

Заклад вищої освіти «Подільський державний університет»
Навчально-науковий інститут заочної і дистанційної освіти
Факультет енергетики та інформаційних технологій
Кафедра електротехніки, електромеханіки і електротехнологій

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЯВНОПОЛЮСНИМ СИНХРОННИМ ДВИГУНОМ З ОЦІНКОЮ МОМЕНТУ НАВАНТАЖЕННЯ

Виконав:

здобувач вищої освіти заочної форми
навчання освітнього ступеня «Магістр»,
освітньо-професійної програми
«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка» спеціальності 141
«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

_____ **Андрій ЛИТВИНЮК**

Керівник: кандидат технічних наук, доцент

_____ **Олександр КОЗАК**

Оцінка захисту:

Національна шкала _____

Кількість балів _____ Шкала ECTS _____

Допускається до захисту:

«_____» _____ 2025 р.

Гарант _____ освітньої програми

«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка» спеціальності 141

«Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

кандидат технічних наук, доцент _____ **Павло ПОТАПСЬКИЙ**

м. Кам'янець-Подільський, 2025р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ НАУКОВИХ ПУБЛІКАЦІЙ	9
1.1 Методи сучасної теорії автоматичного керування	10
1.2 Ідентифікація параметрів синхронного двигуна з постійними магнітами.....	11
1.3 Спостерігачі механічних координат для синхронних двигунів з постійними магнітами.....	16
1.4 Визначення вимог до електромеханічної системи ескалатора	19
Висновки до розділу 1.....	21
РОЗДІЛ 2 ОБЧИСЛЕННЯ ПОТУЖНОСТІ ДВИГУНА ДЛЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ПРИСТРОЮ	22
2.1 Розрахунок потужності та підбір двигуна	22
2.2 Перевірка двигуна за перевантажувальною здатністю	24
2.3 Визначення основних характеристик явнополюсного синхронного двигуна	24
Висновки до розділу 2.....	25
РОЗДІЛ 3 ТЕХНОЛОГІЯ РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО КОМПЛЕКСУ	26
3.1 Математична модель явнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами.....	26
3.2 Алгоритм векторного керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами.....	27
3.3 Дослідження динамічних параметрів у стандартному режимі функціонування	29
3.4 Оцінка динамічних параметрів при нульовій швидкості обертання	34
Висновки до розділу 3.....	38
РОЗДІЛ 4 СИНТЕЗ СИСТЕМИ СПОСТЕРЕЖЕННЯ МОМЕНТУ НАВАНТАЖЕННЯ Й В'ЯЗКОГО ТЕРТЯ	39
4.1 Синтез спостерігача моменту навантаження.....	40
4.2 Дослідження алгоритму ідентифікації моменту навантаження	42

4.3 Створення спостерігача для динаміки з в'язким тертям.....	47
4.4 Аналіз алгоритму ідентифікації в'язкого тертя.....	49
Висновки до розділу 4.....	55
РОЗДІЛ 5 ПРАКТИЧНЕ ВПРОВАДЖЕННЯ КОМПЛЕКСУ УПРАВЛІННЯ	56
5.1 Вимоги до перетворювачів частоти та функціональна схема електроприводу.....	56
Висновки до розділу 5.....	65
ВИСНОВКИ.....	66
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	67

АНОТАЦІЯ

У роботі проведено дослідження системи керування явнополюсним синхронним двигуном із використанням методів оцінки моменту навантаження. Основною метою є підвищення точності та ефективності регулювання двигуна при змінних навантаженнях. Розглянуто сучасні методи бездатчикового керування та оцінки моменту, включаючи використання цифрових сигналових процесорів і алгоритмів векторної широтно-імпульсної модуляції.

Проведено моделювання системи в середовищі автоматизованого проектування для аналізу динамічних характеристик двигуна та ефективності алгоритмів оцінки моменту навантаження. Отримані результати дозволяють підвищити стабільність роботи двигуна, оптимізувати енергоспоживання та зменшити вплив гармонік на роботу електроприводу.

ABSTRACT

The paper studies the control system of a salient-pole synchronous motor using load torque estimation methods. The main goal is to increase the accuracy and efficiency of motor regulation under variable loads. Modern methods of sensorless control and torque estimation are considered, including the use of digital signal processors and vector pulse-width modulation algorithms.

The system is simulated in an automated design environment to analyze the dynamic characteristics of the motor and the effectiveness of load torque estimation algorithms. The results obtained allow to increase the stability of the motor operation, optimize energy consumption and reduce the influence of harmonics on the operation of the electric drive.

РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота на тему: «Дослідження системи керування явнополюсним синхронним двигуном з оцінкою моменту навантаження» виконана на 84 сторінках, складається із вступу, 5 розділів, висновка, списку використаних джерел та додатків (70 сторінок пояснювальної записки, 34 рисунків, 4 таблиці, 41 найменування використаних джерел.

Мета роботи – підвищення якості динамічних показників електромеханічних систем за рахунок ідентифікації моменту навантаження явнополюсного СДПМ.

Протягом проходження кваліфікаційної роботи здійснено аналітичний огляд літератури, сформовано вимоги до електромеханічної системи ескалатора. Розраховано та обрано явнополюсний синхронний двигун. Складено структурну схему векторного керування кутовою швидкістю та проведено дослідження динамічних характеристик. Синтезовано та досліджено алгоритм ідентифікації моменту навантаження та в'язкого тертя.

Ключові слова: ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНА СИСТЕМА, ЕСКАЛАТОР, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, ЯВНОПОЛЮСНИЙ СИНХРОННИЙ ДВИГУН, ІДЕНТИФІКАЦІЯ, СПОСТЕРІГАЧ, ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ, МОМЕНТ НАВАНТАЖЕННЯ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ І ПОЗНАЧЕНЬ

AI – artificial intelligence

ЕРС – електрорушійна сила

ККД – коефіцієнт корисної дії

KKL – Kazantzis – Kravaris–Luenberger

MRAS - model reference adaptive system

ПІ – пропорційно-інтегральні регулятори

PMSM – синхронний двигун з постійними магнітами

СДПМ – синхронний двигун з постійними магнітами

ПЧ – перетворювач частоти

SМО – sliding mode observer

ВСТУП

Актуальність теми. Упродовж останніх десятиліть явнопольсні синхронні двигуни з постійними магнітами (СДПМ) активно впроваджуються в різні мехатронні системи. Порівняно з двигунами постійного струму та асинхронними приводами, СДПМ характеризуються кращими динамічними показниками, компактністю та високим коефіцієнтом корисної дії. Однак процес керування такими двигунами є складним, нелінійним та багатовимірним, що робить його однією з найбільш важливих наукових і прикладних задач електромеханіки.

У промисловому електроприводі величина моменту навантаження СДПМ має суттєвий вплив на якість регулювання, тому її визначення та точна оцінка є необхідною умовою побудови ефективних регуляторів. У реальних системах момент навантаження часто змінюється з часом і його безпосереднє вимірювання може бути ускладненим, що призводить до погіршення керування кутовою швидкістю. Це зумовило розроблення багатьох методів ідентифікації моменту навантаження.

Найпоширенішими підходами до визначення моменту навантаження є еталонне адаптивне керування (MRAC), фільтр Калмана, спостерігачі зниженого порядку та спостерігачі ковзного режиму (SMO). Останні мають переваги у вигляді простоти реалізації та стійкості до зовнішніх збурень і невизначеностей, що робить їх особливо привабливими. Проте більшість робіт, присвячених спостерігачам ковзного режиму, зосереджені на мінімізації вібрацій, водночас ігноруючи вплив похибок параметрів на точність ідентифікації. Крім того, питання доведення стійкості запропонованих алгоритмів часто залишається недостатньо висвітленим, що обмежує можливість їх практичного застосування в електроприводах. Як наслідок, задача ідентифікації моменту навантаження СДПМ досі не має комплексного вирішення.

Отже, розроблення теоретично обґрунтованих методів синтезу та аналізу систем попередньої ідентифікації моменту навантаження і в'язкого тертя у СДПМ, що є простими для впровадження у векторні системи керування та

відповідають вимогам сучасної промисловості, є актуальним і важливим науковим завданням.

Мета і задачі дослідження. Метою кваліфікаційної роботи є підвищення динамічних характеристик електромеханічних систем шляхом ідентифікації моменту навантаження явнополюсного СДПМ.

Для досягнення поставленої мети необхідно виконати такі **задачі**:

1. Обґрунтувати необхідність вирішення задачі ідентифікації моменту навантаження та в'язкого тертя СДПМ на основі аналізу існуючих методів.
2. Виконати розрахунок потужності двигуна для електромеханічної системи ескалатора.
3. Синтезувати спостерігач моменту навантаження та в'язкого тертя; розробити комп'ютерні моделі алгоритмів ідентифікації та оцінити їх статичні та динамічні властивості.
4. Дослідити статичні та динамічні характеристики електромеханічної системи.
5. Виконати практичну реалізацію системи векторного керування.

Об'єкт дослідження — процеси, що проходять у системі на основі явнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами.

Предмет дослідження — алгоритм векторного керування кутовою швидкістю СДПМ із ідентифікацією моменту навантаження.

Методи дослідження. У роботі застосовано методи сучасної нелінійної теорії автоматичного керування, зокрема адаптивне керування, теорію електропривода та другий метод Ляпунова. Ефективність синтезованих алгоритмів ідентифікації перевірена за допомогою математичного моделювання.

Публікація: Литвинюк, А. ФОРМУЛЮВАННЯ ВИМОГ ДО ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ ЕСКАЛАТОРА [Текст] / А.Литвинюк, О.Козак // Ефективне використання енергії стан і перспективи: збірник наукових праць V Всеукраїнської студентської науково-практичної конференції 12 листопада 2025 р. (ЗВО «ПДУ», м. Кам'янець-Подільський). – 2025. – С.67-69.

РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ НАУКОВИХ ПУБЛІКАЦІЙ

Розвиток сучасних електромеханічних систем супроводжується активним зростанням застосування керованих двигунів змінного струму. Завдяки простоті конструкції та високій надійності, пов'язаній з відсутністю колекторно-щіткового вузла, синхронні електроприводи з регульованими параметрами набувають широкого поширення в системах автоматизації різноманітних технічних об'єктів.

Синхронні двигуни з постійними магнітами (СДПМ) вирізняються високим ККД, компактністю, малою масою та високою надійністю. До переваг також належить мінімальна потреба в технічному обслуговуванні. Енергоефективність таких двигунів досягається за рахунок відсутності втрат на струм збудження та струм ротора, що є суттєвими у інших типах машин, особливо при роботі в режимах великих струмів. Додатковою перевагою СДПМ, яка робить його привабливим для тягових приводів, є низький рівень шуму [1].

Синхронні двигуни з постійними магнітами все частіше замінюють двигуни постійного струму у високоточних і високошвидкісних системах — зокрема в робототехніці, аерокосмічних механізмах та промислових приводах [2]. У порівнянні з асинхронними двигунами тієї ж потужності, СДПМ мають вищу питомо-масову потужність, кращу енергоефективність та швидкодію при одночасному зменшенні геометричних габаритів і маси. Це робить їх оптимальними для високопродуктивних електроприводів.

Переважно СДПМ використовуються в системах, що потребують високої точності регулювання (робототехнічні комплекси, верстати з ЧПУ), а також у галузях, де раніше застосовували лише електроприводи постійного струму. Розвиток мікропроцесорної техніки та сучасної силової електроніки дозволив успішно реалізувати такі приводи навіть у потужних високодинамічних механізмах, наприклад, прокатних установках. Завдяки високій ефективності та простоті керування, СДПМ широко використовуються в електромобілях, побутовій техніці та промисловості.

У порівнянні з іншими електричними машинами, двигуни цього типу характеризуються покращеними динамічними властивостями, компактністю та високим коефіцієнтом корисної дії. Протягом останніх років, завдяки швидкому прогресу в галузі силової електроніки, розвитку технологій виготовлення постійних магнітів на основі рідкісноземельних матеріалів і розширенню наукових досліджень [3], СДПМ отримали широке застосування в оборонній сфері, сільському господарстві та побуті. Проте СДПМ є складним об'єктом керування — це нелінійна багатопараметрична система з сильними зв'язками між змінними, де вихідний момент і статорний струм мають складний функціональний зв'язок. Застосування векторного керування дозволяє суттєво покращити динамічні характеристики, уникнути втрат, пов'язаних зі струмом ковзання, та знизити вплив параметрів ротора.

Попри очевидні переваги, керування СДПМ залишається складною, нелінійною та багатовимірною задачею, що робить її однією з ключових теоретичних проблем сучасної електромеханіки.

1.1 Методи сучасної теорії автоматичного керування

Основними способами керування кутовою швидкістю в електромеханічних системах є частотне та векторне керування [4]. Масове виробництво частотних електроприводів розпочалося у 70-х роках ХХ століття із застосуванням скалярного керування, де регулювання здійснювалося зміною амплітуди та частоти напруги статора. Перші дослідження, присвячені цьому методу, активно розвивалися у 1970–1980 роках та відображені в науково-технічній літературі. Головним законом частотного керування є співвідношення $U/f = \text{const}$ [5]. Через простоту та низьку вартість апаратної реалізації, такий принцип керування застосовується в механізмах із низькими вимогами до динаміки, наприклад вентиляторах та насосах. Частотне керування є найефективнішим у середньому та високому діапазоні швидкостей.

Найбільш ефективним для високопродуктивних електроприводів є векторне керування [6] — один із базових методів керування СДПМ. Ефективність приводу значною мірою визначається роботою контуру

регулювання швидкості. Спочатку цей метод застосовували в асинхронних двигунах, згодом — у СДПМ. Векторне (полеорієнтоване) керування базується на моделі машини у координатах d - q , де фазні струми розкладаються на активну та реактивну компоненти (i_d та i_q). Такий підхід дозволяє безпосередньо керувати моментом та потокозчепленням машини. За потреби до системи вводять спостерігачі стану для оцінки швидкості й положення ротора.

Векторне керування забезпечує високоточне регулювання в усьому діапазоні швидкостей, включаючи нульову, однак вимагає наявності датчиків положення ротора (інкрементальних та абсолютних енкoderів, датчиків Холла, резольверів). У бездатчикових системах визначення координат ротора здійснюється за допомогою спостерігачів стану [8]. Такі системи є актуальними для механізмів, що працюють на малих швидкостях і не потребують складного налаштування, наприклад у кранах або системах стабілізації натягу.

Таким чином, векторне керування усуває більшість недоліків скалярного керування та забезпечує значне покращення динаміки й точності електропривода, що робить його універсальним інструментом для сучасних промислових застосувань.

1.2 Ідентифікація параметрів синхронного двигуна з постійними магнітами

Визначення параметрів синхронних машин залишається актуальною науковою задачею, що широко висвітлюється в технічних публікаціях. Для отримання моделей, здатних точно відтворювати перехідні процеси генераторів, розроблено різні методики вимірювання, способи ідентифікації та структури математичних моделей [9].

У сучасних системах приводів точні параметри двигуна є критично важливими для забезпечення високих динамічних та енергетичних показників. До таких параметрів належать електричні (опір фаз, d - та q -індуктивності статора і ротора) та механічні (кутовий стан ротора, швидкість обертання, момент інерції, коефіцієнт в'язкого тертя). У літературі [10] описані різні способи оцінювання цих параметрів: методи з подаванням тестових сигналів, алгоритми на основі спостерігачів стану, адаптивні системи тощо.

На даний час параметри синхронних машин визначають або за результатами випробувань на робочому ході, або в режимі спокою. Тестування потужних машин (понад 5 МВт) у процесі пуску або короткого замикання є складним через надвеликі струми. Тому особливої популярності набули методи нерухомих вимірювань, які потребують менших енергетичних витрат і ґрунтуються на поділі осей d і q [11]. Такі процедури вважають простішими й економічнішими порівняно з динамічними випробуваннями.

Неточність визначення положення ротора спричиняє підвищення шумів і вібрацій у приводі. Водночас навіть за фіксованого навантаження та сталих обертів необхідні параметри можуть бути ідентифіковані шляхом аналізу напруг і струмів, не маючи точного значення кута ротора.

Синхронні двигуни з внутрішніми постійними магнітами характеризуються високим ККД і широким діапазоном регулювання швидкості, тому поширені в компресорних установках та перспективні для електромобільних приводів. Зниження вартості та підвищення надійності забезпечує бездатчикове керування, яке оцінює положення ротора без фізичних сенсорів. Однак точність бездатчикових систем значною мірою залежить від правильності вхідних параметрів. Оскільки реальні характеристики двигуна змінюються з часом, відмінність між номінальними та фактичними параметрами знижує точність керування. З цієї причини активно розробляються методи онлайн-ідентифікації, хоча досі відсутні рішення, що повністю гарантували б визначення всіх параметрів без інформації про фактичне положення ротора.

В умовах сталі швидкості та навантаження (характерних для електромобілів, холодильних і кондиціонерних установок) рівняння напруги спрощуються, що дозволяє виконувати ідентифікацію параметрів без доступу до положення ротора. Однак більшість бездатчикових методів керування припускають усталену швидкість, що обмежує їх роботу при швидких перехідних процесах. Це зумовлює появу шуму та зниження точності, через що подібні системи частіше використовуються в установках зі стабільними режимами.

У класичних векторних системах для визначення положення та швидкості ротора застосовують датчики, однак вони збільшують вартість, габарити й знижують надійність приводу, особливо при роботі в складних умовах. Це мотивує пошук нових підходів управління СДПМ [12]. Серед них: метод адаптивної еталонної моделі, фільтр Калмана, спостерігач ковзного режиму, методи штучного інтелекту.

Для точної роботи бездатчикової системи необхідно визначити параметри двигуна. На основі математичної моделі застосовується фільтр Калмана, що дозволяє одночасно оцінювати потокозчеплення ротора та q -індуктивність, а отримані значення використовуються для корекції моделі векторного керування. Результати підтверджують високу точність та швидко збіжність оцінок [13].

Оскільки паспортні дані двигуна можуть змінюватися під дією температури, старіння й розмагнічування, то важливим є не лише первинне визначення, а й періодична онлайн-оцінка параметрів. Векторне керування вимагає точних значень індуктивностей і опору статора, що використовуються для налаштування регуляторів струму та швидкості. Тому поєднання ідентифікації параметрів з бездатчиковим керуванням стає перспективним напрямом досліджень.

Технології ідентифікації параметрів СДПМ поділяють на три основні групи [14]:

1. частотні методи;
2. часові методи (рекурсивні алгоритми, фільтр Калмана, адаптивні схеми);
3. методи штучного інтелекту (нейромережі, генетичні алгоритми).

Методи частотного аналізу добре відпрацьовані, але вимагають спеціального сигналу та не повністю враховують нелінійність. Рекурсивний метод найменших квадратів чутливий до шумів. Адаптивні еталонні моделі залежать від точності математичного опису. Системи із нейромережами потребують додаткового апаратного забезпечення. Унаслідок цього застосування в реальних системах часто є обмеженим.

Параметри машин поділяють на дві групи [15]:

- електричні: опір статора, d - та q -індуктивності статора та ротора;

- механічні: момент інерції, коефіцієнт в'язкого тертя, положення та швидкість ротора.

СДПМ активно використовують у промисловості завдяки високій ефективності та хорошим динамічним характеристикам. Оскільки інформація виробника не завжди повна або змінюється під час експлуатації, автоматичні методи ідентифікації параметрів дають можливість швидкого налаштування системи приводу [16].

Процедури автономного визначення параметрів у режимі нерухомого або холостого ходу називають автономною ідентифікацією, яка дозволяє отримати всі необхідні дані без попереднього знання характеристик двигуна. У випадку введення в експлуатацію частина параметрів має бути задана заздалегідь.

Методи, що забезпечують коригування параметрів електродвигуна під час його роботи, відносять до технологій ідентифікації параметрів у режимі реального часу. У науковій літературі раніше було запропоновано багато різних варіантів онлайн-ідентифікації, які можна класифікувати за принципом дії та структурою алгоритмів.

Для високоточних систем керування синхронними двигунами з постійними магнітами (СДПМ) критично важливо знати реальні параметри машини. Індуктивність обмоток та їхній активний опір змінюються залежно від температури, положення ротора та частоти струму. У роботі [17] запропоновано метод онлайн-ідентифікації параметрів СДПМ на основі його схемної моделі. Суть підходу полягає у формуванні нелінійної системи рівнянь, у якій невідомими є параметри двигуна. Оскільки аналітичний розв'язок таких рівнянь отримати складно, для знаходження параметрів застосовано ітераційний метод Ньютона. Результати моделювання та експериментів показали ефективність запропонованого алгоритму.

СДПМ набули широкого застосування завдяки високому ККД, компактності та великій густині крутного моменту. Дослідження методів визначення параметрів спрямоване на підвищення ефективності та надійності їхнього керування. Більшість сучасних систем керування вимагають точних значень електричних параметрів. Наприклад, керування, орієнтоване на поле,

потребує точних значень опору статора та індуктивностей по осях $d-q$, а пряме керування моментом — точних значень потокозчеплення для розрахунку крутного моменту. Невірні параметри під час роботи призводять до нестабільності, погіршення динаміки та зниження продуктивності приводу. Тому підвищення точності оцінювання параметрів є ключовим завданням для високоякісного керування СДПМ.

За останні роки було розроблено багато алгоритмів ідентифікації параметрів СДПМ, зокрема методи на основі: розширеного фільтра Калмана (ЕКФ), адаптивних систем еталонної моделі (MRAS), рекурсивного методу найменших квадратів і штучного інтелекту (AI) [18]. Методи, що використовують ЕКФ, базуються на лінеаризації моделі двигуна за допомогою рядів Тейлора та потребують інтенсивних матричних обчислень, що ускладнює реалізацію для багатопараметричних систем. MRAS-принцип ґрунтується на порівнянні вихідних сигналів еталонної та регульованої моделей, а параметри ідентифікуються на основі адаптивного закону, побудованого на теорії Ляпунова або Попова. Такі алгоритми мають просту структуру та швидко сходяться, але обмежені можливістю ідентифікувати багато параметрів одночасно [19]. Методи штучного інтелекту забезпечують високу точність, однак вимагають значного обсягу обчислень та тривалого часу обробки.

У роботі [20] запропоновано алгоритм вимірювання параметрів СДПМ, який дозволяє визначати індуктивності, опір статора та кут між напругою і проти-ЕРС безпосередньо під час роботи двигуна. Алгоритм формує рівняння напруги та потужності на основі теорії СДПМ, а амплітудні значення струму й напруги отримуються зі змін у реальному часі. Для швидкого розв'язання нелінійної моделі знову використано метод Ньютона. Імітаційні дослідження та випробування підтверджують високу точність і практичність такого підходу. Метод не впливає на роботу контролера приводу та потребує лише даних струму і напруги, що робить його ефективним для високопродуктивних систем керування.

