{pmatrix} \right], \quad (2.8)$$

$$\begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = e^{-J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix}, \quad (2.9)$$

що гарантує локальне асимптотичне регулювання потоку-моменту відповідно до (2.6).

Підставивши (2.7) в (2.2), отримаємо модель АД у вигляді декомпозиції електромеханічна – електромагнітна підсистеми

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}), \quad (2.10)$$

$$\dot{i}_{1q} = -\gamma i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta \omega \psi_{2d} + v_q;$$

$$|\psi_2| = (\psi_{2d}^2 + \psi_{2q}^2)^{\frac{1}{2}},$$

$$\dot{i}_{1d} = -\gamma i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta \omega \psi_{2q} + v_d,$$

$$\dot{\psi}_{2d} = -\alpha \psi_{2d} + \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m \dot{i}_{1d}, \quad (2.11)$$

$$\dot{\psi}_{2q} = -\alpha \psi_{2q} - \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m \dot{i}_{1q},$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0,$$

де $\omega_2 = \alpha L_m \dot{i}_{1q} / |\psi_2|$ – частота ковзання.

Керуючі впливи v_d, v_q в електромеханічній та електромагнітній підсистемах (2.10), (2.11) служать для регулювання струмів i_{1d} та i_{1q} , а також вихідних координат M і $|\psi_2|$ в кожній з підсистем.

2.2.1 Підсистема потоку

Непряме орієнтування за вектором потокозчеплення ротора досягається формуванням динаміки системи координат (див. останнє рівняння в (2.2)) у вигляді

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{\psi}, \quad (2.12)$$

де ε_0 може розглядатися як задане значення для кутового положення вектора потокозчеплення ротора.

Рівняння (2.12), в умовах ідеального полеорієнтування, визначає задану динамічну поведінку кутового положення вектора потокозчеплення ротора відповідно до відомих рівнянь для синхронної швидкості поля АД $\omega_0 = \omega + \omega_2$. Грунтуючись на концепції непрямого полеорієнтування, ціль керування модулем вектора потокозчеплення ротора (перша умова в (2.6)) сформулюємо наступним чином. Введемо в розгляд похибки відпрацювання потокозчеплень

$$\begin{aligned}\tilde{\Psi}_{2d} &= \Psi_{2d} - \Psi^*, \\ \tilde{\Psi}_{2q} &= \Psi_{2q},\end{aligned}\tag{2.13}$$

тоді умова (2.6) досягається, якщо

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\Psi}_{2d}, \tilde{\Psi}_{2q}) = 0\tag{2.14}$$

Відмітимо, що $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\Psi}_{2q} = 0$ є умовою асимптотичного полеорієнтування за вектором потокозчеплення ротора, як це показано на рис. 2.1.

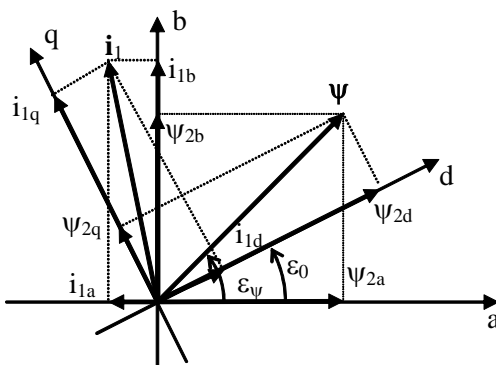


Рис. 2.1 – Розташування векторів АД в системах координат (a-b) і (d-q)

Використовуючи рівняння (2.13), з (2.11) отримаємо рівняння динаміки похибок відпрацювання потокозчеплень

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\Psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\Psi}_{2d} + (\omega_0 - \omega) \tilde{\Psi}_{2q} - \dot{\Psi}^* - \alpha \Psi^* + \alpha L_m \dot{i}_{1d} \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\Psi}_{2q} - (\omega_0 - \omega) \tilde{\Psi}_{2d} - (\omega_0 - \omega) \Psi^* + \alpha L_m \dot{i}_{1q}.\end{aligned}\tag{2.15}$$

Якщо розглядати випадок струмового керування АД, то алгоритм керування модулем вектора потоку в вигляді

$$i_{1d} = \Psi^* / L_m, \quad \Psi^* = \text{const},\tag{2.16}$$

забезпечує глобальне асимптотичне регулювання модуля вектора потокозчеплення ротора і асимптотичну орієнтацію за полем.

Підставивши (2.12) і (2.16) в (2.15), рівняння динаміки похибок регулювання потоку при струмовому керуванні набувають вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\Psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\Psi}_{2d} + (\omega_0 - \omega)\tilde{\Psi}_{2q} \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\Psi}_{2q} - (\omega_0 - \omega)\tilde{\Psi}_{2d}.\end{aligned}\quad (2.17)$$

Положення рівноваги $(\tilde{\Psi}_{2d}, \tilde{\Psi}_{2q})^T = 0$ є глобально експоненційно стійким, що слідує з розгляду функції Ляпунова

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{\Psi}_{2d}^2 + \tilde{\Psi}_{2q}^2), \quad (2.18)$$

похідна від якої в силу рівнянь (2.17) має вигляд

$$\dot{V} = -\alpha(\tilde{\Psi}_{2d}^2 + \tilde{\Psi}_{2q}^2) = -2\alpha V. \quad (2.19)$$

Відмітимо, що в разі початково знеструмленої машини $(\Psi_{2d}(0) = \Psi_{2q}(0) = 0)$ початкові умови в (2.17) виникають за рахунок $\psi^* > 0$, тобто $\tilde{\Psi}_{2d}(0) = -\psi^*(0)$, $\tilde{\Psi}_{2q}(0) = \Psi_{2q}(0) = 0$.

Оскільки ідеальні джерела струму не існують, то для апроксимації їх дії в системах з інверторами напруги, що живлять обмотки статора, організовують контури регулювання струму з пропорційно-інтегральними (ПІ) регуляторами струму, що мають "великі" коефіцієнти підсилення. При цьому вихід регулятора потоку (2.16) формує задане значення струму статора по осі d

$$i_{1d}^* = \frac{\Psi^*}{L_m}. \quad (2.20)$$

Визначивши похибку відпрацювання струму по осі d $\tilde{i}_{1d} = i_{1d} - i_{1d}^*$, рівняння (2.11) запишуться у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\Psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\Psi}_{2d} + (\omega_0 - \omega)\tilde{\Psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\Psi}_{2q} - (\omega_0 - \omega)\tilde{\Psi}_{2d}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -\gamma\tilde{i}_{1d} - \left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta\right) \frac{1}{L_m} \psi^* + \alpha\beta(\psi^* + \tilde{\Psi}_{2d}) + \beta\omega\tilde{\Psi}_{2q} + v_d.\end{aligned}\quad (2.21)$$

Регулятор струму ПІ типу описується наступними рівняннями:

$$\begin{aligned}v_d &= -k_{id1}\tilde{i}_{1d} + x_d, \\ \dot{x}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_{1d},\end{aligned}\quad (2.22)$$

де $k_{id1} > 0$ і $k_{ii} > 0$ коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму.

Підставивши (2.22) в (2.21), рівняння динаміки похибок відпрацювання струму набувають вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -(k_{id1} + \gamma)\tilde{i}_{1d} + \left(x_d - \frac{R_1}{\sigma} \frac{\psi^*}{L_m}\right) + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2d} + \beta\omega\tilde{\psi}_{2q}.\end{aligned}\quad (2.23)$$

Інтегральна складова x_d в останньому рівнянні (2.23) може розглядатися як оцінка постійного збурення $\frac{R_1}{\sigma} \frac{\psi^*}{L_m}$. Визначивши похибку оцінювання як

$\tilde{x}_d = x_d - \frac{R_1}{\sigma} \frac{\psi^*}{L_m}$, рівняння (2.21), (2.23) перепишуться наступним чином:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2d} + (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2q} - (\omega_0 - \omega)\tilde{\psi}_{2d}, \\ \dot{\tilde{x}}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id}\tilde{i}_{1d} + \tilde{x}_d + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2d} + \beta\omega\tilde{\psi}_{2q},\end{aligned}\quad (2.24)$$

де $k_{id} = k_{id1} + \gamma$.

Покажемо, що для будь якої обмеженої траєкторії зміни кутової швидкості $|\omega| < c_1 < \infty$ і заданого набору параметрів АД (α, β, γ) існують параметри налаштування регулятора струму $(k_{id}, k_{ii}) > 0$, такі, що система (2.24) є асимптотично стійкою, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{x}_d, \tilde{i}_{1d}) = 0. \quad (2.25)$$

Для доведення умови (2.25) розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2 + \gamma_1 \tilde{i}_{1d}^2 + \gamma_2 \tilde{x}_d^2), \quad (2.26)$$

похідна якої вздовж траєкторій (2.24) дорівнює

$$\dot{V} = -\alpha (\tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2) + (\alpha L_m + \gamma_1 \alpha \beta) \tilde{\psi}_{2d} \tilde{i}_{1d} + \gamma_1 \beta \omega \tilde{\psi}_{2q} \tilde{i}_{1d} - \gamma_1 k_{id} \tilde{i}_{1d}^2, \quad (2.27)$$

якщо $k_{ii} = \gamma_2^{-1} \gamma_1$.

Умова від'ємності \dot{V} в (2.27) знаходиться за правилом Сільвестра у вигляді

$$k_{id} > \frac{1}{2\alpha\gamma_1} \left[\alpha^2 (L_m + \gamma_1\beta)^2 + \gamma_1^2 \beta^2 \omega^2 \right]. \quad (2.28)$$

Тобто при виконанні умови (2.28) \dot{V} задовольняє оцінці

$$\dot{V} \leq -c \left(\tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2 + \tilde{i}_{1d}^2 \right), \quad c > 0 \quad (2.29)$$

і, отже, сигнали $(\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{x}_d, \tilde{i}_{1d})$ є обмеженими. За умови обмеженості кутової швидкості ω і ковзання $\omega_2 = \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{\psi^*}$, похідні $\dot{\tilde{\psi}}_{2d}, \dot{\tilde{\psi}}_{2q}, \dot{\tilde{x}}_d, \dot{\tilde{i}}_{1d}$ в (2.24) також є обмеженими. Оскільки в силу умови (2.29) маємо

$$\int_0^t \dot{V}(\tau) d\tau = V(0) - V(t) \leq V(0),$$

то пряме застосування леми Барбалат [8] дає умову (2.25).

Ґрунтуючись на цьому результаті, можуть бути отримані більш сильні умови стійкості положення рівноваги системи (2.24). Запишемо (2.24) у такій стандартній формі:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{21} &= \mathbf{A}_{21}(t) \mathbf{x}_{21} + \mathbf{\Gamma}^T \mathbf{z}, \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\lambda \mathbf{\Gamma} \mathbf{P} \mathbf{x}_{21}, \end{aligned} \quad (2.30)$$

де $\mathbf{x}_{21} = (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_{1d})^T$; $\mathbf{z} = \tilde{x}_d$; $\mathbf{\Gamma} = (0, 0, 1)$, $\mathbf{P} = \text{diag} \left(\frac{1}{2}, 1, \gamma_1 \right)$, $\lambda = 2 \frac{k_{ii}}{\gamma_1}$,

$$\mathbf{A}_{21}(t) = \begin{bmatrix} -\alpha & \omega_2 & \alpha L_m \\ -\omega_2 & -\alpha & 0 \\ \alpha\beta & \beta\omega & -k_{id} \end{bmatrix}.$$

Оскільки всі умови теореми А.2 (Додаток А) для системи (2.30) виконуються з $\mathbf{\Gamma} = \text{const}$, то положення рівноваги $(\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{x}_d, \tilde{i}_{1d}) = 0$ є експоненційно стійким. Тип стійкості при цьому напівглобальний, оскільки умова стійкості (2.28) залежить від зовнішнього параметра ω .

З умови (2.25) випливає, що алгоритм керування електромагнітною підсистемою, заданий (2.8), (2.9), (2.12), (2.20), (2.22), гарантує асимптотичне регулювання модуля вектора поточозчеплення ротора з одночасною асимптотичною орієнтацією по цьому вектору.

2.2.2 Підсистема моменту

З врахуванням (2.7), підсистема керування моментом (2.10) описується такими рівняннями:

$$\begin{aligned} M &= \mu_1 \psi^* i_{1q}^* + \mu_1 \left[\tilde{\psi}_{2d} (i_{1q}^* + \tilde{i}_{1q}) + \psi^* \tilde{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} (i_{1d}^* + \tilde{i}_{1d}) \right] \triangleq M^* + \tilde{M}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -\gamma \tilde{i}_{1q} - \gamma i_{1q}^* + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta \omega \tilde{\psi}_{2d} - \beta \omega \psi^* + v_q - \dot{i}_{1q}^*, \end{aligned} \quad (2.31)$$

де $\tilde{i}_{1q} = i_{1q} - i_{1q}^*$ – похибка відпрацювання струму по осі (q).

При розгляді стандартного алгоритму векторного керування моментом, додатково до припущення про обмеженість кутової швидкості, вводиться обмеження на величину прискорення $\dot{\omega}$. Вважається, що при розгляді процесів керування моментом припустимо приймати $\dot{\omega} = 0$, тобто процеси регулювання кутової швидкості набагато повільніші, ніж процеси регулювання моменту (струму i_q). З першого рівняння (2.31) алгоритм керування моментом буде

$$i_{1q}^* = \frac{M^*}{\mu_1 \psi^*}. \quad (2.32)$$

Алгоритм регулювання струму по осі q формується у вигляді ПІ регулятора

$$\begin{aligned} v_q &= -k_{iq1} \tilde{i}_{1q} + x_q, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_{1q}, \end{aligned} \quad (2.33)$$

де k_{iq1} , k_{ii} – коефіцієнти пропорційної і інтегральної компонент.

Підставивши (2.32), (2.33) в (2.31), отримаємо

$$\begin{aligned} \tilde{M} &= \mu_1 \left[\tilde{\psi}_d (i_{1q}^* + \tilde{i}_{1q}) + \psi^* \tilde{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} (i_{1d}^* + \tilde{i}_{1d}) \right], \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_{1q}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -k_{iq} \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta \omega \tilde{\psi}_{2d} - \gamma i_{1q}^* - \beta \omega \psi^* + x_q, \end{aligned} \quad (2.34)$$

де $k_{iq} = \gamma + k_{iq1}$.

Інтегральна компонента x_q в (2.34) може розглядатися як оцінка постійного збурення $(\gamma i_{1q}^* + \beta \omega \psi^*)$. Визначивши $\tilde{x}_q = x_q - (\gamma i_{1q}^* + \beta \omega \psi^*)$ як похибку оцінювання, останні два рівняння в (2.34) набувають вигляду (при $\dot{\omega} = 0, M^* = \text{const}, \psi^* = \text{const}$)

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_{1q}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -k_{iq}\tilde{i}_{1q} + x_q + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2q} - \beta\omega\tilde{\psi}_{2d}.\end{aligned}\tag{2.35}$$

Рівняння (2.35) і (2.24) представляються в стандартній формі

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{A}_1\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}(t)\mathbf{x}_2, \\ \dot{\mathbf{x}}_2 &= \mathbf{A}_2(t)\mathbf{x}_2,\end{aligned}\tag{2.36}$$

де $\mathbf{x}_1 = (\tilde{x}_q, \tilde{i}_{1q})^T$, $\mathbf{x}_2 = (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{x}_d, \tilde{i}_{1d})^T$,

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -k_{ii} \\ 1 & -k_{iq} \end{bmatrix}, \mathbf{B}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\beta\omega & \alpha\beta & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\alpha & \omega_2 & 0 & \alpha L_m \\ -\omega_2 & -\alpha & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -k_{ii} \\ \alpha\beta & \beta\omega & 1 & -k_{id} \end{bmatrix}.$$

Оскільки \mathbf{A}_1 є Гурвіцевою $\forall (k_{ii}, k_{iq}) > 0$, $\mathbf{B}(t)$ обмежена при $|\omega| < c < \infty$, положення рівноваги $\mathbf{x}_2 = 0$ є експоненційно стійким, то, відповідно до теореми А.1 (Додаток А), положення рівноваги $\mathbf{x}_1 = 0$ також є експоненційно стійким. При обмежених $\psi^* > 0$ і M^* струми i_{1q}^* та i_{1d}^* також обмежені, а, отже, похибка відпрацювання моменту $\tilde{M}(t)$ в (2.34) експоненційно згасає в нуль. Отже, цілі керування моментом і модулем вектора потокозчеплення ротора при асимптотичній орієнтації по полю АД досягаються при використанні нелінійного алгоритму керування, що складається з:

– компенсуючого регулятора

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} &= \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} \left[\boldsymbol{\sigma} \begin{pmatrix} -\omega_0 i_{1q} + v_d \\ \omega_0 i_{1d} + v_q \end{pmatrix} \right], \\ \begin{pmatrix} \dot{i}_{1d} \\ \dot{i}_{1q} \end{pmatrix} &= \mathbf{e}^{-J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \dot{i}_{1a} \\ \dot{i}_{1b} \end{pmatrix}; \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix};\end{aligned}\tag{2.37}$$

– регулятора модуля потоку

$$\begin{aligned}i_{1d}^* &= \psi^* / L_m, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*};\end{aligned}\tag{2.38}$$

– регулятора струму по осі d

$$\begin{aligned} v_d &= -k_{id1}\tilde{i}_{1d} + x_d, \\ \dot{x}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_{1d}; \end{aligned} \quad (2.39)$$

– регулятора моменту

$$i_{1q}^* = M^* / \mu_1 \psi^*; \quad (2.40)$$

– регулятора струму по осі q

$$\begin{aligned} v_q &= -k_{iq1}\tilde{i}_{1q} + x_q, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii}\tilde{i}_{1q}. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Структурна схема стандартного алгоритму непрямого векторного керування наведена на рис. 2.2.

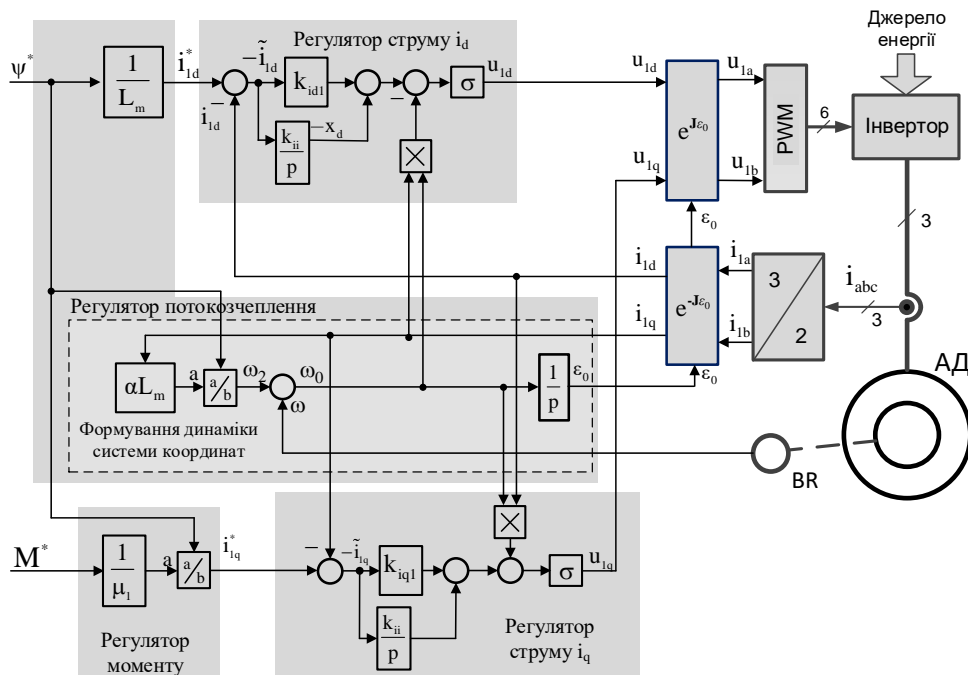


Рис. 2.2 – Структурна схема системи стандартного непрямого векторного керування АД

Повні рівняння динаміки похибок регулювання модуля вектора потокозчеплення і моменту задаються (2.24), (2.34) і мають вигляд

$$\tilde{\mathbf{y}}_1 = \begin{pmatrix} \tilde{\Psi} \\ \tilde{\mathbf{M}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \left[(\psi^* + \tilde{\Psi}_{2d})^2 + \tilde{\Psi}_{2q}^2 \right]^{\frac{1}{2}} - \psi^* \\ \mu_1 \left[\tilde{\Psi}_{2d} (\dot{i}_{1q}^* + \tilde{i}_{1q}) + \psi^* \tilde{i}_{1q} - \tilde{\Psi}_{2q} (\dot{i}_{1d}^* + \tilde{i}_{1d}) \right] \end{pmatrix}, \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_{1q}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -k_{iq} \tilde{i}_{1q} + x_q + \alpha\beta \tilde{\Psi}_{2q} - \beta\omega \tilde{\Psi}_{2d}, \end{aligned} \quad (2.43)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\Psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\Psi}_{2d} + (\omega_0 - \omega) \tilde{\Psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\Psi}_{2q} - (\omega_0 - \omega) \tilde{\Psi}_{2d}, \\ \dot{\tilde{x}}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} + \tilde{x}_d + \alpha\beta \tilde{\Psi}_{2d} + \beta\omega \tilde{\Psi}_{2q}. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Кутова швидкість в (2.43), (2.44) при розгляді задачі керування моментом визначається розв'язком рівнянь руху механічної частини

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} \left[(\mathbf{M}^* + \tilde{\mathbf{M}}) - M_c \right], \quad (2.45)$$

Параметрами налаштування алгоритму непрямого векторного керування (2.37) – (2.41) є значення пропорційних ($k_{id} = k_{iq} = k_p$) та інтегральних (k_{ii}) складових регуляторів струму при виконанні умови (2.28). Типове налаштування контурів регулювання струму, як лінійних систем другого порядку з характеристичним рівнянням $p^2 + k_p p + k_{ii} = 0$, передбачає виконання співвідношень

$$\begin{aligned} k_{ii} &= k_p^2 / 4 \quad \text{при } \xi = 1, \\ k_{ii} &= k_p^2 / 2 \quad \text{при } \xi = \sqrt{2} / 2, \end{aligned} \quad (2.46)$$

де $k_{ii} = \omega_0^2$, ω_0 – власна частота недемпфованих коливань; ξ – коефіцієнт демпфування коливальної ланки.

При збільшенні коефіцієнтів регуляторів струму відбувається перехід до струмового керування АД, коли $\dot{i}_{1d} = \dot{i}_{1d}^*$, $\dot{i}_{1q} = \dot{i}_{1q}^*$, тобто при $\tilde{i}_{1d} = \tilde{i}_{1q} = 0$. При цих умовах похибки регулювання моменту визначаються похибками регулювання компонент вектора потокозчеплення ротора $\tilde{\Psi}_{2d}$, $\tilde{\Psi}_{2q}$. Після їх згасання в нуль регулювання моменту, як слідує з (2.42), здійснюється без похибок.

Розглянутий стандартний алгоритм регулювання моменту і модуля вектора потокозчеплення ротора має властивість локальної експоненційної стійкості і забезпечує асимптотичну розв'язку процесів керування вихідними координатами в усталеному режимі. Асимптотичне регулювання потоку-моменту досягається у випадку, коли параметри АД відомі і постійні. Процеси керування моментом і потоком є взаємопов'язаними в динаміці.

2.3 Синтез алгоритмів відпрацювання моменту і потоку

Основною причиною високої чутливості стандартного алгоритму непрямого векторного керування (IFOC) [60] до варіацій активного опору роторного кола є його розімкнутість щодо похибок регулювання компонент вектора потокозчеплення ротора. Оскільки похибки регулювання струмів, відповідно до проведеного в [103] аналізу, можуть вважатися нульовими $\tilde{i}_{1d} = \tilde{i}_{1q} = 0$, то значення похибки регулювання моменту \tilde{M} в (2.34) визначається похибками регулювання компонент вектора потокозчеплення ротора.

В [123] – [127] автори запропонували поліпшене непряме векторне керування (I-IFOC), в якому електромагнітна підсистема (підсистема потоку) є замкнутою, що забезпечує підвищені властивості робастності порівняно з IFOC. У запропонованому методі підвищення робастності формується від'ємний зворотний зв'язок за похибкою регулювання польової компоненти струму статора \tilde{i}_d , що містить інформацію про похибки регулювання компонент вектора потокозчеплення ротора. Для організації такого зворотного зв'язку інтегральна компонента регулятора струму по осі (d) (2.39) вилучається, тобто допускається присутність похибки регулювання \tilde{i}_{1d} . В [103] показано, що I-IFOC має підвищені властивості робастності в порівнянні з IFOC при $\omega \neq 0$. Водночас при кутових швидкостях, близьких до нульової, знижується ефективність дії зворотного зв'язку по компоненті \tilde{i}_d на зменшення похибок регулювання потоку, а присутність її в (2.42) на практиці може призводити до збільшення похибок регулювання моменту.

Концептуальна лінія синтезу алгоритму I-IFOC ґрунтується на декомпозиції вихідної моделі АД на дві зв'язані підсистеми: електромеханічну і електромагнітну, структурні властивості яких, цілеспрямовано досягнуті в результаті синтезу, гарантують композитній системі глобальну експоненційну стійкість.

2.3.1 Структурна декомпозиція систем керування моментом, попередні пропозиції

В даному пункті показано, яким чином рішення для системи на основі IFOC може бути узагальнено для отримання сімейства рішень, з яких можливо вибрати такі, що володіють не тільки високими динамічними показниками, а й властивостями робастності до варіацій параметрів роторного кола [176] - [178].

Відповідно до постановки задачі керування моментом, сформульованої в підрозділі 2.1, необхідно синтезувати нелінійний динамічний регулятор, який буде гарантувати досягнення цілей керування О.1 – О.4.

Пропозиція 2.1. При виконанні припущень А.1 - А.3 існує нелінійний динамічний регулятор по вимірюваному виходу в формі

$$\dot{\epsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*} + \frac{\varphi_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*, \mathbf{z})}{\psi^*}, \quad (2.47)$$

$$\mathbf{u} = \varphi_2(\mathbf{y}, \omega_0, \mathbf{z}, \mathbf{y}_1^*, \dot{\mathbf{y}}_1^*, \ddot{\mathbf{y}}_1^*), \quad (2.48)$$

$$\dot{\mathbf{z}} = \varphi_3(\mathbf{y}, \omega_0, \mathbf{y}_1^*, \dot{\mathbf{y}}_1^*, \ddot{\mathbf{y}}_1^*),$$

який перетворює вихідну модель АД (2.2) в нелінійну систему, що складається з двох зв'язаних підсистем у вигляді

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1 = \mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{B}_1(t) \tilde{\mathbf{x}}_2, \quad (2.49)$$

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2 = \mathbf{A}_2(t, \tilde{\mathbf{x}}_1) \tilde{\mathbf{x}}_2, \quad (2.50)$$

з функцією виходу

$$\tilde{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{h}(t, \tilde{\mathbf{x}}_1, \tilde{\mathbf{x}}_2), \quad (2.51)$$

де $\tilde{\mathbf{x}}_1 \in \mathbb{R}^{n_1}$, $\tilde{\mathbf{x}}_2 \in \mathbb{R}^{n_2}$ – розширені вектори похибок відпрацювання координат підсистем моменту і потоку;

\mathbf{A}_1 , $\mathbf{B}_1(t)$, $\mathbf{A}_2(t, \tilde{\mathbf{x}}_1)$ – матриці відповідних розмірностей, неперервні по t і $\tilde{\mathbf{x}}_1$.

Пропозиція 2.2. В силу дії нелінійного контролера (2.47), (2.48) узагальнена структура двох взаємопов'язаних підсистем (2.49) – (2.51) має такі властивості:

1. Постійна матриця \mathbf{A}_1 є матрицею Гурвіца.

2. Положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}}_2 = 0$ є глобально експоненційно стійким $\forall \tilde{\mathbf{x}}_1 \in \mathbb{R}^{n_1}, \forall t \geq 0$.

3. $\|\mathbf{B}_1(t)\| \leq b_1 < \infty$.

4. Нелінійна функція $\mathbf{h}(t, \tilde{\mathbf{x}})$ така, що $\lim_{\tilde{\mathbf{x}} \rightarrow 0} \mathbf{h}(t, \tilde{\mathbf{x}}) = 0, \forall t \geq 0$,

$$\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{\mathbf{x}}_1^T, \tilde{\mathbf{x}}_2^T)^T.$$

Якщо умови 1-4 Пропозиції 2.2 виконуються, то, відповідно до теореми А.1 (Додаток А), положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}} = 0$ є глобально експоненційно стій-

ким, що впливає з структури композитної системи (2.49), (2.50), яка являє собою послідовне з'єднання двох експоненційно стійких підсистем за посередництвом обмеженої матриці $\mathbf{B}_1(t)$. Доведення Пропозицій 2.1 і 2.2 конструктивно дано синтезом алгоритму керування. Якщо умови Пропозицій 2.1 і 2.2 виконуються, тоді цілі керування О.1 - О.4 також досягаються.

Асимптотичне відпрацювання моменту і потокозчеплення О.1 безпосередньо впливає з властивості 4 Пропозиції 2.2. Цілі керування О.2-О.4 досягаються, оскільки:

а) якщо $\tilde{\mathbf{x}}_2(0) = 0$, то $\tilde{\mathbf{x}}_2(t) \equiv 0 \forall t \geq 0$ в силу умови 2 Пропозиції 2.2, тому номінальна динаміка $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1 = \mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{x}}_1$ лінійна;

б) якщо $\tilde{\mathbf{x}}_2(0) \neq 0$, тоді система (2.49) може розглядатися як лінійна з експоненційно згасаючим збуренням $\mathbf{B}_1(t)\tilde{\mathbf{x}}_2$, яке генерується підсистемою (2.50).

В ізольованому стані ($\mathbf{B}_1(t) = 0$) кожна підсистема є глобально експоненційно стійкою, забезпечуючи, отже, деякий рівень ієрархічного послаблення ефекту від дії збурень. Більш того, оскільки повний вектор змінних стану електромеханічної підсистеми $\mathbf{y} = (\omega, i_{1q})^T$ вимірюваний, то електромеханічна підсистема завжди може бути синтезована робастною по відношенню до адитивних збурень правої частини за рахунок формування матриці \mathbf{A}_1 . Певний рівень робастності електромагнітної підсистеми (2.50) по відношенню до параметричних збурень визначається властивостями робастності експоненційно-стійких систем.

Відповідно до Пропозицій 2.1 і 2.2 полеорієнтований контролер (2.47) і (2.48) формує дві взаємопов'язані підсистеми: потокозчеплення, задану вектором $\tilde{\mathbf{x}}_2$, завданням якої є керування модулем потокозчеплення $\left(\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0\right)$ та досягнення орієнтації за вектором потокозчеплення ротора $\left(\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q = 0\right)$, а також моменту, задану вектором $\tilde{\mathbf{x}}_1$, завданням якої є керування моментом $\left(\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0\right)$.

Підсистема потокозчеплення синтезується першою з метою досягнення умови 2 Пропозиції 2.2, яка забезпечує досягнення цілей керування О.1 в частині відпрацювання потокозчеплення. Далі проектується алгоритм керування моментом для досягнення умов 3 і 4 Пропозиції 2.2 і цілей керування О.1 (перша частина), О.2, О.3 і О.4.

Відмітимо, що результуючі рівняння динаміки похибок регулювання (2.36) при використанні ІФОС мають форму (2.49), (2.50), розглянуту в Пропозиції 2.1.

Слідуючи концепції непрямого полеорієнтування [164], [173], [174], визначимо заданий вектор $\mathbf{x}_e^* = (\psi^*, 0, i_{1d}^*, i_{1q}^*)^T$ для вектора електричних змінних $\mathbf{x}_e = (\psi_{2d}, \psi_{2q}, i_{1d}, i_{1q})^T$, моделі АД (2.2). Вектор похибок відпрацювання при цьому буде

$$\tilde{\mathbf{x}}_e = \mathbf{x}_e - \mathbf{x}_e^* = (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q})^T. \quad (2.52)$$

Відмітимо, що виконання умови $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}) = 0$, $\tilde{\psi}_{2q} = \psi_{2q}$, гарантує асимптотичне полеорієнтування, з якого також слідує досягнення першої умови в (2.6). Рівняння динаміки похибок відпрацювання (2.52) для електричної підсистеми АД запишемо у формі

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d} - \alpha \psi^* + \alpha L_m i_{1d}^* - \dot{\psi}^*, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_{2d} + \alpha L_m \tilde{i}_{1q} - (\omega_0 - \omega) \psi^* + \alpha L_m i_{1q}^*, \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta \omega \tilde{\psi}_{2q} - \gamma \tilde{i}_{1d} + \omega_0 \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \psi^* - \gamma i_{1d}^* + \omega_0 i_{1q}^* + \sigma^{-1} \mathbf{u}_{1d} - \dot{i}_{1d}^*, \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -\beta \omega \tilde{\psi}_{2d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \gamma \tilde{i}_{1q} - \omega_0 \tilde{i}_{1d} - \beta \omega \psi^* - \gamma i_{1q}^* - \omega_0 i_{1d}^* + \sigma^{-1} \mathbf{u}_{1q} - \dot{i}_{1q}^*, \\ &\triangleq \mathbf{A}_e(t) \tilde{\mathbf{x}}_e + \mathbf{A}_1(\omega, \omega_0, \mathbf{x}_e^*) + \mathbf{B} \mathbf{u} - \dot{\mathbf{x}}_e^*, \\ \tilde{\mathbf{y}}_e &= \mathbf{C}_1 \tilde{\mathbf{x}}_e, \end{aligned} \quad (2.53)$$

де $\tilde{\mathbf{y}}_e$ – вектор похибок відпрацювання змінних, що вимірюються; $\mathbf{C}_1 = \text{diag}(0, 0, 1, 1)$.

Припустимо, що система рівнянь

$$\dot{\mathbf{x}}_e^* = \mathbf{A}_1(\omega, \omega_0, \mathbf{x}_e^*) + \mathbf{B} \mathbf{u} - \mathbf{G}(t) \mathbf{C}_1 \tilde{\mathbf{x}}_e \quad (2.54)$$

має розв'язки відносно вектора керуючих впливів \mathbf{u} з матрицею коригуючих зворотних зв'язків $\mathbf{G}(t)$ такі, що результуюча замкнута система (2.53) в силу розв'язків (2.54) описується рівнянням

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_e = (\mathbf{A}_e(t) + \mathbf{G}(t) \mathbf{C}_1) \tilde{\mathbf{x}}_e \triangleq \mathbf{A}(t) \tilde{\mathbf{x}}_e \quad (2.55)$$

і є асимптотично стійкою. Для цього необхідно, щоб $\mathbf{A}(t)$ задовольняла розв'язкам рівняння Ляпунова

$$\mathbf{A}^T(t) \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}(t) = -\mathbf{Q}, \quad (2.56)$$

де $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{P}^T = \mathbf{P} > 0$, $\mathbf{Q}^T = \mathbf{Q} > 0$.

Синтез керування $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$, $m = 2$ для нелінійної системи (2.53) з вектором стану $\tilde{\mathbf{x}}_e \in \mathbb{R}^n$, $n = 4$ визначається специфікою керування по вимірюваному виходу $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^r$, $r < n$ в умовах, коли повний вектор регульованих змінних $\mathbf{y}_1 \in \mathbb{R}^q$, $q = m < n$ є частково невимірюваним. Загальних методів вирішення задач нелінійного керування такими об'єктами не існує, тому нами запропоновано використовувати фундаментальну властивість пасивності електричних підсистем електромеханічних перетворювачів, яка полягає у тому, що власний рух номінальної динаміки $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_e = \mathbf{A}_e(t)\tilde{\mathbf{x}}_e$ в (2.53) має глобально експоненційно стійке положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}}_e = 0$ [171].

Сутність запропонованого методу синтезу полягає в наступному. При частковій вимірюваності вектора стану $n > m$ (де n - число змінних стану, m - число вимірюваних змінних), для знаходження розв'язків (2.54) необхідно задати $(n - m)$ співвідношень, які встановлюють взаємозв'язок між проміжними координатами, а також, при необхідності, формують рівняння нульової динаміки.

Процедуру синтезу алгоритму векторного керування АД, що полягає в знаходженні розв'язків (2.54) з метою отримання форми (2.55), зручно представити у вигляді такої послідовності кроків.

2.3.2 Синтез підсистеми керування потоком

Рівняння динаміки похибок відпрацювання електромагнітної підсистеми АД з (2.53) запишуться у формі

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d} - \alpha \psi^* + \alpha L_m i_{1d}^* - \dot{\psi}^*, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - (\omega_0 - \omega) \tilde{\psi}_{2d} + \alpha L_m \tilde{i}_{1q} - (\omega_0 - \omega) \psi^* + \alpha L_m i_{1q}^*, \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta \omega \tilde{\psi}_{2q} - \gamma \tilde{i}_{1d} + \omega_0 \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \psi^* - \gamma i_{1d}^* + \omega_0 i_{1q}^* + \sigma^{-1} u_{1d} - \dot{i}_{1d}^*. \end{aligned} \quad (2.57)$$

Задача синтезу алгоритму керування потоком полягає у формуванні заданих траєкторій зміни вектора поточкозчеплення ротора, що задаються \dot{i}_{1d}^* та $\dot{e}_0 = \omega_0$ в перших двох рівняннях (2.57), а також знаходженні керуючого впливу u_{1d} , які б гарантували підсистемі поточкозчеплення (2.57) властивість глобальної експоненційної стійкості.

З перших двох рівнянь (2.57) алгоритм керування вектором поточкозчеплення буде

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*), \\ \dot{\epsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*} + \frac{\varphi_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*, \mathbf{z})}{\psi^*}, \end{aligned} \quad (2.58)$$

де $\varphi_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*, \mathbf{z})$ – функція, що забезпечує глобальну стабілізацію підсистеми потоку.

Відмітимо, що друге рівняння в (2.58) формує нульову динаміку для об'єкта (2.57).

Використовуючи останнє рівняння в (2.57), сконструюємо наступний алгоритм регулювання струму по осі (d)

$$u_{1d} = \sigma \left(\gamma i_{1d}^* - \omega_0 i_{1q}^* - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_{id1} \tilde{i}_{1d} - v_d \right), \quad (2.59)$$

де $k_{id1} > 0$ – коефіцієнт пропорційної складової регулятора струму по осі d; v_d – додатковий коригувальний сигнал, який буде визначений далі.

Рівняння динаміки похибок відпрацювання в електромагнітній підсистемі (2.57) при використанні алгоритму (2.58), (2.59) набувають вигляду

$$\begin{aligned} \tilde{\psi} &= \left(\psi_{2d}^2 + \psi_{2q}^2 \right)^{\frac{1}{2}} - \psi^*, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d} - \varphi_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*), \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} + \omega_0 \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta \omega \tilde{\psi}_{2q} - v_d, \end{aligned} \quad (2.60)$$

де $k_{id} = \gamma + k_{id1}$.

2.3.3 Синтез підсистеми керування моментом

На підставі (2.2), (2.53) рівняння динаміки похибок відпрацювання в електромеханічній підсистемі (підсистемі моменту) запишуться в такій формі:

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \left[\psi^* i_{1q}^* + \psi^* \tilde{i}_{1q} + \left(\tilde{\psi}_{2d} \dot{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} \dot{i}_{1d} \right) \right] \triangleq \tilde{M} + M^*, \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -\gamma \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta \omega \tilde{\psi}_{2d} - \gamma i_{1q}^* - \omega_0 \tilde{i}_{1d} - \beta \omega \psi^* - \\ &\quad - \omega_0 i_{1d}^* + \sigma^{-1} u_{1q} - \dot{i}_{1q}^*. \end{aligned} \quad (2.61)$$

З першого рівняння (2.61) алгоритм керування моментом матиме вигляд

$$\dot{i}_{1q}^* = M^* / \mu_1 \psi^*, \quad \psi^* > 0. \quad (2.62)$$

Одним з розв'язків (2.54) для другого рівняння (2.61), що формує алгоритм регулювання струму по осі q , буде

$$u_{1q} = \sigma \left(\gamma \dot{i}_{1q}^* + \omega_0 \dot{i}_{1d}^* + \beta \omega \psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_{iq1} \tilde{i}_{1q} - v_q \right), \quad (2.63)$$

де $k_{iq1} > 0$ – коефіцієнт пропорційної складової регулятора струму по осі q , додатковий коригувальний сигнал v_q буде сконструйований далі.

Підставивши (2.62), (2.63) в (2.61), отримаємо результуючі рівняння динаміки похибок відпрацювання в електромеханічній підсистемі

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}} &= \mu_1 \left[\psi^* \tilde{i}_{1q} + \tilde{\psi}_{2d} \dot{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} \dot{i}_{1d} \right], \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -k_{iq} \tilde{i}_{1q} - \omega_0 \tilde{i}_{1d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta \omega \tilde{\psi}_{2d} - v_q, \end{aligned} \quad (2.64)$$

де $k_{iq} = \gamma + k_{iq1}$.

2.4 Синтез алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потоком з підвищеними властивостями робастності

Базова конфігурація алгоритмів керування потоком (2.58), (2.59) і моментом (2.62), (2.63) дає можливість сформулювати декілька варіантів систем керування моментом-потоком за рахунок конструювання коригувальних зворотних зв'язків $\varphi_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*)$, v_d і v_q , які повинні забезпечувати:

- глобальну стабілізацію системи;
- формування бажаних показників якості керування;
- властивості робастності до варіацій параметрів роторного кола.

Рівняння динаміки похибок відпрацювання в композитній системі моменту-потоку задаються (2.60), (2.64) і мають вигляд

$$\begin{pmatrix} \tilde{\Psi} \\ \tilde{M} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \left(\psi_{2d}^2 + \psi_{2q}^2 \right)^{\frac{1}{2}} - \psi^* \\ \mu_1 \left[\psi^* \tilde{i}_{1q} + \tilde{\psi}_{2d} \dot{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} \dot{i}_{1d} \right] \end{pmatrix}, \quad (2.65)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\Psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\Psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\Psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\Psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\Psi}_{2d} - \varphi_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*), \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} + \omega_0 \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta \omega \tilde{\psi}_{2q} - v_d, \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -k_{iq} \tilde{i}_{1q} - \omega_0 \tilde{i}_{1d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta \omega \tilde{\psi}_{2d} - v_q. \end{aligned} \quad (2.66)$$

Важливо відмітити принципову властивість системи (2.65), (2.66), що дозволяє сконструювати алгоритм керування моментом-потокком на основі принципу пасивності [171], [177].

Положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}}_e = 0$, $\tilde{\mathbf{x}}_e = (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q})^T$ системи (2.66) є глобально експоненційно стійким при $\varphi_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*) = -\alpha L_m \tilde{i}_{1q}$, $v_d = v_q = 0$.

Алгоритм керування при цьому включає:

– регулятор вектора потокозчеплення ротора (2.58)

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*), \\ \dot{i}_{1q}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*), \\ \dot{\omega}_0 &= \dot{\omega} = \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}^*}{\psi^*}, \end{aligned} \quad (2.67)$$

– регулятор моменту (2.62)

$$\begin{aligned} i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu_1} \frac{M^*}{\psi^*}, \\ i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu_1} \left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^* \dot{\psi}^*}{\psi^{*2}} \right), \end{aligned} \quad (2.68)$$

– двовимірний регулятор струму (2.59), (2.63)

$$\begin{pmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sigma (\gamma i_{1d}^* - \omega_0 i_{1q}^* - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_{id1} \tilde{i}_{1d}) \\ \sigma (\gamma i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d}^* + \beta \omega \psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_{iq1} \tilde{i}_{1q}) \end{pmatrix}, \quad (2.69)$$

Рівняння динаміки похибок відпрацювання в електричній підсистемі АД при цьому будуть

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d} + \alpha L_m \tilde{i}_{1q}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} + \omega_0 \tilde{i}_{1q} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta \omega \tilde{\psi}_{2q}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} &= -k_{iq} \tilde{i}_{1q} - \omega_0 \tilde{i}_{1d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2q} - \beta \omega \tilde{\psi}_{2d}. \end{aligned} \quad \triangleq \mathbf{A}_e(t) \tilde{\mathbf{x}}_e \quad (2.70)$$

Для доведення стійкості системи (2.70) розглянемо наступну функцію Ляпунова з $\tilde{\mathbf{x}}_e = (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q})^T$, $\frac{1}{\beta} > \varepsilon > 0$:

$$V = \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}_e^T \begin{bmatrix} 1 & 0 & \varepsilon & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \varepsilon \\ \varepsilon & 0 & \frac{\varepsilon}{\beta} & 0 \\ 0 & \varepsilon & 0 & \frac{\varepsilon}{\beta} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_e \triangleq \frac{1}{2} \tilde{\mathbf{x}}_e^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}}_e. \quad (2.71)$$

Похідна від V (2.71) вздовж траєкторій руху (2.70) дорівнює

$$\dot{V} = -\frac{\varepsilon}{\beta} \left(\frac{R_1}{\sigma} \right) (\tilde{i}_{1d}^2 + \tilde{i}_{1q}^2) - \alpha(1 - \varepsilon\beta) (\tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2) \triangleq -\tilde{\mathbf{x}}_e^T \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{x}}_e < 0, \quad (2.72)$$

якщо: $\varepsilon = \frac{\alpha L_m}{R_1 \sigma^{-1} + \alpha L_m \beta + k_i} < \frac{1}{\beta}$, $k_i = k_{id} = k_{iq}$

З (2.71) і (2.72) слідує, що положення рівноваги є глобально експоненційно стійким.

Алгоритм керування (2.67) – (2.69) має важливу особливість: система (2.70) є експоненційно стійкою $\forall (k_{id}, k_{iq}) \geq 0$, в тому числі і при відсутності зворотних зв'язків за струмом, коли $k_{id} = k_{iq} = 0$. При цьому, стійкість процесів керування струмами статора і вектора потокозчеплення ротора забезпечується за рахунок природних властивостей стійкості (пасивності) електричної системи АД, а для керування немає необхідності у вимірюванні струмів статора.

У формі декомпозиції (2.49), (2.50) система (2.70) представлена при $\tilde{\mathbf{x}}_1 = 0$, $\tilde{\mathbf{x}}_2 = \tilde{\mathbf{x}}_e$, $\mathbf{A}_e(t) = \mathbf{A}_2(t)$ з рівняннями виходу (2.65). В цьому випадку формується результуюча декомпозиція замкнутої системи у вигляді: електрична підсистема – механічна підсистема.

Структурна схема системи непрямого векторного керування з алгоритмом (2.67) – (2.69) представлена на рис. 2.3.

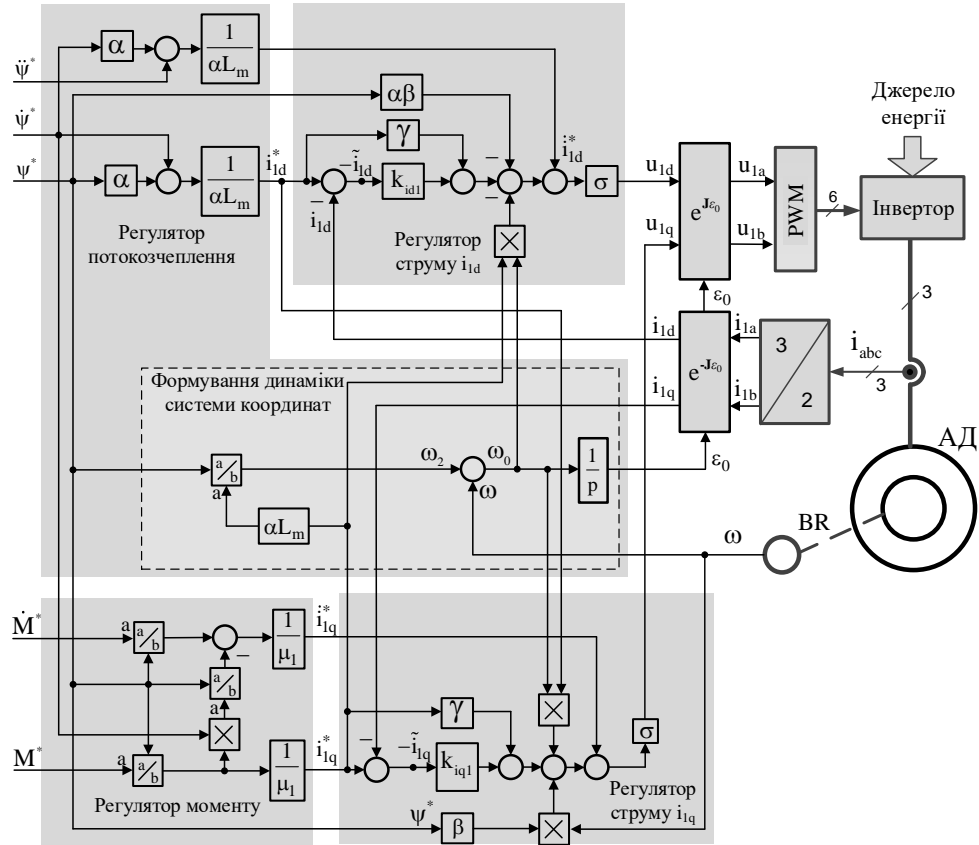


Рис. 2.3 – Структурна схема системи непрямого векторного керування АД, що ґрунтується на принципі пасивності

2.4.1 Алгоритм покращеного непрямого векторного керування (І-ІФОС)

Алгоритм (І-ІФОС) представляє собою подальший розвиток теорії непрямого полеорієнтування [102], [124], [127]. Він передбачає формування коригувальних зворотних зв'язків для системи (2.66) в такому вигляді:

$$v_d = \omega_0 \tilde{i}_{1q}, \quad (2.73)$$

$$v_q = -\omega_0 \tilde{i}_{1d} + z_q, \quad (2.74)$$

$$\dot{z}_q = -k_{iiq} \tilde{i}_{1q},$$

$$\varphi_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*) = \gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_d, \quad (2.75)$$

де z_q – інтегральна компонента регулятора струму по осі q ; $k_{iiq} > 0$ – коефіцієнт інтегральної складової регулятора струму;

$\gamma_1 > 0$ – коефіцієнт робастифікуючого зворотного зв'язку.

Алгоритм I-IFOC при цьому включає:

– регулятор вектора потокозчеплення ротора (2.58) у вигляді

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*), \\ \dot{i}_{1d}^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*), \\ \dot{\epsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{\dot{i}_{1q}}{\psi^*} + \gamma_1 \beta \omega \frac{\tilde{i}_{1d}}{\psi^*}, \gamma_1 > 0; \end{aligned} \quad (2.76)$$

– регулятор струму по осі d

$$u_{1d} = \sigma \left(\gamma_{1d}^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_{id1} \tilde{i}_{1d} \right); \quad (2.77)$$

– регулятор моменту (2.62)

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1q}^* &= \dot{M}^* / \mu_1 \psi^*, \\ \dot{i}_{1q}^* &= \dot{M}^* / \mu_1 \psi^* - M^* \dot{\psi}^* / \mu_1 \psi^{*2}; \end{aligned} \quad (2.78)$$

– регулятор струму по осі q

$$\begin{aligned} u_{1q} &= \sigma \left(\gamma_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta \omega \psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_{iq1} \tilde{i}_{1q} - z_q \right), \\ \dot{z}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q}. \end{aligned} \quad (2.79)$$

Параметрами налаштування алгоритму керування (2.76) – (2.79) є коефіцієнти регуляторів струму по осях d і q , а також коригуючий коефіцієнт, який повинен задовольняти умові [127]

$$k_{id} > \alpha (L_m + \gamma_1 \beta)^2 / 4 \gamma_1 \quad (2.80)$$

Відповідно до Пропозицій 3.1 і 3.2 регулятор (2.76) – (2.79) перетворює вихідну модель АД в систему виду (2.49), (2.50)

$$\tilde{\mathbf{y}}_1 = (\tilde{\psi}, \tilde{M})^T = \mathbf{h}(t, \tilde{\mathbf{x}}_1, \tilde{\mathbf{x}}_2) = \begin{pmatrix} \left[(\psi^* + \tilde{\psi}_{2d})^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2 \right]^{1/2} - \psi^* \\ \mu_1 \left[\tilde{\psi}_{2d} (\dot{i}_{1q}^* + \tilde{i}_{1q}) + \psi^* \tilde{i}_{1q} - \tilde{\psi}_{2q} (\dot{i}_{1d}^* + \tilde{i}_{1d}) \right] \end{pmatrix} \quad (2.81)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_q \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k_{iiq} \\ -1 & -k_{iq} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_1 + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\beta\omega & \alpha\beta & 0 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_2 \triangleq \mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{B}_1(t) \tilde{\mathbf{x}}_2, \quad (2.82)$$

де $\tilde{\mathbf{x}}_1 = (z_q, \tilde{i}_{1q})^T$, $k_{iq} = \gamma + k_{iq1}$.

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{\psi}}_{2d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha & \omega_2 & \alpha L_m \\ -\omega_2 & -\alpha & -\gamma_1 \beta \omega \\ \alpha \beta & \beta \omega & -k_{id} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\psi}_{2d} \\ \tilde{\psi}_{2q} \\ \tilde{i}_{1d} \end{pmatrix} \triangleq \mathbf{A}_2(t, \tilde{\mathbf{x}}_1) \tilde{\mathbf{x}}_2, \quad (2.83)$$

де $k_{id} = \gamma + k_{id1}$, $\tilde{\mathbf{x}}_2 = (\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_{1d})^T$.

В [127] показано, що підсистема потоку (2.83) глобально експоненційно стійка, матриця \mathbf{A}_1 в (2.82) є матрицею Гурвіца, $\mathbf{B}_1(t)$ обмежена при обмеженій кутовій швидкості, вектор функція $\mathbf{h}(t, \tilde{\mathbf{x}}_1, \tilde{\mathbf{x}}_2)$ задовольняє умову 4 Пропозиції 3.2, тому всі умови цієї пропозиції виконуються і, отже, положення рівноваги композитної системи (2.82), (2.83) є глобально експоненційно стійким. Отже цілі керування моментом і потоком $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\mathbf{y}}_1 = 0$ досягаються глобально при $\psi^* > 0$.

З рівнянь (2.81) також слідує, що при $\tilde{\psi}_{2d} = \tilde{\psi}_{2q} = 0$, $\psi^* = \text{const}$, система (2.81), (2.82) є лінійною (О.4). Після затухання процесів в електромагнітній підсистемі (2.83) регулювання потоку не впливає на процеси керування моментом, тобто регулювання вихідних змінних асимптотично розв'язано (О.3).

Відмітимо, що рівняння динаміки похибок відпрацювання (2.82), (2.83) мають форму декомпозиції електромеханічна-електромагнітна підсистеми, в якій електромеханічна підсистема забезпечує керування моментом, а електромагнітна – модулем вектора потокозчеплення ротора.

На відміну від стандартного векторного керування, яке забезпечує асимптотичне регулювання постійних ψ^* і M^* , I-IFOC гарантує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій потоку і моменту, яке в умовах відомих параметрів АД, після згасання в нуль похибок відпрацювання потоку $\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}$, зумовлених початковими умовами, буде ідеальним.

Структурна схема системи поліпшеного непрямого векторного керування з алгоритмом (2.76) – (2.79) представлена на рис. 2.4.

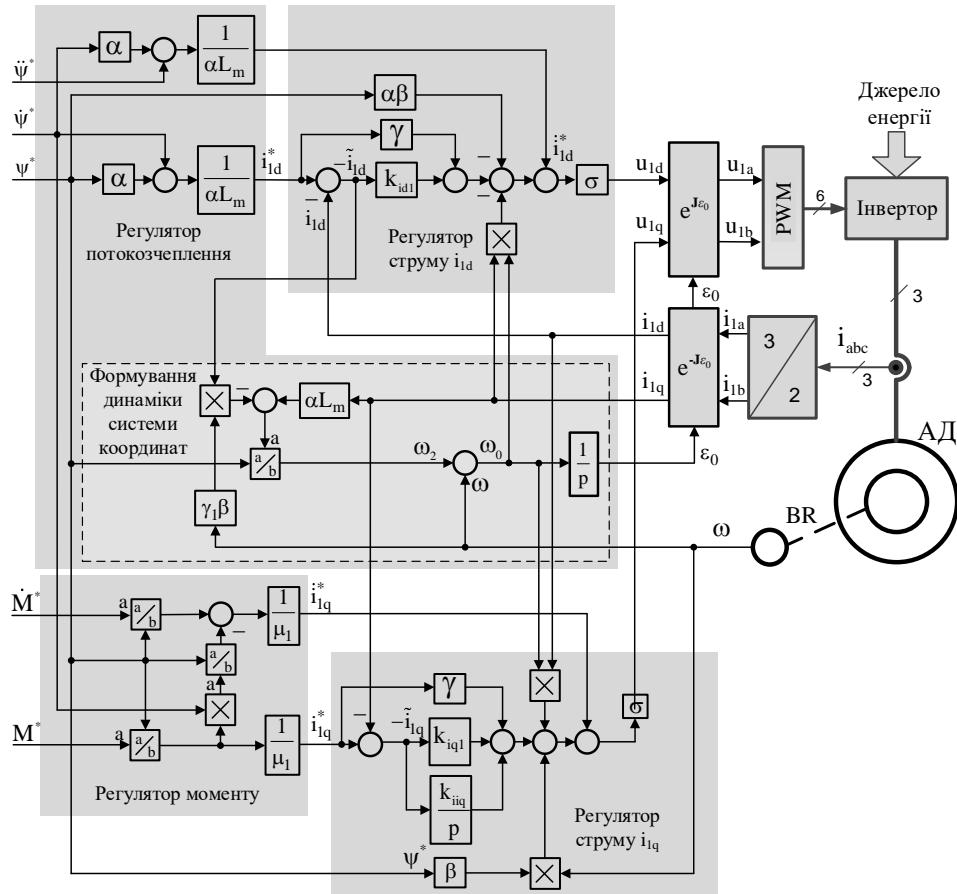


Рис. 2.4 – Структурна схема системи покращеного непрямого векторного керування АД

2.4.2 Алгоритм робастного непрямого векторного керування (R - IFOC)

Концепція поліпшеного непрямого векторного керування АД, передбачає декомпозицію вихідної моделі АД за рахунок дії нелінійного регулятора на дві пов'язані нелінійні підсистеми: електромеханічну і електромагнітну, остання з яких володіє властивістю глобальної експоненційної стійкості за рахунок введення нелінійного зворотного зв'язку за похибкою регулювання польової компоненти струму статора. Як показано теоретично і експериментально [103], поліпшене непряме векторне керування, порівняно зі стандартним, гарантує підвищені властивості робастності щодо параметричних збурень роторного кола. Разом з тим в задачах регулювання моменту присутність похибки регулювання польової компоненти струму статора є небажаною, оскільки вона входить у вираз для похибки відпрацювання моменту і може чинити негативний вплив на точність регулювання вихідних координат при низьких швидкостях.

Для виключення цього недоліку нами з використанням розробленого методу синтезовано алгоритм робастного непрямого векторного керування (Robust Indirect Field Oriented Control R-IFOC), в якому пропонується досягти ефекту підвищення робастності шляхом формування коригуючої функції в (2.58) не на підставі похибки регулювання польової компоненти вектора струму статора, а в функції похибки її оцінювання при нульових похибках регулювання статорних струмів в усталених режимах.

