

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЛЬВІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ВЕТЕРИНАРНОЇ
МЕДИЦИНИ ТА БІОТЕХНОЛОГІЙ ІМЕНІ С. З. ҐЖИЦЬКОГО
ФАКУЛЬТЕТ МЕХАНІКИ, ЕНЕРГЕТИКИ ТА
ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

другого (магістерського) рівня освіти

на тему:

**«МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ В
АСИНХРОННОМУ ДВИГУНІ»**

Виконав: студент VI курсу

групи Ен – 61 спеціальності

141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Гриб Л. В.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Керівник: Левонюк В. Р.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

Рецензент: Кригуль Р. Є.

(прізвище та ініціали)

ДУБЛЯНИ 2025

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЛЬВІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ПРИРОДОКОРИСТУВАННЯ
ФАКУЛЬТЕТ МЕХАНІКИ, ЕНЕРГЕТИКИ ТА ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) рівень

Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри

(підпис)
к.т.н., доцент Левонюк В. Р.
(вч. звання, прізвище, ініціали)

“ ____ ” _____ 202__ року

З А В Д А Н Н Я
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Грибу Любомиру Вікторовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи «Математичне моделювання перехідних процесів в асинхронно-му двигуні»

керівник роботи к.т.н., доцент Левонюк В. Р.
(наук.ступінь, вч. звання, прізвище, ініціали)

затверджені наказом Львівського НУП № 140 / к - с від 28.02.2025 р.

2. Строк подання студентом роботи 12.12.2025 р.

3. Вихідні дані
технічна документація, науково-технічна і довідкова література

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

Вступ

1. Аналітичний огляд систем керування та моделей асинхронних електроприводів

2. Математичний опис асинхронних електроприводів

3. Математичне моделювання та чисельний аналіз перехідних процесів асинхронного електропривода

4. Охорона праці та безпека у надзвичайних ситуаціях

5. Економічне обґрунтування впровадження результатів моделювання

Висновки

Перелік джерел посилання

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

Графічний матеріал подається у вигляді презентації

6. Консультанти розділів

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата		Відмітка про виконання
		завдання видав	завдання прийняв	
4	Городецький І. М., к.т.н., доцент			

7. Дата видачі завдання 28.02.2025 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналітичний огляд систем керування та моделей асинхронних електроприводів	28.02.2025 – 28.03.2025	
2	Математичний опис асинхронних електроприводів	31.03.2025 – 2.05.2025	
3	Здійснення математичного моделювання та чисельного аналізу перехідних процесів асинхронного електропривода	5.05.2025 – 11.07.2025	
4	Аналіз небезпеки ураження електричним струмом у різних електричних мережах	14.07.2025 – 17.10.2025	
5	Здійснення економічного обґрунтування впровадження результатів моделювання	20.10.2025 – 7.11.2025	
6	Завершення оформлення розрахунково-пояснювальної записки та презентації	10.11.2025 – 28.11.2025	
7	Завершення роботи в цілому	1.12.2025 – 12.12.2025	

Студент

Гриб Л. В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи

Левонюк В. Р.
(підпис) (прізвище та ініціали)

УДК 621.95.1511:4

Гриб Л. В. Математичне моделювання перехідних процесів в асинхронному двигуні. Кваліфікаційна робота. Дубляни: Львівський національний університет ветеринарної медицини та біотехнологій імені С. З. Гжицького, 2025 р. 59 с. текстової частини, 2 таблиці, 22 рисунки, 23 джерела.

У кваліфікаційній роботі здійснено комплексне дослідження перехідних процесів асинхронного двигуна та проаналізовано можливості їх оптимізації за допомогою математичного моделювання. Проаналізовано сучасні підходи до математичного опису асинхронних двигунів та визначено їхні переваги та обмеження. Сформовано систему рівнянь, яка описує електромагнітні та механічні процеси у машині під час пуску та зміни навантаження. Застосовано метод прямих та чисельне інтегрування ЗДР, що забезпечило можливість високоточного відтворення динаміки двигуна. Здійснено дослідження перехідних режимів при різних умовах пуску та навантаження, що дало змогу виявити критичні швидкісні зони та потенційні резонансні явища. Встановлено, що застосування математичної моделі дає змогу знизити річні витрати на електроенергію, ремонт та простой.

**ЕЛЕКТРОПРИВОД, МОДЕЛЮВАННЯ, АСИНХРОННИЙ ДВИГУН,
ПРОЦЕСИ, АНАЛІЗ, ПРОГРАМНИЙ КОД.**

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ТА МОДЕЛЕЙ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ.....	9
1.1 Роль електроприводів у сучасних машинних технологіях.....	9
1.2 Класифікація електроприводів.....	11
1.3 Системи керування електроприводами.....	17
1.3.1 U / f -регулювання швидкості електроприводу з асинхронним двигуном.....	17
1.3.2 Векторне регулювання швидкості електроприводу з асинхронним двигуном.....	20
2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ....	23
2.1 Фазна та перетворена системи координат.....	23
2.1.1 Ортогональні перетворення.....	24
2.1.2 Косокутні перетворення.....	25
2.2 Типи математичних моделей електричних машин.....	27
2.2.1 L -модель.....	28
2.2.2 Ψ -модель.....	29
2.2.3 A -модель.....	31
3 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЧИСЕЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА.....	32
3.1 Математичне моделювання перехідних процесів в асинхронних електроприводах.....	32
3.2 Аналіз результатів комп'ютерної симуляції.....	38
4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	45
4.1 Аналіз небезпеки ураження електричним струмом у різних електричних мережах.....	45
4.2 Електричні мережі напругою до 1000 В.....	46
4.3 Електричні мережі напругою вище 1000 В.....	47