Оскільки параметри двигуна змінюються під дією зовнішніх факторів (температура, швидкість, навантаження), їхнє оперативне визначення є

необхідною умовою правильної настройки регуляторів. Ідентифікація може проводитись автономно (перед запуском приводу) або онлайн. Автономні методи забезпечують лише вихідні значення, тоді як при роботі двигуна параметри змінюються, що потребує їхнього постійного уточнення. Тому перевагу мають алгоритми реального часу: методи найменших квадратів, MRAS, EKF, градієнтна ідентифікація, штучний інтелект тощо. Порівняння показує: MRAS ускладнює розрахунок адаптивної швидкості, метод найменших квадратів може насититися даними, AI потребує значних ресурсів, але забезпечує високу точність. У роботі [21] запропоновано комбінування EKF з градієнтним методом, що забезпечує баланс між точністю, швидкістю та обчислювальною складністю.

Гібридний підхід поєднує розширений фільтр Калмана (для ідентифікації опору, індуктивності та потокозчеплення) та градієнтний метод (для визначення моменту інерції). EKF виконує прогноз та корекцію станів системи, а градієнтний підхід мінімізує різницю між розрахованими та фактичними параметрами. У роботі [22] показано, що така методика здатна точно і швидко визначати змінні параметри СДПМ під час роботи. Алгоритм вирізняється простотою реалізації, низькими обчислювальними затратами та високою точністю. Отримані параметри можуть використовуватися для автоматичної оптимізації налаштувань системи керування, що підвищує її продуктивність.

1.3 Спостерігачі механічних координат для синхронних двигунів з постійними магнітами

У роботі [23] запропоновано застосування спостерігача Казанциса–Краваріса–Люнбергера (KKL) для оцінювання координат синхронних двигунів з постійними магнітами. Автори показали можливість явного розв'язання рівнянь, що лежать в основі побудови такого спостерігача, а також представили рекурсивний алгоритм, який усуває труднощі практичної реалізації методу.

Оскільки високоефективні системи керування за наявності інформації про положення ротора є легко реалізованими, доцільним є заміщення вимірюваного положення оціненим. У наукових роботах виділяють два підходи до оцінювання положення ротора. Перший базується на залежності індуктивності (викликаної

дією магнітного поля) від кута повороту ротора. Методи цієї групи зазвичай ґрунтуються на введенні до обмоток додаткового високочастотного симетричного сигналу напруги для аналізу електромагнітних процесів у машині.

Другий підхід, реалізований у [23], орієнтований на визначення зворотної ЕРС та подальше вилучення з неї інформації про кутове положення. Для цього використовують різні спостерігачі електромагнітних і механічних параметрів або навіть інтегрування без зворотного зв'язку. Оскільки математична модель СДПМ є нелінійною і не належить до стандартних класів, на які легко накласти типові схеми спостереження, завдання оцінювання стає нетривіальним.

Основним результатом [23] є демонстрація процесу проєктування та практичної реалізації ККЛ-спостерігача. Побудова здійснюється на базі класичної двофазної моделі (α , β) у стаціонарній системі координат з подальшою трансформацією координат задля забезпечення можливості явного синтезу спостерігача. Запропоновано рекурсивний алгоритм для розв'язання задачі обернення, що виникає при реалізації методу. Результати моделювання показали ефективність підходу навіть за суттєвих спотворень моделі.

У статті [23] також окреслено актуальні напрями подальших досліджень:

- необхідність розроблення систематичної процедури вибору параметрів спостерігача (m , λ , M , p), які суттєво впливають на його точність;
- потреба спрощення реалізаційного алгоритму, адже запропонована процедура з мінімізацією є надто ресурсомісткою при реалізації в реальному часі.

Керування швидкістю та формування динамічної характеристики СДПМ у [23] здійснюється на основі лінеаризації зі зворотним зв'язком у поєднанні з розширеним спостерігачем високого коефіцієнта підсилення. Такий спостерігач забезпечує оцінювання як швидкості ротора, так і зовнішнього збурення, що впливає на систему. Побудова спостерігача виконується на основі моделі зниженого порядку, отриманої за допомогою теорії сингулярних збурень. При цьому параметри двигуна вважаються невизначеними (відомі лише номінальні значення), а момент навантаження — невідомим, часозмінним, але обмеженим.

Нелінійність динаміки СДПМ, а також значні варіації параметрів під впливом температури та режимів роботи (наприклад, зміна опору обмоток до

200%, а потокозчеплення ротора — до 20% від номіналу [24]) суттєво ускладнюють процес керування. Додаткові труднощі спричинює невизначеність навантажувального моменту, що є типовим для промислових приводів. Тому актуальним є застосування методів керування, які здатні компенсувати невизначеності.

Традиційні ПІ-регулятори хоча й прості й поширені на практиці, але не забезпечують необхідної точності у високопродуктивних системах. Саме тому активно впроваджуються такі методи, як керування в ковзному режимі, нелінійна лінеаризація, нечітке керування, керування на основі моделі та спостерігачів збурень.

Внесок [23] полягає у запропонуванні методу керування, що поєднує простоту реалізації з високою точністю. Автори підкреслюють особливості, які в сукупності не були представлені в жодній іншій роботі:

1. використання вимірюваного положення замість вимірювання швидкості;
2. простіша реалізація в порівнянні зі складними нелінійними методами;
3. урахування збурень, які не є сталими або повільнозмінними;
4. реалізація спостерігача на основі моделі розширеного стану;
5. мінімальне можливе збільшення порядку моделі;
6. формування як перехідних, так і сталих характеристик;
7. строгий математичний аналіз замкненої системи.

Експериментальні результати продемонстрували переваги цього підходу над ПІ-регулятором: простіше налаштування, краща точність відстеження та підвищена стійкість до змін навантаження.

У статті [24] розроблено метод визначення моменту навантаження та два методи ідентифікації моменту інерції для приводів СДПМ. Запропоновано спостерігач ковзного режиму, який враховує похибки оцінки моменту інерції, електромагнітного моменту та коефіцієнта в'язкого тертя. Показано, що вибір відповідних параметрів дозволяє майже повністю усунути явище «дріблення». Запропоновано також метод прямої оцінки моменту інерції та ПІ-метод. Аналіз і результати моделювання свідчать про значно вищу точність визначення інерції, а також швидку збіжність оцінки моменту навантаження.

Відомо, що точні значення моменту інерції та навантаження є критичними для побудови ефективних регуляторів. В реальних умовах обидва параметри часто невідомі або змінюються в часі, що істотно ускладнює синтез контролера. У зв'язку з цим інтенсивно досліджуються методи ідентифікації [25], серед яких особливу увагу привертають спостерігачі ковзного режиму завдяки своїй простоті та стійкості до невизначеностей. Проте більшість робіт ігнорує вплив похибки оцінки моменту інерції на точність визначення навантаження, хоча саме ця похибка суттєво погіршує точність у динамічних режимах.

1.4 Визначення вимог до електромеханічної системи ескалатора

Ескалатори сьогодні широко застосовуються по всьому світу для переміщення людей у місцях, де використання ліфтів є недоцільним або менш ефективним. Їх можна зустріти в торгових центрах, універмагах, аеропортах, транспортних вузлах, конференц-комплексах, готелях, спортивних спорудах, на вокзалах, у метро й інших громадських будівлях.

Основна перевага ескалаторів полягає у можливості переміщення значної кількості пасажирів у компактному просторі, що зазвичай займає стільки ж площі, як і звичайні сходи. Вони сприяють організації пасажиропотоків, забезпечують швидке переміщення до виходів, торгових зон, експозицій або на інші поверхи будівлі. На відміну від ліфтів, ескалатори не потребують очікування (за винятком пікових періодів), а пасажери можуть пересуватися самостійно навіть у разі зупинки механізму.

До різновидів ескалаторів належать також похилі та горизонтальні рухомі доріжки, призначені для транспортування людей по прямій або під невеликим кутом.

За конструкційними ознаками виділяють дві основні групи ескалаторів [26]:

- Тунельні ескалатори — застосовуються у метро та на об'єктах, де необхідно долати значні перепади висот.
- Поверхові ескалатори — використовуються в громадських будівлях для переміщення людей на невеликі висоти.

Основні вимоги до електромеханічної системи ескалатора:

1. Безпека експлуатації — ключовий критерій під час розробки ескалаторів. Можливі ризики пов'язані з потраплянням одягу в рухомі елементи або травмуванням ніг, особливо у дітей. Для захисту від пожеж застосовуються автоматичні системи виявлення та гасіння загорянь у зоні пиловловлювача та технічного відсіку, що доповнюють загальне протипожежне обладнання будівлі.

2. Основні технічні характеристики ескалатора включають: швидкість руху полотна, габарити сходинок, кут нахилу, розрахункове пасажирське навантаження (пропускну здатність), а також довжину вхідної та вихідної зон.

3. Номінальна швидкість руху сходового полотна становить 0,5...0,75 м/с.

Теоретичні значення пропускну здатності ескалаторів наведено в табл. 1.1.

Таблиця 1.1 – Теоретична пропускну здатність ескалаторів

Номінальна ширина східця, м	Теоретична пропускну здатність <u>чол/год</u>		
	Номінальна швидкість сходового полотна, м/с		
	0.5	0.65	0.75
0.6	4500	5800	6800
0.8	7000	8800	10000
1.0	9000	12000	14000

1. Відстань між двома поверхами будівлі, що вимірюється від рівня готової підлоги нижнього поверху до рівня готової підлоги верхнього. У метрополітенах ця величина може становити від 5 до 75 м, а у громадських, міжповерхових та офісних будівлях – від 3 до 12 м.

2. Ширина щабля: Ескалаторні ступені можуть мати одну з трьох стандартних ширин — 600 мм, 800 мм або 1000 мм.

3. Кут нахилу ескалатора може бути 30° або 35°. При нахилі 35° для встановлення ескалатора потрібна менша горизонтальна довжина, ніж при 30°. Однак згідно з нормативами, якщо висота підйому перевищує 6 м, допускається використання лише ескалаторів з кутом 30°.

Висновки до розділу 1

1. Представлено сучасні методи теорії автоматичного керування та використання спостерігача механічних координат для синхронних двигунів із постійними магнітами. Розглянуто основні підходи до керування швидкістю, зокрема частотне та векторне керування.
2. Проведено огляд методів ідентифікації параметрів синхронного двигуна з постійними магнітами. Окремо розглянуто ключові методи оцінки моменту навантаження: Kalman filter, reference adaptive control (MRAC), sliding mode observer (SMO) та reduced-order observer.
3. На основі аналізу існуючих джерел сформульовано основні вимоги до електромеханічних систем ескалатора. Визначено, що номінальна швидкість повинна бути в межах 0,5–0,75 м/с, а кут нахилу — 30° або 35° для даних систем.

РОЗДІЛ 2 ОБЧИСЛЕННЯ ПОТУЖНОСТІ ДВИГУНА ДЛЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ПРИСТРОЮ

2.1 Розрахунок потужності та підбір двигуна

Для проведення розрахунків візьмемо за основу вихідні дані [27] електромеханічної системи ескалятора, наведені у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Вихідні дані для розрахунку потужності двигуна

Параметри	Значення
Висота підйому ескалятора, Н	5 м
Кут нахилу, α	30°
Ширина ступені, $S_{\text{ст}}$	0.8 м
Швидкість руху, v	0.5 м/с
Навантаження на погонний метр полотна, $G_{\text{пог}}$	2000 Н
Діаметр окружності приводної зірочки, D	1 м

Визначається довжина полотна за наступною формулою:

$$L = H / \sin \alpha = 5 / 0.5 = 10 \text{ м} \quad (2.1)$$

Із стандартного ряду чисел приймемо передаточне число редуктора $i_p = 100$ та коефіцієнт корисної дії двигуна $\eta = 90\%$, радіуса приведення буде:

$$\rho = D / 2i_p = \frac{1}{2 \cdot 100} = 0.005 \text{ м} \quad (2.2)$$

Швидкість обертання двигуна буде наступною:

$$\omega_d = v / \rho = \frac{0.5}{0.005} = 100 \text{ с}^{-1} \quad (2.3)$$

$$n = \frac{30 \cdot \omega_d}{3.14} = \frac{30 \cdot 100}{3.14} = 955 \text{ об / хв}$$

На ескалаторі навантаження на погонний метр складе:

$$F_{\text{пог}} = G_{\text{пог}} \cdot \sin \alpha = 2000 \cdot 0.5 = 1000 \text{ Н} \quad (2.4)$$

Визначаємо сумарне навантаження ескалятора:

$$F_{\text{sum}} = F_{\text{пор}} \cdot L = 1000 \cdot 10 = 10000 \text{ Н} \quad (2.5)$$

Визначаємо статичний момент навантаження на валу двигуна:

$$M_c = F_{\text{sum}} \cdot \rho / \eta = 10000 \cdot 0.005 / 0.9 = 55 \text{ Нм} \quad (2.6)$$

Максимальний момент:

$$M_{\text{мак}} = M_c \cdot k_3 = 55 \cdot 1.1 = 61 \text{ Нм} \quad (2.7)$$

де $k_3 = (1.1 \dots 1.2)$ – коефіцієнт запасу.

Для визначення потужності двигуна використовується формула:

$$P_d = M_{\text{мак}} \cdot \omega_d = 61 \cdot 100 = 6.1 \text{ кВт} \quad (2.8)$$

Виходячи з результатів проведених розрахунків, можна вибрати явнополюсний синхронний двигун потужністю 6,3 кВт з частотою обертання 1000 об/хв [28]. Паспортні дані наведені у таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Вихідні данні вибраного двигуна

Номінальна потужність, P_H	6.3кВт
Момент інерції, J_d	0.018кг·м ²
Номінальна лінійна напруга статора, U_H	380В
Номінальний момент, M_H	60Нм
Номінальний струм статора, I_H	10.42 А
Номінальна частота напруги статора, f	50Гц
Число пар полюсів, p_d	3
Перевантажувальна здатність, \square	2.2
Коефіцієнт корисної дії, \square	0.88
Параметри Г-подібної схеми заміщення	
Активний опір статора, R	1.41 Ом
Індуктивність статора по осі d, L_d	28 мГн

2.2 Перевірка двигуна за перевантажувальною здатністю

Оцінювання вибраного електродвигуна на здатність працювати при перевантаженнях виконується з урахуванням максимального крутного моменту, який становить $M_{\text{макс}} = 61 \text{ Н}\cdot\text{м}$. Умовою працездатності

$$\epsilon M_{\text{макс}} = \lambda M_{\text{н}} \quad (2.9)$$

де $M_{\text{н}}$ – номінальний момент двигуна, $\lambda = 2.2$ – перевантажувальна здатність.

Визначаємо номінальну швидкість двигуна:

$$\omega_{\text{н}} = \frac{3.14 \cdot n}{30} = \frac{3.14 \cdot 1000}{30} = 105 \text{ рад/с} \quad (2.10)$$

Відповідно перевантажувальній здатності λ критичний момент двигуна $M_{\text{к}}$ буде:

$$M_{\text{к}} = \lambda M_{\text{н}} = 2.2 \cdot 60 = 132 \text{ Нм} \quad (2.11)$$

За умови $M_{\text{макс}} = 61 \text{ Нм} \leq \lambda M_{\text{н}} = 132 \text{ Нм}$, тому вибраний явнопольсний синхронний двигун з потужністю 6.3 кВт та з частотою обертання 1000 об/хв проходить по перевантажувальній здатності.

2.3 Визначення основних характеристик явнопольсного синхронного двигуна

Номінальні діючі значення фазної напруги $U_{\text{н}}$ статора мають наступний вигляд:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{лн}} / \sqrt{3} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220 \text{ В}, \quad (2.12)$$

Амплітудні значення струму $I_{\text{на}}$ і напруги $U_{\text{на}}$ статора мають наступний вигляд:

$$\begin{aligned} I_{\text{на}} &= \sqrt{2} I_{\text{н}} = \sqrt{2} \cdot 10.4 = 14.7 \text{ А}, \\ U_{\text{на}} &= \sqrt{2} U_{\text{н}} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ В}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Розрахуємо потік постійних магнітів через проти-ЕРС як:

$$\Psi_m = L_m i_f = \frac{U_{bc} / \sqrt{2}}{\omega p_n} = \frac{380 / \sqrt{2}}{105 \cdot 3} = 0.89 \text{ Вб} \quad (2.14)$$

Коефіцієнт потужності двигуна через номінальну потужність дорівнює:

$$\cos \varphi = \frac{P_n}{3 U_n \eta I_n} = \frac{6.3 \cdot 10^3}{3 \cdot 220 \cdot 0.88 \cdot 10.4} = 0.97, \quad (2.15)$$

Розрахуємо усталене значення струму пониження поля за умови роботи на підвищеній швидкості ω_{\max} для стабілізації компоненти u_{1q} :

$$i_{d(\text{weak})} = \frac{\Psi_m}{L_d} \left(\left| \frac{\omega_n}{\omega_{\max}} \right| - 1 \right) = \frac{0.89}{28 \cdot 10^{-3}} \left(\left| \frac{100}{105} \right| - 1 \right) = 1.51 \text{ А.} \quad (2.16)$$

В табл. 2.3 представлено розраховані основні параметри явнополюсного СДПМ.

Таблиця 2.3 – Розраховані параметри

P_n , кВт	6.3	J_d , кг·м ²	0.018
λ	2.2	η	0.88
$\cos \varphi$	0.97	I_n , А	10.4
M_n , Н·м	60	ω_n , рад/с	100
R , Ом	1.41	Ψ_m , Вб	0.89
L_d , Гн	0.028	L_q , Гн	0.1
p_n	3	$i_{d(\text{weak})}$, А	1.51
f , Гц	50	U_n , В	380

Висновки до розділу 2

1. На основі заданих характеристик електромеханічної системи ескалятора виконано визначення необхідної потужності приводу. Обрано явнополюсний синхронний двигун з постійними магнітами потужністю 6,3 кВт та номінальною швидкістю обертання 1000 об/хв.

2. Проведено аналіз перевантажувальної здатності двигуна, за результатами якого встановлено, що вибраний синхронний двигун відповідає вимогам щодо допустимих перевантажень.

3. Визначено номінальні параметри явнополюсного синхронного двигуна з ПМ, що використовуються для подальшого моделювання та аналізу його статичних і динамічних характеристик.

РОЗДІЛ 3 ТЕХНОЛОГІЯ РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО КОМПЛЕКСУ

У цьому розділі подано математичну модель явнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами, описано алгоритм векторного керування його кутовою швидкістю, а також проаналізовано динамічні характеристики в номінальному режимі та під час реалізації режиму нульової швидкості електромеханічної системи ескалятора.

Для детальнішого розкриття теми розроблено структурну схему алгоритму векторного регулювання кутової швидкості такого двигуна.

3.1 Математична модель явнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами

У роторній системі координат (d–q) математичний опис [29] явнополюсного СДПМ записується у такій формі:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{3}{2} \cdot \frac{p_n}{J} ((L_d - L_q) i_q i_d + \psi_m i_q) - \frac{1}{J} v \omega - \frac{1}{J} T_L, \\ \dot{i}_d &= \frac{L_q}{L_d} p_n \omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R}{L_d} i_d, \\ \dot{i}_q &= -\frac{L_d}{L_q} p_n \omega i_d - \frac{\psi_m}{L_q} p_n \omega i_d + \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R}{L_q} i_q, \end{aligned} \quad (3.1)$$

де ω – кутова швидкість обертання ротора;

p_n – число пар полюсів;

v – коефіцієнт в'язкого тертя;

ψ_m – потік від постійних магнітів;

J – момент інерції;

R – активний опір статора;

T_L – момент навантаження;

(i_d, i_q) та (u_d, u_q) – це струми та напруги статора по осям (d–q) відповідно;

(L_d, L_q) – індуктивності по осям (d–q) відповідно.

3.2 Алгоритм векторного керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами

Повний алгоритм векторного керування кутовою швидкістю явнополюсного СДПМ [30] має наступний вигляд:

Регулятор струму по осі d:

$$\begin{aligned} u_d &= i_d^* R + (i_d^* - x_d - k_{ii} \tilde{i}_d) L_d - \omega p_n i_q L_q, \\ \dot{x}_d &= k_{ii} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (3.2)$$

де k_{i1} – коефіцієнт пропорційної складових регулятора струму; k_{ii} – коефіцієнт інтегральної складових регулятора струму.

Регулятор швидкості:

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu'(i_d)} (\dot{\omega}^* + \frac{v}{J} \omega^* + \hat{T}_L - k_{\omega} \tilde{\omega}), \\ \dot{\hat{T}}_L &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

де \hat{T}_L – оцінене значення компоненти моменту навантаження T_L ;

$\tilde{T}_L = \frac{T_L}{J} - \hat{T}_L$ – похибка оцінювання моменту навантаження;

$k_{\omega} > 0$ – коефіцієнти пропорційної складових регулятора швидкості;

$k_{\omega i} > 0$ – коефіцієнт інтегральної складових регулятора швидкості;

$$\mu'(i_d) = \frac{3}{2} \frac{p_n}{J} [\Psi_m + (L_d - L_q) i_d] > 0.$$

Нелінійні регулятори струму по осі q:

$$\begin{aligned} u_q &= i_q^* R + \omega p_n \Psi_m + \omega p_n i_d L_d + (i_q^* - x_q - k_{ii} \tilde{i}_q) L_q, \\ \dot{x}_q &= k_{ii} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (3.4)$$

де відома компонента похідної струму i_q^* має наступний вигляд:

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu'(i_d)} (\ddot{\omega}^* + \frac{v}{J} \dot{\omega}^* + \dot{\hat{T}}_L) - \frac{3}{2} \frac{p_n i_d^*}{J \mu'^2(i_d)} (\dot{\omega}^* + \frac{v}{J} \omega^* + \hat{T}_L - k_{\omega} \tilde{\omega}) \\ & (L_d - L_q) - \frac{k_{\omega}}{\mu'(i_d)} (-\tilde{\omega} (\frac{v}{J} + k_{\omega}) + \tilde{i}_q \mu'(i_d) + \frac{3 p_n}{2 J} i_q \tilde{i}_d (L_d - L_q)). \end{aligned} \quad (3.5)$$

На рис. 3.1 представлено структурну схему системи алгоритму векторного керування кутовою швидкістю явнополюсного СДПМ.