Робастний алгоритм непрямого векторного керування передбачає формування коригуючих зворотних зв'язків для системи (2.66) в такому вигляді:

$$\begin{aligned} v_d &= z_d, \\ \dot{z}_d &= -k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \end{aligned} \quad (2.84)$$

$$\begin{aligned} v_q &= z_q, \\ \dot{z}_q &= -k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \end{aligned} \quad (2.85)$$

$$\Phi_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*) = \gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_{1d} + \gamma_2 \beta \omega (i_{1d} - \hat{i}_{1d}), \quad (2.86)$$

де z_d – інтегральна компонента регулятора струму по осі d; \hat{i}_{1d} – оцінка струму i_{1d} .

Алгоритм R-IFOC включає:

– регулятор вектора поточкозчеплення ротора (2.58) у вигляді

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*) / \alpha L_m, \quad \dot{i}_{1d}^* = (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*) / \alpha L_m, \\ \dot{\epsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*} + \frac{\gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_{1d}}{\psi^*} + \frac{\gamma_2 \beta \omega \tilde{i}_{1d}}{\psi^*}, \quad \gamma_1, \gamma_2 > 0; \end{aligned} \quad (2.87)$$

– регулятор струму по осі d

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma \left(\gamma i_{1d}^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_{id1} \tilde{i}_{1d} - z_d \right); \\ \dot{z}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \end{aligned} \quad (2.88)$$

– регулятор моменту (2.62)

$$\begin{aligned} i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu_1} \frac{M^*}{\psi^*}, \\ \dot{i}_{1q}^* &= \frac{1}{\mu_1} \left(\frac{\dot{M}^*}{\psi^*} - \frac{M^* \dot{\psi}^*}{\psi^{*2}} \right), \end{aligned} \quad (2.89)$$

– регулятор струму по осі q

$$\begin{aligned} u_{1q} &= \sigma \left(\gamma i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta \omega \psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_{iq1} \tilde{i}_{1q} - z_q \right), \\ \dot{z}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q}. \end{aligned} \quad (2.90)$$

– спостерігач польової компоненти струму статора

$$\dot{\hat{i}}_{1d} = -\gamma \hat{i}_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi^* + \sigma^{-1} u_{1d} + k_1 \tilde{i}_{1d}, \quad (2.91)$$

де $\tilde{i}_{1d} = i_{1d} - \hat{i}_{1d}$ – похибка оцінювання струму i_{1d} ; $(k_{id1}, k_{iq1}) > 0$ – коефіцієнти пропорційних складових регуляторів струмів; k_{ii} – коефіцієнт інтегральних складових регуляторів струму; $k_1 > 0$ – коригуючий коефіцієнт спостерігача; $(\gamma_1, \gamma_2) > 0$ – параметри налаштування зворотних зв'язків підсистеми потоку.

При використанні R-IFOC (2.87) – (2.91) повні рівняння динаміки похибок регулювання та оцінювання представляються у вигляді декомпозиції двох пов'язаних підсистем, що включає підсистему моменту (електромеханічну підсистему)

$$\begin{aligned} \tilde{M} &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \left[\tilde{\Psi}_{2d} (i_{1q}^* + \tilde{i}_{1q}) - \tilde{\Psi}_{2q} (i_{1d}^* + \tilde{i}_{1d}) \right] \\ \begin{pmatrix} \dot{z}_q \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & k_{iiq} \\ -1 & -k_{iq} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} z_q \\ \tilde{i}_{1q} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\beta \omega & \alpha \beta & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} z_d \\ \tilde{i}_{1d} \\ \tilde{\Psi}_{2d} \\ \tilde{\Psi}_{2q} \\ \tilde{i}_{1d} \end{pmatrix} \triangleq \\ &\triangleq \mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{x}}_1 + \mathbf{B}_1(t) \tilde{\mathbf{x}}_2 \end{aligned} \quad (2.92)$$

і підсистему потоку (електромагнітну підсистему)

$$\begin{aligned} \tilde{\Psi}_2 &= \left[\left(\psi^* + \tilde{\Psi}_{2d} \right)^2 + \tilde{\Psi}_{2q}^2 \right]^{1/2} - \psi^* \\ \begin{pmatrix} \dot{z}_d \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{2d} \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{2q} \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} \end{pmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & k_{iid} & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -k_{id} & \alpha \beta & \beta \omega & 0 \\ 0 & \alpha L_m & -\alpha & \omega_2 & 0 \\ 0 & -\gamma_1 \beta \omega & -\omega_2 & -\alpha & -\gamma_2 \beta \omega \\ 0 & 0 & \alpha \beta & \beta \omega & -k_0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} z_d \\ \tilde{i}_{1d} \\ \tilde{\Psi}_{2d} \\ \tilde{\Psi}_{2q} \\ \tilde{i}_{1d} \end{pmatrix} \triangleq \mathbf{A}_2(t, \tilde{\mathbf{x}}_1) \tilde{\mathbf{x}}_2, \end{aligned} \quad (2.93)$$

де $k_0 = \gamma + k_1$.

Система (2.92), (2.93) має форму (2.49) – (2.51) Пропозиції 3.1 з $\tilde{\mathbf{x}}_1 = (z_q, \tilde{i}_{1q})^T$, $\tilde{\mathbf{x}}_2 = (z_d, \tilde{i}_{1d}, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_{1d})^T$.

Експоненційна стійкість положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}}_2 = 0$ слідує з розгляду функції Ляпунова для системи (2.93) зниженого порядку (при $z_d = 0$). Розглянемо позитивно визначену функцію

$$V = \frac{1}{2} \left(\tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2 + \gamma_1 \tilde{i}_{1d}^2 + \gamma_2 \tilde{i}_{1d}^2 \right), \quad (2.94)$$

похідна якої в силу рішень (2.93) при $z_d = 0$ має вигляд

$$\dot{V} = -\alpha \left(\tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2 \right) + \alpha (L_m + \gamma_1 \beta) \tilde{\psi}_{2d} \tilde{i}_{1d} + \gamma_2 \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} \tilde{i}_{1d} - \gamma_1 k_{id} \tilde{i}_{1d}^2 - \gamma_2 k_0 \tilde{i}_{1d}^2. \quad (2.95)$$

Похідна $\dot{V} < 0$, якщо виконуються наступні умови:

$$k_{id} > \alpha (L_m + \gamma_1 \beta)^2 / 8\gamma_1, \quad k_0 > \alpha \gamma_2 \beta^2 / 8. \quad (2.96)$$

Пряме використання теореми Ляпунова про стійкість встановлює експоненційну стійкість положення рівноваги $(\tilde{i}_{1d}, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_{1d}) = 0$, а, отже, виходячи із структурних властивостей (2.93), і положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}}_2 = (z_d, \tilde{i}_{1d}, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_{1d})^T = 0$.

Отже, оскільки всі умови Пропозиції 2.2 виконуються, то положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{\mathbf{x}}_1^T, \tilde{\mathbf{x}}_2^T)^T = 0$ композитної системи (2.92), (2.93) є глобально експоненційно стійким, що гарантує досягнення асимптотичного відпрацювання моменту і потоку, а також асимптотичну розв'язку цих процесів (цілі керування О.1 і О.2).

Номінальна динаміка контуру регулювання моментного струму $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1 = \mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{x}}_1$ є лінійною (ціль керування О.3). З четвертого рівняння в (2.93) видно, що підсистема потоку має два від'ємні зворотні зв'язки з коефіцієнтами γ_1 і γ_2 , які формуються завданням функції $\varphi_1(\mathbf{y}, \mathbf{y}_1^*, \mathbf{z}) = \gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_{1d} + \gamma_2 \beta \omega \tilde{i}_{1d}$. При дії параметричних збурень роторного кола компонента \tilde{i}_{1d} прямує до нуля в усталеному режимі (див. (2.93)), а коригуючий сигнал забезпечує підсистемі потоку замкнутість негативним зворотним зв'язком, а, отже, і грубість щодо варіацій параметрів роторного кола.

Структурна схема системи з алгоритмом робастного непрямого векторного керування (2.87) – (2.91) представлена на рис. 2.5. На рисунку затемненими ділянками виділені компоненти R-IFOC, що відрізняють його від IFOC.

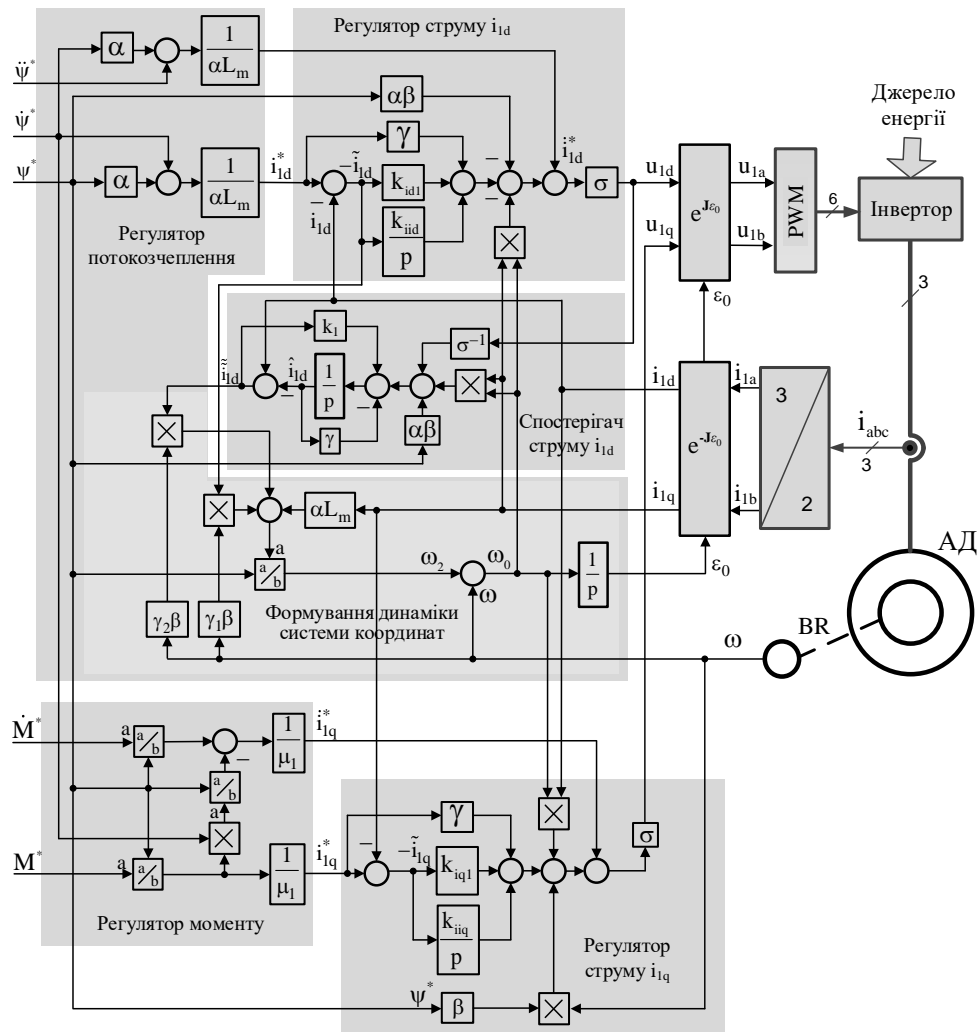


Рис. 2.5 – Структурна схема системи робастного непрямого векторного керування АД

Висновки по розділу

1. Отримав подальший розвиток метод синтезу алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потоком асинхронних двигунів, який ґрунтується на декомпозиції вихідної структури двигуна на дві пов'язані підсистеми: електромеханічна–електромагнітна або механічна–електрична, – перша з яких, завдяки синтезу в ізолюваному стані, є лінійною, а друга глобально (локально)

експоненціально стійкою. Доведено, що завдяки таким властивостям декомпозицій композитна система є глобально (локально) асимптотично експоненціально стійкою.

2. З використанням загальнотеоретичного результату, описаного в попередньому пункті, можливо з єдиних теоретичних позицій здійснювати синтез основних існуючих алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потоком асинхронних двигунів (стандартного непрямого векторного керування ІFOC, керування на основі принципу пасивності, поліпшеного непрямого векторного керування I-IFOC), а також нового робастного непрямого векторного керування R-IFOC.

3. Теоретично доведено, що алгоритм керування моментом і потоком R-IFOC, також як I-IFOC і алгоритм, заснований на принципі пасивності, гарантує:

- глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту і модуля вектора поточкозчеплення ротора;
- асимптотичне розв'язання процесів керування моментом і потоком;
- асимптотичну лінеаризацію підсистеми керування моментом, що призводить до асимптотично лінійних рівнянь динаміки підсистеми моменту із вільно сформованими показниками динаміки.

4. Показано, що глобальна стабілізація і робастифікація підсистеми потоку алгоритму робастного непрямого векторного керування R-IFOC досягається за рахунок введення стабілізуючого зворотного зв'язку за похибкою оцінювання струму статора по осі d (польової компоненти струму статора), а робастифікація регулювання цього струму – за рахунок використання класичного ПІ-регулятора струму з «великим» коефіцієнтом посилення.

5. Дано теоретичне обґрунтування локальної асимптотичної стійкості стандартного алгоритму непрямого векторного керування ІFOC (при регулюванні постійних завдань моменту і модуля вектора поточкозчеплення ротора). Показано, що при збільшенні коефіцієнтів зворотних зв'язків ПІ регуляторів струму взаємозв'язок між процесами регулювання моменту і потоку знижується. За умови струмового керування АД (при нескінченних коефіцієнтах регуляторів струму) ІFOC набуває властивість глобальної асимптотичної експоненціальної стійкості.

6. Показано, що в умовах точно відомих параметрів АД існує функція Ляпунова для його електричної підсистеми, яка описується нелінійними диференціальними рівняннями 4-го порядку, що дозволяє синтезувати алгоритм відпрацювання моменту і потоку, який не вимагає вимірювання струмів статора і базується на природних властивостях стійкості АД.

7. Метод синтезу алгоритмів непрямого векторного керування, який отримав розвиток в даній роботі, може розглядатися як ефективний метод конструювання зворотних зв'язків підсистеми потоку, що дозволяє не тільки стабілізувати систему, сформувавши її динамічні властивості, а й знизити чутливість до варіацій параметрів роторного кола.

ДОСЛІДЖЕННЯ РОБАСТНОСТІ АЛГОРИТМІВ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ І ПОТОКОМ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

Проектування алгоритмів непрямого векторного керування асинхронним двигуном, що виконані у підрозділі 3.1, здійснювалося на основі припущення про те, що параметри двигуна відомі і постійні.

Тільки в цьому випадку гарантується досягнення цілей керування О.1–О.3, що сформовані у пункті 3.1.1. Визначення параметрів АД в реальному масштабі часу є окремою науковою задачею, повного рішення якої на даний момент не знайдено. Отже, параметри машини, що використовуються в алгоритмі керування, відомі тільки з визначеною точністю. Однак, навіть у випадку, коли параметри машини початково відомі, деякі з них, наприклад, активні опори обмоток можуть варіюватися внаслідок нагріву машини. Наприклад, відомо, що активний опір роторного кола АД в процесі довготривалої роботи в навантаженому стані може змінюватися в 1.5 – 2 рази [94] і тому в системах векторного керування АД його варіації розглядають як основне параметричне збурення.

З метою визначення впливу параметричних збурень на показники якості систем векторного керування необхідно провести дослідження робастності при використанні різних алгоритмів. Незважаючи на значний обсяг робіт виконаних в даній області, загальної методики дослідження робастності алгоритмів векторного керування на даний момент не існує.

Метою даного підрозділу є розробка методики і її використання для порівняльного дослідження впливу варіацій активного опору ротора на показники якості керування вихідними координатами АД в статичних і динамічних режимах.

Беручи до уваги загальноприйнятту практику [103], [104], в якості базової для порівняння прийнята система стандартного векторного керування з алгоритмом ІФОС, динамічні і статичні характеристики, а також методика налаштування якої є загальновідомими.

Для чисельної оцінки робастності в усталеному режимі будуть використовуватися статичні значення похибок регулювання моменту і модуля вектора потокозчеплення ротора, що визначаються виразом (2.5). В динамічних режимах важливі значення для працездатності всієї системи мають максимальні значення похибок регулювання вихідних координат, а також час регулювання.

Основні результати підрозділу опубліковані в роботах [176], [178]–[182].

3.1 Дослідження робастності стандартного алгоритму непрямого векторного керування (ІФОС)

Для дослідження робастності алгоритму (2.37)–(2.41) до варіації активного опору ротора визначимо:

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

$$\alpha = \alpha_N + \Delta\alpha \triangleq \frac{R_{2N}}{L_2} + \frac{\Delta R_2}{L_2} > 0. \quad (3.2)$$

де R_{2N} – номінальне значення; ΔR_2 – невідоме відхилення від номінального значення.

В алгоритмі (2.37)–(2.41) від параметру α залежить лише рівняння динаміки системи координат (d–q) в (2.38), тому

$$\dot{\epsilon}_0 = \omega_0 = \omega + \omega_2, \quad \omega_2 = \alpha_N L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*}. \quad (3.3)$$

Рівняння динаміки похибок регулювання (2.42), (2.43) при використанні (3.3) не змінюються, а збурена відповідно до (3.2) динаміка електромагнітної підсистеми (2.44) буде описуватися неоднорідними рівняннями в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d} + \Delta\alpha L_m (\tilde{i}_{1q} + i_{1q}^*), \\ \dot{\tilde{x}}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} + \tilde{x}_d + \alpha\beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta\omega \tilde{\psi}_{2q}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Компонента $\Delta\alpha L_m (\tilde{i}_{1q} + i_{1q}^*)$ в (3.4), пов'язана з присутністю параметричного збурення $\Delta\alpha$, змінює як структуру системи (2.42), (2.43), (3.4), так і її властивості. Підсистеми (2.43) і (3.4) більше не є включеними послідовно, а мають канал зворотного зв'язку через складову $\Delta\alpha L_m \tilde{i}_{1q}$ в (3.4). Компонента $\Delta\alpha L_m i_{1q}^*$ є зовнішнім постійним збуренням (при $M^* = \text{const}$, $\psi^* = \text{const}$), що порушує асимптотичність регулювання в системі (2.42), (2.43), (3.4).

Оскільки незбурена система (2.42), (2.43), (3.4) (при $\Delta\alpha = 0$), як доведено в підрозділі 3.1.2, є локально експоненційно стійкою, то при достатньо малих значеннях параметра збурення $\Delta\alpha$ система зберігає властивість стійкості. З врахуванням цього, для дослідження робастності необхідно знайти усталені рішення нелінійної системи шостого порядку (2.42), (2.43), (3.4).

Розглянемо представлення (2.43), (3.4) в стандартній для сингулярно-вироджених систем формі [183], враховуючи, що регулятори струму (2.39) і (2.41) мають “великі” коефіцієнти підсилення. Для цього введемо наступні перетворення координат при $k_i = k_{id} = k_{iq} = \varepsilon^{-1}$, $\varepsilon > 0$

$$\begin{aligned}
 \eta_{1d} &= \tilde{i}_{1d} / \varepsilon, \\
 \eta_{1q} &= \tilde{i}_{1q} / \varepsilon, \\
 \eta_{2d} &= \tilde{x}_d + f_d(\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \omega), \\
 \eta_{2q} &= \tilde{x}_q + f_q(\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \omega),
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

де $f_q = \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d$, $f_d = \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q$.

У нових координатах система (2.43), (3.4) запишеться в наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
 \varepsilon\dot{\eta}_{2q} &= -\lambda\eta_{1q} + \varepsilon\dot{f}_q, \\
 \varepsilon\dot{\eta}_{1q} &= -\eta_{1q} + \eta_{2q},
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2d} + \omega_2\tilde{\psi}_{2q} + \varepsilon\alpha L_m\eta_{1d}, \\
 \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2q} - \omega_2\tilde{\psi}_{2d} + \varepsilon\Delta\alpha L_m\eta_{1q} + \Delta\alpha L_m i_{1q}^*,
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

$$\begin{aligned}
 \varepsilon\dot{\eta}_{2d} &= -\lambda\eta_{1d} + \varepsilon\dot{f}_d, \\
 \varepsilon\dot{\eta}_{1d} &= -\eta_{1d} + \eta_{2d},
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

де $\lambda = 0.25$ при $k_{ii} = k_i^2/4$ і $\lambda = 0.5$ при $k_{ii} = k_i^2/2$.

Підсистеми (3.6) і (3.8), що описують динамічну поведінку контурів регулювання струму, представлені в стандартній для сингулярно-вироджених систем формі, вони мають лінійну стійку власну динаміку (при $\dot{f}_d = \dot{f}_q = 0$). Змінні $\eta_{1d}, \eta_{2d}, \eta_{1q}, \eta_{2q}$ є “швидкими”, а змінні $\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}$ – повільними. Відмітимо також, що f_d, f_q є функціями повільних змінних і їх дія в (3.6), (3.8) масштабується малим параметром ε . Слідуючи теорії сингулярно-вироджених систем [183], наближене рішення (3.6), (3.8) знаходиться при $\varepsilon = 0$ і має вигляд

$$\eta_{1d} = \eta_{2d} = \eta_{1q} = \eta_{2q} = 0. \tag{3.9}$$

Умова (3.9) з (3.5) означає, що похибки регулювання струму при достатньо малому ε , будуть прямувати до нуля $\tilde{i}_{1d} = \tilde{i}_{1q} = 0$, а компоненти \tilde{x}_d, \tilde{x}_q , що пов’язані з дією інтегральних компонент регуляторів струму, будуть оцінювати функції f_d і f_q , що повільно змінюються в часі, з точністю $O(\varepsilon)$.

З врахуванням (3.9) рішення пониженого порядку для (3.6)–(3.8) має вигляд

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\Psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\Psi}_{2d} + \omega_2\tilde{\Psi}_{2q}, \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{2q} &= -\alpha\tilde{\Psi}_{2q} - \omega_2\tilde{\Psi}_{2d} + \Delta\alpha L_m i_{1q}^*.\end{aligned}\quad (3.10)$$

З (3.10) усталені значення похибок регулювання потокозчеплень, моменту і модуля вектора похибок регулювання потокозчеплень дорівнюють

$$\begin{pmatrix} \tilde{\Psi}_{2d} \\ \tilde{\Psi}_{2q} \end{pmatrix} = \frac{1}{\alpha^2 + \omega_2^2} \begin{bmatrix} \alpha & \omega_2 \\ -\omega_2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta\alpha L_m i_{1q}^* \end{pmatrix}, \quad (3.11)$$

$$\tilde{M} = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} (\tilde{\Psi}_{2d} i_{1q}^* - \tilde{\Psi}_{2q} i_{1d}^*), \quad (3.12)$$

$$|\tilde{\Psi}_2| = (\tilde{\Psi}_{2d}^2 + \tilde{\Psi}_{2q}^2)^{\frac{1}{2}}, \quad (3.13)$$

З врахуванням виразів для $\omega_2 = \alpha_N L_m \frac{i_{1q}^*}{\Psi^*}$, $i_{1q}^* = \left(\frac{2}{3} \frac{L_2}{L_m}\right) \frac{M^*}{\Psi^*}$, $\alpha = \left(\frac{R_{2N} + \Delta R_2}{L_2}\right)$, $\alpha_N = \frac{R_{2N}}{L_2}$, (3.11)–(3.13) запишуться у вигляді

$$\tilde{\Psi}_{2d} = \left[\left(\frac{2}{3}\right)^2 \Delta R_2 R_{2N} \frac{M^{*2}}{\Psi^{*3}} \right] Q^{-1}, \quad (3.14)$$

$$\tilde{\Psi}_{2q} = \left[\left(\frac{2}{3}\right) \Delta R_2 \frac{R_{2N} + \Delta R_2}{L_2} \frac{M^*}{\Psi^*} \right] Q^{-1},$$

$$\tilde{M} = \Delta R_2 M^* \left[\left(\frac{2}{3}\right)^2 R_{2N} \frac{M^{*2}}{\Psi^{*4}} - \frac{R_{2N} + \Delta R_2}{L_2^2} \right] Q^{-1}, \quad (3.15)$$

$$|\tilde{\Psi}_2| = \frac{\left(\frac{2}{3}\right) \Delta R_2 |M^*|}{\Psi^*} \sqrt{Q^{-1}}, \quad (3.16)$$

$$Q = \left(\frac{R_{2N} + \Delta R_2}{L_2}\right)^2 + \left[\left(\frac{2}{3}\right) R_{2N} \frac{M^*}{\Psi^{*2}} \right]^2. \quad (3.17)$$

Вирази (3.14)–(3.17) встановлюють взаємозв'язок між похибками регулювання вектора потокозчеплення ротора і моменту в усталеному режимі як функцій заданих значень моменту і модуля вектора потокозчеплення M^* , ψ^* , а також варіації активного опору ротора ΔR_2 .

На рис. 3.1 – рис. 3.2 для АД потужністю 0,75 кВт, паспортні данні якого в Додатку Б (АД №1), показані залежності $|\tilde{\psi}_2|/\psi^*$ і \tilde{M}/M^* при $\psi^* = \psi_{2N} = 0,96$ Вб і $\psi^* = 0,5\psi_{2N} = 0,48$ Вб для різних значень заданого моменту $m = M^*/M_N$, $M_N = 2,5$ Нм. Графіки, що отримані на основі повної моделі (3.6)–(3.8) і ті, що відповідають наближеним формулам (3.14)–(3.17) співпадають.

Аналіз виразів (3.10)–(3.17), а також графіків для похибок регулювання, що представлені на рис. 3.1 – рис. 3.2, дозволяє зробити наступні висновки:

1. Аналітичні вирази (3.14)–(3.17) для розрахунку похибок регулювання, що зумовлені дією $\Delta R_2 \neq 0$, в статичних режимах з $\omega = \text{const}$ є точним рішенням системи нелінійних диференційних рівнянь шостого порядку (3.6)–(3.8) ((2.42), (2.43), (3.4).

2. Оскільки похибки регулювання струмів $(\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}) = 0$ в (2.34), то похибка регулювання моменту \tilde{M} визначається похибками регулювання компонент вектора потокозчеплення ротора $\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}$.

3. Динамічна поведінка $\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}$ встановлюється рішенням рівнянь (3.10), що описують магнітну підсистему АД і є рівняннями динаміки роторного кола. З (3.10) слідує, що властивості робастності при регулюванні моменту і потоку визначаються тільки природними властивостями стійкості роторного кола АД, оскільки система (3.10) є розімкнутою. При цьому похибки регулювання моменту і потоку не залежать від кутової швидкості і активного опору статора.

4. Значення похибок регулювання модуля вектора потокозчеплення ротора і моменту при $\psi^* = \psi_{2N}$, $M^* = \pm M_N$, $\Delta \bar{R}_2 = \Delta R_2 / R_{2N} \in [-0,5; 1]$ можуть сягати 65% і 38% від відповідних номінальних значень.

5. При зниженні магнітного потоку, наприклад, у випадку послаблення поля, максимальне значення похибки регулювання модуля вектора потокозчеплення ротора при $\psi^* = 0,5\psi_{2N}$, $M^* = \pm M_N$, $\Delta \bar{R}_2 = \Delta R_2 / R_{2N} \in [-0,5, 1]$ складає 48%, а похибка регулювання моменту збільшується до 90%. Це пояснюється тим, що для створення номінального моменту при послабленому потоці потрібно більше значення моментної компоненти струму статора i_{1q}^* .

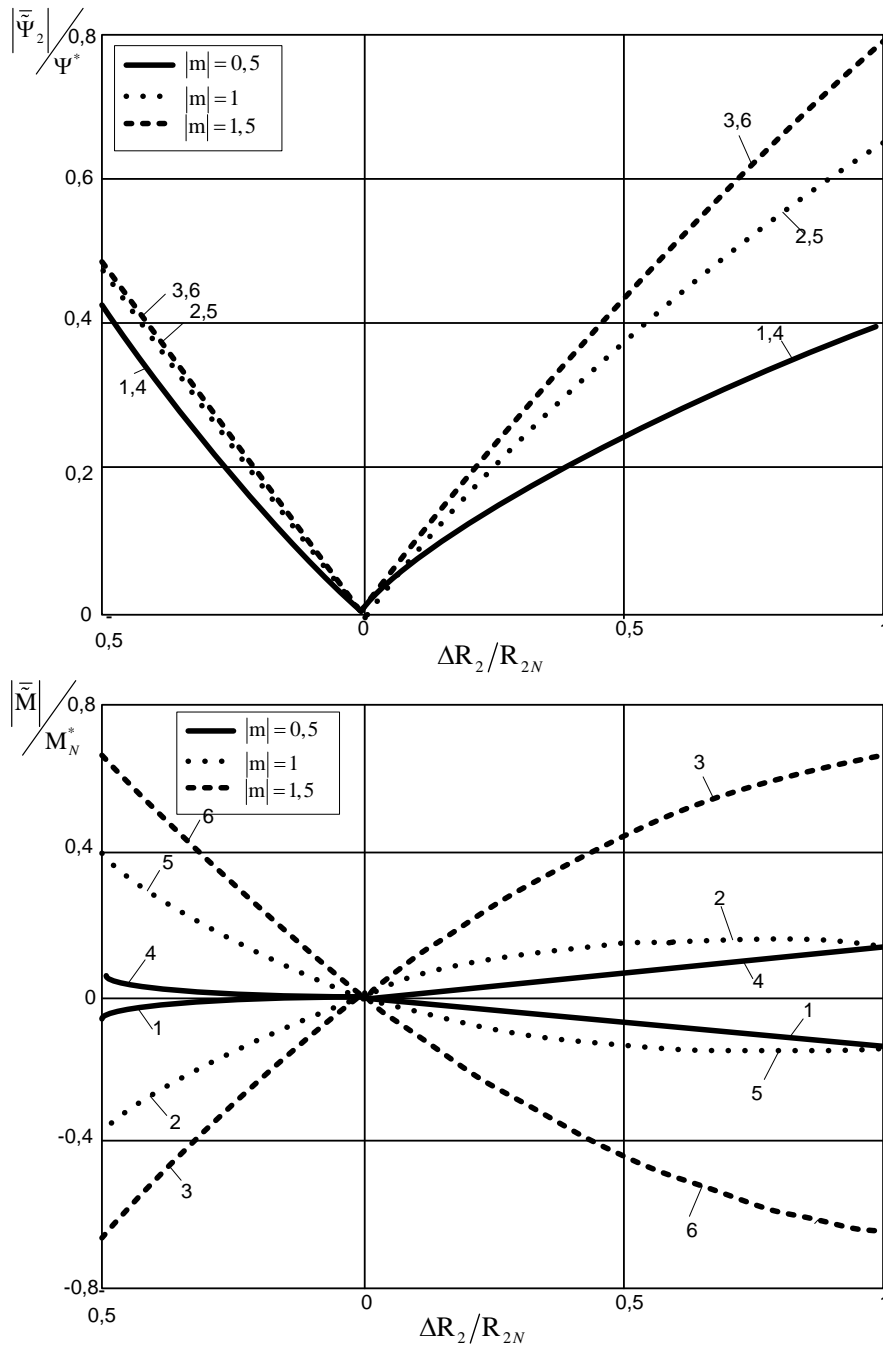


Рис. 3.1 – Похибки регулювання потокозчеплення і моменту для АД 0,75 кВт при $\Psi^* = \Psi_{2N}^*$: 1–($m = 0.5$); 2–($m = 1$); 3–($m = 1.5$); 4–($m = -0.5$); 5–($m = -1$); 6–($m = -1.5$)

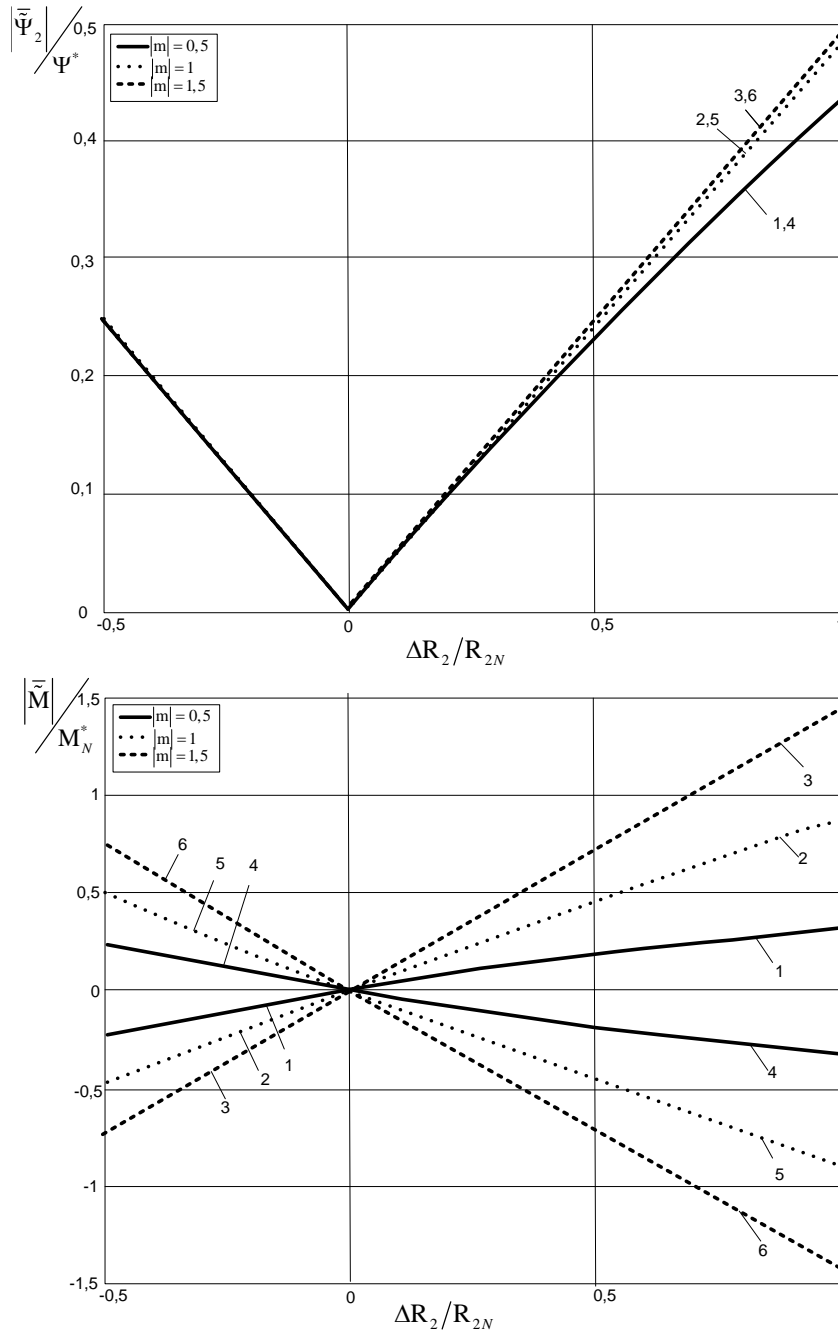


Рис. 3.2 – Похибки регулювання потокозчеплення і моменту для АД 0,75 кВт при $\psi^* = 0,5\psi_{2N}^*$: 1–($m = 0,5$); 2–($m = 1$); 3–($m = 1,5$); 4–($m = -0,5$); 5–($m = -1$); 6–($m = -1,5$)

Динамічна поведінка похибок регулювання може бути досліджена з використанням (3.10). При $\psi^* = \text{const}$, $M^* = \text{const}$ встановлюємо (див. (2.37) і (2.40)), що $i_{1q}^* = \text{const}$, $\omega_2 = \text{const}$, тому (3.10) є лінійною системою другого порядку, корні характеристичного рівняння якого дорівнюють

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_2, \quad (3.18)$$

$$\text{де } \alpha = \frac{R_{2N}}{L_2} + \frac{\Delta R_2}{L_2}, \quad \omega_2 = \frac{2}{3} R_{2N} M^* / (\psi^*)^2.$$

Отже, рішення (3.10) будуть містити затухаючі складові, частота яких дорівнює ω_2 , а час затухання визначається постійною часу $\alpha^{-1} = T_R$ (постійна часу роторного кола).

Для дослідження динамічної поведінки системи при варіації активного опору ротора використовувалась наступна послідовність дій керування, що представлена на рис. 3.3:

- під час початкового інтервалу часу $0 \div 0.1$ с машина збуджується, траєкторія заданого потоку починається з $\psi^*(0) = 0,02$ Вб і досягає номінального значення $0,96$ Вб з першою і другою похідними, що дорівнюють $9,4$ Вб/с і 94 Вб/с² відповідно;

- починаючи з $t = 3$ с від двигуна вимагається відпрацювати задану траєкторію зміни моменту, яка починається з нуля і досягає номінального значення, з першою похідною, що дорівнює 50 Н·м/с.

Для пришвидшеного збудження АД алгоритм формування струму i_{1d}^* (2.20) модифікований наступним чином $i_{1d}^* = (\alpha_N \psi^* + \dot{\psi}^*) / \alpha_N L_m$.

На рис. 3.4 – рис. 3.6 показані графіки перехідних процесів похибок компонент вектора потокозчеплення ротора $\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}$, моменту \tilde{M} (2.34) і модуля вектора потокозчеплення при керуванні АД потужністю $0,75$ кВт з $M^* = M_N$, $\psi^* = \psi_{2N}$, $\psi^*(0) = 0,02$ Вб, $\omega = 50$ рад/с, $k_1 = k_{iq} = k_{id} = 1000$, $k_{ii} = k_i^2 / 4$, при $\Delta R_2 = 0$, $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$, $\Delta R_2 = R_{2N}$. На рис. 3.5 і рис. 3.6 задані значення моменту і потоку показані суцільними лініями, а відпрацьовані пунктирними.

Як слідує з графіків перехідних процесів при $\Delta R_2 = 0$ похибка регулювання моменту нехтувано мала після затухання похибок відпрацювання потоку $\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}$, що зумовлені початковими умовами оскільки похибки відпрацювання струмів допустимо вважати нульовими протягом усього тесту. При $\Delta R_2 \neq 0$, як і слідує з теоретичного аналізу, динамічна поведінка похибок регулювання струмів суттєво не змінюється, однак із-за присутності похибок регулювання

$\tilde{\Psi}_{2d}, \tilde{\Psi}_{2q}$, що повільно змінюються, порушується не тільки асимптотичність регулювання моменту, але й деградує його динамічна поведінка. Наприклад, при $\psi^* > 0$, $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$ (рис. 3.5) час регулювання модуля вектора потокозчеплення при збудженні складає приблизно 2 с, значення усталеної похибки при номінальному моменті – 0,43 Вб. Погіршення показників якості перехідного процесу спостерігається також при відпрацюванні моменту. З рис. 3.5 встановлюємо, що час перехідного процесу відпрацювання моменту зросло до 2 с, перерегулювання дорівнює 56%, а усталена похибка при цьому 0,95 Н·м, що складає 38% від номінального значення. Похибки регулювання струмів при цьому близькі до нульових.

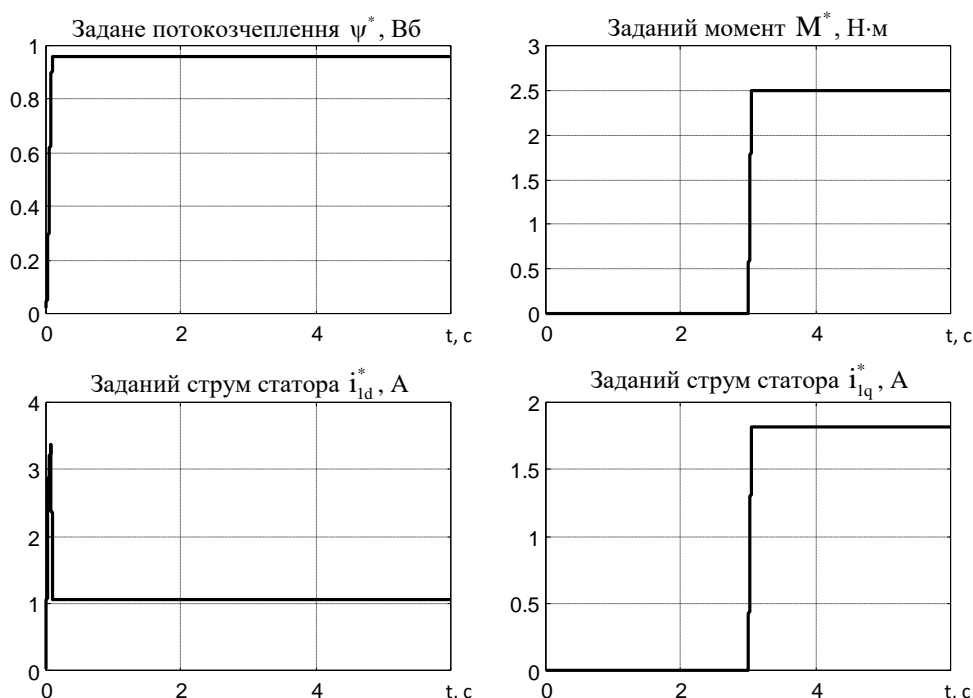


Рис. 3.3 – Задані траєкторії потокозчеплення, моменту і компонент струму статора

У випадку $\Delta R_2 = R_{2N}$ (рис. 3.6) також спостерігається деградація показників якості перехідного процесу. З рис. 3.6 встановлюємо, що час перехідного процесу регулювання модуля вектора потокозчеплення складає 0,5 с, перерегулювання 52% при збудженні, усталена похибка при номінальному моменті 0,5 Вб. При відпрацюванні моменту показники якості перехідного процесу наступні: час перехідного процесу 0,5 с, перерегулювання менше 2%, а усталена похибка 0,34 Н·м (13,6% від номінального моменту). Похибки відпрацювання струмів статора також допустимо вважати нульовими.

Проведений аналіз статичних і динамічних властивостей стандартної системи непрямого векторного керування моментом і потоком АД свідчить про суттєву чутливість систем з IFOC до варіації активного опору роторного кола.

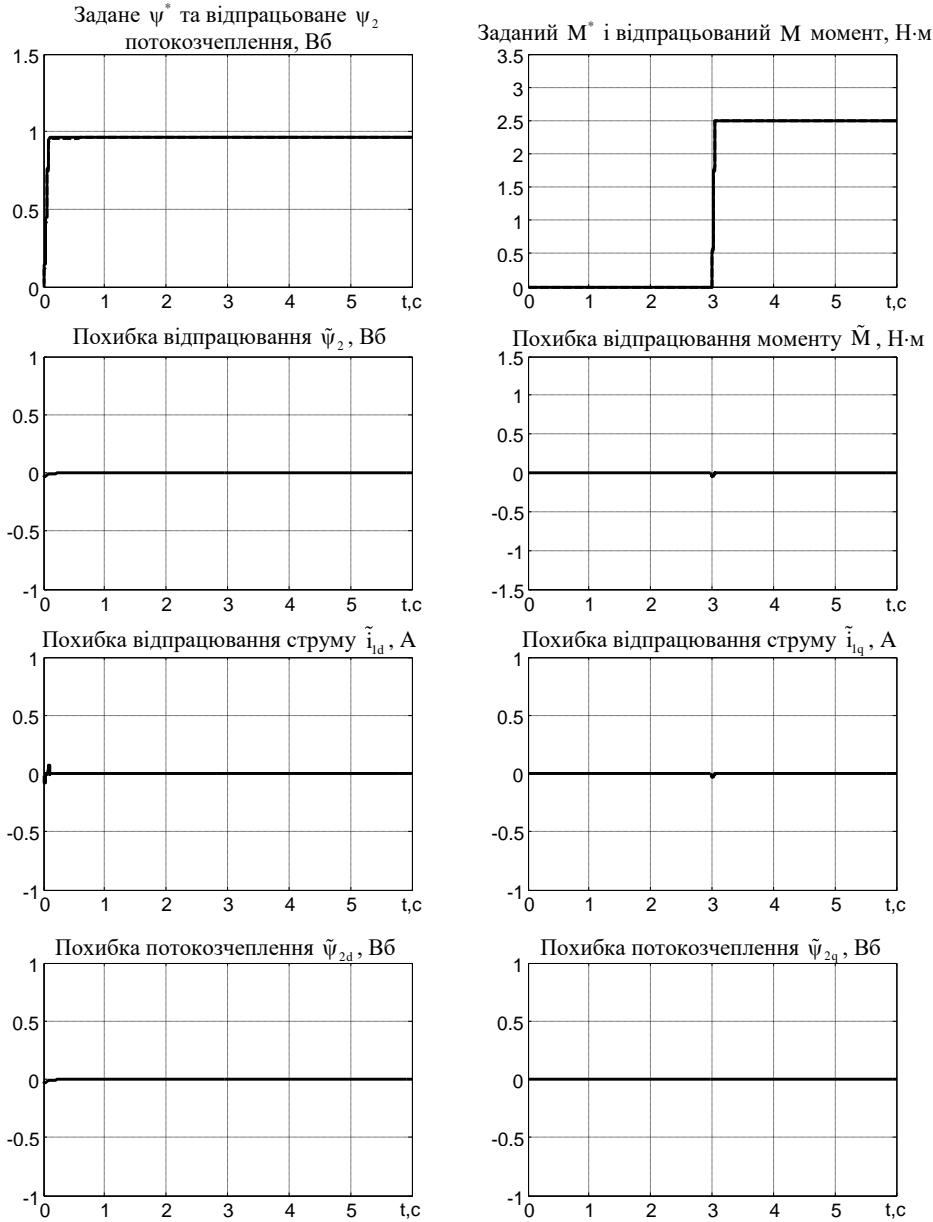


Рис. 3.4 – Перехідні процеси при керуванні моментом ($\Delta R_2 = 0$)

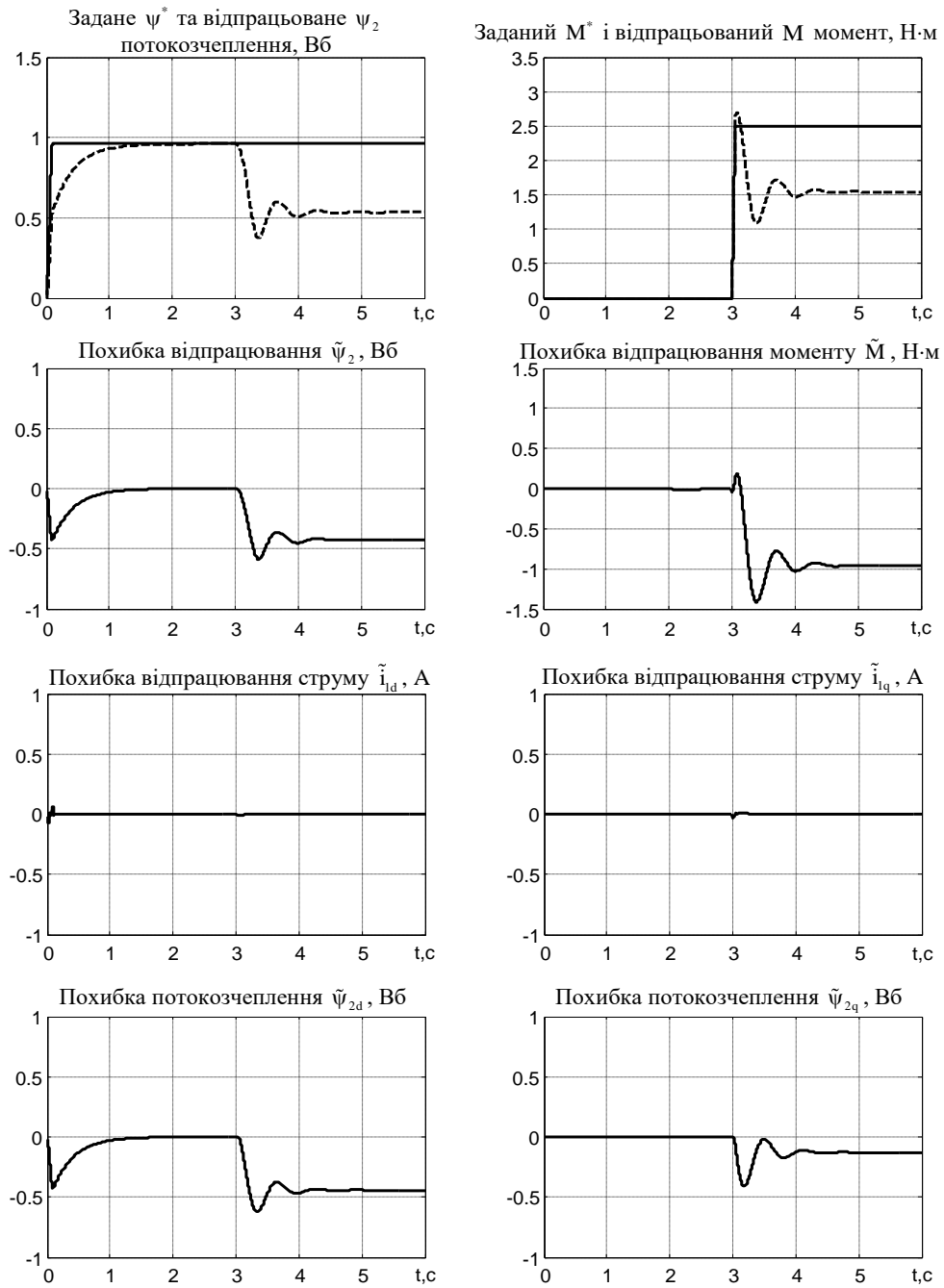


Рис. 3.5 – Перехідні процеси при керуванні моментом
 $(\Delta R_2 = -0,5R_{2N})$

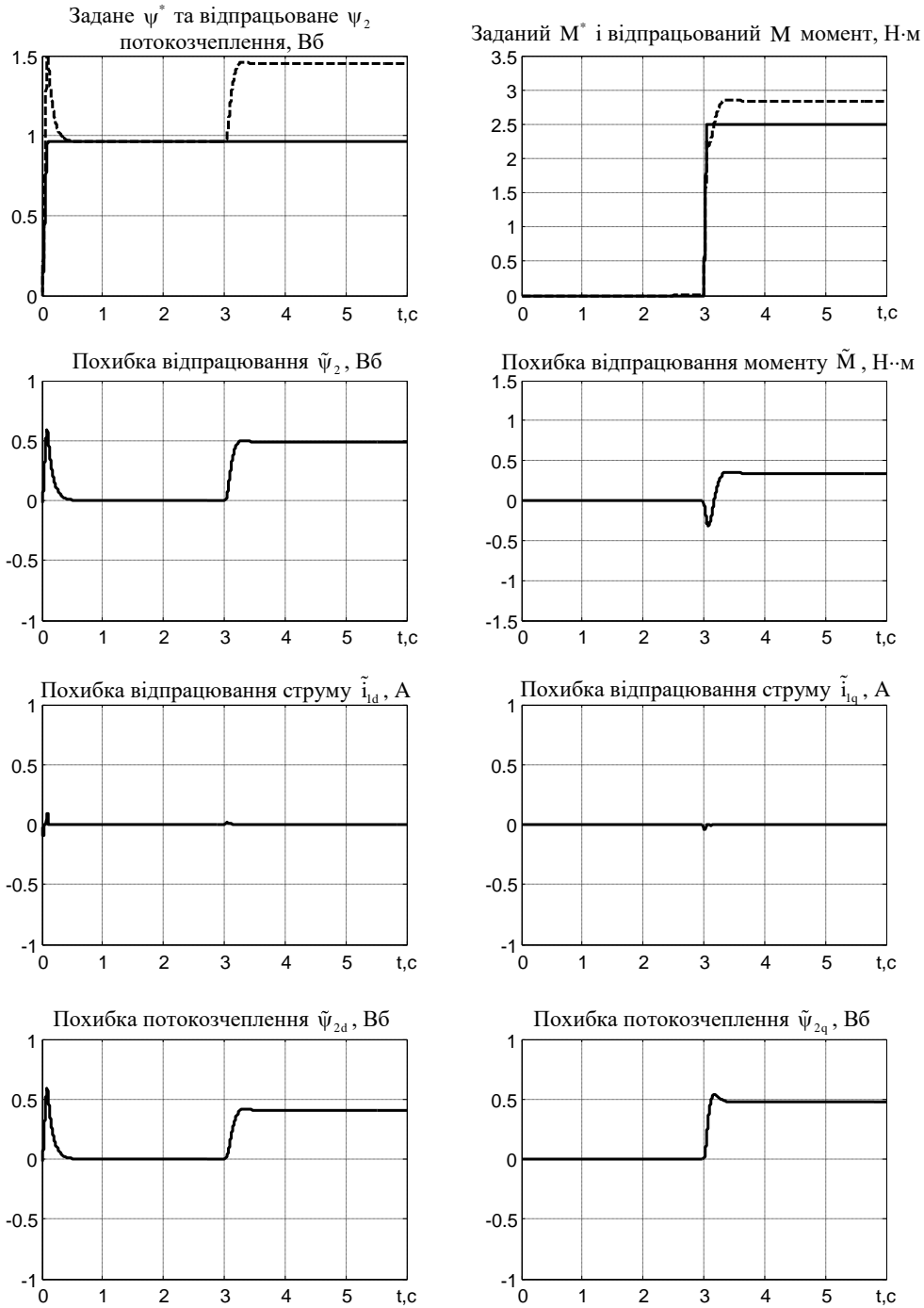


Рис. 3.6 – Перехідні процеси при керуванні моментом ($\Delta R_2 = R_{2N}$)

3.2. Дослідження робастності системи керування моментом-потокком, побудованої на основі принципу пасивності

Робастність алгоритму непрямого векторного керування на основі принципу пасивності в статичних режимах досліджено в [184]. Результати цих досліджень свідчать про те, що похибки регулювання поточкозчеплень $\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}$ менші, чим при IFOC. Однак таке зменшення досягається за рахунок суттєвих похибок регулювання струмів, внаслідок чого похибки регулювання моменту перевищують відповідні значення для IFOC.

На рис. 3.7 – рис. 3.9 представлені графіки перехідних процесів при відпрацюванні моменту, що отримані для алгоритму (2.67)–(2.69) при $k_{id1} = k_{iq1} = 0$. Перехідні процеси для незбуреного випадку $\Delta R_2 = 0$, які показано на рис. 3.7, підтверджують, що після затухання перехідних процесів в електричній підсистемі, керування моментом і потоком здійснюється без похибок. Динамічні процеси при $\Delta R_2 = -0.5R_{2N}$ і $\Delta R_2 = 2R_{2N}$ представлено на рис. 3.13 і рис. 3.9 відповідно. Як слідує з цих графіків, алгоритм векторного керування без використання датчиків струму статора гарантує достатньо високі показники точності відпрацювання модуля менше 0.2 Вб, однак має суттєві похибки відпрацювання струму. Зокрема, похибка відпрацювання струму i_q при $\Delta R_2 = -0.5R_{2N}$ складає 1 А (номінальне значення 2.1 А). Це в свою чергу визначає значні похибки в відпрацюванні моменту $\tilde{M} = 0.7$ Н·м, що складає 28% номінального значення і менше в порівнянні з випадком використання алгоритму IFOC, де похибка відпрацювання моменту сягає 38% від номінального значення. У випадку $\Delta R_2 = R_{2N}$, похибка відпрацювання струму i_{1q} не перевищує 0.7 А, а похибка відпрацювання моменту при цьому складає $\tilde{M} = 0.9$ Н·м. У той час при використанні IFOC, для даного випадку, похибка відпрацювання моменту складає $\tilde{M} = 0.36$ Н·м при нульових струмових похибках.

