

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Сумський державний університет

Класичний фаховий коледж

(повна назва інституту/факультету)

(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»

(підпис)

(Ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

_____ 20__ р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня бакалавр

(бакалавр / магістр)

зі спеціальності 171Електроніка

(код та назва)

освітньо-професійної програми Електронні інформаційні системи

(освітньо-професійної / освітньо-наукової)

(назва програми)

на тему: Комп'ютерне моделювання систем асинхронного електроприводу із плівковими сенсорами Холла

Здобувача групи ЕІз-91к

(шифр групи)

Ведмідя Сергія Вікторовича

(прізвище, ім'я, по батькові)

Кваліфікаційна робота містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.

Сергій Ведмідь

(підпис)

(Ім'я та ПРІЗВИЩЕ здобувача)

Керівник викладач, к.ф.-м.н., доцент, Іван Бурик

(посада, науковий ступінь, вчене звання, ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

(підпис)

Консультант¹⁾ _____

(посада, науковий ступінь, вчене звання ім'я та ПРІЗВИЩЕ)

(підпис)

Конотоп – 2023

АНОТАЦІЯ

Обґрунтуванням актуальності теми є широке використання асинхронних двигунів в електронних системах автоматизації різного класу технологічних об'єктів.

Мета роботи полягає у розробці оптимальної моделі прямого векторного керування асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором.

Відповідно до мети, вирішувалися такі задачі:

- розробка алгоритмів системи управління;
- чисельне моделювання роботи системи управління.

При виконанні роботи використовувалися метод візуального програмування в MatLab (Simulink).

У результаті проведених досліджень розроблено алгоритми керування компонентами струму статора, модулем потокозчеплення ротора та кутовою швидкістю. Запропонована система забезпечила астатичне керування кутовою швидкістю під час дії параметричного збурення. Зникла необхідність у застосуванні додаткових алгоритмів адаптації чи ідентифікації.

Об'єктом дослідження кваліфікаційної роботи є процеси управління асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором.

Предмет досліджень алгоритми системи управління асинхронним двигуном при використанні плівкових датчиків Холла.

Робота викладена на 33 сторінках, у тому числі включає 9 рисунків, 3 таблиці, список цитованої літератури із 33 джерел.

Ключові слова: асинхронний двигун, плівковий холлівський сенсор, потокозчеплення, кутова швидкість

ЗМІСТ

ВСТУП	4
РОЗДІЛ 1 ПРИНЦИП ФУНКЦІОНУВАННЯ СИСТЕМИ З ПРЯМИМ ВЕКТОРНИМ КЕРУВАННЯМ	5
1.1. Особливості систем з векторним управлінням	5
1.2. Сенсори Холла	7
РОЗДІЛ 2 МЕТОДИКА І ТЕХНІКА ЕКСПЕРИМЕНТНА	12
2.1. Методика формування плівкових структур.....	12
2.2. Функціональна схема та закони керування.....	14
РОЗДІЛ 3 РЕЗУЛЬТАТИ ТА ЇХ ОБГОВОРЕННЯ	21
3.1. Модель прямого векторного управління	21
3.2. Результати моделювання параметрів асинхронного двигуна.....	23
ВИСНОВКИ	29
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	30
ДОДАТОК А	34

ВСТУП

Сучасні асинхронні електроприводи є найбільш поширеними в електромеханічних системах автоматизації широкого кола технічних об'єктів. Вони мають низьку вартість, високу надійність і простоту обслуговування. Крім того, вони повинні відповідати таким вимогам [1-4]:

- висока моментна перевантажувальна здатність;
- контроль крутного моменту у всьому діапазоні кутових швидкостей, включаючи нульову кутову швидкість;
- широкий діапазон швидкостей і висока динамічна точність розрахунку заданої траєкторії при роботі в чотирьох квадрантах площини механічних характеристик;
- нестатичне регулювання кутової швидкості в режимі стабілізації;
- регулювання кутової швидкості в діапазоні вище номінальної швидкості.

Комп'ютерне моделювання систем керування за допомогою Simulink реалізує принципи візуального програмування, оскільки користувачі створюють моделі обладнання чи систем на екрані комп'ютера, використовуючи бібліотеку стандартних блоків, а потім проводять дослідження.

РОЗДІЛ 1. ПРИНЦИП ФУНКЦІОНУВАННЯ СИСТЕМИ З ПРЯМИМ ВЕКТОРНИМ КЕРУВАННЯМ

1.1. Особливості систем з векторним управлінням

Асинхронні двигуни з короткозамкненими роторами мають такі основні недоліки, як низький пусковий момент і високий пусковий струм при прямому пуску (без регулювання). Тому вони використовуються в електроприводах, які не потребують високих пускових моментів. З розвитком силових напівпровідникових технологій широкого розповсюдження набули перетворювачі частоти, які дозволяють плавно підвищувати частоту струму живлення двигуна під час пуску, що дає змогу досягти високих пускових моментів. Однак широкий спектр можливостей частотних приводів супроводжується високою вартістю. До переваг можна віднести простоту виготовлення, гарантовану довговічність і зниження витрат на технічне обслуговування, оскільки відсутній електричний контакт з динамічними частинами машини.

Високі вимоги до динаміки системи керування вимагають застосування векторного керування електроприводами [1-12]. Як об'єкт керування, він являє собою взаємопов'язану, нелінійну систему, параметри якої можуть змінюватися. Тому необхідно використовувати методи, які мають низьку чутливість до параметричних збурень і просту декомпозицію системи.

При практичному застосуванні законів керування електромеханічними системами на основі класичних методів теорії автоматичного керування виникають проблеми, оскільки необхідно мати повну і достовірну інформацію про структуру і параметри математичної моделі об'єкта керування. Це збільшує складність системи керування, оскільки для забезпечення заданої якості керування при зміні параметрів об'єкта керування необхідно застосовувати додаткові закони адаптації та ідентифікації.

Структура системи прямого векторного керування асинхронним двигуном

складається з функціональних блоків, які здійснюють перетворення змінних і формують сигнали керування. В даному випадку взаємно індукований потік ψ_0 вимірюється за допомогою датчика Холла, який інтегровано в повітряний зазор двигуна. Цей датчик точно реєструє положення хвилі магнітного поля в зазорі відносно системи координат, нерухомої відносно статора асинхронного двигуна, що дозволяє підвищити якість керування. Ідеальний сигнал, отриманий від датчика Холла, відповідає значенню магнітного поля, має синусоїдальну форму і пропорційний косинусу кута між положенням хвилі магнітного поля і віссю, де розташований датчик. Він пропорційний косинусу кута між положенням хвилі магнітного поля та віссю, на якій встановлено датчик.

Однак реальний сигнал містить завади через високочастотні зубчасті гармоніки, низькочастотні завади через дані обмотки та завади через несинусоїдальну напругу живлення асинхронного двигуна. Тому вихід на напруга датчика фільтрується, щоб бути синусоїдальною.

1.2. Сенсори Холла

Техніка встановлення датчиків в асинхронні двигуни має конструктивні труднощі через замкнуту конструкцію магнітопроводу і залежить від типу використовуваного датчика. Наприклад, установка германієвого датчика (кристалічного) в корпус із епоксидної смоли (товщиною 2 мм) вимагає створення посадкового місця в зубах, що ускладнює практичне застосування цього типу датчика. Крім того, кристалічні датчики мають великий температурний дрейф. Однак плівкові датчики на основі InSb або InAs зараз виготовляються на жорстких або гнучких підкладках. Ці датчики мають невелику товщину до 0,15 мм і вбудований підсилювач, і з датчика можна отримати вихідну напругу до 5 В [11]. З іншого боку, термостійкість може бути проблемою.

Магнітні сенсори є важливою групою виробів мікромагнетики і

найважливішим елементом систем автоматизації різного призначення. Судячи з низки вітчизняних і міжнародних публікацій, можна побачити, що подальший розвиток функціональних магнітоелектронних пристроїв йде по шляху їх промислового освоєння, включаючи впровадження нових технологій, номенклатури, функцій і розширення областей застосування. Використання датчиків Холла на основі Ві плівок з термостабільними робочими характеристиками (рис.1.1-1.2) вирішує проблему безпосереднього вимірювання магнітного потоку під час роботи асинхронного двигуна [12].

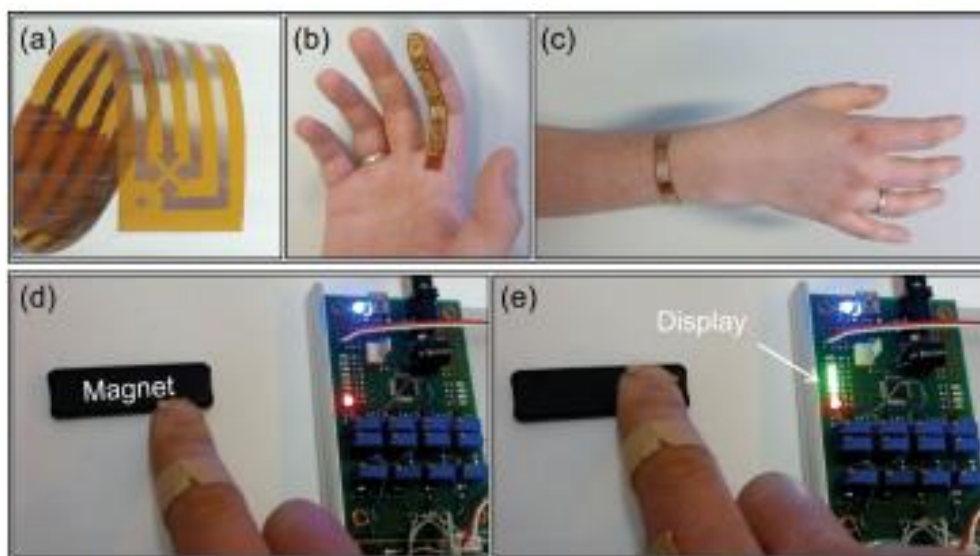


Рис. 1.1. Зовнішній вигляд холлівських сенсорів на каптоновій гнучкій підкладці (а-с) та його комутація з керуючим пристроєм (d,e) [12]

Зазначимо, що існують різні методи придушення електромагнітних завад в датчиках Холла, які були розглянуті та реалізовані авторами в роботах [13,14]. Приклад конструкції датчика Холла з контуром компенсації електромагнітних завад наведено на рис.1.2. Згідно з авторами [13], струмовий ланцюг датчика формується виводами 2 і 6, а виводи 4 і 8 формують звичайний ланцюг вихідної напруги датчика Холла. Крім того, між виводами 1 і 3 формується контур компенсації електромагнітних завад, а між виводами 5 і 7-дзеркально симетричний контур вихідної напруги. Остання характеризується тоншою

активною областю сенсора, що збільшує корисну складову сигналу [13].