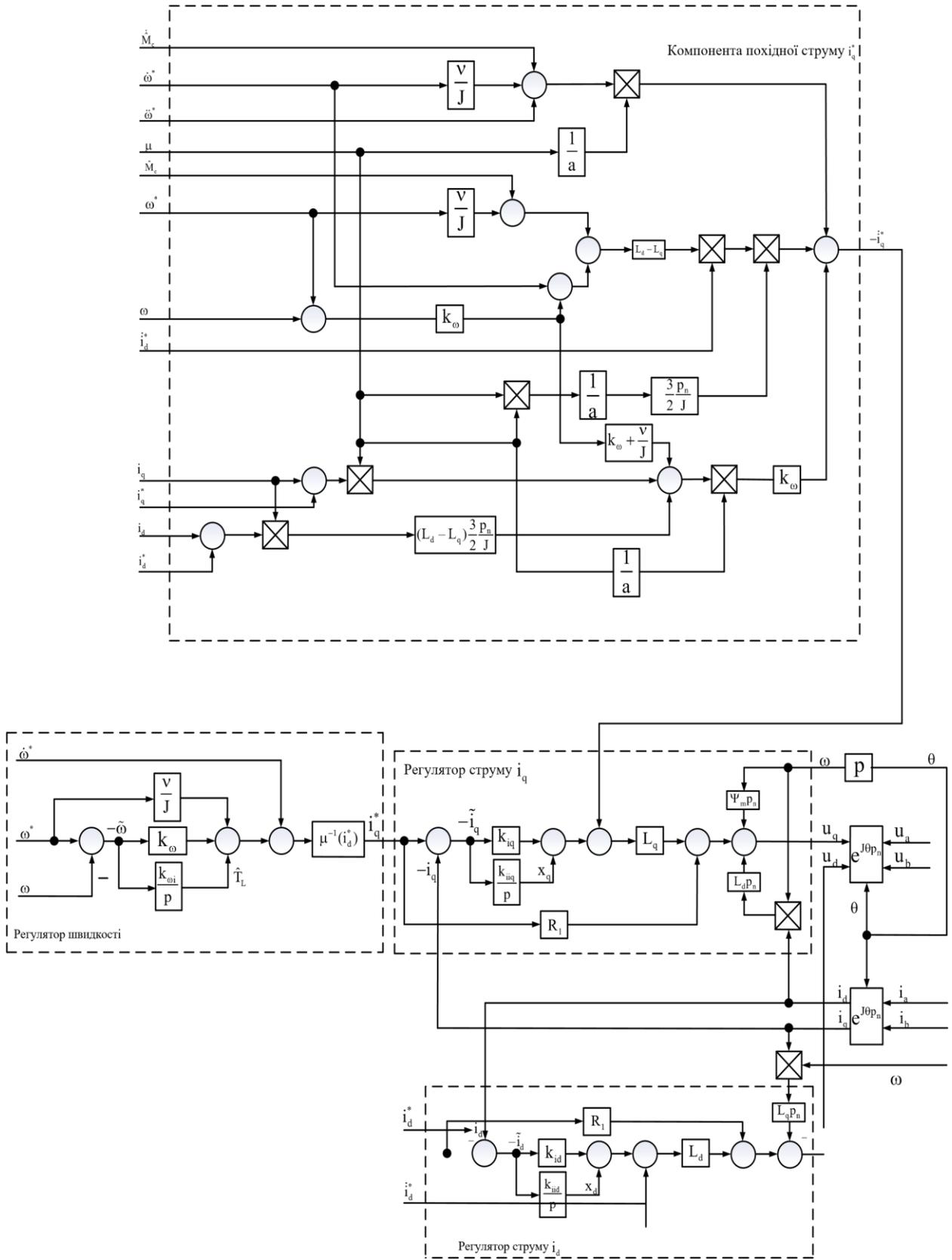


Рисунок 3.1 – Структурна схема векторного керування кутовою швидкістю

3.3 Дослідження динамічних параметрів у стандартному режимі функціонування

У цьому підрозділі наведено дослідження динамічних характеристик електромеханічної системи ескалятора під час роботи в номінальному режимі, а також при відпрацюванні нульового значення швидкості.

Аналіз динаміки системи в номінальному режимі здійснюється за наступним алгоритмом керування:

– У момент часу $t = 0,3$ с двигун починає відтворювати задану траєкторію кутової швидкості: від нульового значення до номінальної швидкості $\omega_n = 100$ рад/с. Вказане значення досягається при $t = 0,8$ с і відповідає лінійній швидкості руху ескалятора 0,5 м/с. Далі двигун працює із сталою швидкістю $\omega_n = 100$ рад/с у часовому діапазоні від 0,8 с до 2,2 с.

– У проміжку часу 0,3 с – 2,2 с на вал двигуна подається сталий номінальний момент навантаження $M_n = 60$ Н·м.

– У момент $t = 2,2$ с починається гальмування електропривода. Навантаження на вал зменшується лінійно (що відповідає зменшенню кількості пасажирів на ескалаторі), а кутова швидкість плавно знижується від $\omega_n = 100$ рад/с до нуля.

Математичне моделювання виконано з використанням таких параметрів налаштування регуляторів:

— регулятор швидкості: $k_\omega = 200$, $k_{\omega i} = 10000$;

— регулятор струму: $k_i = 1000$, $k_{ii} = 250000$;

— коефіцієнт демпфування обох регуляторів: $\xi = 0,707$.

На рис. 3.2 – 3.4 подано результати моделювання динамічних характеристик електромеханічної системи ескалятора при роботі в номінальному режимі з відомими параметрами.

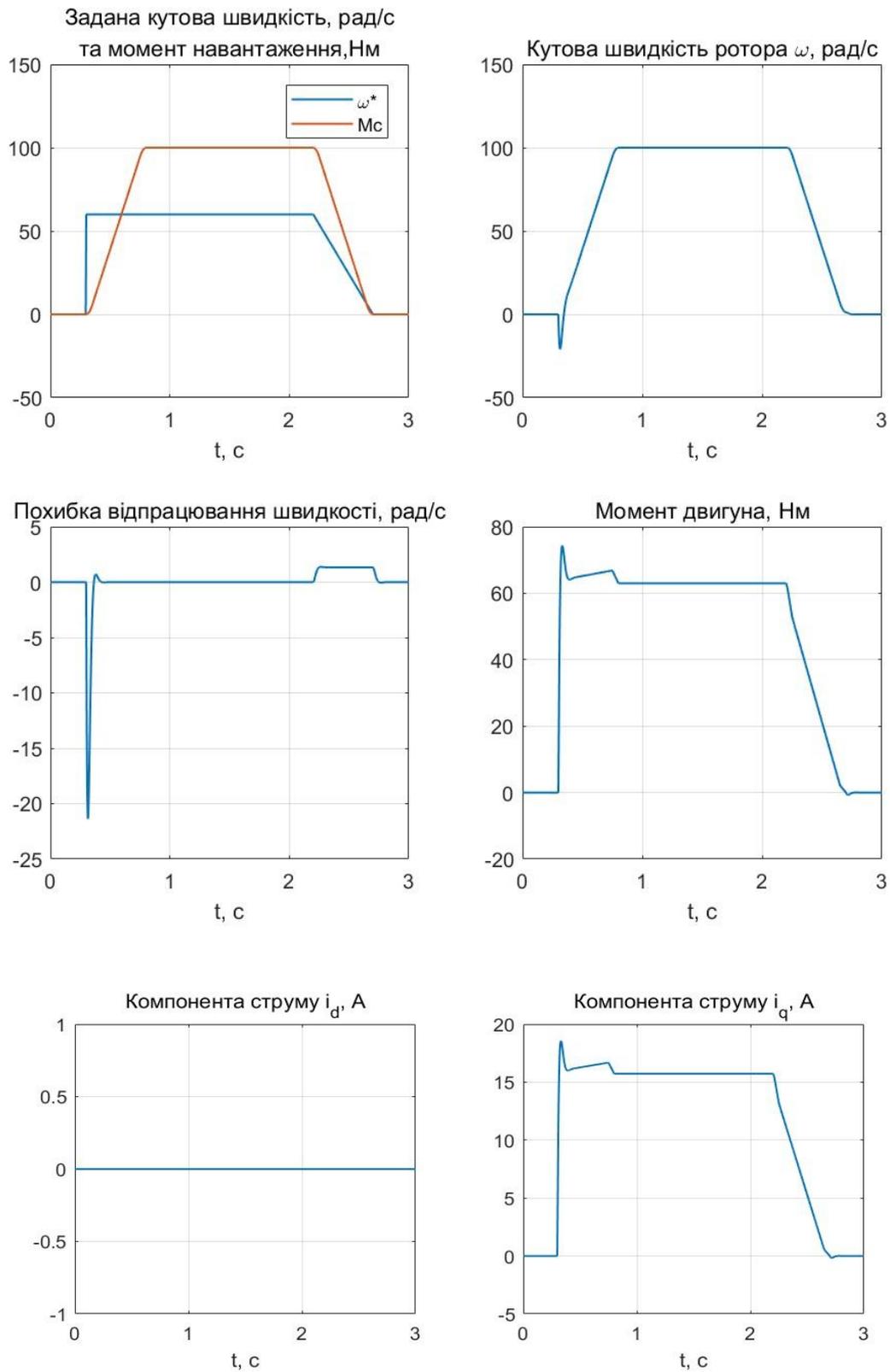


Рисунок 3.2 – Графічні залежності перехідних процесів у режимі номінального навантаження

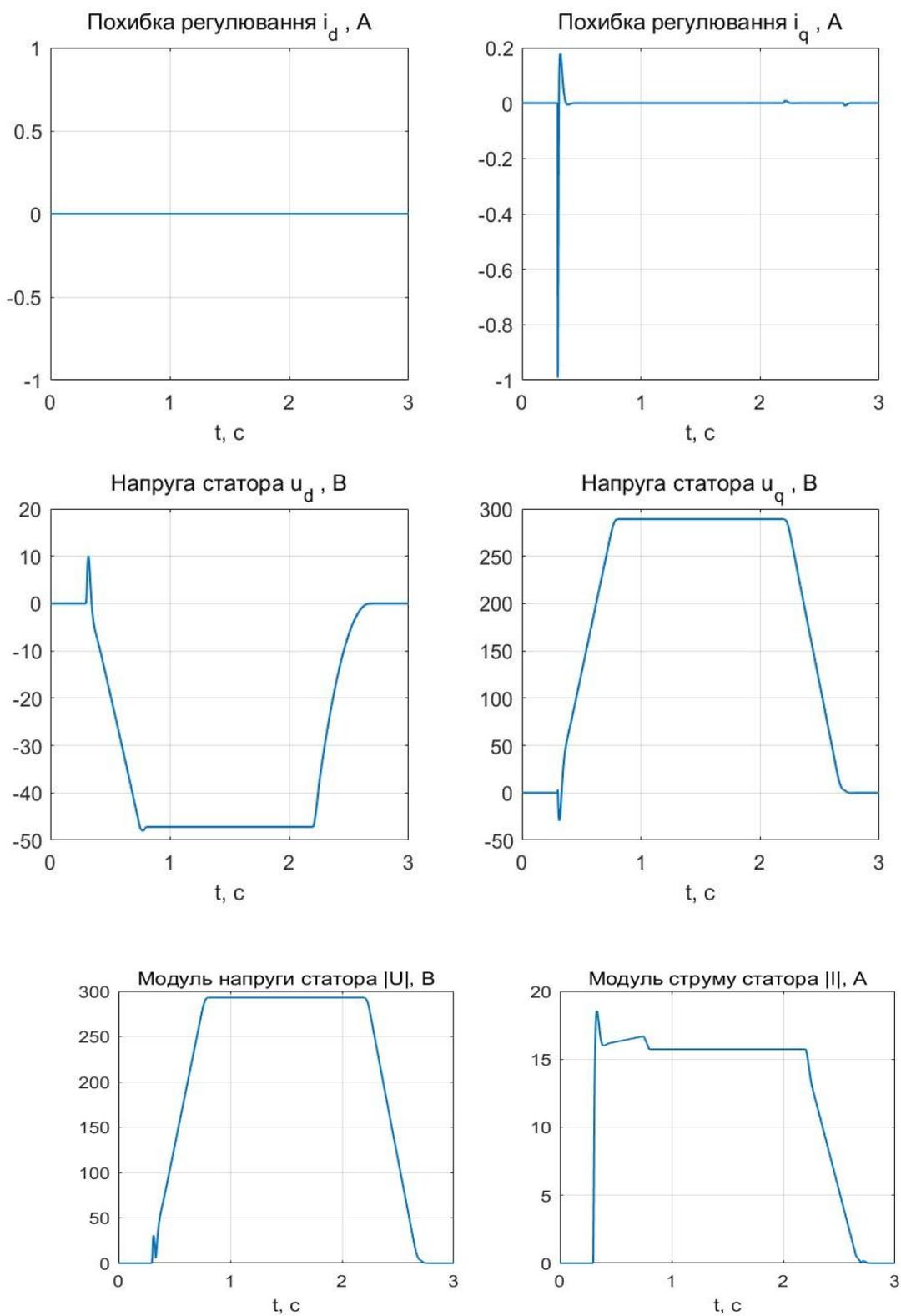


Рисунок 3.3 – Графічні залежності перехідних процесів у режимі номінального навантаження

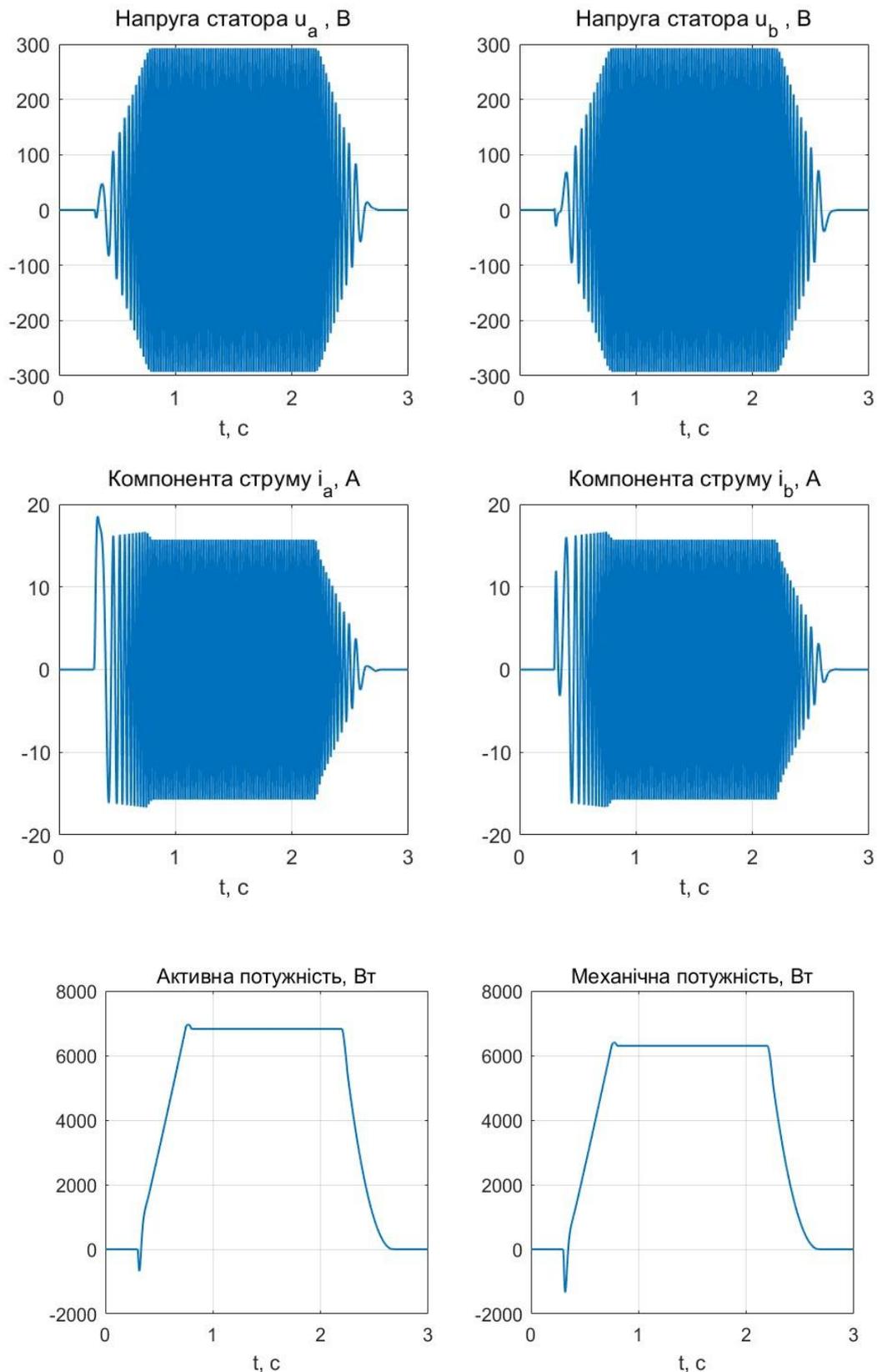


Рисунок 3.4 – Графічні залежності перехідних процесів у режимі номінального навантаження

З аналізу перехідних процесів у номінальному режимі електромеханічної системи ескалатора (рис. 3.2–3.3) можна зробити висновок, що система належним чином відпрацьовує задані траєкторії

кутової швидкості. Це підтверджується тим, що похибка регулювання кутової швидкості прямує до нуля в усталеному режимі.

При прикладанні до вала двигуна номінального моменту навантаження для забезпечення точного відпрацювання кутової швидкості та компенсації дії навантаження відбувається збільшення модуля напруги $|U|$.

На рис. 3.5 наведено залежність коефіцієнта корисної дії явнопольосного СДПМ при роботі зі швидкістю $\omega_n = 100$ рад/с та номінальним моментом навантаження $M_n = 60$ Н·м.

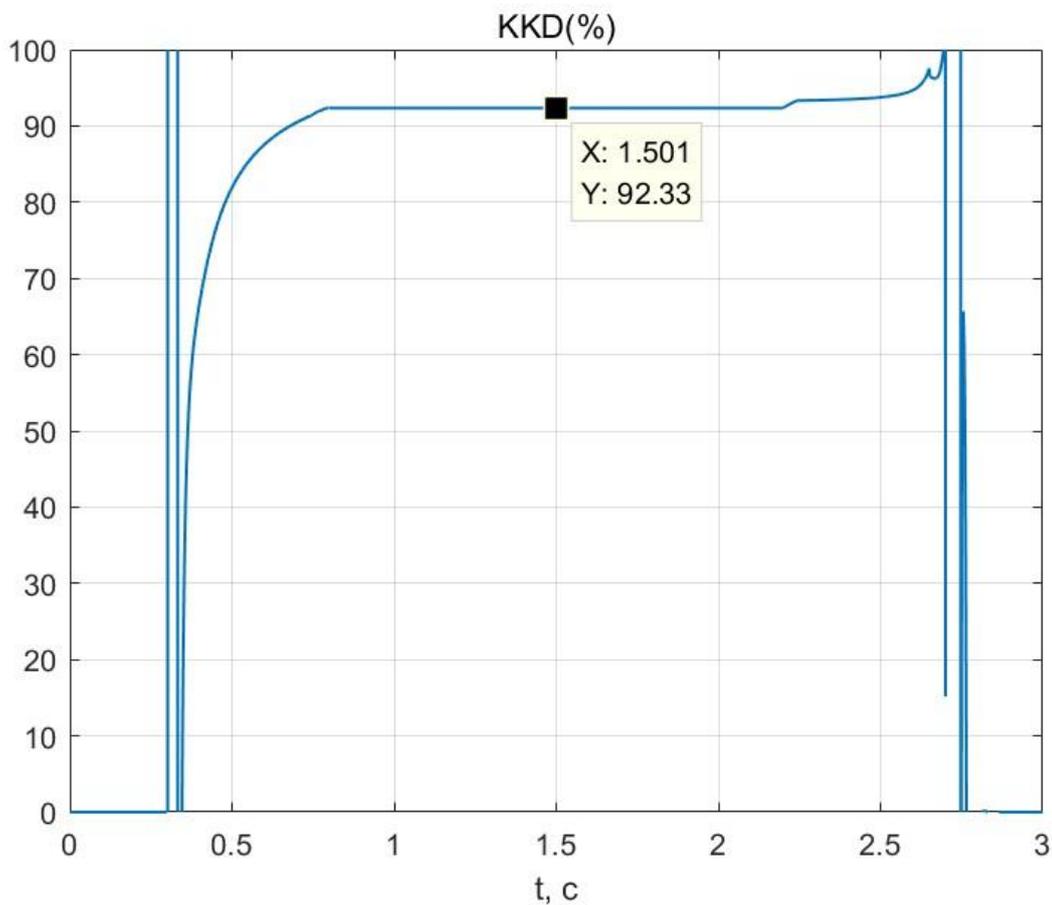


Рисунок 3.5 – ККД для заданої швидкості $\omega_n=100$ рад/с при відпрацюванні номінального моменту навантаження $M_n = 60$ Нм

На рис. 3.6 показано залежність лінійної швидкості при заданій кутовій швидкості $\omega_n = 100$ рад/с під час роботи електромеханічної системи ескалятора з номінальним моментом навантаження $M_n = 60$ Н·м.

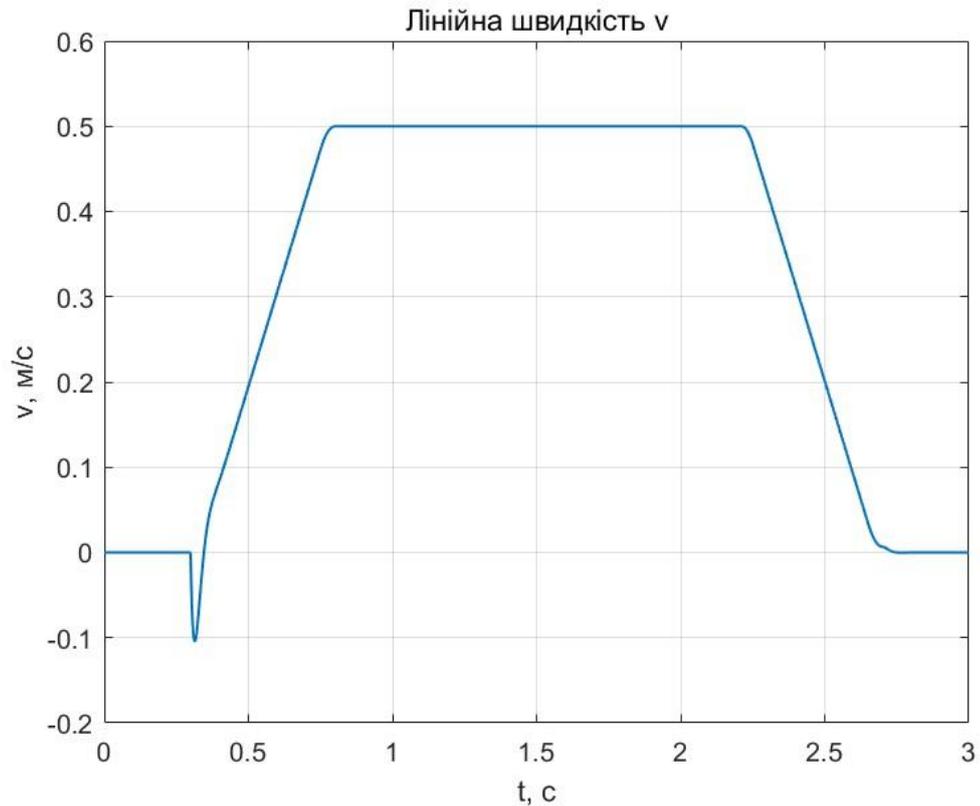


Рисунок 3.6 – Лінійна швидкість електромеханічного приводу ескалатора

3.4 Оцінка динамічних параметрів при нульовій швидкості обертання

Для дослідження динамічних характеристик при відпрацюванні нульової швидкості на виході слід встановлювати лише значення кутової швидкості $\omega = 0$ рад/с.