Розділ 3

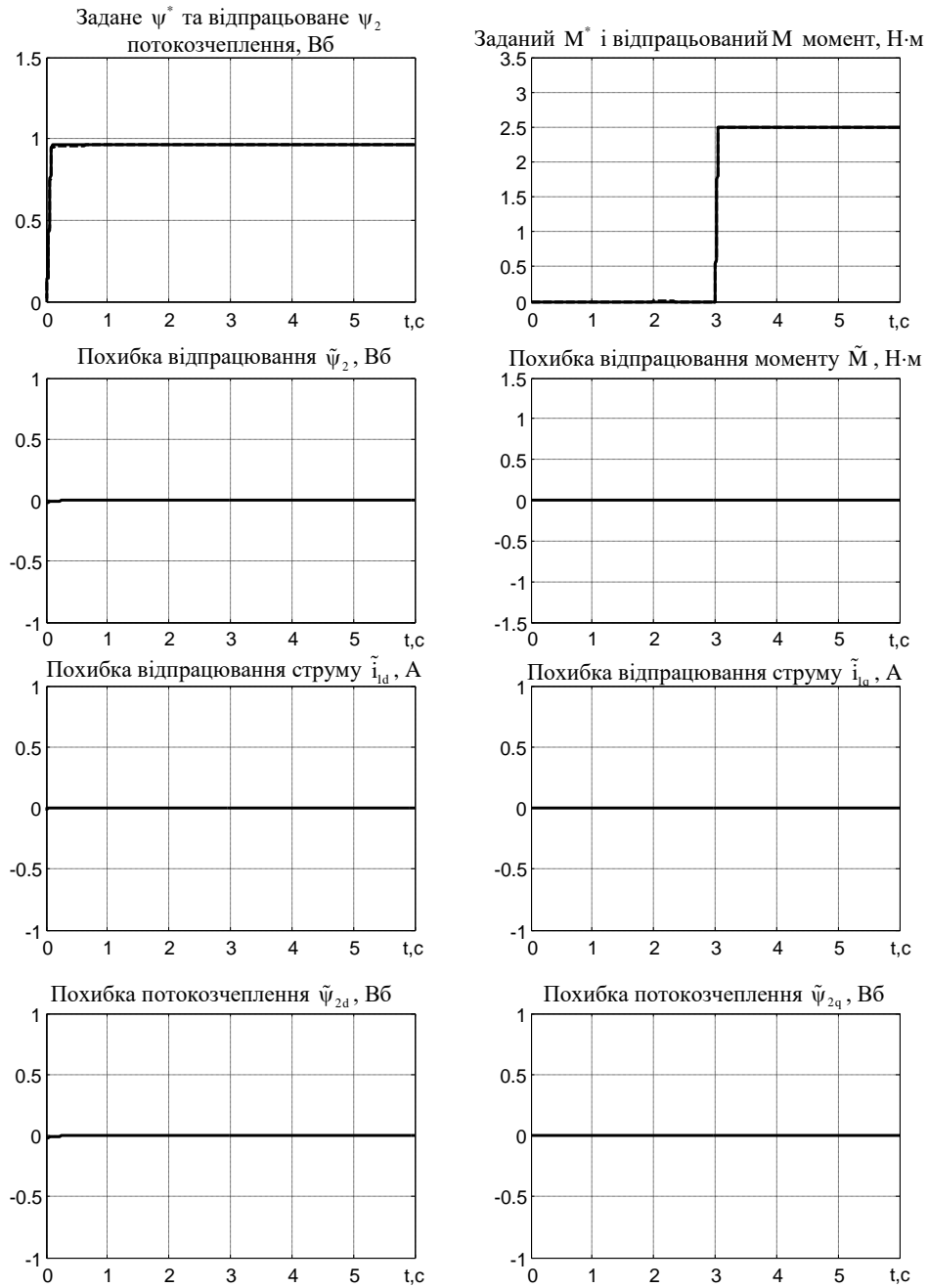


Рис. 3.7 – Графіки перехідних процесів при відпрацюванні моменту ($\omega = 50$ рад/с, $k_{id1} = k_{iq1} = 0$) алгоритмом непрямого векторного курування на основі принципу пасивності при $\Delta R_2 = 0$

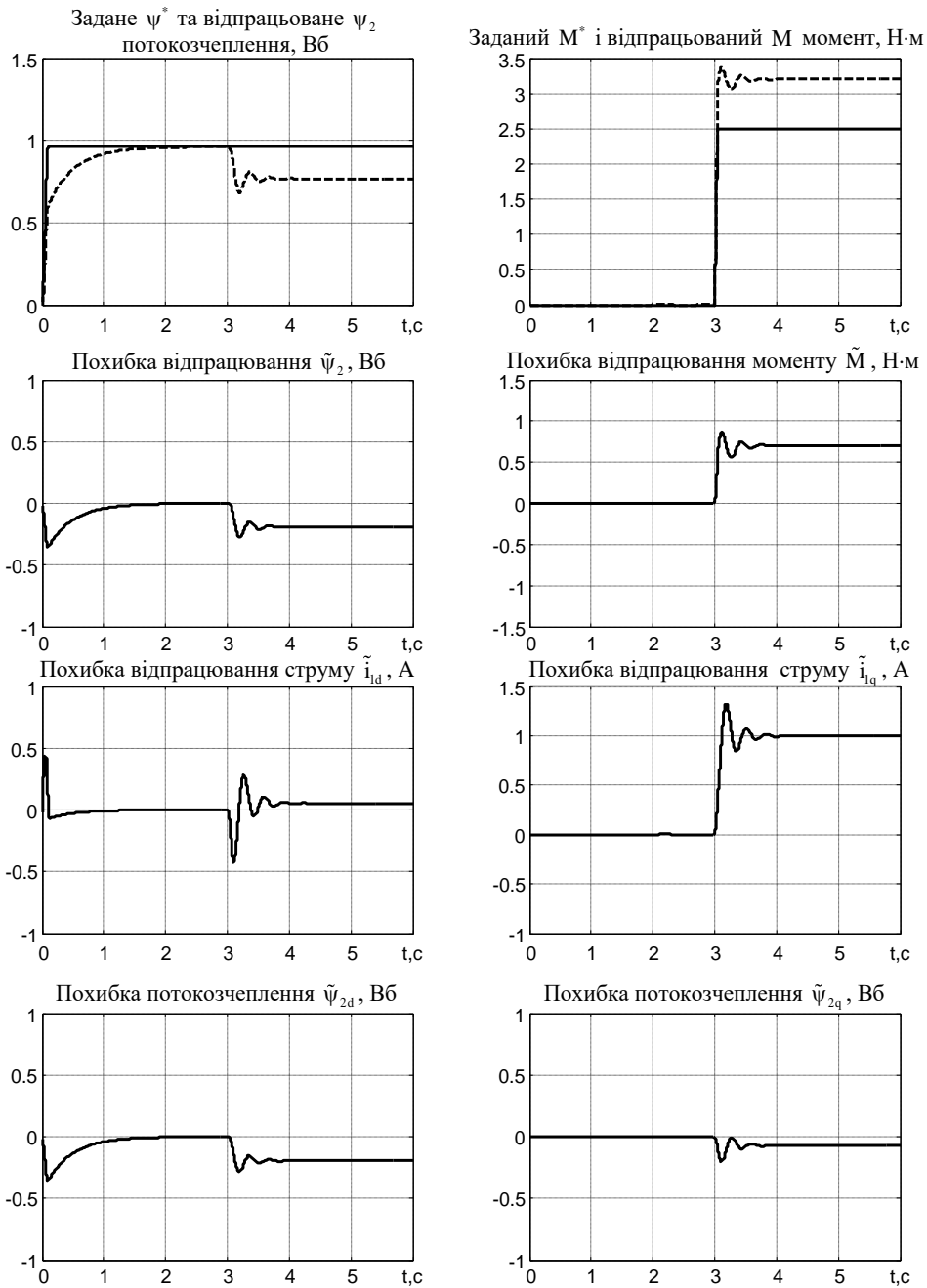


Рис. 3.8 – Графіки перехідних процесів при відпрацюванні моменту ($\omega = 50$ рад/с, $k_{id1} = k_{iq1} = 0$) алгоритмом непрямого векторного курування на основі принципу пасивності при $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$

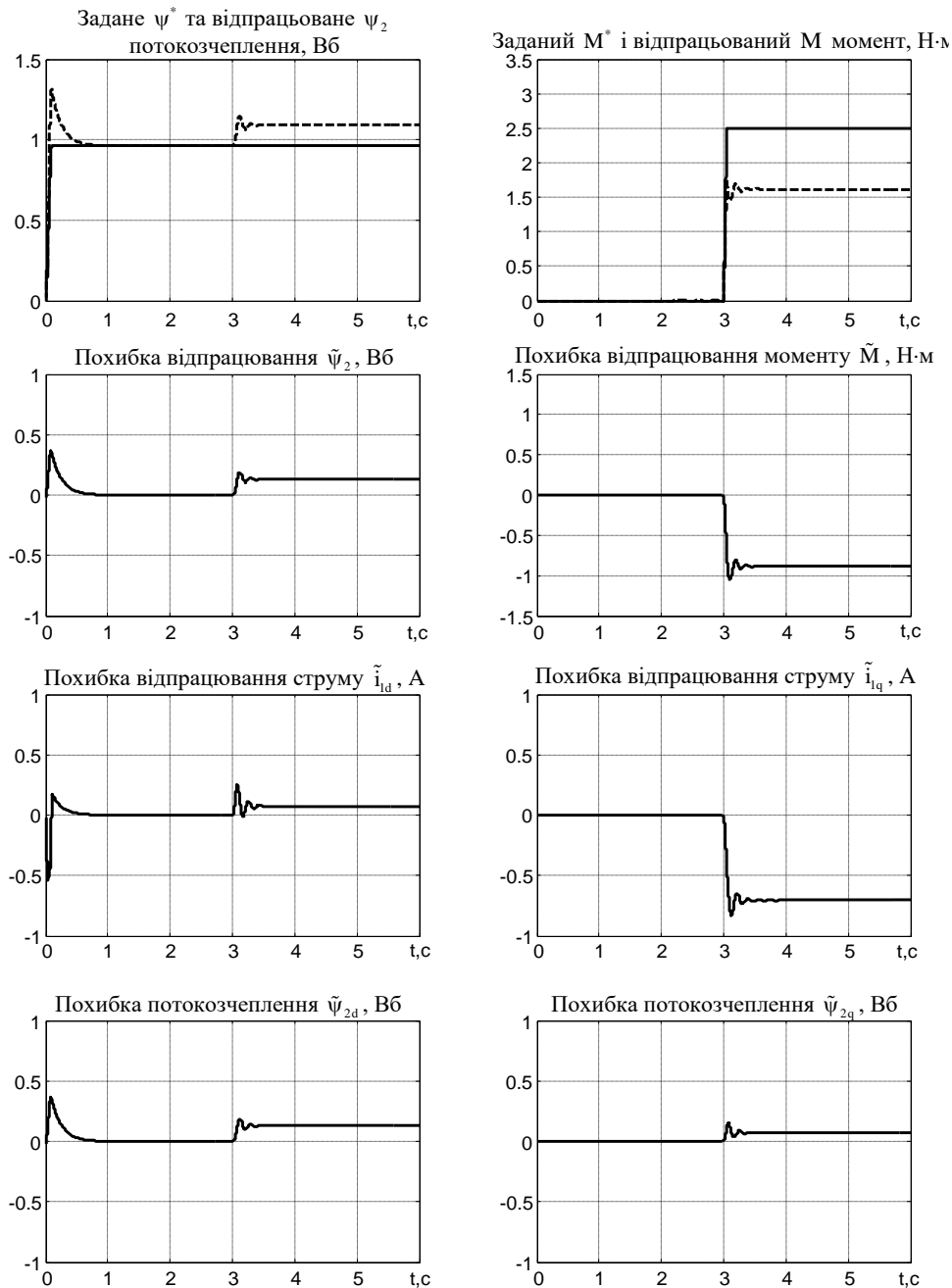


Рис. 3.9 – Графіки перехідних процесів при відпрацюванні моменту ($\omega = 50$ рад/с, $k_{id1} = k_{iq1} = 0$) алгоритмом непрямого векторного курування на основі принципу пасивності при $\Delta R_2 = R_{2N}$

3.2.3 Дослідження робастності системи покрашеного непрямого векторного керування моментом (I-IFOC)

Рівняння динаміки похибок регулювання модуля вектора потокозчеплення і моменту (2.42), (2.44) при використанні регулятора вектора потокозчеплення ротора (2.76) не змінюються, а збурена у відповідності з (3.2) динаміка електромагнітної підсистеми буде описуватися неоднорідними рівняннями в такому вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id}\tilde{i}_{1d} + \alpha\beta\tilde{\psi}_{2d} + \beta\omega\tilde{\psi}_{2q} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha\tilde{\psi}_{2d} + \omega_2\tilde{\psi}_{2q} + \alpha L_m\tilde{i}_{1d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\omega_2\tilde{\psi}_{2d} - \alpha\tilde{\psi}_{2q} - \gamma_1\beta\omega\tilde{i}_{1d} + \Delta\alpha L_m(\dot{i}_{1q}^* + \tilde{i}_{1q}),\end{aligned}\quad (3.19)$$

де $k_{id} = (R_1\sigma^{-1} + \alpha L_m\beta) + k_{id1}$,

$$\omega_2 = \alpha_N \frac{L_m \dot{i}_{1q}^*}{\psi^*} + \frac{\gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_{1d}}{\psi^*}. \quad (3.20)$$

Компонента $\Delta\alpha L_m \dot{i}_{1q}^*$ в (3.19) є зовнішнім постійним збуренням (при $M^* = \text{const}$, $\psi^* = \text{const}$), яке порушує асимптотичність регулювання модуля вектора потокозчеплення та моменту.

При великому k_{id} , коли динамічні процеси регулювання струму i_{1d} та потоку в достатній мірі розділені в часі, квазіусталене рішення (3.19) виходить при

$$\begin{aligned}\bar{\tilde{i}}_{1d} &= \frac{\beta}{k_{id}}(\alpha\bar{\tilde{\psi}}_{2d} + \omega\bar{\tilde{\psi}}_{2q}) \\ \bar{\tilde{i}}_{1q} &= 0\end{aligned}$$

у вигляді

$$\begin{aligned}\bar{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha\left(1 - \frac{\alpha L_m\beta}{k_{id}}\right)\bar{\tilde{\psi}}_{2d} + \left(\omega_2 + \omega\frac{\alpha L_m\beta}{k_{id}}\right)\bar{\tilde{\psi}}_{2q} \\ \bar{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\left(\omega_2 + \omega\gamma_1\frac{\alpha\beta^2}{k_{id}}\right)\bar{\tilde{\psi}}_{2d} - \left(\alpha + \frac{\gamma_1\beta^2\omega^2}{k_{id}}\right)\bar{\tilde{\psi}}_{2q} + \Delta\alpha L_m \dot{i}_{1q}^*\end{aligned}\quad (3.21)$$

Одним з можливих співвідношень, задовольняючих (2.80), є $\gamma_1 = L_m/\beta$, $k_{id} > \alpha L_m\beta \triangleq \lambda^{-1}\alpha L_m\beta$, $\lambda < 1$. З врахуванням цих співвідношень рівняння (3.21) переписуться у вигляді

$$\begin{aligned}\bar{\bar{\Psi}}_{2d} &= -\alpha(1-\lambda)\bar{\bar{\Psi}}_{2d} + (\omega_2 + \lambda\omega)\bar{\bar{\Psi}}_{2q} \\ \bar{\bar{\Psi}}_{2q} &= -(\omega_2 + \lambda\omega)\bar{\bar{\Psi}}_{2d} - \left(\alpha + \frac{\lambda}{\alpha}\omega^2\right)\bar{\bar{\Psi}}_{2q} + \Delta\alpha L_m i_{1q}^*\end{aligned}\quad (3.22)$$

Відмітимо, що нелінійна система (3.22) пониженого порядку є глобально експоненційно стійкою при $\Delta\alpha = 0$. Знаходження усталених рішень (3.22) складне, оскільки ω_2 (3.20) залежить від $\bar{\bar{\Psi}}_{2d}$ і $\bar{\bar{\Psi}}_{2q}$. Наближене рішення (3.22) може бути отримане, якщо лінеаризувати праву частину (3.22), що відповідає нехтуванню другим членом в (3.20) при його підстановці в (3.21).

Визначивши

$$Q_1 = \alpha(1-\lambda)\left(\alpha + \frac{\lambda\omega^2}{\alpha}\right) + \left(\alpha_N \frac{L_m}{\mu_1} \frac{M^*}{\psi^{*2}} + \lambda\omega\right)^2, \quad (3.23)$$

з (3.22) знаходимо усталені значення для похибок регулювання компонент вектора потокозчеплення

$$\bar{\bar{\Psi}}_{2d} = \left[\left(\frac{2}{3}\right)^2 \Delta R_2 R_{2N} \frac{M^{*2}}{\psi^{*3}} + \frac{2}{3} \lambda\omega \Delta R_2 \frac{M^*}{\psi^*} \right] Q_1^{-1} \quad (3.24)$$

$$\bar{\bar{\Psi}}_{2q} = \left[\left(\frac{2}{3}\right) \Delta R_2 \alpha (1-\lambda) \frac{M^*}{\psi^*} \right] Q_1^{-1} \quad (3.25)$$

З (3.24) і (3.25) усталені значення похибок регулювання модуля вектора потокозчеплення і моменту дорівнюють

$$|\bar{\bar{\Psi}}_2| = \left(\frac{2}{3}\right) \Delta R_2 \frac{|M^*|}{\psi^*} Q_1^{-1} \sqrt{\left(\frac{2}{3} R_{2N} M^* \frac{M^*}{\psi^{*2}} + \lambda\omega\right)^2 + (\alpha(1-\lambda))^2} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned}\bar{\bar{M}} &= \left(\frac{2}{3}\right)^2 \Delta R_2 M^* \times \\ &\times \left[\left(\frac{2}{3}\right)^2 R_{2N} \frac{M^{*2}}{\psi^{*4}} + \left(\frac{2}{3}\right) \lambda\omega \frac{M^*}{\psi^{*2}} - \frac{(R_{2N} + \Delta R_2)}{L_2^2} (1-\lambda) \right] Q_1^{-1}\end{aligned}\quad (3.27)$$

Вирази (3.24)–(3.27) встановлюють взаємозв'язок між похибками регулювання вектора потокозчеплення ротора і моменту в усталеному режимі як фун-

кцій заданих значень моменту і модуля вектора потокозчеплення M^* , ψ^* , кутової швидкості ω при варіації активного опору ротора ΔR_2 . На рис. 3.10 і рис. 3.11 показані залежності $|\bar{\psi}_2|/\psi_N^*$, \bar{M}/M_N^* , що отримані моделюванням повних рівнянь динаміки (2.82)–(2.83) АД потужністю 0,75 кВт, а також розраховані по формулам (3.26), (3.27) при $\psi_N^* = 0,96$ Вб і $M_N^* = 2,5$ Нм для значень швидкостей валу двигуна: ± 50 рад/с, ± 100 рад/с, ± 300 рад/с. Коефіцієнти налаштування для алгоритму I-IFOC наступні $k_i = k_{iq} = k_{id} = 1000$, $k_{ii} = \frac{k_i^2}{4}$, $\gamma_1 = 0.07$. Графіки, що отримані на основі повної моделі, позначені цифрами 1, 2, 3, а ті, що відповідають наближеним формулам – 4, 5, 6 відповідно.

З рис. 3.10 встановимо, що в рушійному режимі АД поведінка похибок регулювання потоку і моменту, що отримані з рівнянь пониженого порядку, в достатній мірі співпадає з поведінкою похибок, що отримані з рівнянь повного порядку. Різниця в значеннях пояснюється лінеаризацією правої частини рівнянь (3.22).

У випадку від'ємних швидкостей при $M^* > 0$, що відноситься до генераторного режиму роботи АД, рівняння пониженого порядку дають графіки відмінні від графіків, що отримані при використанні рівнянь повного порядку, що видно з рис. 3.11. Отже, рівняння (3.26), (3.27) для аналізу властивостей робастності можуть бути використані при роботі АД в рушійному режимі, в генераторному режимі необхідна корекція результатів, особливо при низьких швидкостях.

З аналізу виразів (3.23)–(3.27) слідує, що збільшення швидкості призводить до зменшення похибок регулювання модуля потокозчеплення і моменту.

Порівнюючи похибки регулювання при використанні I-IFOC з присутніми при стандартному алгоритмі непрямого векторного керування IFOC (див. рис. 3.1), встановлюємо, що алгоритм I-IFOC має більш високі показники робастності при варіації опору ротора. Зокрема, при варіації активного опору ротора $\Delta R_2 = R_{2N}$ і номінальних завданнях $\psi_N^* = 0,96$ Вб, $M_N^* = 2,5$ Нм для швидкості обертання валу $\omega = 50$ рад/с похибка відпрацювання модуля потокозчеплення (моменту) при використанні алгоритму I-IFOC та IFOC складає відповідно 28% (16%) та 70% (24%) від номінального значення. Відмітимо, що у випадку використання I-IFOC похибки регулювання можуть бути зменшені за рахунок збільшення коефіцієнту налаштування γ_1 .

Динамічна поведінка похибок регулювання може бути досліджена моделюванням з використанням (2.81) – (2.83).

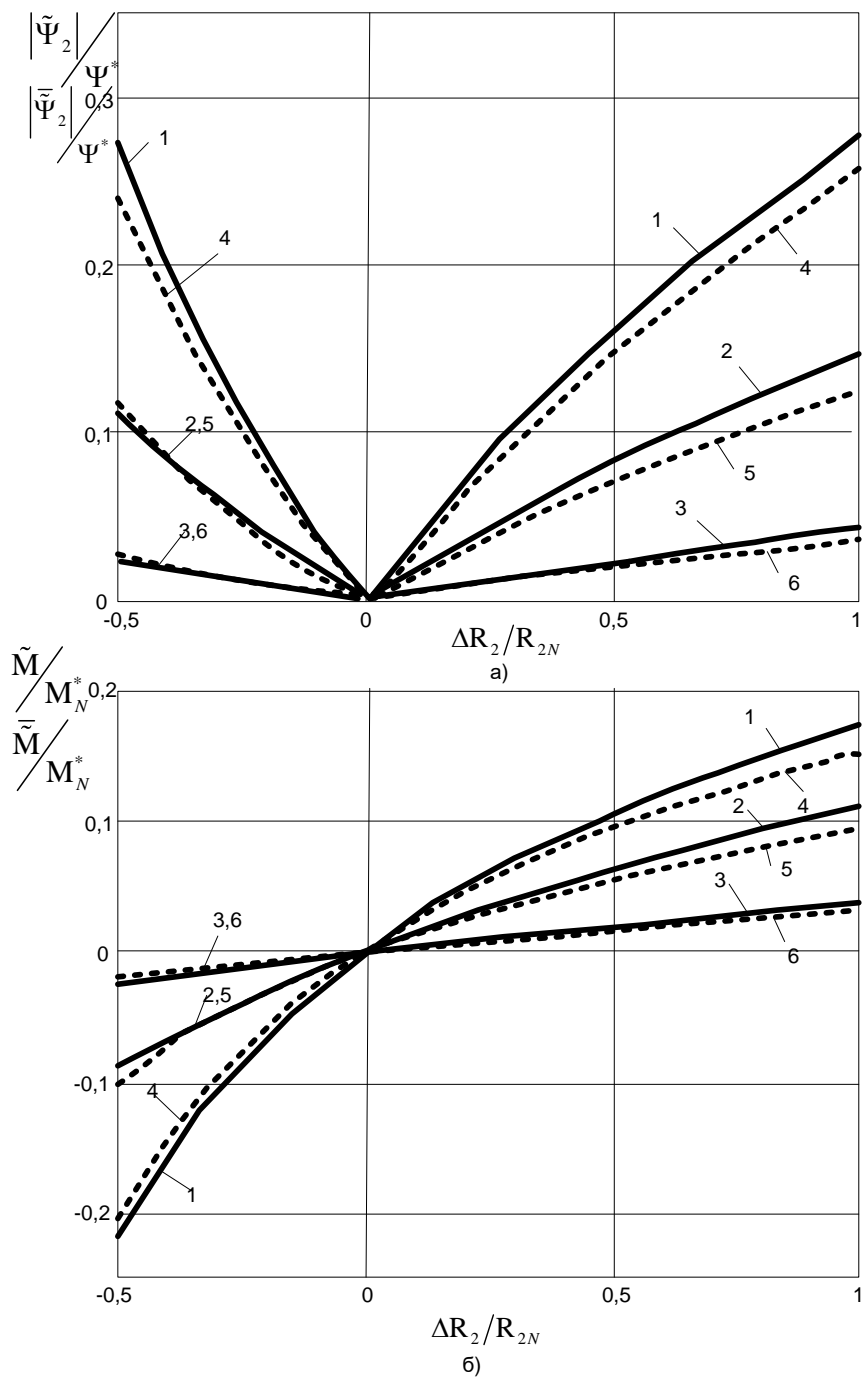


Рис. 3.10 – Похибки регулювання потокозчеплення (а) і моменту (б) для I-
 FOC: 1,4– $\omega = 50$ рад/с; 2,5– $\omega = 100$ рад/с; 3,6– $\omega = 300$ рад/с

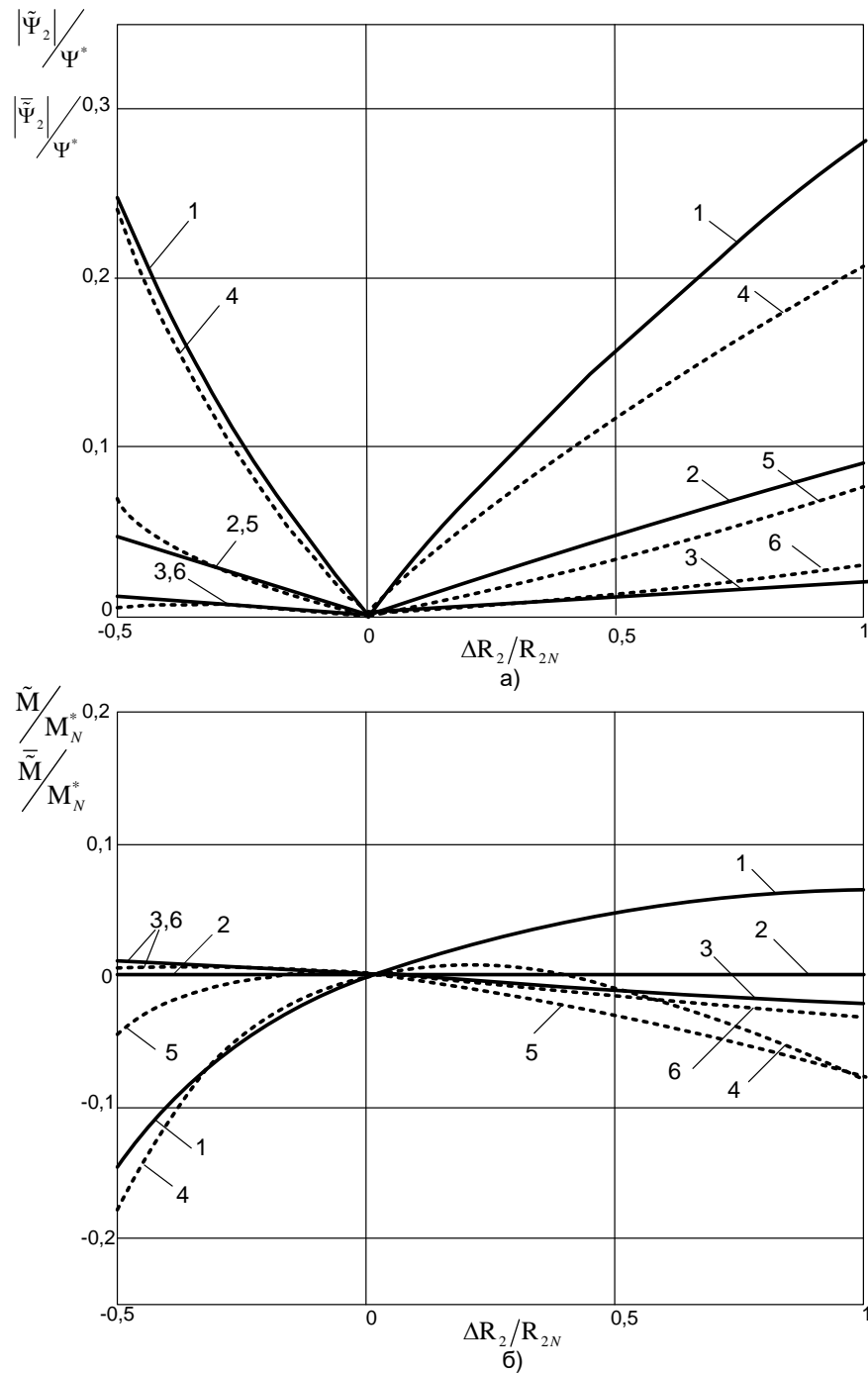


Рис. 3.11 – Похибки регулювання потокозчеплення (а) і моменту (б) для I-IFOC:
 1,4 $\omega = -50$ рад/с; 2,5 $\omega = -100$ рад/с; 3,6 $\omega = -300$ рад/с

На рис. 3.12 – рис. 3.14 показані графіки перехідних процесів похибок складових вектора поточкозчеплення ротора $\tilde{\Psi}_{2d}, \tilde{\Psi}_{2q}$, моменту \tilde{M} і модуля потоку $\tilde{\Psi}$, що отримані при використанні I-IFOC (2.76)–(2.79) для випадку керування АД потужністю 0,75 кВт з $M^* = M_N, \psi^* = \psi_N, \psi^*(0) = 0,02$ Вб, $\Delta R_2 = 0, \Delta R_2 = R_{2N}, \Delta R_2 = -0,5R_{2N}$ при $\omega = 50$ рад/с і наступних значеннях коефіцієнтів налаштування $k_i = k_{iq} = k_{id} = 1000, k_{ii} = k_i^2 / 4, \gamma_1 = 0,07$.

Перехідні процеси для незбуреного випадку $\Delta R_2 = 0$, показані на рис. 3.12, підтверджують, що після затухання перехідних процесів в електромагнітній підсистемі, зумовлених початковими умовами, керування моментом і потоком здійснюється без похибок. Динамічні процеси при $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$ і $\Delta R_2 = R_{2N}$ представлені на рис. 3.13 і рис. 3.14 відповідно. Як слідує з цих графіків, алгоритм покращеного непрямого векторного керування забезпечує більш високі, як статичні, так і динамічні показники точності відпрацювання вектора поточкозчеплення ротора і моменту в порівнянні з IFOC і алгоритмом, що ґрунтується на принципі пасивності. Наприклад, при варіації активного опору ротора $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$, порівнюючи показники якості перехідних процесів при використанні алгоритмів I-IFOC і IFOC (див. рис. 3.13 і рис. 3.5), встановлюємо, що час перехідного процесу регулювання модуля поточкозчеплення дещо зменшився в порівнянні з IFOC. Усталена похибка зменшилась з 0,43 Вб до значення 0,27 Вб. При відпрацюванні моменту, показники якості перехідного процесу при I-IFOC і IFOC склали: час перехідного процесу приблизно 1 с і 2 с відповідно, перерегулювання 24% і 56%, а значення усталеної похибки 0,6 Н·м і 0,95 Н·м відповідно. Усталене значення похибки струму статора по осі d склало 0,05 А, а по осі q близьке до нуля.

При порівнянні показників якості перехідних процесів у випадку $\Delta R_2 = R_{2N}$ (див. рис. 3.14 і рис. 3.6) для алгоритмів I-IFOC та IFOC, встановлюємо, що час перехідного процесу відпрацювання модуля потоку зменшився і склав 0,3 с при I-IFOC проти 0,5 с при використанні IFOC, а значення усталеної похибки 0,26 Вб і 0,5 Вб відповідно. При відпрацюванні моменту, показники якості перехідного при I-IFOC і IFOC склали: час перехідного процесу 0,3 с і 0,5 с відповідно, значення усталеної похибки 0,44 Н·м і 0,35 Н·м відповідно. Усталене значення похибки відпрацювання струму статора по осі d при цьому складає менше 0,1 А.

Отже, проведений аналіз статичних і динамічних властивостей алгоритму покращеного векторного керування моментом і потоком АД показує, що I-IFOC володіє більш сильними властивостями робастності по відношенню до варіацій активного опору роторного кола при $\omega \neq 0$.

Розділ 3

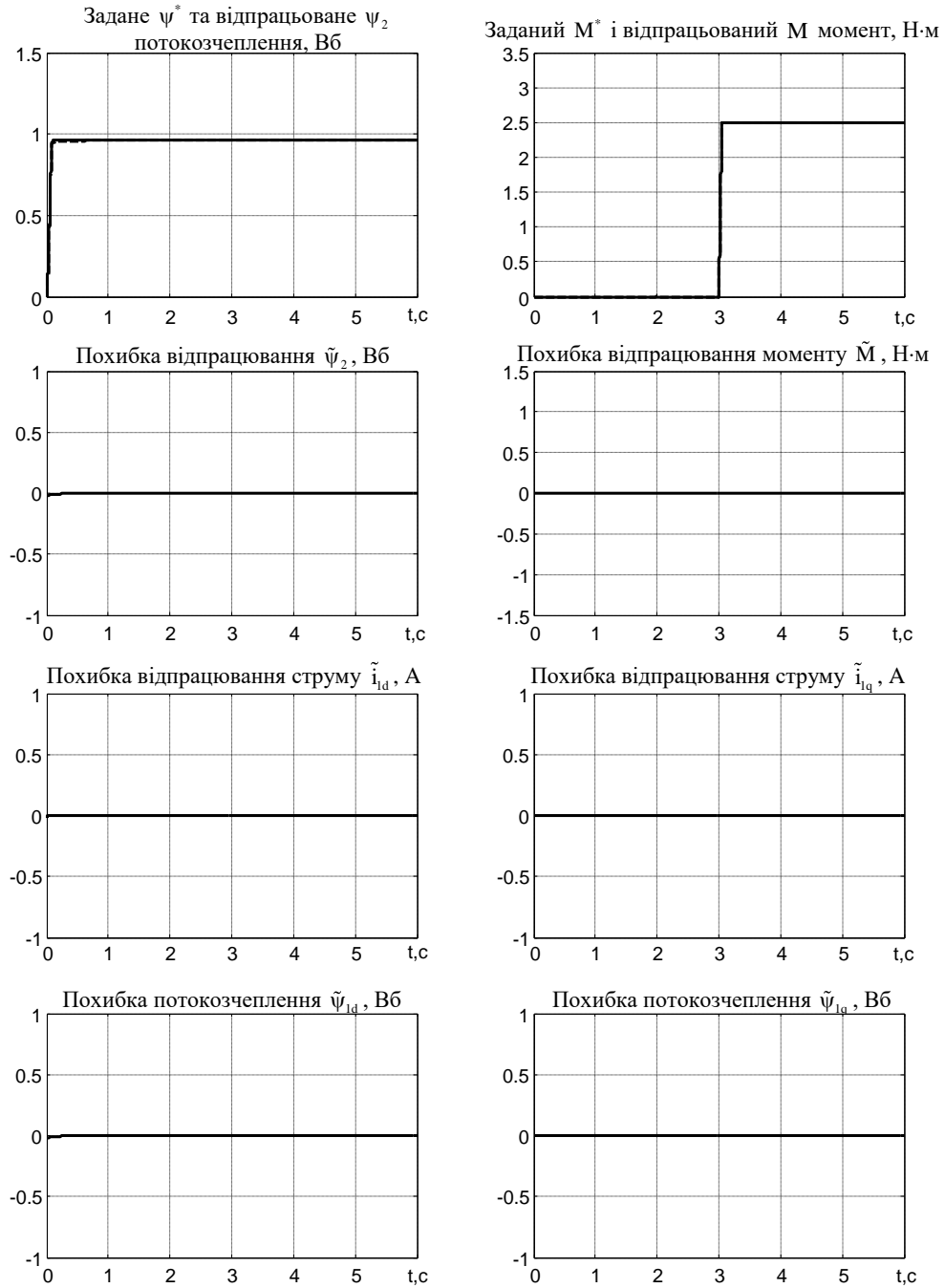


Рис. 3.12 – Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту з використанням I-IFOC при $\Delta R_2 = 0$

Розділ 3

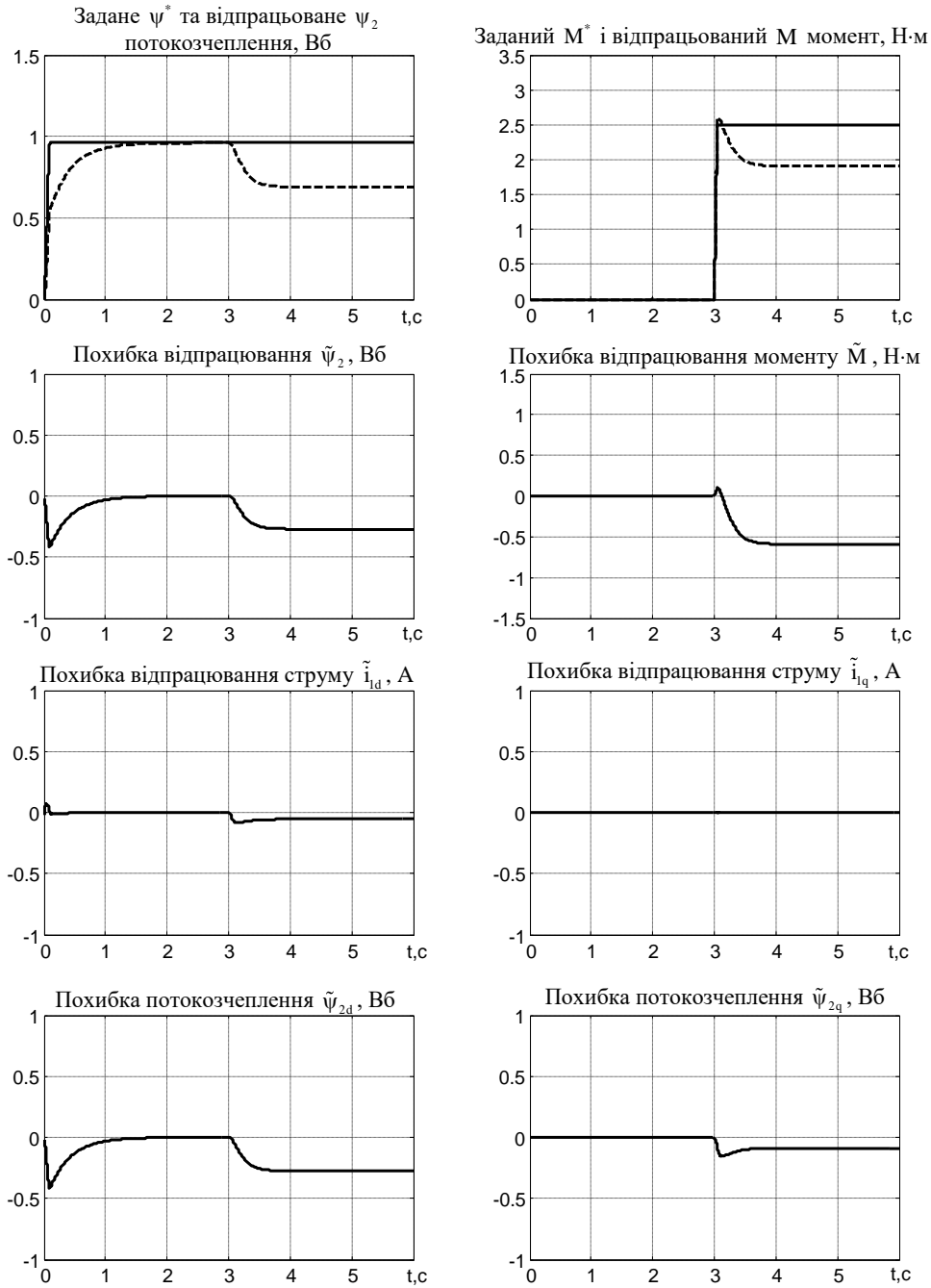


Рис. 3.13 – Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту з використанням I-IFOC при $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$

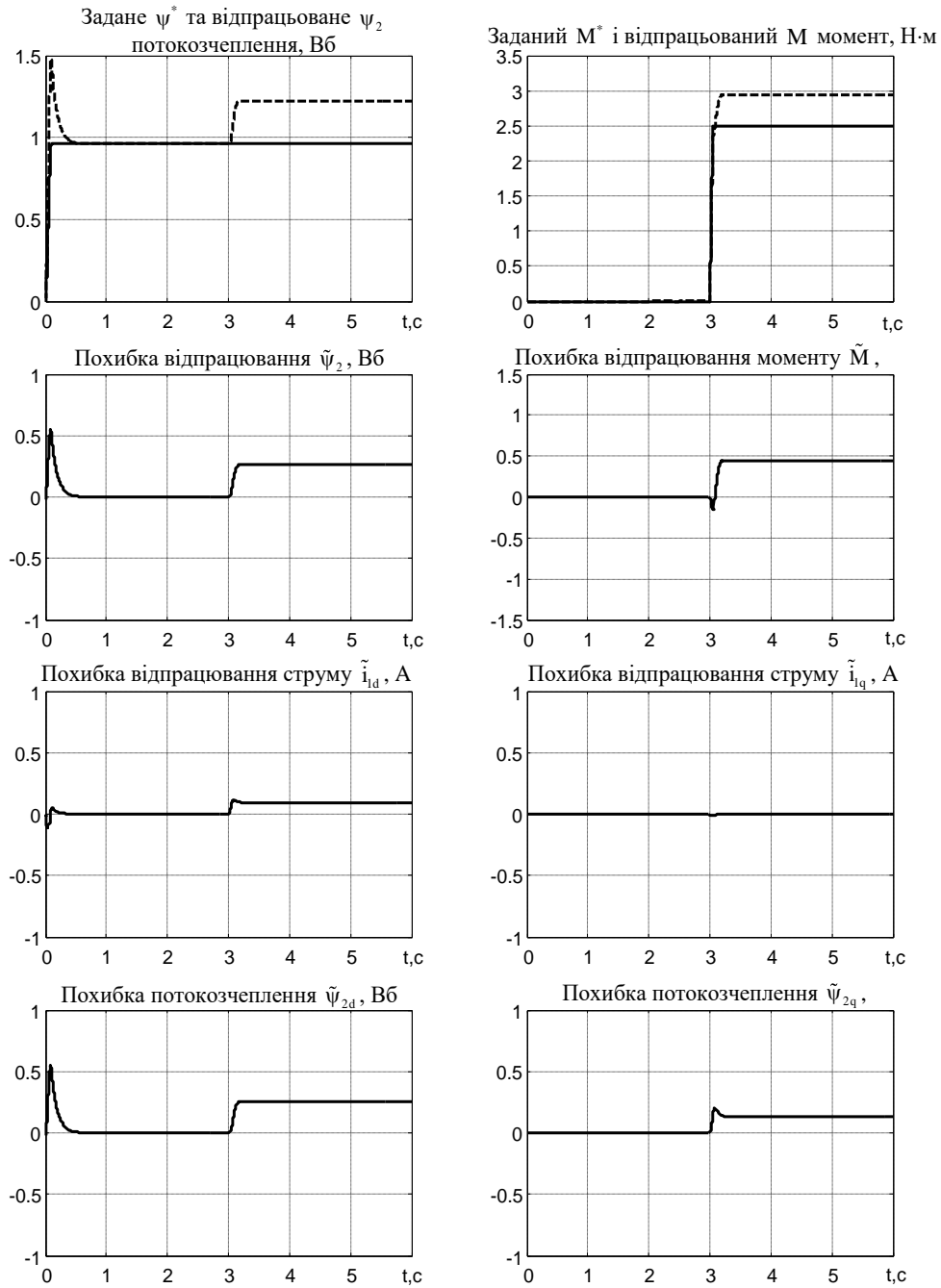


Рис. 3.14 – Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту з використанням I-IFOC при $\Delta R_2 = R_{2N}$

3.2.4 Дослідження робастності системи робастного непрямого векторного керування моментом (R-IFOC)

Для знаходження усталених рішень нелінійної системи сьомого порядку (2.92), (2.93) при варіації активного опору ротора $R_2 \neq R_{2N}$ скористаємося методикою, що розглянута в п. 3.2.1 і 3.2.3.

В усталеному режимі, завдяки дії інтегральної компоненти регулятора струму по осі q, маємо умову $\bar{i}_q = 0$, тому динамічна поведінка електромагнітної підсистеми, з врахуванням збурення (3.2), описується неоднорідними рівняннями у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{z}_d &= k_{iid} \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_{id} \tilde{i}_{1d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta \omega \tilde{\psi}_{2q} - z_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q} + \alpha L_m \tilde{i}_{1d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\omega_2 \tilde{\psi}_{2d} - \alpha \tilde{\psi}_{2q} - \gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_{1d} - \gamma_2 \beta \omega \tilde{i}_{1d} + \Delta \alpha L_m i_{1q}^*, \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} &= -k_0 \tilde{i}_{1d} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2d} + \beta \omega \tilde{\psi}_{2q}, \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$\omega_2 = \alpha_N \frac{L_m i_{1q}^*}{\psi^*} + \frac{\gamma_1 \beta \omega \tilde{i}_{1d}}{\psi^*} + \frac{\gamma_2 \beta \omega \tilde{i}_{1d}}{\psi^*}. \quad (3.29)$$

Квазіусталене рішення (3.28) виходить при

$$\begin{aligned} \bar{\tilde{i}}_{1d} &= 0, \\ \bar{\tilde{i}}_{1d} &= \frac{\alpha \beta \bar{\tilde{\psi}}_{2d} + \beta \omega \bar{\tilde{\psi}}_{2q}}{k_0}, \end{aligned}$$

у вигляді

$$\begin{aligned} \bar{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha \bar{\tilde{\psi}}_{2d} + \omega_2 \bar{\tilde{\psi}}_{2q}, \\ \bar{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\left(\omega_2 + \omega \gamma_2 \frac{\alpha \beta^2}{k_0} \right) \bar{\tilde{\psi}}_{2d} - \left(\alpha + \frac{\gamma_2 \beta^2 \omega^2}{k_0} \right) \bar{\tilde{\psi}}_{2q} + \Delta \alpha L_m i_{1q}^*. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Одним з можливих співвідношень, що задовольняє в (2.96), є $\gamma_2 = \frac{L_m}{\beta}$, $k_0 > \alpha L_m \beta \triangleq \lambda^{-1} \alpha L_m \beta$, $\lambda < 1$. З врахуванням цих співвідношень рівняння (3.30) переписуться у вигляді

$$\begin{aligned}\bar{\Psi}_{2d} &= -\alpha\bar{\Psi}_{2d} + \omega_2\bar{\Psi}_{2q}, \\ \bar{\Psi}_{2q} &= -(\omega_2 + \lambda\omega)\bar{\Psi}_{2d} - \left(\alpha + \frac{\lambda}{\alpha}\omega^2\right)\bar{\Psi}_{2q} + \Delta\alpha L_m i_{1q}^*.\end{aligned}\quad (3.31)$$

Відмітимо, що нелінійна система (3.31) пониженого порядку є глобально експоненційно асимптотично стійкою при $\Delta\alpha = 0$. Знаходження усталених рішень (3.31) складно, оскільки ω_2 залежить від $\bar{\Psi}_{1d}$ і $\bar{\Psi}_{1q}$. Наближене рішення (3.31) може бути отримано, якщо лінеаризувати праву частину (3.31), що відповідає нехтуванню другим і третім членом в (3.29) при його підстановці в (3.31). Визначивши

$$Q_2 = \alpha \left(\alpha + \frac{\lambda\omega^2}{\alpha} \right) + \alpha_N \frac{L_m}{\mu_1} \frac{M^*}{\psi^{*2}} \left(\alpha_N \frac{L_m}{\mu_1} \frac{M^*}{\psi^{*2}} + \lambda\omega \right), \quad (3.32)$$

з (3.31) знаходимо усталене значення для похибок регулювання компонент вектора потокозчеплення

$$\bar{\Psi}_{1d} = \left[\left(\frac{2}{3} \right)^2 \Delta R_2 R_{2N} \frac{M^{*2}}{\psi^{*3}} \right] Q_2^{-1}, \quad (3.33)$$

$$\bar{\Psi}_{1q} = \left[\left(\frac{2}{3} \right) \Delta R_2 \alpha \frac{M^*}{\psi^*} \right] Q_2^{-1}. \quad (3.34)$$

З (3.33) і (3.34) усталене значення похибок регулювання модуля вектора потокозчеплення і моменту дорівнює

$$|\bar{\Psi}_2| = \left(\frac{2}{3} \right) \Delta R_2 \frac{|M^*|}{\psi^*} Q_2^{-1} \sqrt{\left(\frac{2}{3} \right)^2 R_{2N}^2 \left(\frac{M^*}{\psi^{*2}} \right)^2 + \alpha^2} \quad (3.35)$$

$$\bar{M} = \left[\left(\frac{2}{3} \right)^2 \Delta R_2 R_{2N} \frac{M^{*3}}{\psi^{*4}} - \frac{(R_{2N} + \Delta R_2)}{L_2^2} \Delta R_2 M^* \right] Q_2^{-1} \quad (3.36)$$

Вирази (3.33)–(3.36) встановлюють взаємозв'язок між похибками регулювання вектора потокозчеплення ротора і моменту в усталеному режимі як функцій заданих значень моменту M^* і модуля вектора потокозчеплення ψ^* при варіації активного опору ротора ΔR_2 . На рис. 3.15 і рис. 3.16 показані залежності, що отримані моделюванням повних рівнянь динаміки (2.87) – (2.91), а також залежності $|\bar{\Psi}_2|/\psi_N^*$, \bar{M}/M_N^* , що розраховані за формулами (3.35), (3.36) при

$\psi_N^* = 0,96 \text{ Вб}$ і $M_N^* = 2,5 \text{ Нм}$ для значень швидкостей валу двигуна: $\pm 50 \text{ рад/с}$, $\pm 100 \text{ рад/с}$, $\pm 300 \text{ рад/с}$. Коефіцієнти налаштувань для алгоритму R-IFOC наступні $k_i = k_{iq} = k_{id} = 1000$, $k_{ii} = k_{iid} = k_{iiq} = k_i^2 / 4$, $\gamma_1 = \gamma_2 = 0,07$, $k_1 = 1000$. Графіки, що отримані на основі повної моделі, позначені цифрами 1, 2, 3, а ті, що відповідають наближеним формулам – 4, 5, 6 відповідно.

З рис. 3.15 і рис. 3.16 слідує, що поведінка похибок регулювання потоку і моменту, отриманих з рівнянь пониженого порядку, в достатній мірі співпадає з поведінкою похибок, отриманих з рівнянь повного порядку в діапазоні зміни $|\Delta R_2| / R_{2N} \leq 0,25$ і не перевищує 2% від відповідних номінальних значень. Різниця в значеннях пояснюється лінеаризацією правої частини рівнянь (3.29).

Порівнюючи графіки похибок регулювання поточозчеплень і моменту для алгоритмів IFOC, I-IFOC і R-IFOC, що представлені на рис. 3.1, 3.15 і рис. 3.15 відповідно, для випадку $\psi_N^* = 0,96 \text{ Вб}$, $M_N^* = 2,5 \text{ Нм}$ і $\omega = 50 \text{ рад/с}$, встановлюємо, що найбільша похибка при регулюванні модуля поточозчеплення отримана при варіації опору $\Delta R_2 = R_{2N}$ у випадку використання алгоритму IFOC, яка відповідає майже 70% від номінального значення, а для алгоритмів I-IFOC і R-IFOC похибка не перевищила 28% і 24% відповідно. Аналогічні показники були отримані і для похибки відпрацювання моменту, які для алгоритмів IFOC, I-IFOC і R-IFOC складають 24%, 16% і 11% відповідно. Отже, можна стверджувати, що найбільш високими показниками точності при варіації активного опору ротора володіє система робастного непрямого векторного керування моментом.

Дослідження динамічних режимів в системі робастного непрямого векторного керування моментом проведено методом математичного моделювання і представлено на рис. 3.12 – рис. 3.13, де показані графіки перехідних процесів, отриманих при використанні R-IFOC (2.87)–(2.91) в умовах тесту рис. 3.12 – рис. 3.14 при $\tilde{i}_{id}(0) = 0$ і наступних значеннях коефіцієнтів налаштувань $k_i = k_{iq} = k_{id} = 1000$, $k_{ii} = k_i^2 / 4$, $\gamma_1 = 0,07$, $\gamma_2 = 0,07$.

Перехідні процеси для незбуреного випадку $\Delta R_2 = 0$ співпадають з показаними на рис. 3.12 для I-IFOC. Динамічні процеси при $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$ і $\Delta R_2 = R_{2N}$ представлені на рис. 3.17 і рис. 3.18 відповідно.

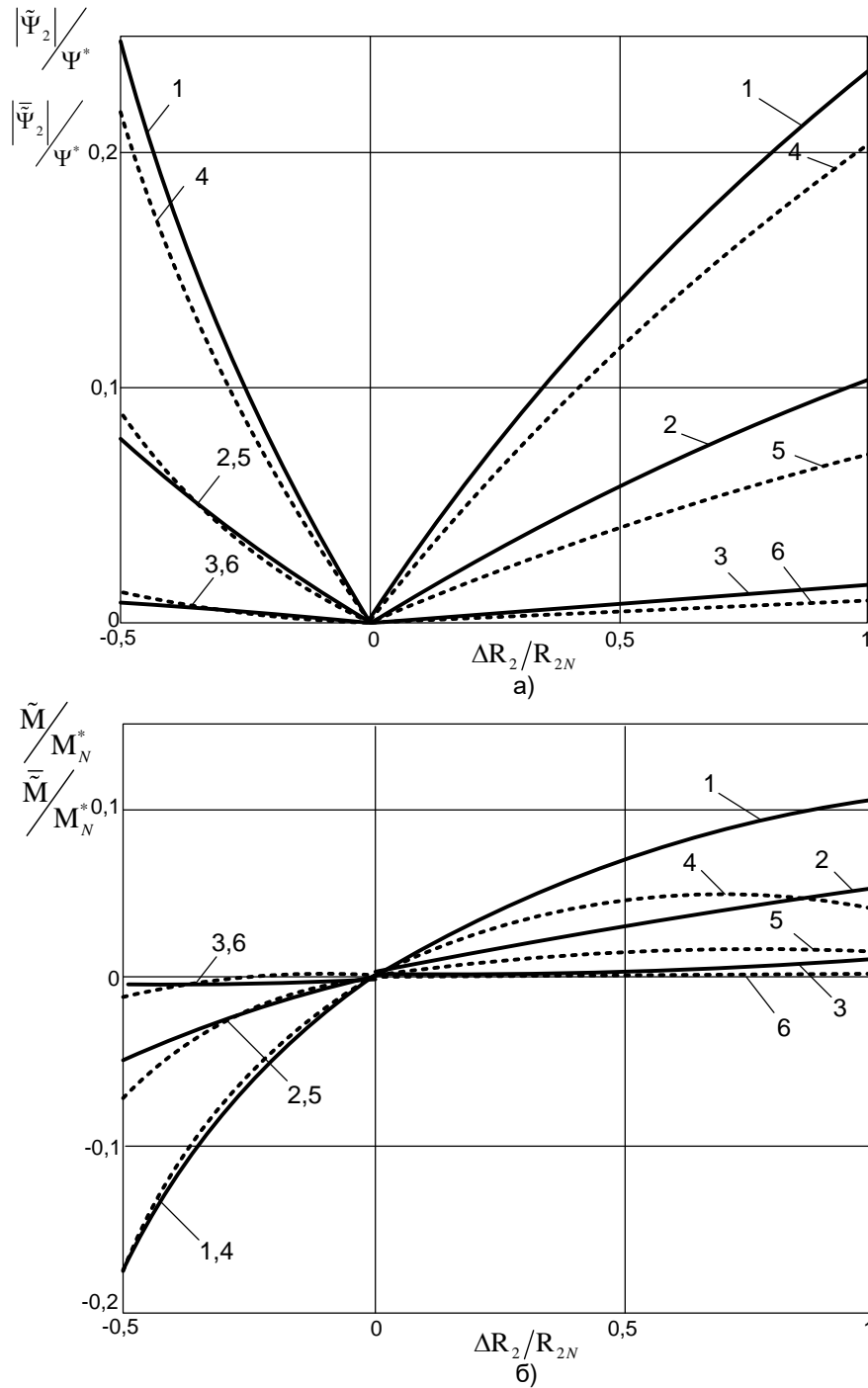


Рис. 3.15 – Похибки регулювання потоку (а) і моменту (б) для R-IFOC:
 1,4– $\omega = 50$ рад/с; 2,5– $\omega = 100$ рад/с; 3,6– $\omega = 300$ рад/с

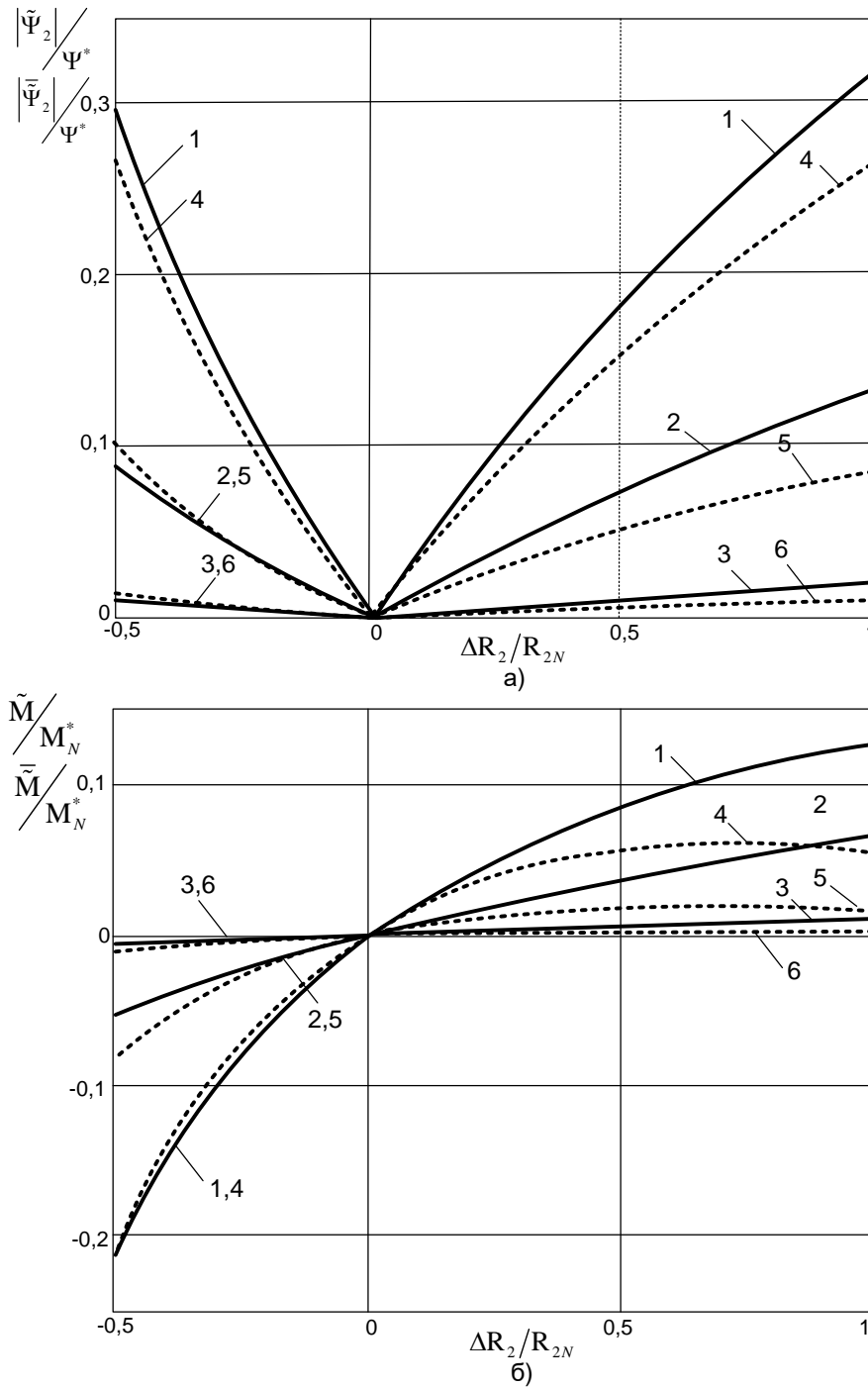


Рис. 3.16 – Похибки регулювання потоку (а) і моменту (б) для R-IFOC:
 1,4– $\omega = -50$ рад/с; 2,5– $\omega = -100$ рад/с; 3,6– $\omega = -300$ рад/с

З графіків слідує, що алгоритм робастного непрямого векторного керування забезпечує більш високі, як статичні, так і динамічні показники точності відпрацювання вектора потокозчеплення ротора і моменту в порівнянні з IFOC, алгоритмом, що ґрунтується на принципі пасивності I-IFOC. Наприклад, при варіації активного опору ротора $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$, порівнюючи показники якості перехідних процесів при використанні алгоритмів R-IFOC, I-IFOC і IFOC (див. рис. 3.17, рис. 3.13 і рис. 3.5), встановлюємо, що час перехідного процесу регулювання модуля потокозчеплення зменшився і склав 1 с при R-IFOC, проти 2с при IFOC, але залишився таким же, як при використанні I-IFOC. Значення усталених похибок при дії навантаження складає 0,24 Вб, 0,27 Вб і 0,43 Вб відповідно. При відпрацюванні моменту, показники якості перехідного процесу при R-IFOC, I-IFOC і IFOC склали: час перехідного процесу 1 с, 1 с і 2 с відповідно, перерегулювання 20%, 24% і 56% відповідно, а значення усталеної похибки 0,5 Н·м, 0,6 Н·м і 0,95 Н·м відповідно. Похибки відпрацювання струму статора по осі d і по осі q при використанні R-IFOC близькі до нуля.

При порівнянні показників якості перехідного процесу, у випадку $\Delta R_2 = R_{2N}$ (див. рис. 3.18, рис. 3.14 і рис. 3.6) для алгоритмів R-IFOC, I-IFOC і IFOC, встановлюємо, що час перехідного процесу відпрацювання модуля потоку зменшився і склав 0,3 с при R-IFOC, аналогічно I-IFOC, проти 0,5 с при використанні IFOC. Значення усталеної похибки дорівнює 0,21 Вб, 0,26 Вб і 0,5 Вб відповідно. При відпрацюванні моменту, показники якості перехідного процесу при R-IFOC, I-IFOC і IFOC склали: час перехідного процесу 0,3 с, 0,3 с і 0,5 с відповідно, перерегулювання 11,6%, 18% і 52%, а значення усталеної похибки 0,29 Н·м, 0,44 Н·м і 0,5 Н·м відповідно. Похибки відпрацювання струму статора по осі d і по осі q при використанні R-IFOC близькі до нуля.

Отже, проведений аналіз статичних і динамічних властивостей алгоритму робастного непрямого векторного керування моментом і потоком АД показує, що R-IFOC володіє більш сильними властивостями робастності при $\omega \neq 0$ в порівнянні з IFOC і дещо кращими в порівнянні з I-IFOC.

З графіків для похибок регулювання, що представлені на рис. 3.10, 3.16, 3.20, 3.21, встановлюємо, що точність алгоритмів I-IFOC і R-IFOC в значній мірі залежить від значення швидкості обертання валу двигуна. Графіки, показані на цих рисунках, побудовані для швидкостей 50 рад/с (16% від номінальної) і вище. Інтерес представляє точності алгоритмів I-IFOC і R-IFOC при швидкостях близьких до нульової, наприклад, при $\omega = 1$ рад/с. Графіки похибок відпрацювання моменту, що розраховані з використанням рівнянь повного і пониженого порядку для алгоритмів I-IFOC і R-IFOC, представлені на рис. 3.19. На цьому ж рисунку для порівняння приведені графіки похибок регулювання для алгоритму IFOC, які, як відомо, не залежать від швидкості обертання валу двигуна.