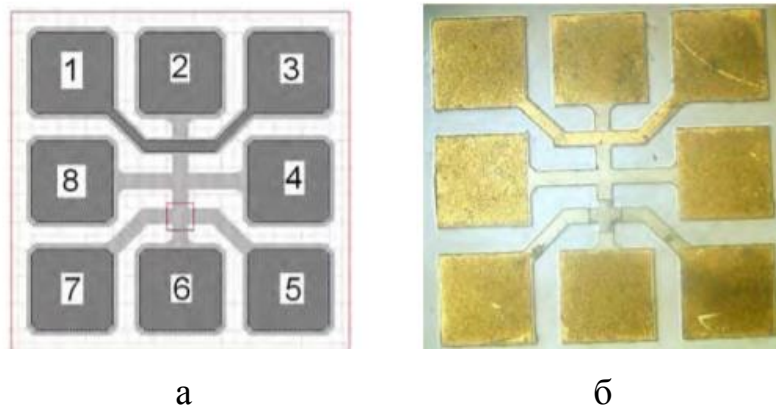


Рис. 1.2. Топологія (а) та зображення плівкового холлівського сенсора (б) з петлею компенсації електромагнітної завади [13]

Готра З.Я. та ін. вказують, що поряд із традиційним формуванням вихідної напруги між виводами 4 і 8 (під час вимірювання постійного та низькочастотного магнітного поля), використовуються ще два варіанти (під час вимірювання високочастотного магнітного поля): перший – з кола високої чутливості Холла між виводами 5 і 7, другий – протифазний до першого та з контуру компенсації електромагнітних завад [13]. Іншим, більше ефективним способом компенсації електромагнітних завад і підвищення відношення сигнал/шум є вимірювання сигналу в двох циклах, де напрямок імпульсу струму живлення датчика Холла є протилежним. При зміні знаку(напрямку) струму відповідно змінюється знак (полярність) вихідної напруги датчика Холла. Електромагнітні завади, з іншого боку, не залежать від струму живлення датчика Холла [13,14].

РОЗДІЛ 2. МЕТОДИКА І ТЕХНІКА ЕКСПЕРИМЕНТА

2.1. Методика формування плівкових структур

Одним із найбільш поширених методів формування плівкових сенсорів вважається термовакuumна конденсація [15,16]. У цьому випадку використовують вакуумну установку типу ВУП-5М (рис. 2.1а), яка забезпечує технологічний вакуум $\sim 10^{-4}$ Па. Робоча камера виконана у вигляді ковпака з нержавіючої сталі, який разом з гумовими ущільнювачами забезпечує вакуумне ущільнення. У робочому об'ємі розміщується обладнання для синтезу плівок плівки та їх подальшого вивчення. За допомогою цифрових мультиметрів UT70D і UT70B контролюють відповідно електричні параметри тонкої плівки (точність $\pm 0,05\%$) і температуру підкладки (точність ± 1 К), при використанні термопар хром-алюмель.



а



б

Рис. 2.1. Зображення вакуумної установки ВУП-5М (а) та вакуумної камери для проведення процесу конденсації плівок (б)

Експериментальні дані з мультиметра передаються на комп'ютер через інтерфейс RS232. Товщина плівки контролюється на місці методом кварцового резонатора (точність 10%). Для технічного забезпечення цього методу

використовується промисловий кварцовий резонатор РГ-08 з частотою 10 МГц, генератор електричних коливань і частотомір ЧЗ-54. Метод забезпечує надійні результати в діапазоні робочих температур 230-310 К та у випадку коли маса плівки не більше за 1% від маси пластини кварцевого резонатора.

Зображення мікроструктури плівок Ві, отримані за допомогою растрової електронної мікроскопії (РЕМ) авторами [12], наведено на рис.2.2. Плівки були осаджені при кімнатній температурі та в подальшому відпалені протягом 3 годин при температурі 250 °С.

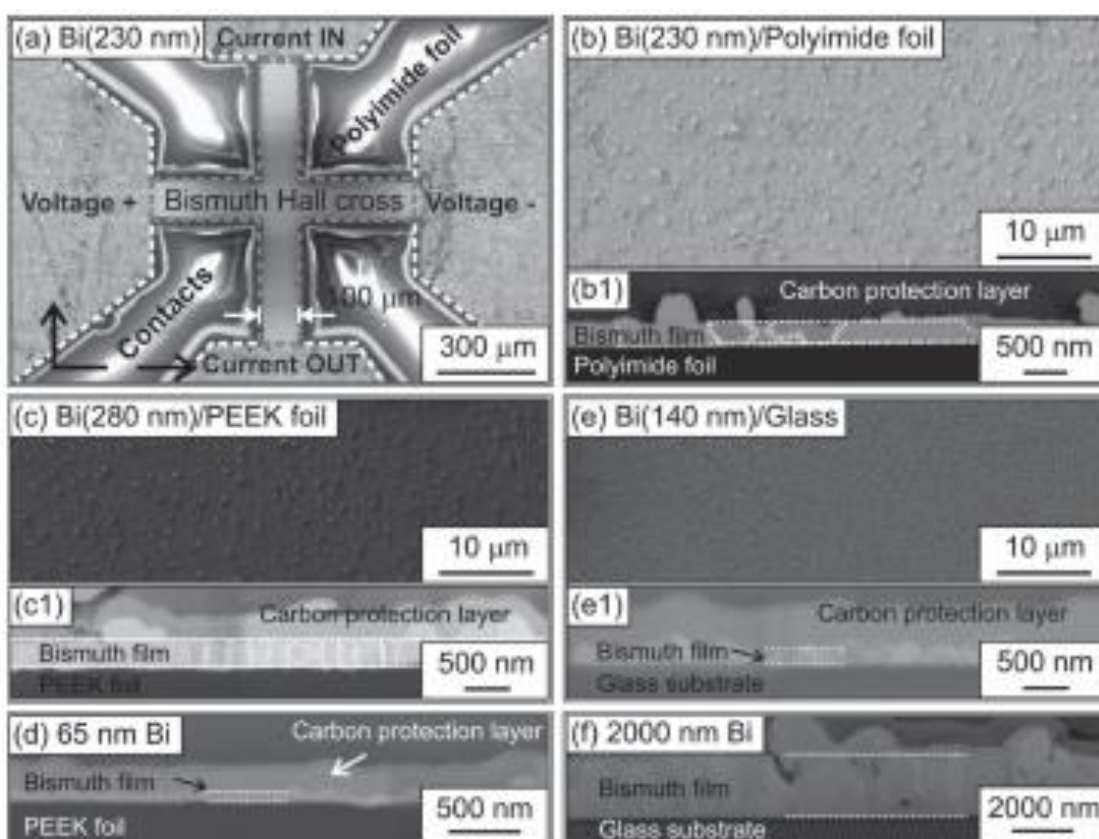


Рис.2.2. Електронні-мікроскопічні зображення поверхні плівкового сенсора та морфології плівок Ві на підкладках з каптону (с,с1,д), поліаміду (b,b1) та скла (e,e1,f) [12]

Плівкові зразки отримували терморезистивним методом за допомогою випаровувачів виготовлених з тугоплавких металів. Нижче під випаровувачами на фіксованій відстані розміщували підкладки для плівок, кварцовий датчик,

термопара, монокристали NaCl, покриті плівками вуглецю.

2.2. Функціональна схема та закони керування

Пакет прикладних програм Simulink для MatLab дозволяє максимально спростити вирішення навчальних та інженерних завдань і подальше застосування отриманих знань при вивченні природничих і професійних дисциплін. На відміну від класичних підходів до моделювання, в даному випадку не потрібно досконале знання мов програмування та математичних чисельних методів, а достатньо володіння комп'ютером і знань у галузі дослідження. Серед можливих варіантів вибору опорного вектора для системи регулювання швидкості найбільшу перевагу має система з вектором потокозчеплення ротора, оскільки являє собою більш просту структуру керування, ніж основний вектор потокозчеплення [17].

Систему векторного керування випускає компанія «Сіменс» під назвою «Трансвектор» [18]. Одночасно необхідно розробити функціональні схеми магнітних сенсорних систем прямого векторного керування, синтез потокозчеплення та регуляторів кутової швидкості, моделювання перехідних процесів.

Функціональну схему досліджуваної в роботі магнітосенсорної системи прямого векторного керування асинхронним двигуном, який живиться від силового перетворювача частоти, приведено на рис. 2.3. Вона містить наступні елементи [17,18]:

- датчик струму (ДС);
- перетворювачі фаз (ПФ1) та (ПФ2) ;
- перетворювач потокозчеплення (ПП);
- вектор-фільтр (ВФ);
- термостабільні датчики Холла (ДХ);
- регулятор потоку (РП);
- регулятори струмів (РС1) та (РС2);

- перетворювачі координат (ПК1) та (ПК2);
- регулятор кутової швидкості (РШ);
- датчик частоти обертання ротора (BR).

У запропонованій системі два датчика Холла зміщені відносно один одного на 90 електричних градусів у площині поперечного перерізу двигуна і на них впливає основний магнітний потік (магнітний потік у зазорі). Наявність просторового зміщення між датчиками зумовлює зсув вихідних напруг датчиків у часі на 90° відносно один одного і являє собою проекцію вектора, пов'язаного з основним потоком, на масштаб на осі фіксованої координати система.