На рисунках 3.7–3.9 наведено графіки динамічних характеристик електромеханічної системи ескалатора під час відпрацювання нульової швидкості.

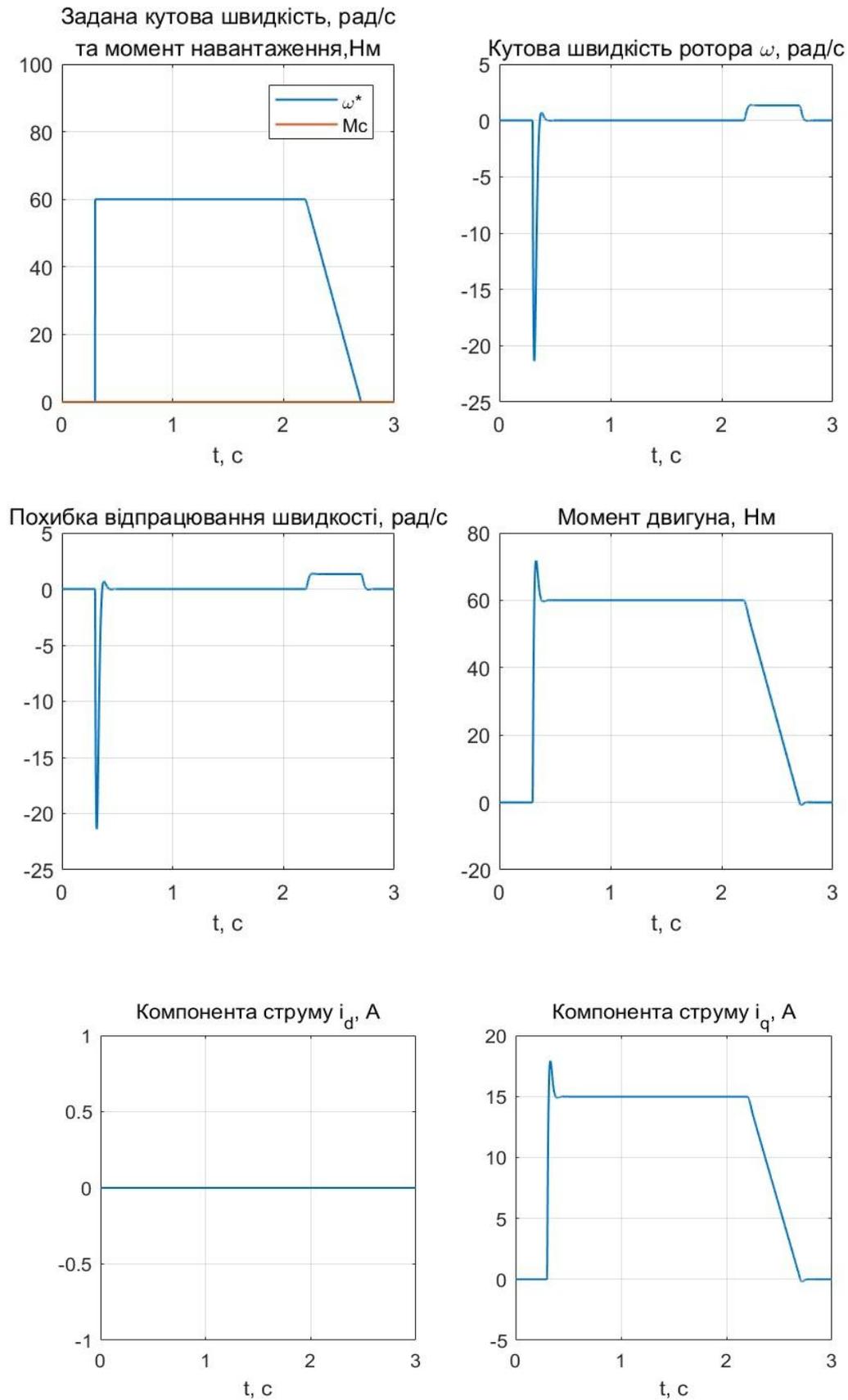


Рисунок 3.7 – Перехідні явища при зупиненні об'єкта

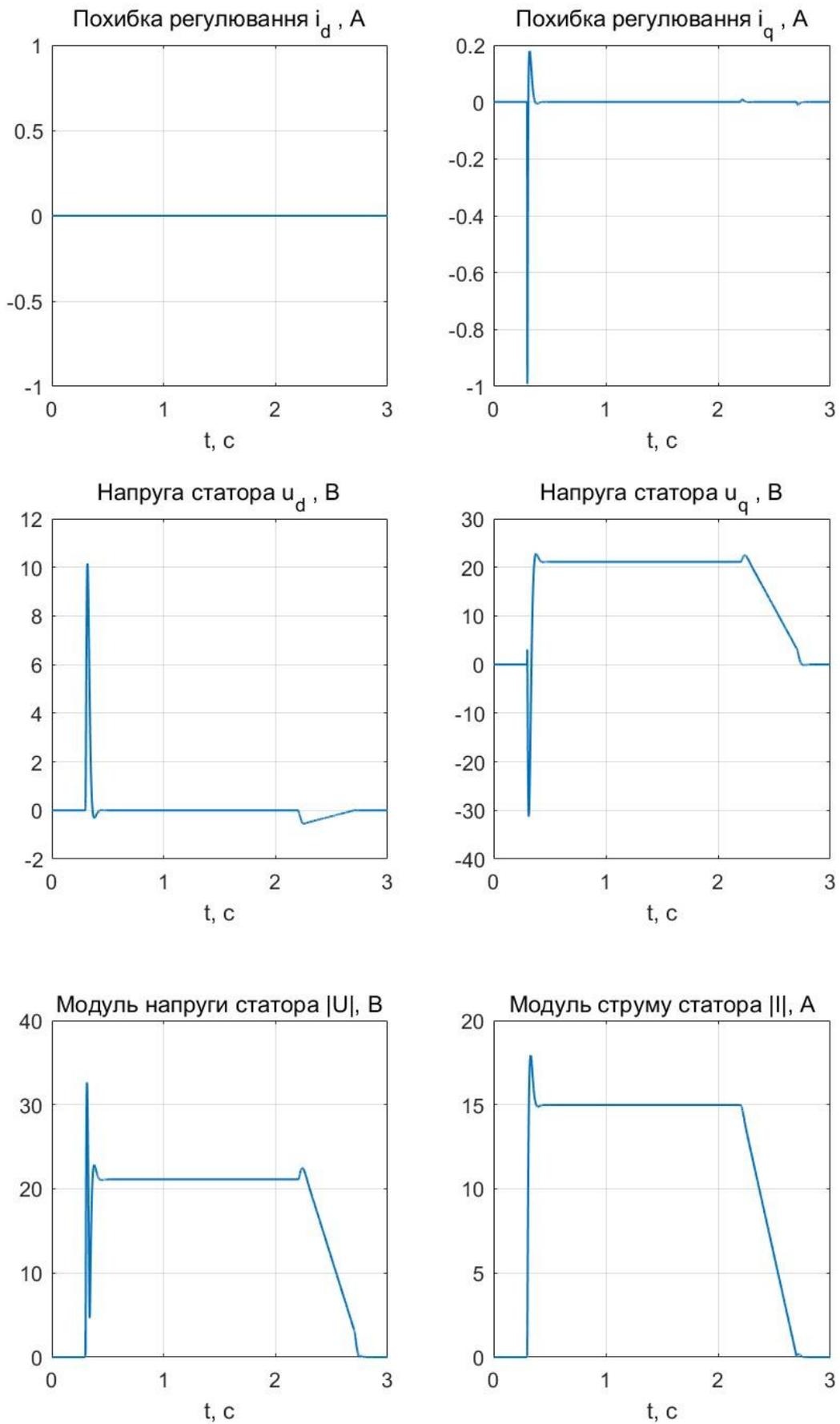


Рисунок 3.8 – Перехідні явища при зупиненні об'єкта

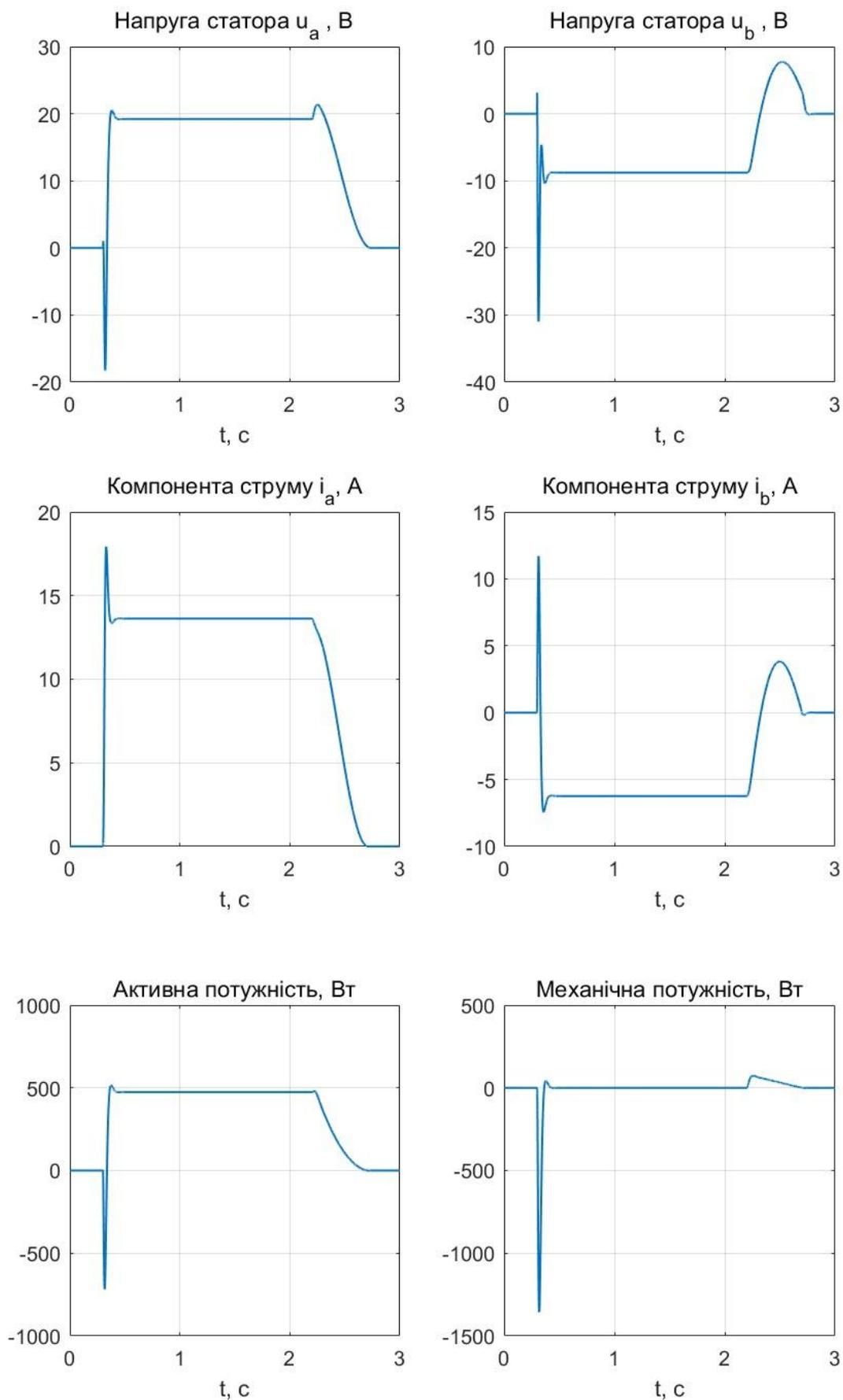


Рисунок 3.9 – Перехідні явища при зупиненні об'єкта

На рис. 3.10 представлено лінійну швидкість при відпрацюванні нульової швидкості.

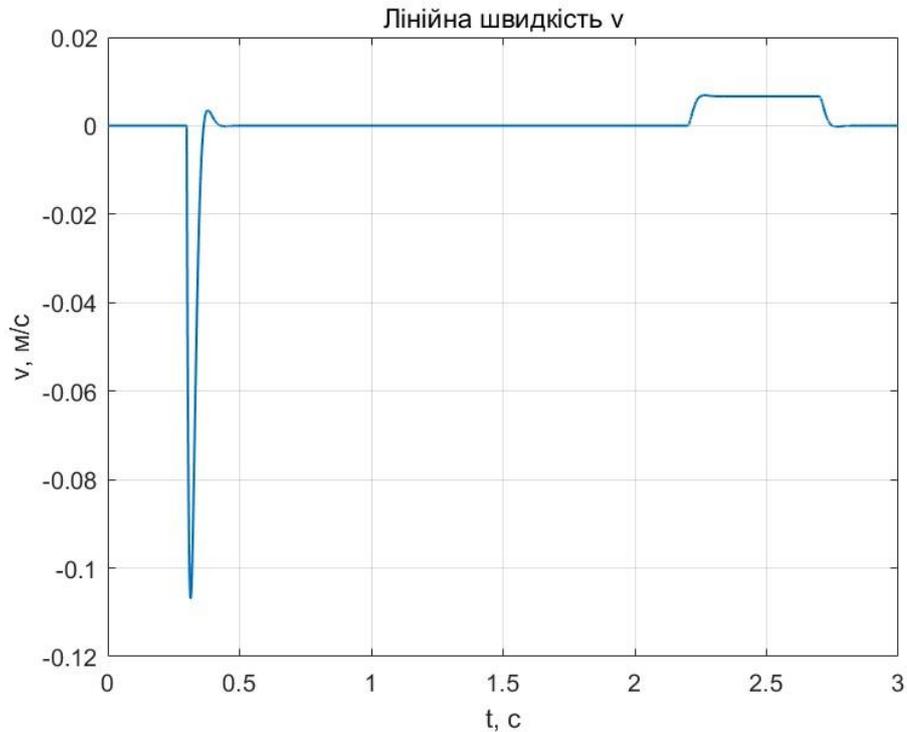


Рисунок 3.10 – Лінійна швидкість при відпрацюванні нульової швидкості

Висновки до розділу 3

1. Розроблено математичну модель явнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами та алгоритм векторного керування його швидкістю.
2. Побудовано структурну схему системи векторного керування кутовою швидкістю явнополюсного СДПМ, а також підготовлено математичну модель для аналізу її статичних і динамічних характеристик.
3. Проаналізовано динамічні характеристики електромеханічної системи ескалятора у номінальному режимі та при відпрацюванні нульової швидкості; результати показали, що похибка регулювання асимптотично прагне до нуля.
4. Розроблено математичну модель явнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами та алгоритм векторного керування його швидкістю.
5. Побудовано структурну схему системи векторного керування кутовою швидкістю явнополюсного СДПМ, а також підготовлено математичну модель для аналізу її статичних і динамічних характеристик.
6. Проаналізовано динамічні характеристики електромеханічної системи ескалятора у номінальному режимі та при відпрацюванні нульової швидкості; результати показали, що похибка регулювання асимптотично прагне до нуля.

РОЗДІЛ 4 СИНТЕЗ СИСТЕМИ СПОСТЕРЕЖЕННЯ МОМЕНТУ НАВАНТАЖЕННЯ Й В'ЯЗКОГО ТЕРТЯ

У цьому розділі здійснено синтез спостерігача для оцінки моменту навантаження та в'язкого тертя явнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами (СДПМ) із застосуванням другого методу Ляпунова [31]. Також проведено дослідження алгоритму ідентифікації моменту навантаження та в'язкого тертя.

Для побудови моделі використовується базова модель явнополюсного СДПМ у системі координат ротора (d–q):

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{3}{2} \frac{p_n}{J} (\psi_M + (L_d - L_q) i_d) i_q - \frac{v}{J} \omega - \frac{T_L}{J}, \\ \dot{i}_d &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p_n \omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d, \\ \dot{i}_q &= -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p_n \omega i_d + \frac{1}{L_q} u_q,\end{aligned}\tag{4.1}$$

Під час розробки алгоритму передбачається виконання таких умов:

- A.1. Вимірюються струми статора та кутова швидкість ротора двигуна.
- A.2. Параметри двигуна вважаються незмінними.
- A.3. Значення параметрів двигуна відомі, за винятком тих, які необхідно визначити.

Метою керування є забезпечення виконання наступної умови:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x} = 0\tag{4.2}$$

де $\tilde{x} = x - \hat{x}$ – похибка оцінювання невідомого параметру, \hat{x} – оцінка невідомого параметру.

4.1 Синтез спостерігача моменту навантаження

Для пошуку невідомої змінної використаємо рівняння (4.1), в якому фігурує момент навантаження T_L .

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\omega}} &= \frac{3 p_n}{2 J} (\psi_M + (L_d - L_q) i_d) i_q - \frac{v}{J} \omega - \frac{\hat{T}_L}{J} + k_\omega \tilde{\omega}, \\ \tilde{\omega} &= \omega - \hat{\omega}.\end{aligned}\quad (4.3)$$

де $\hat{\omega}$ – оцінка кутової швидкості ω , $\tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega}$ – похибка оцінювання кутової швидкості ω , $k_\omega > 0$ – коефіцієнт налаштування.

Похідна похибки кутової швидкості:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} = \dot{\omega} - \dot{\hat{\omega}} &= \left[\frac{3 p_n}{2 J} (\psi_M + (L_d - L_q) i_d) i_q - \frac{v}{J} \omega - \frac{T_L}{J} \right] - \left[\frac{3 p_n}{2 J} \right. \\ &\left. (\psi_M + (L_d - L_q) i_d) i_q - \frac{v}{J} \omega - \frac{\hat{T}_L}{J} + k_\omega \tilde{\omega} \right] = -\frac{1}{J} T_L + \frac{1}{J} \hat{T}_L - k_\omega \tilde{\omega},\end{aligned}\quad (4.4)$$

Похибка оцінювання моменту навантаження визначена так:

$$\tilde{T}_L = T_L - \hat{T}_L \quad (4.5)$$

Після підстановки (4.5) в (4.4) динаміка похибки кутової швидкості буде наступною:

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\frac{1}{J} (T_L - \hat{T}_L) - k_\omega \tilde{\omega} = -\frac{1}{J} ((\tilde{T}_L + \hat{T}_L) - \hat{T}_L) - k_\omega \tilde{\omega} = -\frac{1}{J} \tilde{T}_L - k_\omega \tilde{\omega} \quad (4.6)$$

В компактній формі (3.6) приймає наступну форму:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W} \tilde{\Phi} \Rightarrow \dot{\tilde{\omega}} = -\frac{1}{J} \tilde{T}_L - k_\omega \tilde{\omega} \quad (4.7)$$

Сформуємо функцію Ляпунова в стандартній формі:

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{\mathbf{x}}^T \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\Phi}^T \mathbf{\Lambda}^{-1} \tilde{\Phi}) = \frac{1}{2} (\tilde{\omega}^2 + \frac{1}{\lambda} \tilde{T}_L^2) = \frac{1}{2} \tilde{\omega}^2 + \frac{1}{2\lambda} \tilde{T}_L^2, \quad (4.8)$$

де $\mathbf{\Lambda} = \lambda$, λ - коефіцієнт налаштування.

З отриманого виразу (4.8) видно, що $V > 0$. Похідна від записаної функції Ляпунова (4.8) має наступний вигляд:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \tilde{\omega} \cdot \dot{\tilde{\omega}} + \frac{1}{\lambda} \tilde{T}_L \cdot \dot{\tilde{T}}_L = \tilde{\omega} \cdot \left(-\frac{1}{J} \tilde{T}_L - k_\omega \tilde{\omega} \right) + \frac{1}{\lambda} \tilde{T}_L \cdot \dot{\tilde{T}}_L \\ &= -\frac{1}{J} \tilde{T}_L \tilde{\omega} - k_\omega \tilde{\omega}^2 + \frac{1}{\lambda} \tilde{T}_L \cdot \dot{\tilde{T}}_L\end{aligned}\quad (4.9)$$

Для того, щоб похідна від функції Ляпунова (4.9) була від'ємна $V \leq 0$, необхідно компенсувати перший і третій доданки її виразу, тобто

$$\begin{aligned}-\frac{1}{J} \tilde{T}_L \tilde{\omega} + \frac{1}{\lambda} \tilde{T}_L \cdot \dot{\tilde{T}}_L &= 0, \\ \dot{\tilde{T}}_L &= \frac{\lambda \tilde{\omega}}{J}.\end{aligned}\quad (4.10)$$

то похідна (4.9) приймає наступний вигляд:

$$\dot{V} = -k_\omega \tilde{\omega}^2 \leq 0. \quad (4.11)$$

Алгоритм ідентифікації параметру моменту навантаження на основі (4.10) має наступний вигляд:

$$\dot{\tilde{T}}_L = \dot{T}_L - \hat{\dot{T}}_L = -\hat{\dot{T}}_L \quad (4.12)$$

Тоді спостерігач моменту навантаження має вигляд:

$$\hat{\dot{T}}_L = -\dot{\tilde{T}}_L = -\frac{\lambda \tilde{\omega}}{J} \quad (4.13)$$

Синтез регулятора швидкості

Динаміка похибки відпрацювання кутової швидкості ротора буде в наступному вигляді:

$$\dot{\tilde{\omega}} = \frac{3p_n \Psi_M}{2} (i_q^* - \tilde{i}_q) - \frac{v}{J} \omega^* - \frac{v}{J} \tilde{\omega} - \hat{T}_L - \tilde{T}_L - \dot{\omega}^* \quad (4.14)$$

З рівняння (4.14), синтезується регулятор швидкості як:

$$i_q^* = -\frac{1}{\mu_{spm}} \left(\frac{v}{J} \omega^* + \hat{T}_L + \dot{\omega}^* - k_\omega \tilde{\omega} \right) \quad (4.15)$$

де $\mu_{spm} = \frac{3}{2J} p_n \Psi_M$, $k_\omega > 0$ – коефіцієнт пропорційної складової регулятора швидкості.

Регулятори струмів:

$$\begin{aligned}
 u_q &= R i_q^* + L p_n \omega i_d + p_n \omega \psi_m + L(i_q^* - k_i \tilde{i}_q + x_q) \\
 \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q \\
 u_d &= i_d^* R - i_q L p_n \omega + L(i_d^* - k_i \tilde{i}_d + x_d) \\
 \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d
 \end{aligned}
 \tag{4.16}$$

Загальний вигляд спостерігача для ідентифікації моменту навантаження є наступним:

$$\begin{aligned}
 i_q^* &= -\frac{1}{\mu_{spm}} \left(\frac{v}{J} \omega^* + \dot{\omega}^* + \hat{T}_L - k_\omega \tilde{\omega} \right) \\
 \dot{\hat{T}}_L &= -\frac{\lambda \tilde{\omega}}{J}
 \end{aligned}
 \tag{4.17}$$

4.2 Дослідження алгоритму ідентифікації моменту навантаження

Для вивчення динамічних та статичних характеристик розробленого алгоритму ідентифікації моменту навантаження явнопольсного СДПМ створено комп'ютерні математичні моделі.