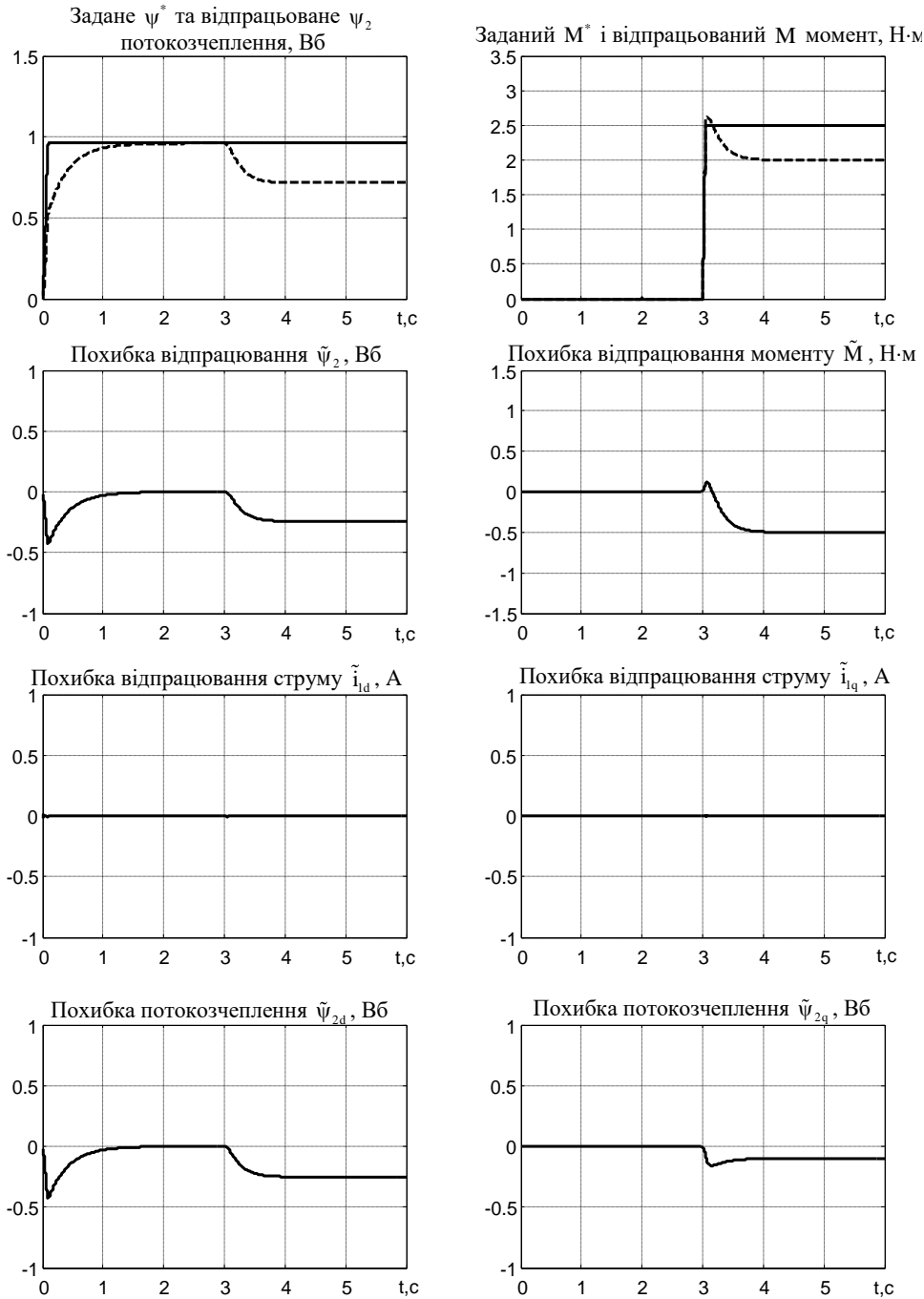


Рис. 3.17 – Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту з використанням R-IFOC при $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$

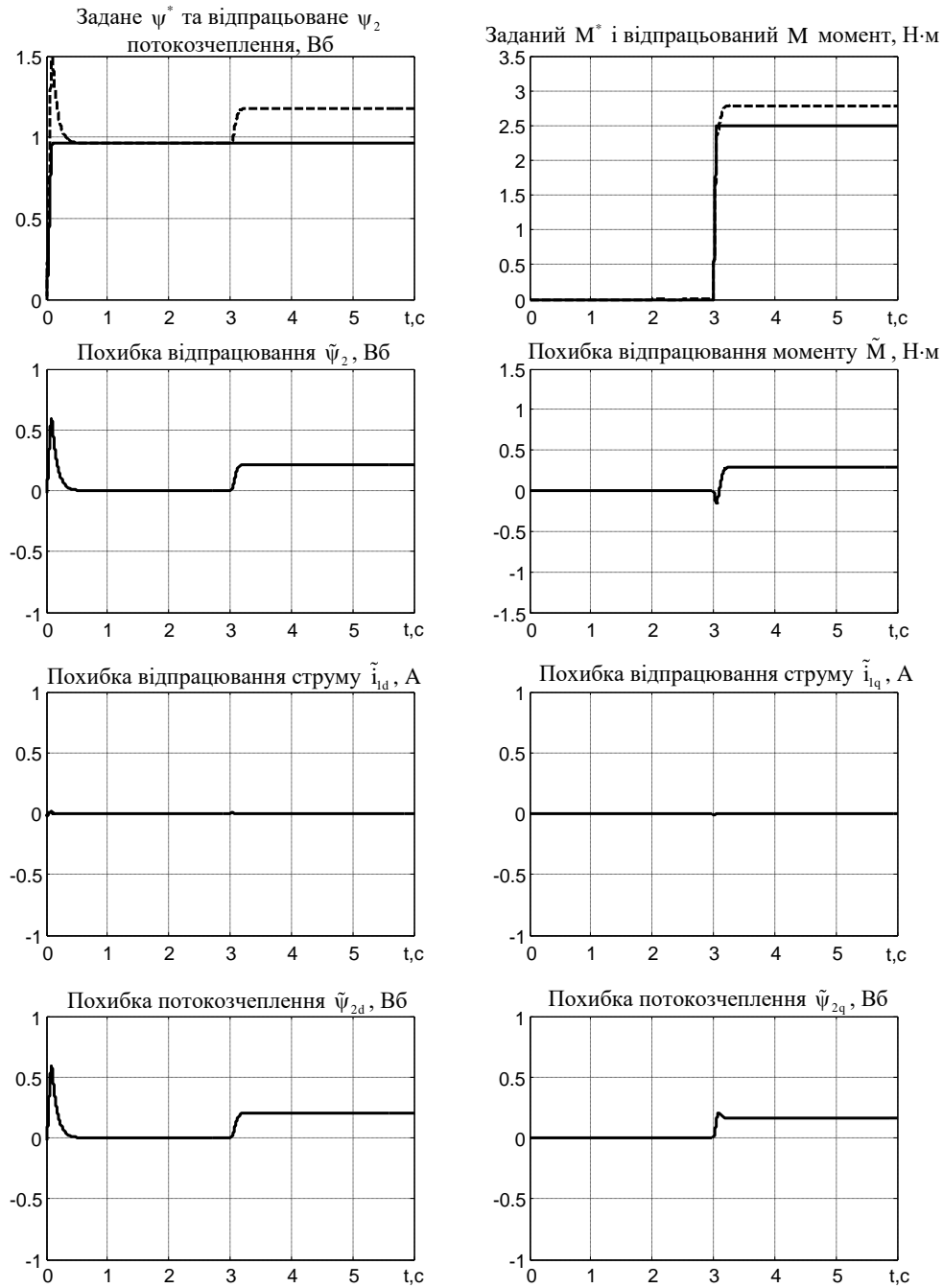


Рис. 3.18 – Графіки перехідних процесів відпрацювання моменту з використанням R-IFOC при $\Delta R_2 = R_{2N}$

Похибки відпрацювання модуля поточкозчеплення, що отримані з рівнянь повного і пониженого порядку для алгоритмів IFOC, I-IFOC, R-IFOC, співпадають. Це пояснюється тим, що на низьких швидкостях в рівняннях повного порядку значення членів $\frac{\gamma_1 \beta \omega_{1d} \tilde{i}_{1d}}{\psi^*}$, $\frac{\gamma_2 \beta \omega_{1d} \tilde{i}_{1d}}{\psi^*}$ в (2.76) і (2.87) нехтувано малі і практично не впливають на поведінку системи.

Розглядаючи графіки регулювання моменту, встановлюємо, що похибки, отримані для алгоритму I-IFOC рівнянь повного і пониженого порядку, дещо відрізняються при збільшенні опору ротора вище номінального значення, а для алгоритму R-IFOC співпадають на всій ділянці варіації опору. Значення похибок відпрацювання моменту для випадку варіації опору ротора $\Delta R_2 = R_{2N}$ для алгоритму I-IFOC і R-IFOC складають 16% і 14% відповідно.

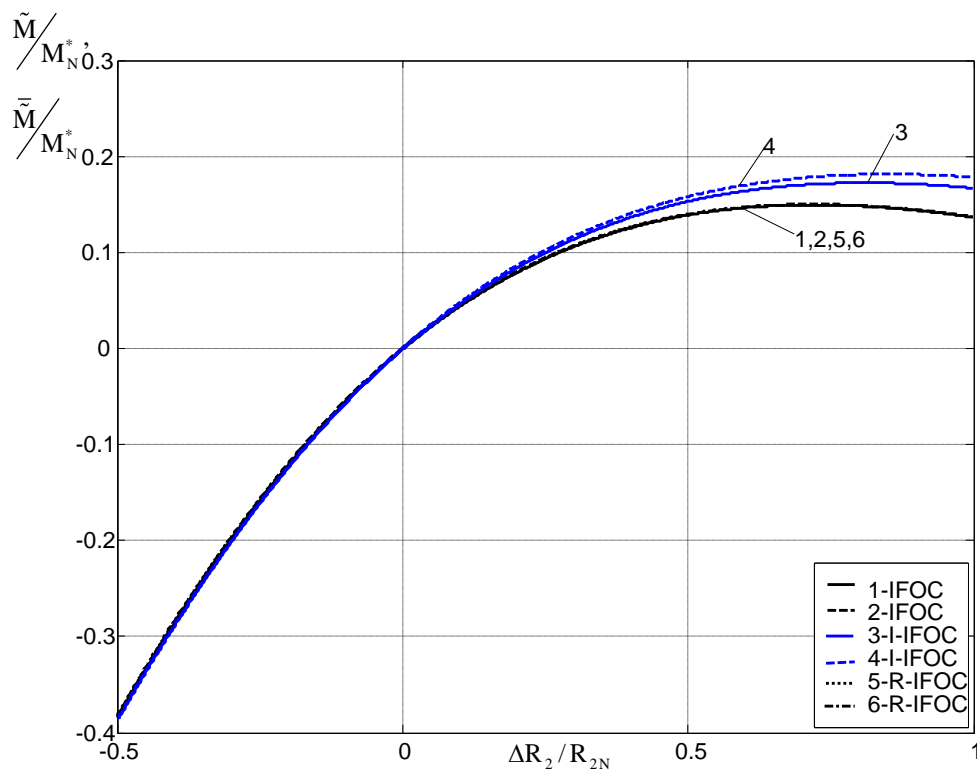


Рис. 3.19 – Похибки регулювання моменту для IFOC, I-IFOC і R-IFOC: 1,3,5 – рівняння повного порядку; 2,4,6 – рівняння пониженого порядку

Для формування більш повної картини впливу варіацій активного опору ротора на похибки регулювання модуля поточкозчеплення і моменту при різних швидкостях обертання валу АД були проведені дослідження, результати яких представлені на рис. 3.20.

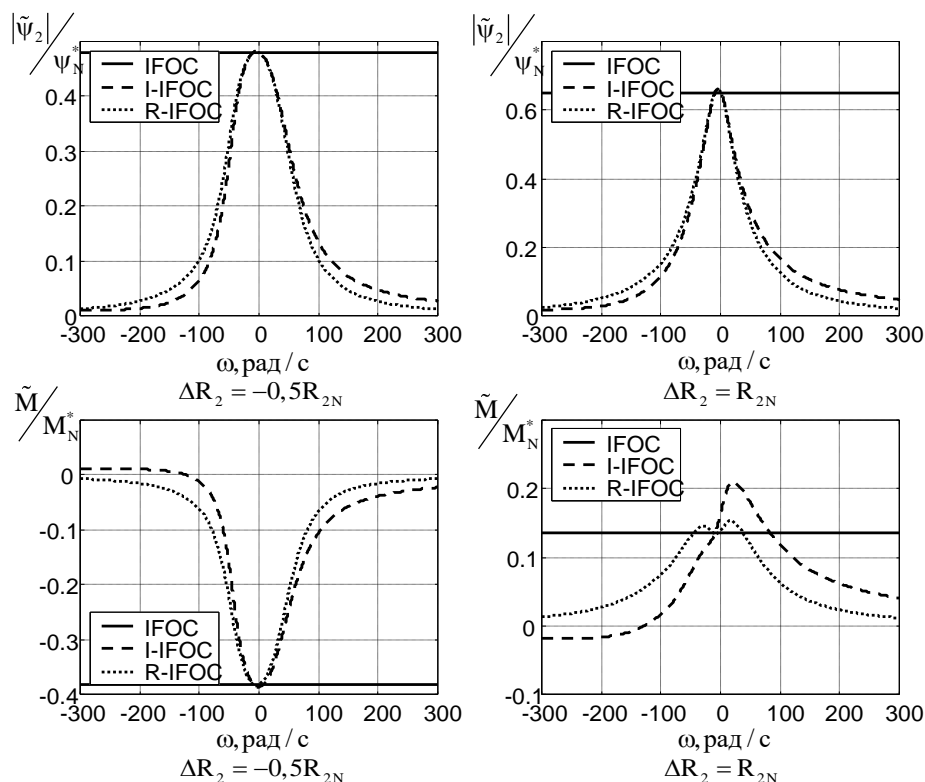


Рис. 3.20 – Похибки регулювання потокозчеплення і моменту для IFOC, I-IFOC і R-IFOC при $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$ і $\Delta R_2 = R_{2N}$ для $M^* = 2,5$ Нм

На рисунку наведені залежності похибок регулювання $|\tilde{\psi}_2|/\psi_N^*$ і \tilde{M}/M_N^* на основі рішень системи повного порядку від кутової швидкості обертання валу двигуна $\omega \in [-300, 300]$ рад/с при номінальному значенні моменту $M^* = 2,5$ Н·м для $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$ і $\Delta R_2 = R_{2N}$. На графіках представлені алгоритми: IFOC, I-IFOC і R-IFOC при параметрах налаштування в умовах тестів рис. 3.17 – рис. 3.20.

Як встановлено в результаті проведених досліджень, поведінка $|\tilde{\psi}_2|$ і \tilde{M} в загальному випадку залежить від знаку і значення збурення ΔR_2 , моменту АД і його кутової швидкості.

Аналізуючи графіки, що представлені на рис. 3.20, встановлюємо, що при зміні кутової швидкості АД в повному діапазоні $[-300; 300]$ рад/с при $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$, похибки регулювання потоку і моменту, для алгоритмів I-IFOC і R-IFOC мають форму дзвону, вершина якого знаходиться в точці $\omega = 0$ рад/с, де співпадає зі значеннями похибок для алгоритму IFOC. Похибки

відпрацювання модуля потоку і моменту для алгоритмів I-IFOC і R-IFOC зменшуються при збільшенні модуля кутової швидкості і будуть мінімальними на максимальних швидкостях обертання валу АД. Поведінка похибок відпрацювання моменту при R-IFOC дещо краще.

У випадку варіації активного опору ротора в сторону збільшення $\Delta R_2 = R_{2N}$ характер поведінки похибок регулювання модуля потокозчеплення для алгоритмів IFOC, I-IFOC і R-IFOC схожий з випадком $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$. Поведінка похибок регулювання моменту для алгоритмів I-IFOC і R-IFOC дещо відрізняється. Зокрема, при $\Delta R_2 = R_{2N}$, максимум двонеподібної характеристики похибки регулювання моменту алгоритму I-IFOC зміщується в область рушійного режиму роботи АД. У випадку R-IFOC характеристика похибки моменту симетрична відносно нульової кутової швидкості і в рушійному режимі має менші значення, чим I-IFOC.

Графіки похибок відпрацювання при $M^* = -2,5$ Нм показані на рис. 3.21, з якого слідує, що характер поведінки похибок відпрацювання $|\tilde{\Psi}_2|/\Psi_N^*$ і \tilde{M}/M_N^* ідентичні випадку $M^* = 2,5$ Н·м.

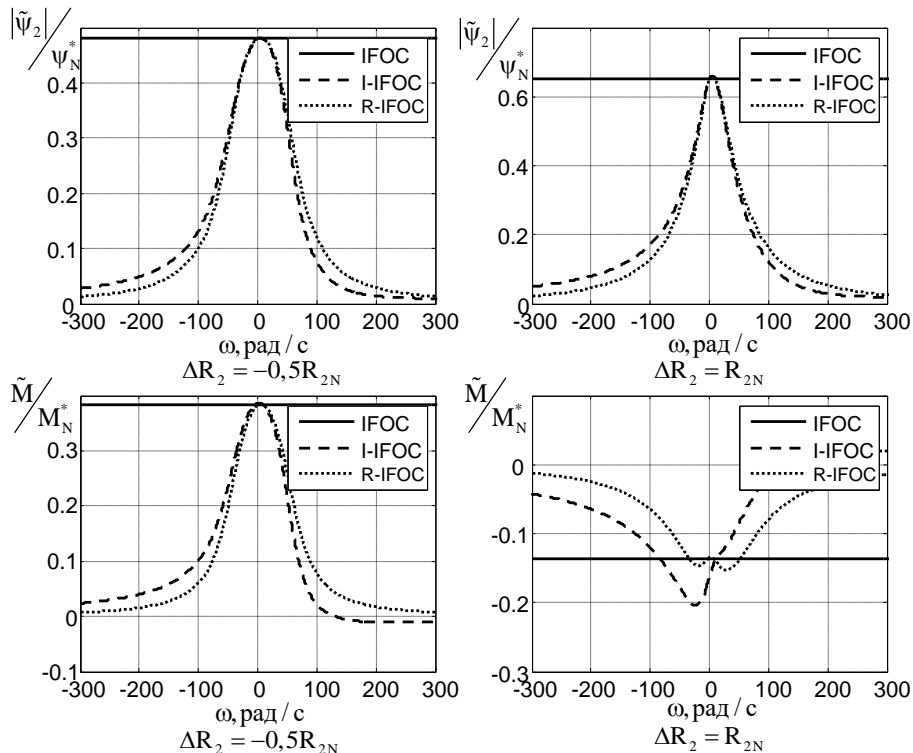


Рис. 3.21 – Похибки регулювання потокозчеплення і моменту для IFOC, I-IFOC і R-IFOC при $\Delta R_2 = -0,5R_{2N}$ і $\Delta R_2 = R_{2N}$ для $M^* = -2,5$ Н·м

Структура алгоритмів I-IFOC і R-IFOC така, що перехід від одного до другого здійснюється включенням (відключенням) одно зі зворотних зв'язків, не впливаючи при цьому на властивості чутливості.

З графіків, що представлено на рис. 3.20 і рис. 3.21, слідує, що здійснюючи переключення між I-IFOC і R-IFOC при $\omega = 0$ можливо використовувати переваги кожного з алгоритмів в рушійному і генераторному режимах.

Цікавість представляє вплив коефіцієнта налаштування γ_i , $i=1,2$, алгоритмів I-IFOC та R-IFOC на похибку регулювання модуля потокозчеплення і моменту. Для цього було проведено дослідження залежності похибок регулювання від коефіцієнту налаштування γ_i . Результати дослідження залежності для алгоритмів I-IFOC та R-IFOC представлені на рис. 3.22 і рис. 3.23 відповідно.

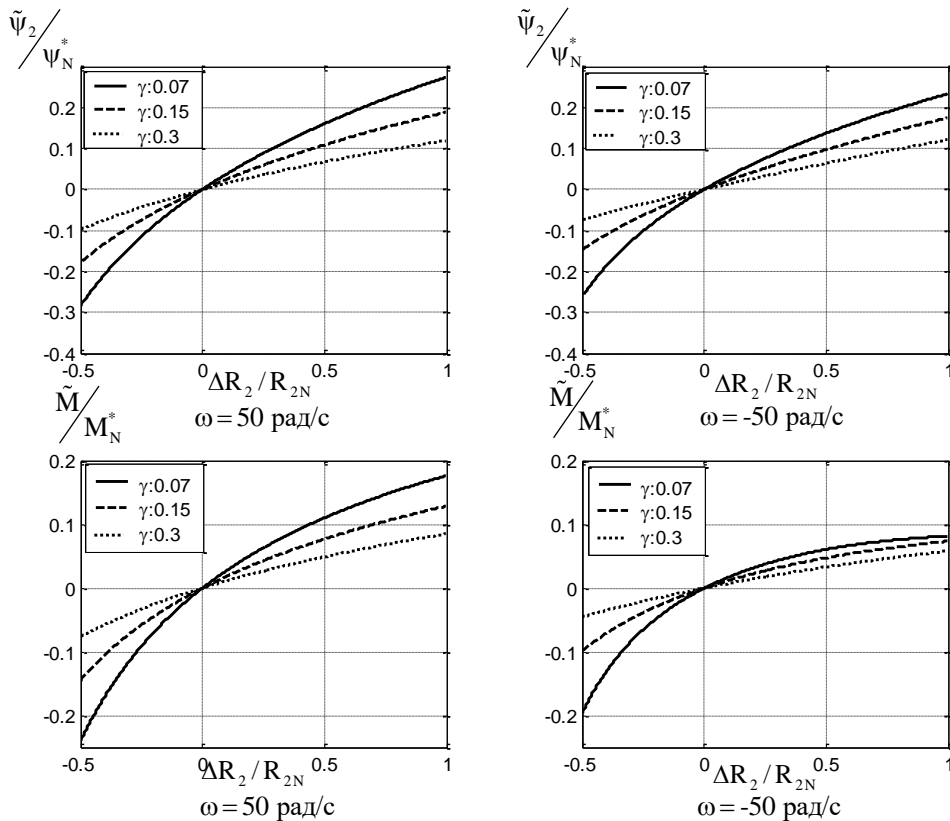


Рис. 3.22 – Похибки регулювання потокозчеплення і моменту для I-IFOC при $\omega = 50$ рад/с і $\omega = -50$ рад/с

На рисунках представлені залежності похибок регулювання $\tilde{\Psi}_2 / \Psi_N^*$ і \tilde{M} / M_N^* , $M^* = 2,5$ Н·м на основі рішень системи повного порядку від варіації активного опору ротора $\Delta R_2 \in [-0,5R_{2N}; R_{2N}]$ при трьох значеннях параметру

налаштування $\gamma_i = (0,07; 0,15; 0,3)$, швидкостях обертання валу двигуна $\omega = 50$ рад/с і $\omega = -50$ рад/с та налаштуваннях параметрів алгоритму, що використовувалися раніше.

З рис. 3.22 і рис. 3.23 видно, що при збільшенні параметра налаштування γ_i алгоритмів I-FOC і R-IFOC спостерігається зниження похибок відпрацювання модуля потокозчеплення і моменту. Наприклад, для алгоритму I-FOC при $\omega = 50$ рад/с, $\Delta R_2 = R_{2N}$ і $\gamma_i = 0,07$ (див. рис. 3.22) похибки відпрацювання і моменту складають 28% і 18% відповідно.

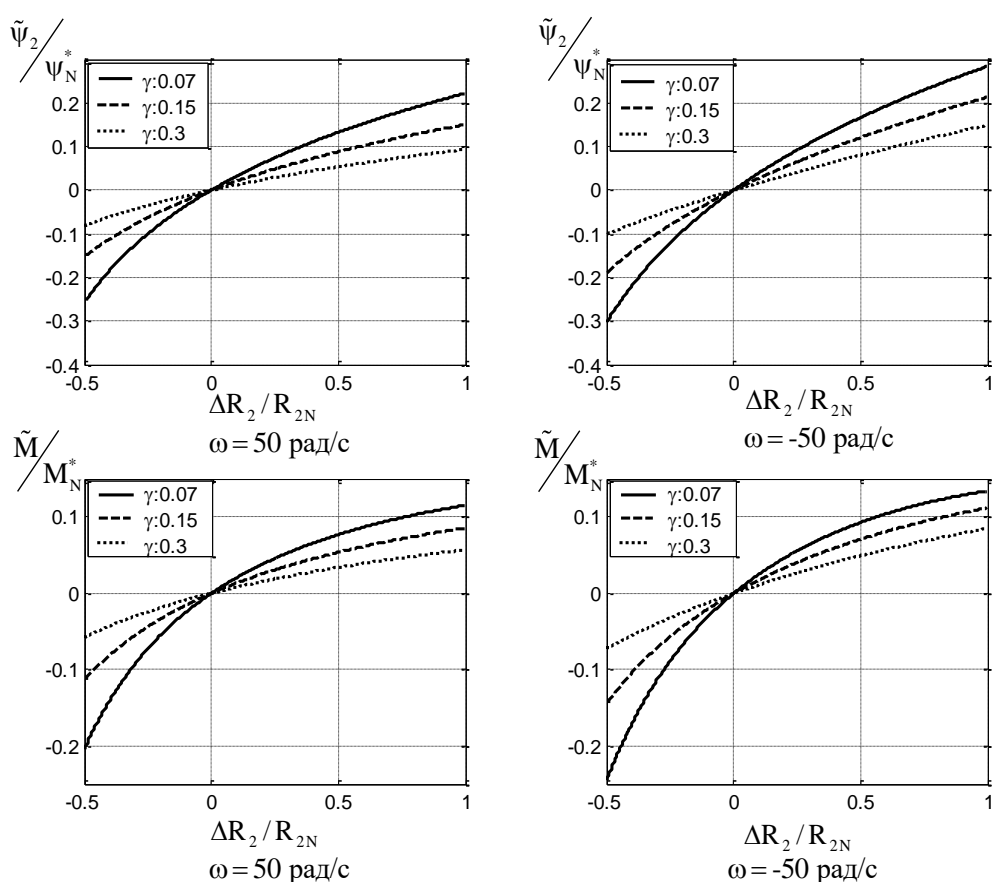


Рис. 3.23 – Похибки регулювання потокозчеплення і моменту для R-IFOC при $\omega = 50$ рад/с і $\omega = -50$ рад/с

У випадку збільшення коефіцієнту налаштування до $\gamma_i = 0,3$ похибки зменшуються до 11% і 8% відповідно. Аналогічно для алгоритму R-IFOC при $\omega = 50$ рад/с, $\Delta R_2 = R_{2N}$ і $\gamma_i = 0,07$ (див. рис. 3.23) похибки відпрацювання по-

току і моменту складають 22% і 11% відповідно. Збільшення коефіцієнту налаштування до $\gamma_i = 0,3$ призводить до зниження похибок до 10% і 6% відповідно. Той же характер поведінки залежності значення похибок регулювання від параметра налаштування γ_i спостерігається при швидкості $\omega = -50$ рад/с.

Отже, збільшення коефіцієнту налаштування γ_i позитивно впливає на точність регулювання модуля поточкозчеплення і моменту як системи покращеного непрямого векторного керування так і системи робастного непрямого векторного керування. Тоді, як система робастного непрямого векторного керування забезпечує більш високі показники точності відпрацювання вектора поточкозчеплення ротора і моменту при $\omega > 0$.

Висновки по розділу 3

1. Отримав подальший розвиток метод синтезу алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потоком асинхронних двигунів, який ґрунтується на декомпозиції вихідної структури двигуна на дві зв'язані підсистеми: електромеханічна-електромагнітна або механічна-електрична, перша з яких завдяки синтезу в ізольованому стані є лінійною, а друга глобально (локально) експоненційно стійкою. Доведено, що завдяки таким властивостям декомпозицій композитна система є глобально (локально) асимптотично експоненційно стійкою.

2. З використанням загальнотеоретичного результату, описаного в попередньому пункті, можливо з єдиних теоретичних позицій проводити синтез основних існуючих алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потоком асинхронних двигунів (стандартного непрямого векторного керування IFOC, керування на основі принципу пасивності, поліпшеного непрямого векторного керування I-IFOC), а також нового робастного непрямого векторного керування R-IFOC.

3. Теоретично доведено, що алгоритм керування моментом і потоком R-IFOC, також як I-IFOC і алгоритм, що ґрунтується на принципі пасивності, гарантує:

- глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту і модуля вектору поточкозчеплення ротора;
- асимптотичну розв'язку процесів керування моментом і потоком;
- асимптотичну лінеаризацію підсистеми керування моментом, що приводить до асимптотично лінійних рівнянь динаміки підсистеми моменту з вільно формованими показниками динаміки.

4. Показано, що глобальна стабілізація і робастифікація підсистеми потоку алгоритму робастного непрямого векторного керування R-IFOC досягається за рахунок введення стабілізуючої зворотного зв'язку за похибкою оцінювання струму статора по осі d (польової компоненти струму статора), а робастифікація регулювання цього струму – за рахунок використання класичного ПІ-регулятора струму з "великим" коефіцієнтом підсилення.

5. Надано теоретичне обґрунтування локальної асимптотичної стійкості стандартного алгоритму непрямого векторного керування IFOC (при регулюванні постійних завдань моменту і модуля вектору потокозчеплення ротора). Показано, що при збільшенні коефіцієнтів зворотних зв'язків ПІ регуляторів струму взаємозв'язок між процесами регулювання моменту і потоку знижується. За умови струмового керування АД (при нескінченних коефіцієнтах регуляторів струму) IFOC набуває властивість глобальної асимптотичної експоненційної стійкості.

6. Показано, що, за умов відомих параметрів АД, для його електричної підсистеми, яка описується нелінійними диференціальними рівняннями 4-го порядку, існує функція Ляпунова, що дозволяє синтезувати алгоритм відпрацювання моменту і потоку, який не вимагає вимірювання струмів статора і ґрунтується на природних властивостях стійкості АД.

7. Метод синтезу алгоритмів непрямого векторного керування, який розвинуто у цій роботі, може розглядатися як ефективний метод конструювання зворотних зв'язків підсистеми потоку, що дозволяє не тільки стабілізувати систему, сформувати її динамічні властивості, а й знизити чутливість до варіацій параметрів роторного кола.

8. Розроблена методика дослідження робастності алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потоком асинхронних двигунів по відношенню до основного параметричного збурення – зміни активного опору ротора, що дозволяє проводити повномасштабні дослідження поведінки похибок регулювання моменту і модуля вектора потокозчеплення ротора в різних режимах роботи АД.

Показано, що в загальному випадку похибки моменту і потоку залежать від: величини і знаку зміни активного опору ротора ΔR_2 ; величини і знаку заданого моменту M^* ; величини заданого потоку $\psi^* > 0$; значення кутової швидкості ω ; режиму роботи АД: рушійного або генераторного; значень параметрів налаштування: (γ_1, k_{id}) для I-IFOC, $(\gamma_1, \gamma_2, k_o)$ для R-IFOC.

9. Розроблений метод розрахунку наближених усталених значень вихідних координат в збуреній нелінійній системі шостого порядку, що описує динамічну поведінку похибок регулювання при стандартному векторному керуванні IFOC. Отримані на основі цього методу, з використанням теорії сингулярно виведених систем, нелінійні аналітичні вирази дозволяють розраховувати значення компонент похибок регулювання вектора потокозчеплення і його модуля, похибки регулювання моменту як функції параметра збурення ΔR_2 , а також заданих значень моменту M^* і потоку ψ^* . Якщо додатково до умови $\psi^* = \text{const}$, $M^* = \text{const}$ виконується умова $\omega = \text{const}$, то наближені і точні рішення для похибок регулювання співпадають.

10. З аналізу отриманих виразів для похибок регулювання моменту і потоку при IFOC слідує:

– похибка регулювання моменту не залежить від кутової швидкості і визначається значеннями похибок регулювання компонент вектора потокозчеплення ротора по осям d і q , значення яких також від кутової швидкості не залежить;

– динамічна поведінка збуреного руху вектора потокозчеплення ротора при “великих” значеннях коефіцієнтів регуляторів струму визначається рівняннями динаміки роторного кола АД, тому властивості робастності IFOC по відношенню до варіації активного опору роторного кола встановлюються тільки природними властивостями стійкості роторного кола, оскільки система (3.10) для похибок регулювання вектора потокозчеплення є розімкнутою;

– відносні значення похибок регулювання моменту при послабленні поля $\psi^* < \psi_{2N}^*$ збільшуються по відношенню до номінального збурення.

11. Показано, що при $\psi^* = \text{const}$, $M^* = \text{const}$, $\omega = \text{const}$, $\Delta\alpha = \text{const}$ перехідні функції для похибок моменту і потоку при IFOC будуть містити аперіодичні складові, які затухають з постійною часу роторного кола і мають частоту, рівну частоті ковзання ω_2 . Враховуючи, що при налаштуванні контурів регулювання струму з “великими” коефіцієнтами динамічні властивості IFOC при $\Delta\alpha = 0$ наближаються до досяжних при струмовому керуванні, тобто відпрацювання моменту здійснюється без похибок, деградація динамічних властивостей при $\Delta\alpha \neq 0$ може бути такою, що використання стандартних систем векторного керування для ряду принципів застосувань виявляється неможливим.

12. Характер зміни похибок відпрацювання моменту для $\Delta R_2 \neq 0$ при різних знаках заданого моменту може бути використаний для непрямой оцінки постійної часу роторного кола.

13. Алгоритм непрямого векторного керування на основі принципу пасивності є чутливим по відношенню до варіації $\Delta R_2 \neq 0$, особливо в частині похибок регулювання моменту. По оцінці робастності він не має переваг в порівнянні з IFOC. Разом з тим структура алгоритму на основі принципу пасивності гарантує асимптотичність відпрацювання моменту–потоку (при $\Delta R_2 = 0$) в умовах відсутності інформації про струми статора АД, тобто дозволяє реалізувати полеорієнтоване керування без вимірювання струмів статора.

14. Запропонований метод знаходження наближеного усталеного рішення систем нелінійних диференціальних рівнянь, (5-го для I-IFOC (3.26)–(3.27) і 7-го для R-IFOC (3.35)–(3.36)), що описують динамічну поведінку похибок регулювання в системах I-IFOC і R-IFOC при $\Delta R_2 \neq 0$, який ґрунтується на частковій лінеаризації на початку координат рівнянь динаміки, що формуються при розділенні процесів в часі в підсистемах регулювання струму і потоку.

Отримані наближені аналітичні залежності, що встановлюють взаємозв'язок між усталеними похибками регулювання вектора потокозчеплення

ротора і моменту як функції заданих значень моменту M^* , модуля вектора потокочеплення ψ^* і зміни активного опору ротора $\Delta R_2 \neq 0$, мають достатню для практики міру точності (похибки не перевищують 5% номінальних значень).

15. Характер поведінки похибок при використанні алгоритмів I-IFOC і R-IFOC схожий. Показники точності цих алгоритмів можуть вважатися однаковими, хоча R-IFOC, як слідує з виконаного аналізу, демонструє дещо більш кращі характеристики. При швидкостях, близьких до нульової обидва алгоритми деградують, наближаючись до характеристик IFOC. Деякі покращені показники точності можуть бути досягнуті в структурі, в якій використовуються обидва алгоритми з переключенням в залежності від режиму роботи. Для відчутного підвищення точності при низьких швидкостях необхідна адаптивна компенсація варіацій активного опору ротора.

16. В алгоритмах I-IFOC і R-IFOC підвищення властивостей робастності по відношенню до варіацій R_2 досягається за рахунок введення коригувальних зворотних зв'язків, що залежать від кутової швидкості з коефіцієнтами $\gamma_i, i = 1, 2$. Налаштування зі збільшеними значеннями γ_i призводять до підвищення робастності і швидкодії збуреного руху. Вплив параметрів налаштування γ_1, γ_2 в R-IFOC і γ_1 в I-IFOC на динамічні і статичні властивості збуреного руху розрізняються незначно.

АДАПТИВНЕ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНОГО ОПОРУ РОТОРА КЕРУВАННЯ АД

Результати дослідження робастності систем непрямого векторного керування з алгоритмом IFOC, I-IFOC та R-IFOC, що отримані в підрозділі 3.2, свідчать про те, що за рахунок введення коригувальних зворотних зв'язків, що залежать від кутової швидкості досягається суттєве (на порядок і більше) підвищення робастності при середніх і високих швидкостях. Однак, поблизу нульової швидкості ефективність коригувальних зворотних зв'язків знижується, а при $\omega = 0$ I-IFOC та R-IFOC мають таку ж чутливість до зміни активного опору ротора, як і стандартне керування IFOC.

В [164], [184] показано, що на сьогоднішній день рішення даної проблеми в діапазоні малих швидкостей можливе лише при використанні методів адаптивного керування.

Принциповою особливістю синтезованого в розділі 2 робастного алгоритму векторного керування є досягнення глобальної експоненційної стійкості процесів керування, що гарантує системі визначений рівень робастності по відношенню до параметричних збурень. Тоді, як властивість експоненційної стійкості дозволяє будувати системи непрямого адаптивного керування з ідентифікацією невідомих параметрів, використовуючи нелінійний принцип розділення [112], [185]. У випадку, якщо алгоритм ідентифікації володіє властивістю експоненційного оцінювання невідомих параметрів, то заміна постійних параметрів в синтезованому алгоритмі керування на отримані за допомогою спостерігача потенційно може гарантувати локальну експоненційну асимптотичну стійкість процесів керування [185]. Даний підхід широко використовується в складних нелінійних системах керування з невідомим обмеженим діапазоном зміни параметрів, створюючи працездатні технічні рішення. Застосування комбінації розробленого робастного до варіацій опору ротора алгоритму непрямого векторного керування, а також адаптивного спостерігача, який забезпечує експоненційну оцінку вектора потокозчеплення ротора разом з постійною часу роторного кола, буде сприяти досягненню більш високого рівня точності в системах з векторним керуванням АД.

В даному розділі наведений метод синтезу адаптивного спостерігача вектора потокозчеплення ротора, що має структуру спостерігача К. Матсусе [159], [160]. Вперше встановлена структура зворотних зв'язків спостерігача і визначені співвідношення для значень їх коефіцієнтів налаштування, що гарантують спостерігачу локальну асимптотичну експоненційну стійкість. Дано доведення локальної асимптотичної експоненційної стійкості системи непрямого векторного керування на основі нелінійного принципу розділення. Представлені результати дослідження динамічних режимів методом математичного моделювання синтезованого адаптивного спостерігача, а також робастного алгоритму

векторного керування для випадку, коли в ньому використовується оцінене за допомогою адаптивного спостерігача значення постійної часу роторного кола.

Основні результати розділу опубліковані в роботах [180], [186]–[188].

4.1 Постановка задач керування

Представимо математичну модель електричної частини симетричного АД (3.1) в такому вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1a} &= -\left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha_N L_m \beta\right) i_{1a} + \alpha_N \beta \psi_{2a} + \beta \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} + \Delta\alpha \beta (\psi_{2a} - L_m i_{1a}), \\ \dot{i}_{1b} &= -\left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha_N L_m \beta\right) i_{1b} + \alpha_N \beta \psi_{2b} - \beta \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} + \Delta\alpha \beta (\psi_{2b} - L_m i_{1b}), \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\dot{\psi}_{2a} = -\alpha_N \psi_{2a} - \omega \psi_{2b} + \alpha_N L_m i_{1a} - \Delta\alpha (\psi_{2a} - L_m i_{1a}),$$

$$\dot{\psi}_{2b} = -\alpha_N \psi_{2b} + \omega \psi_{2a} + \alpha_N L_m i_{1b} - \Delta\alpha (\psi_{2b} - L_m i_{1b}),$$

де $\alpha = \alpha_N + \Delta\alpha > 0$ відповідно до (3.97).

Розглянемо наступну задачу ідентифікації і спостереження. Нехай для моделі (4.1) виконуються наступні умови:

А.1. Струми статора i_{1a}, i_{1b} та кутова швидкість ω доступні для вимірювання, компоненти вектора потокозчеплення ротора ψ_{2a}, ψ_{2b} – невимірювані.

А.2. Сигнали $(i_{1a}, i_{1b}), (\psi_{2a}, \psi_{2b}), (u_{1a}, u_{1b}), \omega$ є обмеженими; сигнали i_{1a}, i_{1b}, ω мають обмежену похідну.

А.3. Всі параметри в (4.1) за виключенням $\Delta\alpha$ відомі і постійні, $\Delta\alpha$ – невідоме але постійне.

В умовах цих припущень для системи (4.1) необхідно синтезувати адаптивний асимптотичний спостерігач, що гарантує досягнення наступних цілей керування:

О.1. Асимптотичність оцінювання змінних стану

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \tilde{\psi}_{2a}, \tilde{\psi}_{2b}) = 0, \quad (4.2)$$

де $\tilde{i}_{1a} = i_{1a} - \hat{i}_{1a}$, $\tilde{i}_{1b} = i_{1b} - \hat{i}_{1b}$, $\tilde{\psi}_{2a} = \psi_{2a} - \hat{\psi}_{2a}$, $\tilde{\psi}_{2b} = \psi_{2b} - \hat{\psi}_{2b}$ – похибки оцінювання;

$(\hat{i}_{1a}, \hat{i}_{1b}, \hat{\psi}_{2a}, \hat{\psi}_{2b})$ – оцінки відповідних змінних.

О.2. Асимптотичність ідентифікації активного опору ротора, що визначається параметром α

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\alpha} = 0, \quad (4.3)$$

де $\tilde{\alpha} = \alpha - \hat{\alpha}$ – похибка оцінювання, а оцінка $\hat{\alpha}$ визначена як $\hat{\alpha} = \alpha_N + \Delta\hat{\alpha} > 0$.

При виконанні умов (4.2), (4.3), алгоритм спостереження і оцінювання буде визначати адаптивний спостерігач повного порядку для АД, що має модель (4.1).

Зауваження 8.1. З (4.1) слідує, що активний опір ротора не є ідентифікованим, якщо на деякому інтервалі часу

$$\Psi_{2a} = L_m i_{2a}, \quad \Psi_{2b} = L_m i_{1b}, \quad (4.4)$$

оскільки в такому випадку рівняння (4.1) не залежить від $\Delta\alpha$. Умова (4.4) виконується, якщо одночасно електромагнітний момент АД дорівнює нулю і модуль вектора потокозчеплення ротора постійний. Дана властивість визначається фізикою роботи АД і пов'язана з тим, що в цьому режимі струм ротора дорівнює нулю.

4.2 Синтез спостерігача при відомому активному опорі ротора

Процедура синтезу неадаптивного спостерігача потоку повного порядку, відомого як спостерігач Вергезе [91], ґрунтується на використанні другого методу Ляпунова і дозволяє сконструювати сімейство спостерігачів з властивістю глобальної експоненційної стійкості. Однак при побудові адаптивних по відношенню до варіацій активного опору ротора спостерігачів, використання стандартних процедур складне, оскільки невідомий параметр $\Delta\alpha$ входить в останні два рівняння (4.1), виходи яких не вимірюються. Один з можливих шляхів подолання даної проблеми вперше запропонований в [157], [161] і полягає в перетворенні (4.1) до структури, в якій динамічна поведінка невимірюваних змінних від невідомого параметра не залежить.

Нехай $\Delta\alpha = 0$, тоді загальна форма неадаптивного спостерігача для системи (4.1) запишеться у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_{1a} &= -\left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta\right) \hat{i}_{1a} + \alpha \beta \hat{\psi}_{2a} + \beta \omega \hat{\psi}_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} + k_2 \tilde{i}_{1a}, \\ \dot{\hat{i}}_{1b} &= -\left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta\right) \hat{i}_{1b} + \alpha \beta \hat{\psi}_{2b} - \beta \omega \hat{\psi}_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} + k_2 \tilde{i}_{1b}, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\alpha \hat{\psi}_{2a} - \omega \hat{\psi}_{2b} + \alpha L_m \hat{i}_{1a} - \frac{1}{\beta} v_a, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\alpha \hat{\psi}_{2b} + \omega \hat{\psi}_{2a} + \alpha L_m \hat{i}_{1b} - \frac{1}{\beta} v_b, \end{aligned} \quad (4.5)$$

де k_2 – коефіцієнт зворотного зв'язку, а коригувальні сигнали v_a, v_b будуть визначені далі.

З (4.1), (4.5) рівняння динаміки похибок оцінювання будуть

$$\begin{aligned}
 \dot{\tilde{i}}_{1a} &= -k_2 \tilde{i}_{1a} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2a} + \beta \omega \tilde{\psi}_{2b}, \\
 \dot{\tilde{i}}_{1b} &= -k_2 \tilde{i}_{1b} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2b} - \beta \omega \tilde{\psi}_{2a}, \\
 \dot{\tilde{\psi}}_{2a} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2a} - \omega \tilde{\psi}_{2b} + \frac{1}{\beta} v_a, \\
 \dot{\tilde{\psi}}_{2b} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2b} + \omega \tilde{\psi}_{2a} + \frac{1}{\beta} v_b.
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Слідуючи [161], введемо лінійне перетворення координат

$$\begin{aligned}
 z_a &= \tilde{i}_{1a} + \beta \tilde{\psi}_{2a}, \\
 z_b &= \tilde{i}_{1b} + \beta \tilde{\psi}_{2b}.
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

В нових координатах система (4.6) прийме вигляд

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_a &= -k_2 \tilde{i}_{1a} + v_a, \\
 \dot{z}_b &= -k_2 \tilde{i}_{1b} + v_b, \\
 \dot{\tilde{i}}_{1a} &= -(k_2 + \alpha) \tilde{i}_{1a} - \omega \tilde{i}_{1b} + \alpha z_a + \omega z_b, \\
 \dot{\tilde{i}}_{1b} &= -(k_2 + \alpha) \tilde{i}_{1b} + \omega \tilde{i}_{1a} + \alpha z_b - \omega z_a.
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

З структури (4.8) стає зрозумілим зміст перетворення (4.7): невідомі змінні z_a і z_b мають динаміку, яка не залежить от параметра α .

Для синтезу коригувальних зворотних зв'язків v_a і v_b розглянемо наступну функцію Ляпунова:

$$V_1 = \frac{1}{2} (z_a^2 + z_b^2 + \tilde{i}_{1a}^2 + \tilde{i}_{1b}^2) > 0, \tag{4.9}$$

похідна якої в силу рішень (4.8) дорівнює

$$\dot{V}_1 = -(k_2 + \alpha) (\tilde{i}_{1a}^2 + \tilde{i}_{1b}^2) \leq 0, \tag{4.10}$$

якщо

$$\begin{aligned}
 v_a &= (k_2 - \alpha) \tilde{i}_{1a} + \omega \tilde{i}_{1b}, \\
 v_b &= (k_2 - \alpha) \tilde{i}_{1b} - \omega \tilde{i}_{1a}.
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

З (4.9), (4.10) слідує, що змінні $(\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, z_a, z_b)$ є обмеженими, а, отже $(\hat{i}_{1a}, \hat{i}_{1b}, \hat{\psi}_{2a}, \hat{\psi}_{2b}, \dot{\tilde{i}}_{1a}, \dot{\tilde{i}}_{1b})$ також обмежені. Оскільки $V_1(t) \leq \frac{V_1(0)}{k_2 + \alpha}$, то сигнали $\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}$ є квадратично інтегрованими, а, отже, з леми Барбалат [8] отримаємо

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}) = 0. \quad (4.12)$$

Для доведення збіжності в нуль похибок оцінювання змінних z_a, z_b запишемо (4.8) з врахуванням (4.11) в наступній стандартній формі [8]:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_1 &= \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{i}}_1 + \lambda_1^T(t)\mathbf{z}, \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\lambda_1(t)\tilde{\mathbf{i}}_1, \end{aligned} \quad (4.13)$$

де причому $\tilde{\mathbf{i}}_1 = (\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b})^T$, $\mathbf{z} = (z_a, z_b)^T$, $\mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} -(k_2 + \alpha) & -\omega \\ \omega & -(k_2 + \alpha) \end{bmatrix}$, $\lambda_1^T = \begin{bmatrix} \alpha & \omega \\ -\omega & \alpha \end{bmatrix}$,

$$\int_t^{t+T} \lambda_1(\tau)\lambda_1^T(\tau)d\tau > 0 \forall t \geq 0, T > 0. \quad (4.14)$$

Використовуючи відомий результат з теорії адаптивних систем [8], встановлюємо, що положення рівноваги

$$(\tilde{\mathbf{i}}_1, \mathbf{z}) = 0 \quad (4.15)$$

є глобально експоненційно стійким, а, отже, похибки оцінювання компонент вектора потокозчеплення ротора $\tilde{\psi}_{2a}, \tilde{\psi}_{2b}$ будуть експоненційно прямувати в нуль. Отже, рівняння (4.5), (4.11) будуть описувати асимптотичний спостерігач з властивістю експоненційної стійкості для електричної підсистеми АД.

Зауваження 8.2. Необхідно відмітити, що значення коефіцієнтів зворотних зв'язків спостерігача (4.11) не вільні для вибору, що може бути здійснено в стандартному спостерігачі Вергезе за рахунок конструювання функції Ляпунова, а є залежними від значень k_2 і α .

4.3 Синтез адаптивного спостерігача при невідомому опорі ротора

Використовуючи (4.1), (4.5) і (4.11) сконструюємо адаптивний до варіацій активного опору ротора спостерігач вектора потокозчеплення ротора у вигляді

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{i}}_{1a} &= -\left(\mathbf{R}_1\sigma^{-1} + \hat{\alpha}\mathbf{L}_m\beta\right)\hat{i}_{1a} + \hat{\alpha}\beta\hat{\psi}_{2a} + \beta\omega\hat{\psi}_{2b} + \sigma^{-1}\mathbf{u}_{1a} + k_2\tilde{i}_{1a}, \\
 \dot{\hat{i}}_{1b} &= -\left(\mathbf{R}_1\sigma^{-1} + \hat{\alpha}\mathbf{L}_m\beta\right)\hat{i}_{1b} + \hat{\alpha}\beta\hat{\psi}_{2b} - \beta\omega\hat{\psi}_{2a} + \sigma^{-1}\mathbf{u}_{1b} + k_2\tilde{i}_{1b}, \\
 \dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\hat{\alpha}\hat{\psi}_{2a} - \omega\hat{\psi}_{2b} + \hat{\alpha}\mathbf{L}_m\hat{i}_{1a} - \beta^{-1}(k_2 - \hat{\alpha})\tilde{i}_{1a} - \beta^{-1}\omega\tilde{i}_{1b}, \\
 \dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\hat{\alpha}\hat{\psi}_{2b} + \omega\hat{\psi}_{2a} + \hat{\alpha}\mathbf{L}_m\hat{i}_{1b} - \beta^{-1}(k_2 - \hat{\alpha})\tilde{i}_{1b} + \beta^{-1}\omega\tilde{i}_{1a}, \\
 \Delta\dot{\hat{\alpha}} &= -\dot{\hat{\alpha}} = \gamma_3\beta\left[\tilde{i}_{1a}f_a + \tilde{i}_{1b}f_b\right],
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

де $f_a = (\hat{\psi}_{2a} - \mathbf{L}_m\hat{i}_{1a})$, $f_b = (\hat{\psi}_{2b} - \mathbf{L}_m\hat{i}_{1b})$, $\gamma_3 > 0$ коефіцієнт налаштування алгоритму ідентифікації.

Рівняння динаміки похибок оцінювання і ідентифікації при цьому будуть

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_a &= -\alpha\tilde{i}_{1a} + \omega\tilde{i}_{1b} + \tilde{\alpha}\tilde{i}_{1a}, \\
 \dot{z}_b &= -\alpha\tilde{i}_{1b} - \omega\tilde{i}_{1a} + \tilde{\alpha}\tilde{i}_{1b}, \\
 \dot{\tilde{i}}_{1a} &= -(k_2 + \alpha)\tilde{i}_{1a} - \omega\tilde{i}_{1b} + \alpha z_a + \tilde{\alpha}\beta f_a, \\
 \dot{\tilde{i}}_{1b} &= -(k_2 + \alpha)\tilde{i}_{1b} + \omega\tilde{i}_{1a} + \alpha z_b + \tilde{\alpha}\beta f_b, \\
 \dot{\tilde{\alpha}} &= -\gamma_3\beta(\tilde{i}_{1a}f_a + \tilde{i}_{1b}f_b).
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Дослідимо стійкість лінеаризованої системи (4.17), що отримана при нехтуванні в перших двох рівняннях (4.17) квадратичними складовими $(\tilde{\alpha}\tilde{i}_{1a}, \tilde{\alpha}\tilde{i}_{1b})$. Для цього розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V_2 = V_1 + \gamma_3^{-1}\tilde{\alpha}^2, \tag{4.18}$$

похідна якої дорівнює

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 = -(k_2 + \alpha)(\tilde{i}_{1a}^2 + \tilde{i}_{1b}^2) \leq 0. \tag{4.19}$$

З аналізу стійкості, аналогічно розглянутому для неадаптивного спостерігача, встановлюємо, що сигнали $(z_a, z_b, \tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \tilde{\alpha})$ обмежені, а, отже, і змінні $(\hat{i}_{1a}, \hat{i}_{1b}, \hat{\psi}_{2a}, \hat{\psi}_{2b}, \hat{\alpha})$ будуть обмеженими. З іншої сторони (4.17) в формі (4.13) може бути записана з $\mathbf{z} = (z_a, z_b, \tilde{\alpha})^T$,

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}}^T(t) = \begin{bmatrix} \alpha & \omega & f_a \\ -\omega & \alpha & f_b \end{bmatrix} = \boldsymbol{\lambda}_1(t) + \mathbf{F}_{(a-b)}(t), \tag{4.20}$$

де $\mathbf{F}_{(a-b)} = (f_a, f_b)^T$, причому умова персистентності збудження (4.14) виконується при $f_a \neq 0, f_b \neq 0$.

В цьому випадку положення рівноваги лінеаризованої системи (4.17) $\mathbf{x} = (z_a, z_b, \tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \tilde{\alpha}) = 0$ є глобально експоненційно стійким, а, отже, нелінеаризована система (4.17) буде локально експоненційно стійкою.

Отже, рівняння (4.16) визначають адаптивний спостерігач вектора потокозчеплення ротора, який при $\|\mathbf{x}(0)\| \leq r > 0$ буде гарантувати асимптотичність оцінювання компонент вектора потокозчеплення і активного опору ротора. Неважко показати, що при $\hat{\alpha} > 0$ умова $f_a \neq 0, f_b \neq 0$ відповідає невиконанню умови (4.4), тобто $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{x}(t) = 0$, досягається, якщо електромагнітний момент не

дорівнює нулю і модуль вектора потокозчеплення ротора не є постійним. Інакше процес ідентифікації параметра α заморожується так, що $\tilde{\alpha}$ прямує до деякої константи. Однак локальне асимптотичне прямування похибок оцінювання $(z_a, z_b, \tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b})$ в нуль зберігається, оскільки рівняння (4.17) при цьому приймають структуру неадаптивного спостерігача з додатковими компонентами $\tilde{\alpha}_{1a}, \tilde{\alpha}_{1b}$ в перших двох рівняннях.

4.4 Адаптивне керування на основі нелінійного принципу розділення

Принцип розділення, що глобально застосовується в лінійних системах, потребує доведення у випадку нелінійних адаптивних систем. Необхідним умовам для використання нелінійного принципу розділення є “сильні” властивості стійкості неадаптивної системи, що синтезована в припущенні, що параметри відомі, і адаптивного спостерігача, конструювання якого виконується в припущенні, що вхідні оцінювані змінні є обмеженими функціями часу (припущення А.2 підрозділу 8.1).

Структура непрямого адаптивного керування передбачає заміну невідомого параметру в неадаптивному алгоритмі на його оцінене значення, що отримане в результаті ідентифікації. Отже, композитна адаптивна система складається з окремо синтезованих двох підсистем: регулювання координат і спостереження-ідентифікації.

Алгоритм адаптивного непрямого векторного керування моментом і потоком формується з неадаптивного R-IFOC (3.86)–(3.90) заміною в ньому постійного параметру α на його оцінене значення $\hat{\alpha}$, яке формується адаптивним спостерігачем вектора потокозчеплення ротора (4.16).

Алгоритм адаптивного керування при цьому включає:

– регулятор вектора потокозчеплення ротора (3.86) у вигляді

$$\begin{aligned} i_{1d}^* &= \frac{1}{\hat{\alpha}L_m} (\hat{\alpha}\psi^* + \dot{\psi}^*), \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega + \hat{\alpha}L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*} + \frac{\gamma_1\beta\omega\tilde{i}_{1d}}{\psi^*} + \frac{\gamma_2\beta\omega\tilde{i}_{1d}}{\psi^*}, \hat{\alpha} > 0; \end{aligned} \quad (4.21)$$

– регулятор струму по осі d з (3.87)

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma \left[\left(\frac{R_1}{\sigma} + \hat{\alpha}\beta L_m \right) i_{1d}^* - \omega_0 i_{1q} - \hat{\alpha}\beta\psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_{id1}\tilde{i}_{1d} - z_d \right] \\ \dot{z}_d &= k_{iid}\tilde{i}_{1d}, \\ \dot{i}_{1d}^* &= \frac{1}{L_m} \left(\dot{\psi}^* + \frac{1}{\hat{\alpha}^2} (\hat{\alpha}\ddot{\psi}^* - \dot{\hat{\alpha}}\dot{\psi}^*) \right); \end{aligned} \quad (4.22)$$

– регулятор струму по осі q з (3.89)

$$\begin{aligned} u_{1q} &= \sigma \left[\left(\frac{R_1}{\sigma} + \hat{\alpha}\beta L_m \right) i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta\omega\psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_{iq1}\tilde{i}_{1q} - z_q \right], \\ \dot{z}_q &= k_{iiq}\tilde{i}_{1q}; \end{aligned} \quad (4.23)$$

– спостерігач польової компоненти струму статора з (3.90)

$$\dot{\hat{i}}_{1d} = - \left(\frac{R_1}{\sigma} + \hat{\alpha}\beta L_m \right) \hat{i}_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \hat{\alpha}\beta\psi^* + \frac{1}{\sigma} u_{1d} + k_{i1}\tilde{i}_{1d}. \quad (4.24)$$

Рівняння динаміки похибок відпрацювання і оцінювання в підсистемі моменту-потуку при цьому мають такий вигляд:

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_d \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} \\ \dot{z}_q \\ \dot{\tilde{i}}_{1q} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} \\ \dot{\tilde{i}}_{1d} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & k_{iid} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -k_{id} & 0 & 0 & \alpha\beta & \beta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{iiq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & k_{iq} & -\beta\omega & \alpha\beta & 0 \\ 0 & \alpha L_m & 0 & 0 & -\alpha & \omega_2 & 0 \\ 0 & -\gamma_1\beta\omega & 0 & 0 & -\omega_2 & -\alpha & -\gamma_2\beta\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha\beta & \beta\omega & -(\gamma + k_i) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} z_d \\ \tilde{i}_{1d} \\ z_q \\ \tilde{i}_{1q} \\ \tilde{\psi}_{2d} \\ \tilde{\psi}_{2q} \\ \tilde{i}_{1d} \end{pmatrix} + \quad (4.25)$$

$$+ \tilde{\alpha}\mathbf{W}(t) + \tilde{\alpha}\varphi(\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}, \tilde{i}_{1d}),$$

$$\text{де } \mathbf{W}(t) = \left[0, \beta(\psi^* - L_m i_{1d}^*), 0, -\beta L_m i_{1q}^*, -(\psi^* - L_m i_{1d}^*), L_m i_{1q}^*, \beta(\psi^* - L_m i_{1d}^*) \right]^T,$$

$$\varphi(\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}, \tilde{i}_{1d}) = \left[0, 0, 0, 0, 0, L_m \tilde{i}_{1q}, \beta L_m (\tilde{i}_{1d} - \tilde{i}_{1d}) \right]^T.$$

Рівняння динаміки адаптивного спостерігача (4.17) запишемо у зручному для подальшого аналізу вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}} &= -\lambda(t)\tilde{\mathbf{i}}_1 + \tilde{\alpha}\tilde{\mathbf{i}}_1 \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_1 &= \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{i}}_1 + \lambda^T(t)\mathbf{z} + \tilde{\alpha}\beta\mathbf{F}_{(a-b)} \\ \dot{\tilde{\alpha}} &= -\gamma_3\beta\tilde{\mathbf{i}}_1^T\mathbf{F}_{(a-b)}. \end{aligned} \quad (4.26)$$

Композитна адаптивна система, що отримана при використанні принципу розділення, описується рівняннями (4.25) і (4.26). Отримана структура володіє наступними важливими для подальшого аналізу властивостями:

- а) підсистема відпрацювання моменту-потуку (4.25) є глобально експоненційно асимптотично стійка при $\tilde{\alpha} = 0$;
- б) підсистема оцінювання і ідентифікації (4.26) локально експоненційно асимптотично стійка, якщо $\mathbf{F}_{(a-b)}$ є функцією обмеженою, а також виконуються умови персистентності збудження (4.14), (4.20);
- с) взаємозв'язок між двома підсистемами здійснюється через вектори, що промасштабовані змінною $\tilde{\alpha}$.