Датчиком струму ДС відбувається вимірювання сил струмів i_a , i_b , i_c в фазах обмотки статора. Останні у перетворювачі фаз ПФ2 перераховуються в еквівалентні двофазні змінні струми i_{1a} , i_{1b} нерухомої системи координат (a-b) за виразом

$$\begin{aligned} i_{1a} &= i_a - (i_b + i_c) / 2; \\ i_{1b} &= \sqrt{3}(i_b - i_c) / 2. \end{aligned} \quad (2.1)$$

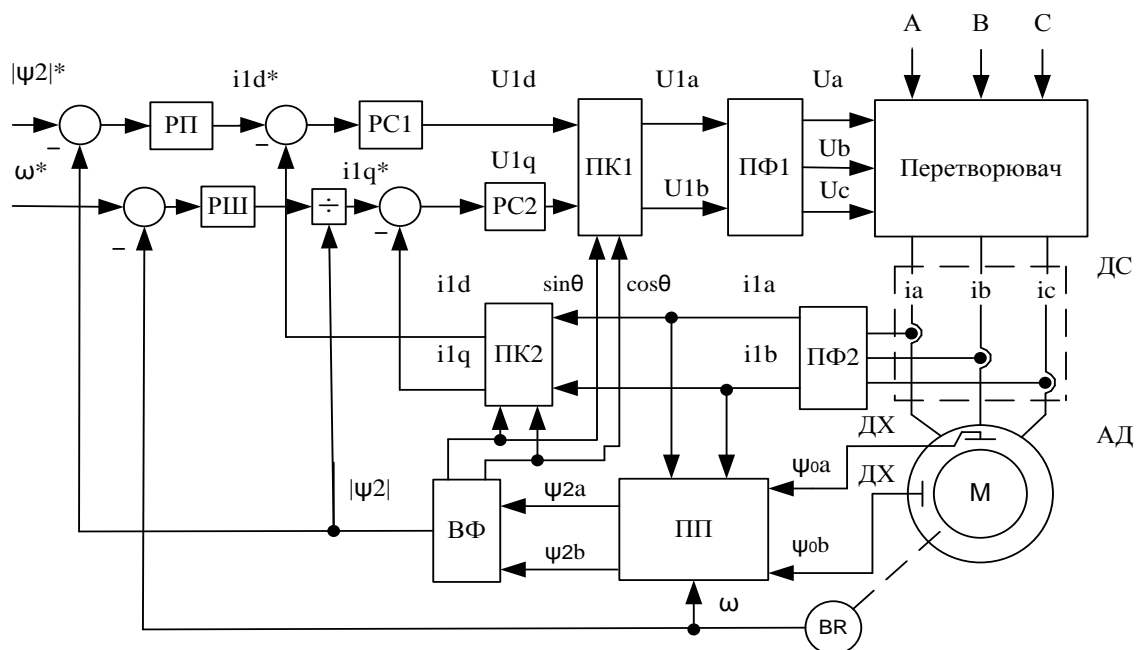


Рис. 2.3. Функціональна схема системи управління асинхронним двигуном

Датчик головного потокозчеплення ДП складається з двох давачів Холла. При цьому його сигнали відповідним чином коригується. Сигнали з давачів Холла ψ_{0a} , ψ_{0b} з трифазної системи перераховуються у еквівалентні сигнали двофазної нерухомої системи координат (a-b) за формулою

$$\begin{aligned}\psi_{01a} &= \sqrt{3/2} \psi_{0a}; \\ \psi_{01b} &= \sqrt{2}(\psi_{0a} / 2 + \psi_{0b}).\end{aligned}\quad (2.2)$$

Проте за допомогою датчиків Холла визначається проекція просторового вектора потокозчеплення головного потоку ψ_0 , а не вектора потокозчеплення ротора ψ_2 . Тому відповідний перелік необхідно провести заздалегідь. Різниця між потокозчепленням ротора і основним потокозчепленням полягає в величині потокозчеплення дисперсії ротора. За сигналами ψ_{01a} , ψ_{01b} нерухомої системи координат та двофазного змінного струму i_{1a} , i_{1b} (a-b) у потокозв'язаному перетворювачі ПП формується еквівалентний сигнал потокозв'язаної складової ротора за формулою

$$\begin{aligned}\psi_{2a} &= \frac{L_2}{L_{12}} \psi_{01a} - L_{2\sigma} i_{1a}; \\ \psi_{2b} &= \frac{L_2}{L_{12}} \psi_{01b} - L_{2\sigma} i_{1b}.\end{aligned}\quad (2.3)$$

У вектор-фільтрі ВФ на основі сигналів ψ_{2a} , ψ_{2b} з перетворювача потокозчеплення ПП обчислюється модуль потокозчеплення ротора $|\psi_2|$

$$|\psi_2| = \sqrt{\psi_{2a}^2 + \psi_{2b}^2}\quad (2.4)$$

і тригонометричні функції $\sin\theta$, $\cos\theta$

$$\begin{aligned}\cos \theta &= \psi_{2a} / |\psi_2|; \\ \sin \theta &= \psi_{2b} / |\psi_2|.\end{aligned}\tag{2.5}$$

де θ – кут між магнітною віссю фази А та вектором потокозчеплення ротора.

Вони необхідні для переходу з нерухомої системи координат (a-b) до рухомої (d-q) і навпаки. Як приклад в перетворювачі координат ПК2 здійснюється перетворення струмів до рухомої системи координат, після чого струми i_{1d} , i_{1q} мають зручну для реалізації системи керування форму сигналів постійного струму

$$\begin{aligned}i_{1d} &= i_{1a} \cos \theta + i_{1b} \sin \theta; \\ i_{1q} &= -i_{1a} \sin \theta + i_{1b} \cos \theta.\end{aligned}\tag{2.6}$$

Згідно авторів [1,2] сигнал модуля потокозчеплення $|\psi_2|$ використовується як сигнал від'ємного зворотного зв'язку в замкнутому контурі керування з регулятором потокозчеплення РП. Входом регулятора є похибка між заданим потокозчепленням $|\psi_2|^*$ та поточним значенням $|\psi_2|$, а виходом – сигнал завдання складової струму i_{1d}^* , пропорційної потокозчепленню. Виходом регулятора струму РС1 є сигнал складової напруги живлення U_{1d} . На регулятор швидкості РШ поступає похибка між сигналами завдання швидкості ω^* та реальної швидкості ω від датника кутової швидкості ВР. На виході регулятора РШ формується сигнал завдання складової струму i_{1q}^* . Виходом регулятора струму РС2 є сигнал складової напруги живлення U_{1q} . У перетворювачі координат ПК1 здійснюється перевід керуючих напруг з рухомої системи координат (d-q) в нерухому (a-b) за наступними формулами

$$\begin{aligned}U_{1a} &= U_{1d} \cos \theta - U_{1q} \sin \theta; \\ U_{1b} &= U_{1d} \sin \theta + U_{1q} \cos \theta.\end{aligned}\tag{2.7}$$

Одержані напруги U_{1a} , U_{1b} у формі сигналів змінного струму за допомогою перетворювача фаз ПФ1 перераховуються в еквівалентні трифазні напруги керування U_a , U_b , U_c перетворювачем частоти

$$\begin{aligned} U_a &= U_{1a}; \\ U_b &= (\sqrt{3}U_{1b} - U_{1a})/2; \\ U_c &= -(\sqrt{3}U_{1b} + U_{1a})/2. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Система векторного керування має два канали: контур керування модулем потокозчеплення ротора $|\psi_2|$ з внутрішнім контуром керування складовою струму статора i_{1d} та контур керування кутовою швидкістю двигуна ω з внутрішнім контуром керування складовою струму статора i_{1q} .

Згідно авторів [1,2] недоліком розглянутої системи векторного керування є ускладнення при монтажі ДХ, наявність перехресних зв'язків та блоків компенсацій. В цьому складається одна із причин того, що розвиток векторних систем пішов по шляху переходу від безпосереднього виміру потоку до визначення його значення за допомогою математичної моделі електромагнітних процесів в асинхронному двигуні (моделі потоку).

Такий напрямок розвитку векторних систем став можливим у результаті успіхів в області силової електроніки та мікропроцесорної техніки [19,20]. Але відсутність активних опорів статора та ротора, які можуть змінюватися в наслідок нагрівання обмоток, насичення магнітної системи та ефекту витіснення струму при зміні частоти основної гармоніки напруги живлення, у ПП є перевагою даної системи. Ця властивість структури векторної системи покращує якість керування асинхронним двигуном при дії параметричного збурення.

Авторами [1,2] зазначається, що одним з ефективних методів керування координатами електричних машин є пряме векторне керування, яке застосовується для керування кутовою швидкістю асинхронного двигуна, в сполученні з концепцією зворотних задач динаміки при мінімізації локальних

функціоналів миттєвих значень енергій руху, функціональна схема якої відрізняється від традиційної відсутністю блоків компенсації координатних збурень (перехресних зв'язків), необхідність в яких відпала в результаті застосування запропонованого методу синтезу регуляторів.

Система рівнянь, яка описує модель асинхронного двигуна в синхронній системі координат, що ідеально зорієнтована за вектором потокозчеплення ротора, має наступний вигляд

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (|\psi_2^*| i_{1q}^*) - M_c \right]; \\ \frac{di_{1d}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1d}^* - \alpha \beta L_m i_{1d}^* + \alpha \beta |\psi_2^*| + \omega_o i_{1q} + \frac{u_{1d}}{\sigma}; \\ \frac{di_{1q}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1q}^* - \alpha \beta L_m i_{1q}^* - \beta \omega |\psi_2^*| - \omega_o i_{1d} + \frac{u_{1q}}{\sigma}; \\ \frac{d\psi_2^*}{dt} = -\alpha |\psi_2^*| + \alpha L_m i_{1d}^*. \end{cases} \quad (2.9)$$

де $\alpha=R_2/L_2$, $\sigma=L_1-L_m^2/L_2$, $\beta=L_m/\sigma L_2$ – параметри моделі;

L_m, L_2 – індуктивність намагнічуючого контуру та ротора; U_{1d}, U_{1q} – компоненти вектора напруги статора; i_{1d}, i_{1q} – компоненти вектора струму статора; $|\psi_2^*|$ – модуль вектора потокозчеплення ротора; ω, J – кутова швидкість та момент інерції двигуна; M_c – момент навантаження.