4.4 Розробка заходів із питань безпеки у надзвичайних ситуаціях.....	50
5 ЕКОНОМІЧНЕ ОБҐРУНТУВАННЯ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬ-	
ТАТІВ МОДЕЛЮВАННЯ.....	52
5.1 Порівняння варіантів роботи електроприводу	52
5.2 Розрахунок економії електроенергії.....	55
5.3 Зменшення витрат на ремонт та обслуговування.....	55
5.4 Загальний економічний ефект та термін окупності.....	55
ВИСНОВКИ.....	57
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	58

ВСТУП

Асинхронні двигуни є ключовим елементом більшості електроприводів промислових установок та становлять понад 80 % від загального парку електричних машин. Надійність та ефективність їх роботи істотно впливають на стабільність технологічних процесів, енергоспоживання підприємств та рівень експлуатаційних витрат. Особливо важливими є перехідні режими – пуск, зупинка та зміна навантаження, оскільки саме в ці моменти виникають максимальні електромагнітні та механічні навантаження, які визначають подальший ресурс обладнання [1].

У приводах із великим моментом інерції, вентиляторах, насосах, дробарках та компресорах саме перехідні процеси формують найбільші втрати енергії та зумовлюють появу крутильних коливань, локальних перенавантажень й прискореного зношування елементів валопроводу. Традиційні емпіричні методи розрахунку не дають змоги точно врахувати взаємодію електромагнітних та механічних підсистем, що підвищує ризик небажаних резонансних режимів. Тому актуальним є розроблення математичної моделі, яка здатна адекватно описувати ці процеси, забезпечувати точний прогноз динаміки та формувати рекомендації щодо оптимального керування приводом.

Сучасні числові методи дають змогу будувати детальні моделі з урахуванням нелінійностей, насичення магнітопроводів, залежності параметрів від ковзання та зміни моменту інерції навантаження. Використання таких моделей у системах керування забезпечує зниження пускових струмів, уникнення критичних швидкісних зон та підвищення енергоефективності привода. Крім того, моделювання є важливим інструментом під час створення цифрових двійників електромеханічних систем, що відповідає сучасним тенденціям індустрії 5.0 [2].

Відтак, математичне моделювання перехідних процесів асинхронного двигуна є науково та практично значущою задачею, спрямованою на підви-

щення надійності, енергетичної ефективності та керованості електроприводів промислових підприємств.

Метою кваліфікаційної роботи є підвищення точності аналізу та оптимізації перехідних режимів асинхронного електроприводу шляхом розроблення та застосування математичної моделі, яка враховує взаємодію електромагнітних та механічних складових привода.

Завданнями кваліфікаційної роботи:

- ✚ виконати аналіз сучасних методів моделювання асинхронних двигунів та визначити їхні переваги і недоліки;
- ✚ розробити математичну модель перехідних процесів, яка описує взаємодію електромагнітної та механічної частин електропривода;
- ✚ реалізувати числовий алгоритм розв'язання моделі з використанням метода прямих та інтегрування системи звичайних диференціальних рівнянь;
- ✚ здійснити імітаційні дослідження перехідних режимів для різних умов пуску та навантаження;
- ✚ оцінити вплив параметрів двигуна та механічної системи на характер перехідних процесів;
- ✚ розробити рекомендації щодо оптимізації пуску та уникнення небажаних режимів роботи;
- ✚ здійснити економічну оцінку ефективності застосування моделі на промисловому електроприводі.

Об'єктом кваліфікаційної роботи є процес функціонування електропривода на базі асинхронного двигуна у перехідних режимах.

Предметом кваліфікаційної роботи є математична модель електромагнітних та механічних процесів асинхронного двигуна під час пуску, зупинки та зміни навантаження.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ТА МОДЕЛЕЙ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

1.1 Роль електроприводів у сучасних машинних технологіях

Сучасне промислове та сільськогосподарське виробництво, транспорт, комунальне господарство, а також сфери життєзабезпечення та побуту нерозривно пов'язані з використанням різноманітних технологічних процесів, більшість із яких ґрунтується на застосуванні робочих машин та механізмів. У всіх випадках, де використовуються технологічні машини, застосовується електропривод. Практично усі процеси, пов'язані з рухом та перетворенням механічної енергії, здійснюються саме за допомогою електроприводу. Виняток становлять лише окремі транспортні та сільськогосподарські машини (автомобілі, трактори тощо), однак й у цих галузях використання електроприводу стає дедалі реальнішим та перспективнішим. Електропривод є головним споживачем електричної енергії. У розвинених країнах на його частку припадає понад 60 % усієї згенерованої електроенергії [3].