Функція $\mathbf{W}(t)$ в (4.25), за допомогою якої здійснюється взаємозв'язок між підсистемами (4.26) і (4.25) в прямому каналі є обмеженою оскільки залежить від завдань $\psi^*, i_{1q}^*, i_{1d}^*$. В каналі зворотного зв'язку такий взаємозв'язок формується за допомогою вектор функції $\mathbf{F}_{(a-b)} = (f_a, f_b)^T$. Для визначення властивостей $\mathbf{F}_{(a-b)}$ виконаємо ряд перетворень.

Компоненти векторів поточкозчеплення і струму в системі координат (a-b) дорівнюють:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \Psi_{2a} \\ \Psi_{2b} \end{pmatrix} &= \mathbf{e}^{J_{\varepsilon_0}} \begin{pmatrix} \Psi_{2d} \\ \tilde{\Psi}_{2q} \end{pmatrix} = \mathbf{e}^{J_{\varepsilon_0}} \begin{pmatrix} \psi^* + \tilde{\Psi}_{2d} \\ \tilde{\Psi}_{2q} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \end{pmatrix} &= \mathbf{e}^{J_{\varepsilon_0}} \begin{pmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{pmatrix} = \mathbf{e}^{J_{\varepsilon_0}} \begin{pmatrix} i_{1d}^* \\ i_{1q}^* \end{pmatrix} + \mathbf{e}^{J_{\varepsilon_0}} \begin{pmatrix} \tilde{i}_{1d} \\ \tilde{i}_{1q} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.27)$$

З (4.27) маємо

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{(a-b)} &= \begin{pmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\Psi}_{2a} \\ \hat{\Psi}_{2b} \end{pmatrix} - \mathbf{L}_m \begin{pmatrix} \mathbf{i}_{1a} \\ \mathbf{i}_{1b} \end{pmatrix} = \\ &= \left[\mathbf{e}^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \Psi^* + \tilde{\Psi}_{2d} \\ \tilde{\Psi}_{2q} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \tilde{\Psi}_{2a} \\ \tilde{\Psi}_{2b} \end{pmatrix} \right] - \mathbf{L}_m \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} \left[\begin{pmatrix} \mathbf{i}_{1d}^* \\ \mathbf{i}_{1q}^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{1d} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{1q} \end{pmatrix} \right] \end{aligned} \quad (4.28)$$

Після перетворень з врахуванням (4.7) вираз (4.28) запишемо у вигляді

$$\mathbf{F}_{(a-b)} = \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \Psi^* - \mathbf{L}_m \mathbf{i}_{1d}^* \\ -\mathbf{L}_m \mathbf{i}_{1q}^* \end{pmatrix} + \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \tilde{\Psi}_{2d} - \mathbf{L}_m \tilde{\mathbf{i}}_{1d} \\ \tilde{\Psi}_{2q} - \mathbf{L}_m \tilde{\mathbf{i}}_{1q} \end{pmatrix} - \beta^{-1} \begin{pmatrix} z_a - \tilde{\mathbf{i}}_{1a} \\ z_b - \tilde{\mathbf{i}}_{1b} \end{pmatrix} \quad (4.29)$$

При цьому рівняння динаміки композитної системи (4.27), (4.28) приймають форму

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_p &= \mathbf{A}_p(t) \mathbf{x}_p + \tilde{\alpha} \mathbf{W}(t) + \tilde{\alpha} \varphi(\tilde{\mathbf{i}}_{1(d-q)}, \tilde{\mathbf{i}}_{1d}), \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\lambda(t) \tilde{\mathbf{i}}_1 + \tilde{\alpha} \tilde{\mathbf{i}}_1, \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_1 &= \mathbf{A}(t) \tilde{\mathbf{i}}_1 + \lambda^T(t) \mathbf{z} + \tilde{\alpha} \beta \mathbf{F}_{(a-b)}(\mathbf{z}, \tilde{\mathbf{i}}_1, \tilde{\mathbf{i}}_{1(d-q)}, \tilde{\Psi}_{2(d-q)}, \mathbf{f}_{(d-q)}^*), \\ \dot{\tilde{\alpha}} &= -\gamma_3 \beta \tilde{\mathbf{i}}_1^T \mathbf{F}_{(a-b)}(\mathbf{z}, \tilde{\mathbf{i}}_1, \tilde{\mathbf{i}}_{1(d-q)}, \tilde{\Psi}_{2(d-q)}, \mathbf{f}_{(d-q)}^*), \end{aligned} \quad (4.30)$$

де $\mathbf{x}_p = \left(z_d, \tilde{\mathbf{i}}_{1d}, z_q, \tilde{\mathbf{i}}_{1q}, \tilde{\Psi}_{2d}, \tilde{\Psi}_{2q}, \tilde{\mathbf{i}}_{1d} \right)^T$, $\mathbf{f}_{(d-q)}^* = \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} \Psi^* - \mathbf{L}_m \mathbf{i}_{1d}^* \\ -\mathbf{L}_m \mathbf{i}_{1q}^* \end{pmatrix}$,

$$\tilde{\mathbf{i}}_{1(d-q)} = \left(\tilde{\mathbf{i}}_{1d}, \tilde{\mathbf{i}}_{1q} \right)^T, \quad \tilde{\Psi}_{2(d-q)} = \left(\tilde{\Psi}_{2d}, \tilde{\Psi}_{2q} \right)^T.$$

Для аналізу стійкості адаптивної системи (4.30) виконаємо її лінеаризацію на початку координат $\mathbf{x}_p = 0$, $\mathbf{z} = 0$, $\tilde{\mathbf{i}}_1 = 0$, $\tilde{\alpha} = 0$, для чого знехтуємо квадратичними складовими в правій частині (4.30). Отримана після лінеаризації (4.30) система представляється у вигляді послідовного з'єднання двох підсистем:

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t) \mathbf{x}_p + \tilde{\alpha} \mathbf{W}(t), \quad (4.31)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}} &= -\lambda(t) \tilde{\mathbf{i}}_1, \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_1 &= \mathbf{A}(t) \tilde{\mathbf{i}}_1 + \lambda^T(t) \mathbf{z} + \tilde{\alpha} \beta \mathbf{f}_{(d-q)}^*, \\ \dot{\tilde{\alpha}} &= -\gamma_3 \beta \tilde{\mathbf{i}}_1^T \mathbf{f}_{(d-q)}^*, \end{aligned} \quad (4.32)$$

Лінеаризована підсистема оцінювання і ідентифікації (4.32) є глобально експоненційно стійкою при виконанні умов персистентності збудження, оскільки аналіз підрозділу 8.3 виконується з функцією

$\mathbf{f}_{(d-q)}^* = \mathbf{e}^{J\epsilon_0} \left((\Psi^* - L_m i_{1d}^*), -L_m i_{1q}^* \right)^T$, яка є обмеженою в силу обмеженості Ψ^* , i_{1d}^* , i_{1q}^* .

Оскільки номінальна динаміка підсистеми відпрацювання моменту-потуку $\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p$ є глобально експоненційно стійкою, то положення рівноваги композитної системи $\mathbf{x}_p = 0$, $\mathbf{z} = 0$, $\tilde{\mathbf{i}}_1 = 0$, $\tilde{\alpha} = 0$ також є експоненційно стійким, так як дві системи (4.31) і (4.32) включені послідовно (відповідно до теореми Б.1 Додатку Б).

Отже, з глобальної експоненційної стійкості лінеаризованої композитної системи слідує локальна експоненційна стійкість вихідної системи (4.30), тобто, при виконанні умов персистентності збудження, гарантується локальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту і потоку, а також оцінювання параметра $\alpha = R_2 / L_2$.

Додатково адаптивний спостерігач асимптотично оцінює компоненти векторів струму статора і потокозчеплення ротора.

Відмітимо, що при відсутності персистентності збудження (електромагнітний момент дорівнює нулю і модуль вектора потокозчеплення ротора постійний) маємо для (4.31), (4.32) наступні умови $\mathbf{W}(t) = 0$, $\mathbf{f}_{(d-q)}^* = 0$ (при $\Psi^* = \text{const}$), тому динамічна поведінка системи не залежить від $\tilde{\alpha}$, а отже асимптотичність відпрацювання координат і оцінювання змінних зберігається, хоча $\tilde{\alpha} \neq 0$.

Проведений аналіз стійкості доводить правомірність використання нелінійного принципу розділення для побудови локально асимптотично стійкої адаптивної системи керування моментом і потоком з алгоритмом R-IFOC при його об'єднанні з модифікованим адаптивним спостерігачем Матусе.

4.5 Дослідження адаптивного спостерігача і адаптивної системи векторного керування методом математичного моделювання

Для дослідження властивостей розробленого адаптивного спостерігача створена моделююча програма в пакеті Simnon. Метою даного дослідження є на основі аналізу перехідних процесів показати, що використання отриманого від адаптивного спостерігача значення постійної часу роторного кола в алгоритмі робастного векторного керування дозволяє компенсувати вплив варіацій активного опору ротора і таким чином покращити показники якості регулювання моменту і потоку АД.

Для подальшого порівняння отриманих результатів при моделюванні з результатами експериментального тестування, при моделюванні використовувався АД потужністю 0,75 кВт, який входить в склад станції швидкого прототипного тестування [189] (див. Додаток Д), і використовувався для дослідження в підрозділі 3.2.

4.5.1 Методика проведення досліджень

На першому етапі досліджено роботу адаптивного спостерігача в автономному режимі, тобто, коли дані, отримані за допомогою спостерігача, використовуються тільки для дослідження його показників і не використовуються в алгоритмі керування, отже і не впливають на процеси керування. На другому етапі досліджені перехідні процеси в системі робастного векторного керування (R-IFOC), в якому використовується значення $\hat{\alpha}_p$, що отримане за допомогою адаптивного спостерігача. Обидва тести проводились для двох значень початкових умов оціненого значення параметра α : $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$ і $\hat{\alpha}(0) = 0,5\alpha_N$.

При виконанні досліджень використовувався тест з наступною послідовністю операцій керування:

- під час початкового інтервалу часу $0 \div 0,25$ с машина збуджується, траєкторія заданого потоку починається з $\psi^*(0) = 0,02$ Вб і досягає значення $0,92$ Вб з першою похідною $3,6$ Вб/с;

- починаючи з $t = 0,6$ с двигун без навантаження розганяється по заданій траєкторії швидкості, яка має нульове значення і досягає 50 рад/с, з першою і другою похідними, що дорівнюють 714 рад/с і 23810 рад/с² відповідно;

- в момент часу $t = 1$ с до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, що дорівнює $3,125$ Н·м (1,25 % від номінального значення).

Задана траєкторія швидкості сформована таким способом, що при її відпрацюванні динамічний момент відповідає номінальному моменту двигуна, в моделі АД введено в'язку тертя з коефіцієнтом $\nu = 0,007$ Н·м/(рад/с).

Задані траєкторії для потоку і швидкості представлені на Рис. 4.1 суцільними лініями, а пунктирною лінією показаний профіль моменту навантаження.

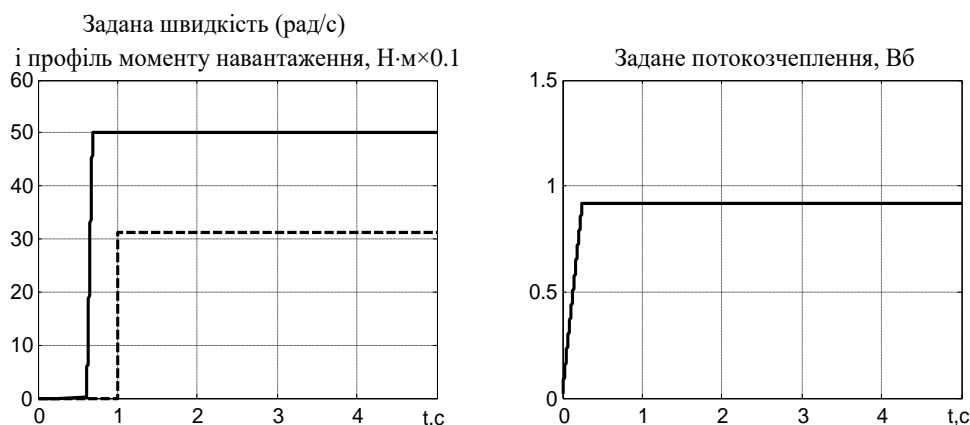


Рис. 4.1 – Задні траєкторії кутової швидкості, потокозчеплення та профіль моменту навантаження

Дослідження адаптивного спостерігача виконані в системі регулювання швидкості [127], в якій внутрішні контури керування моментом і підсистема регулювання потоку реалізує алгоритм R-IFOC (3.86) – (3.90).

При тестуванні використовувались наступні значення параметрів налаштування: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості $k_{\omega} = 150$, $k_{\omega i} = 11000$; коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму: $k_{id1} = k_{iq1} = k_i = 700$, $k_{iid} = k_{iiq} = k_{ii} = 120000$. Коригувальні коефіцієнти підсистеми потоку для робастного алгоритму векторного керування $\gamma_1 = \gamma_2 = 0,07$, коефіцієнт спостерігача польової компоненти струму статора $k_1 = 700$, коефіцієнти адаптивного спостерігача (4.16) $k_2 = 50$, $\gamma_3 = 1.25$, початкові умови для спостерігача: $\hat{\psi}_{2a}(0) = 0,02$ Вб, $\hat{\psi}_{2b}(0) = \hat{i}_{1a}(0) = \hat{i}_{1b}(0) = 0$.

4.5.2 Результати математичного моделювання

Перша серія тестів, результати яких представлені на Рис. 4.2–8.7, присвячена дослідженню динаміки адаптивного спостерігача вектора потокозчеплення ротора при його автономній роботі. Дослідження виконано для двох значень швидкостей $\omega = 50$ рад/с, в умовах пункту 4.5.1, а також при нульовому завданні, що забезпечує рух при $\omega = 0$. Під час всіх тестів в моделі АД було встановлено значення параметру α , що дорівнює номінальному, тобто $\alpha = \alpha_N$. На Рис. 4.2 – Рис. 4.4 представлені графіки, що демонструють автономну роботу адаптивного спостерігача при $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\omega = 50$ рад/с для трьох значень початкових умов по параметру $\hat{\alpha}$: $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = 0,5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$.

В умовах тесту при відсутності початкових умов по ідентифікованому параметру $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$ динамічні процеси в спостерігачі визначаються тільки початковими умовами $\tilde{\psi}_{2a}(0) = -\hat{\psi}_{2a}(0) = 0,02$ Вб. При $\hat{\alpha}(0) = 0,5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$ асимптотичне оцінювання складових вектора потокозчеплення і параметра α здійснюється за інтервал часу менше 1,5 с. На інтервалах, коли модуль вектора потокозчеплення постійний або електромагнітний момент дорівнює нулю процес ідентифікації заморожується, а похибки оцінювання змінних прямують до нуля.

Графіки перехідних процесів в адаптивному спостерігачі при його автономній роботі з $\omega = 0$, $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$ і початкових умовах $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = 0,5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$ представлені на Рис. 4.5 – Рис. 4.7.

Основні висновки відносно властивостей асимптотичної збіжності при нульовій швидкості співпадають з присутніми при $\omega = 50$ рад/с. Зниження швидкості збіжності визначається зменшенням струму статора у зв'язку з відсутністю компонент моменту навантаження, що залежать від швидкості.

Динамічна поведінка при адаптивному R-IFOC для $\omega = 50$ рад/с, $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$, і трьох значеннях початкових умов $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = 0,5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$ представлена на Рис. 4.8 – Рис. 4.10. Порівнюючи з автономною роботою (Рис. 4.2 – Рис. 4.4) динамічна поведінка змінних спостерігача мало змінилася при включенні його в контур зворотного зв'язку з алгоритмом R-IFOC. За інтервал часу менше 1,5 с завершуються процеси адаптивного керування, після чого R-IFOC володіє динамічними і статичними властивостями, які досягаються при відомому опорі ротора, тобто при $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$.

Як показано аналітично в підрозділі 3.1, основним недоліком R-IFOC є втрата властивостей робастності при $\omega = 0$, оскільки робастифікуючі зворотні зв'язки залежать від кутової швидкості. При $\omega = 0$ R-IFOC має таку ж високу чутливість до варіацій активного опору ротора, як і стандартний алгоритм непрямого векторного керування IFOC. Перехідні процеси на Рис. 4.11, що отримані при $\omega = 0$, $\hat{\alpha}_p = 0,5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$ підтверджують це твердження. Більш того при $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$, Рис. 4.11 (б) маємо: незадовільну динамічну поведінку, глибоку демагнітизацію АД, збільшений моментний струм i_{1q} до 4,0 А, в порівнянні з 2,5А при номінальних параметрах. Відмітимо, що на Рис. 4.11 (а) моментна складова струму статора i_{1q} при $\hat{\alpha}_p = 0,5\alpha_N$ дещо знизилась у порівнянні з випадком $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, що не відображає характер реальних динамічних процесів в АД. Зниження моментного струму досягнуто завдяки росту модуля вектора поточозчеплення, що в реальній електричній машині не може бути отримано із-за насичення магнітної системи.

Завдяки введенню адаптації в алгоритм R-IFOC динамічні і статичні характеристики при $\omega = 0$ можуть бути суттєво покращені. На Рис. 4.12 – Рис. 4.14 дані перехідні процеси при адаптивному R-IFOC для роботи з нульовою швидкістю. Покажемо ефект дії адаптації при $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$, коли, як це видно з динамічних процесів на Рис. 4.11 (б), неадаптивна система заходить поблизу границі стійкості. За рахунок швидкого оцінювання опору ротора адаптивний регулятор відводить систему від зони нестійкості, забезпечуючи таким чином подальшу роботу системи з характеристиками, які досягаються при відомих параметрах.

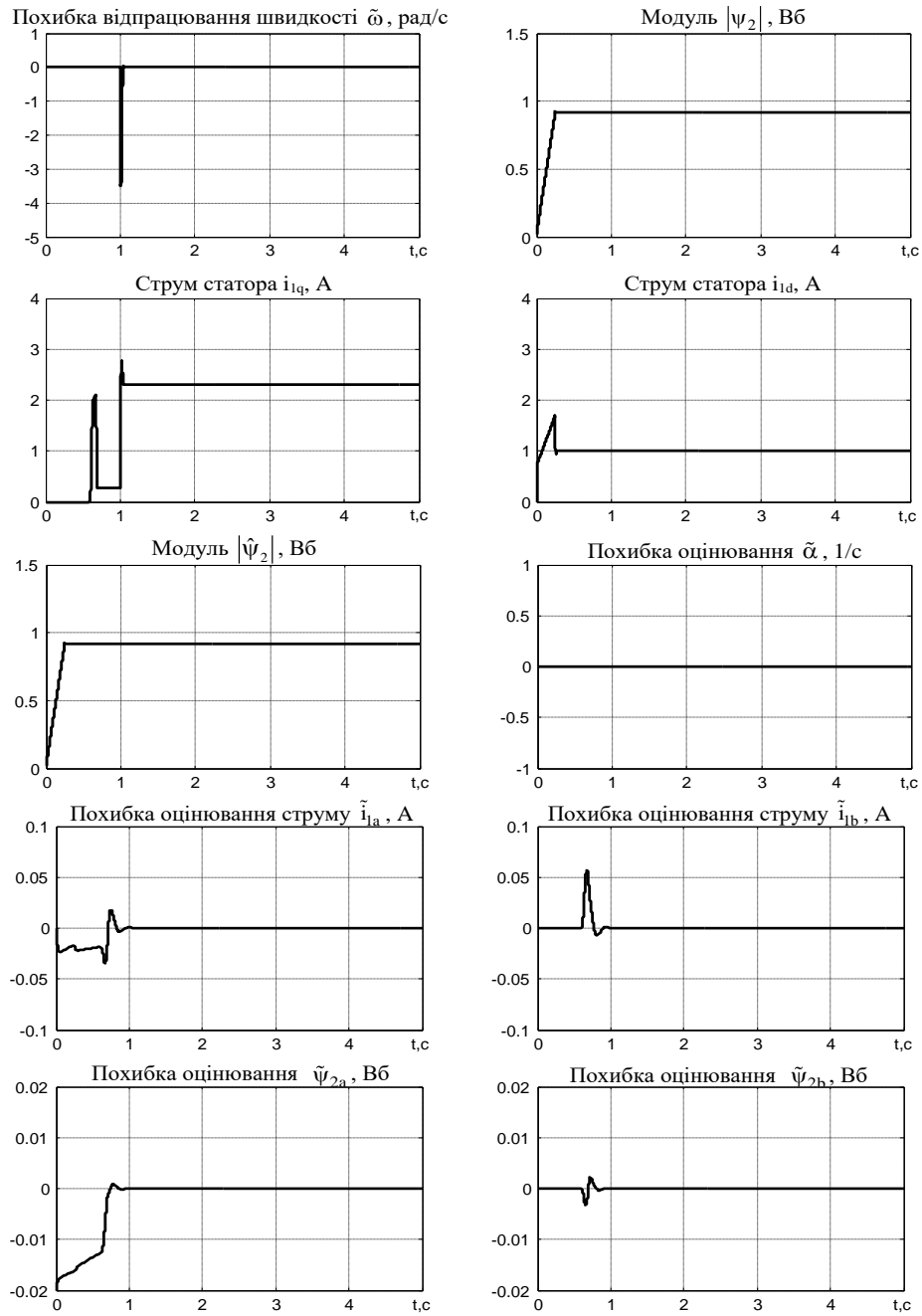


Рис. 4.2 – Графіки перехідних процесів при R-IFOC з $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$ і адаптивному спостеріачі з $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$ при $\omega = 50$ рад/с

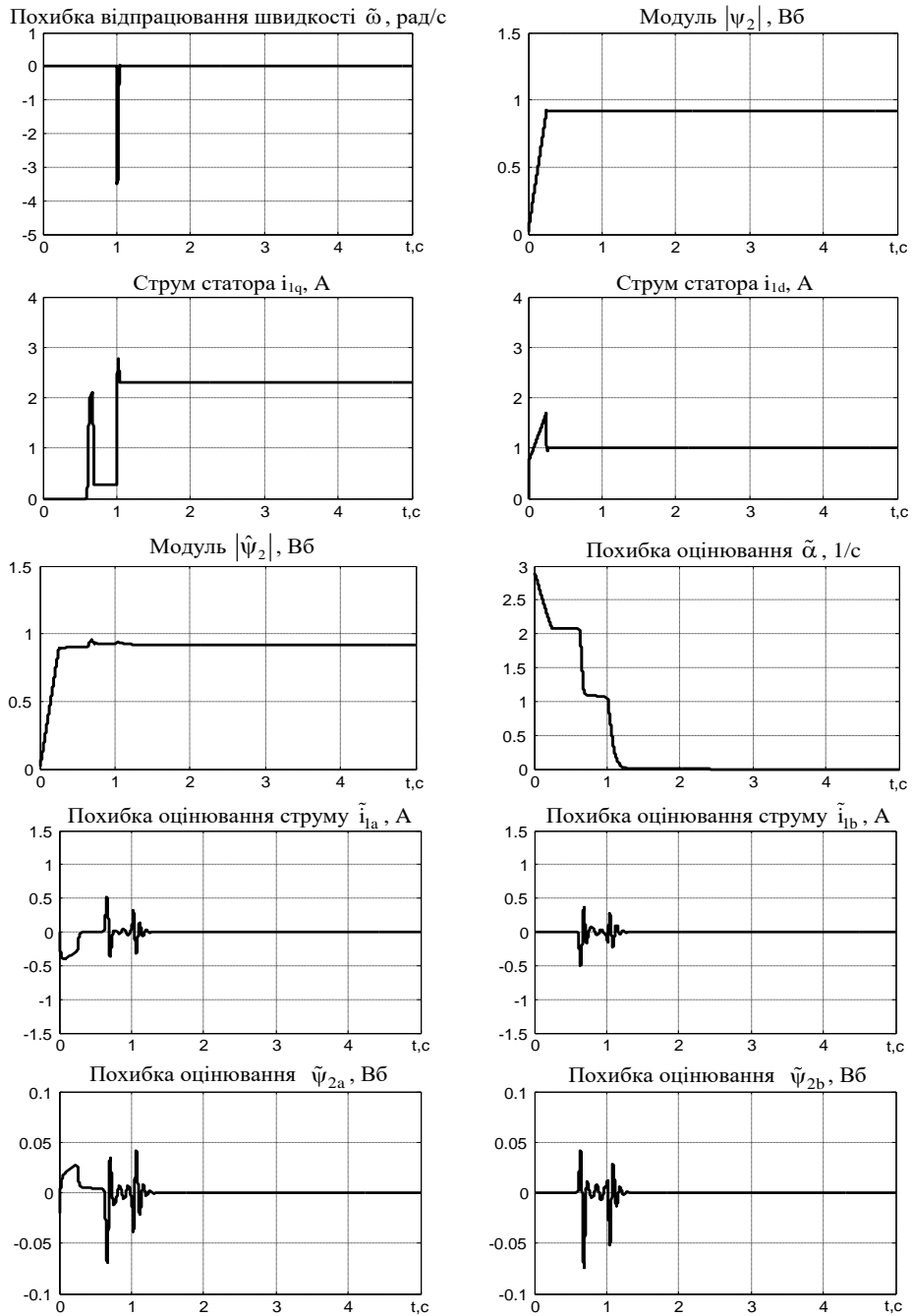


Рис. 4.3 – Графіки перехідних процесів при R-IFOC з $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$ і адаптивному спостерігачі з $\hat{\alpha}(0) = 0,5\alpha_N$ при $\omega = 50$ рад/с

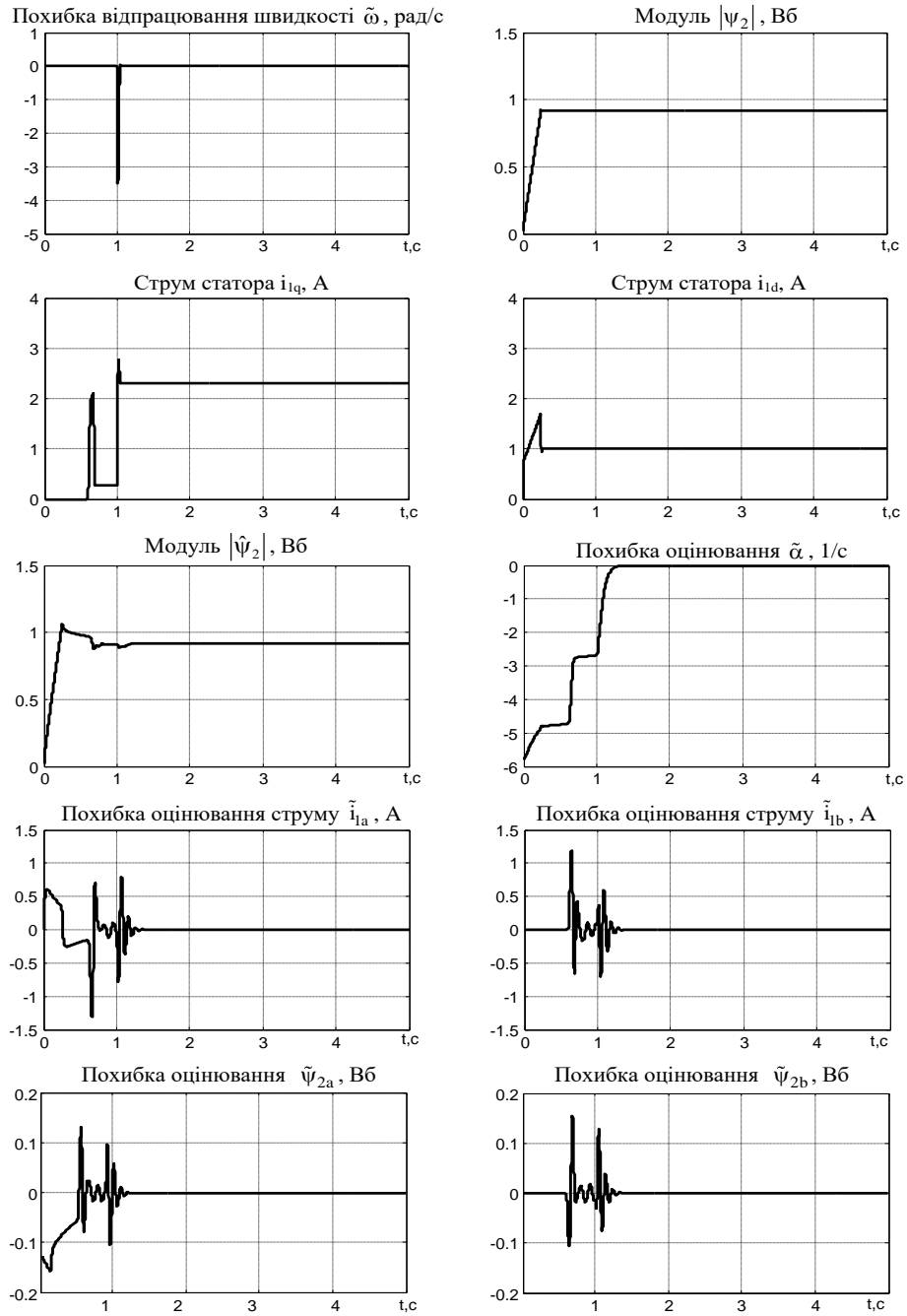


Рис. 4.4 – Графіки перехідних процесів при R-IFOC з $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$ і адаптивному спостерігачі з $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$ при $\omega = 50$ рад/с

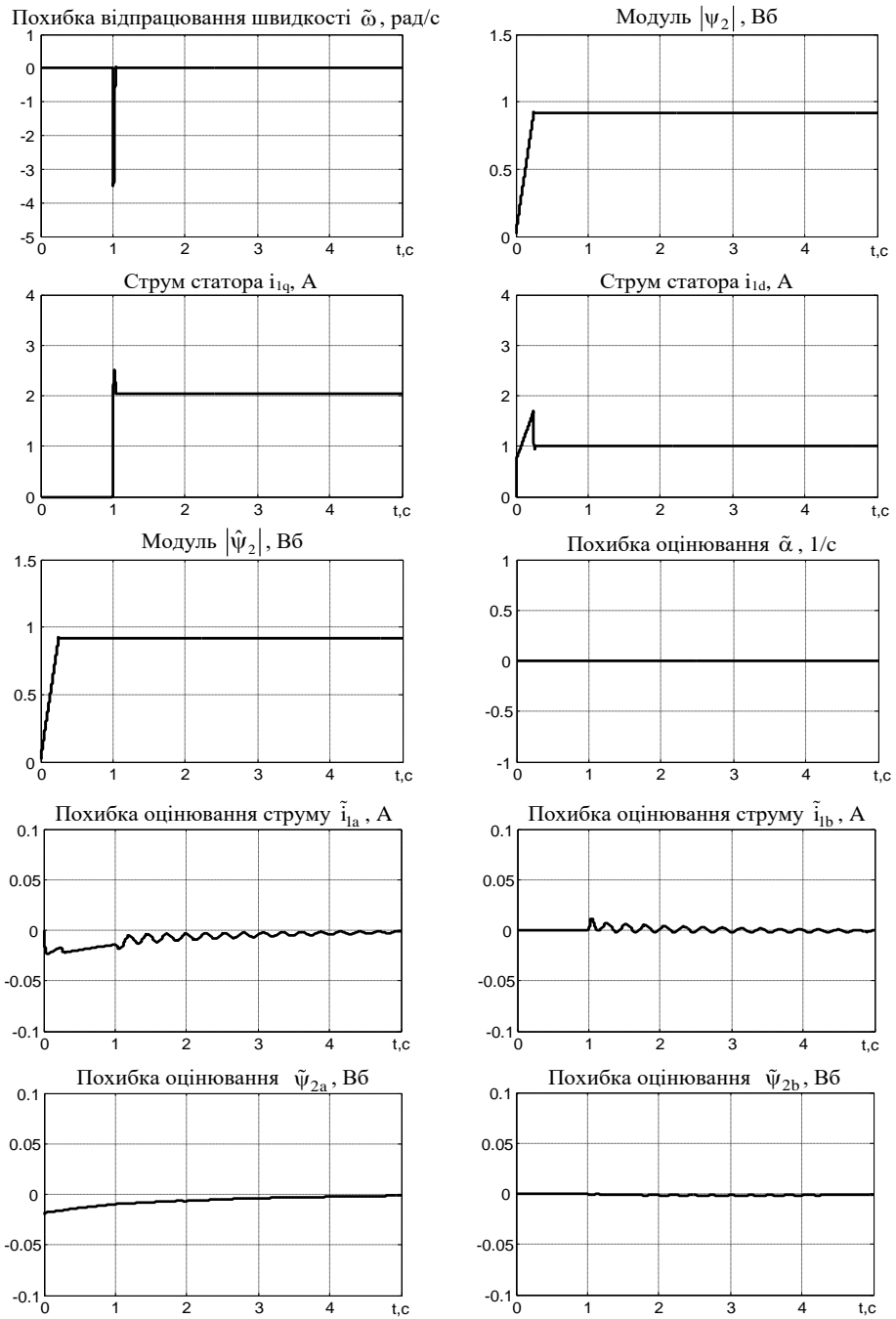


Рис. 4.5 – Графіки перехідних процесів при R-IFOC з $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$ і адаптивному спостерігачі з $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$ при $\omega = 0$ рад/с

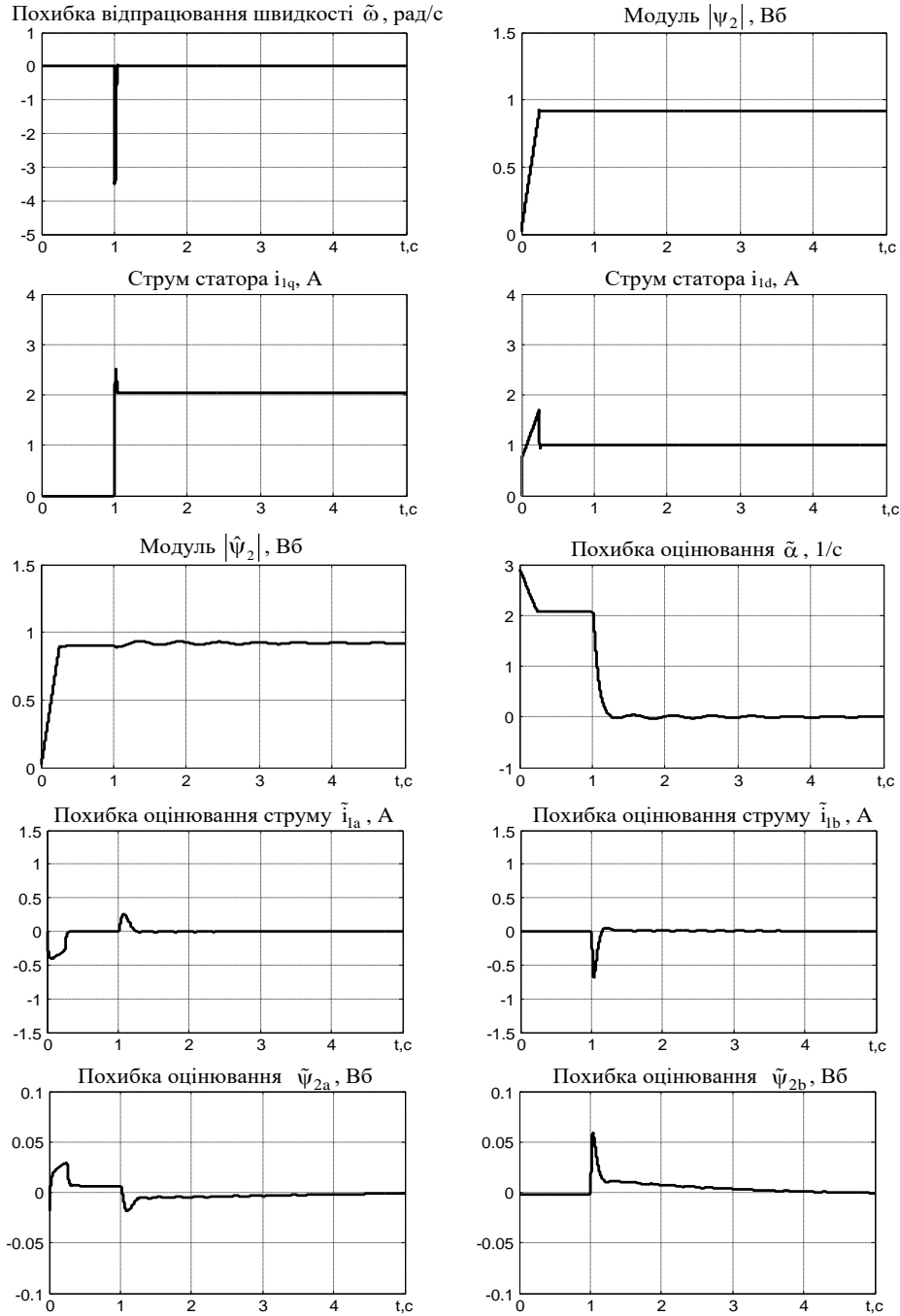


Рис. 4.6 – Графіки перехідних процесів при R-IFOC з $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$ і адаптивному спостерігачі з $\hat{\alpha}(0) = 0,5\alpha_N$ при $\omega = 0$ рад/с

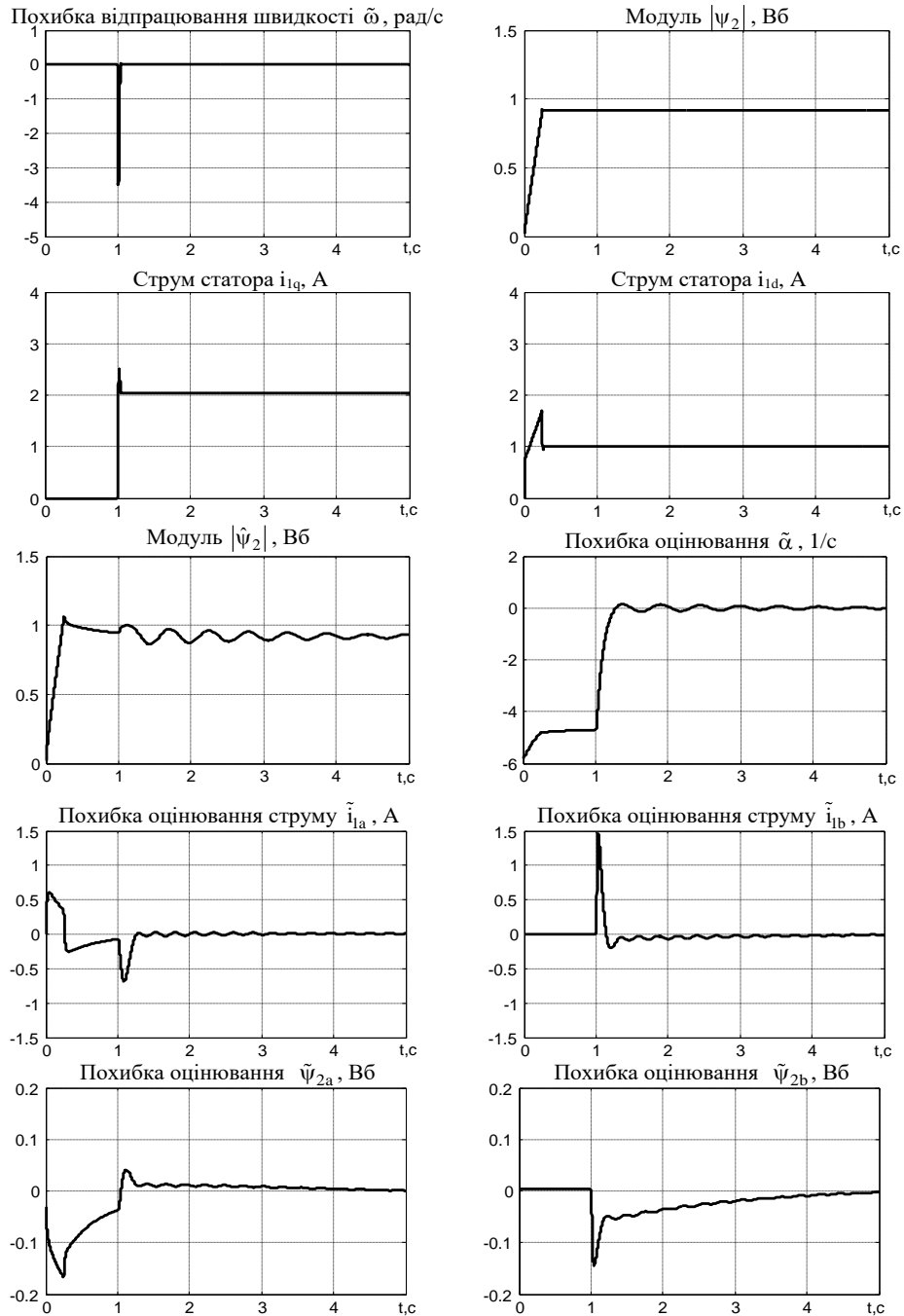


Рис. 4.7 – Графіки перехідних процесів при R-IFOC з $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$ і адаптивному спостерігачі з $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$ при $\omega = 0$ рад/с

Розділ 4

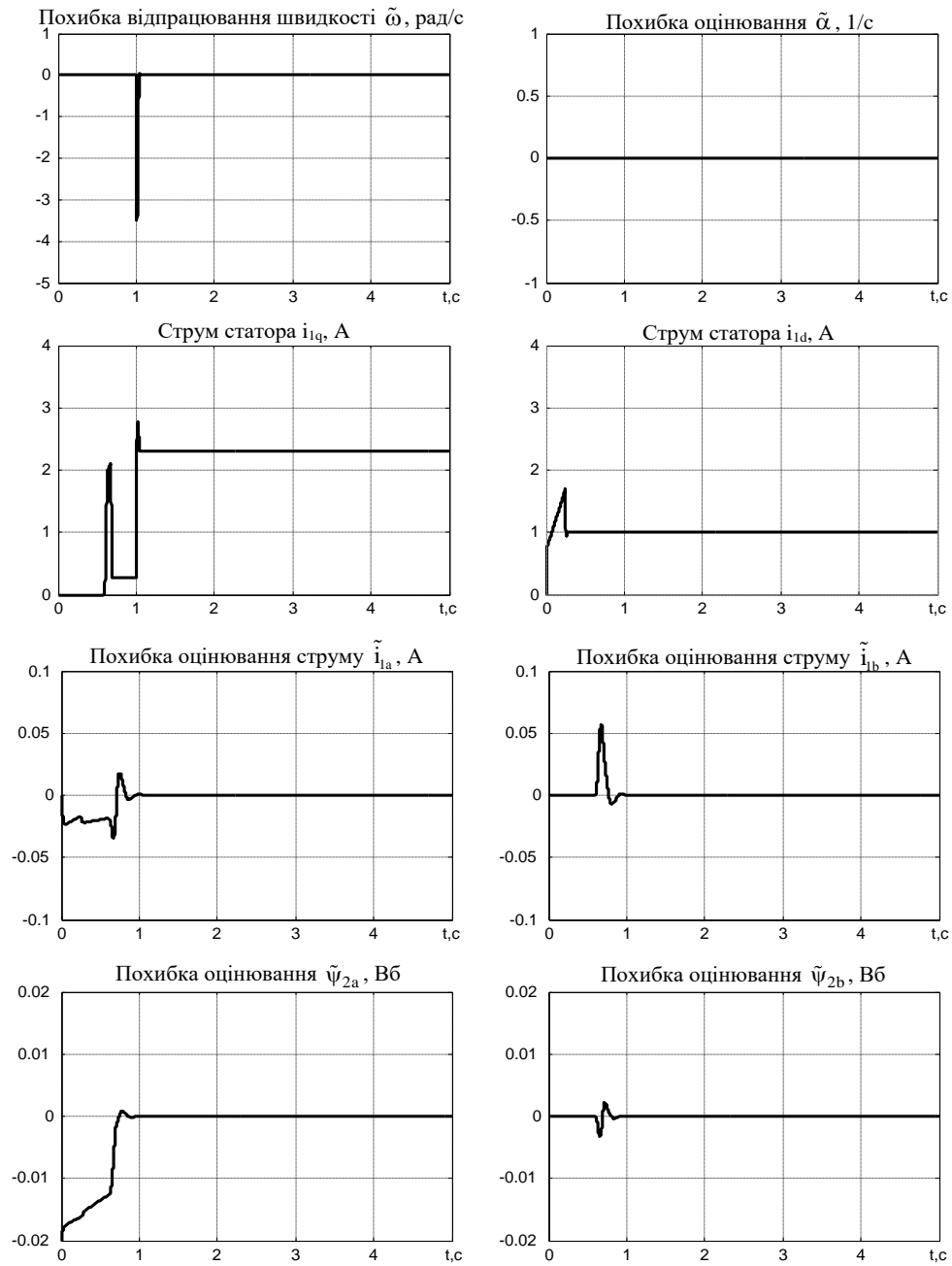


Рис. 4.8 – Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC: $\omega = 50$ рад/с,
 $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$

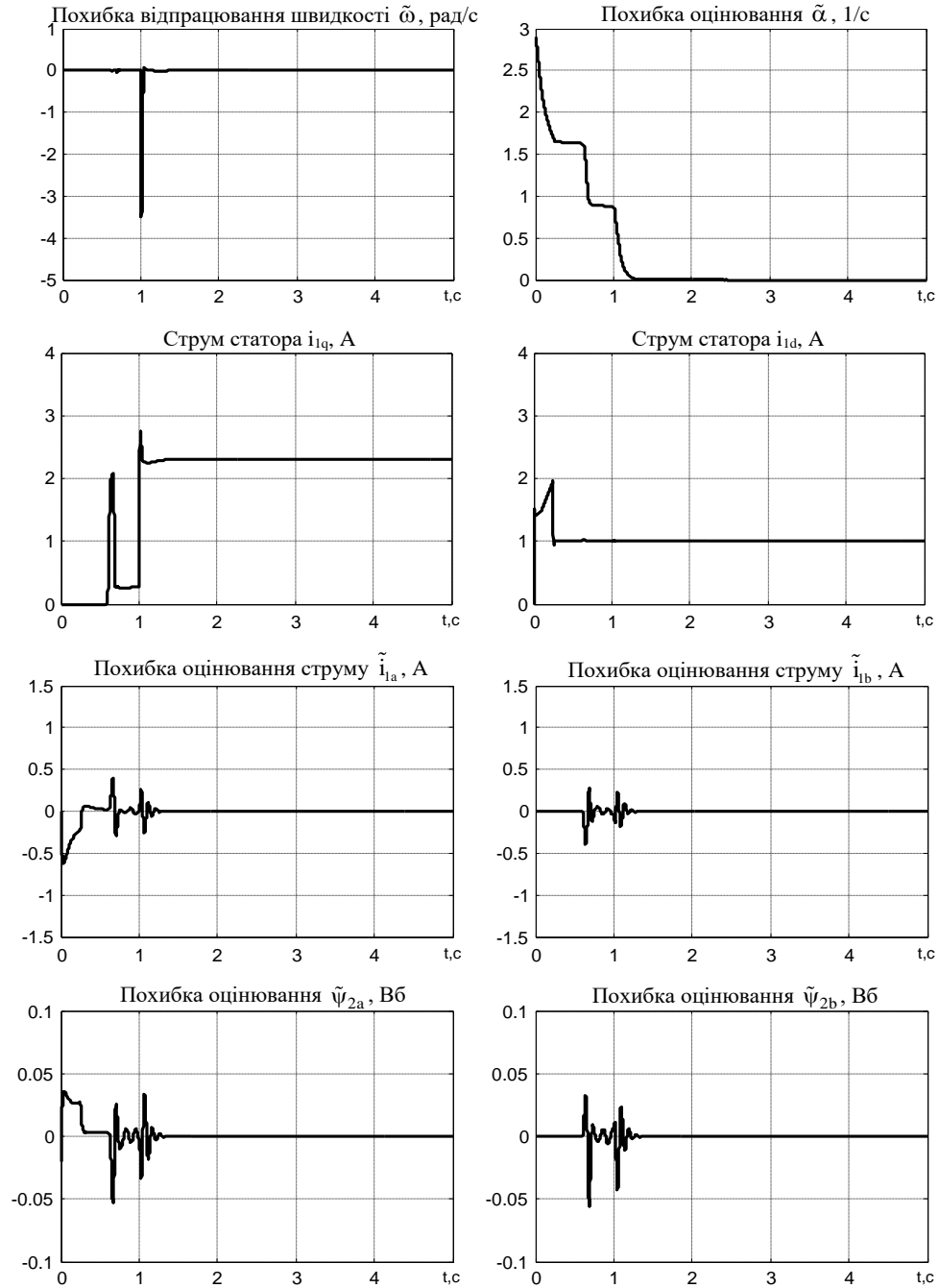


Рис. 4.9 – Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC: $\omega = 50$ рад/с,
 $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = 0,5\alpha_N$

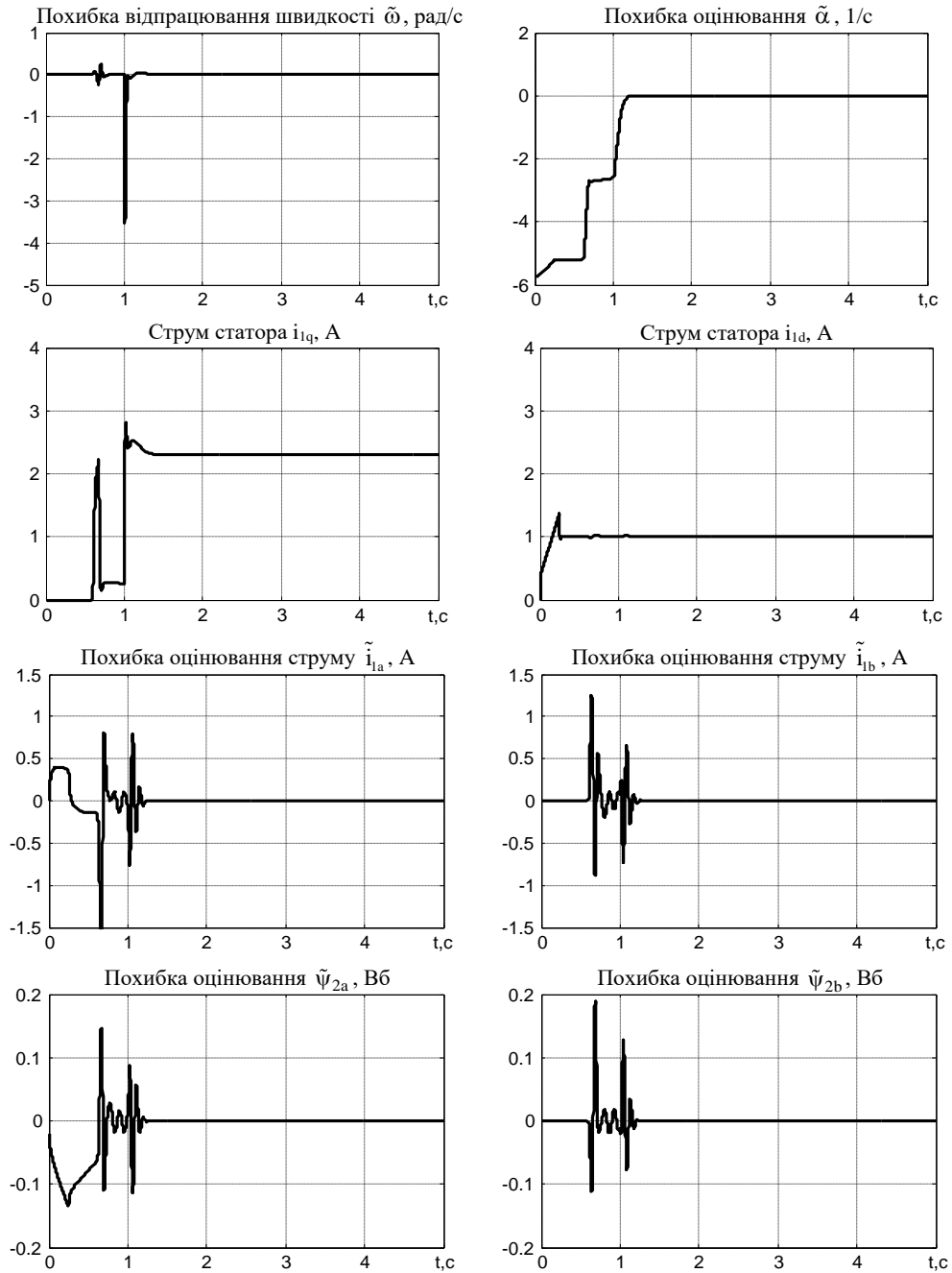


Рис. 4.10 – Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC: $\omega = 50$ рад/с,
 $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$

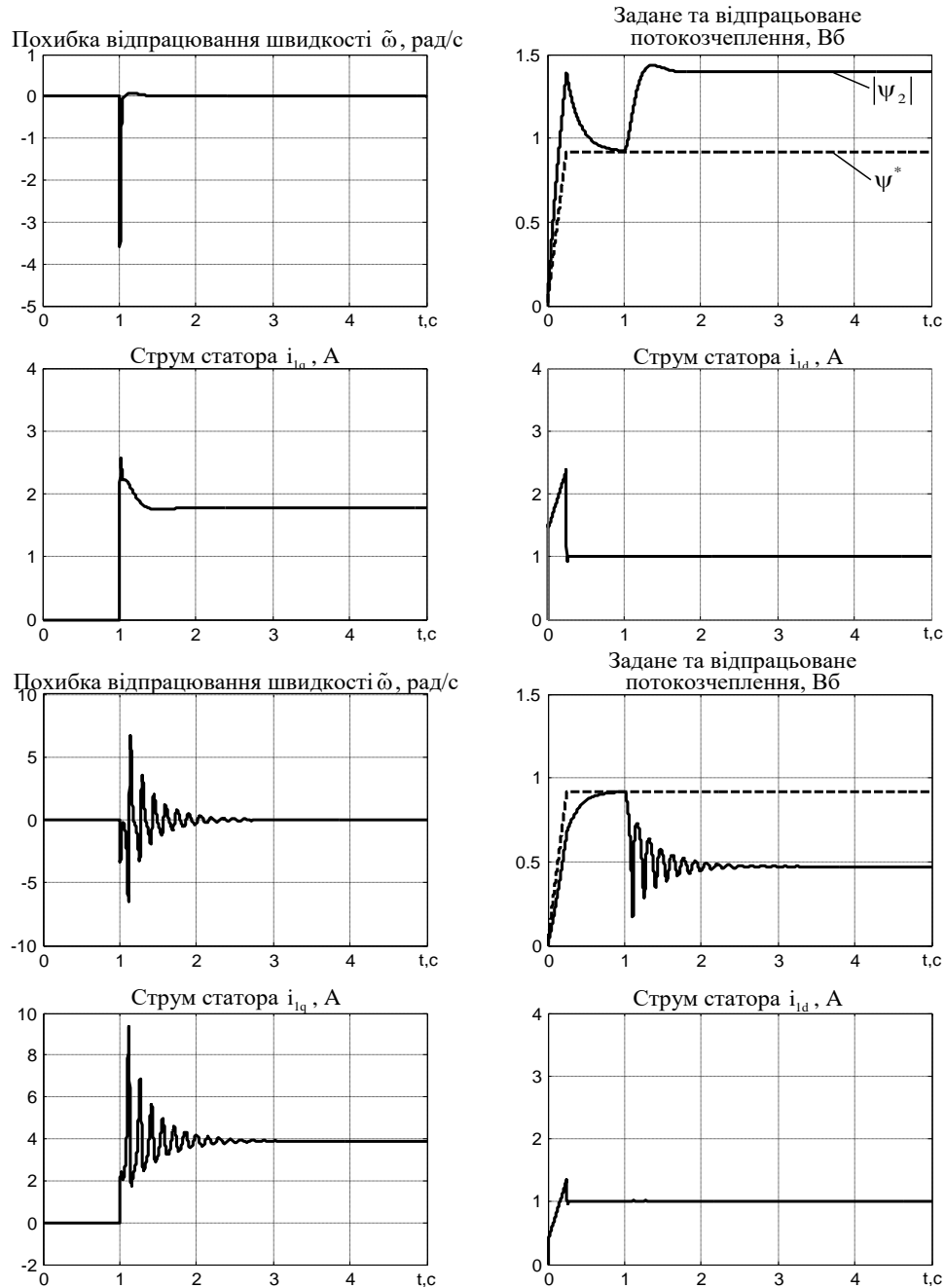


Рис. 4.11 – Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC: $\omega = 0$ рад/с,
 $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$; а) $\hat{\alpha}_p = 0,5\alpha_N$; б) $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$