Методика синтезу законів керування на основі концепції зворотних задач динаміки викладається [9]. Регулятори потокозчеплення РП та складових струму статора РС мають однакову структуру, перевагою якої є відсутність диференційних ланок.

Бажана якість замкнутих контурів керування кутовою швидкістю (РШ – регулятор швидкості), складовими струму статора та модулем потокозчеплення ротора асинхронного двигуна задаються рівняннями першого порядку виду

$$\begin{aligned} \frac{dz}{dt} &= \alpha_{0i} (x^* - z) - \text{для РС}; \\ \frac{dz}{dt} &= \alpha_{0\psi} (x^* - z) - \text{для РП}; \\ \frac{dz}{dt} &= \alpha_{0\omega} (x^* - z) + \beta_{0\omega} \frac{dx^*}{dt} - \text{для РШ}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

де α_0 та β_0 – коефіцієнти які визначають характер та тривалість перехідного процесу; z – вихідна координата при русі по заданій траєкторії x^* .

Комп'ютерне моделювання систем асинхронного електроприводу з плівковими сенсорами Холла є потужним інструментом для вивчення та аналізу таких систем. Воно сприяє поліпшенню їхньої ефективності, надійності та безпеки, а також може бути використане для розробки нових рішень та управління в електроніці.

РОЗДІЛ 3. РЕЗУЛЬТАТИ ТА ЇХ ОБГОВОРЕННЯ

3.1. Модель прямого векторного управління

Робастність до екзогенних, параметричних та координатних збурень забезпечується наступними методами керування асинхронними двигунами [2]: з великими коефіцієнтами підсилення, релейним або згладжуванням зі змінними структурами, комбінованим зі спостерігачами невизначеності, адаптацією шляхом ідентифікації параметрів у реальному часі, локальними функціями миттєвих значень енергії на основі обернених задач керування в поєднанні з мінімізацією тощо.

При практичному застосуванні законів керування координатами електромеханічної системи, отриманих на основі класичних методів теорії автоматичного керування, виникають проблеми, оскільки необхідно мати повну і достовірну інформацію про структуру і параметри математичної моделі об'єкта керування. Це збільшує складність системи керування, оскільки для забезпечення заданої якості керування при зміні параметрів об'єкта керування необхідно застосовувати додаткові закони адаптації та ідентифікації.

Робастність до екзогенних, параметричних та координатних збурень забезпечують наступні методи керування асинхронними двигунами [2]: з великими коефіцієнтами підсилення, релейні або згладжуючи зі змінними структурами, комбіновані зі спостерігачами невизначеності, адаптуючи з ідентифікацією параметрів у реальному часі, миттєві миттєві, засновані на обернених операційних задачах у поєднанні з мінімізацією локальних функцій значень енергії.

Методи з великим коефіцієнтом підсилення розімкнутого контуру пропонують підвищену точність і стійкість до невизначеностей параметрів і зовнішніх низькочастотних впливів. Однак, великі коефіцієнти підсилення можуть призвести до нестабільності в не скоригованій динаміці високих частот і помилок через високочастотні завади. Крім того, не всі системи керування

дозволяють необмежено збільшувати коефіцієнти передачі [3].

Для підвищення стійкості та обмеження керуючого впливу використовують релейні схеми зрізною структурою. Вони працюють в режимі реле без зони нечутливості. Ця особливість не тільки підвищує стійкість і точність, але й призводить до появи ковзних режимів, які можуть дестабілізувати динаміку за межами розрахунку, збільшити енергоспоживання і знос механізму керування, знизити завадостійкість системи. Для зменшення цих недоліків у методах згладжування релейні елементи замінюють лінійними елементами з насиченням, що призводить до обмеження керуючої дії та викликає зниження точності [4,5].

Комбіновані методи зі спостерігачами невизначеності дозволяють розділити систему на лінійну частину та частину невизначеності, що містить нелінійні та нестационарні елементи і збурення. Це дозволяє проводити синтез законів керування для лінійної частини та розробку спостерігачів невизначеності окремо, а комплексний синтез є недоліком цього методу [6].

Адаптивні методи, які ідентифікують параметри в реальному часі, в основному призначені для лінійних систем. Зі збільшенням кількості параметрів, що підлягають ідентифікації, можливості цих методів зменшуються, а якість керування може погіршуватися. У методах адаптації на основі моделей рівняння руху системи описуються двома компонентами: рухом відносно моделі та рухом відносно моделі. Для складних систем виникають труднощі при дослідженні стійкості системи та синтезі законів керування [7].

Для вирішення цих проблем може бути застосований метод прямого векторного керування асинхронним двигуном, що базується на концепції оберненої задачі динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функцій миттєвих значень енергії [8, 9]. Суть останнього полягає у знаходженні такого закону керування, щоб система мала за дані динамічні та статичні властивості. Пошук функцій керування здійснюється шляхом мінімізації значень локальної функції в околі орбіти еталонної моделі, яка використовується для задання динамічних і статичних властивостей замкненої системи керування. Локальна

функція - це функція Ляпунова замкненої системи, яка є миттєвим значенням повної механічної та кінетичної енергії, а також кінетичної енергії у вигляді її похідної, що виражається в теоретичній механіці поняттям "узагальнена енергія". Концептуально це відповідає концепції оборотності прямого методу Ляпунова для дослідження стійкості, яка полягає в тому, щоб знайти таке керування, при якому замкнена система має задану функцію Ляпунова. У цій роботі пропонується змоделювати магнітну сенсорну систему з векторним керуванням швидкостями асинхронного двигуна за допомогою Simulink-моделювання з метою пошуку оптимального закону керування. В основу побудови системи керування кутовою швидкістю покладено принципи, що впливають з математичного опису асинхронного двигуна в системі координат, що обертається [10].

3.2. Результати моделювання параметрів асинхронного двигуна

Дослідження системи прямого векторного керування швидкістю проведено шляхом комп'ютерного моделювання в середовищі MatLab в додатку Simulink. Було розглянуто параметричне збурення у вигляді збільшення або зменшення удвічі активного електричного опору обмотки ротора R_2 асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором типу 4АО80В2. Двигун має наступні дані [2]:

- $R_1=11$ Ом, $R_2=5,51$ Ом – активний опір статора та приведенного ротора;
- $L_1=0,95$ Гн, $L_2=0,95$ Гн – індуктивність статора та приведена ротора;
- $L_m=0,91$ Гн – індуктивність намагнічуючого контуру;
- $P_n=0,75$ кВт, $\omega_n=300$ рад/с, $U_{1n}=380$ В, $f_{1n}=50$ Гц – номінальна потужність, кутова швидкість, лінійна напруга та частота напруги;
- $J=0,0035$ кг·м² – момент інерції двигуна; $M_c=2,5$ Нм – номінальний момент навантаження.

З метою порівняння динамічних характеристик використовується два закони керування: розробленого на основі концепції зворотних задач динаміки та традиційного загальноприйнятого при збільшеному вдвоє моменту інерції

двигуна.

Коефіцієнти регуляторів синтезованих на основі концепції зворотних задач динаміки мають такі значення [2]:

- регулятор струму РС1: $\alpha_{0id} = 1000$, $k_{id} = 100$, $t_n = 0,003$ с;
- регулятор швидкості РШ: $\alpha_{0w} = 108$, $k_w = 6$, $\beta_{0w} = 0.99$;
- регулятор потоку РП: $\alpha_{0\psi} = 270$, $k_{\psi} = 35$, $t_n = 0,011$ с;
- регулятор струму РС2: $\alpha_{0iq} = 1000$, $k_{iq} = 100$, $t_n = 0,003$ с.

Коефіцієнти регуляторів традиційної структури, які налаштовані на поширений модульний та симетричний оптимум, мають наступні значення:

регулятор струму РС1:

- пропорційна складова – $k_{pid} = 0,13$;
- інтегральна складова – $k_{piid} = 25,81$.
- регулятор швидкості РШ:
- пропорційна складова –: $k_{pw} = 0,61$;
- інтегральна складова – $k_{piw} = 76,12$.

регулятор потоку РП:

- пропорційна складова – $k_{p\psi} = 47,37$;
- інтегральна складова – $k_{pi\psi} = 274,7$.

регулятор струму РС2:

- пропорційна складова – $k_{piq} = 0,13$;
- інтегральна складова – $k_{piiq} = 25,81$.

При моделюванні застосовується наступна послідовність керування асинхронним двигуном [2]:

- під час початкового інтервалу часу $0 - 0,25$ с машина збуджується, траєкторія заданого потоку починається з $\psi^*(0) = 0,02$ Вб і досягає значення $0,92$ Вб з першою похідною, рівною $4,4$ Вб/с (рис.3.1а);
- починаючи з $t = 0,5$ с двигуна без навантаження розганяється по заданій траєкторії кутової швидкості, що має нульове початкове значення та досягає 50 рад/с з першою похідною, рівною 359 рад/с² та 7741 рад/с³ відповідно (рис.3.1б);

- в момент часу $t=1$ с до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню (рис.3.1в).