Електроприводи відрізняються між собою за технічними характеристиками – потужністю, швидкістю обертання, конструктивним виконанням тощо. Потужність електроприводів прокатних станів, компресорів газоперекачувальних станцій та інших унікальних машин може сягати кількох тисяч кіловат. Водночас потужність електроприводів, які застосовуються у приладах та пристроях автоматики, становить лише кілька ватів. Електроприводи побутових машин зазвичай мають потужність від 10 Вт до 1 кВт, а у верстатах – від 0,25 кВт до 100 кВт. Відтак, діапазон потужностей електроприводів надзвичайно широкий. Не менш великий є діапазон швидкостей обертання: наприклад, у центрифугах вона може сягати 100 000 об/хв, тоді як у деяких механізмах робочий орган здійснює менш ніж один оберт за хвилину.

Більшість виробничих машин та механізмів приводяться у рух електричними двигунами. Двигун разом із механічними передавальними пристро-

ями (редукторами, трансмісіями, кривошипно-шатунними механізмами тощо), які передають рух робочому органу машини, а також з пристроями керування та контролю утворює електромеханічну систему, яка є водночас енергетичною, кінематичною та керувальною системою.

У складніших технологічних комплексах (прокатні стани, екскаватори, обробні центри тощо), де є кілька робочих органів або взаємопов'язаних машин, застосовують декілька електромеханічних систем (електроприводів). Разом з електричними системами розподілу енергії та загальною системою керування вони утворюють єдину електромеханічну систему.

Підвищення швидкості обробки, точності та стабільності технологічних операцій зумовило необхідність створення високодинамічних електроприводів із автоматичним керуванням. Прагнення знизити матеріальні та енергетичні витрати на виконання технологічних процесів сприяло розробленню електроприводів, орієнтованих на технологічну та енергетичну оптимізацію. На етапі розвитку машинного виробництва, досягнутому наприкінці ХХ століття, саме електромеханічні комплекси й системи визначають технологічні можливості та технічний рівень робочих машин, механізмів і установок.

Створення сучасних електроприводів базується на використанні найновіших досягнень силової електротехніки, механіки, автоматики, мікроелектроніки та комп'ютерної техніки. Ці наукові напрями розвиваються надзвичайно швидко, що зумовлює високу динамічність розвитку електромеханічних систем [4].

За останні десятиліття автоматизований електропривод набув особливо інтенсивного розвитку. Це пояснюється загальним прогресом машинобудування, спрямованим на підвищення ефективності та точності виробничих процесів, їх автоматизацію, а також забезпечення стабільної якості продукції. Важливим чинником розвитку електроприводу є й розширення сфер його застосування – не лише у промисловості, а й у сільському господарстві, транспорті, медицині, побутовій техніці та інших галузях, які безпосередньо забезпечують життєдіяльність людини.

Третьою причиною є перехід від екстенсивного розвитку виробництва електричної енергії до більш ефективного її використання. Підвищення ефективності електромеханічного перетворення та споживання електроенергії безпосередньо пов'язане з розвитком електроприводу. Йдеться не лише про зменшення втрат енергії під час електромеханічного перетворення, а насамперед про те, що впровадження автоматизованого регульованого електроприводу дає змогу оптимізувати технологічні процеси, зменшити їх енергоємність та підвищити загальну продуктивність виробництва.

Прискорення темпів науково-технічного прогресу у машинобудуванні та суміжних галузях, а також скорочення термінів морального старіння технічних засобів постійно висувають нові вимоги до подальшого розвитку елементів та систем автоматизованого електроприводу. Сучасні технології, пов'язані з механічним рухом, дедалі частіше ґрунтуються саме на застосуванні регульованого автоматизованого електроприводу, який забезпечує необхідну гнучкість, точність та енергоефективність виробничих процесів.

1.2 Класифікація електроприводів

Електроприводи, які застосовуються у різних технологічних установках, відзначаються великою різноманітністю за своїми функціональними можливостями, схемними та конструктивними особливостями, ступенем автоматизації, що зумовлено широким спектром типів робочих машин. Класифікацію електроприводів за основними ознаками наведено у таблиці 1.1.

За способом з'єднання з робочим органом електроприводи поділяються на індивідуальні та групові. Якщо кожен робочий орган машини приводиться в дію окремим електроприводом, такий привід називають індивідуальним. Він може бути одноруховим (з одним двигуном) або багаторуховим (з кількома двигунами, які працюють спільно).

Груповий електропривод передбачає, що один електродвигун приводить у дію кілька робочих органів. У цьому разі кінематична схема машини

ускладнюється, а керування робочими органами стає менш зручним, оскільки для їх роздільного регулювання потрібно застосовувати додаткові механічні пристрої – керовані муфти, коробки передач, фрикціони тощо.

Зі зростанням рівня технічного розвитку групові електроприводи поступово витісняються індивідуальними, які забезпечують більшу гнучкість керування та підвищену ефективність роботи машин.