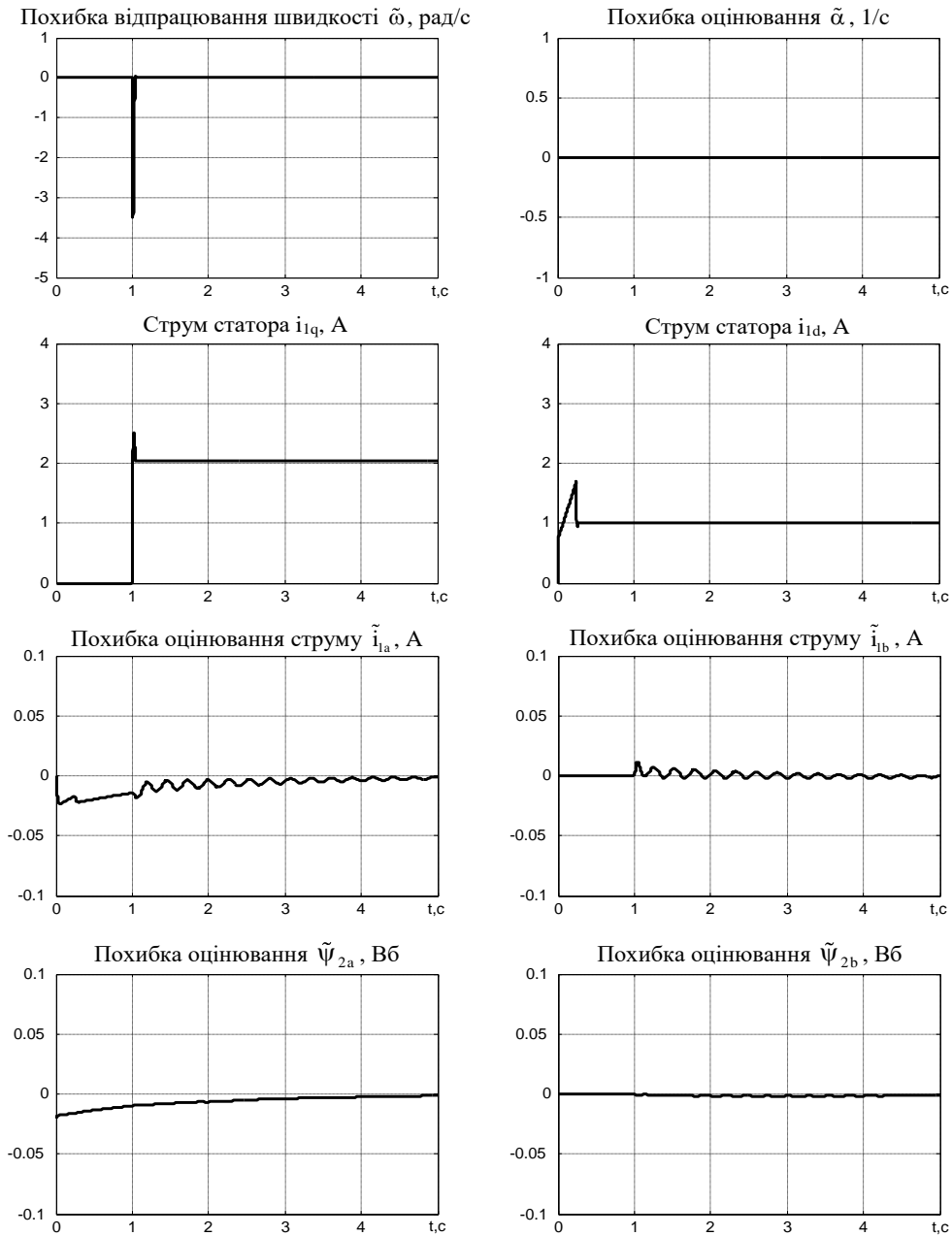


Рис. 4.12 – Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC:
 $\omega = 0$ рад/с, $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$, $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$

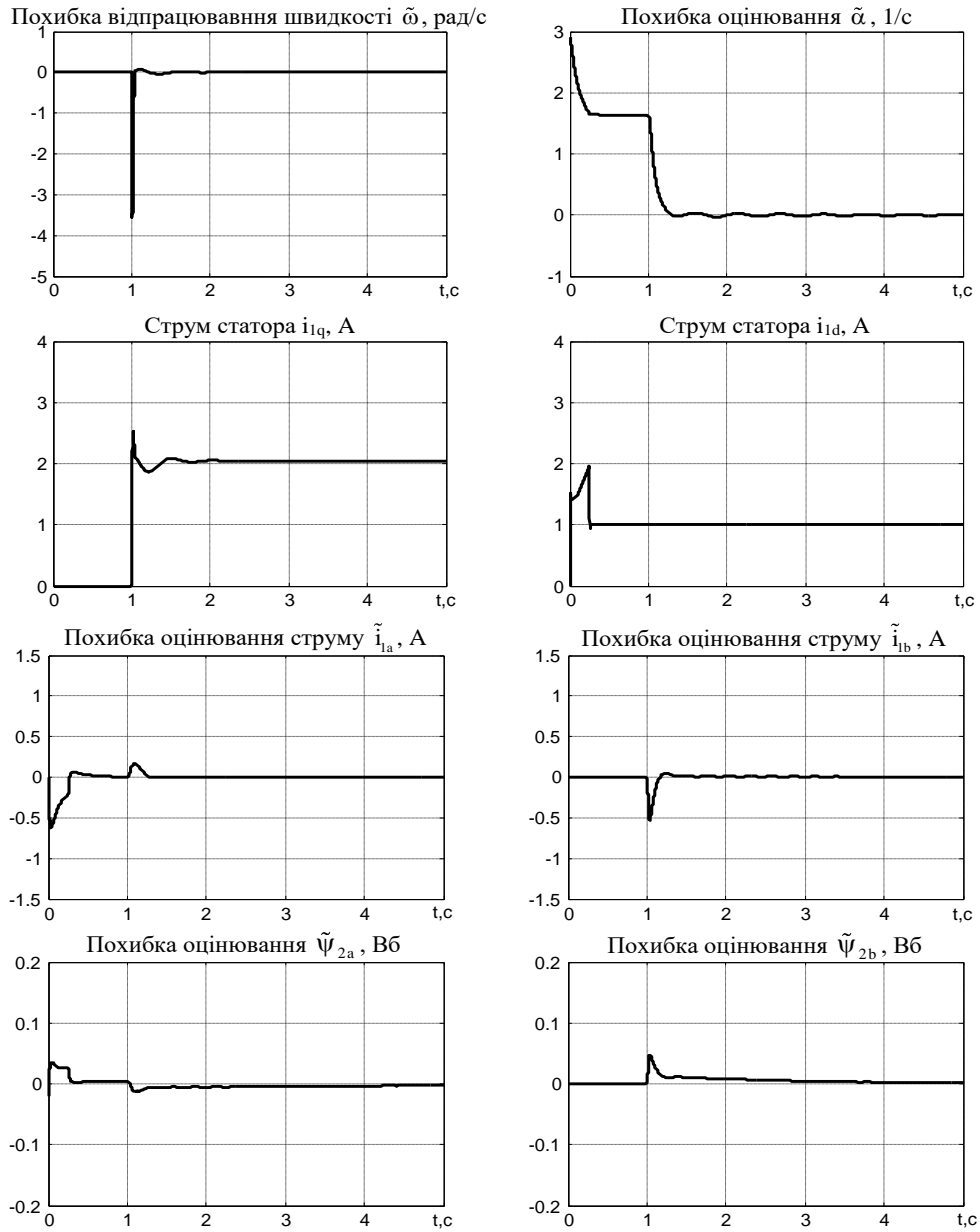


Рис. 4.13 – Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC:
 $\omega = 0$ рад/с, $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$, $\hat{\alpha}(0) = 0,5\alpha_N$

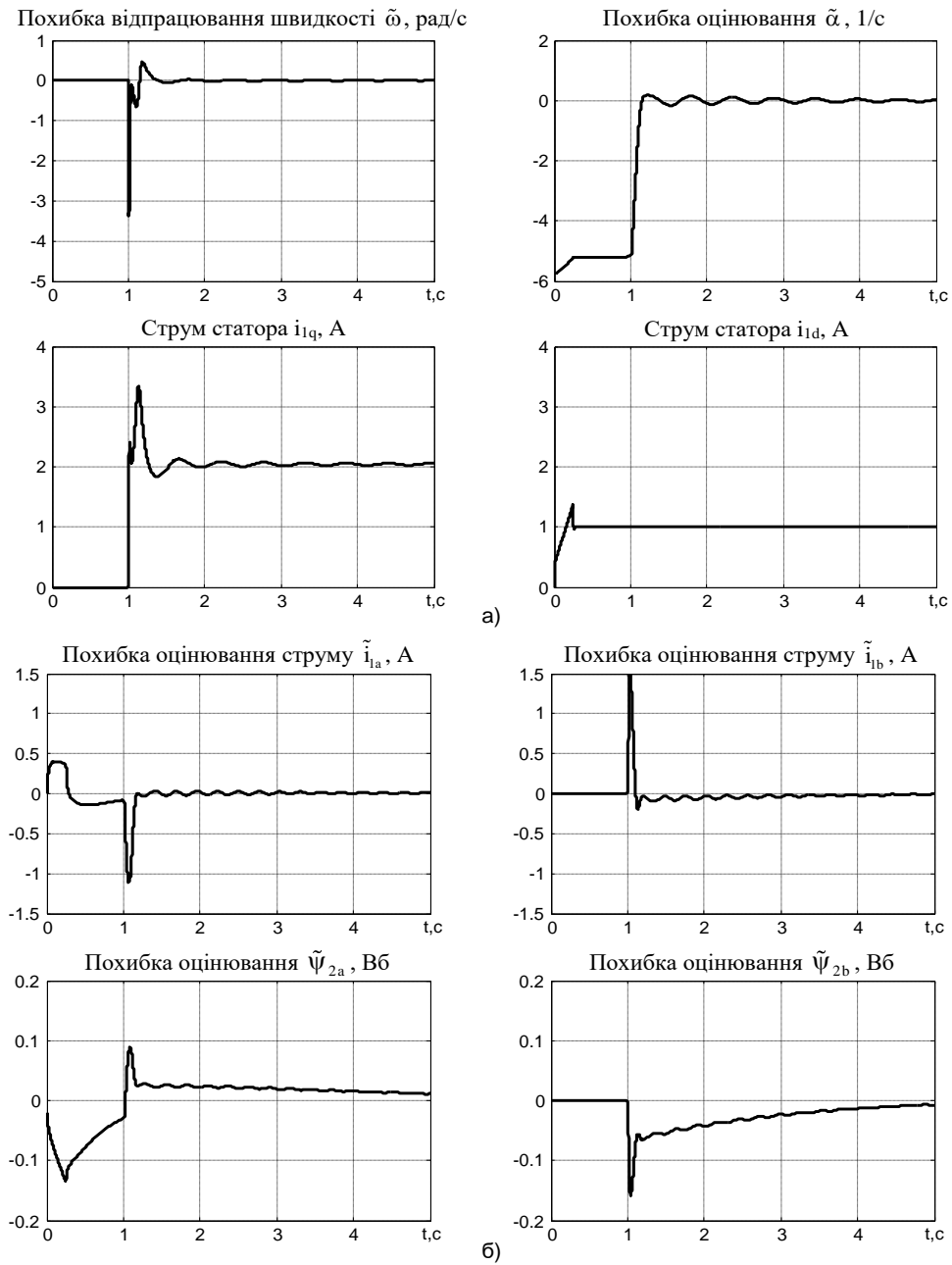


Рис. 4.14 – Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC:
 $\omega = 0$ рад/с, $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$, $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$

Висновки по розділу

Розвинута теорія адаптивного керування класом нелінійних багатовимірних об'єктів керування з частково вимірюваним вектором стану, до якого відноситься асинхронний короткозамкнутий двигун при векторному полеорієнтованому керуванні. Для цього в роботі вперше:

1. Теоретично доведена правомірність застосування нелінійного принципу розділення для побудови адаптивної по відношенню до варіації активного опору системи векторного керування АД. Показано, що композитна структура, що складається з глобально експоненційно стійкої системи векторного керування моментом-потокком і локально експоненційно стійкого адаптивного до варіацій активного опору ротора спостерігача вектора поточкозчеплення ротора, володіє властивістю локальної експоненційної стійкості, якщо в алгоритмі керування використовується ідентифіковане спостерігачем значення активного опору ротора. Виконання умов персистентності збудження необхідне для асимптотичності оцінювання активного опору роторного кола.

2. Розроблений метод синтезу адаптивних спостерігачів вектора поточкозчеплення АД, який полягає в перетворенні рівнянь динаміки до спеціальної форми, в якій виключається залежність правої частини диференціальних рівнянь з невимірюваним виходом від невідомого параметра (активного опору ротора). Синтезований спостерігач гарантує локальну асимптотичну оцінку вектора поточкозчеплення ротора і активного опору ротора з експоненційним рівнем збіжності похибок оцінювання в нуль. Визначені структури і коефіцієнти зворотних зв'язків спостерігача, який має загальну форму спостерігача Матсусе. Спостерігач більш простий (п'ятого порядку) в порівнянні з іншими теоретично обґрунтованими рішеннями (сьомго і дев'ятого порядків).

3. Виконання дослідження шляхом математичного моделювання показало:

- спостерігач володіє високою швидкістю з часом збіжності менше 1,5 с при автономній роботі;

- при використанні адаптивного спостерігача в замкнутій системі з робастним алгоритмом векторного керування динамічна поведінка змінних спостерігача змінилась незначно в порівнянні з автономною роботою, що підтверджує правомірність застосування нелінійного принципу розділення для сконструйованої системи.

- адаптивна система ефективно компенсує негативний вплив варіацій активного опору ротора при нульовій швидкості.

4. Побудований на основі нелінійного принципу розділення адаптивний алгоритм в розглянутій конфігурації простіший в порівнянні з відомим теоретично обґрунтованим рішенням. Запропонований адаптивний спостерігач може бути також використаний для побудови адаптивних систем з іншими базовими алгоритмами векторного керування, наприклад, IFOC та I-IFOC.

РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ

Заключним етапом при проектуванні нових алгоритмів керування є їх практична реалізація та експериментальні дослідження з метою виявлення особливостей, які відсутні при проведенні математичного моделювання, але при цьому можуть здійснювати вплив на показники якості керування. До таких особливостей можна віднести:

- складність алгоритмів керування, яка потребує значних обчислювальних ресурсів і може визначати можливість їх реалізації в реальному часі;

- врахування ефектів квантування сигналів за часом та рівнем, обчислювальні затримки, які можуть знизити показники якості керування;

- перешкоди, які присутні у вимірних сигналах;

- неідеальність апаратної бази, на якій виконується експериментальне тестування, а також різні паразитні ефекти можуть знизити робастність системи.

Даний розділ присвячено питанням практичної реалізації розроблених алгоритмів векторного керування АД. Наведено опис розробленої на основі концепції швидкого прототипного тестування [189] експериментальної установки з керуючим пристроєм на базі цифрового сигнального процесора (ЦСП) TMS320F28335 (Texas Instruments). Представлено результати експериментального тестування синтезованого в третьому розділі алгоритму робастного непрямого векторного керування та його порівняння зі стандартним алгоритмом IFOC [60], а також адаптивного алгоритму, представленого в четвертому розділі.

Тестування розроблених алгоритмів векторного керування моментом АД виконано з використанням двох асинхронних двигунів потужністю 0.75 кВт та 2.2 кВт.

Основні результати цього розділу опубліковані в роботах [180], [181], [190]–[193].

5.1 Експериментальні дослідження алгоритмів векторного керування при керуванні моментом

Експериментальні дослідження робастного і стандартного алгоритмів векторного керування виконувалися з використанням однотипної конфігурації дослідного стенду, до складу якого входять одні і ті ж складові: перетворювач, АД, датчики, навантажувальний агрегат.

Для порівняння синтезованого алгоритму робастного керування (2.87)–(2.91) було використано класичний алгоритм непрямого векторного керування [60], який в даний час є промисловим стандартом.

Обидва алгоритми мають схожу базову структуру, яка вміщує в себе внутрішні контури регулювання струмів, що представлені в системі координат, аси-

мпотично зорієнтованій за вектором потокозчеплення ротора, і зовнішні контури регулювання моменту та потоку. На відміну від випадку стандартного алгоритму векторного керування, в якому підсистема потоку є лише локально експоненційно стійкою, алгоритм, який представлено рівняннями (2.87)–(2.91), забезпечує глобальне експоненційне асимптотичне відпрацювання модуля та кутового положення вектора потокозчеплення ротора, що гарантує властивості робастності по відношенню до параметричних збурень.

5.1.1 Структура експериментального стенду

Схему експериментального стенду представлено на рис. 5.1, а зовнішній вигляд основних елементів на рис. 5.2 – 5.3. В склад стенду входять:

1. Дві пари електричних машин: два асинхронних двигуни потужністю 2.2 кВт, та АД потужністю 0.75 кВт з машиною постійного струму із збудженням від постійних магнітів (рис. 5.2). Вали обох пар електричних машин з'єднані між собою жорсткою муфтою. Кожна пара машин обладнана фотоімпульсним давачем швидкості з розподільчою здатністю 1024 імпульсів/оберт.

2. Силовий перетворювач, який містить випрямляч, ланку постійного струму з клампером, зарядний резистор R_z , автономний інвертор напруги, побудований на основі інтелектуального модуля PM50CLA120, а також давачі статорних струмів ДС1, ДС2 і давач напруги ланки постійного струму ДН.

2. Керуючий контролер на основі цифрового сигнального процесора TMS320F28335, функціональну схему якого показано на рис. 5.4. Плата контролера через інтерфейс USB підключена до персонального комп'ютера (ПК). Контролер забезпечує реалізацію алгоритмів векторного керування, функції керування силовою частиною перетворювача, просторову векторну широтно-імпульсну модуляцію, а також передачу на ПК в реальному часі одночасно до 16 змінних з часом дискретизації 400 мкс. Для вимірювання струмів використано два гальванічно-розв'язаних давачі струму фірми LEM). Такт квантування за часом при цифровій реалізації алгоритмів керування встановлено рівним 200 мкс. Керуючі та силові кола експериментальної установки гальванічно розв'язані.

3. Навантажувальний агрегат. В системі з двома АД – система векторного керування моментом навантажувального АД. В системі АД-ДПС – транзисторний перетворювач напруги з релейним регулятором струму якоря ДПС.

4. Персональний комп'ютер, який використовується для програмування, відладки та завантаження програм, а також візуалізації і запису перехідних процесів під час експериментів.

Параметри досліджуваних асинхронних двигунів, які було визначено заздалегідь шляхом окремих експериментальних тестів, наведено в додатку Б.

Програмне забезпечення контролера розроблено в середовищі Code Composer Studio з використанням мови програмування C++.

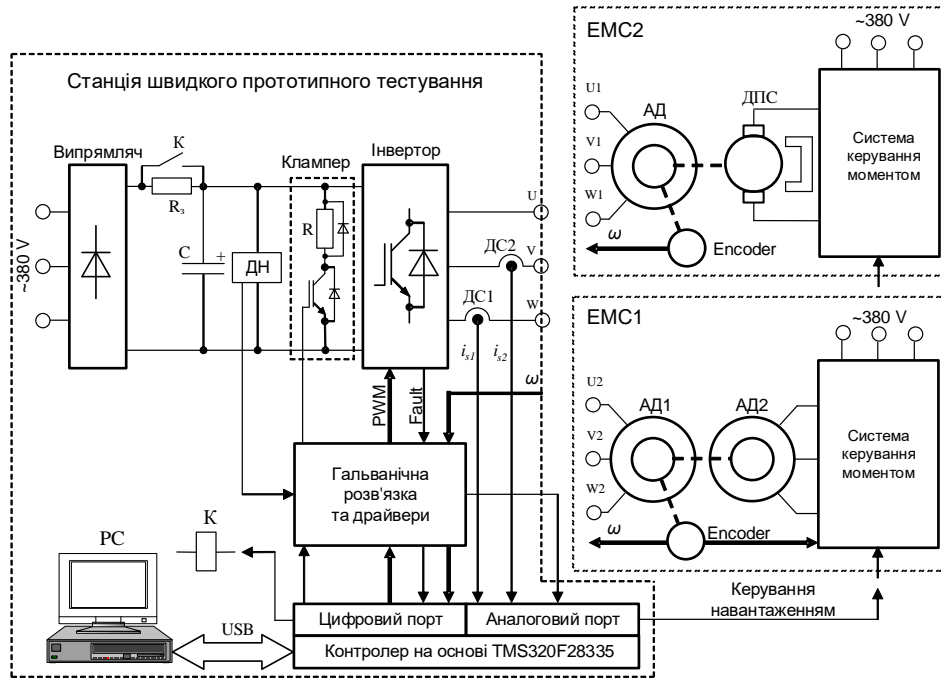
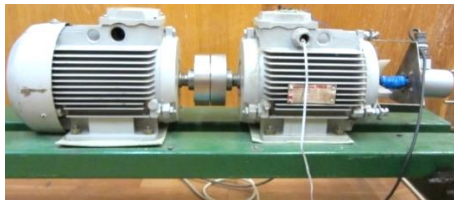


Рис. 5.1. Функціональна схема експериментальної установки



Пара двигунів потужністю 2.2 кВт



Пара АД (0.75 кВт) – ДПС

Рис. 5.2. Пари електричних машин



Рис. 5.3. Силовий перетворювач на основі модуля PM50CLA120

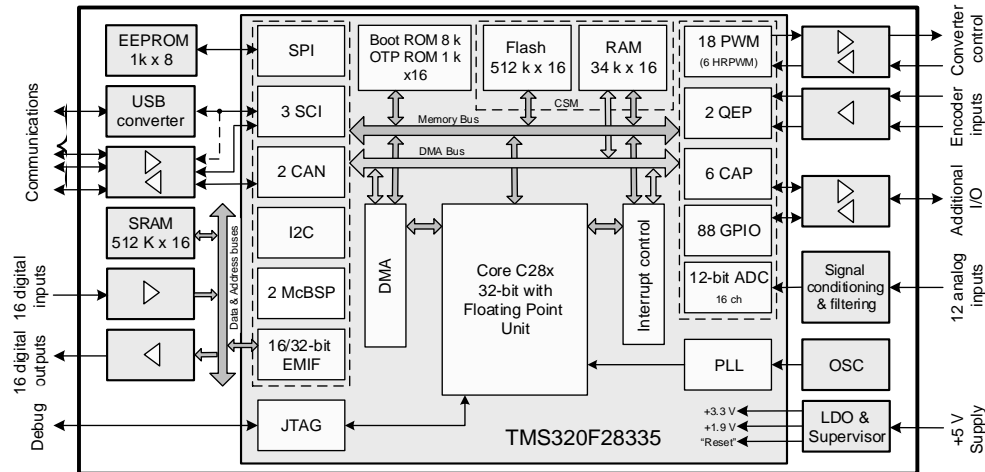


Рис. 5.4. Функціональна схема керуючого контролера на основі ЦСП TMS320F28335

5.1.2 Дослідження робастності алгоритмів векторного керування моментом АД IFOC та R-IFOC

Експериментальні дослідження систем керування моментом виконано з парою АД потужністю 2.2 кВт.

При виконанні досліджень синтезованого алгоритму векторного керування точність відпрацювання моменту та модуля вектора потокозчеплення ротора АД визначалася непрямим методом, який полягає в наступному. Момент, який створюється досліджуваним АД1 (входить до EMC1 на рис. 5.1), є моментом навантаження для індикаторної машини АД2, яка працює в режимі стабілізації кутової швидкості з П-регулятором. Для цього алгоритм регулювання моменту індикаторної машини був інтегрований в алгоритм регулювання кутової швидкості, тобто вихід регулятора швидкості формував завдання на момент АД у вигляді

$$M^* = J(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \dot{\omega}^*), \quad (5.1)$$

де k_{ω} – коефіцієнт пропорційної складової П-регулятора швидкості; J – сумарний момент інерції; ω^* – задана кутова швидкість валу АД; $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання кутової швидкості; M^* – заданий момент.

Похибка відпрацювання кутової швидкості та моментоутворюючий струм індикаторної машини в усталеному режимі є величинами, які прямопропорційні моменту, що розвиває досліджуваний двигун і можуть бути використані для непрямой оцінки якості його відпрацювання. Відмітимо, що при всіх тестах в алгоритмі керування індикаторною машиною використовувалися коректні значення параметрів АД.

З метою порівняння динамічних та статичних характеристик, кожен з тестів виконувався для двох алгоритмів: розробленого робастного R-IFOC і загальноприйнятого для порівняння стандартного алгоритму IFOC.

Для тестування використовувалася наступна послідовність операцій керування АД:

індикаторна машина розганяється на задану швидкість 50 рад/с, яка стабілізується за допомогою пропорційного регулятора швидкості;

на початковому інтервалі часу відбувається збудження досліджуваного АД з використанням заданої траєкторії потокозчеплення, яка починається зі значення 0,02 Вб і досягає 0,96 Вб, з першою похідною, рівною 1,88 Вб/с, при цьому завдання на момент дорівнює нулю;

через 0,5 с після початку збудження від двигуна вимагається відпрацювати задану траєкторію моменту АД першого порядку, починаючи з нульового значення до 10 Н·м на першій ділянці і до -5 Н·м на другій (66% і 33% від номінального моменту двигуна). Швидкість зміни заданого моменту встановлено рівною 200 Н·м/с.

Заданні траєкторії моменту і потокозчеплення зображено на рис. 5.5.

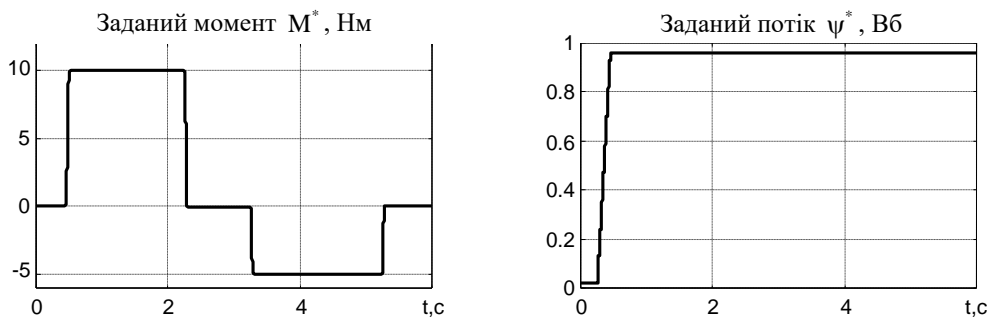


Рис. 5.5. Задані траєкторії моменту и потокозчеплення

В процесі дослідження були встановлені наступні параметри інвертора для досліджуваного двигуна: частота ШІМ 10 кГц, мертвий час інвертора – 3.2 мкс.

Коефіцієнти робастного алгоритму керування моментом (2.87)–(2.91), мають наступні значення: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму $k_{id1} = k_{iq1} = 500$, $k_{iid} = k_{iiq} = 125000$; коригуючі коефіцієнти підсистеми потокозчеплення $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$, коефіцієнт спостерігача польової компоненти струму статора $k_1 = 500$. Коефіцієнт пропорційного регулятора швидкості індикаторної машини (5.1) встановлено рівним $k_\omega = 50$. Коефіцієнти налаштування контурів регулювання струму стандартного алгоритму IFOC встановлено такими ж, як і для досліджуваного алгоритму робастного керування.

5.1.3 Результати дослідження динамічних процесів

При виконанні експериментів для стандартного і робастного алгоритмів векторного керування за відсутності варіацій активного опору ротора АД, отримано однакові для для IFOC і R-IFOC графіки перехідних процесів, які показано на рис. 5.6.

На рис. 5.7 зображено графіки перехідних процесів струму статора при варіації активного опору ротора АД \hat{R}_2 (параметра $\hat{\alpha}_p$ в алгоритмі досліджуваного АД) для випадку застосування стандартного алгоритму IFOC, а на рис. 5.8 – для алгоритму R-IFOC. З порівняння графіків рис. 5.6–5.8 видно, що динаміка внутрішніх змінних (струмів статора) для двох алгоритмів керування як при відомих параметрах, так і при варіаціях активного опору ротора залишається незмінною, за виключенням польової компоненти струму статора на етапі збудження АД. Ця зміна пояснюється тим, що складова заданого струму збудження, яка компенсує першу похідну від заданої траєкторії потокозчеплення є залежною від значення активного опору ротора.

На рис. 5.9 – 5.10 показано залежності похибки відпрацювання кутової швидкості і моментоутворюючого струму індикаторної машини i_{1q} , які знімалися при відпрацюванні додатного моменту досліджуваної машини. В цьому випадку досліджувана машина працює в рушійному режимі $M > 0$, $\omega > 0$, в той час як індикаторна машина – в генераторному. При проведенні даного тесту ділянка роботи з $M^* < 0$, що відповідає інтервалу часу $t > 2.2$ с не використовувалася. Як слідує з рис. 5.9 (а) і рис. 5.10 (а), при відомих параметрах АД, похибка відпрацювання швидкості і струм i_{1q} індикаторної машини рівні 16 рад/с і 3.2 А відповідно. При цьому динаміка змінних індикаторної машини однакова для обох алгоритмів керування досліджуваною машиною.

З порівняння рис. 5.9 (а) і рис. 5.9 (б) видно, що при значенні параметра $\hat{\alpha}_p = 0.5\alpha_N$ показники якості відпрацювання моменту стандартним алгоритмом векторного керування суттєво деградують, в моменті АД присутні коливання, похибка відпрацювання моменту складає біля 30% (момент досліджуваного АД зменшується). Такий же висновок слідує і для результату при $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$.

Як видно з графіків рис. 5.10 алгоритм робастного керування демонструє стабільні динаміку і статику при варіаціях опору ротора досліджуваної машини. Значення моментоутворюючої складової струму статора індикаторної машини при різних значеннях опору ротора досліджуваної машини тримається на одному рівні 3.2 А і лише незначно збільшується при $\hat{\alpha}_p = 0.5\alpha_N$ (на 0.3 А). Даний результат підтверджує висновки про більш точне відпрацювання моменту АД алгоритмом робастного непрямого векторного керування R-IFOC, отримані раніше аналітично та методом математичного моделювання.

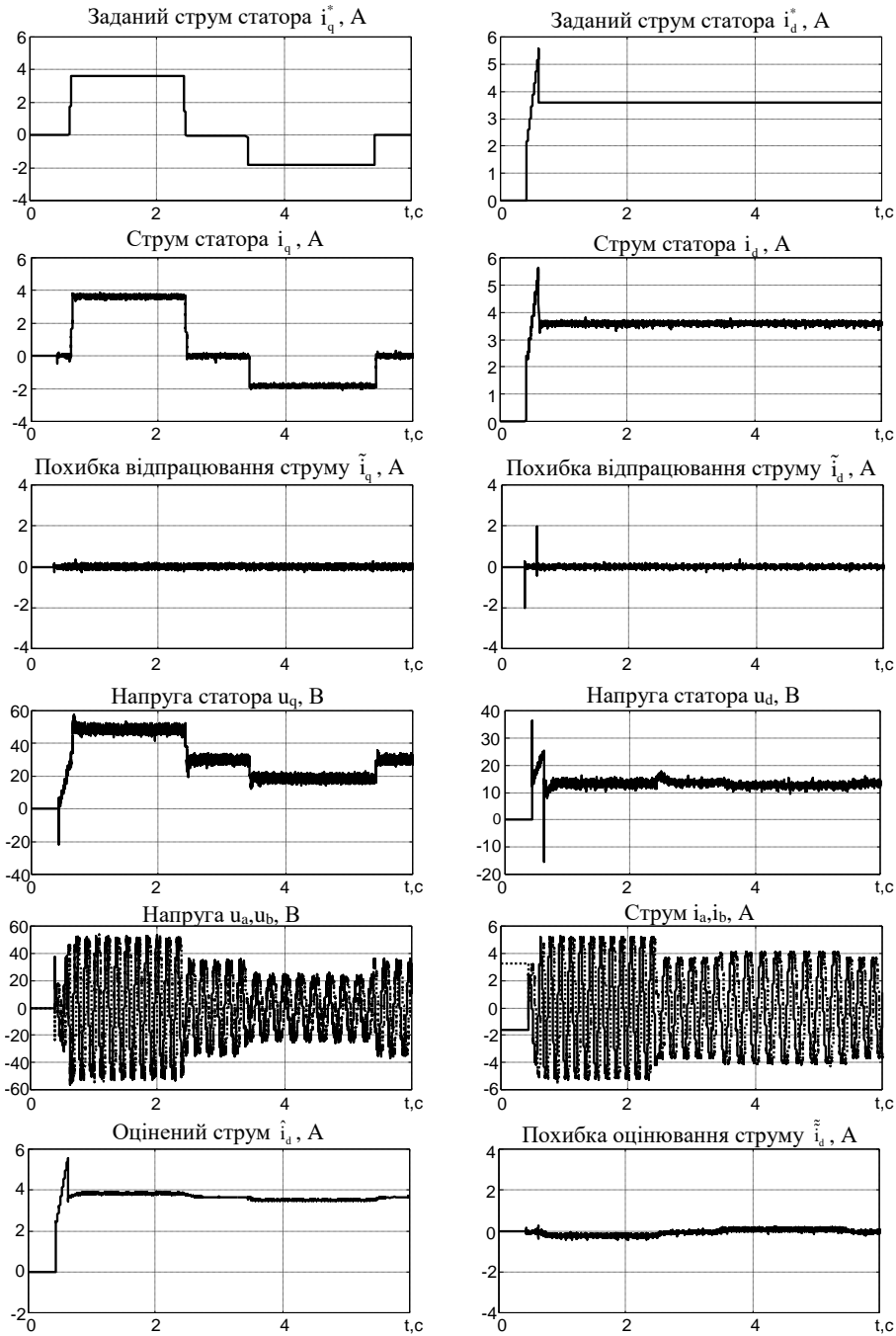


Рис. 5.6. Графіки перехідних процесів при використанні R-IFOC з $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$

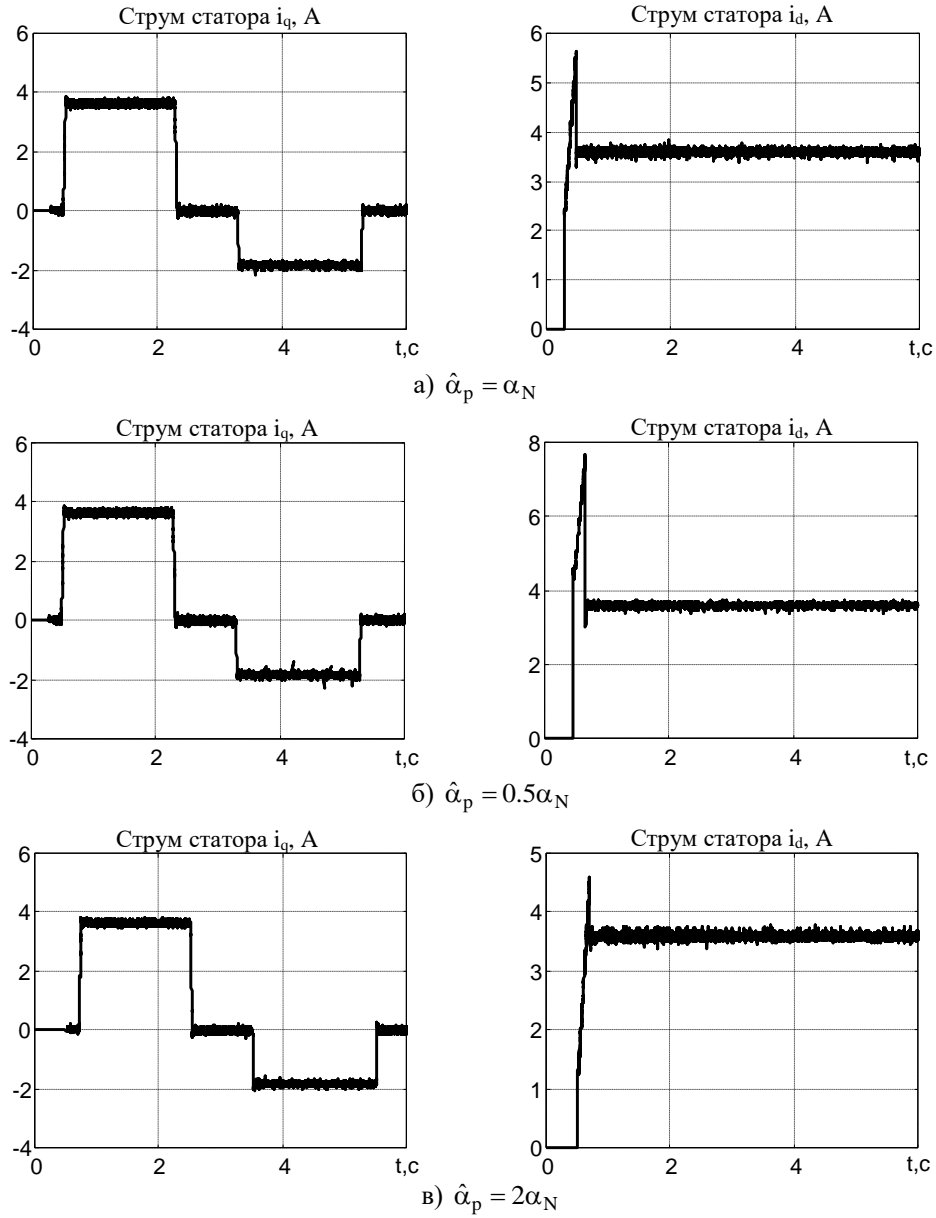


Рис. 5.7. Графіки перехідних процесів при використанні IFOC для випадків $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}_p = 0.5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$

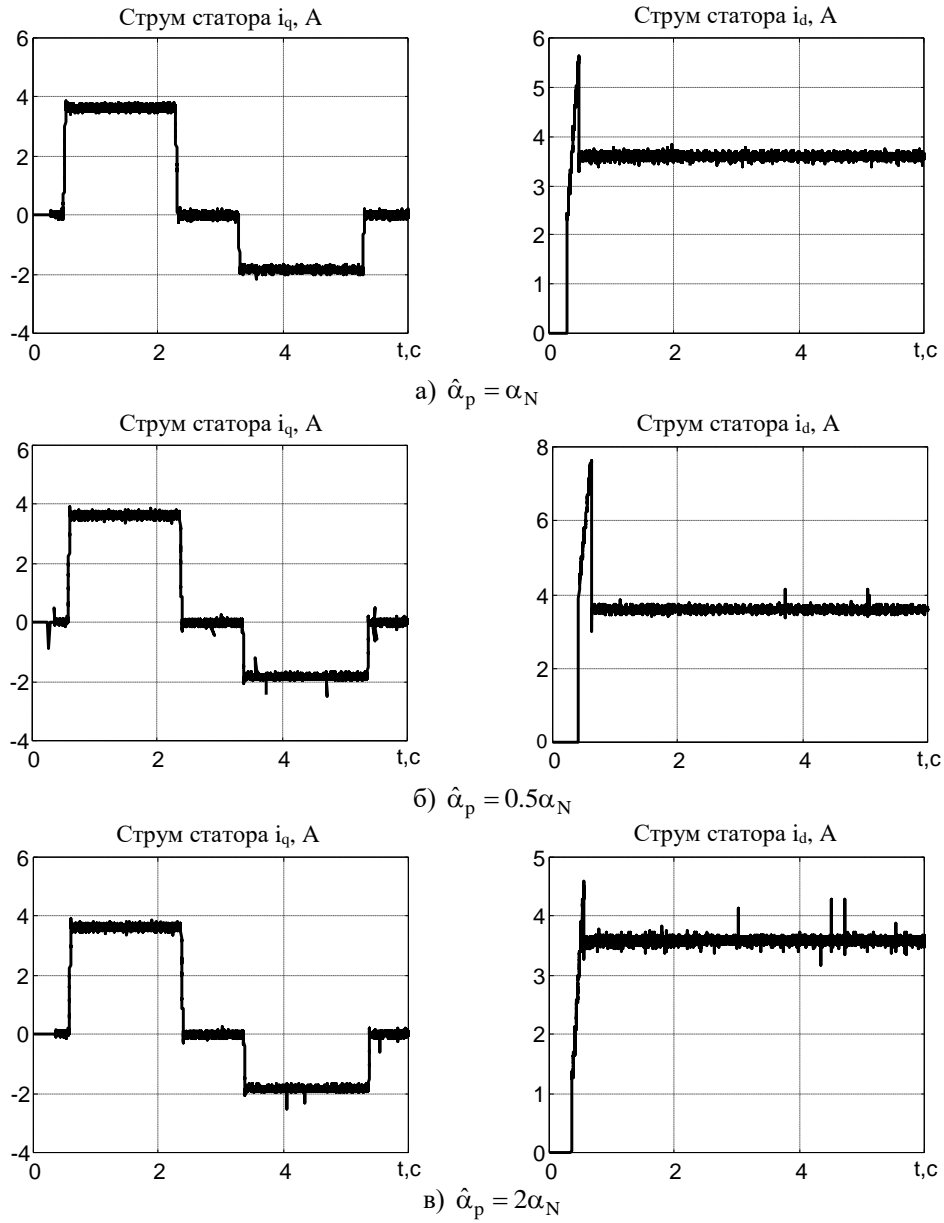


Рис. 5.8. Графіки перехідних процесів при використанні R-IFOC для випадків $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}_p = 0.5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$

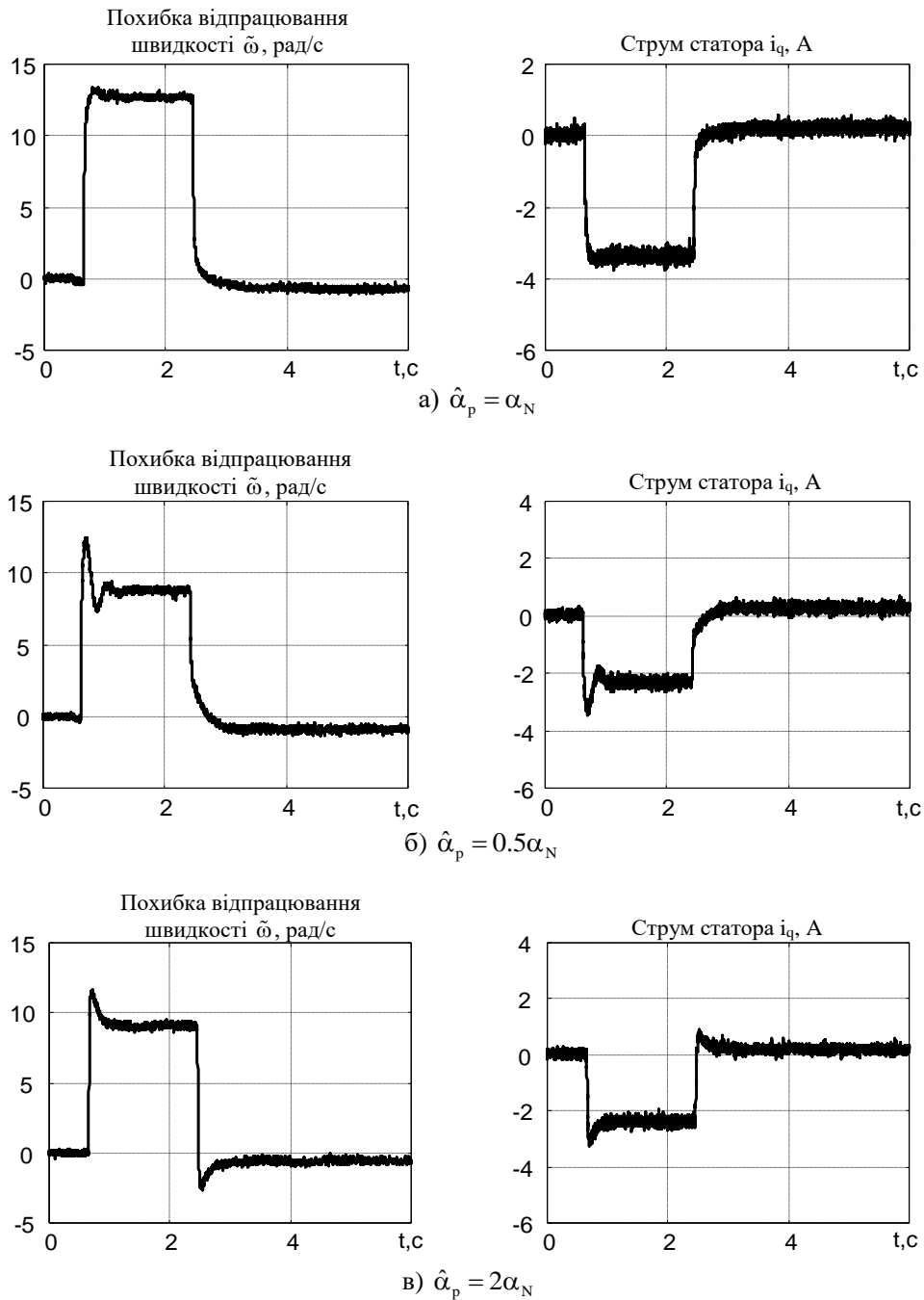


Рис. 5.9. Перехідні процеси в індикаторній машині при використанні ІФОС для випадків $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}_p = 0.5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$

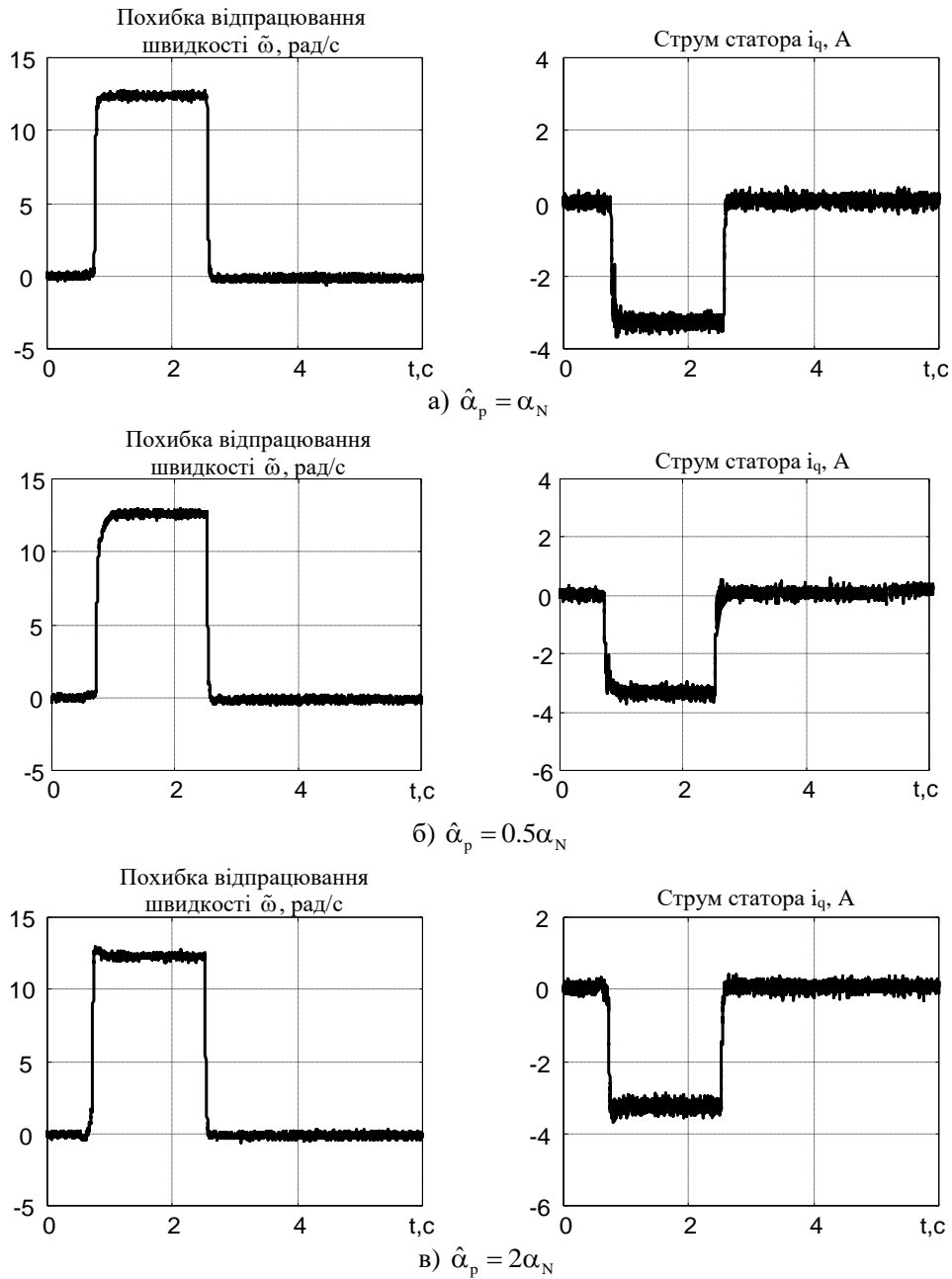


Рис. 5.10. Перехідні процеси в індикаторній машині при використанні R-IFOC для випадків $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}_p = 0.5\alpha_N$ и $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$

5.1.4. Результати дослідження статички

Для порівняння точності відпрацювання моменту при варіаціях активного опору ротора робастним і стандартним алгоритмами керування виконано серію тестів за наступною методикою:

– задавалася варіація активного опору ротора в керуючому контролері в діапазоні від $0.5R_{2N}$ до $2R_{2N}$, тобто при $\hat{\alpha}_p = 0.5\alpha_N \div 2\alpha_N$;

– виконувався тест, який описано в попередньому підрозділі;

– при відпрацюванні постійного моменту фіксувалися значення похибки відпрацювання кутової швидкості та моментоутворюючої компоненти вектора струму статора індикаторної машини.

В процесі виконання даної серії тестів отримано залежності моментоутворюючої складової струму статора і похибки відпрацювання кутової швидкості індикаторної машини (від варіації активного опору ротора, представлені у відносних одиницях у вигляді $\bar{\alpha} = \hat{\alpha}_p / \alpha_N$) при її навантаженні досліджуваною машиною. Отримані залежності представлено на рис. 5.11, пунктирними лініями для стандартного алгоритму керування, суцільними – для робастного алгоритму.

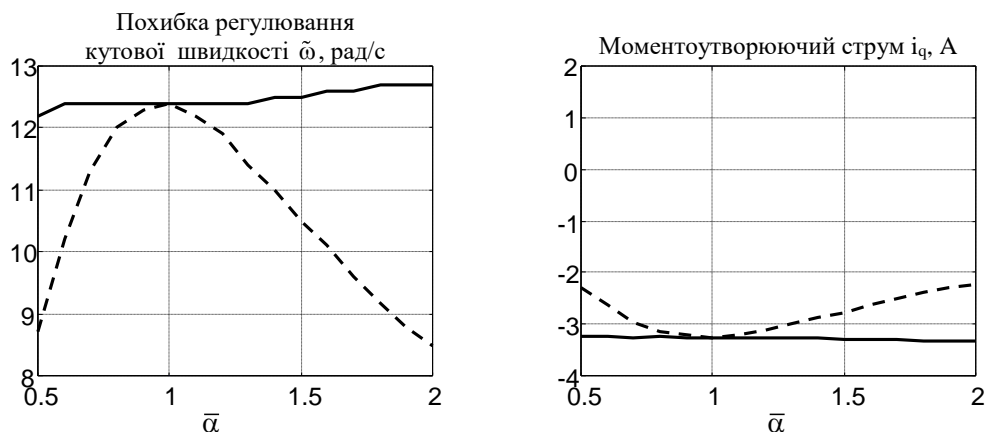


Рис. 5.11. Залежність похибки відпрацювання кутової швидкості та моментоутворюючої складової струму статора індикаторної машини від варіації активного опору ротора

З аналізу графіків на рис. 5.11 встановлюємо, що при відомих параметрах АД, досліджувана машина розвиває момент, який відповідає значенню моментоутворюючого струму машини навантаження на рівні 3.2 А з використанням як стандартного, так і робастного алгоритмів керування. Оскільки в цьому режимі момент АД відпрацьовується без похибки, то можна визначити коефіцієнт моменту індикаторної машини як

$$k_m = \frac{M^*}{i_q} = \frac{10 \text{ Н} \cdot \text{м}}{3.2 \text{ А}} = 3.125 \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{А}}.$$

При варіації активного опору ротора $\hat{\alpha}_p = 0.5\alpha_N$ ($\bar{\alpha} = 0.5$) видно, що використання стандартного алгоритму векторного керування призводить до виникнення похибки відпрацювання моменту на рівні 3.13 Н·м (31.3% від заданого значення), а при використанні алгоритму робастного векторного керування 0.31 Н·м (3.1% від заданого значення).

При варіації $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$ ($\bar{\alpha} = 2$) похибка відпрацювання моменту для стандартного алгоритму складає 2.81 Н·м (28.1% від заданого значення), а для алгоритму робастного керування похибка відпрацювання моменту складає менше 2% от номінального значення.

Таким чином, експериментальні дані підтверджують результати, які отримано методом математичного моделювання та наведено в розділі 3, і підтверджують переваги непрямого робастного керування.

5.2 Порівняльне експериментальне дослідження алгоритмів векторного керування моментом АД при використанні в системах регулювання кутової швидкості

Для перевірки досяжних статичних та динамічних показників якості керування, виконано серію тестів на станції з використанням АД потужністю 0.75 кВт.

При виконанні досліджень використовувався стандартний тест, який передбачає відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості з наступним прикладанням ступінчастого моменту навантаження на ділянці руху з постійною швидкістю, заданий послідовністю операцій керування, яку описано в пункті 4.5.1. В умовах експерименту в момент часу $t = 0.8$ с до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню.

При виконанні цієї серії тестів, точність відпрацювання моменту АД досліджувалася непрямым шляхом за динамічною поведінкою кутової швидкості в системі регулювання кутової швидкості [127].

При тестуванні використано наступні налаштування: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості $k_\omega = 150$, $k_{\omega i} = 11250$; коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму: $k_{id1} = k_{iq1} = 700$, $k_{iid} = k_{iiq} = 122000$. Коригуючі коефіцієнти підсистеми потокозчеплення для синтезованого алгоритму робастного векторного керування $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$, коефіцієнт спостерігача польової компоненти струму статора $k_1 = 700$.

5.2.1 Дослідження динамічних характеристик

Динамічну поведінку алгоритму робастного векторного керування R-IFOC при відсутності варіацій активного опору ротора показано на рис. 5.12.

З рис. 5.12 видно, що при точно відомих параметрах розроблений алгоритм забезпечує високі показники відпрацювання заданих траєкторій моменту-потокочеплення, які аналогічні отриманими в [171] для алгоритму I-IFOC, і вищими в порівнянні з показниками, які можуть бути досягнуті при використанні стандартного алгоритму векторного керування (рис. 5.13).

Як видно з графіків перехідних процесів, похибка відпрацювання заданої траєкторії швидкості при використанні розробленого алгоритму знаходиться на нульовому рівні, максимальна динамічна похибка відпрацювання кутової швидкості при накиданні постійного моменту навантаження склала близько 4 рад/с.

У той же час при використанні стандартного алгоритму векторного керування IFOC, відпрацювання траєкторії швидкості відбувається з похибкою, рівною 2 рад/с. Динамічна поведінка при відпрацюванні постійного номінального моменту навантаження для IFOC і R-IFOC однакова.

Наступний набір тестів проведено для порівняння динамічних характеристик досліджуваних алгоритмів при варіації активного опору ротора шляхом зміни параметра $\hat{\alpha}_p$ в керуючому контролері. Результати тесту, отримані при

$\hat{\alpha}_p = 2.5 \text{ c}^{-1}$ ($\bar{\alpha} = 0.43$) і $\hat{\alpha}_p = 10 \text{ c}^{-1}$ ($\bar{\alpha} = 1.72$) для алгоритму робастного векторного керування R-IFOC представлені на рис. 5.14 і рис. 5.15, а для стандартного IFOC на рис. 5.16 і рис. 5.17 відповідно.

З порівняння графіків для алгоритму робастного керування, що зображені на рис. 5.12 і рис. 5.14, 5.15, видно, що, як динамічні показники якості відпрацювання кутової швидкості, так і значення моментного струму АД практично не змінюються при зазначених варіаціях параметра $\hat{\alpha}$. У той час як для стандартного алгоритму керування при використанні значення параметра $\bar{\alpha} = 1.72$, виникає значне погіршення динамічних показників, а також збільшення усталеного струму i_q на 40% в порівнянні з випадком номінальних параметрів (див. рис. 5.13, 5.17). При використанні $\bar{\alpha} = 0.43$, значних відмінностей у порівнянні з перехідними процесами при номінальному значенні параметра $\hat{\alpha}_p$ не спостерігається, за виключенням невеликого збільшення моментної складової струму для отримання того ж моменту. Як показано в [193], некоректне значення опору ротора $\hat{\alpha}_p > \alpha_N$ призводить до зменшення модуля магнітного потоку, в той час як при використанні $\hat{\alpha}_p < \alpha_N$ електромагнітна система АД насичується, що призводить до збільшення модуля струму статора.