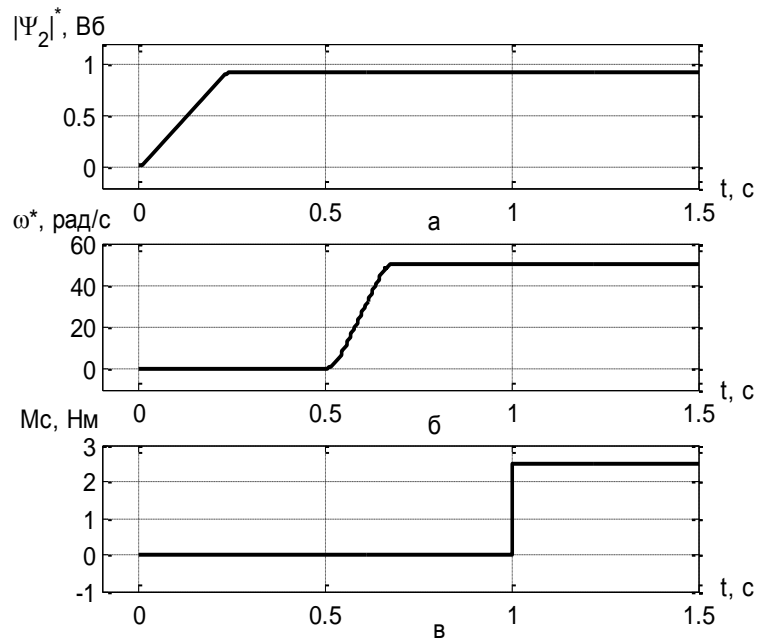


Рис. 3.1. Траєкторії модуля потокозчеплення ротору (а), кутової швидкості (б) та моменту навантаження (в) [2]

Для коректної роботи системи спочатку включається контур керування потокозчепленням до виходу на усталене значення, бо на виході регулятора кутової швидкості РШ виконується операція ділення на величину потокозчеплення. На рис. 3.2 представлено похибки модуля потокозчеплення ротора та кутової швидкості для трьох значень активного електричного опору обмотки ротора: 5,51 Ом (паспортне); 11,02 Ом (вдвічі більше паспортного) при використанні традиційних законів та законів керування синтезованих на основі концепції зворотної задачі динаміки; 2,755 Ом (вдвічі менше паспортного). Оцінка впливу зміни опору на якість керування проведена на низькій частоті обертання 50 рад/с, коли негативні наслідки проявляється найбільше. Далі використано наступні позначення : Т (традиційна) модель – традиційний пропорційно-інтегральний регулятор (використані традиційних законів керування); ЗЗД (зворотна задача динаміки) – розроблений регулятор з

нетрадиційною структурою (використані закони керування з нетрадиційною структурою).

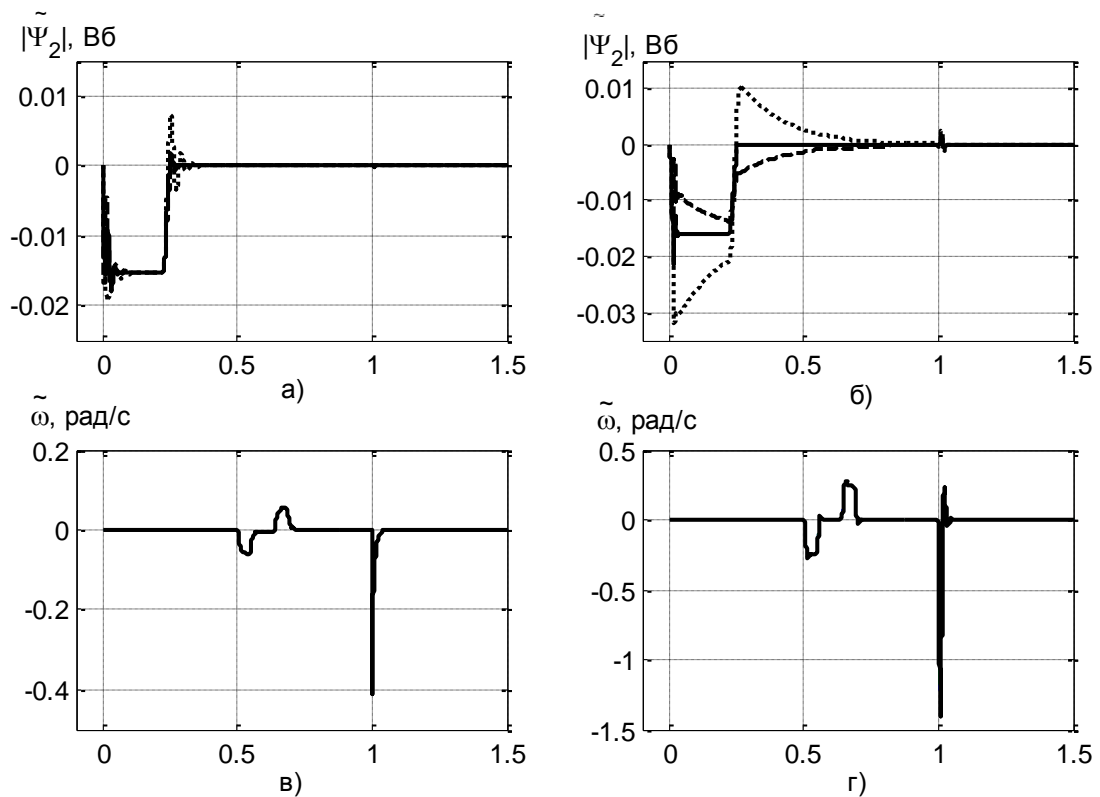


Рис. 3.2. Змодельовані перехідні процеси для похибок кутової швидкості для ЗЗД (а), кутової швидкості для Т-моделі (б), модуля потокозчеплення ротора для ЗЗД (в), модуля потокозчеплення ротора для Т-моделі (г) [2]

На представлених в даному підрозділі рисунках суцільною лінією зображено перехідні процеси електричних координат, похибки модуля потокозчеплення ротора та кутової швидкості при номінальних параметрах об'єкту керування, пунктирною лінією – під час дії параметричних збурень (при збільшенні активного опору ротора у 2 рази від номінального), а штриховою лінією – під час дії параметричних збурень (при зменшенні активного опору ротора удвічі відносно номінального).

На рис. 3.3 зображено перехідні процеси модуля вектора струму статора та моменту асинхронного двигуна.

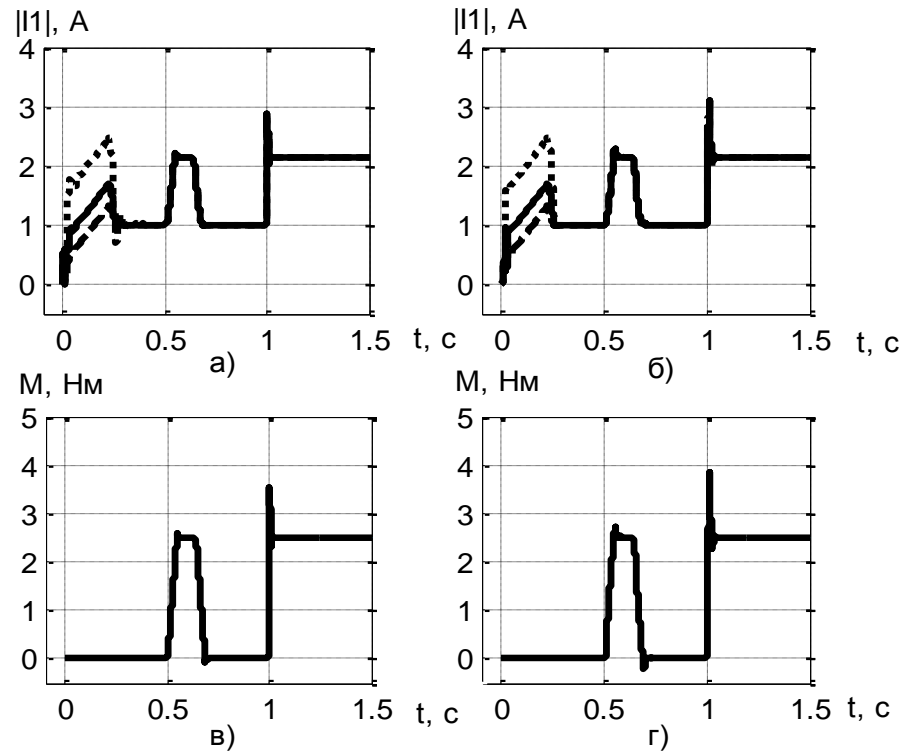


Рис. 3.3. Змодельовані перехідні процеси для модуля вектора струму статора при використанні законів керування синтезованих на основі ЗЗД концепції (а), модуля вектора струму статора для Т-моделі (б), перехідного процесу моменту асинхронного двигуна для ЗЗД (в) та перехідного процесу моменту асинхронного двигуна для Т-моделі (г) [2]

Рис. 3.4 показує перехідні процеси модуля вектора фазної напруги статора та активної електричної потужності асинхронного двигуна.

Дослідження синтезованих законів та їх порівняння зі стандартними законами векторного керування асинхронного двигуна за допомогою прямого оцінювання стабільності динамічних характеристик, шляхом безпосереднього моделювання процесів при різних значеннях параметрів об'єктів керування в запропонованих діапазонах їх зміни, дозволило визначити наступне [2]:

- система прямого векторного керування на основі ЗЗД концепції в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій руху при безпосередньому вимірюванні потоку забезпечує астатичне керування кутовою

швидкістю асинхронного двигуна в умовах параметричного збурення, при цьому відсутня необхідність застосуванні будь-яких додаткових систем компенсації, адаптації чи ідентифікації;

- динамічна похибка модуля потокозчеплення ротора та кутової швидкості зменшується на 0,4 % при номінальних параметрах асинхронного двигуна;
- зменшення та збільшення активного опору ротора у 2 рази від номінального майже не впливає на динамічну похибку модуля потокозчеплення ротора, похибку кутової швидкості та час компенсації при компенсуванні зміни навантаження;
- максимальне відхилення при компенсуванні зміни навантаження зменшується на 1,9 % при номінальних параметрах асинхронного двигуна.