За видом руху електродвигуна електроприводи поділяють на обертальні та лінійні. Найпоширенішими, а донедавна – фактично єдиними, були електроприводи обертального руху. Проте останнім часом зростає інтерес до лінійних електродвигунів, застосування яких є конструктивно доцільнішим у механізмах, де робочий орган здійснює поступальний або зворотно-поступальний рух. Використання лінійних двигунів дає змогу уникнути складних кінематичних пар – гвинт-гайка, кульково-гвинтових передач, кривошипно-шатунних механізмів тощо [5].

Розроблення нових, більш ефективних конструкцій лінійних електродвигунів, які живляться від напівпровідникових перетворювачів частоти, відкриває широкі можливості для застосування лінійних електроприводів у промисловому обладнанні, передусім у металорізальних верстатах та високотехнологічних виробничих комплексах.

Таблиця 1.1 – Класифікація автоматизованих електроприводів

Класифікаційні ознаки	Класифікаційні градації
За кількістю робочих органів, які приводяться електроприводом	Індивідуальний Багатодвигунний Груповий
За видом руху електродвигуна	Обертального руху Лінійний Багатокоординатного руху
За способом з'єднання двигуна з робочим органом	Редукторний Безредукторний Конструктивно-інтегрований
За регулюванням	Нерегульований Регульований

За основним контрольованим параметром	Регульований за моментом Регульований за швидкістю Регульований за положенням
За видом керування	З ручник керуванням З напіваавтоматичним керуванням З замкненою САК швидкості з ручним заданням або із заданням від системи керування технологічним процесом З замкненою САК положення, яка забезпечує точне позиціонування З програмним керуванням Слідкуючий

Електродвигуни можуть з'єднуватися з робочим органом машини безпосередньо або через редуктор чи іншу кінематичну передачу. Безпосереднє з'єднання двигуна з робочим органом характерне для високошвидкісних машин, зокрема насосів та вентиляторів. У машинах, де швидкість обертання робочого органу є меншою за номінальну швидкість електродвигуна, застосовують редуктори, які знижують частоту обертання та водночас збільшують крутний момент на валу.

У високоточних механізмах та машинах, які працюють у динамічних режимах, прагнуть мінімізувати або повністю усунути механічні передачі між валом двигуна та робочим органом. Такі системи називають безредукторними електроприводами. Однак у цьому разі зростають габарити та маса двигуна, оскільки за однакової потужності ці параметри приблизно пропорційні його номінальній швидкості.

Останніми роками особливо для високоточних електроприводів спостерігається тенденція до конструктивної інтеграції робочого органу з електродвигуном. Прикладами таких інтегрованих систем є електрошпинделі (у шліфувальних верстатах), мотор-колеса (у транспортних засобах) та інші подібні рішення.

Новим напрямом у розвитку електроприводної техніки є створення електромеханічних модулів, які поєднують у собі робочий орган, електроме-

ханічний перетворювач (двигун) із системою його регулювання та мікропроцесорний блок керування. Такі модулі, які отримали назву мехатронних, широко застосовуються у робототехніці та у верстатах із числовим програмним керуванням (ЧПК).

Під регульованістю електроприводу розуміють здатність системи змінювати або точно підтримувати задані параметри – швидкість, прискорення чи момент (зусилля) приводного електродвигуна [6].

Історично більшість електроприводів виконано на базі короткозамкнених асинхронних електродвигунів, які у стандартних схемах живлення не забезпечують регулювання швидкості або моменту. Модифікацією таких двигунів є двошвидкісні та тришвидкісні асинхронні машини, які дають змогу отримувати кілька фіксованих робочих швидкостей, однак не забезпечують плавного регулювання у заданому діапазоні. До електроприводів із подібним рівнем керованості належать також системи з реостатно-контакторним керуванням, які не дають можливості регулювати момент та прискорення двигуна або формувати необхідний закон зміни швидкості у часі.

Тому електроприводи, які базуються на багатошвидкісних двигунах або контакторному керуванні, не можуть розглядатися як регульовані у сучасному розумінні цього терміна.

Під поняттям регульований електропривод розуміють електромеханічну систему, здатну реалізовувати керування динамічними параметрами руху робочого органу машини відповідно до заданих вимог. Такий електропривод виконує низку ключових функцій:

- ✚ забезпечення потрібної швидкості обертання або переміщення у заданому діапазоні регулювання;
- ✚ підтримання встановленої швидкості з визначеною точністю при дії збурюючих факторів, зокрема при зміні навантаження на валу;
- ✚ регулювання моменту, який розвиває двигун, як у рушійному, так і в гальмівному режимах;

✚ формування потрібного закону зміни швидкості в часі $\omega = f(t)$ відповідно до технологічних вимог.

Сучасні тенденції розвитку електроприводів характеризуються поступовим переходом до повсюдного впровадження саме регульованих систем, які забезпечують високу точність, енергоефективність та адаптивність до умов роботи технологічного обладнання.