Розділ 5

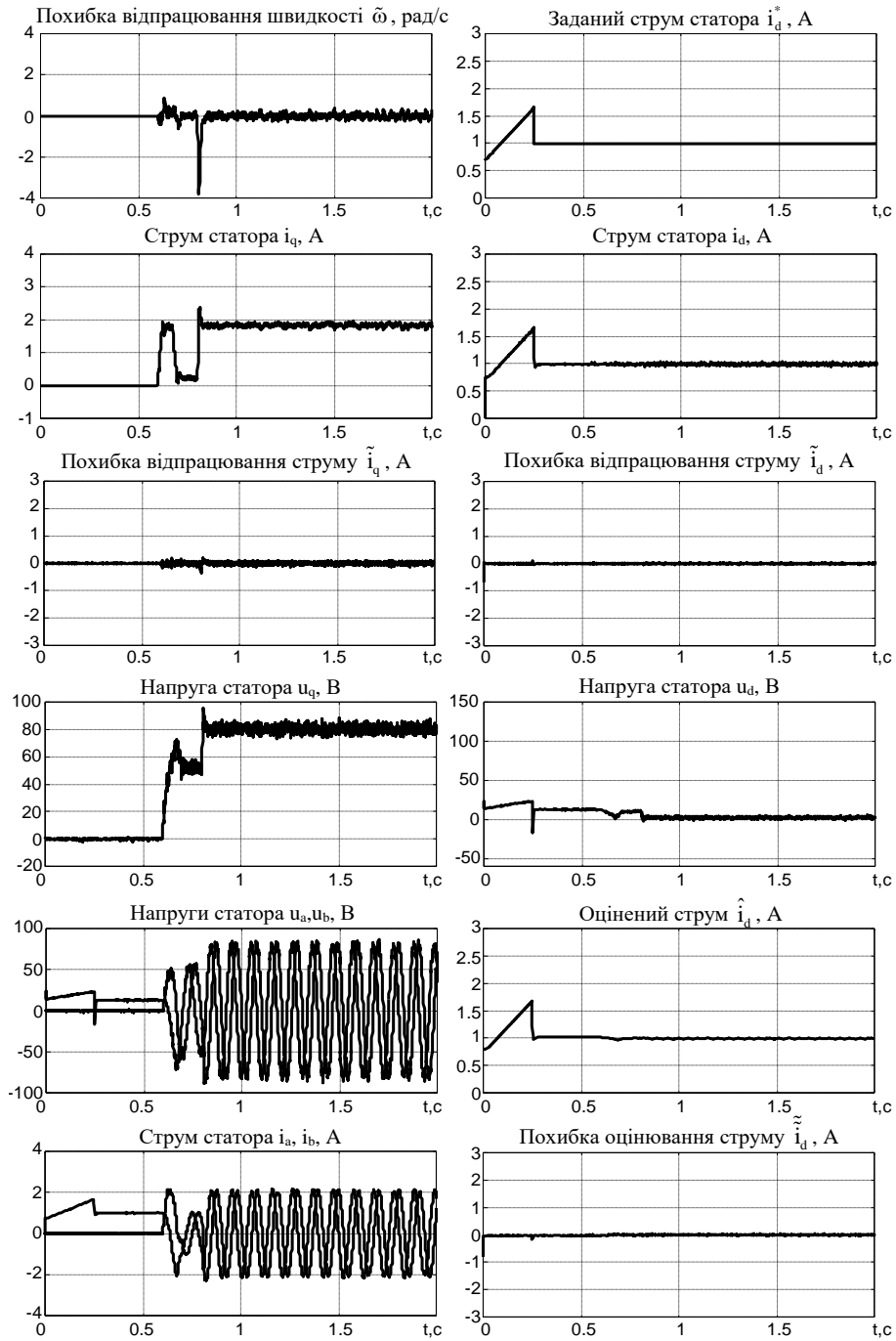


Рис. 5.12. Перехідні процеси при використанні алгоритму робастного векторного керування при $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$

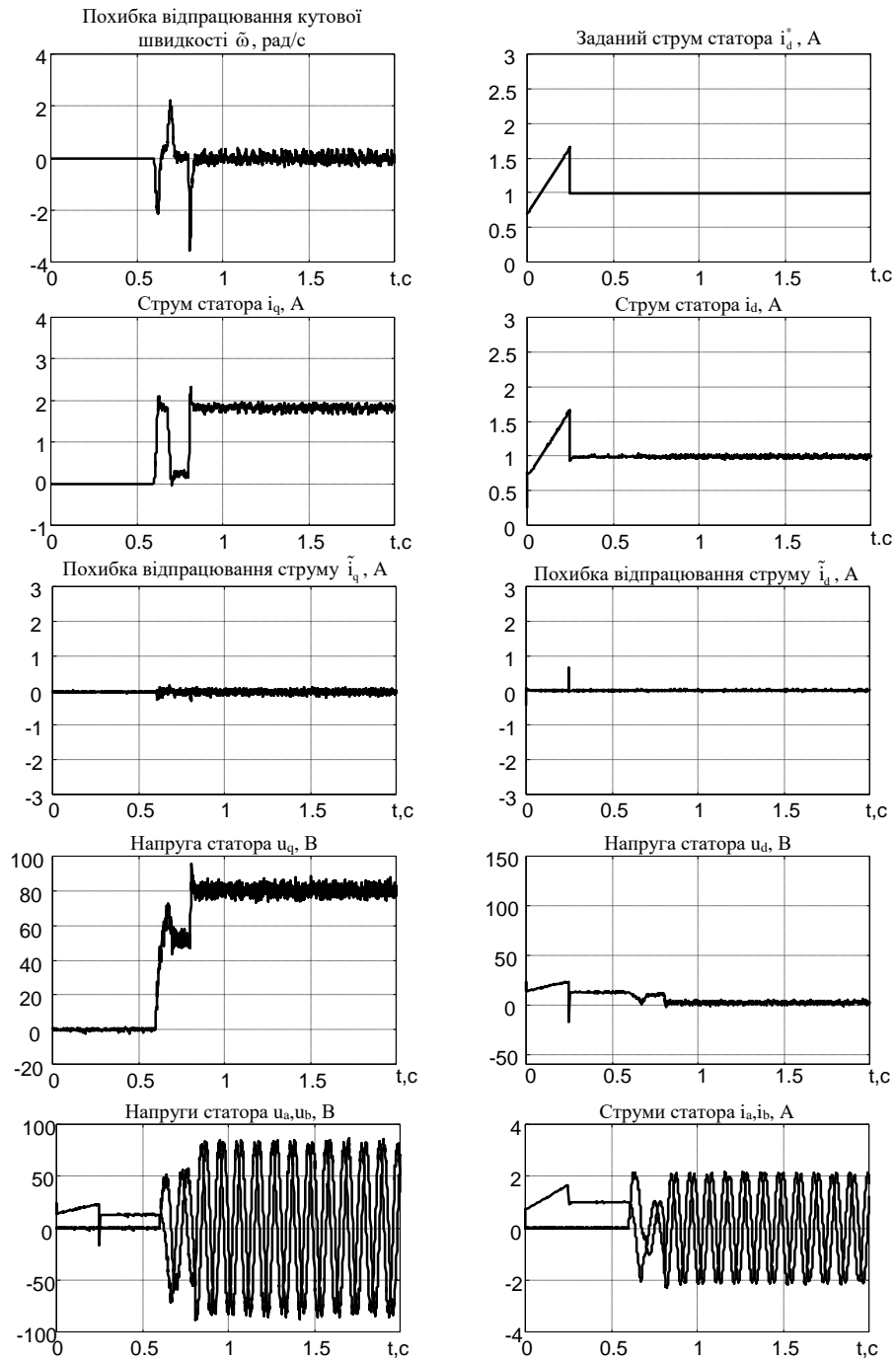


Рис. 5.13. Перехідні процеси при використанні стандартного алгоритму векторного керування при $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$

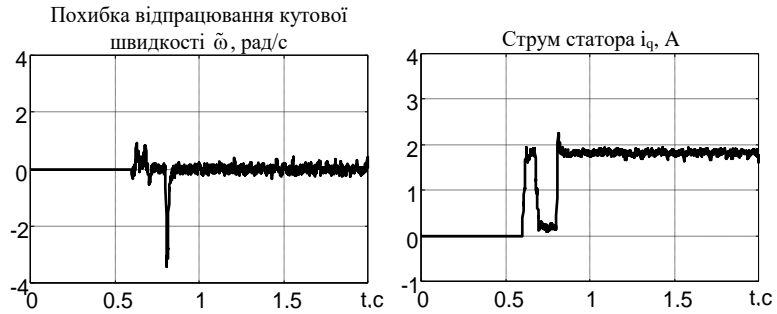


Рис. 5.14. Перехідні процеси при робастному алгоритмі ($\bar{\alpha} = 0.43$)

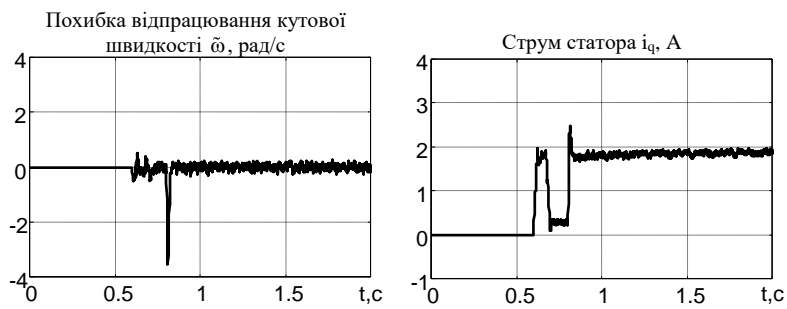


Рис. 5.15. Перехідні процеси при робастному алгоритмі ($\bar{\alpha} = 1.72$)

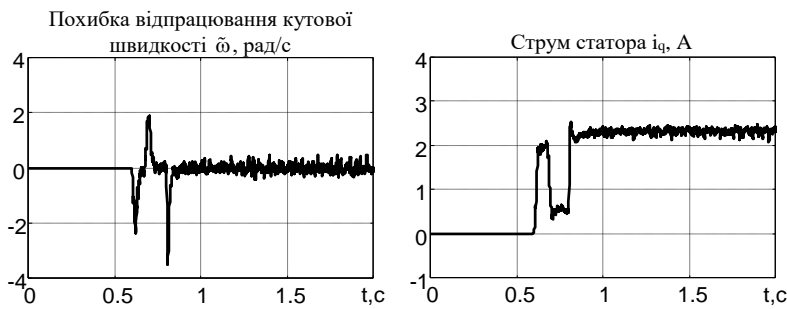


Рис.5.16. Перехідні процеси при стандартному алгоритмі керування ($\bar{\alpha} = 0.43$)

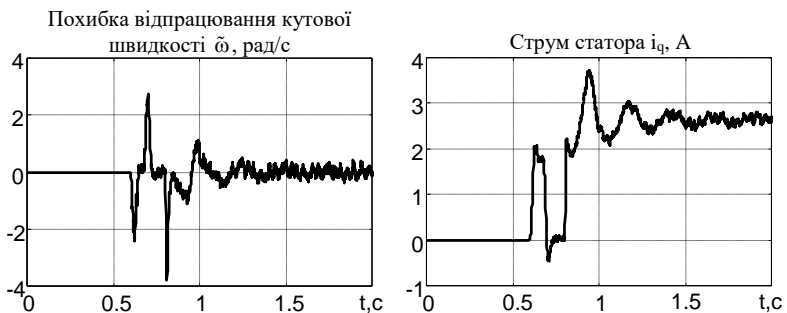


Рис. 5.17. Перехідні процеси при стандартному алгоритмі керування ($\bar{\alpha} = 1.72$)

Внаслідок ефекту насичення АД працює майже з постійним модулем магнітного потоку, але з порушенням умов асимптотичної орієнтації за вектором потокозчеплення ротора.

Слід також зазначити, що представлена на рис. 5.17 якість роботи стандартного алгоритму векторного керування (при варіації параметра $\bar{\alpha}=1.72$) не можна вважати задовільною для систем з високими вимогами до показників якості регулювання швидкості.

5.2.2 Дослідження енергетичних характеристик

Для порівняння енергетичної ефективності процесів електромеханічного перетворення енергії в усталеному режимі роботи АД була проведена наступна серія тестів, в якій порівнювалися усталені режими роботи електроприводу при використанні двох алгоритмів керування.

При зміні значення $\hat{\alpha}_p$ від 2.5 c^{-1} ($\bar{\alpha}=0.43$) до 10 c^{-1} ($\bar{\alpha}=1.72$) для кожного $\hat{\alpha}_p$ записувалися усталені значення струму i_q і значення вихідної активної потужності інвертора при $\omega=50 \text{ рад/с}$ і номінальному значенні моменту $M=2.5 \text{ Н}\cdot\text{м}$, що відповідає постійній механічній потужності 125 Вт . Результати експериментів наведені на рис. 5.18, де струм i_q і активна потужність P_a , отримані при стандартному алгоритмі керування, представлені пунктирною лінією, а при робастному алгоритмі – неперервною.

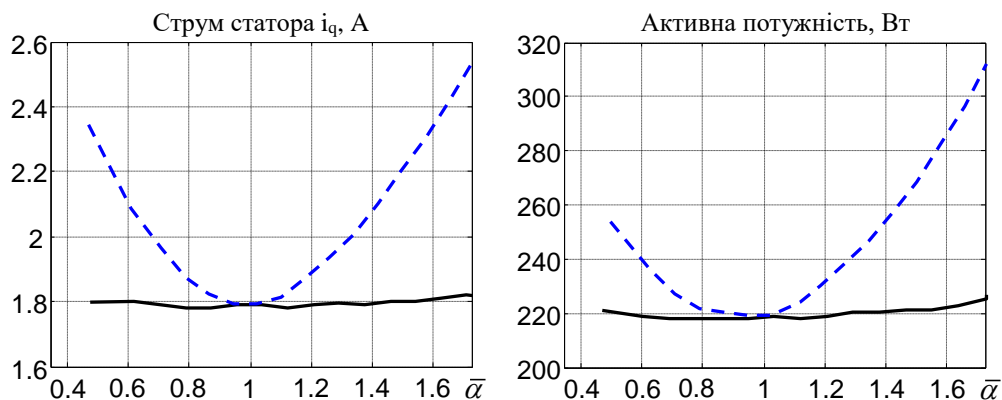


Рис. 5.18. Залежність моментної складової струму статора та активної потужності від варіації $\bar{\alpha}$

З наведених графіків видно, що використання алгоритму робастного керування навіть при великих відхиленнях параметра $\hat{\alpha}_p$ від номінального, дозволяє підтримувати моментну складову i_q струму статора на постійному рівні, в той час як при використанні стандартного алгоритму керування ця компонента значно зростає. Отже, порівняно зі стандартним алгоритмом, робастний

алгоритм керування гарантує більш жорстку стабілізацію вектора магнітного потоку ротора (модуль і кутове положення) при варіації сталої часу роторного кола. В результаті цього в більшості режимів роботи для компенсації постійного моменту навантаження необхідний менший струм, а значить, енергетичні показники процесу електромеханічного перетворення енергії в АД погіршуються мало в порівнянні з випадком номінальних параметрів. Як видно з рис. 5.18 (при використанні стандартного алгоритму, коли $\bar{\alpha} = 1.72$) в умовах тесту при номінальному моменті навантаження втрати активної потужності в АД збільшуються більш ніж в 2 рази.

Виконані експериментальні дослідження, так само як і результати моделювання, підтвердили, що застосування алгоритму робастного векторного керування АД дозволяє значно поліпшити як динамічні показники при відпрацюванні заданих траєкторій потоку і моменту, так і енергетичну ефективність у порівнянні зі стандартним рішенням, яке широко використовується в промислових електроприводах.

5.3 Експериментальні дослідження адаптивного спостерігача і алгоритму робастного векторного управління

Експериментальні дослідження адаптивного спостерігача (4.21) – (4.24) проводилися з використанням станції швидкого прототипного тестування алгоритмів керування електроприводами [189]. Метою проведення експериментального тестування є експериментальне підтвердження результатів, отриманих при дослідженні методом математичного дослідження, які представлені в підрозділі 4.5.

5.3.1 Методика проведення експериментальних досліджень

При виконанні експериментальних досліджень використовувався тест, ідентичний до використаного в пункті 4.5.1 при дослідженні методом математичного моделювання.

При експериментальному тестуванні використовувалися значення настроюваних параметрів алгоритму векторного керування і адаптивного спостерігача такі ж як і при математичному моделюванні.

Також як і при математичному моделюванні експериментальне тестування виконано в два етапи: на першому досліджена робота адаптивного спостерігача в автономному режимі; на другому досліджені перехідні процеси в системі робастного векторного керування, в якій використовується значення $\hat{\alpha}_p$, отримане за допомогою адаптивного спостерігача. Обидва тести проводилися для двох значень початкових умов оціненого значення параметра α : $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$ ($\bar{\alpha} = 2$) і $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_N$ ($\bar{\alpha} = 0.5$). Відзначимо, що, в порівнянні з експериментами в підрозділі 5.2, використовувався більший діапазон зміни активного опору ротора, заданий зміною параметра $\bar{\alpha}$, оскільки адаптивна система дозволяє компенсувати параметричні збурення в більшому діапазоні.

5.3.2 Результати експериментального тестування

На рис. 5.19 представлені графіки перехідних процесів при паралельній автономній роботі системи векторного керування, що реалізує R-IFOC з коректним значенням $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$ в регуляторі, і адаптивного спостерігача з $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$. Початкові значення для змінних спостерігача встановлені $\hat{\psi}_a(0) = 0.02$ Вб, $\hat{\psi}_b(0) = 0$, $\hat{i}_a(0) = 0$, $\hat{i}_b(0) = 0$. В аналогічних умовах отримані графіки перехідних процесів, рис. 5.20, в адаптивному R-IFOC при значенні параметра $\hat{\alpha}_p$ в алгоритмі, що дорівнює $\hat{\alpha}$, яке формується адаптивним спостерігачем. Перехідні процеси в адаптивному і неадаптивному R-IFOC не відрізняються при коректному значенні $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$. Важливо відзначити з графіків для похибок оцінювання струмів, що після загасання процесів відпрацювання початкових умов $\hat{\psi}_a(0) \neq 0$ перехідні процеси в спостерігачі відсутні.

На рис. 5.21, 5.25 показані перехідні процеси в адаптивному спостерігачі при виконанні описаного тесту з $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$ для $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$ відповідно. Згідно з аналізом, представленим в розділі 4, на ділянках перехідних процесів, де магнітний потік є постійним, або АД не генерує момент, оцінювання невідомого параметрам α є неможливим, що і впливає з інтервалів часу між закінченням збудження і початком розгону, а також після розгону перед накиданням навантаження. Як видно з рис. 5.21, рис. 5.22, при виконанні умов спостереження, адаптивний спостерігач забезпечує асимптотичну оцінку вектора потокозчеплення ротора, струмів статора і невідомого параметра α . Час оцінювання при зазначених умовах і настроювальних параметрах складає менше 1.5 с.

Графіки перехідних процесів в адаптивній системі з алгоритмом R-IFOC при $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$, $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$ представлені на рис. 5.23, рис. 5.24. Як показано в роботі [171], а також в підрозділі 5.2, R-IFOC при варіаціях $\hat{\alpha}_p$ забезпечує високі показники якості регулювання кутової швидкості і незначне збільшення моментної складової струму статора. Як видно з рис. 5.24, після прикладення навантаження, коли $\hat{\alpha}_p > \alpha_N$, значення моментного струму дещо зростає і в міру сходження похибок оцінювання спостерігача в нуль, спадає до рівня, який відповідає точно відомому значенню α . У разі, коли $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_N$, ефект впливу варіації менш виражений, що підтверджується результатами експериментального тестування.

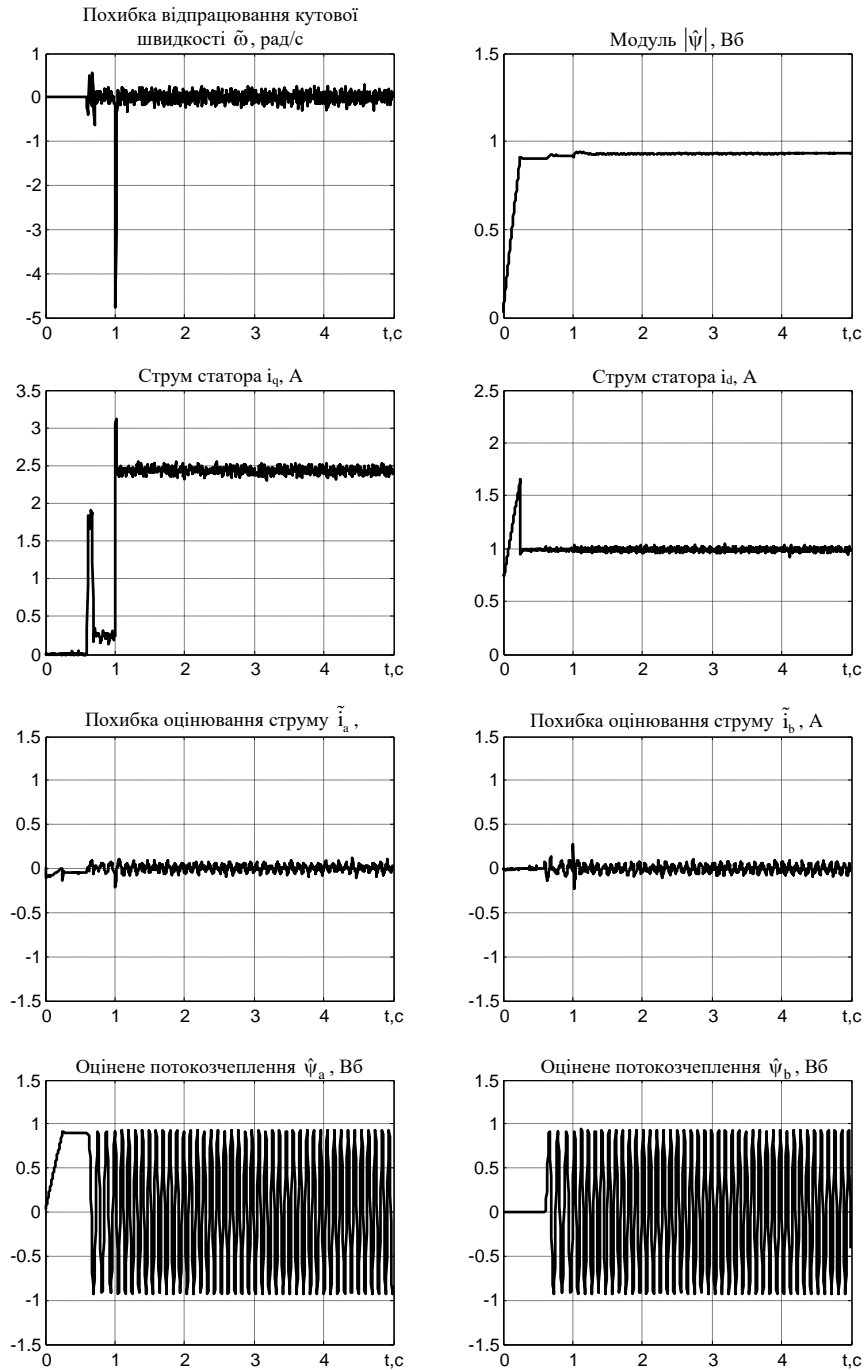


Рис. 5.19. Графіки перехідних процесів при неадаптивному R-IFOC: $\omega = 50$ рад/с,
 $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$

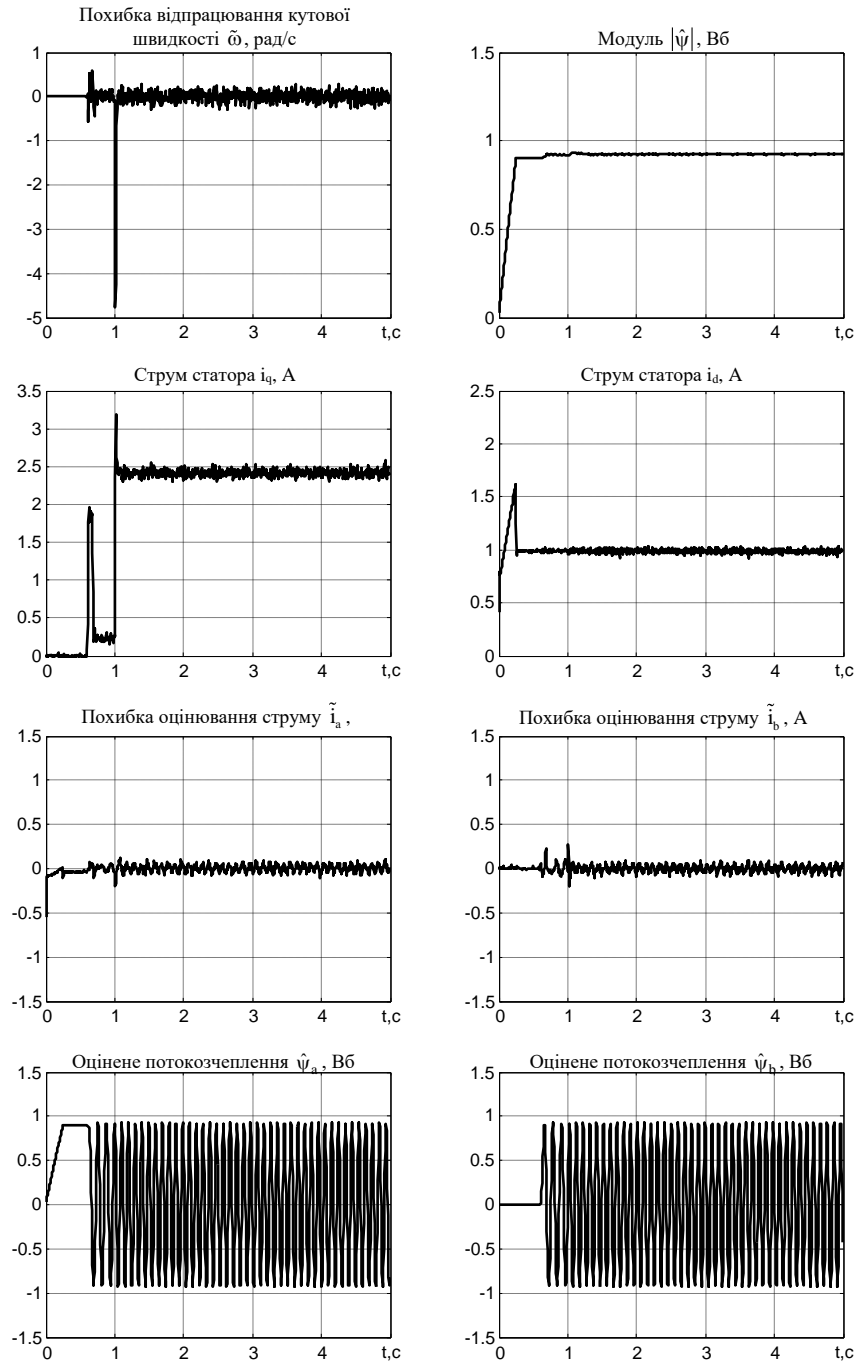


Рис. 5.20. Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC: $\omega = 50$ рад/с,
 $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$, $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$

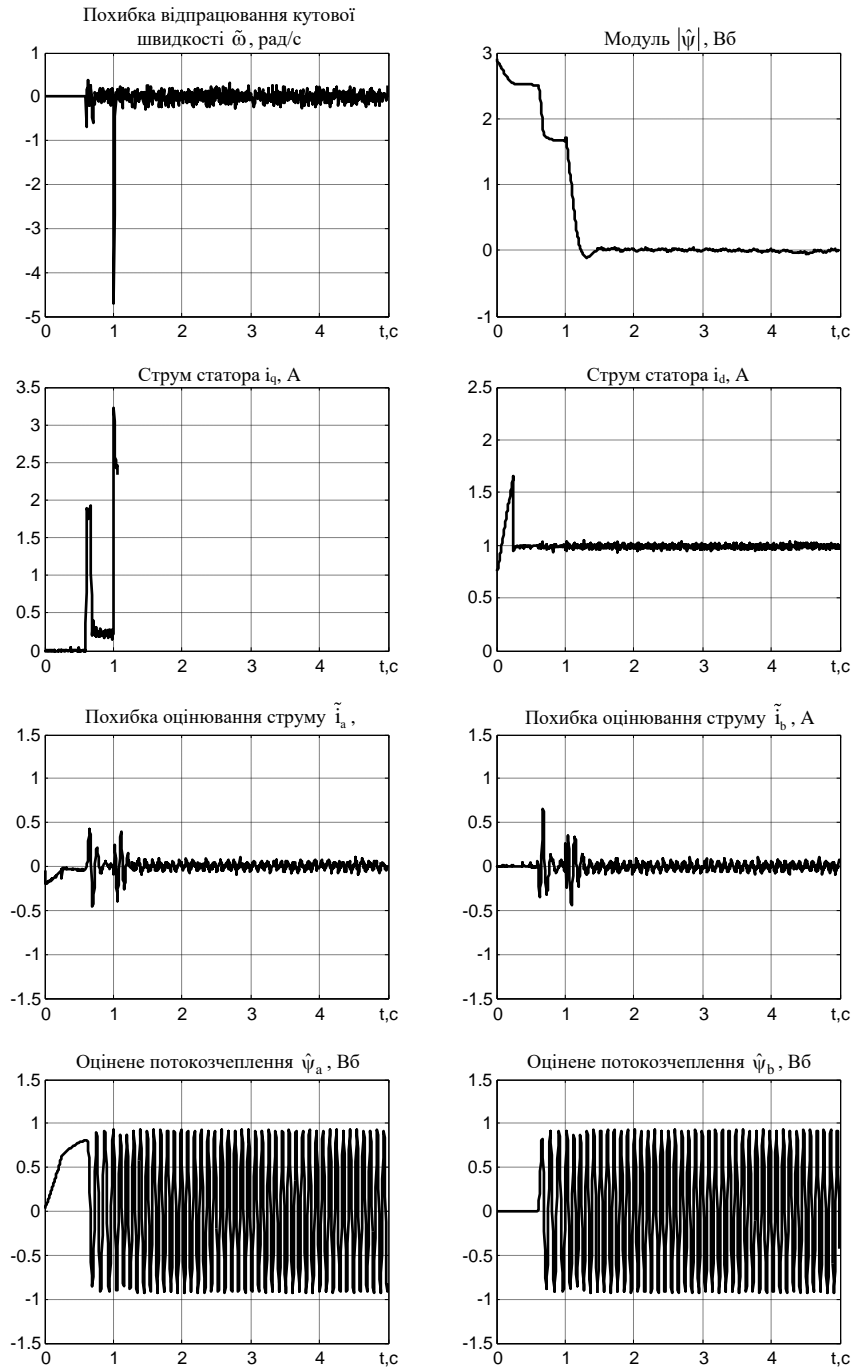


Рис. 5.21. Графіки перехідних процесів при неадаптивному R-IFOC: $\omega = 50$ рад/с, $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_N$

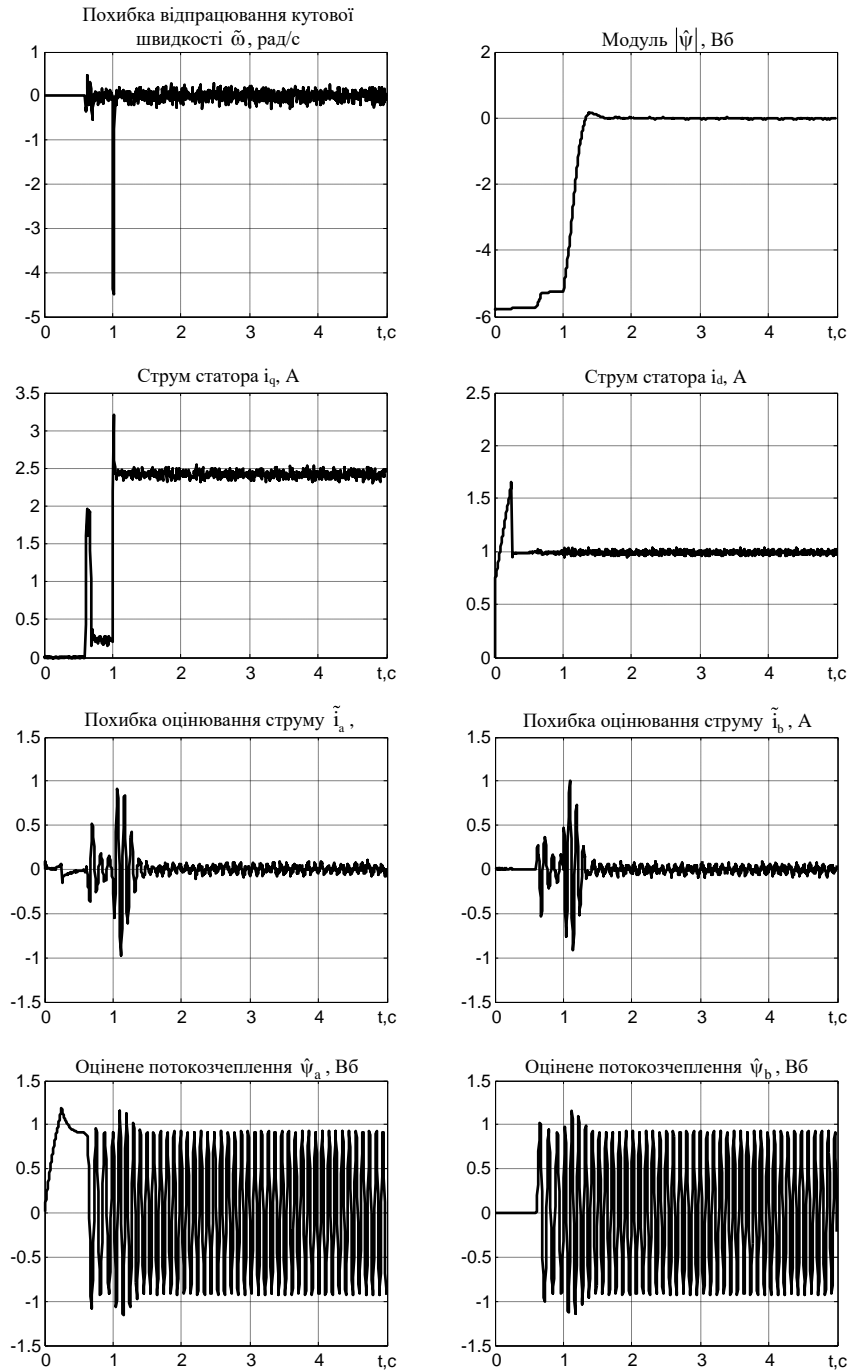


Рис. 5.22. Графіки перехідних процесів при неадаптивному R-IFOC: $\omega = 50$ рад/с, $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$

Розділ 5

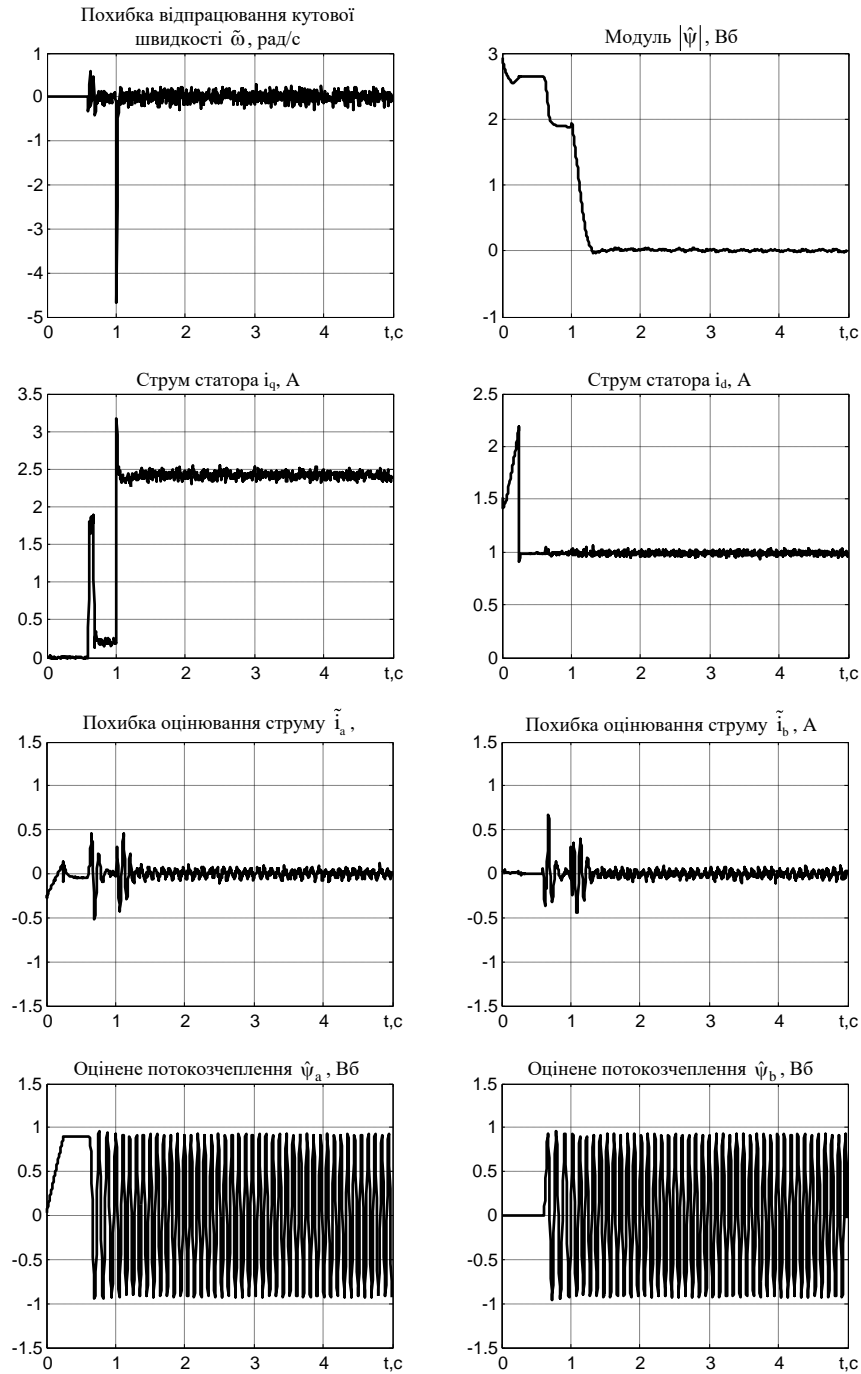


Рис. 5.23. Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC: $\omega = 50$ рад/с,
 $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$, $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_N$

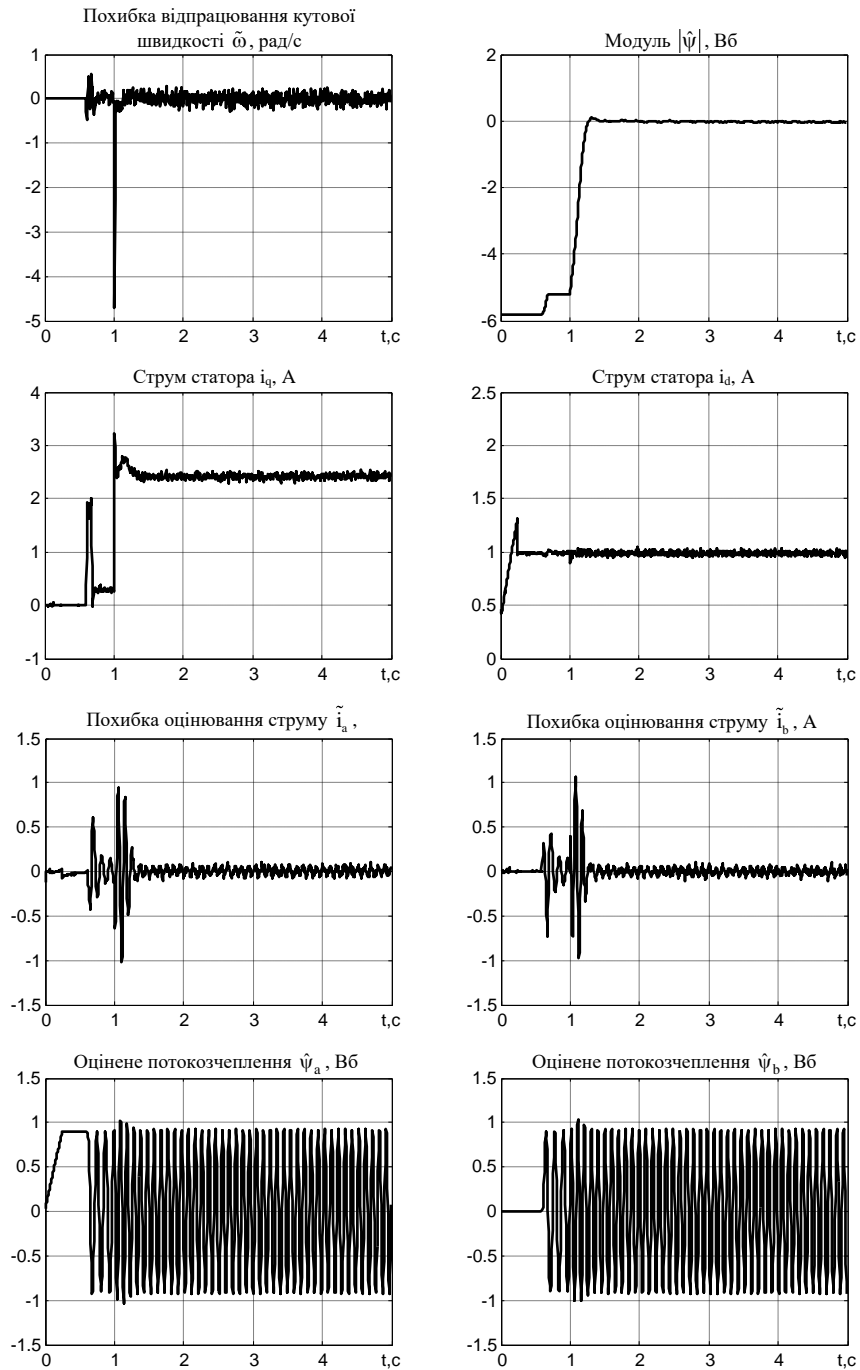


Рис. 5.24. Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC: $\omega = 50$ рад/с,
 $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$, $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$

Оскільки основним призначенням адаптивної версії R-IFOC є підвищення динамічних і статичних показників якості системи при роботі в зоні низьких швидкостей, включаючи нульову, то наступний цикл досліджень присвячений дослідженню властивостей адаптивного керування при нульовій швидкості.

На рис. 5.25 і 5.29 показані динамічні процеси в неадаптивній і адаптивній системах з R-IFOC, аналогічні тесту рис. 5.19 і рис. 5.20, однак при нульовій швидкості $\omega = 0$. Динамічна поведінка систем в умовах $\omega = 50$ рад/с і $\omega = 0$ рад/с при номінальних значеннях $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$ і $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$ не має суттєвих відмінностей за винятком зменшеного значення моментного струму через відсутність складових моменту, пропорційних кутовій швидкості, які обумовлені "в'язким" тертям, а також компонентами "сухого" тертя. У той же час при нульовій швидкості, коли робастифікуюча дія залежних від кутової швидкості зворотних зв'язків в R-IFOC не проявляється, його властивості будуть такими ж, як і при стандартному IFOC. На рис. 5.27 показані динамічні процеси при $\hat{\alpha}_p = 0.5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$. В умовах цього тесту спостерігач працює з коректним значенням $\hat{\alpha}$ і тому оцінює потікозчеплення коректно. В умовах тесту на рис. 5.27 (а) потік АД більше заданого, машина працює в режимі насичення магнітної системи, в той час як при $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$, рис. 5.27 (б), потік ослаблений і для створення однакового моменту потрібен збільшений моментний струм i_q . Динамічна поведінка в цьому режимі є неприйнятною, система знаходиться поблизу межі стійкості. Відзначимо, що, незважаючи на не врахування насичення магнітної системи в моделі АД, графіки експериментальних перехідних процесів і моделювання, рис. 4.11, збігаються з достатнім для практики ступенем точності.

Для демонстрації автономної роботи адаптивного спостерігача при $\omega = 0$ рад/с виконаний тест з $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$ при ініціалізації спостерігача з $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$. Динамічні процеси для цих двох випадків представлені на рис. 5.28 і рис. 5.29. Асимптотична оцінка невідомого α здійснюється за інтервал часу, який не перевищує 3–4 секунди.

Динамічні процеси при адаптивному R-IFOC з $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$ в умовах нульової швидкості при варіаціях параметрів $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_N$ і $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$ представлені на рис. 5.30 і рис. 5.31 відповідно. Як впливає з аналізу графіків перехідних процесів для $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_N$, показаних на рис. 5.30, і при неадаптивному керуванні, рис. 5.28, еволюція $\hat{\alpha}(t)$ мало змінилася при переході від автономної роботи до роботи в замкненому контурі керування. Це свідчить про те, що принцип нелінійного розділення, доведений в розділі 4, для розглянутого випадку

справедливий. При збуренні $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$, рис. 5.31, динаміка $\hat{\alpha}(t)$ відмінна від тієї, що має місце на рис. 5.29 при автономній роботі. Це пояснюється тим, що базова система з R-IFOC при такому збуренні вже має малий запас стійкості, однак адаптивний алгоритм, як випливає з графіка для похибки відпрацювання кутової швидкості і моментного струму i_q , забезпечує виведення системи в зону з високим запасом стійкості при $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha} \rightarrow \alpha_N$. Порівняння графіків перехідних процесів, представлених на рис. 5.31 і 5.30 (б), наочно підтверджує цей висновок. Після завершення процесів адаптації динамічну поведінку адаптивної системи буде збігатися з поведінкою неадаптивної при відсутності параметричних збурень.

Результати виконаних експериментальних досліджень підтверджують, що використання адаптивного спостерігача в складі алгоритму робастного векторного керування дозволяє забезпечити повну компенсацію впливу варіацій активного опору ротора на процеси керування моментом-потокосцепленням АД у всіх режимах роботи, включаючи режим з нульовою швидкістю. З порівняння перехідних процесів експериментального дослідження з перехідними процесами при математичному моделюванні слідує, що результати експериментального дослідження з високим ступенем точності збігаються з результатами, отриманими при математичному дослідженні, що підтверджує достовірність основних теоретичних положень. У порівнянні зі стандартним алгоритмом векторного керування АД досягається істотне підвищення показників якості регулювання механічних координат, а також енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії.

Необхідно особливо відзначити, що застосування адаптивного спостерігача в складі алгоритму R-IFOC дозволяє компенсувати варіацію активного опору ротора АД навіть при нульовій швидкості обертання, що є вагомим перевагою в порівнянні з неадаптивними I-IFOC і R-IFOC.

Розділ 5

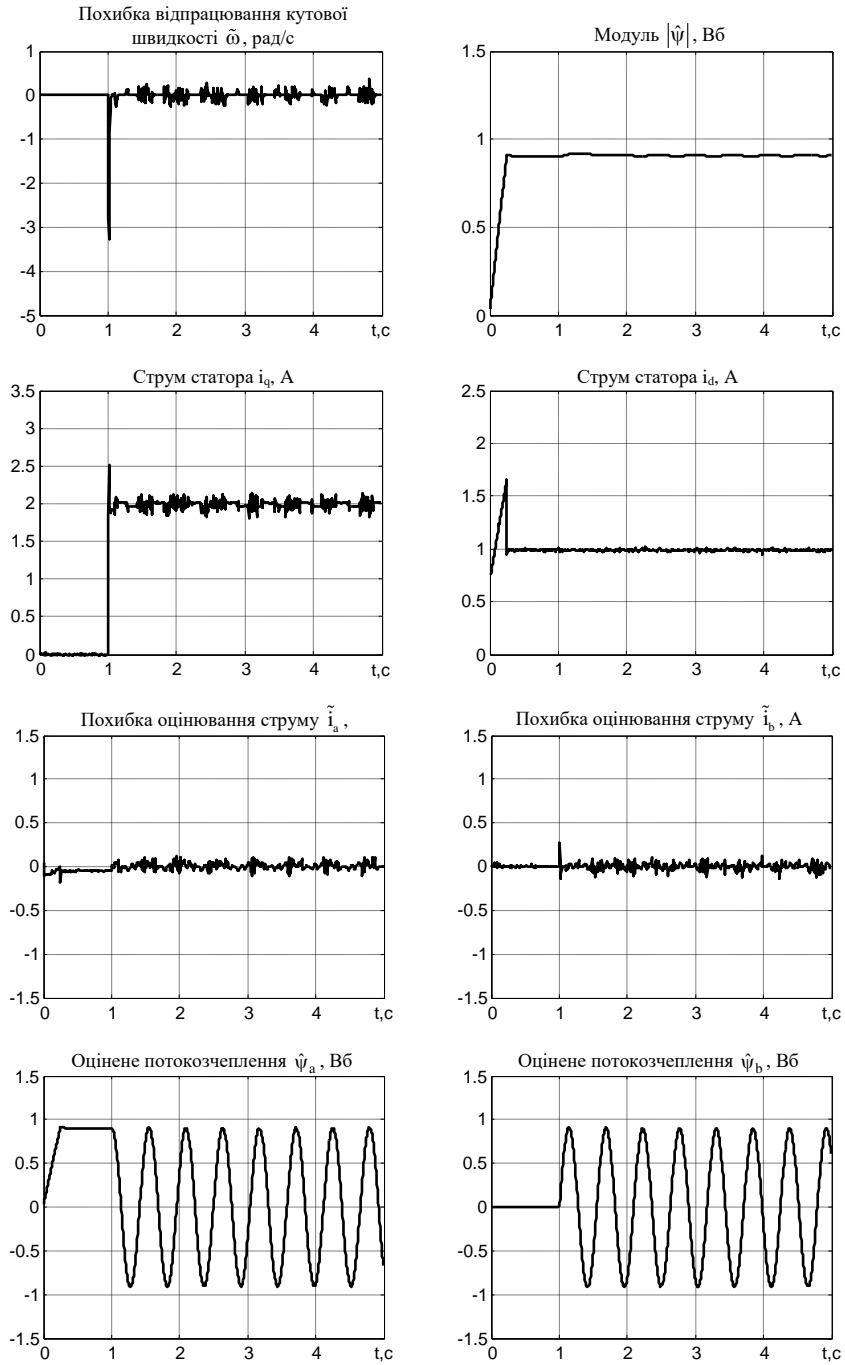


Рис. 5.25. Графіки перехідних процесів при неадаптивному R-IFOC: $\omega = 0$ рад/с, $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$

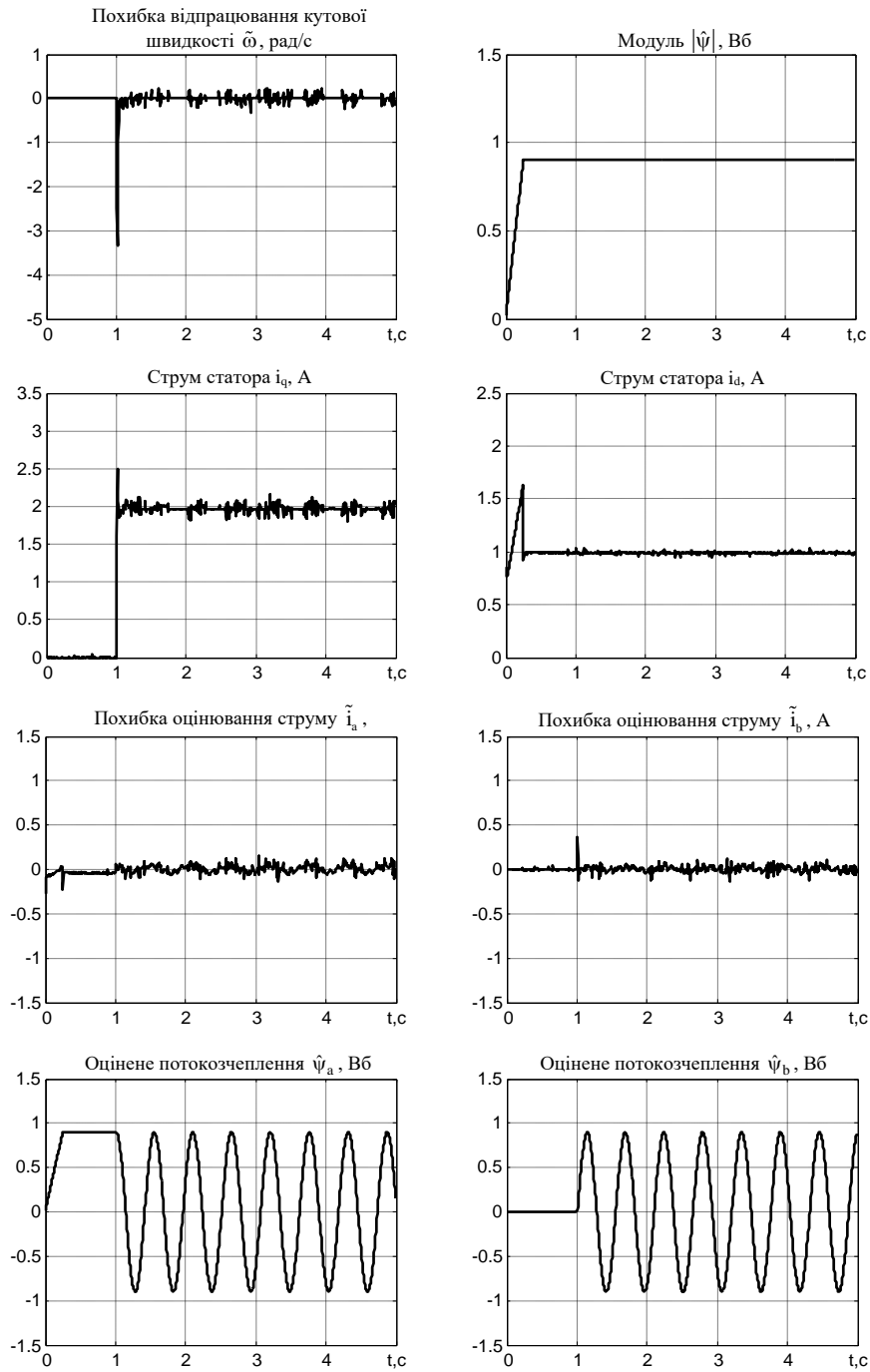


Рис. 5.26. Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC: $\omega = 0$ рад/с, $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$, $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$

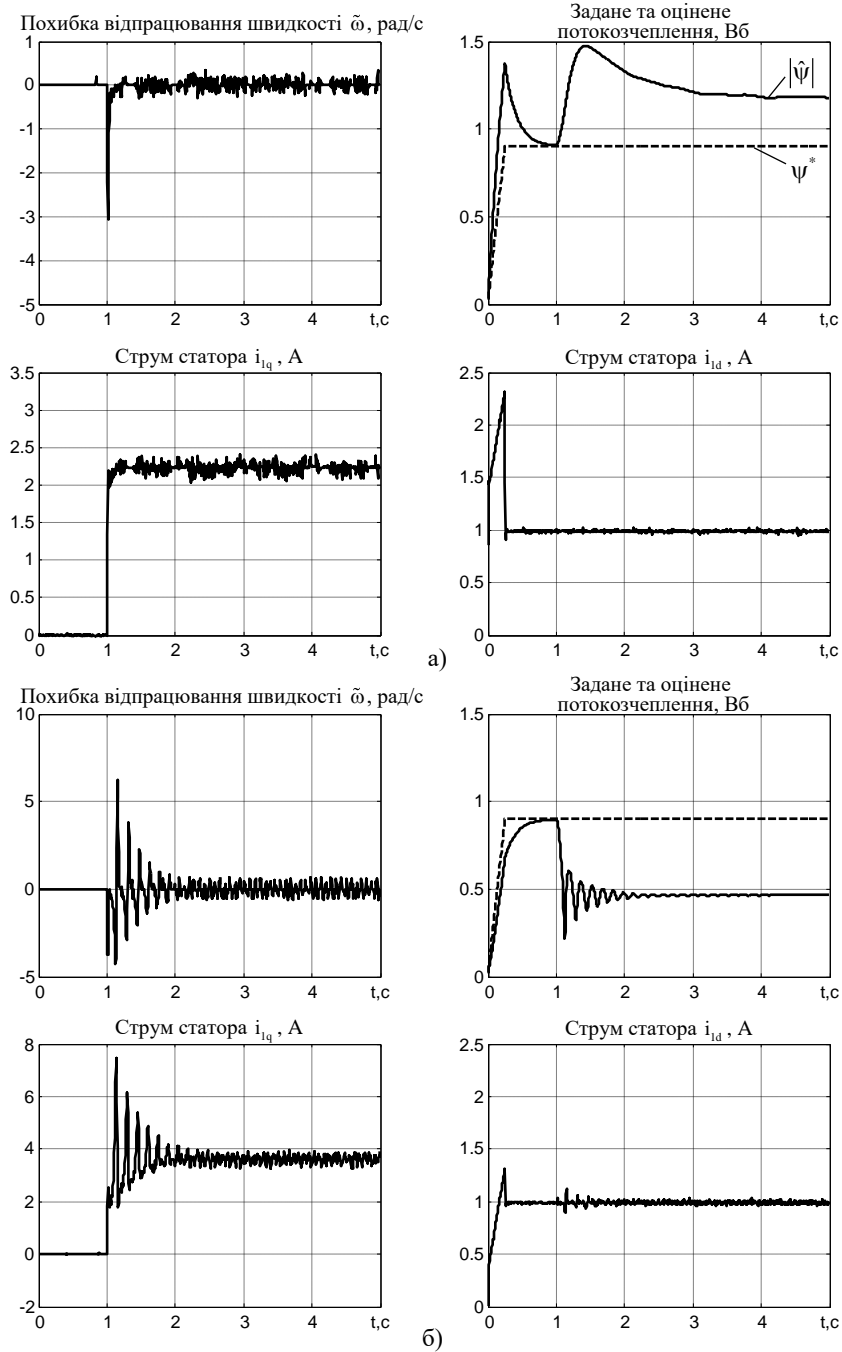


Рис. 5.27. Динамічна поведінка системи з R-IFOC при $\omega = 0$ рад/с, $\hat{\alpha}(0) = \alpha_N$;
 а) $\hat{\alpha}_p = 0.5\alpha_N$; б) $\hat{\alpha}_p = 2\alpha_N$

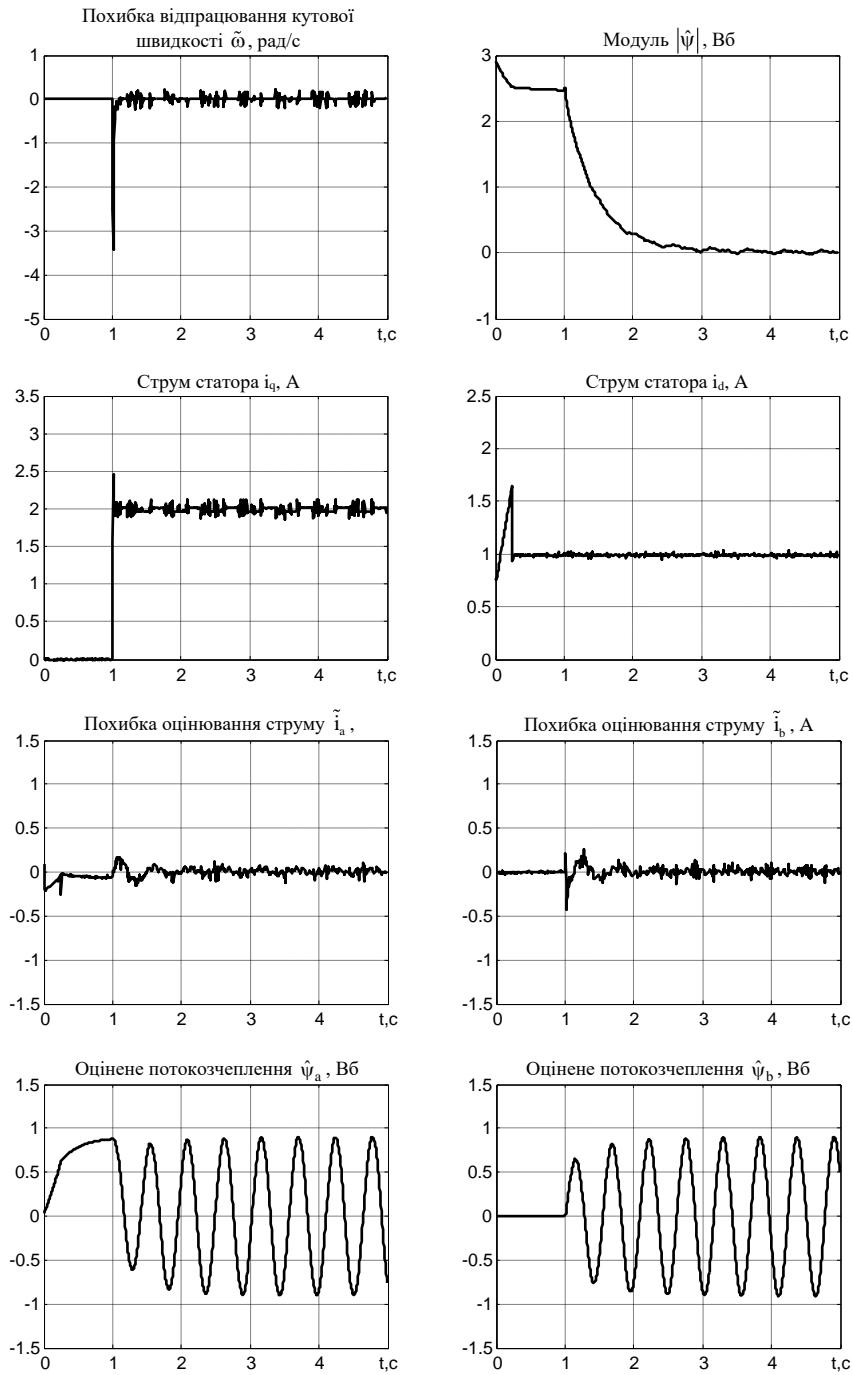


Рис. 5.28. Графіки перехідних процесів при неадаптивному R-IFOC: $\omega = 0$ рад/с, $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_N$