Моделювання проводиться для двигуна, параметри якого наведені в таблиці 2.3. Результати роботи синтезованого спостерігача для ідентифікації моменту навантаження (4.17) наведені на рисунках 4.1–4.8.

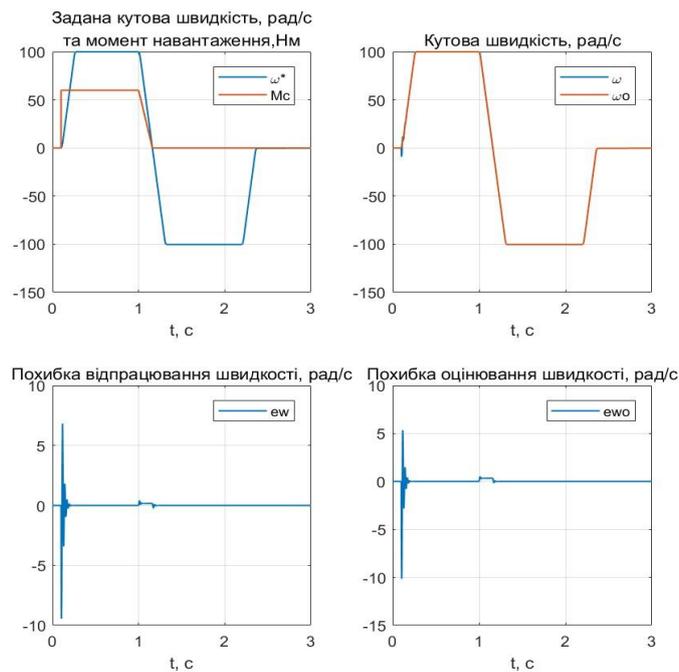


Рисунок 4.1 Перехідні процеси під час оцінки моменту навантаження $\lambda=20$,

$$k_\omega=100$$

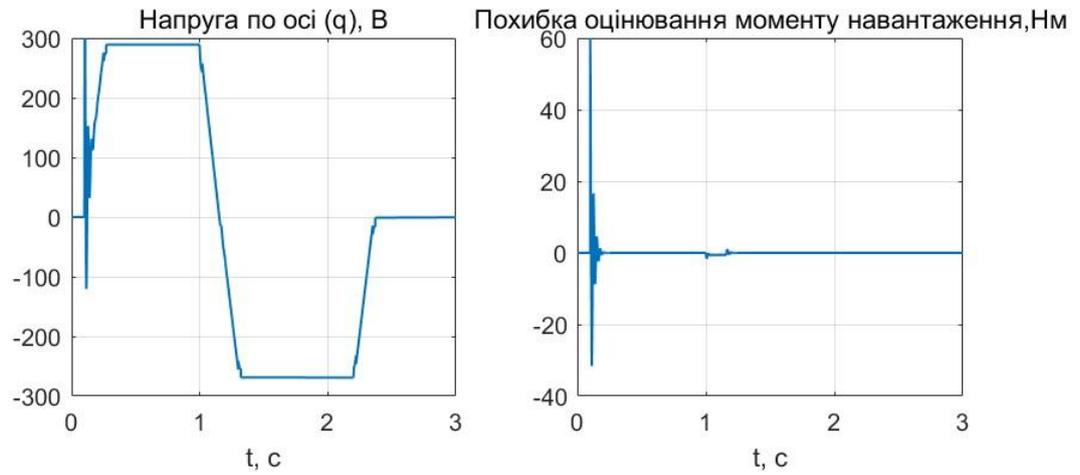


Рисунок 4.2 – Перехідні процеси під час оцінки моменту навантаження $\lambda=20$, $k_{\omega}=100$

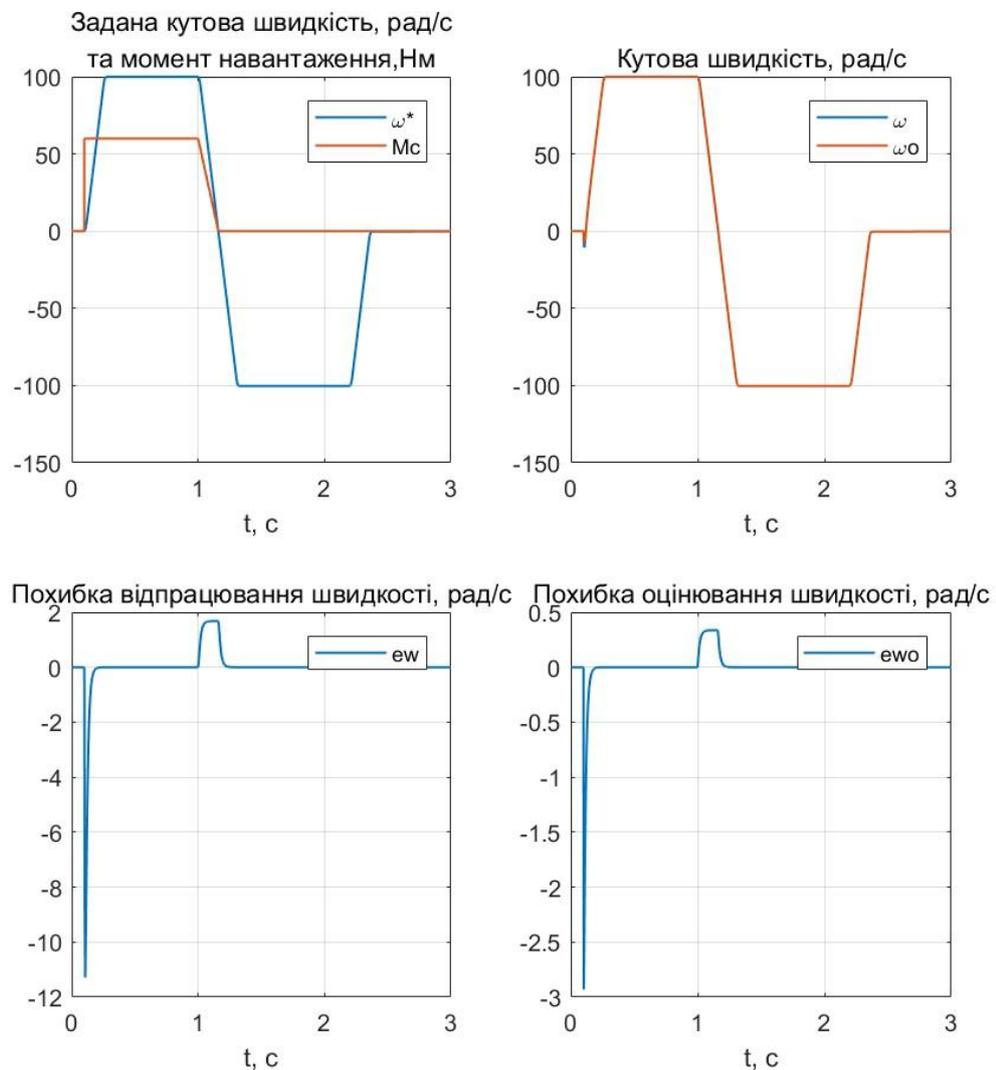


Рисунок 4.3 Перехідні процеси під час оцінки моменту навантаження $\lambda=20$, $k_{\omega}=1000$

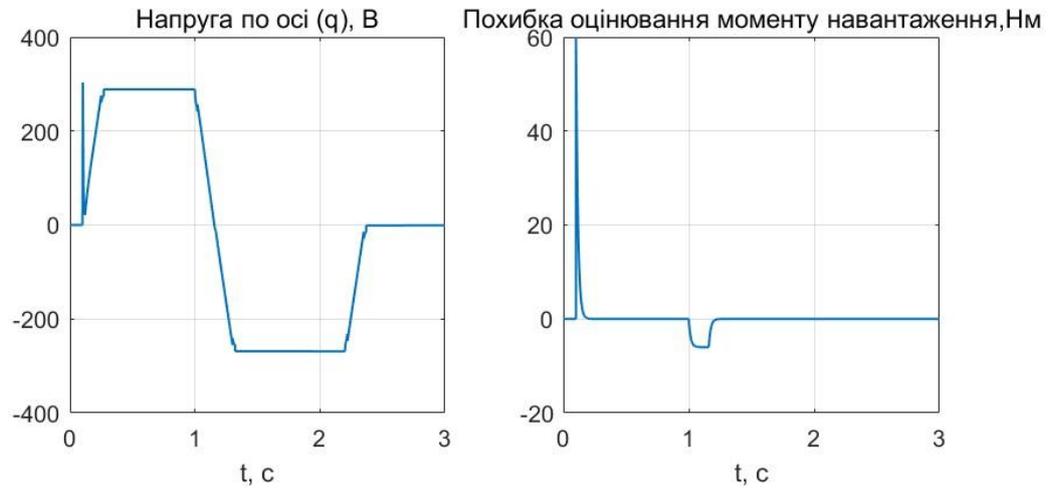


Рисунок 4.4 – Перехідні процеси під час оцінки моменту навантаження $\lambda=20$, $k_{\omega}=1000$

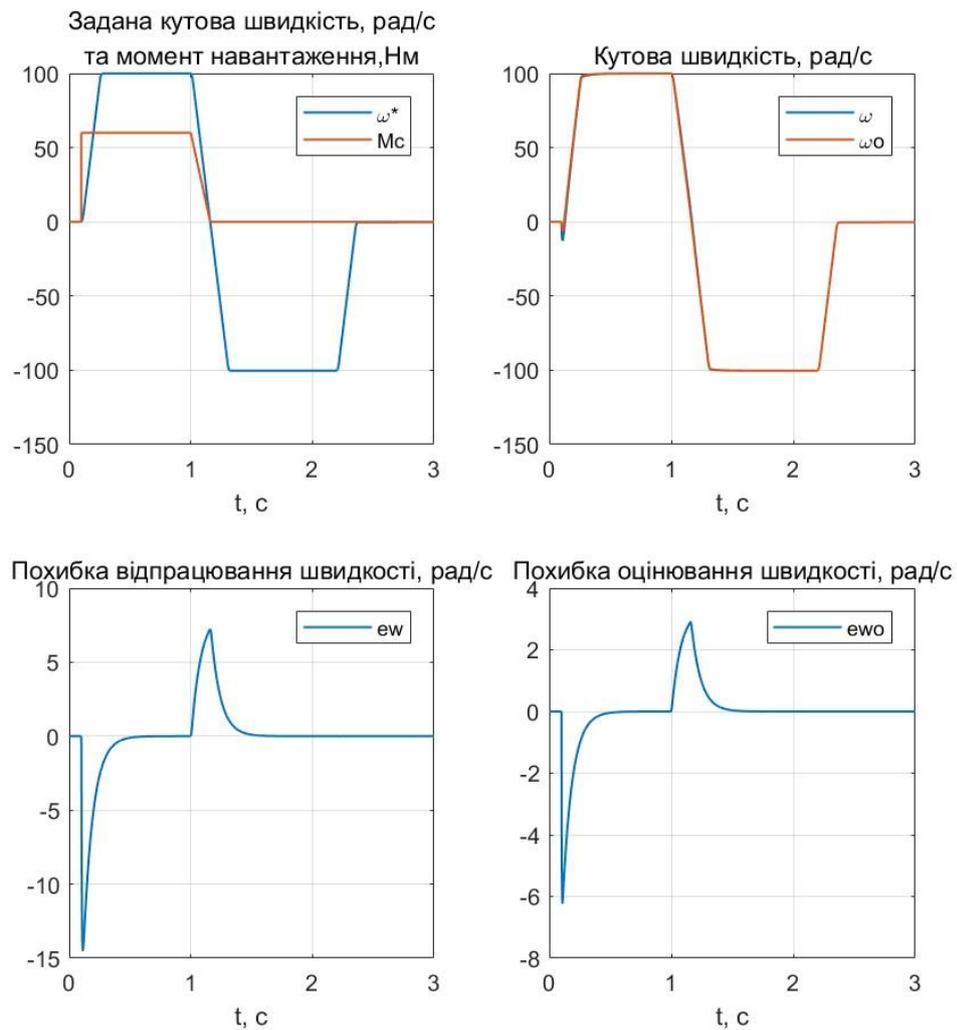


Рисунок 4.5 Перехідні процеси під час оцінки моменту навантаження $\lambda=2$, $k_{\omega}=500$

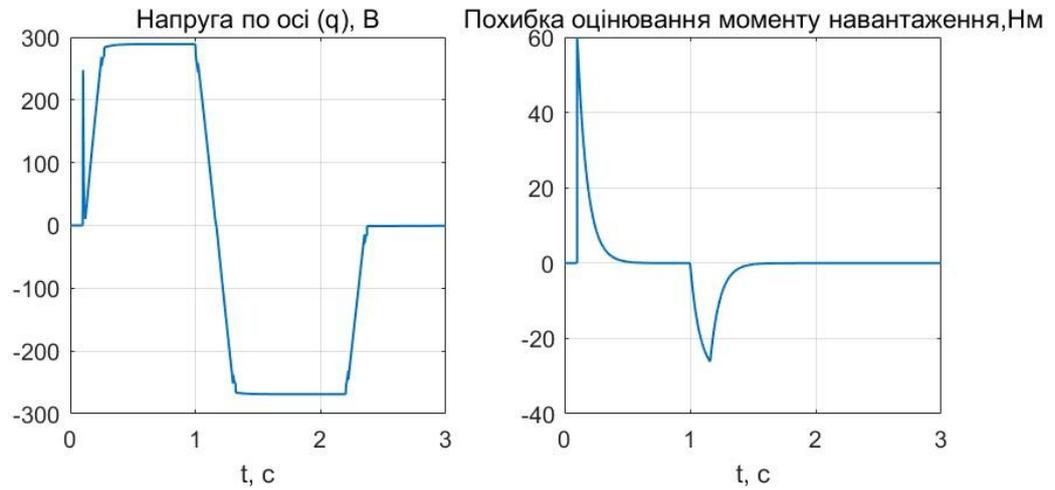


Рисунок 4.6 – Перехідні процеси під час оцінки моменту навантаження $\lambda=2$, $k_{\omega}=500$

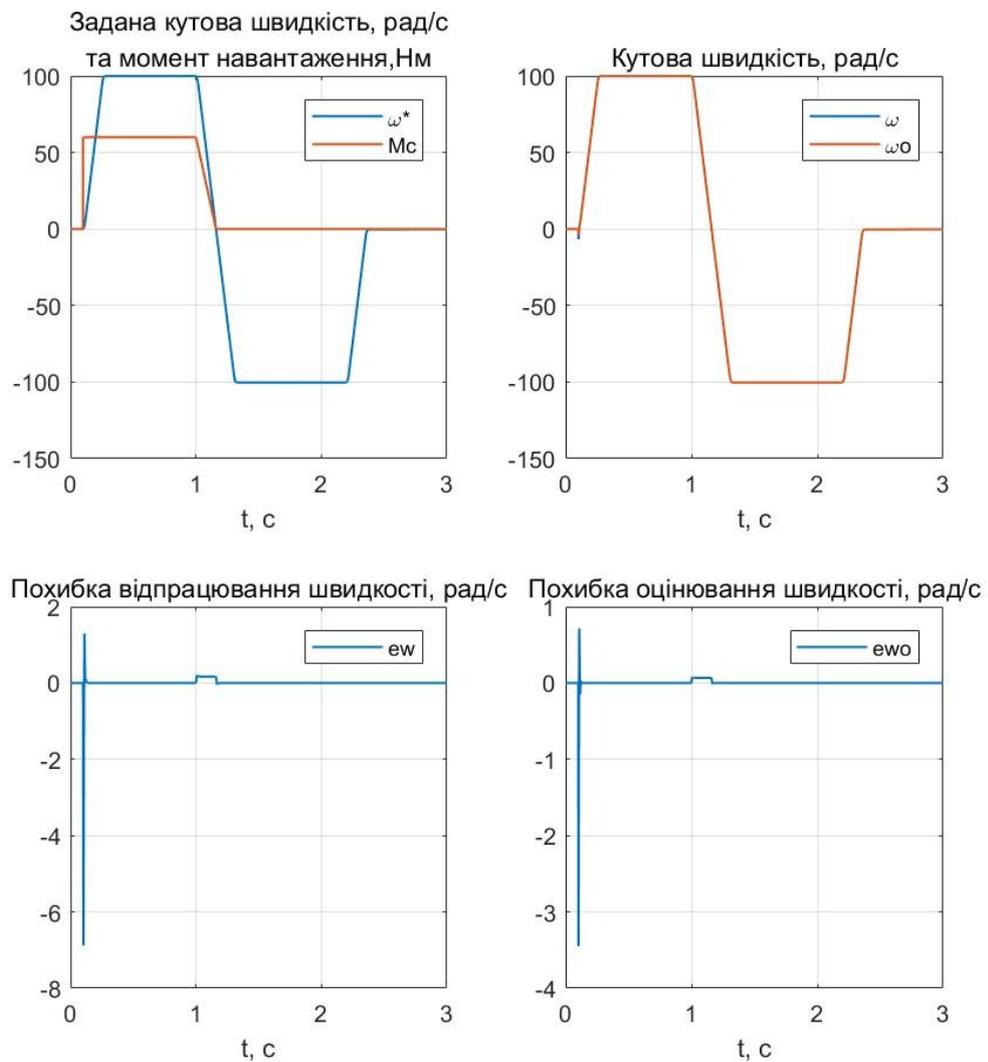


Рисунок 4.7- Перехідні процеси під час оцінки моменту навантаження $\lambda=100$, $k_{\omega}=500$

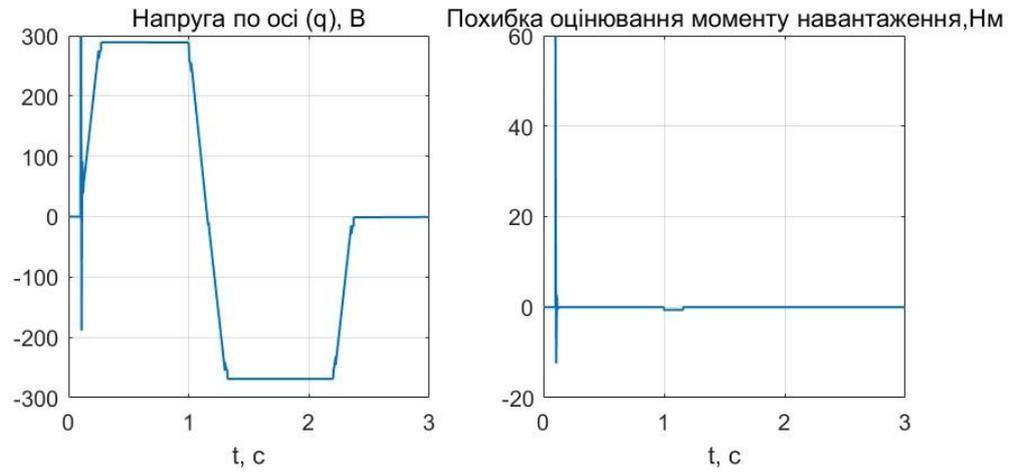


Рисунок 4.8 – Перехідні процеси під час оцінки моменту навантаження

$$\lambda=100, k_{\omega}=500$$

Перехідні процеси оцінювання моменту навантаження при різних коефіцієнтах налаштування зображені на рис. 4.9 – 4.10.

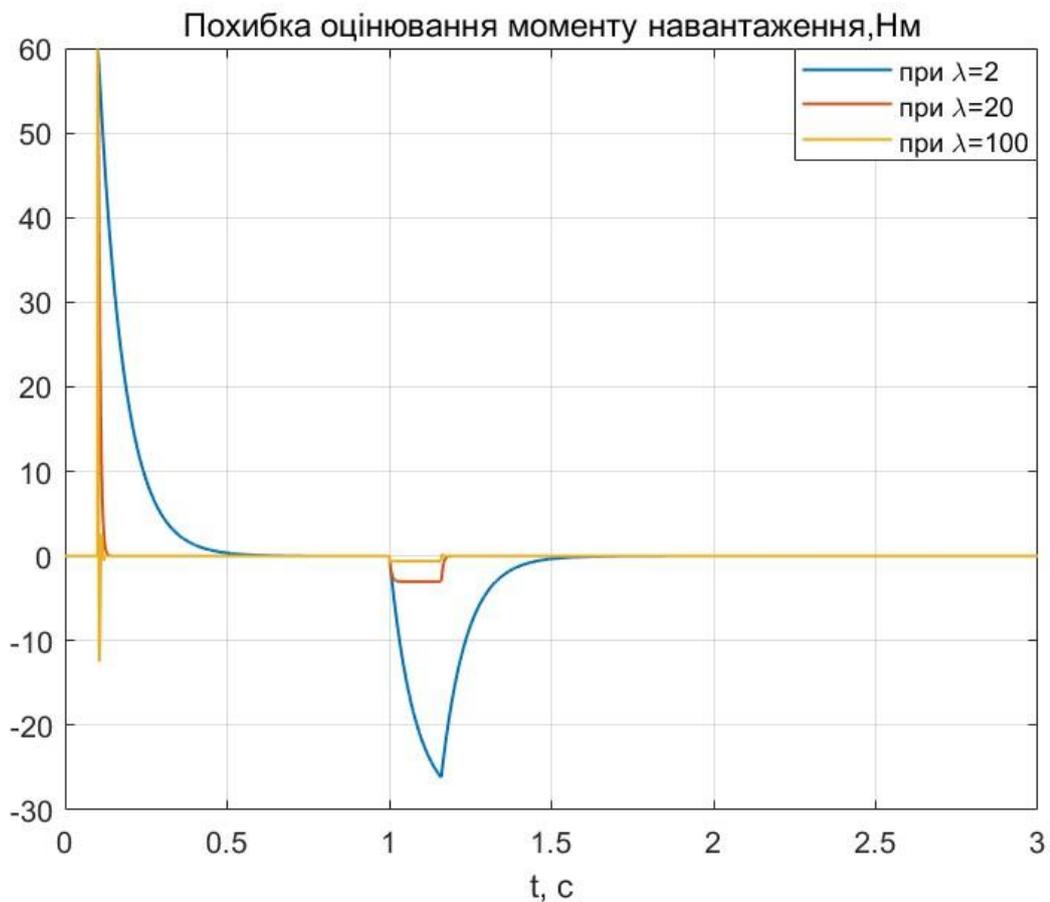


Рисунок 4.9 – Перехідні процеси під час оцінки моменту навантаження різними коефіцієнтами налаштування