Залежно від призначення та умов експлуатації, електроприводи можуть працювати з регулюванням одного із головних параметрів – моменту, швидкості або положення робочого органу. У більшості випадків ці параметри взаємопов'язані: наприклад, при керуванні положенням необхідним є одночасний контроль швидкості та моменту.

1. Регулювання моменту. Цей тип керування застосовується переважно у механізмах, де потрібно забезпечити постійний натяг або тиск на оброблюваний матеріал – наприклад, у намотувальних машинах, лініях безперервної обробки тканин, паперу тощо.

2. Регулювання швидкості. Найбільш поширений тип регулювання, який використовується у приводах головного руху верстатів, прокатних клітьях, конвеєрах, насосах, живильниках та інших установках, де технологічний процес вимагає точного контролю швидкості.

3. Регулювання положення. Характерне для позиційних систем, у яких робочий орган має досягати визначеного положення або переміщуватися за певною траєкторією. Такі системи реалізуються у координатних механізмах, роботизованих установках, верстатах із числовим програмним керуванням (ЧПК) тощо.

За діапазоном регулювання швидкості розрізняють такі типи електроприводів [7]:

- ✚ з обмеженим діапазоном регулювання – до 2:1;
- ✚ приводи загального призначення – до 100:1;
- ✚ широкорегульовані електроприводи – приблизно 1000:1;
- ✚ високоточні електроприводи – з діапазоном понад 10 000:1.

Класифікація за видом керування. За принципами організації керування електроприводи поділяють на:

 Системи з ручним керуванням. Найпростіший варіант, притаманний нерегульованим приводам. Управління здійснюється за допомогою релейно-контакторної апаратури, яка забезпечує функції пуску, зупинки, захисту та блокування.

 Системи з напівавтоматичним керуванням. Передбачають участь оператора через командні прилади (кнопки, контролери), тоді як частина процесів – наприклад, зміна опорів у пусковому реостаті – виконується автоматично відповідно до заданих алгоритмів. Такі системи широко застосовуються у вантажопідіймальних механізмах та транспортних пристроях.

 Системи автоматичного регулювання. Для сучасних регульованих електроприводів типовими є замкнені контури автоматичного регулювання струму, швидкості та положення. Керування може здійснюватися як безпосередньо оператором (наприклад, у прокатних станах або екскаваторах), так й автоматично технологічною системою (у папероробних машинах, дозаторах, лініях автоматичного виробництва тощо).

 Позиційні електроприводи. Забезпечують точну фіксацію або зупинку робочого органу у заданій позиції за допомогою замкненого контуру керування положенням.

 Приводи із числовим програмним керуванням (ЧПК). Реалізують рух за заздалегідь визначеною програмою. Такі системи містять контури регулювання швидкості та положення, які діють у координованому режимі.

 Слідкуючі електроприводи. Призначені для відпрацювання завдань, характер яких змінюється у процесі роботи та заздалегідь невідомий. Основною функцією таких систем є точне відтворення змін керувального сигналу у реальному часі.

1.3 Системи керування електроприводами

Система керування є невід’ємною складовою електропривода та визначає його динамічні та енергетичні характеристики. Її призначення полягає у формуванні необхідних сигналів керування, які забезпечують задані швидкісні, моментні або позиційні режими роботи електродвигуна відповідно до вимог технологічного процесу.

Із розвитком силової електроніки, мікропроцесорних систем та теорії автоматичного керування відбувся перехід від традиційних схем без регулювання або з простим частотним керуванням до високотехнологічних систем керування, які дають змогу реалізовувати прецизійне регулювання моменту та швидкості асинхронних двигунів.

1.3.1 U / f -регулювання швидкості електроприводу з асинхронним двигуном. U / f регулюванням, або скалярним регулюванням, швидкості електроприводу з асинхронним двигуном називають регулювання, при якому зміна швидкості досягається шляхом впливу на частоту напруги на статорі при одночасному зміні модуля цієї напруги. При U / f -регулюванні напруга та струм розглядаються як скалярні величини, тобто використовуються модулі цих величин. Спосіб регулювання ґрунтується на схемі заміщення асинхронного двигуна (рис. 1.1), та на виразі для електромагнітного моменту (1.1).