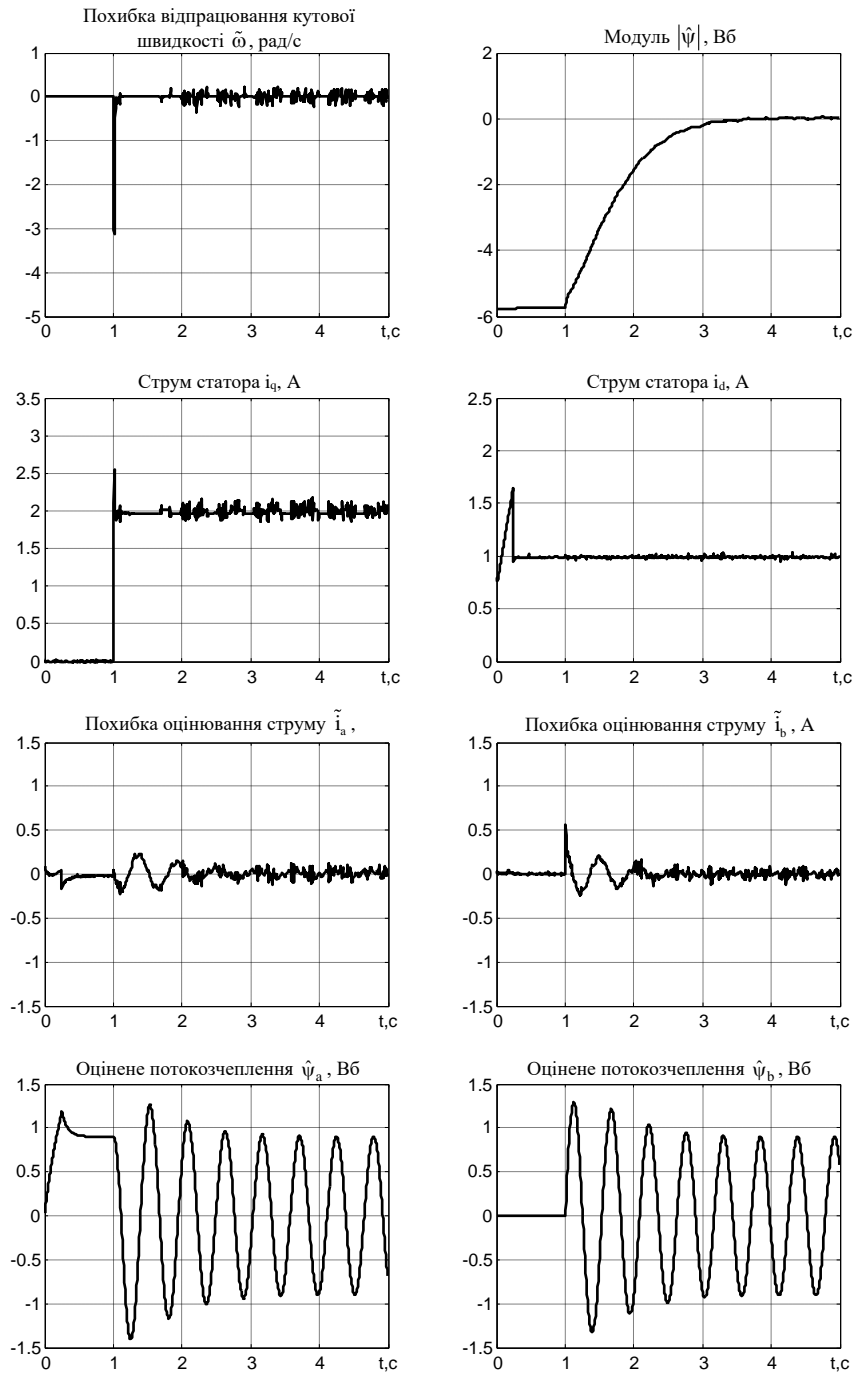


Рис. 5.29. Графіки перехідних процесів при неадаптивному R-IFOC: $\omega = 0$ рад/с,
 $\hat{\alpha}_p = \alpha_N$, $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$

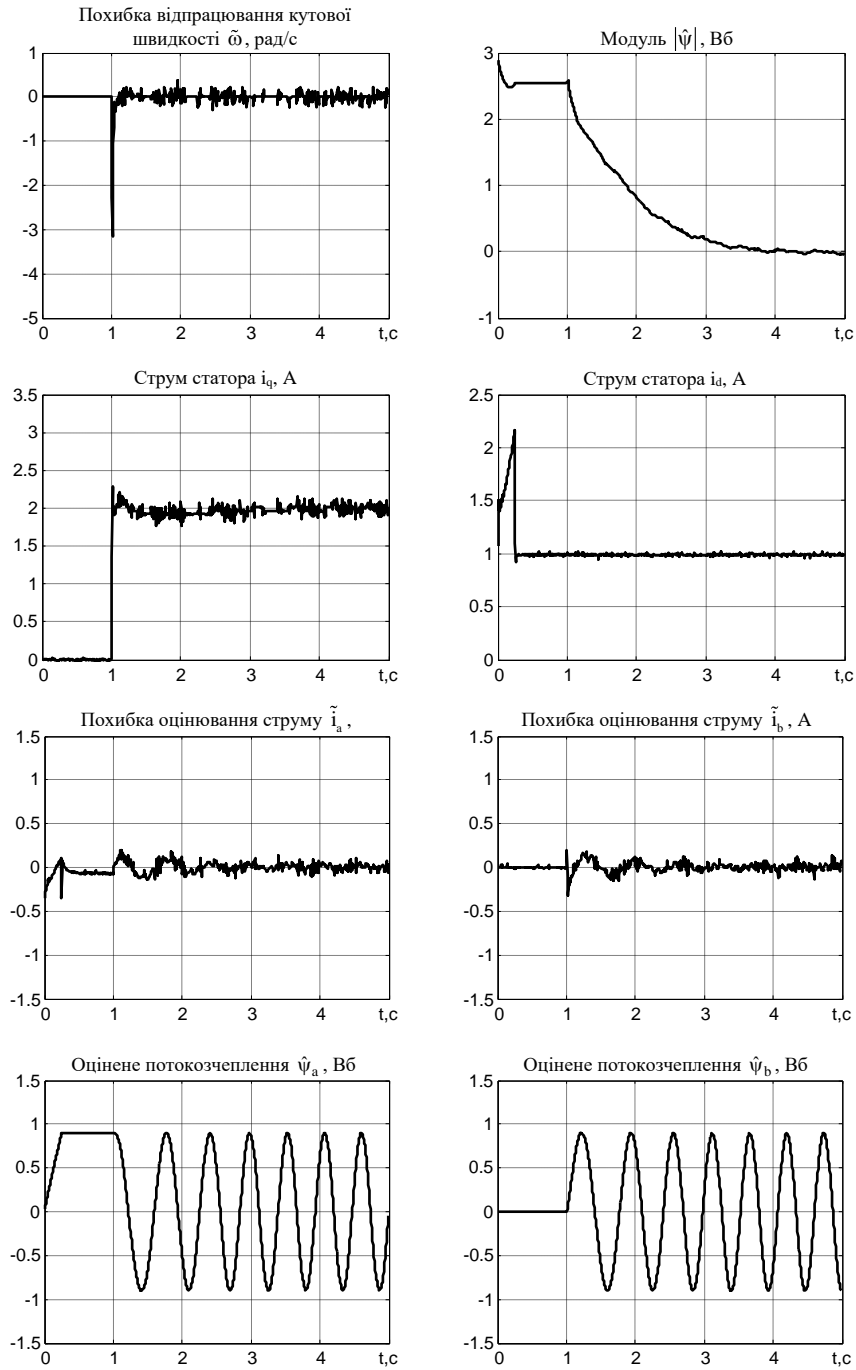


Рис. 5.30. Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC: $\omega = 0$ рад/с, $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$, $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_N$

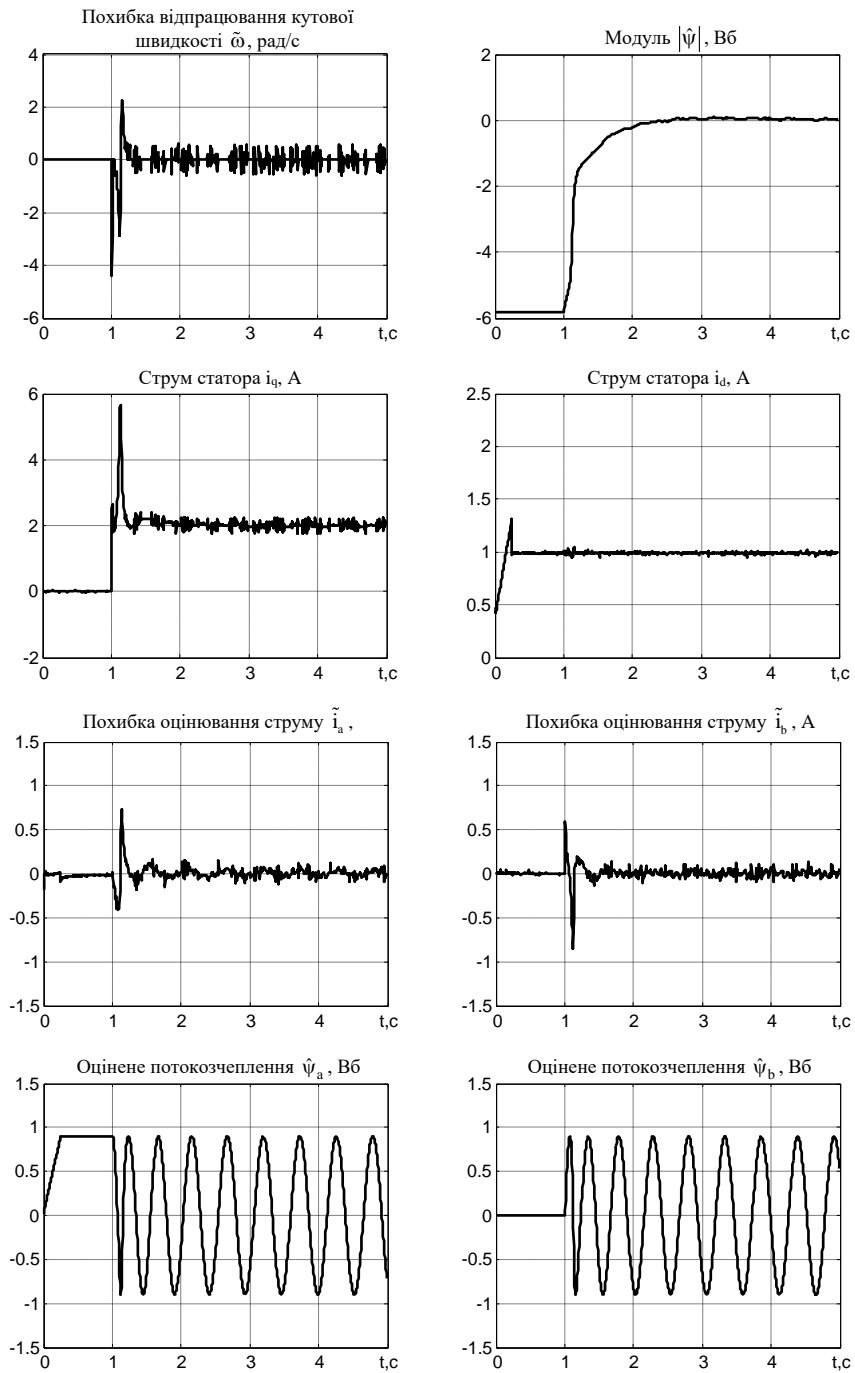


Рис. 5.31. Графіки перехідних процесів при адаптивному R-IFOC: $\omega = 0$ рад/с, $\hat{\alpha}_p = \hat{\alpha}$, $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_N$

Висновки по розділу

Розроблено методику порівняльного експериментального тестування алгоритмів векторного керування, для реалізації якої створено експериментальні установки на основі асинхронних двигунів потужністю 0.75 кВт та 2.2 кВт, з керуванням від розроблених інверторів, алгоритм керування яких реалізований на цифровому сигнальному процесорі TMS320F28335. Повномасштабні експериментальні дослідження підтвердили основні теоретичні результати, отримані в розділах 2-4.

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

2. Порівняльне тестування синтезованого робастного R-IFOC, а також стандартного алгоритмів непрямого векторного керування моментом IFOC при керуванні АД потужністю 2.2 кВт показало:

при відсутності варіацій активного опору ротора алгоритм робастного векторного керування R-IFOC забезпечує більш високі динамічні показники якості при відпрацюванні заданих траєкторій моменту-потокозчеплення;

при варіаціях активного опору ротора якість відпрацювання заданих траєкторій моменту-потокозчеплення алгоритмом робастного векторного керування мало змінюється в порівнянні з випадком, коли варіації відсутні, в той час як алгоритм стандартного векторного керування не забезпечує показників якості відпрацювання заданих траєкторій моменту-потокозчеплення необхідних для ряду високодинамічних застосувань;

3. Експериментально підтверджено, що адаптивний спостерігач вектора потокозчеплення ротора має однакоvu динамічну поведінку як при автономній роботі, так і в адаптивній системі регулювання швидкості, побудованій на основі нелінійного принципу розділення, теоретично доведеного в розділі 4, що вперше експериментально підтверджує правомірність його застосування.

Результати експериментів показують:

- при реалізації в умовах малих значень мертвого часу або його коректної компенсації можливе використання заданого значення напруги інвертора замість реального значення прикладеного до двигуна;

- ефекти квантування за часом, рівнем, обчислювальні запізнення, шуми вимірювання, неідеальності інвертора призводять до появи похибок оцінювання, які мають періодичний характер з частотою основного збудження, завдяки чому їх середнє значення за період дорівнює нулю і на точність оцінювання активного опору ротора не впливають.

- адаптивний щодо варіацій активного опору ротора алгоритм непрямого векторного керування забезпечує повну компенсацію негативного впливу цього параметра у всіх режимах роботи АД, включаючи нульову швидкість. Після закінчення процесів ідентифікації активного опору ротора, як динамічна поведінка системи, так і енергетичні характеристики відповідають випадку відомих параметрів.

4. Порівняльне експериментальне тестування систем векторного керування кутовою швидкістю з алгоритмами робастного (R-IFOC) і стандартного (IFOC) керування моментом–потокком підтверджує висновки, отримані шляхом моделювання. При дослідженні динамічних і статичних характеристик систем регулювання швидкості АД потужністю 0.75 кВт встановлено:

- при точно відомих параметрах розроблений алгоритм забезпечує високі показники відпрацювання заданих траєкторій моменту-потоккозчеплення, які можна порівняти з отриманими для алгоритму I-IFOC, і є вищими в порівнянні з показниками, які можуть бути досягнуті при використанні стандартного алгоритму векторного керування;

- в умовах тесту з номінальним моментом навантаження при варіації опору ротора $\hat{\alpha}_p$ в бік збільшення алгоритм робастного керування показав стабільну динаміку при відпрацюванні завдання на момент, в той час як показники якості стандартного алгоритму керування при значенні параметра $\bar{\alpha} = 1.72$ помітно погіршилися, відбувалося збільшення усталеного струму статора по осі q на 40% в порівнянні з випадком номінальних параметрів; енергетична ефективність процесів електромеханічного перетворення енергії при використанні алгоритму робастного векторного керування вища, ніж при використанні стандартного алгоритму векторного керування, зокрема, показано, що при $\bar{\alpha} = 1.72$, застосування алгоритму робастного векторного керування дозволяє зменшити активні втрати в АД більш, ніж в два рази в порівнянні з стандартним.

ВИСНОВКИ

В представленій роботі розвинуто теорію векторного керування АД і на цій основі вирішено актуальну науково-технічну задачу розвитку методів синтезу, теоретичного та практичного дослідження нових алгоритмів векторного керування АД, які мають підвищені властивості робастності та адаптації по відношенню до варіацій активного опору ротора, що є суттєвим при створенні електромеханічних систем з високими динамічними властивостями і показниками енергетичної ефективності. Основні наукові та практичні результати роботи полягають у наступному.

1. На підставі аналізу існуючих рішень в області векторного керування АД обґрунтовано актуальність розвитку методів синтезу з метою розробки нових алгоритмів векторного керування, які б забезпечували високі показники якості керування моментом і потоком, були робастними (адаптивними) по відношенню до варіацій активного опору роторного кола, а також простими з точки зору практичної реалізації.

2. Отримав подальший розвиток метод синтезу алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потоком асинхронних двигунів, який ґрунтується на декомпозиції вихідної моделі на дві зв'язані підсистеми: електромеханічну і електромагнітну. Дано конструктивну процедуру синтезу цих підсистем в умовах часткової вимірюваності вектора стану, що дозволяє гарантувати композитній системі властивість глобальної (локальної) асимптотичної експоненційної стійкості.

3. З використанням загальнотеоретичного результату, описаного в попередньому пункті, можливо з єдиних теоретичних позицій проводити синтез основних існуючих алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потоком асинхронних двигунів (стандартного непрямого векторного керування, керування на основі принципу пасивності, поліпшеного непрямого векторного керування), а також нового робастного непрямого векторного керування.

4. Синтезований робастний алгоритм векторного керування забезпечує: глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту і модуля вектора поточозчеплення ротора; асимптотичну орієнтацію по вектору поточозчеплення ротора; асимптотичну розв'язку процесів керування моментом і потоком; асимптотичну лінеаризацію підсистеми керування моментом, що приводить до асимптотично лінійних рівнянь динаміки підсистеми моменту з вільно формованими показниками динаміки; робастність щодо варіацій активного опору роторного кола; простоту технічної реалізації. Доведено, що розроблений алгоритм за показниками якості керування та властивостями робастності має кращі характеристики в порівнянні з існуючими алгоритмами непрямого векторного керування. Для відчутного підвищення точності при низьких швидкостях потрібна адаптивна компенсація варіацій активного опору ротора.

5. Розроблено метод формування зворотних зв'язків адаптивних до варіацій активного опору ротора спостерігачів вектора потокозчеплення ротора, що дозволяють забезпечити локальну експоненційну стійкість для структури, що складається з типового спостерігача Вергезе та алгоритму ідентифікації Матсусе. Запропонований метод ґрунтується на спеціальному перетворенні координат, що дозволяє виключити властивість добутку невідомого параметра і невимірюваних змінних у правій частині диференціальних рівнянь, вихід яких не вимірюється.

6. Теоретично обґрунтовано правомірність застосування нелінійного принципу розділення для побудови адаптивних систем на основі синтезованих алгоритму робастного непрямого векторного керування та адаптивного спостерігача вектора потокозчеплення ротора. Сформульовано вимоги до структур підсистем для досягнення властивостей локальної експоненційної стійкості композитної системи. Цей загальнотеоретичний результат може служити основою для створення широкого класу адаптивних систем керування АД.

7. Розроблено метод дослідження робастності алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потоком асинхронних двигунів щодо основного параметричного збурення - зміни активного опору ротора, який дозволяє аналітично проводити повномасштабні дослідження поведінки похибок регулювання моменту і модуля вектора потокозчеплення ротора в різних режимах роботи АД. Результати порівняльних досліджень підтверджують переваги розробленого робастного алгоритму в порівнянні з іншими відомими алгоритмами при непрямому полеорієнтуванні.

8. Створено комплекс програм для дослідження синтезованих систем векторного керування методом математичного моделювання, за допомогою яких проведено повномасштабне дослідження динамічних та статичних характеристик запропонованих систем, які підтверджують їх ефективність.

9. Розроблено комплекс програмних і технічних засобів для експериментальних досліджень і практичної реалізації розроблених систем, з використанням якого виконано повномасштабні експериментальні дослідження. Експериментально підтверджено, що за наявності варіацій активного опору ротора, запропонований алгоритм векторного керування у порівнянні зі стандартним дозволяє значно поліпшити динамічні показники якості при відпрацюванні траєкторій моменту і модуля потокозчеплення ротора, а також підвищити енергетичну ефективність процесу електромеханічного перетворення енергії. Так, для АД потужністю 0.75 кВт, при номінальному навантаженні в найбільш несприятливому випадку, продемонстровано збільшення активних втрат більш ніж у два рази при використанні стандартного векторного керування, в той час як при робастному керуванні втрати зберігалися на номінальному рівні. У розробленій адаптивній системі забезпечується повна компенсація впливу варіацій активного опору ротора.

10. Обґрунтованість і достовірність наукових досліджень, висновків і рекомендацій підтверджена узгодженням результатів теоретичних досліджень з експериментальними даними.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. D. G. Taylor, "Nonlinear control of electric machines: an overview," in *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 14, no. 6, pp. 41-51, Dec. 1994.
2. A. Isidori, *Nonlinear Control Systems*, 3rd ed., Berlin: Springer-Verlag, 1995.
3. M. Krstic, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovic, *Nonlinear and Adaptive Control Design*, New York: Wiley, 1995.
4. R. Marino, P. Tomei, *Nonlinear Control Design: Geometric, Adaptive and Robust*, New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995.
5. R. Sepulchre, M. Jankovic, P. Kokotovic, *Constructive Nonlinear Control*, Berlin: Springer-Verlag, 1997.
6. J.-J. E. Slotine, W. Li., *Applied Nonlinear Control*, New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1990.
7. A. L. Fradkov, I. V. Miroshnik, V. O. Nikiforov, *Nonlinear and Adaptive Control of Complex Systems*, Kluwer Academic Publ., Netherlands, 1999.
8. K. S. Narendra, A. M. Annaswamy, *Stable Adaptive Systems*, New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989.
9. K. J. Astrom, B. Wittenmark, *Adaptive Control*, New York: Addison-Wesley, 1994.
10. Ю. А. Борцов, Н. Д. Поляхов, В. В. Путов, *Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением*, Л.: Энергоатомиздат, 1984.
11. F. Jadot, F. Malrait, J. Moreno-Valenzuela and R. Sepulchre, "Adaptive Regulation of Vector-Controlled Induction Motors," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 3, pp. 646-657, May 2009.
12. A. Astolfi, D. Karagiannis and R. Ortega, *Nonlinear and Adaptive Control with Applications*, Springer-verlag, Berlin, Communications and Control Engineering, 2007.
13. Б. В. Павлов, И. Г. Соловьев, *Системы прямого адаптивного управления*, М.: Наука, 1989.
14. Я. З. Цыпкин, *Релейные автоматические системы*, М.: Наука, 1974.
15. С. В. Емельянов, *Системы автоматического управления с переменной структурой*, М.: Наука, 1967.
16. В. И. Уткин, *Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления*, М.: Наука, 1981.
17. Ю. А. Борцов, И. Б. Юнгер, *Автоматические системы с разрывным управлением*, Л.: Энергоатомиздат, 1986.
18. Методы синтеза систем с разрывным управлением на скользящих режимах. *Сборник трудов*. М.: Институт проблем управления, 1983.
19. K. D. Young, V. I. Utkin and U. Ozguner, "A control engineer's guide to sliding mode control," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 7, no. 3, pp. 328-342, May 1999.

20. R. Ortega, A. Loria, P. Nicklasson, H. Sira-Ramirez, *Passivity-based control of Euler-Lagrange systems*, Berlin: Springer-Verlag, 1998.
21. A. Van der Schaft \mathcal{L}_2 -Gain and Passivity Techniques in Nonlinear Control, London: Springer-Verlag, 2000.
22. R. Ortega, G. Espinosa-Pérez and A. Astolfi, "Theory for the user and application examples of the passivity-based control for AC electric machines," *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Hangzhou, 2012, pp. 758-763.
23. P. J. Nicklasson, R. Ortega, G. Espinosa-Perez and C. G. J. Jacobi, "Passivity-based control of a class of Blondel-Park transformable electric machines," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 42, no. 5, pp. 629-647, May 1997.
24. W.-J. Wang and J.-Y. Chen, "Passivity-based sliding mode position control for induction motor drives," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 2, pp. 316-321, June 2005.
25. W.-J. Wang and J.-Y. Chen, "Compositive adaptive position control of induction motors based on passivity theory," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, no. 2, pp. 180-185, June 2001.
26. D. Luenberger, "An introduction to observers," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 16, no. 6, pp. 596-602, December 1971.
27. P. V. Kokotovic, "The joy of feedback: nonlinear and adaptive," in *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 12, no. 3, pp. 7-17, June 1992.
28. D. M. Dawson, J. Hu, T. C. Burg, *Nonlinear Control of Electric Machinery*, New York: Marcel Dekker Inc, 1998.
29. M. Bodson, J. Chiasson, "Differential-geometric methods for control of electric", *International journal of Robust and Nonlinear Control*, no. 8, pp. 927-952, 1998.
30. J. Chiasson, *Modelling and High Performance Control of Electric Machines*, John Willey & Sons, 2005.
31. S. Aranovskiy, A. Bobtsov, R. Ortega and A. Pyrkin, "Performance Enhancement of Parameter Estimators via Dynamic Regressor Extension and Mixing*," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 62, no. 7, pp. 3546-3550, July 2017.
32. A. Pyrkin, A. Bobtsov, A. Vedyakov, R. Ortega, A. VEDIKOVA and M. Sinetova, "DREM-based Adaptive Observer for Induction Motors *," *2019 IEEE 58th Conference on Decision and Control (CDC)*, Nice, France, 2019, pp. 648-653.
33. T. K. Boukas and T. G. Habetler, "High-performance induction motor speed control using exact feedback linearization with state and state derivative feedback," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1022-1028, July 2004.
34. A. Accetta, F. Alonge, M. Cirrincione, M. Pucci and A. Sferlazza, "Feedback Linearizing Control of Induction Motor Considering Magnetic Saturation Effects," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 6, pp. 4843-4854, Nov.-Dec. 2016.

35. A. Accetta, F. Alonge, M. Cirrincione, F. D'Ippolito, M. Pucci, R. Rabbeni and A. Sferlazza, "Robust Control for High Performance Induction Motor Drives Based on Partial State-Feedback Linearization," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 1, pp. 490-503, Jan.-Feb. 2019.
36. Д. Б. Изосимов, С. Е. Рывкин, *Скользющий режим в электроприводе (аналитический обзор)*, М.: Препринт. Институт проблем управления. 1993.
37. B. Veselic, B. Perunicic-Drazenovc and C. Milosavljevic, "High-Performance Position Control of Induction Motor Using Discrete-Time Sliding-Mode Control," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 11, pp. 3809-3817, Nov. 2008.
38. O. Barambones and P. Alkorta, "Position Control of the Induction Motor Using an Adaptive Sliding-Mode Controller and Observers," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6556-6565, Dec. 2014.
39. А. В. Садовой, Б. В. Сухинин, Ю. В. Сохина, *Системы оптимального управления прецизионными электроприводами*, К.:ИСИМО, 1996.
40. V. Utkin, J. Guldner, J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor & Francis Inc, 1999.
41. P. Krause, O. Wasynczuk, T O'Connell, M Hasan, *Introduction to Electric Power and Drive Systems*. IEEE Press, 2017.
42. I. Boldea and S. Nasar. *Electric Drives*, CRC 2006.
43. A. Emadi, Ed., *Handbook of automotive power electronics and motor drives*, CRC press, 2017.
44. R. Crowder, *Electric Drives and Electromechanical Systems: Applications and Control*, Butterworth-Heinemann, 2019.
45. J. Pyrhönen, V. Hrabovcova and R. S. Semken, *Electrical machine drives control. An introduction*, John Wiley & Sons, 2016.
46. P. Vas, *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines* // Oxford: Clarendron Press, 1993.
47. P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, London: Oxford University Press, 1998.
48. C. Lascu, S. Jafarzadeh, M. S. Fadali and F. Blaabjerg, "Direct Torque Control With Feedback Linearization for Induction Motor Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2072-2080, March 2017.
49. J. Holtz, "Perspectives of sensorless AC drives technology from the state of the art to future trends", in Proc. *PCIM Europe*, Nurnberg, Germany, –June 2005, – pp. 80–87.
50. J. Holtz, "Sensorless Control of Induction Machines—With or Without Signal Injection?," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, pp. 7-30, Feb. 2006.
51. M. Pacas, "Sensorless Drives in Industrial Applications," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 16-23, June 2011.
52. A. Glumineau, and J. de León Morales. "Sensorless AC electric motor control", *Cham: Springer International Publishing*, 2015.

-
53. Д. Уайт, Г. Вудсон, *Электромеханическое преобразование энергии*, М.–Л.: Энергия, 1964.
 54. P. Krause, O. Wasynczuk and S. D. Sudhof, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 3rd ed., Wiley-IEEE Press 2013.
 55. J. Meisel, *Principles of Electromechanical Energy Conversion*, New York: McGraw-Hill, 1966.
 56. М. Г. Попович, Ред. *Теория электропривода: Підручник*, К. : Вища школа, 1993.
 57. М.Г. Попович, Ред. *Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: навчальний посібник*, К. : Либідь, 2005.
 58. М. П. Костенко, Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов, *Электричество*, № 2, с. 24–32, 1925.
 59. В. И. Ключев, *Теория электропривода: учебник для вузов*, М.: Энергоатомиздат, 1985.
 60. W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 3rd ed., Berlin: Springer-Verlag, 2001.
 61. В. К. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1986.
 62. В. К. Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives*, IEEE Press, 1997.
 63. В. Bose. *Power Electronics and Motor Drives. Advances and Trends*. Elsevier, 2010.
 64. D. W. Novotny, R. D. Lorenz, *Introduction to field orientation and high performance AC drives*, IEEE Press, 1985.
 65. А. В. Башарин, В. А. Новиков, Г. Г. Соколовский, *Управление электроприводами*, Л.: Энергоиздат, 1982.
 66. В. Н. Бордовский, Е. С. Иванов, *Приводы с частотно-токовым управлением*, М.: Энергия, 1974.
 67. И. И. Эпштейн, *Автоматизированный электропривод переменного тока*, М.: Электроатомиздат, 1982.
 68. О. В. Слежановский, Л. Х. Дацковский, И. С. Кузнецов, Е. Д. Лебедев и Л. М. Тарасенко, *Системы подчиненного регулирования ЭП переменного тока с вентильными преобразователями*, М.: Энергоатомиздат, 1983.
 69. P. Vas, *Vector Control of AC Machines*, Oxford University Press, 1990.
 70. D. W. Novotny, T. A. Lipo *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, New York: Oxford University Press Inc, 2000.
 71. В. В. Рудаков, И. М. Столяров, В. А. Дартау, *Асинхронные электроприводы с векторным управлением*, Л.: Энергоатомиздат, 1987.
 72. M. P. Kazmierkowski, H. Tunia, *Automatic Control of Converter-Fed Drives*, Amsterdam: Elsevier, 1994.
 73. W. Leonhard, Microcomputer control of high dynamic performance AC – drives – a survey, *Automatica*, vol. 22, no. 1, pp. 1–19, 1986.

74. T. A. Lipo, D. W. Novotny, D. M. Divan, R. D. Lorenz, *Field orientation and high performance motion control*, WEMPEC, Summary of Publications 1981–1988, Madison, WI, 1989.
75. B. K. Bose, “High performance control of induction motor drives”, in *IEEE Industrial Electronics Society Newsletter*, pp. 7–11, Sept. 1998.
76. R. D. Lorenz, "Advances in electric drive control," IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'99. Proceedings (Cat. No.99EX272), Seattle, WA, USA, 1999, pp. 9-16.
77. R. Krishnan, *Electric Motor Drives*, New Jersey, Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001.
78. I. Boldea and S. A. Nasar, *Electric Drives*, Taylor & Francis, 2006.
79. Л. Х. Дацковский, В. И. Роговой, Б. И. Абрамов, “Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор)”, *Электротехника*, no. 10, pp. 18–28, 1996.
80. Z. Krzeminski, “Nonlinear control of induction motor” in *Proceedings of IFAC World Congress*, Munich, Germany, 1987, pp. 349–354.
81. R. Marino, S. Peresada and P. Valigi, "Adaptive partial feedback linearization of induction motors," *29th IEEE Conference on Decision and Control*, Honolulu, HI, USA, 1990, pp. 3313-3318 vol.6.
82. R. Marino, S. Peresada, P. Valigi, “Adaptive nonlinear control of induction motors via extended matching” P. V. Kokotovic, Ed., *Foundations of Adaptive Control. Lecture Notes in Control and Information Sciences*, vol 160, Springer, Berlin, Heidelberg, 1991, pp. 435–454.
83. R. Marino, S. Peresada and P. Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 38, no. 2, pp. 208-221, Feb. 1993.
84. С. М. Пересада, “Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор” *Сб. науч. тр. Донецкого государственного технического университета*, 1999, № 4, с. 1–23.
85. IEEE Trans. Industrial Electronics. – Vol.45, No. 5. Special Issue on Current Regulation. – 1998.
86. M. Bodson, J. Chiasson and R. Novotnak, "High-performance induction motor control via input-output linearization," in *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 14, no. 4, pp. 25-33, Aug. 1994, doi: 10.1109/37.295967.
87. J. Chiasson, "Dynamic feedback linearization of the induction motor," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 38, no. 10, pp. 1588-1594, Oct. 1993, doi: 10.1109/9.241583.
88. J. Chiasson, "A new approach to dynamic feedback linearization control of an induction motor," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43, no. 3, pp. 391-397, March 1998, doi: 10.1109/9.661597.

-
89. Y. Dote, "Stabilization of Controlled Current Induction Motor Drive Systems via New Nonlinear State Observer," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, vol. IECI-27, no. 2, pp. 77-81, May 1980, doi: 10.1109/TIECI.1980.351631.
90. A. Bellini, G. Figalli, G. Ulivi, "Analysis and design of a microcomputer – based observer for an induction machine", *Automatica*, 1988. vol. 24, pp. 549–555.
91. G. C. Verghese and S. R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 85-94, Feb. 1988, doi: 10.1109/41.3067.
92. Y. Hori, V. Cotter, Y. Kaya, "A novel induction machine flux observer and its application to a high performance AC drive system", in *Proc. IFAC World Congress*, Munich, Germany, 1987, pp. 363–368.
93. Y. Hori, T. Umeno, "Flux observer based orientation FOFO controller for high-performance torque control", in *Proc. Power Electronics Conf, IPEC*, Tokyo, Japan, 1990. pp. 1219–1226.
94. X. Roboam, C. Andrieux, B. de Fornel and J. C. Hapiot, "Rotor flux observation and control in squirrel-cage induction motor: reliability with respect to parameters variations," in *IEE Proceedings D - Control Theory and Applications*, vol. 139, no. 4, pp. 363-370, July 1992, doi: 10.1049/ip-d.1992.0048.
95. D. J. Atkinson, P. P. Acarnley and J. W. Finch, "Observers for induction motor state and parameter estimation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 6, pp. 1119-1127, Nov.-Dec. 1991, doi: 10.1109/28.108463.
96. G. Schreier, J. DeLeon, A. Glumineau and R. Boisliveau, "Cascade nonlinear observers: application to an experimental induction motor benchmark," in *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, vol. 148, no. 6, pp. 509-515, Nov. 2001, doi: 10.1049/ip-cta:20010641.
97. R. Ortega and G. Espinosa, "Passivity properties of induction motors: application to flux observer design," *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Dearborn, MI, 1991, pp. 65-71 vol.1, doi: 10.1109/IAS.1991.178134.
98. S. Peresada, A. Tonielli, S. Kovbasa, A. Tilli, "Passivity – based design of the flux observers for induction motors", *Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки"*, 2000. ч. 6, с. 29–33.
99. R. Ortega, D. Taoutaou, "Indirect field oriented speed regulation for induction motors is globally stable", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 1996, vol. 43, no. 2, pp. 340–341.
100. L. U. Gokdere and M. A. Simaan, "A passivity-based method for induction motor control," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, pp. 688-695, Oct. 1997, doi: 10.1109/41.633472.
101. L. U. Gokdere, M. A. Simaan, C. W. Brice, "Global asymptotic stability of indirect field-oriented speed control of current-fed induction motors", *Automatica*, 1998, vol. 41, no. 1, pp. 133–135.

102. S. Peresada, A. Tonielli, R. Morici, "High performance indirect field-oriented output feedback control of induction motors", *Automatica*, 1999, vol. 35, pp. 1033–1047.

103. S. Peresada, A. Tilli and A. Tonielli, "Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 151-163, Jan. 2003, doi: 10.1109/TPEL.2002.807123.

104. S. Peresada, S. Kovbasa and A. Tonielli, "Theoretical comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors", Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету, 2002, вип. 1, с. 43–49.

105. D. Kim, I. Ha and M. Ko, "Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling", *Int. Journal of Control*, 1990, vol. 51, no. 4, pp. 863–883.

106. G.-S.Kim, I.-J.Ha and M.-S.Ko, "Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 4, pp. 323-333, Aug. 1992.

107. I. Kanellakopoulos, P. T. Krein and F. Disilvestro, "Nonlinear Flux-Observer-Based Control of Induction Motors," *1992 American Control Conference*, Chicago, IL, USA, 1992, pp. 1700-1705.

108. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Adaptive output feedback control of current-fed induction motors", in *Proc. IFAC World Congress*, Sydney, Australia, 1993, pp. 451–454.

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

110. Н.Г. Попович, С.М. Пересада, М. Я. Крутоног, "Новый алгоритм адаптивного управления асинхронным электроприводом по измеряемому выходу", *Техн. Электродинамика*, 1994, № 4. с. 54–60.

111. Н.Г. Попович, С.М. Пересада, С.П. Колесниченко, "Адаптивное управление асинхронным электроприводом по измеряемому выходу и синтез во вращающейся системе координат", *Труды научно-технической конференции „Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика”*, 1995, С. 65–67.

112. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotor resistance," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 4, no. 4, pp. 336-347, July 1996.

113. R. Ortega, C. Canudas and S. I. Seleme, "Nonlinear control of induction motors: torque tracking with unknown load disturbance," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 38, no. 11, pp. 1675-1680, Nov. 1993.

114. G. Espinosa-Perez, R. Ortega, "State observers are unnecessary for induction motor control", *Control Systems Letters*, 1994, vol. 23, no. 5, pp. 315–323.

115. G. Espinosa-Perez and R. Ortega, "An output feedback globally stable controller for induction motors," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 40, no. 1, pp. 138-143, Jan. 1995, doi: 10.1109/9.362883.

116. R. Ortega, P. J. Nicklasson and G. Espinoza, "On speed control of induction motors", *Automatica*, 1996. vol. 32, no. 3, pp. 455–460.

117. E. Panteley and R. Ortega, "Cascaded control of feedback interconnected nonlinear systems: Application to robots with AC drives", *Automatica*, 1997. vol. 33, no. 11, pp. 1935–1947.

118. J. Hu, D. Dawson and Y. Qian, "Position tracking control of an induction motor via partial state feedback", *Automatica*, 1995, vol. 31, pp. 989–1000.

119. J. Hu and D. M. Dawson, "Adaptive control of induction motor systems despite rotor resistance uncertainty", *Automatica*, 1996, vol.32, no.8, pp. 1127–1143.

120. R. Krishnan and F. C. Doran, "Study of Parameter Sensitivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 4, pp. 623-635, July 1987.

121. H. K. Khalil and E. G. Strangas, "Robust speed control of induction motors using position and current measurements," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 41, no. 8, pp. 1216-1220, Aug. 1996.

122. С. М. Пересада, "Метод синтеза линеаризуемых обратной связью нелинейных САУ по измеряемому выходу", *Вестник Харьковского государственного политехнического университета*, 1998, с. 28–31.

123. S. Peresada, A. Tonielli, "Exponentially stable output feedback control of induction motor", in *Proc. of the IFAC Nonlinear Control Systems Design – NOLCOS'98*, The Netherlands, July 1998, pp. 699–704.

124. S. Peresada, A. Tilli and A. Tonielli, "Indirect field-oriented control of induction motor: new design leads to improved performance and efficiency," *IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.98CH36200)*, Aachen, Germany, 1998, pp. 1609-1614 vol.3.

125. С. М. Пересада, "Робастное векторное управление асинхронным электроприводом", *Вестник Харьковского государственного политехнического университета*, 1998. с. 115–120.

126. С. М. Пересада, "Экспоненциальное решение задачи управления АД с косвенной ориентацией по вектору потокосцепления ротора", *Труды научно-технической конференции „Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика”*, 1997, с. 59–63.

127. S. Peresada, A. Tonielli, "High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor", *Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2000, vol. 14, pp. 177–200.

128. С. Н. Ковбаса, "Система векторного управления асинхронным двигателем со свойствами грубости к вариациям активного сопротивления ротора", дис. канд. техн. наук : 05.09.03, К., 2004.

129. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Exponentially convergent rotor resistance estimation for induction motors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 5, pp. 508-515, Oct. 1995.

130. С. Н. Ковбаса, "Исследование грубости наблюдателей магнитного потока асинхронного двигателя", *Научные труды Кременчугского государственного политехнического университета*, 2001. вып. 1, с. 87–92.

131. P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 101-110, Jan.-Feb. 1994.

132. P. L. Jansen, R. D. Lorenz and D. W. Novotny, "Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 945-953, July-Aug. 1994.

133. M. Hinkkanen and J. Luomi, "Parameter sensitivity of full-order flux observers for induction motors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 1127-1135, July-Aug. 2003.

134. R. Krishnan and A. S. Bharadwaj, "A review of parameter sensitivity and adaptation in indirect vector controlled induction motor drive systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 4, pp. 695-703, Oct. 1991.

135. Н. Г. Попович, С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса "Энергетически эффективные алгоритмы управления асинхронными двигателями электромеханических систем", *Вестник Харьковского государственного политехнического университета*, 2000, вып. 113, с. 25–29.

136. Н. Г. Попович, С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, "Сравнительное тестирование алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем", *Вестник Национального технического университета "ХПИ"*, 2001, вып. 10, с. 26–31.

137. V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb. 1993.

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

139. Z. Yan and V. Utkin, "Sliding mode observers for electric machines-an overview," *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, Sevilla, 2002, pp. 1842-1847 vol.3.

140. P. Vas, *Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives: Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural, and Genetic Algorithm Based Techniques*, Oxford: Oxford University Press, 1999.

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

142. P. A. De Wit, R. Ortega and I. Marees, "Indirect field-oriented control of induction motors is robustly globally stable", *Automatica*, 1996, vol. 32, no. 10, pp. 1393–1402.
143. A. S. Bazanella, R. Reggiano, "Robust tuning of the speed loop in indirect field oriented control of induction motors", *Automatica*. – 2001. – Vol. 37, No. 11. – Pp. 1811–1818.
144. A. S. Bazanella and R. Reggiano, "Robustness margins for indirect field-oriented control of induction motors," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 45, no. 6, pp. 1226-1231, June 2000.
145. R. Reggiano and A. S. Bazanella, "Robustness of global asymptotic stability in indirect field-oriented control of induction motors," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 48, no. 7, pp. 1218-1222, July 2003.
146. P. W. Sauer, "Constraints on saturation modeling in AC machines," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 7, no. 1, pp. 161-167, March 1992.
147. V. Donescu, A. Charette, Z. Yao and V. Rajagopalan, "Modeling and simulation of saturated induction motors in phase quantities," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 386-393, Sept. 1999.
148. R. T. Novotnak, J. Chiasson and M. Bodson, "High-performance motion control of an induction motor with magnetic saturation," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 7, no. 3, pp. 315-327, May 1999.
149. Н. Г. Попович, С. М. Пересада, Д. Н. Коломиец, "Исследование процессов векторного управления асинхронной машиной с учетом насыщения магнитной цепи", *Вестник Харьковского государственного политехнического университета*, 1998, с. 125–127.
150. М. Г. Попович, С. М. Пересада, Коломиець Д. М., "Вплив насичення магнітного кола асинхронної машини на процеси векторного керування при зміні активного опору ротора", *Наукові вісті НТУ України "КПІ". Енергетика та енергозбереження*, 1999, № 3, с. 13–16.
151. D. Georges, C. C. de Wit and J. Ramirez, "Nonlinear H_2 and H_∞ optimal controllers for current-fed induction motors," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 7, pp. 1430-1435, July 1999, doi: 10.1109/9.774116.
152. I. D. Landau, *Adaptive Control: The Model Reference Approach*, New York: Marcel Dekker, 1979.
153. P. A. Ioannou, *Robust Adaptive Control*, New Jersey: Prentice Hall, 1996.
154. А. Г. Александров, Оптимальные и адаптивные системы: Учебное пособие для вузов, М.: Высшая Школа, 1989.
155. I. D. Landau, R. Lozano, M. M'Saad, *Adaptive Control*, Springer-Verlag, 2001.
156. R. Marino, S. Peresada, P. Tomei, "Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors", *Automatica*, 1995, vol. 31, no. 11, pp. 1595–1604.
157. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 5, pp. 967-983, May 1999.

158. L. J. Garces, "Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor", in *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 1980, vol. IA-16, no.2, pp. 173 – 178.

159. H. Kubota and K. Matsuse, "Adaptive flux observer of induction motor and its stability", *Electrical Engineering in Japan*, 1991, vol. 111, no.6, pp. 97 – 104.

160. H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives," [*Proceedings*] *IECON '90: 16th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, Pacific Grove, CA, USA, 1990, pp. 921-926 vol.2.

161. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance", in *Proc. 33rd IEEE Conf. On Decision and Control*, Florida, USA, 1994, pp. 696 – 697.

162. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "On-line rotor resistance estimation for induction motors," *Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Bologna, Italy, 1994, pp. 2137-2142 vol.3.

163. K. Wang, J. Chiasson, M. Bodson and L. M. Tolbert, "An Online Rotor Time Constant Estimator for the Induction Machine," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 15, no. 2, pp. 339-348, March 2007.

164. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 5, pp. 967-983, May 1999.

165. R. Marino, P. Tomei and C.M. Verrelli, "Adaptive control for speed-sensorless induction motors with uncertain load torque and rotor resistance", *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2005, vol. 19, no. 9, pp. 661–685.

166. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "On-line stator and rotor resistance estimation for induction motors," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 8, no. 3, pp. 570-579, May 2000.

167. R. Marino, P. Tomei and C.M. Verrelli, *Induction motor control design*, London: Springer, 2010.

168. Теоретичні основи енергозберігаючих електромеханічних систем автоматичного керування складними об'єктами з асинхронними двигунами обертового і лінійного руху: звіт про НДР / НТУУ "КПІ". –№2457; № ДР 0100И000590. – Київ, 2002. – 217 с.

169. Н. Г. Попович, С. М. Пересада, "Концепция построения и исследования электромеханических систем автоматического управления на основе принципа пассивности", *Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки"*, 2004, с. 81–88.

170. Основи теорії керування енергозберігаючими електромеханічними системами з електроприводами змінного струму на основі принципу пасивності: звіт про НДР / НТУУ "КПІ". –№2624; № ДР 0103U000145. – Київ, 2005. – 409 с.

171. S. Peresada, A. Tilli and A. Tonielli, "New passivity-based speed-flux tracking controllers for induction motor," 2000 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2000. 2000 IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. 21st Century Technologies, Nagoya, Japan, 2000, pp. 1099-1104 vol.2.

172. S. Peresada, S. Kovbasa, A. Tonielli and M. Montanari, "Passivity-based sensorless position-flux tracking controller for induction motor", *Вестник Национального технического университета "ХПИ"*, 2003, вып. 10, с. 51–56.

173. С. М. Пересада, "Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть I. Проблемы векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы", *Техн. Електродинаміка*, 1999, № 2, с. 27–32.

174. С. М. Пересада, "Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть II. Синтез алгоритма обработки модуля потока и угловой скорости", *Техн. Електродинаміка*, 1999, № 4, с. 26–31.

175. S. Peresada, S. Kovbasa and A. Tonielli, "Theoretical comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors", *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету*, 2002, вып. 1, с. 43–49.

176. С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, В.С. Бовкунович, "Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя: теория и экспериментальное тестирование", *Вестник НТУ "Львовская политехника"*, Львов: НТУ "ЛПИ", 2009, № 19, с. 69–73.

177. С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, А.Ю. Болотников, В.С. Бовкунович, "Основанный на принципе пассивности алгоритм обработки момента-потока при косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора", *Вестник Кременчугского государственного политехнического университета: Научные труды КГПУ*, Кременчуг: КГПУ, 2007, № 3, ч. 2, с. 35–39.

178. С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, В.С. Бовкунович, "Управление моментом и потоком асинхронного двигателя без использования информации о токах статора", *Вестник Кременчугского государственного политехнического университета: Научные труды КГПУ*, Кременчуг: КГПУ, 2008, №3, вып. 50, ч. 1, с. 88–92.

179. С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, В.С. Бовкунович, "Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя", *Техническая электродинамика*, 2010, № 1, с. 60–66.

180. С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, В.С. Бовкунович, В.А. Глушенков, "Повышение эффективности векторно-управляемых электроприводов за счет робастификации и адаптации к вариациям активного сопротивления ротора", *Информационный сборник "Промышленная электроэнергетика и электротехника"*, 2010, № 5, с. 49–55.

181. С.М. Пересада, С.Н. Ковбаса, В.С. Бовкунович, "Сравнительное тестирование алгоритмов векторного и частотного управления моментом асин-

хронного двигателя в электромеханических системах пассажирского электро-транспорта”, *Вестник Кременчугского государственного политехнического университета: Научные труды КГПУ*, Кременчуг: КГПУ, 2009, № 4, вып. 57, ч. 1., с. 13–16.

182. С.М. Пересада, В.С. Бовкунович, “Робастность алгоритмов косвенного векторного управления асинхронными двигателями к вариациям активного сопротивления ротора”, *Научные труды Дон НТУ*, 2011, № 11, вып. 186, с. 296–300.

183. P. V. Kokotovic, H. K. Khalil and J. O’Reilly, *Singular Perturbation Methods in Control: Analysis and Design*, Academic Press, 1987.

184. С.М. Пересада, “Нелинейное и адаптивное управление в электромеханических системах с векторно-управляемыми электродвигателями”, дис. доктора техн. наук : 05.09.03, К., 2007.

185. R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, “Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance”, *Int. Journal of Adaptive and Signal Processing*, 1996, vol. 10, pp. 345–363.

186. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, В. С. Бовкунович, “Адаптивное оценивание вектора потокосцепления асинхронного двигателя при неизвестных сопротивлениях статора и ротора”, *Вестник НТУ «Харьковский политехнический институт»: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика*, Харьков: НТУ «ХПИ», 2008, № 30, с.64–68.

187. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, В. С. Бовкунович, “Экспериментальное тестирование адаптивного к вариациям активного сопротивления роторной цепи наблюдателя потокосцепления асинхронного двигателя”, *Труды Института электродинамики НАН Украины*, 2010, № 25, с. 68–71.

188. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, В. С. Бовкунович, “Адаптивный наблюдатель Матсусе: новый синтез, гарантирующий асимптотичность оценивания вектора потокосцепления и активного сопротивления ротора асинхронного двигателя”, *Техническая электродинамика*, 2010, № 3, с. 28–32.

189. С. Пересада, С. Ковбаса, А. Тониэлли, “Станция быстрого моделирования алгоритмов управления электроприводом”, *Вестник Национального технического университета „ХПИ”*, 1999, с. 190–193.

190. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, В. С. Бовкунович, В. П. Крижановский, “Система управления моментом асинхронного двигателя для тяговых электроприводов”, *Информационный сборник “Промышленная электроэнергетика и электротехника”*, 2007, № 1, с. 66–70.

191. С. М. Пересада, В. С. Бовкунович, “Электромеханические объекты переменного тока рельсового транспорта: динамическая модель и постановка задач управления”, *Научные труды ДонНТУ. Серия: «Электротехника и энергетика»*, Донецк: ДНТУ, 2007, № 7, вып. 128, с. 19–24.

192. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, В. П. Крыжановский, В. С. Бовкунович, “Унифицированный контроллер на основе DSP TMS320LF2406A для систем управления электроприводами”, *Информационный сборник “Промышленная электроэнергетика и электротехника”*, 2008, № 4, с. 45–49.

193. С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, В. С. Бовкунович, “Сравнительное экспериментальное тестирование алгоритмов косвенного векторного управления моментом асинхронного двигателя”, *Техническая электродинамика*, 2010, № 2, с. 33–40.

ДОДАТОК А. БАЗОВІ ТЕОРЕМИ ПРО СТІЙКІСТЬ

В даному додатку представлено основні теореми про стійкість нелінійних систем, які використовуються при синтезі алгоритмів векторного керування в ЕМС. Теореми А.1 і А.2 дані у вигляді, представленому в [4].

Теорема А.1. Розглянемо нелінійну систему

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1(t)\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}(t)\mathbf{x}_2 \quad (\text{A.1})$$

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_2(t, \mathbf{x}_1)\mathbf{x}_2, \quad (\text{A.2})$$

і припустимо, що існують позитивні константи M, k_1, k_2, λ_1 і λ_2 такі, що:

1. $\|\mathbf{B}(t)\| \leq M, \forall t \geq t_0.$

2. Система $\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_2(t, \mathbf{x}_1)\mathbf{x}_2$ експоненціально стійка так, що кожне рішення задовольняє оцінці $\|\mathbf{x}_2(t)\| \leq k_2 \|\mathbf{x}_2(0)\| e^{-\lambda_2(t-t_0)}, \forall t \geq t_0.$

3. Автономна система $\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1(t)\mathbf{x}_1$ експоненціально стійка так, що кожне рішення задовольняє оцінці $\|\mathbf{x}_1(t)\| \leq k_1 \|\mathbf{x}_1(0)\| e^{-\lambda_1(t-t_0)}, \forall t \geq t_0,$ тоді кожне рішення системи (А.1), (А.2) таке, що $\|\mathbf{x}_1(t)\| \leq k_3 \|\mathbf{x}_1(0), \mathbf{x}_2(0)\| e^{-\lambda t}, \forall t \geq t_0$ з $\lambda = \min(\lambda_1, \lambda_2)$ і $k_3 > 0,$ який залежить від початкових умов $\mathbf{x}_1(0)$ і $\mathbf{x}_2(0).$

Теорема А.2. Розглянемо лінійну неавтономні систему

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{A}(t)\mathbf{x}_1 + \mathbf{W}^T(t)\mathbf{x}_2, \mathbf{x}_1 \in \mathbb{R}^n \\ \dot{\mathbf{x}}_2 &= -\mathbf{\Gamma W}(t)\mathbf{P}\mathbf{x}_2, \mathbf{x}_2 \in \mathbb{R}^p, \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

в якій $\mathbf{A}(t)$ - $n \times n$ матриця Гурвіця, матриця $\mathbf{P}^T = \mathbf{P} > 0$ розмірністю $n \times n$ така, що $\mathbf{A}^T(t)\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}(t) = -\mathbf{Q}$ с $\mathbf{Q}^T = \mathbf{Q} > 0,$ $\mathbf{\Gamma}^T = \mathbf{\Gamma} > 0$ – матриця розмірністю $p \times p$. Якщо $\|\mathbf{W}(t)\|$ і $\|\dot{\mathbf{W}}(t)\|$ рівномірно обмежені і умова персистентності збудження виконується, а саме, існують дві позитивні T і k такі, що

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}(\tau)\mathbf{W}^T(\tau)d\tau \geq k\mathbf{I} > 0, \forall t \geq t_0, \quad (\text{A.4})$$

тоді $(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) = 0$ є глобально експоненціально стійким станом рівноваги системи (А.3).

Наслідок. Якщо $\mathbf{W} = \mathbf{W}^T > 0$ і є постійною матрицею, то положення рівноваги $(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) = 0$ є глобально експоненціально стійким.

ДОДАТОК Б. ПАРАМЕТРИ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

Таблиця Б.1 – Номінальні дані АД потужністю 2.2 кВт (АИР90L4У2)

Параметр	Значення
Номінальна потужність	2.2 кВт
Номінальна кутова швидкість	147.7 рад/с
Номінальний момент	14.9 Н·м
Номінальна частота	50 Гц
Номінальний струм статора	5 А
Активний опір статора	$R_1 = 3.5$ Ом
Активний опір ротора	$R_2 = 2$ Ом
Індуктивність намагнічуючого контуру	$L_m = 0.251$ Гн
Індуктивність статора	$L_1 = 0.264$ Гн
Індуктивність ротора	$L_2 = 0.264$ Гн
Повний момент інерції пари	$J = 0.016$ кг·м ²
Коефіцієнт в'язкого тертя	$\nu = 0.004$ Н·м/(рад/с)
Число пар полюсів	$p_n = 2$

Таблиця Б.2 – Номінальні дані АД потужністю 750 Вт (4АО80В2)

Параметр	Значення
Номінальна потужність	750 Вт
Номінальна кутова швидкість	300 рад/с
Номінальний момент	2.5 Н·м
Номінальна частота	50 Гц
Номінальний струм статора	2.1 А
Активний опір статора	$R_1 = 11$ Ом
Активний опір ротора	$R_2 = 5.6$ Ом
Індуктивність намагнічуючого контуру	$L_m = 0.91$ Гн
Індуктивність статора	$L_1 = 0.95$ Гн
Індуктивність ротора	$L_2 = 0.95$ Гн
Повний момент інерції пари	$J = 0.003$ кг·м ²
Коефіцієнт в'язкого тертя	$\nu = 0.002$ Н·м/(рад/с)
Число пар полюсів	$p_n = 1$

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	3
ВСТУП.....	5
АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ІСНУЮЧИХ АЛГОРИТМІВ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ.....	7
1.1 Методи сучасної теорії автоматичного керування, використувані в ЕМС.....	7
1.2 Класичне векторне керування АД.....	8
1.3 Векторне керування на основі сучасної теорії керування	10
1.4 Робастність систем векторного керування АД	12
1.5 Адаптація до варіацій активного опору статора і ротора	14
Висновки по розділу	16
МЕТОДИ РОБАСТНОГО КЕРУВАННЯ КООРДИНАТАМИ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ОРІЄНТАЦІЄЮ ЗА ВЕКТОРОМ ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ РОТОРА.....	17
2.1 Постановка задачі непрямого векторного керування моментом і потокком	17
2.2 Стандартний алгоритм регулювання моменту і модуля вектора потоккозчеплення ротора.....	19
2.2.1 Підсистема потоку.....	20
2.2.2 Підсистема моменту	25
2.3 Синтез алгоритмів відпрацювання моменту і потоку	29
2.3.1 Структурна декомпозиція систем керування моментом, попередні пропозиції	29
2.3.2 Синтез підсистеми керування потоком	33
2.3.3 Синтез підсистеми керування моментом.....	34
2.4 Синтез алгоритмів непрямого векторного керування моментом і потокком з підвищеними властивостями робастності	35

2.4.1 Алгоритм покращеного непрямого векторного керування (I-IFOC)	38
2.4.2 Алгоритм робастного непрямого векторного керування (R - IFOC).....	41
Висновки по розділу.....	45
ДОСЛІДЖЕННЯ РОБАСТНОСТІ АЛГОРИТМІВ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ МОМЕНТОМ І ПОТОКОМ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА....	47
3.1 Дослідження робастності стандартного алгоритму непрямого векторного керування (IFOC)	47
3.2. Дослідження робастності системи керування моментом-потокком, побудованої на основі принципу пасивності	59
3.2.3 Дослідження робастності системи покращеного непрямого векторного керування моментом (I-IFOC)	63
3.2.4 Дослідження робастності системи робастного непрямого векторного керування моментом (R-IFOC)	72
Висновки по розділу 3.....	85
АДАПТИВНЕ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНОГО ОПОРУ РОТОРА КЕРУВАННЯ АД.....	89
4.1 Постановка задач керування.....	90
4.2 Синтез спостерігача при відомому активному опорі ротора.....	91
4.3 Синтез адаптивного спостерігача при невідомому опорі ротора.....	93
4.4 Адаптивне керування на основі нелінійного принципу розділення ..	95
4.5 Дослідження адаптивного спостерігача і адаптивної системи векторного керування методом математичного моделювання.....	99
4.5.1 Методика проведення досліджень	100
4.5.2 Результати математичного моделювання.....	101
Висновки по розділу.....	116
РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ	117

5.1 Експериментальні дослідження алгоритмів векторного керування при керуванні моментом.....	117
5.1.1 Структура експериментального стенду	118
5.1.2 Дослідження робастності алгоритмів векторного керування моментом АД IFOC та R-IFOC	120
5.1.3 Результати дослідження динамічних процесів	122
5.1.4. Результати дослідження статички.....	128
5.2 Порівняльне експериментальне дослідження алгоритмів векторного керування моментом АД при використанні в системах регулювання кутової швидкості.....	129
5.2.1 Дослідження динамічних характеристик	130
5.2.2 Дослідження енергетичних характеристик	134
5.3 Експериментальні дослідження адаптивного спостерігача і алгоритму робастного векторного управління	135
5.3.1 Методика проведення експериментальних досліджень.....	135
5.3.2 Результати експериментального тестування.....	136
Висновки по розділу	152
ВИСНОВКИ	154
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	156
Додаток А. Базові теореми про стійкість	170
Додаток Б. Параметри асинхронних двигунів	171