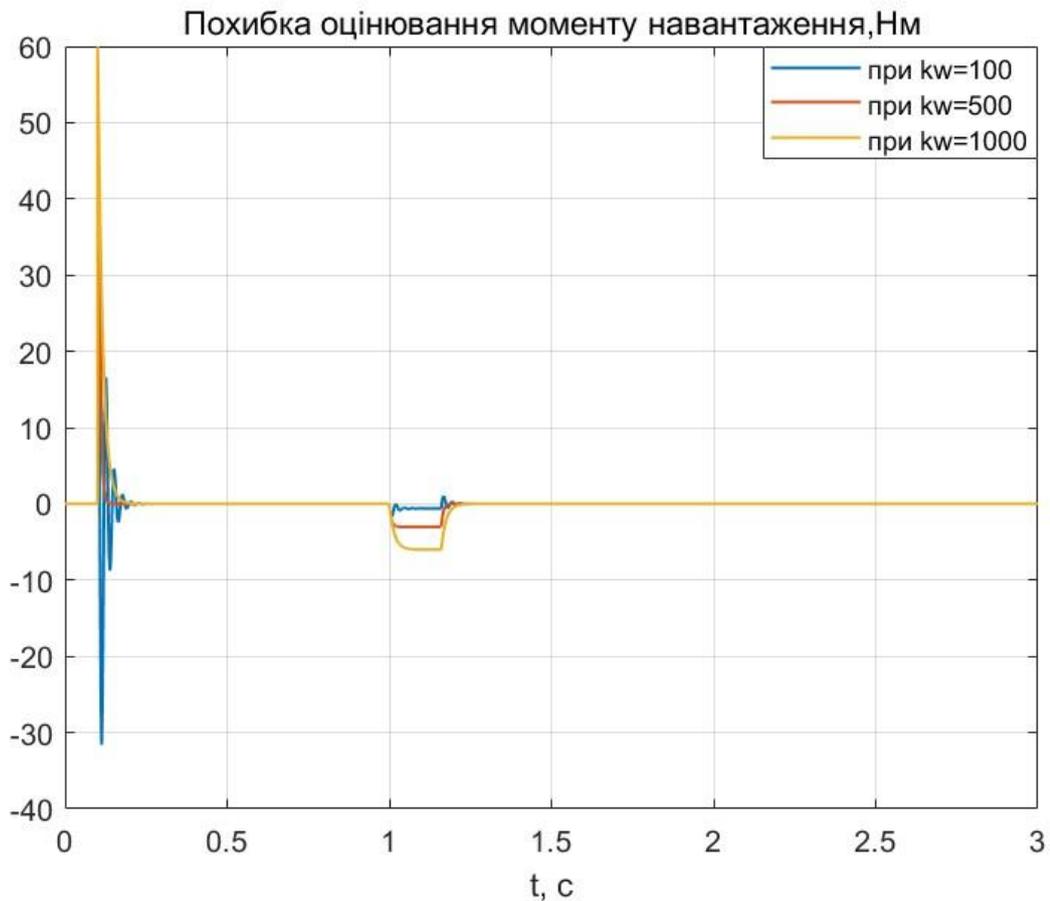


Рисунок 4.10 – Перехідні процеси під час оцінки моменту навантаження при різних коефіцієнтах налаштування

4.3 Створення спостерігача для динаміки з в'язким тертям

В'язке тертя, яке потребує ідентифікації, враховане у рівнянні динаміки кутової швидкості (4.1), на підставі якого буде розглянуто наступний спостерігач:

$$\dot{\hat{\omega}} = \frac{3 p_n}{2 J} (\psi_M + (L_d - L_q) i_d) i_q - \frac{\hat{v}}{J} \omega - \frac{T_L}{J} + k_\omega \tilde{\omega}, \quad (4.18)$$

Похідна похибки кутової швидкості на основі (4.1) та (4.18), має вигляд:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} = \dot{\omega} - \dot{\hat{\omega}} &= \left[\frac{3 p_n}{2 J} (\psi_M + (L_d - L_q) i_d) i_q - \frac{v}{J} \omega - \frac{T_L}{J} \right] - \left[\frac{3 p_n}{2 J} \right. \\ & \left. (\psi_M + (L_d - L_q) i_d) i_q - \frac{\hat{v}}{J} \omega - \frac{T_L}{J} + k_\omega \tilde{\omega} \right] = -\frac{v}{J} \omega + \frac{\hat{v}}{J} \omega - k_\omega \tilde{\omega} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Похибка оцінювання в'язкого тертя визначається:

$$\tilde{v} = v - \hat{v} \quad (4.20)$$

Після підстановки (4.20) в (4.19) динаміка похибки кутової швидкості буде наступною:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= -\frac{v}{J}\tilde{\omega} + \frac{\hat{v}}{J}\tilde{\omega} - k_{\omega}\tilde{\omega} = -\frac{1}{J}\tilde{\omega}((\tilde{v} + \hat{v}) - \hat{v}) - k_{\omega}\tilde{\omega} \\ &= -\frac{\omega}{J}\tilde{v} - k_{\omega}\tilde{\omega}\end{aligned}\quad (4.21)$$

В компактній формі (4.6) приймає наступну форму:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W}\tilde{\Phi} \Rightarrow \dot{\tilde{\omega}} = -\frac{\omega}{J}\tilde{v} - k_{\omega}\tilde{\omega} \quad (4.22)$$

де $\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\omega}$, $\mathbf{A} = [-k_{\omega}]$ – матриця стійкості, $\mathbf{W} = [-\frac{\omega}{J}]$ – матриця регресор, $\tilde{\Phi} = \tilde{v}$.

Розглянемо функцію Ляпунова наступного вигляду:

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{\mathbf{x}}^T\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\Phi}^T\Lambda^{-1}\tilde{\Phi}) = \frac{1}{2}(\tilde{\omega}^2 + \frac{1}{\lambda}\tilde{v}^2) = \frac{1}{2}\tilde{\omega}^2 + \frac{1}{2\lambda}\tilde{v}^2, \quad (4.23)$$

З отриманого виразу (4.23) видно, що $V > 0$. Похідна від (4.23) має вигляд:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \tilde{\omega} \cdot \dot{\tilde{\omega}} + \frac{1}{\lambda}\tilde{v} \cdot \dot{\tilde{v}} = \tilde{\omega} \cdot \left(-\frac{\tilde{v}}{J}\tilde{\omega} - k_{\omega}\tilde{\omega}\right) + \frac{1}{\lambda}\tilde{v} \cdot \dot{\tilde{v}} \\ &= -\frac{\tilde{v}}{J}\tilde{\omega}\tilde{\omega} - k_{\omega}\tilde{\omega}^2 + \frac{1}{\lambda}\tilde{v} \cdot \dot{\tilde{v}}\end{aligned}\quad (4.24)$$

Для того, щоб похідна від функції Ляпунова (4.24) була від'ємна $V \leq 0$, необхідно компенсувати перший і третій доданки її виразу, тобто

$$\begin{aligned}-\frac{\tilde{v}}{J}\tilde{\omega}\tilde{\omega} + \frac{1}{\lambda}\tilde{v} \cdot \dot{\tilde{v}} &= 0, \\ \frac{\tilde{v}}{J}\tilde{\omega}\tilde{\omega} &= \frac{1}{\lambda}\tilde{v} \cdot \dot{\tilde{v}}, \\ \dot{\tilde{v}} &= \frac{\lambda}{J}\tilde{\omega}\tilde{\omega}.\end{aligned}\quad (4.25)$$

то похідна (4.9) приймає наступний вигляд:

З умови $V > 0$, $V \leq 0$ слідує, що вектори x , Φ обмежені для усіх $t \geq 0$.

Застосовуючи лему Барбалат [32] встановлюємо, що

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}^T(\tau) \mathbf{W}(\tau) d\tau > 0 \quad (4.27)$$

$\forall t \geq 0$, то положення рівноваги $(\tilde{\omega}, \tilde{v}) = 0$ є глобально експоненційно стійким для лінійної неавтономної системи:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= \mathbf{A}\tilde{x} + \mathbf{W}\tilde{\Phi}, \\ \dot{\tilde{\Phi}} &= -\Lambda \mathbf{W}^T \tilde{x}. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Алгоритм ідентифікації параметру в'язкого тертя на основі (4.25) має наступний вигляд:

$$\dot{\tilde{v}} = \dot{v} - \hat{v} = -\hat{v} \quad (4.29)$$

Тоді спостерігач в'язкого тертя має вигляд:

$$\dot{\hat{v}} = -\dot{\tilde{v}} = -\frac{\lambda}{J} \omega \tilde{\omega}. \quad (4.30)$$

При виконанні умови (4.27), алгоритм гарантує досягнення $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{v}) = 0$.

Загальний вигляд спостерігача для ідентифікації в'язкого тертя є наступним:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}} &= \frac{3 p_n}{2 J} (\psi_M + (L_d - L_q) i_d) i_q - \frac{\hat{v}}{J} \omega - \frac{T_L}{J} + k_\omega \tilde{\omega}, \\ \dot{\hat{v}} &= -\dot{\tilde{v}} = -\frac{\lambda}{J} \omega \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (4.31)$$

4.4 Аналіз алгоритму ідентифікації в'язкого тертя

На рисунках 4.11–4.18 наведено результати комп'ютерного моделювання розробленого спостерігача, призначеного для оцінювання коефіцієнта в'язкого тертя (4.31).

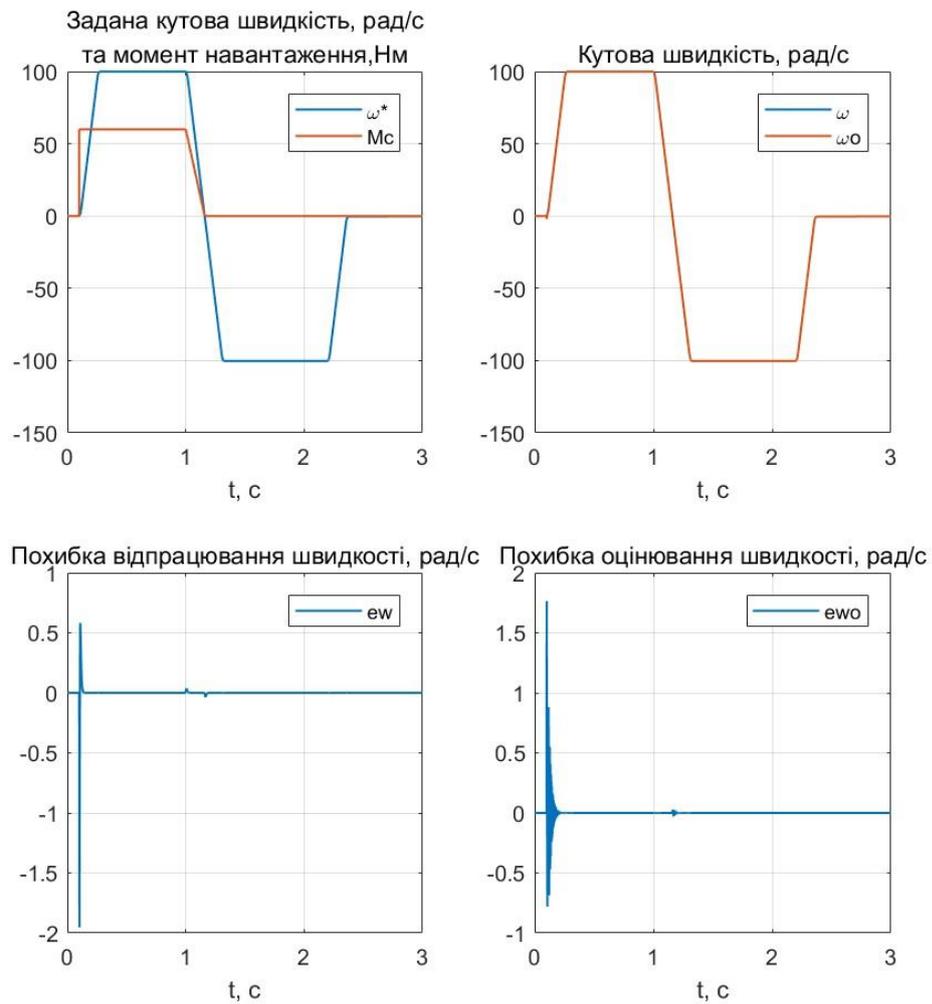


Рисунок 4.11 – Перехідні процеси оцінювання в'язкого тертя при $\lambda=2$, $k_{\omega}=100$

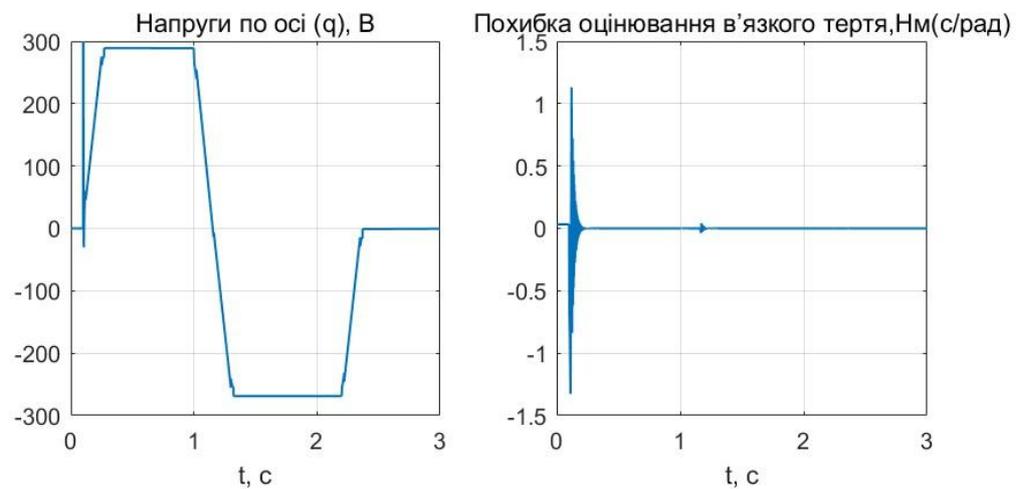


Рисунок 4.12 – Перехідні процеси оцінювання в'язкого тертя при $\lambda=2$, $k_{\omega}=100$

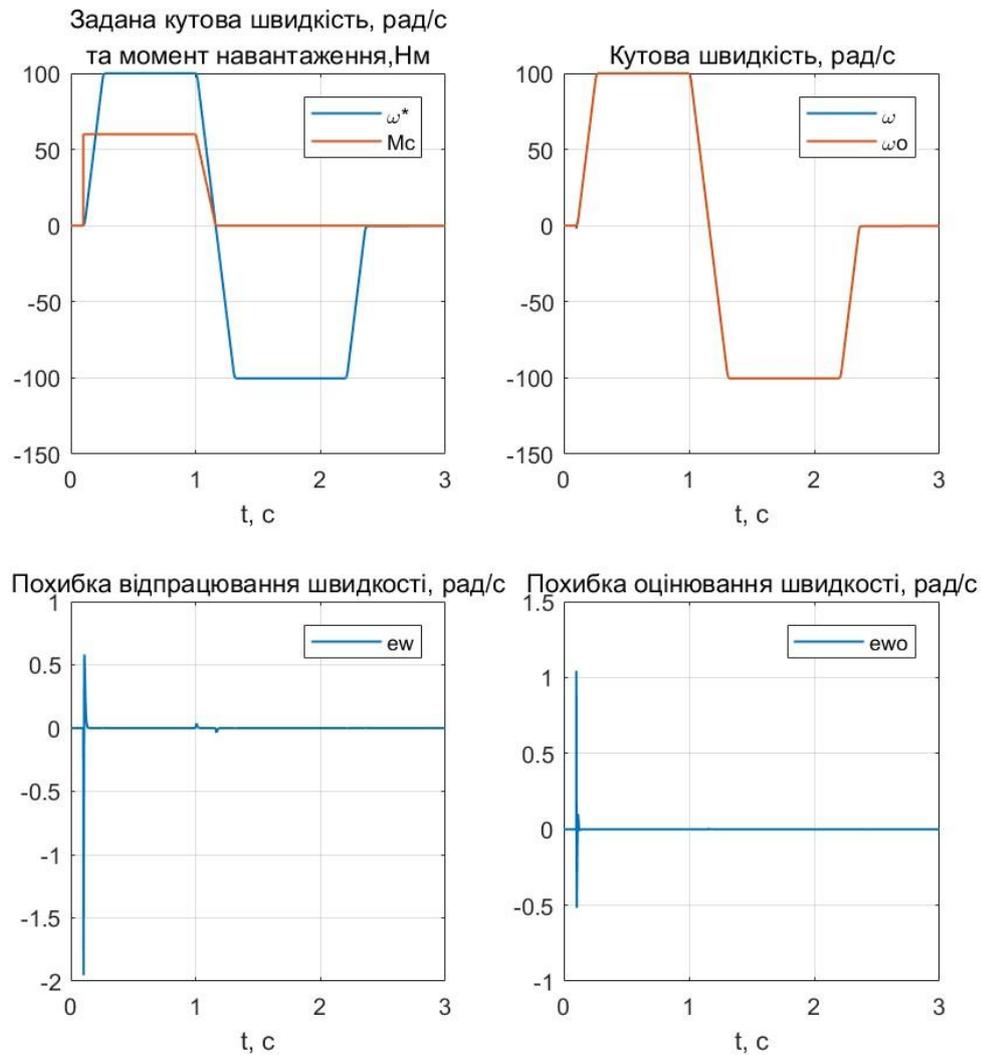


Рисунок 4.13 – Перехідні процеси оцінювання в'язкого тертя при $\lambda=2$, $k_{\omega}=1000$

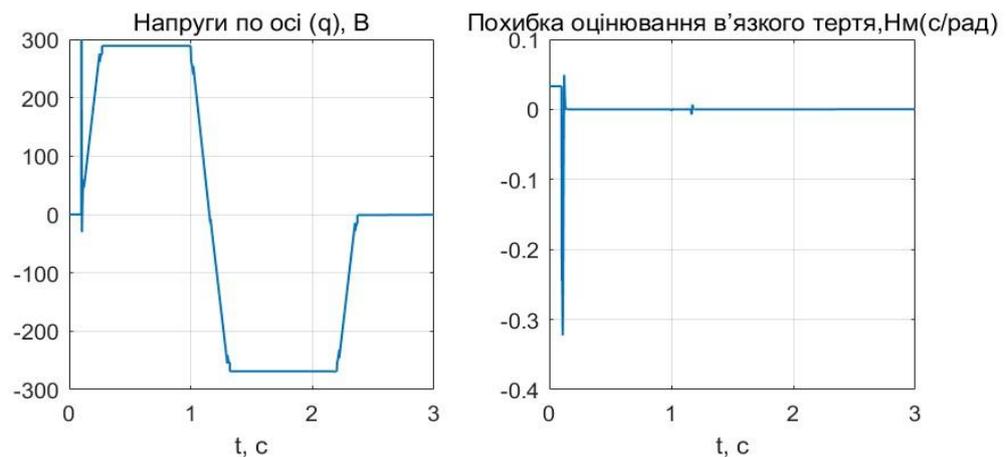


Рисунок 4.14 – Перехідні процеси оцінювання в'язкого тертя при $\lambda=2$, $k_{\omega}=1000$

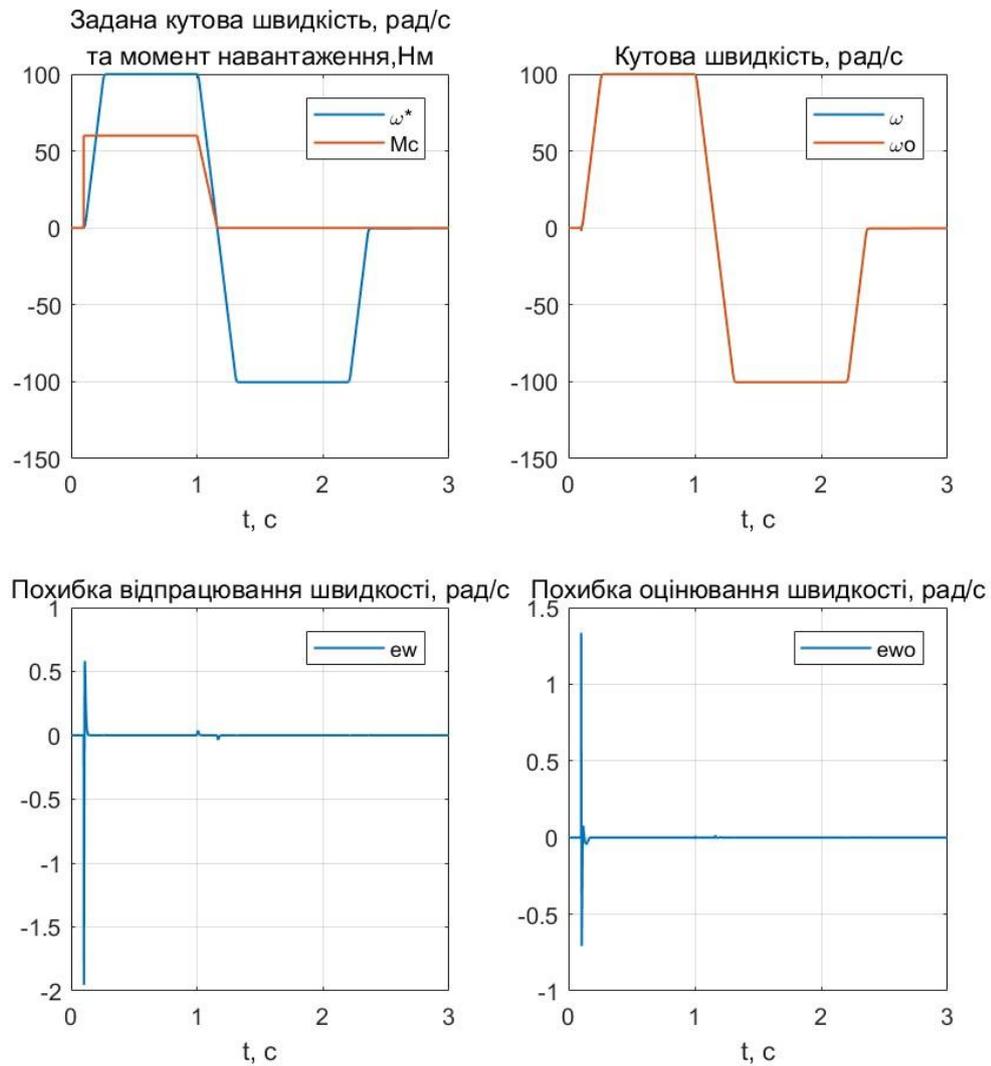


Рисунок 4.15 – Перехідні процеси оцінювання в'язкого тертя при $k_\omega=500$,
 $\lambda=0.02$