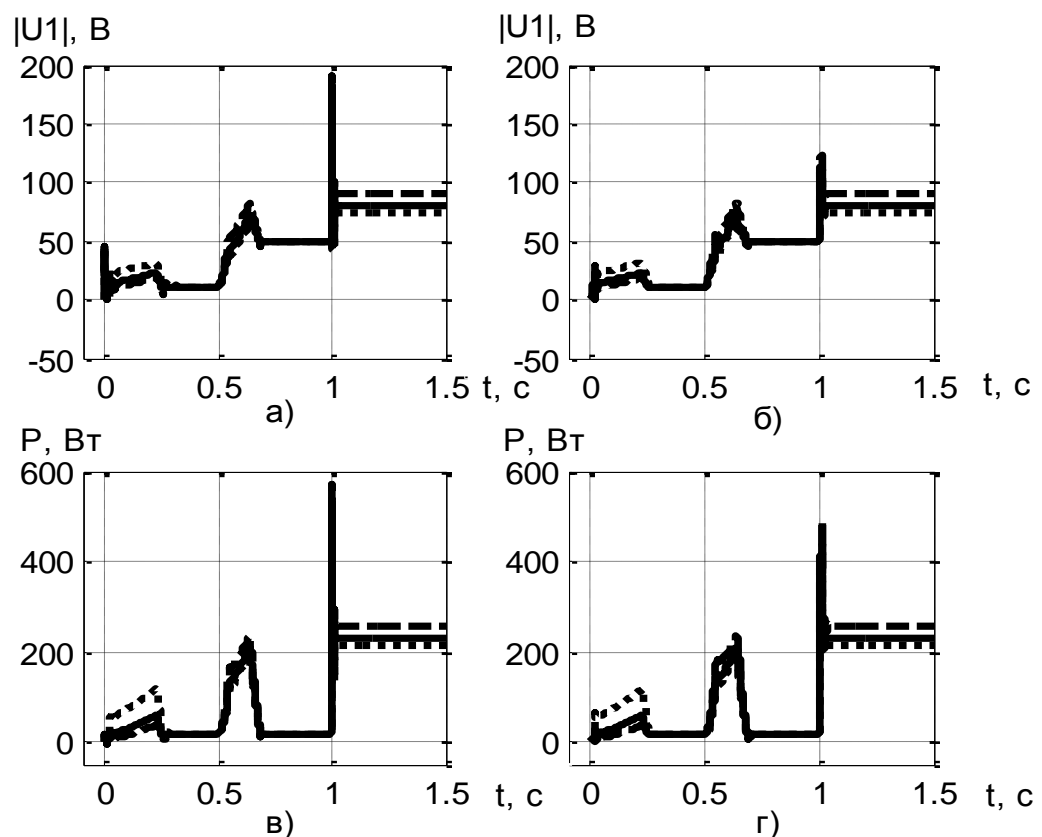


Рис. 3.4. Змодельовані перехідні процеси для модуля вектора фазної напруги статора при використанні законів керування синтезованих на основі концепції ЗЗД-моделі (а), модуля вектора фазної напруги статора для Т-моделі

(б), активної електричної потужності двигуна для ЗЗД-моделі (в) та активної електричної потужності двигуна для Т-моделі (г) [2]

Показники якості системи керування модулем потокозчеплення ротору, кутовою швидкістю та енергетичними показниками асинхронного двигуна наведено в таблицях 3.1-3.3.

Таблиця 3.1

Параметри керування модулем потокозчепленням ротора [2]

активний опір ротора R_2 , Ом	показники керування потокозчепленням при $ \Psi_2 ^*=0.92$ Вб					
	при відпрацюванні завдання		при компенсуванні змін навантаження			
	динамічна похибка $\Delta\Psi_{2p}$, Вб		час компенсації t_k , с		max відхилення $\Delta\Psi_{2k}$, Вб	
	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т
11.02	0,0158	0,0137	0	0	0,000224	0,0026
<u>5.51</u>	0,018	0,0216	0	0	0,000105	0,0014
2.755	0,0194	0,0318	0	0	0,00005	0,0086

Результати досліджень підтверджують ефективність запропонованих законів керування асинхронними двигунами на основі концепції прямого векторного керування та показують переваги по відношенню до традиційних законів, зокрема значно покращуються динамічні показники системи, забезпечується слабка чутливість до параметричних збурень та проста декомпозиція системи.

Запропонована система прямого векторного керування кутовою швидкістю асинхронного двигуна при використанні холлівських сенсорів має беззаперечні переваги порівняно з традиційними; подальші дослідження в цьому напрямку можуть бути пов'язані із реалізацією технічних завдань, зокрема вирішенням проблем пов'язаних із розташуванням плівкових холлівських сенсорів в повітряному зазорі асинхронного двигуна, забезпеченні фільтрації шумів та інших.

Таблиця 3.2

Параметри керування кутовою швидкістю [2]

активний опір ротора R_2 , Ом	показники керування при $\omega^*=50$ рад/с					
	при відпрацюванні завдання			при компенсуванні змін навантаження		
	динамічна похибка $\Delta\omega_p$, рад/с		час компенсації t_k , с		max відхилення $\Delta\omega_k$, рад/с	
	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т
11.02	0,061	0,282	0.0038	0,0153	0,4136	1,404
<u>5.51</u>	0,061	0,264	0,0038	0,0141	0,4124	1,362
2.755	0,061	0,254	0,0037	0,0136	0,4115	1,342

Використання комп'ютерного моделювання дозволяє зменшити час і витрати на проведення експериментальних досліджень; модель дозволяє протестувати різні варіанти системи електроприводу та знайти оптимальні параметри для досягнення бажаних результатів [21-26].

Таблиця 3.3

Показники зміни амплітуди вектора фазної напруги статора та активної електричної потужності двигуна [2]

акт. опір ротора R_2 , Ом	момент M , Нм		модуль вектора струму статора $ I_1 $, А		модуль фазної напруги статора $ U_1 $, В		активна потужність P_1 , Вт	
	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т
11,02	2,5	2,5	2,1	2,1	89,7	89,7	255,1	255,1
<u>5,51</u>	2,5	2,5	2,1	2,1	79,3	79,3	228	228
2,755	2,5	2,5	2,1	2,1	74,1	74,1	214,4	214,4

Результати комп'ютерного моделювання показали, що плівкові сенсори Холла можуть бути успішно використані для контролю та діагностики систем асинхронного електроприводу; вони дозволяють виявляти несправності та аномалії в роботі системи, що сприяє підвищенню надійності та безпеки в електротехнічних системах [27-33].

ВИСНОВКИ

1. Плівкові сенсори Холла є ефективними інструментами для вимірювання магнітного поля в системах асинхронного електроприводу. Вони дозволяють отримувати точні дані про зміну магнітного поля в реальному часі, що важливо для контролю і діагностики системи.

2. Комп'ютерне моделювання системи асинхронного електроприводу з використанням плівкових сенсорів Холла дозволяє зрозуміти та проаналізувати різні аспекти роботи таких систем. Воно надає можливість вивчити взаємозв'язок між магнітним полем, струмом та обертовим моментом; розроблена комп'ютерна модель системи асинхронного електроприводу з плівковими сенсорами Холла показала високу точність у відтворенні реальних процесів. Модель дозволяє ефективно симулювати різні режими роботи електроприводу та досліджувати їх характеристики.

3. В ході експериментальних досліджень було встановлено, що при номінальних параметрах асинхронного двигуна динамічна похибка модуля потокозчеплення ротора та кутової швидкості зменшується на 0,4 %; зменшення та збільшення активного опору ротора у 2 рази від номінального майже не впливає на динамічну похибку модуля потокозчеплення ротора, похибку кутової швидкості та час компенсації при компенсуванні зміни навантаження; максимальне відхилення при компенсуванні зміни навантаження зменшується на 1,9 %.

4. Дослідження показали, що комп'ютерне моделювання систем асинхронного електроприводу з плівковими сенсорами Холла має потенціал для подальшого розвитку і вдосконалення; воно може використовуватись для прогнозування роботи системи при зміні параметрів, розробки нових алгоритмів управління та вдосконалення сенсорних систем для забезпечення більш точного вимірювання магнітного поля.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Толочко О. І. Моделювання електромеханічних систем. Математичне моделювання систем асинхронного електроприводу: навчальний посібник / О. І. Толочко. – Київ, НТУУ «КПІ», 2016. – 150 с.
2. Ostroverkhov M., Control of permanent magnet synchronous motor under conditions of parametric uncertainty / [M. Ostroverkhov, M. Buryk] // 2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES), Kremenchuk, Ukraine. – 2019. – P. 98- 101.
3. Мееров М.В. Синтез структур систем автоматического управления высокой точности / Мееров М.В. – Москва: Наука, 1959. – 284 с.
4. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления / Уткин В.И. – Москва: Наука, 1981. – 368 с.
5. Mostafa O. Chatter elimination in variable structure control maneuvering of flexible spacecraft / [Mostafa O., Oz H.] // The Journal of the Astronautical Sciences. 1989. – Vol. 37, N 4. – P. 529-550.
6. Потапенко Е.М. Исследование робастности систем управления с наблюдателям / [Потапенко Е.М.] // Изв. РАН. Теория и системы управления. (Москва) – 1996. - N2. – С. 104-108.
7. Никифоров В.О. Адаптивное и робастное управление с компенсацией возмущений / Никифоров В.О. – СПб.: Наука, 2003.
8. Krut'ko P. D. Decomposing algorithms for robustly stable nonlinear multiply connected control systems: Theory and applied problems // Journal of Computer and Systems Sciences International. – 2005. – Т. 44., № 1. – P. 1-26.
9. Крутько П.Д. Робастно устойчивые структуры управляемых систем динамической точности. Алгоритмы и динамика управления движением модельных объектов / [Крутько П.Д.] // Изв. РАН. ТиСУ. – 2005 – С.120 – 140.