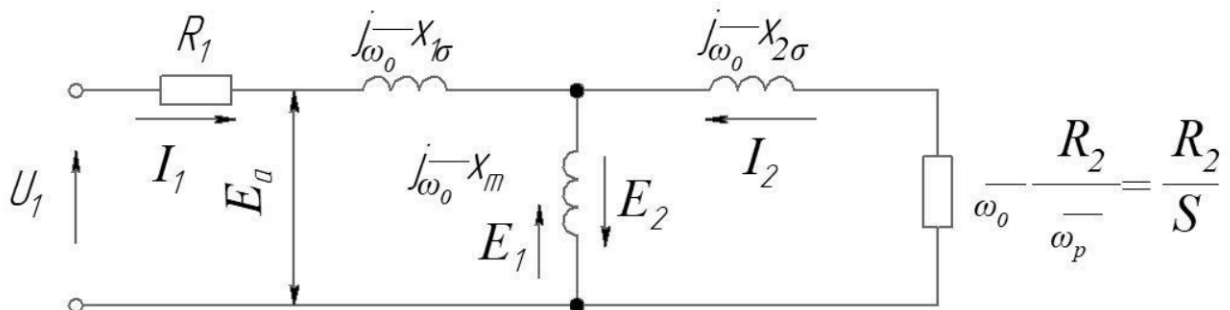


Рисунок 1.1 – Т-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

$$M_D = 3 \frac{p_n U_1^2}{\omega_{0ел.н}} \frac{\bar{\omega}_p x_m^2 R_2}{\left(R_1 R_2 - \sigma \bar{\omega}_0 \bar{\omega}_p x_1 x_2 \right)^2 + \left(R_2 \bar{\omega}_0 x_1 + R_1 \bar{\omega}_p x_2 \right)^2}. \quad (1.1)$$

При U / f -регулюванні вид механічної характеристики визначається тим, як співвідносяться між собою частота та значення напруги живлення статора двигуна. Відтак, частота та напруга виступають як два управляючі впливи, які зазвичай регулюються спільно. При цьому частота приймається за незалежний вплив, а значення напруги при даній частоті визначається виходячи з того, як повинен змінюватися вид механічних характеристик приводу при зміні частоти, тобто, першочергово, з того, як повинен змінюватися залежно від частоти критичний момент. Такий спосіб регулювання швидкості приводу з асинхронним двигуном називається частотним, а характер узгодження напруги і частоти – законом частотного регулювання, який визначається вимогами, які ставляться до приводу конкретного об'єкта, для якого призначений електропривод.

У значній кількості випадків бажаним законом регулювання вважається такий, при якому у всьому діапазоні регулювання швидкості підтримується сталість перевантажувальної здатності двигуна [8]:

$$\lambda = \frac{M_{\max \partial on}}{M_n}, \quad (1.2)$$

де $M_{\max \partial on}$ – момент, який максимально допустимий за умовами роботи двигуна; M_n – номінальний момент.

Для асинхронного двигуна з номінальним моментом M_n ця вимога зводиться до необхідності підтримки сталості критичного моменту у всьому діапазоні регулювання швидкості зміною частоти. Часто для реалізації такого закону регулювання потрібно забезпечити сталість відношення $U / f = const$ або те саме, що саме, $U_1 / \bar{\omega}_0 = const$.

У реальному двигуні активний опір обмоток статора не дорівнює нулю. Проте припущення, що він рівний нулю, виявляється прийнятним при розгляді характеристик двигунів великої потужності. Це пояснюється тим, що у двигуні великої потужності провідники обмотки статора мають великий поперечний перетин а, відтак, омичний опір обмотки справді невеликий порівняно з її індуктивним опором. Якщо ж розглядається двигун малої або середньої потужнос-

ті, то зневажа активним опором статорної обмотки може призвести до того, що вимога підтримки сталості критичного моменту при зміні частоти виконуватися не буде. Отже, у випадку закону частотного регулювання, у якому напруга змінюється пропорційно частоті, не забезпечує незалежності критичного моменту від частоти. Це ілюструє рис. 1.2, на якому представлені механічні характеристики, виконані з дотриманням співвідношення $U_1 / \bar{\omega}_0 = \text{const}$.

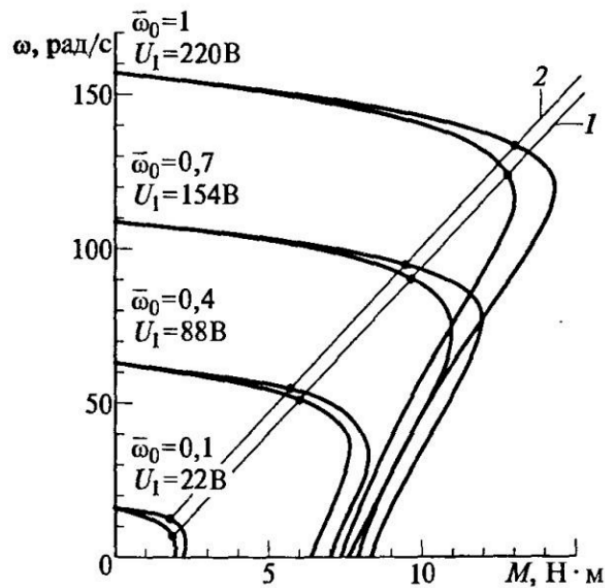


Рисунок 1.2 – Механічні характеристики асинхронного двигуна при розрахунку за схемами заміщення: 1 – T -подібною; 2 – Γ -подібною.