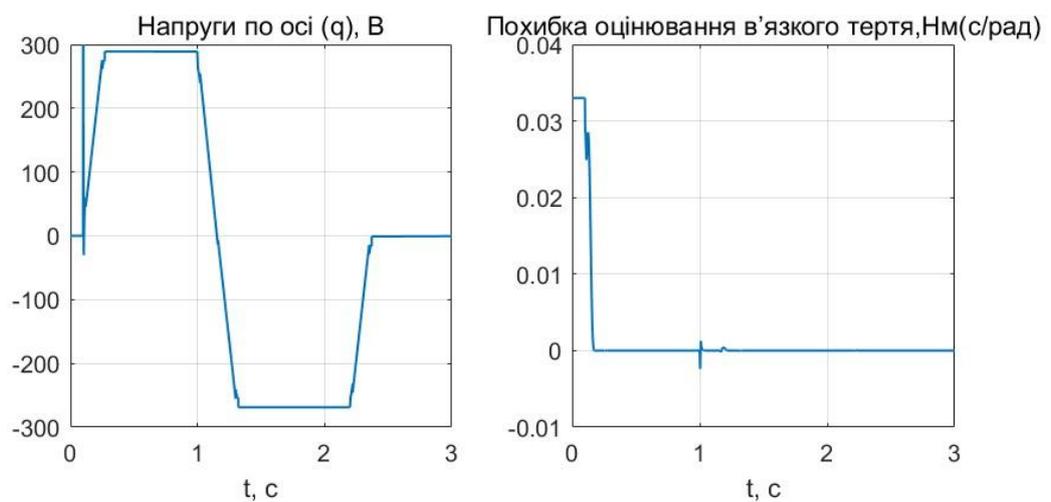


Рисунок 4.16 – Перехідні процеси оцінювання в'язкого тертя при k_ω
 $=500, \lambda=0.02$

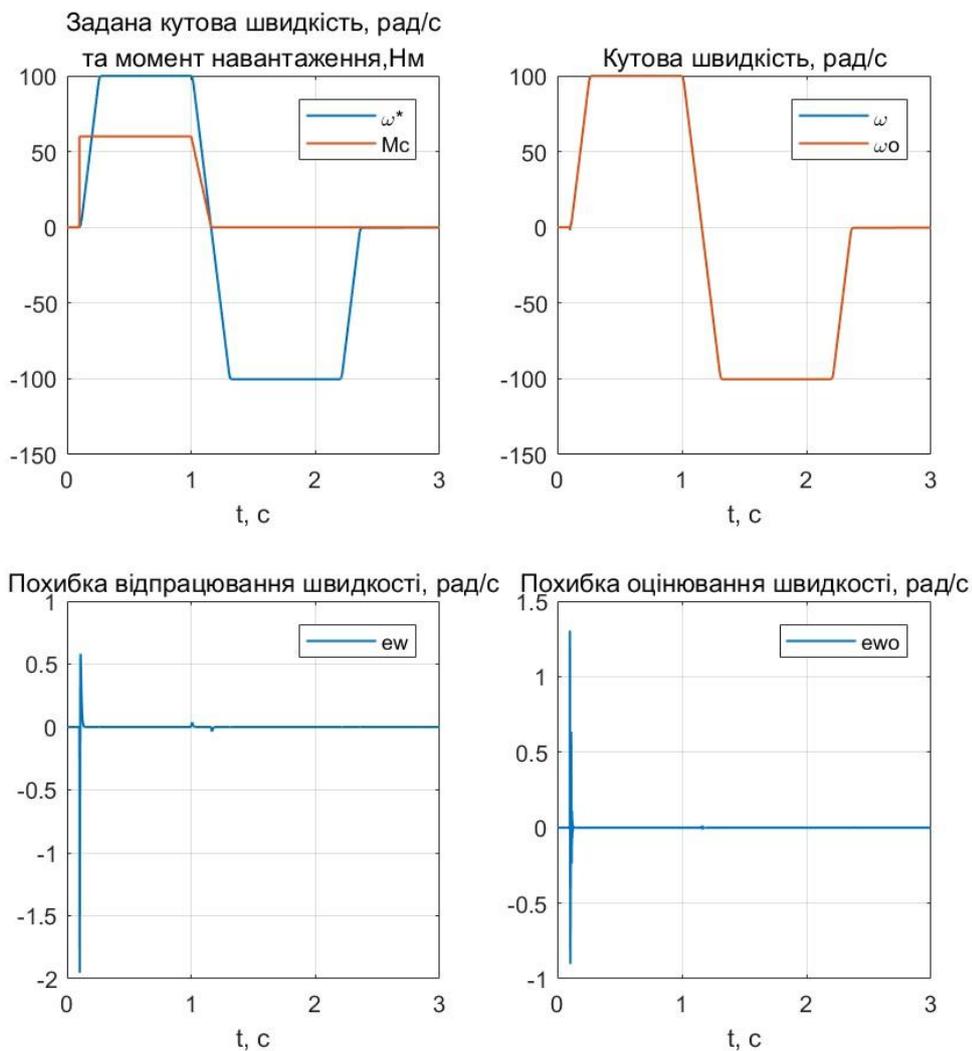


Рисунок 4.17 – Перехідні процеси оцінювання в'язкого тертя при $k_{\omega}=500$,
 $\lambda=20$

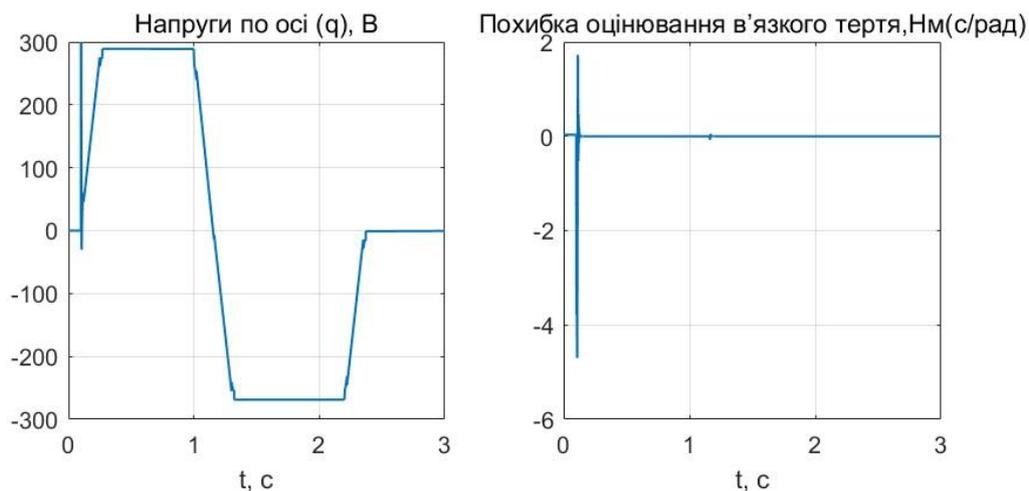


Рисунок 4.18 – Перехідні процеси оцінювання в'язкого тертя при
 $k_{\omega}=500$, $\lambda=20$

На рисунках 4.19–4.20 наведено перехідні характеристики під час оцінювання в'язкого тертя за різних значень коефіцієнтів налаштування.

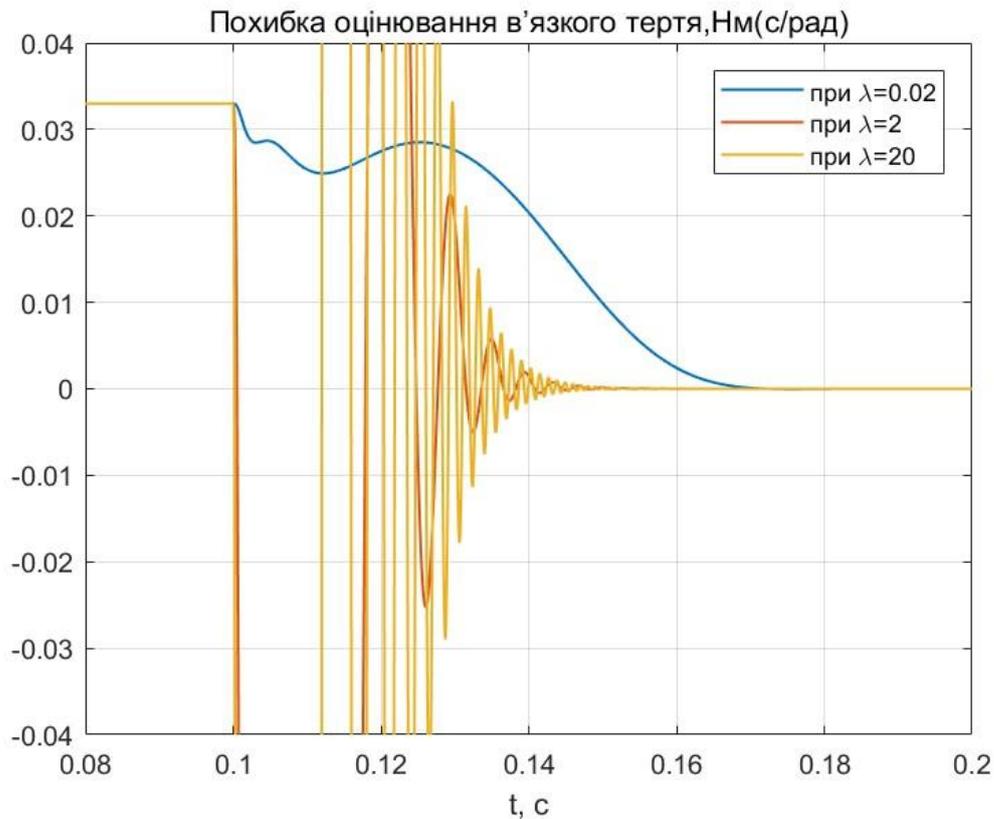


Рисунок 4.19 – Перехідні процеси оцінювання при різних коефіцієнтах

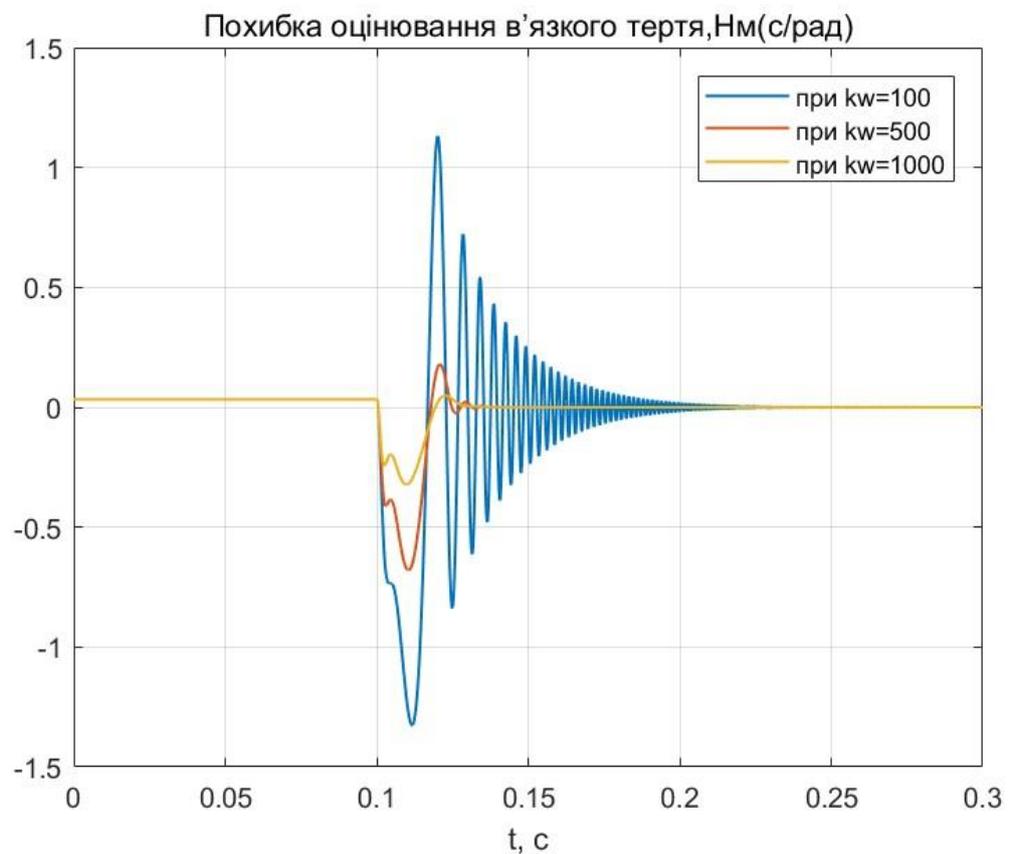


Рисунок 4.20 – Перехідні процеси тертя при різних коефіцієнтах

Висновки до розділу 4

На основі другого методу Ляпунова розроблено спостерігач для оцінювання моменту навантаження та коефіцієнта в'язкого тертя явнополюсного СДПМ.

У програмному середовищі Simnon побудовано відповідну модель, на базі якої виконано дослідження роботи запропонованого алгоритму ідентифікації.

Стійкість отриманого алгоритму підтверджено шляхом математичного моделювання, що також засвідчило його ефективність і досягнення поставлених цілей ідентифікації.

РОЗДІЛ 5 ПРАКТИЧНЕ ВПРОВАДЖЕННЯ КОМПЛЕКСУ УПРАВЛІННЯ

Для реалізації розробленої електромеханічної системи ескалятора необхідно мати відповідне обладнання. У цьому розділі подано узагальнені вимоги до перетворювачів частоти, сформовано функціональну структуру синхронного електроприводу та виконано вибір і розрахунок основних елементів силової частини.

5.1 Вимоги до перетворювачів частоти та функціональна схема електроприводу

У 1968 році компанія *Danfoss* [33] першою у світі налагодила серійне виробництво перетворювачів частоти для регулювання швидкості трифазних асинхронних двигунів. На сьогодні частотні перетворювачі є невід'ємним елементом для оптимізації роботи електроприводів та технологічних систем. Їх застосування постійно розширюється, при цьому основними завданнями є [33]:

- Підвищення енергоефективності. Перехід від фіксованої швидкості до регульованої в установках зі змінним навантаженням забезпечує суттєве енергозбереження. Сучасні електродвигуни потребують розширених алгоритмів керування для ефективної роботи в усьому діапазоні швидкостей.
- Автоматизація виробництва. Зростання вимог до продуктивності промислових підприємств обумовлює потребу в системах, здатних підтримувати регульовану швидкість.
- Оптимізація технологічних процесів. Більш точне керування параметрами машини підвищує продуктивність або комфорт залежно від сфери застосування.

Хоча принцип перетворення змінного струму однієї частоти в іншу залишається незмінним, конструкція ПЧ постійно вдосконалюється. Сучасні прилади поєднують силову електроніку та програмне забезпечення, що дозволяє розширювати функціональність і забезпечувати керування новими типами

двигунів. Зростання вимог щодо енергоефективності стимулює застосування перетворювачів частоти майже у всіх електроприводах, що з часом сприятиме повному переходу на двигуни зі змінною швидкістю.

Перетворювач частоти — це електронний пристрій, що змінює частоту живлення змінного струму. Раніше такі функції виконували електромеханічні агрегати типу «двигун-генератор», які називають динамічними перетворювачами частоти. З появою твердотільної електроніки були створені статичні перетворювачі без рухомих частин [33]. Еволюція пристроїв — від тиристорних модулів з аналоговим керуванням до мікропроцесорних систем — дала змогу значно підвищити точність регулювання та енергоефективність приводів.

Сучасний трифазний електропривод із ПЧ є стандартним рішенням для автоматизованих технологічних комплексів та будівельної інфраструктури. Високоєфективні асинхронні двигуни, а також електродвигуни із постійними магнітами, ЕС-двигуни та синхронні реактивні машини у більшості випадків потребують живлення саме через перетворювачі частоти. Деякі з них взагалі не здатні працювати від мережі безпосередньо.

Сучасні частотні перетворювачі забезпечують регулювання швидкості або моменту з точністю до $\pm 0,5\%$, тоді як двигун зі сталою швидкістю змінює її на 3–5% унаслідок прослизання. Для досягнення високої ефективності електроприводу важливими є не лише двигун і ПЧ, а й оптимізація всієї системи. Згідно з даними асоціації ZVEI, використання енергоефективних двигунів дає близько 10% економії, регулювання швидкості — до 30%, а комплексний аналіз і оптимізація системи — до 60%.

Основна перевага ПЧ полягає в плавному регулюванні швидкості, однак діапазон керування залежить від алгоритму:

- режим U/f — приблизно 1:15;
- векторне керування — 1:100;
- керування з датчиком швидкості (енкодером) — до 1:1000...1:10000.

Також необхідно враховувати обмеження роботи при низьких швидкостях (погіршення охолодження двигуна) та в зоні ослаблення поля, де знижується

доступний момент. Точка початку ослаблення поля визначається максимальною напругою (у Європі 400 В/50 Гц, у Північній Америці 460 В/60 Гц).

На рис. 5.1 представлено типову функціональну структуру електроприводу на базі перетворювача частоти з ланкою постійного струму. Основним елементом системи є перетворювач частоти, що містить силову частину та блок керування.

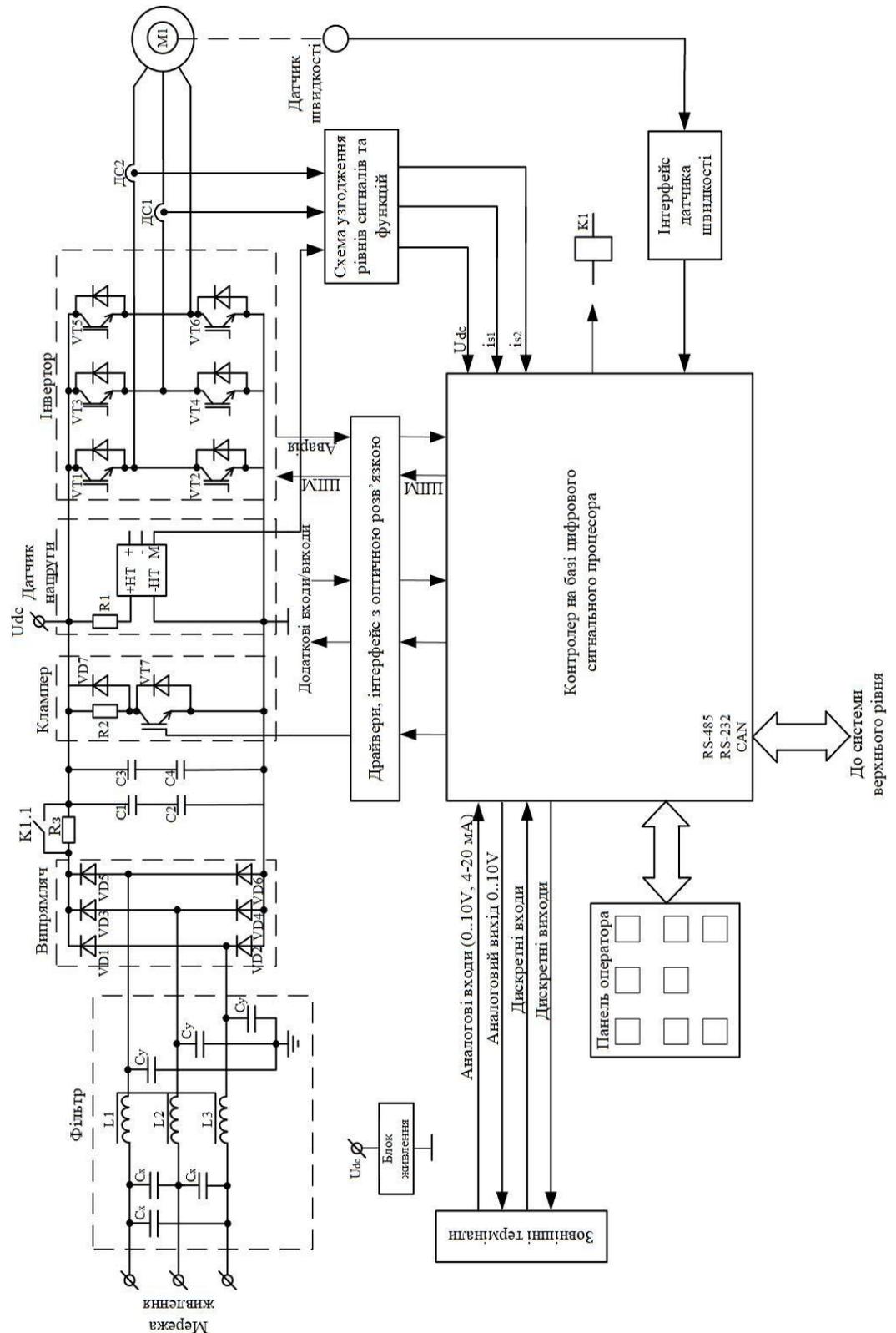


Рисунок 5.1 – Схема функціональна синхронного електроприводу

Перетворювач, як правило, складається з двох основних частин:

- **Силова частина**, до якої входять некерований випрямляч, інвертор, вхідний фільтр, клампер, схема заряджання, конденсатор фільтра випрямляча, датчик напруги постійної ланки, датчики вихідного струму та блок живлення.
- **Система керування (контролер)**, що відповідає за реалізацію алгоритмів роботи та низку допоміжних функцій.
-

5.2 Розрахунок ключових елементів силової частини

Щоб виконати розрахунок основних складових силової частини перетворювача частоти, необхідно мати такі дані: номінальну потужність і струм двигуна, напругу живлення, його ККД та кількість фаз мережі. Паспортні характеристики явнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами наведені у таблиці 2.3.

Максимальний фазний струм визначається перевантажувальною здатністю k_{ov} , що залежить від типу приводу. Для турбомеханізмів цей коефіцієнт зазвичай становить $k_{ov} = 1.1-1.3$; для підйомно-транспортного обладнання, конвеєрів та екструдерів — $k_{ov} = 1.4-2$; для високодинамічних систем — $k_{ov} = 2-3$.

У випадку приводу ескалатора приймаємо $k_{ov} = 1.4$. Тоді максимальне значення струму на виході перетворювача частоти становитиме:

$$I_{max} = k_{ov} I_{na} = 1.4 \cdot 10.4 = 14.6 \text{ A.} \quad (5.1)$$

При живленні перетворювача частоти від трифазної мережі живлення $U_{grid} = 380 \text{ V}$, при ідеальній фільтрації в ланці постійного струму напруга буде рівною $U_{dc} = \sqrt{2} U_{grid} \approx 540$.

Розрахунок некерованого випрямляча

Для підбору діодів у вентильному випрямлячі необхідно визначити значення діючого струму, що проходить через кожен діод, беручи до уваги коефіцієнти запасу. Розрахунковим параметром є номінальне значення випрямленого струму:

$$I_{dc} = \frac{k_{ovl} P_r}{U_{dc} \cdot \eta \cdot \eta_{inv}} = \frac{1.4 \cdot 6300}{540 \cdot 0.88 \cdot 0.96} = 19.3 \text{ A} \quad (5.2)$$

P_r – номінальна потужність перетворювача; η_{inv} – коефіцієнт корисної дії інвертора; U_{dc} – номінальна величина випрямленої напруги.

Під час вибору IGBT-модулів та силових діодів для автономних інверторів напруги необхідно враховувати, що допустима зворотна напруга приладів повинна бути щонайменше у 1,5 раза більшою за максимальну напругу в колі постійного струму.:

$$U_{ce} > 1.5 U_{dc \max} = 1.5 \cdot 750 = 1125 \text{ V} \quad (5.3)$$

Вибір силових діодів здійснюється за наступним критерієм:

$$\begin{aligned} I_{VD} > I_{\max}, U_{VD\max} > U_{ce}, \\ I_{VD} > 19.3 \text{ A}, U_{VD\max} > 1125 \text{ V}. \end{aligned} \quad (5.4)$$

де I_{VD} – тривалий струм діода, $U_{VD\max}$ – зворотна напруга діода.