10. Терехов В.М. Система управления электроприводов / Терехов В.М., Осипов О.И. – Москва: “Академия”, 2005. – 296 с.
11. Рудаков В. В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В. В. Рудаков, И. М. Столяров, В. А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат, отд –ние, 1987. – 136 с.
12. Melzer M. Wearable Magnetic Field Sensors for Flexible Electronics / [Melzer M., J. I. Monch, Makarov D.et al.] // Adv. Mater. 2014.
13. Готра З.Ю. / Аналіз ефективності придушення електромагнітних завад у холлівських сенсорних пристроях [З.Ю. Готра, Р.Л. Голяка, В.Ю. Ільканич, Т.А. Марусенкова]// Вісник Національного університету “Львівська політехніка”, Електроніка. – 2013. – 764. – С.13-21.
14. Готра З.Ю. Дослідження енергоефективності імпульсних режимів функціонування гальваномагнітних сенсорних пристроїв / [З.Ю. Готра, Р.Л. Голяка, Годинюк І.М., Т.А. Марусенкова, В.Ю. Ільканич]// Вісник Національного університету “Львівська політехніка”, Електроніка. – 2012. – 734. – С.48-58.
15. Ivashchenko M.M. Influence of substrate temperature on structural and optical properties of bismuth oxide thin films deposited by close-spaced vacuum sublimation / [M.M. Ivashchenko, I.P.Buryk, V.M. Latyshev, A.O. Stepanenko, Levchenko K.S.] // Superlattices and Microstructures. – 2015. – 88 – P. 600-608.
16. Сніжко В.В. Вплив матеріалу підкладки на морфологію поверхні плівок вісмуту / [В.В. Сніжко, М.М. Дмитренко, І.П. Бурик, М.М. Іващенко] // Матеріали І науково-методичної конференції «Освіта, наука та виробництво: розвиток та перспективи», Шостка, 28 квітня, 2015р. – 2015. – С. 39-40.
17. Фигаро Б.И. Теория электропривода / Фигаро Б.И., Павлячик Л.Б. – Мн.: ЗАО “Техноперспектива”, 2004. – 527 с.

18. Flöter W. Die Transvektor-Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Asynchron-maschine / [Flöter W., Ripperger H. Die] // Siemens Zeitschrift. – 1971. – № 45. – P. 10.
19. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Соколовский Г. Г. – М.: АСАДЕМА, 2006. – 266 с.
20. Костицький В.В. Електромеханічні системи автоматизації та електропривод (теорія та практика): навчальний посібник/ Попович М.Г., Костицький В.В. – К.: КНУТД, 2008. – 408 с.
21. Permanent Magnet Synchronous Motor Control Based on Phase Current Reconstruction / G. Yao, Y. Yang, Z. Wang et al. // Electronics. – 2023. – V.12. – P.1624.
22. Permanent Magnet Synchronous Machine Torque Estimation Using Low Cost Hall-Effect Sensors / D. Fernández, Y. Kang, D.Laborda et al. // IEEE Trans. Ind. Appl. 2021 . – V.57. – P. 3735–3743.
23. Robust Fault Detection for Permanent-Magnet Synchronous Motor via Adaptive Sliding-Mode Observer / M. Zhang, F. Xiao, R. Shao et al. // Math. Probl. Eng. 2020. – V.11. – P.1-6.
24. Freewheeling Current-Based Sensorless Field-Oriented Control of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Under Insulated Gate Bipolar Transistor Failures of a Single Phase / B. Tian, M. Molinas, Q.An et al. // J. IEEE Trans. Ind. Electron. – 2022. – V.69. – P.213–224.
25. Robust Sensors-Fault-Tolerance with Sliding Mode Estimation and Control for PMSM Drives / S. Kommuri, S.Lee,; K. Veluvolu // IEEE ASME Trans. Mechatron. – 2017. – V. 23. – P.17–28.
26. New Three-Phase Current Reconstruction for PMSM Drive with Hybrid Space Vector Pulse width Modulation Technique / W.Wang, H. Yan, J. Zou et al. // IEEE Trans. Power Electron. – 2021. – V.36. – P.662–673.

27. A new speed adaptive estimation method based on an improved flux sliding-mode observer for the sensorless control of PMSM drives / Wang, G.; Zhang, H. // *ISA Trans.* – 2021. – V.126. – P. 675–686.
28. Sensor Fault-Resilient Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives / G. Beng, X. Zhang, D. Vilathgamuwa // *IEEE ASME Trans. Mechatron.* – 2015. – V.20. – P. 855–864.
29. Robust Sensors-Fault-Tolerance with Sliding Mode Estimation and Control for PMSM Drives / S. Kommuri, S. Lee, K. Veluvolu // *IEEE ASME Trans. Mechatron.* – 2017 . – V. 23. – P.17–28.
30. Current sensor fault tolerant control for encoderless IPMSM drives based on current space vector error reconstruction / G. Zhang, H. Zhou, G.Wang et all.// *IEEE J. Emerg. Sel. Top Power. Electron.* – 2020. – V.8. – P.3658–3668.
31. Robust Direct Torque Control of Synchronous Reluctance Motor Drives in the Field-Weakening Region / G. Foo, X. Zhang // *IEEE Trans. Power. Electron.* – 2017. – V. 32. – P.1289–1298.
32. Overmodulation of Constant-Switching-Frequency-Based DTC for Reluctance Synchronous Motors Incorporating Field-Weakening Operation / X. Zhang, G. Foo // *IEEE Trans. Ind. Electron.* – 2019. – V. 66. – P. 37–47.
33. New Fuzzy Speed Controller for Dual Star Permanent Magnet Synchronous Motor / A. Elyazid, H. Yanis, I.Koussaila et all. // *In Proceedings of the 2021 IEEE 1st International Maghreb Meeting of the Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering MI-STA, Tripoli, Libya, 25–27 May 2021.* – P. 69–73.

СЛАЙДИ ПРЕЗЕНТАЦІЇ ДО РОБОТИ

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
Класичний фаховий коледж

**КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМ
АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ ІЗ
ПІЛВКОВИМИ СЕНСОРАМИ ХОЛЛА**

Доповідач:

Ведмідь С.В.

Конотоп-2023

Актуальність роботи: Дана робота присвячена вивченню енергоефективних систем керування асинхронним електроприводом. У ній розглянуто можливості регулювання кутової швидкості в установках за допомогою систем прямого векторного керування асинхронним двигуном з холлівськими сенсорами. Алгоритми керування компонентами струму статора, модулем поточозчеплення ротора та кутовою швидкістю синтезовані на основі концепції зворотних задач динаміки з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій. Запропонована система забезпечила астапічне керування кутовою швидкістю під час дії параметричного збурення, а саме при зміні активного опору ротора.

Мета і завдання роботи: розробити оптимальні моделі прямого векторного керування асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором для регулювання кутової швидкості при застосуванні півкових холлівських сенсорів.

Об'єкт досліджень: процеси управління асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором.

Предмет досліджень: особливості прямого векторного керування асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором.

Методи досліджень: чисельне моделювання MatLab (Simulink) роботи електропривода

1.2 ПРОБЛЕМАТИКА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ
ФІЗИЧНИХ ПРОЦЕСІВ В ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМАХ

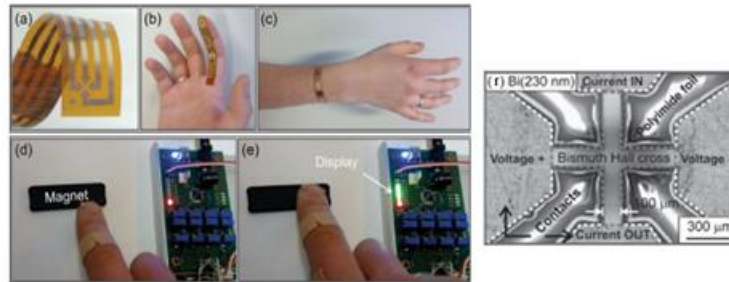


Рис. 1.2. Зовнішній вигляд датчика Холла на поліімідовій гнучкій підкладці (а-с) та його комутація з керуючим пристроєм (d,e) та РЕМ зображення поверхні плівки Ві (f) [2]

2. Melzer M. Wearable Magnetic Field Sensors for Flexible Electronics / [M. Melzer, D. Makarov, Y. Zabala et al.] // Adv. Mater. 2014.

1.3 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ ПРЯМОГО ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

Система рівнянь, яка описує модель асинхронного двигуна в синхронній системі координат (*d, q* - координати), що ідеально зорієнтована за вектором потокозчеплення ротора, має наступний вигляд [3]:

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_2} (\psi_2^* i_{1q}^*) - M_c \right]; \\ \frac{di_{1d}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1d}^* - \alpha \beta L_m i_{1d}^* + \alpha \beta |\psi_2^*| + \omega_\sigma i_{1q} + \frac{u_{1d}}{\sigma}; \\ \frac{di_{1q}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1q}^* - \alpha \beta L_m i_{1q}^* - \beta \omega |\psi_2^*| - \omega_\sigma i_{1d} + \frac{u_{1q}}{\sigma}; \\ \frac{d\psi_2^*}{dt} = -\alpha |\psi_2^*| + \alpha L_m i_{1d}^*. \end{cases}$$

де $\alpha = R_2/L_2$, $\sigma = L_1 - L_m^2/L_2$,
 $\beta = L_m/\sigma L_2$ - параметри моделі;
 L_m , L_2 - індуктивність намагнічуючого контуру та ротора; U_{1d} , U_{1q} - компоненти вектора напруги статора; i_{1d} , i_{1q} - компоненти вектора струму статора; $|\psi_2^*|$ - модуль вектора потокозчеплення ротора; ω , J - кутова швидкість та момент інерції двигуна; M_c - момент навантаження.

3. Башарин А.В. Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Т. Соколовский - Ленинград: Энергоиздат, Ленингр. отд-ние, 1982. - 392 с.