Відтак, як бачимо з T -подібної схеми заміщення (рис. 1.1), при нехтуванні активним опором обмотки статорної напруга U_1 дорівнює напрузі за активним опором E_a . З цього випливає, що момент двигуна можна визначити за формулою:

$$M_D = 3 \frac{p_n k_1^2}{\omega_{0ел.н}} \frac{R_2 / \bar{\omega}_p}{(R_2 / \bar{\omega}_p)^2 + (\sigma x_2)^2} \left(\frac{E_a}{\bar{\omega}_0} \right)^2; \quad (1.3)$$

$$M_{кр} = \pm \frac{3}{2} \frac{p_n k_1^2}{\omega_{0ел.н}} \frac{1}{\sigma x_2} \left(\frac{E_a}{\bar{\omega}_0} \right)^2. \quad (1.4)$$

Відтак, у загальному випадку для підтримки сталості перевантажувальної здатності двигуна при частотному регулюванні потрібно виконувати закон частотного регулювання у вигляді:

$$E_a / \bar{\omega}_0 = \text{const}. \quad (1.5)$$

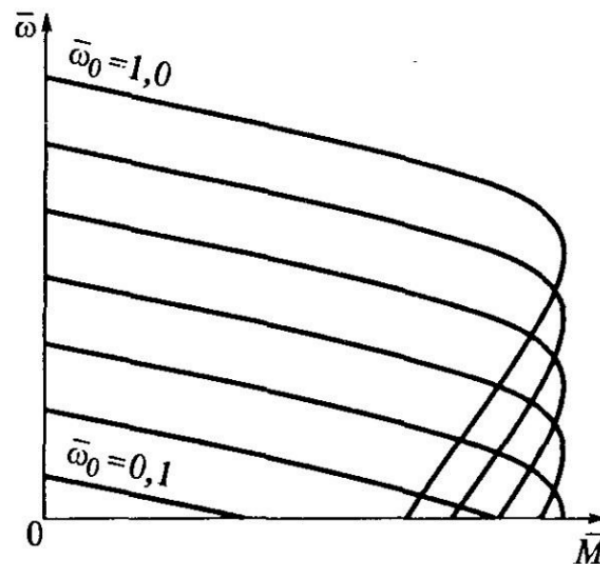


Рисунок 1.3 – Механічні характеристики асинхронного двигуна при законі регулювання $E_a / \bar{\omega}_0 = \text{const}$

Для забезпечення закону частотного регулювання, який визначається виразом (1.5), напругу на статорних обмотках потрібно збільшувати в порівнянні з E_a на величину падіння напруги у статорній обмотці.

1.3.2 Векторне регулювання швидкості електроприводу з асинхронним двигуном. Розглянуті у попередньому підпункті принципи скалярного частотного регулювання швидкості в електроприводі з асинхронним двигуном широко застосовуються у тих випадках, коли до приводу ставляться порівняно невисокі вимоги по діапазону регулювання швидкості та динамічним характеристикам. Робота приводу у діапазоні близько тисяч одиниць при жорстких вимогах до швидкодії може бути забезпечена векторними системами управління. Саме ці системи дали змогу досягнути у приводі з асинхронним двигуном регулювальних властивостей, які раніше вважалися досяжними тільки в приводах з двигунами постійного струму незалежного збудження, та навіть перевершити їх.

Основні принципи векторного управління розробили в 70-х роках ХХ в [9]. Сьогодні в результаті фундаментальних теоретичних досліджень та успіхів у галузі силової напівпровідникової електроніки та мікропроцесорних систем

розроблені електроприводи із векторним управлінням, які серійно випускаються електротехнічними фірмами всього світу.

Якщо під скалярним регулюванням швидкості в асинхронному двигуні розуміється таке регулювання, при якому у якості змінних в системі використовуються ефективні значення напруг, струмів та потокощеплень, а самі ці величини вважаються величинами скалярними, то в основі векторного управління лежить уявлення про ці величини, як про просторові вектори. Можна також відзначити, що скалярне керування базується на залежностях, які лежать в основі схеми заміщення асинхронного двигуна (рис. 1.1), а векторне керування – на відповідних структурних схемах.

Наочне уявлення про різницю між скалярним та векторним управлінням ґрунтується на основі розгляду режиму *IR*-компенсації. Відмінність формулюється наступним чином: якщо напруга на статорі двигуна U_1 , формується як сума модулів напруги за активним опором фази статора E_a та падіння напруги на активному опорі $I_1 R_1$ то таке управління є скалярним; якщо вектор напруги $\tilde{U}_1$ утворюється як векторна сума цих величин $\tilde{E}_a + \tilde{I}_1 R_1$, то це – векторне керування.

Для пояснення сенсу використання векторного керування звернемося до математичного опису асинхронного двигуна в просторових векторах при орієнтації дійсної осі оберткової системи координат $\alpha - \beta$ по вектору $\tilde{\Psi}_2$. Цьому опису відповідають наступні вирази [10]:

$$i_{1\alpha} = \frac{1/R_1}{\sigma T_1 p} (u_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha} + \omega_{0el} \sigma T_1 i_{1\beta} - k_2 p \Psi_2). \quad (1.6)$$

$$i_{1\beta} = \frac{1/R_1}{\sigma T_1 p} (u_{1\beta} - R_1 i_{1\beta} + \omega_{0el} \sigma T_1 i_{1\alpha} - k_2 \omega_{0el} \Psi_2). \quad (1.7)$$