Вибираємо модульний мостовий випрямляч з параметрами $I_{VD} = 20 \text{ A}$, $U_{VD\max} = 1200 \text{ V}$ типу SKD 25 [34].

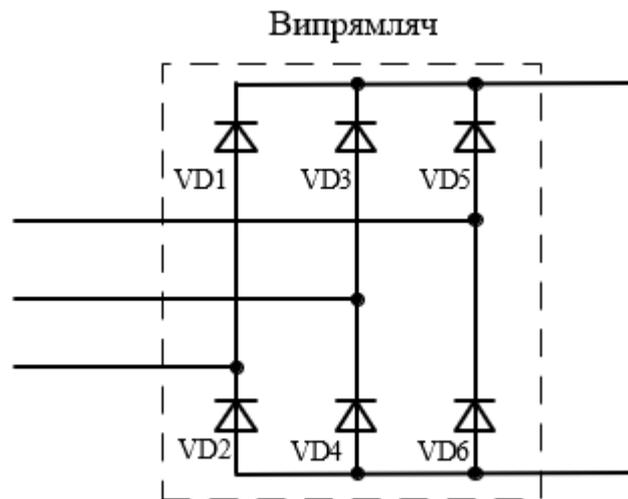


Рисунок 5.2 – Принципова електрична схема діодного випрямляча SKD 25

Розрахунок автономного інвертора напруги

Вибір IGBT проводиться за умовами: $I_c > I_{\max}$ та $U_{CE\max} > U_{CE}$. Виходячи з цих параметрів, обираємо IGBT-модуль з характеристиками $I_{VD} = 25 \text{ A}$, $U_{VD\max} = 1200 \text{ V}$ типу SK25 GD12T4 ETp [35]. Вимикач виконаний у схемі Six Pack із застосуванням технології IGBT 4 (Trench).

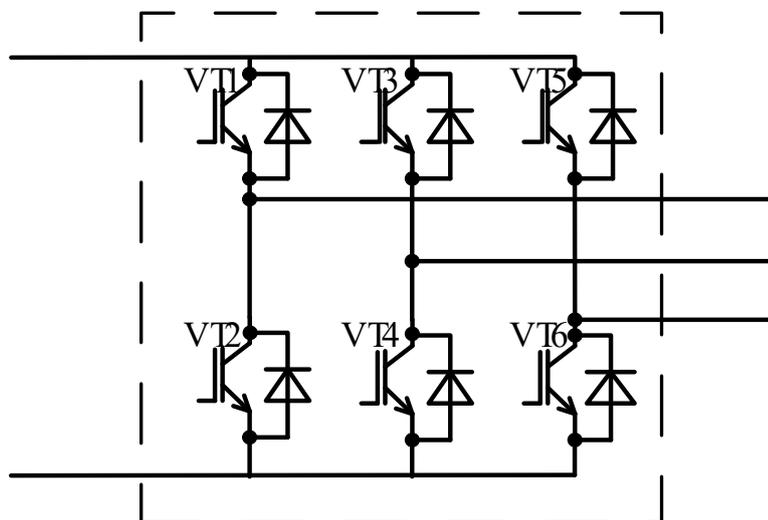
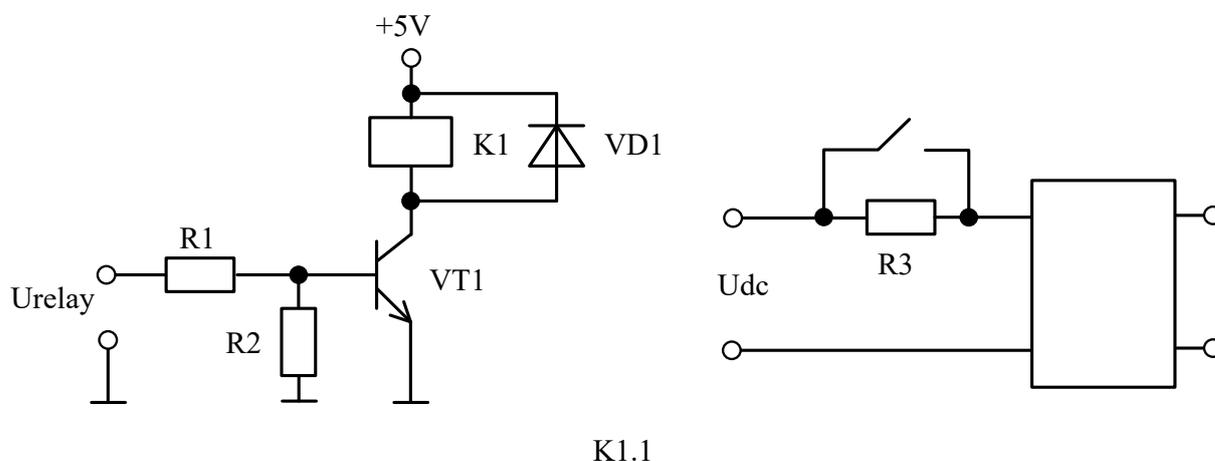


Рисунок 5.3 – Принципова електрична схема IGBT модуля SK25 GD12T4ETp

Розрахунок зарядного кола

Щоб забезпечити обмежений струм при заряджанні конденсаторів фільтра під час ввімкнення перетворювача, у ланцюг постійного струму додається резистор зі шунтуючим контактом. На рисунку 5.4 наведена схема керування реле.



K1.1

Рисунок 5.4 – Схема зарядного кола конденсаторів фільтра.

Для реле обираємо параметри: струм керування $I_{кер} = 0.5 \text{ A}$, напруга керування $U_{кер} = 5 \text{ В}$, а напруга комутації – 600 В, реле типу CPC1017N [50].

Транзистор обираємо з характеристиками: $U_{CE} = 40 \text{ В}$, $I_C = 0.6 \text{ A}$, тип PМВТ 4403 [36].

Для визначення опору R_1 розраховується струм бази транзистора:

$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = \frac{0.6}{40} = 0.015 \text{ A}, \quad (5.5)$$

де $\beta=40$ – коефіцієнт підсилення струму.

$$R_1 = \frac{U_{\text{кер}}}{I_b} = \frac{5}{0.015} = 333 \text{ Ом}, \quad (5.6)$$

Зі стандартного ряду резисторів обираємо $R_1 = 360 \text{ Ом Carbon Film Resistor}$ [37] та $R_2 = 10 \text{ кОм CFR-2W}$ [38].

Опір резистора R_3 треба розрахувати таким, щоб зарядний струм для діодів випрямляча не перевищував допустимого значення:

$$R_3 = \frac{U_{\text{dcn}}}{I_{\text{dc}}} = \frac{540}{19.3} = 28 \text{ Ом} \quad (5.7)$$

Зі стандартного ряду резисторів вибираємо CFR2W [39] з $R_3 = 36 \text{ Ом}$.

Розрахунок ємнісного фільтру

Ємність випрямляча визначається:

$$C = \frac{1}{2\pi f \cdot m \cdot k_p \cdot R_0} = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 50 \cdot 3 \cdot 0.03 \cdot 28} = 1264 \text{ мкФ}, \quad (5.8)$$

де f – частота напруги мережі живлення відповідно;

m – число фаз випрямляча;

$k_p = (0.03-0.05)$ – коефіцієнт пульсацій відповідно;

R_0 – опір навантаження в ланці постійного струму відповідно.

Для роботи вибрано конденсатор типу EEUF1V132 PANASONIC ємністю $C = 1300 \text{ мкФ}$ [40].

Розрахунок датчиків струму та напруги

Датчик струму — це пристрій, який виявляє струм і перетворює його у вихідну напругу, пропорційну величині струму на вимірюваному ділянці кола. Існує широкий спектр датчиків, кожен з яких оптимально працює у певному діапазоні струму та умовах навколишнього середовища. Найбільш поширеним є струмовимірювальний резистор, який можна розглядати як перетворювач струму в напругу: при включенні резистора в ланцюг струм перетворюється на напругу пропорційно його величині. Технологія датчика визначає його характеристики і сферу застосування.

Датчики струму можуть базуватися на ефекті Холла з розімкненим або замкненим контуром. У датчиках із зворотним зв'язком котушка створює магнітне поле, яке протидіє полю, створеному вимірюваним струмом. Такий датчик Холла використовується як пристрій виявлення нуля, а його вихідний сигнал пропорційний струму в котушці.

У датчиках без зворотного зв'язку магнітний потік, що створюється первинним струмом, концентрується в магнітному ланцюзі і вимірюється приладом Холла. Вихідний сигнал датчика точно відображає миттєве значення первинного струму.

При виборі датчика струму враховується максимальне значення струму, який необхідно виміряти, тобто діапазон датчика повинен перевищувати максимальний струм системи. Для системи з закритим контуром керування та максимальним струмом $I_{dc} = 19,3$ А обрано датчик ACS712ELC 20A [41], що працює у діапазоні 0–20 А.

Датчик напруги застосовується для вимірювання та контролю напруги в об'єкті. Він може визначати рівень постійної або змінної напруги, при цьому вхід датчика — це вимірювана напруга, а вихід може бути у вигляді аналогового сигналу, сигналу струму, перемикача чи звукового сигналу.

Датчики напруги здатні реагувати на певні типи електричних або оптичних сигналів. Використання таких датчиків разом із датчиками струму забезпечує ефективні традиційні методи контролю електричних величин.

Датчик напруги дозволяє контролювати та вимірювати подачу напруги, включно з рівнями змінного та постійного струму. Його вихід може формувати аналогові сигнали, перемикачі, звукові сигнали, сигнал струму, частотні сигнали або сигнали з модуляцією (амплітудною, широтно-імпульсною чи частотною).

У більшості випадків вимір напруги здійснюється за допомогою дільника напруги. Існують два основні типи датчиків напруги: ємнісні та резистивні.

Для реалізації вимірювання напруги ланки постійного струму обрано датчик LEM LV25-P [42]. Схема підключення цього датчика представлена на рис.

5.5.

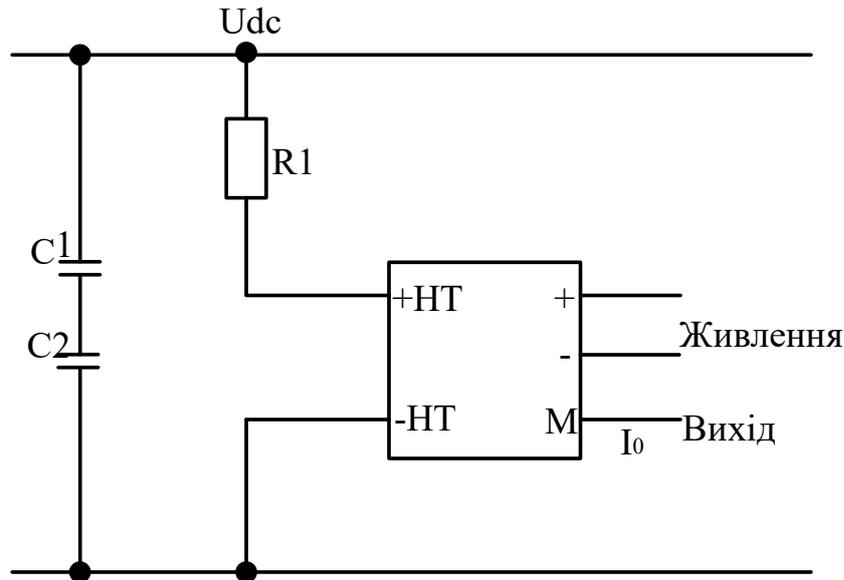


Рисунок 5.4 – Підключення датчика LEM LV25-P

Технічні характеристики датчика напруги LEM LV25-P:

- Номінальний первинний струм: 10А;
- Номінальний вихідний струм: 25 мА;
- Частотний діапазон: 0 ~ 50Hz;
- Діапазон первинного струму: 0 ~ ±14 мА.

Розраховуємо значення резистору R_1 за наступною формулою:

$$R_1 = \frac{U_{dc \max}}{I_{p \max}} = \frac{750}{14 \cdot 10^{-3}} = 50 \text{ кОм.} \quad (5.9)$$

Вибір резистора

Зі стандартного ряду вибрано резистор CR100SJTБ-51R-Hitano [43] з номінальним значенням $R_1 = 51 \text{ кОм}$.

Вибір давача швидкості

Енкодер — це електромеханічний пристрій, який формує електричний сигнал для регулювання швидкості та/або положення. Він перетворює механічний рух у електричний сигнал, що використовується системою керування для контролю заданих параметрів та внесення необхідних коригувань для забезпечення стабільної роботи машини.

Відстежувані параметри залежать від конкретної програми і можуть включати швидкість, переміщення, кількість обертів за хвилину, положення та

інші величини. Системи, що використовують енкодери або інші датчики для керування параметрами, належать до систем **зворотного зв'язку**.

Енкодер двигуна являє собою поворотний датчик, змонтований на електродвигуні, який забезпечує сигнали зворотного зв'язку, відстежуючи швидкість та/або положення валу. Існують різні типи енкодерів: інкрементальні або абсолютні, оптичні або магнітні, з валом або з порожнистим валом/ступицею. Вибір конкретного енкодера визначається типом двигуна, специфікою програми та вимогами до монтажу.

Для давача швидкості обрано **енкодер GTS06-OC-RA600A2-2M – Gtech**, технічні характеристики якого:

- Робоча напруга: 5–24 В;
- Максимальна механічна швидкість обертання: 3000 об/хв;
- Виводи: А, В, Z, А-, В-, Z-.

Висновки до розділу 5

У розділі розглянуто основні вимоги та характеристики перетворювачів частоти, описано призначення їхніх основних модулів та елементів. Складено функціональну схему електроприводу та проведено розрахунки і вибір основних компонентів силової частини.

ВИСНОВКИ

У ході виконання роботи було досліджено та розв'язано актуальне завдання щодо електромеханічної системи ескалатора на основі явнополюсного синхронного двигуна з оцінкою моменту навантаження.

Основні наукові та практичні результати роботи полягають у наступному:

1. Проведено аналітичний огляд науково-технічної літератури за темою кваліфікаційної роботи, на основі якого сформовано ключові вимоги до електромеханічної системи ескалатора.

2. За параметрами існуючих ескалаторів, представлених на ринку, виконано розрахунок необхідної потужності та здійснено вибір електродвигуна для електромеханічної системи.

3. Розроблено та досліджено алгоритм векторного керування кутовою швидкістю явнополюсного синхронного двигуна з постійними магнітами, який забезпечує відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості ротора при дії сталого моменту навантаження. Створено структурну схему системи векторного керування.

4. Синтезовано спостерігач моменту навантаження та в'язкого тертя для явнополюсного СДПМ з використанням другого методу Ляпунова. Досліджено ефективність алгоритму ідентифікації моменту навантаження та в'язкого тертя у середовищі Simpon. Алгоритм є глобально експоненційно стійким для нелінійної системи, що підтверджено результатами математичного моделювання.

5. Для практичної реалізації електромеханічної системи ескалатора визначено вимоги та характеристики перетворювачів частоти, розроблено функціональну схему електроприводу та проведено розрахунок і вибір основних елементів силової частини.

Засвідчую, що у цій кваліфікаційній роботі немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Здобувач вищої освіти _____ **Андрій ЛИТВИНЮК**

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Aliprantis D. C., Audhoff S., Kuhn B. T., “Genetic algorithm-based parameter identification of a hysteretic brushless exciter model,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 21-26, 2006.
2. Belkoura L., Richard J.-P., Fliess M., “Parameters estimation of systems with delayed and structured entries,” *Automatica*, vol. 45, no. 5, pp. 1117–1125, 2009.
3. Bose B.K., *Modern Power Electronics and AC drives*. Pearson Prentice Hall International, London, 2002, pp. 522-524.
4. Дослідження синхронних машин [Текст]: лаб. практикум / В.І. Мілих, Б.О. Єгоров, Г.Г. Єгорова, А.Г. Мірошниченко, В.Д. Юхимчук; за ред. В.І. Мілих. – Харків: НТУ «ХП», 2010.– 117 с.
5. Електропривід ескалатора ЛТ-4. URL: <https://ukrbukva.net/2059Elektroprivod-eskalatora-LT-4.html>
6. Ескалатори. URL: <https://kos.co.ua/lift/eskalator>
7. Facts Worth Knowing about Frequency Converters: [Електронний ресурс]: https://k2drives.co.uk/materials/danfoss_facts_worth_knowing_2017.pdf
8. Freeman R. A., Kokotović P. V., *Robust nonlinear control design: state-space and Lyapunov techniques*. Boston: Birkhäuser, 1996. 272 с.
9. G. Wang, L. Qu, H. Zhan, J. Xu, L. Ding, G. Zhang, D. Xu, "Self-commissioning of permanent magnet synchronous machine drives at standstill considering inverter nonlinearities," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6615-6627, Dec. 2014.
10. G. Zhang, “Speed control of two-inertia system by PI/PID control,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 47, no. 3, pp. 603–609, 2000.
11. Honghao Guo, Bo Zhou, “Torque Estimation and Adaptive Inductance Identification for a Brushless DC Motor”, *Proceedings of the CSEE*, vol. 31, pp. 151-158, 2011.
12. IEC Recommendations for Rotating Electrical Machinery, Part.4: Methods for Determining Synchronous Machine Quantities, IEC, 34-4A. 1985.

13. Jin B., Shen Y., “Permanent magnet synchronous motor parameter identification with multi-innovation least squares,” *IEEE Trans on Electronics and Applications*, pp. 2158-2297, April 2016.
14. Kane D. M., Warburton M. R., "Integration of permanent magnet technology," *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 2002.
15. Kazantzis N., Kravaris C., Nonlinear observer design using Lyapunov’s auxiliary theorem. *Systems & Control Letters*, 34 (1998), pp. 241–247.
16. Li Liu, Wenxin Liu, David A., “Permanent Magnet Synchronous Motor Parameter Identification Using Particle Swarm Optimization,” *International Journal of Computational Intelligence Research*, Vol.4, No.2, pp. 211–218.
17. Li S., Liu Z., “Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3050–3059, 2009.
18. L. Wang, S. Chai, D. Yoo, L. Gan, K. Ng, *PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters Using MATLAB/Simulink*. Singapore: Wiley, 2015.
19. Ortega R., Praly L., Astolfi A., Lee J., Nam K., “Estimation of Rotor Position and Speed of Permanent Magnet Synchronous Motors With Guaranteed Stability,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 19, no. 3, pp. 601-614, May 2011.
20. Piippo A., Hinkkanen M., “Adaptation of motor parameters in sensorless PMSM drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 1, pp. 203-212, 2009.
21. Poulain F., Praly L., Ortega R., “An Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors with Currents and Voltages as only Measurements”, *47th IEEE Conference on Decision and Control*, Cancun, Mexico, Dec. 9-11, 2008.
22. Півняк Г.Г., Бешта О.С., Фурса С.Г., Neuberger N., Nolle N., Розробка синхронного двигуна з постійними магнітами мінімальної вартості. URL: https://elprivod.nmu.org.ua/ua/articles/2010_fursa_2.pdf

23. S. Li, Z. Liu, "Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 8, pp. 3050–3059, 2009.

24. Стяжкін В. П., Теряєв В. І., Гаврилюк С. І., Застосування методів частотного керування для дугостаторних електроприводів антен суднових навігаційних РЛС. Вісник НТУ «ХПІ», 2017, 27(1249).

25. Wang L., Qu L., Zhan H., Xu J., Ding L., Zhang G., Xu D., "Selfcommissioning of permanent magnet synchronous machine drives at standstill considering inverter nonlinearities," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 12, pp. 6615-6627, Dec. 2014.

26. Xinyue Li, Ralph Kennel, "Comparison of state-of-the-art estimators for electrical parameter identification of PMSM," IEEE, 2019.

27. Yanqing Zhang, Zhonggang Yin, "Online identification Methods of parameters for permanent magnet Synchronous motors based on cascade MRAS", Proc. 2015 9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, 2015, pp. 345-350.

28. Yanjing Ouyang, Yufei Dou, "Speed sensorless control of PMSM based on MRAS parameter identification", Proc. 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems(ICEMS), 2018, pp. 1618-1622.

29. Y. Zhang, C. M. Akujuobi, W. H. Ali, "Load disturbance resistance speed controller design for PMSM," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 53, no. 4, pp. 1198–1208, 2006.

30. ZhaoHua L., HuaLiang W., "Global identification of electrical and mechanical parameters in PMSM drive based on dynamic self-learning PSO", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 12, pp. 10858-10871, 2018.

31. Технічна специфікація модульного мостового випрямляча SKD 25. URL: <https://www.semikron-danfoss.com/products/product-classes/bridgerectifier-modules.html#view/table/items/40/>

32. Технічна специфікація IGBT модуля типу SK25 GD12T4Etp. URL: <https://www.semikron-danfoss.com/zh/products/product-classes/igbtmodules/detail/sk-25-gd-12t4-ctp-24919631.html>

33. Технічна специфікація реле типу CPC1017N. URL: <https://blackchip.com.ua/ru/optoelektronika-i/optopary/cpc1017n/>
34. Технічна специфікація транзистора типу PMBT 4403. URL: <https://zapadpribor.com/pmbt4403-235-tranzistor/>
35. Технічна специфікація резистора типу Carbon Film Resistor. URL: <https://radiodetali.com.ua/ua/product/rezistor-2vt-360-om-5-d5-115-cfr-2w75895>
36. Технічна специфікація резистора типу CFR-2W. URL: <https://radiodetali.com.ua/ua/product/rezistor-2vt-10-kom-5-d5-115-cfr-2w67448>
37. Технічна специфікація конденсатора типу EEUFP1V132 PANASONIC. URL: <https://www.tme.eu/ua/details/eeufp1v132/kondensator-i-elektrolitichni-tht/panasonic/>
38. Технічна специфікація давача струму типу ACS712ELC 20A. URL: <https://diyshop.com.ua/ua/datchik-toka-ac712elc-20a>
39. Технічна специфікація давача напруги типу LEM LV25-P. URL: <https://discon.ua/ua/datchiki/datchik-napryazheniya-lv25-p>
40. Технічна специфікація резистора типу CR100SJTB-51R-Hitano. URL: https://vseplus.com/ua/product/rezistor-51-ohm-5-1w-146846?gclid=CjwKCAiAs8acBhA1EiwAgRFdwx51ZbsMMGHcsUb3BpvLv8Q4oVlvMRYd_BQEDtasFGArNRR-xvQvMhoCneUQAvD_BwE
41. Технічна специфікація датчика швидкості типу GTS06-OC-RA600A22M – Gtech. URL: <https://vseplus.com/product/enkoder-opticeskij-inkrementnyj-600-impulsov-150338>