2.1 МЕТОДИКА ЧИСЕЛЬНОГО МОДЕЛЮВАННЯ ФІЗИЧНИХ ПРОЦЕСІВ В ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМАХ

6

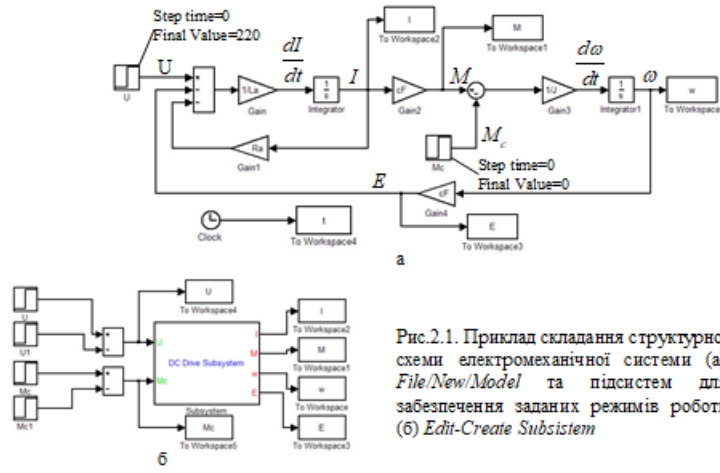
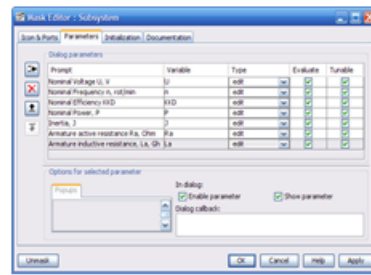


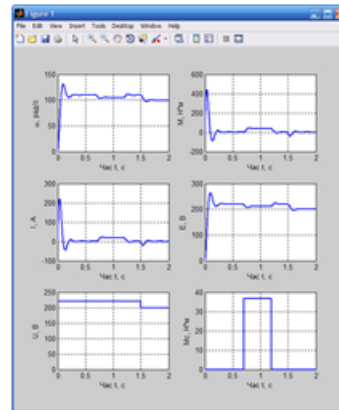
Рис.2.1. Приклад складання структурної схеми електромеханічної системи (а) *File/New/Model* та підсистем для забезпечення заданих режимів роботи (б) *Edit-Create Subsystem*

2.2 ІНТЕРФЕЙСИ ВВЕДЕННЯ ДАНИХ ВІД КОРИСТУВАЧА ТА ВИВОДУ РЕЗУЛЬТАТІВ МОДЕЛЮВАННЯ



а

Рис.2.2. Вікно з параметрами маски, що вводяться користувачем (а) Edit→Mask Subsystem та графіки перехідних процесів у двигуні для заданих режимів роботи (б)



б

2.3 ОБРОБКА РЕЗУЛЬТАТІВ МОДЕЛЮВАННЯ

8

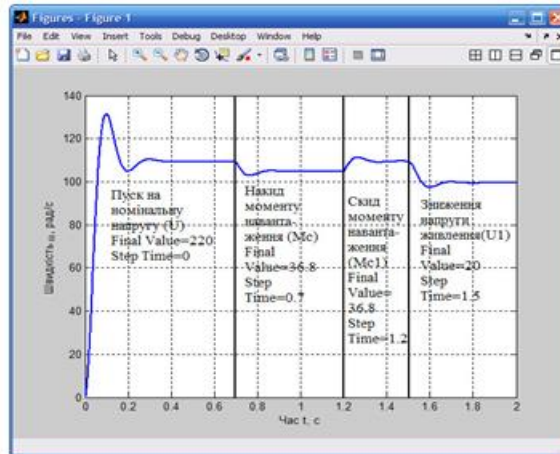


Рис.2.3. Графік перехідного процесу у двигуні для заданого режиму роботи

3.1 РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЇХ ОБГОВОРЕННЯ

9

Згідно [4] бажана якість замкнених контурів керування кутовою швидкістю, складовими струму статора та модулем потокозчеплення ротора АД задаються такими диференціальними рівняннями:

$$\frac{dz}{dt} = \alpha_{0i} (x^* - z) \text{ - для регулятора струму статора (РС);}$$

$$\frac{dz}{dt} = \alpha_{0\psi} (x^* - z) \text{ - для регулятора потокозчеплення (РП);}$$

$$\frac{dz}{dt} = \alpha_{0\omega} (x^* - z) + \beta_{0\omega} \frac{dx^*}{dt} \text{ - для регулятора швидкості (РШ).}$$

де α та β – коефіцієнти які визначають характер та тривалість перехідного процесу;
 z – вихідна координата при русі по заданій траєкторії x^* .

4. Островерлов М.Я. Дослідження системи векторного керування асинхронним двигуном на основі концепції зворотної задачі динаміки / М.Я.Островерлов, М.П.Бурик // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2010. – вип. 28. – С. 83-84.

3.2 РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЇХ ОБГОВОРЕННЯ

10

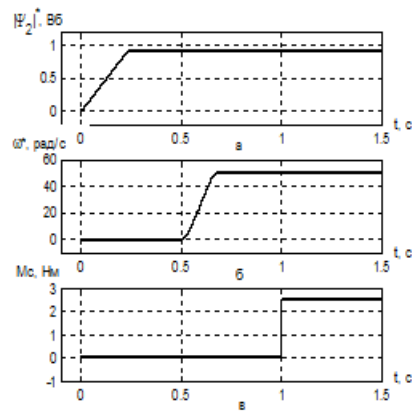


Рис. 3.1. Задані траєкторії модуля потокозчеплення ротору (а), кутової швидкості (б) та моменту навантаження (в)

При моделюванні застосовується наступна послідовність керування:

- під час початкового інтервалу часу 0-0,25с машина збуджується, траєкторія заданого потоку починається з $\psi^*(0)=0,02$ Вб і досягає значення 0,92 Вб з першою похідною, рівною 4,4 Вб/с (рис.3.1а);

- починаючи з $t=0,5$ с двигун без навантаження розганяється по заданій траєкторії кутової швидкості, що має нульове початкове значення та досягає 50 рад/с з першою похідною, рівною 359 рад/с² та 7741 рад/с³ відповідно (рис.3.1б);

- в момент часу $t=1$ с до валу двигуна прикладається постійний момент навантаження, рівний номінальному значенню (рис.3.1в).

3.3 МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ

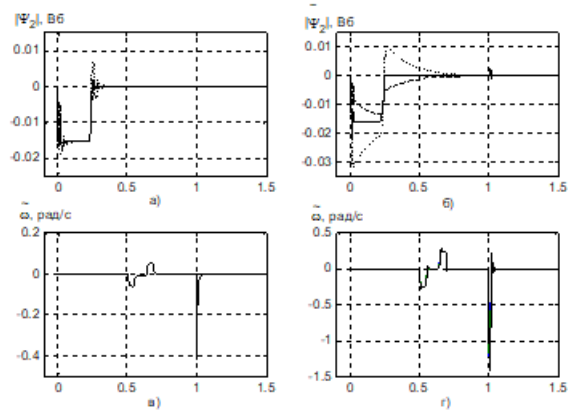


Рис. 3.2. Графіки перехідних процесів для модуля потокозчеплення ротора (а,б) та кутової швидкості ротора (в,г) при використанні законів керування синтезованих на основі концепції зворотних задач динаміки (а,в) та традиційних законів керування (б,г)

3.4 ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ МОДЕЛІ

12

Таблиця 3.1

Показники якості змодельованих параметрів асинхронного двигуна

Акт. опір ротора R_2 , Ом	Показники керування при $\omega^* = 50$ рад/с $(\Psi_2^* = 0.92 \text{ Вб})$						Показники зміни амплітуди вектора фазної напруги статора та активної електричної потужності					
	При відпрацюванні задання		При компенсуванні змін навантаження				Момент M , Нм		Модуль вектора струму статора $ I_s $, А		Модуль фазної напруги статора $ U_s $, В	
	Динамічна похибка $\Delta\omega_s$, рад/с $\Delta\Psi_{2st}$, Вб		Час компенсації t_s , с		Мак. відхилення $\Delta\omega_s$, рад/с $\Delta\Psi_{2st}$, Вб		Активна потужність P_1 , Вт					
	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т	ЗЗД	Т
2,755	0,061 0,0194	0,254 0,0318	0,0037 0	0,0136 0	0,4115 0,00005	1,342 0,0086	2,5 214,4	2,5 214,4	2,1 74,1	2,1 74,1		
5,51	0,061 0,018	0,264 0,0216	0,0038 0	0,0141 0	0,4124 0,000105	1,362 0,000105	2,5 228	2,5 228	2,1 79,3	2,1 79,3		
11,02	0,061 0,0158	0,282 0,0137	0,00381 0	0,0153 0	0,4136 0,000224	1,404 0,0026	2,5 255,1	2,5 255,1	2,1 89,7	2,1 89,7		

Т – традиційний пропорційно-інтегральний регулятор, ЗЗД – розроблений регулятор з негілогою структурою

ВИСНОВКИ

1. За допомогою Simulink ефективно вивчаються фізичні процеси, що відбуваються в механотронних системах, які знаходяться в таких умовах як перехідні процеси, коротке замикання, електричний пробій, резонанс тощо, що на реальному обладнанні показати дуже складно; такий підхід сприяє кращому розумінню проблемних питань при вивченні електроприводу, і в той же час, вдосконаленню навичок створення комп'ютерних моделей реальних фізичних об'єктів та технічних пристроїв;
2. Результати моделювання в Simulink підтверджують ефективність законів керування асинхронними двигунами на основі концепції прямого векторного керування та показують переваги по відношенню до традиційних законів, зокрема динамічна похибка модуля потокозчеплення ротора та кутової асинхронних двигунів швидкості зменшується на 0,4 %; зменшення та збільшення активного опору ротора у 2 рази від номінального майже не впливає на динамічні показники; максимальне відхилення при компенсуванні зміни навантаження зменшується на 1,9 % при номінальних параметрах асинхронного двигуна;
3. Запропонована магнітосенсорна система прямого векторного керування кутовою швидкістю асинхронного двигуна має беззаперечні переваги порівняно з традиційними; проте проблематичним залишається розміщення датчиків Холла в повітряному зазорі асинхронного двигуна, фільтрація шумів та інші технічні завдання