$$\Psi_2 = \frac{1}{T_2 p} (L_m i_{1\alpha} - \Psi_2). \quad (1.8)$$

$$\omega_p = k_2 R_2 i_{1\beta} / \Psi_2. \quad (1.9)$$

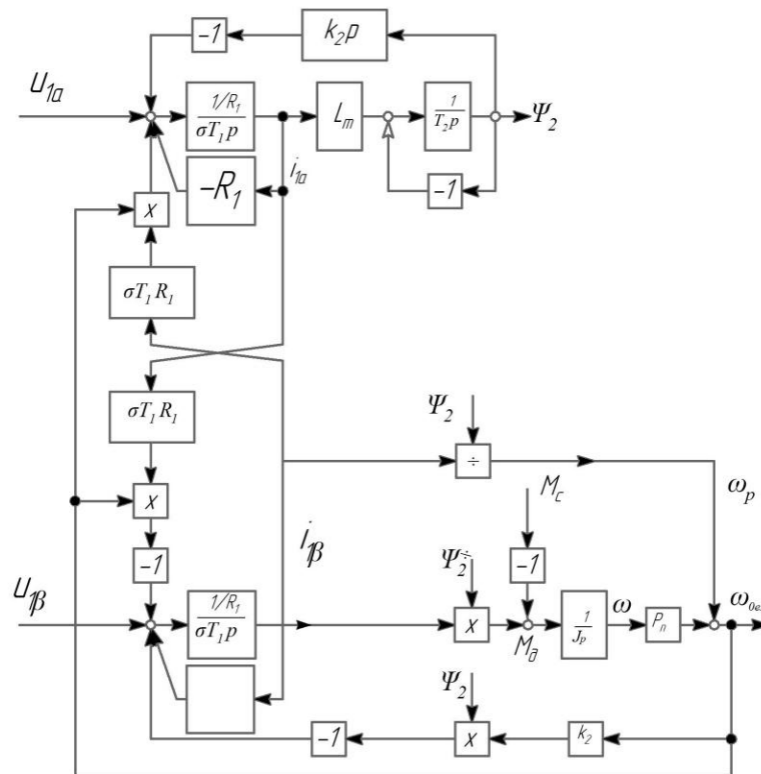


Рисунок 1.4 – Структурна схема асинхронного двигуна при орієнтації оберткової системи координат за вектором потокозчеплення ротора

За цими формулами побудована структурна схема асинхронного двигуна (рис. 1.4), у якій всі змінні представлені сигналами постійного струму. Вхідними сигналами є проєкції вектора статорної напруги $u_{1\alpha}$ та $u_{1\beta}$, а вихідними величинами електромагнітної частини схеми – потокозчеплення ротора Ψ_2 та електромагнітний момент M_d . Частота роторної ЕРС ω_p розраховується через проєкцію на вісь β вектора струму статора та потокозчеплення ротора. Своєю чергою, через швидкість двигуна ω та роторну частоту ω_p розраховується частота напруги живлення ω_{0el} . У структурі двигуна існують перехресні зв'язки між каналом формування потокозчеплення ротора та каналом формування електромагнітного моменту. Якщо тим чи іншим способом скомпенсувати вплив перехресних зв'язків, то виявиться, що сигналом по осі α незалежно задається потокозчеплення ротора, а сигналом по осі β – електромагнітний момент при даному значенні потокозчеплення ротора Ψ_2 . Відтак, структура асинхронного двигуна, отримана на основі розгляду просторових векторів, виявляється практично такою й, як структура двигуна постійного струму незалежного збудження.

2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

2.1 Фазна та перетворена системи координат

Важливим питанням під час побудови математичних моделей силових частин електроприводів та генераторних установок є вибір типу узагальнених координат. Тут варто відзначити важливий момент, що вибрані координати не обов'язково повинні бути реальними, вони можуть бути також і віртуальними. У теорії електричних машин змінного струму для моделювання фізичних процесів у статорі та роторі асинхронних машин та статорі синхронних у якості реальних (фізичних) узагальнених координат вибирають так звані фазні координати, які формуються шляхом побудови тривекторної систем, коли вектори зміщені один відносно одного на 120° електричних градуси (рис. 2.1). Для моделювання фізичних процесів у роторі синхронної машини доцільно в якості фізичних координат приймати ортогональну (прямокутну) систему координат (див. рис. 2.1). Але рівняння стану електричних машин у фазних координатах мають один недолік: вони є параметричними з додатковим параметром γ , що потребує інтегрувати додаткове рівняння руху.

Описати математичну модель об'єкта можна практично у будь-яких координатах, маючи при цьому пряму та зворотну матрицю координатних перетворень. Для представлення реальних значень досліджуваних функціональних залежностей потрібно повернутись у звичну нам систему координат. Відтак, досліджуваний об'єкт переводимо в перетворену систему координат. У цій системі здійснюємо розрахунки, а потім, зворотно переводимо систему в звичні нам координати. За допомогою узагальнених координат можна привести параметричні диференціальні рівняння до рівнянь з постійними коефіцієнтами. З математичної точки це здійснюється заміною реальних змінних (струмів, напруг, потокозчеплень) деякими новими змінними (перетвореними), отриманими в області лінійних перетворень.

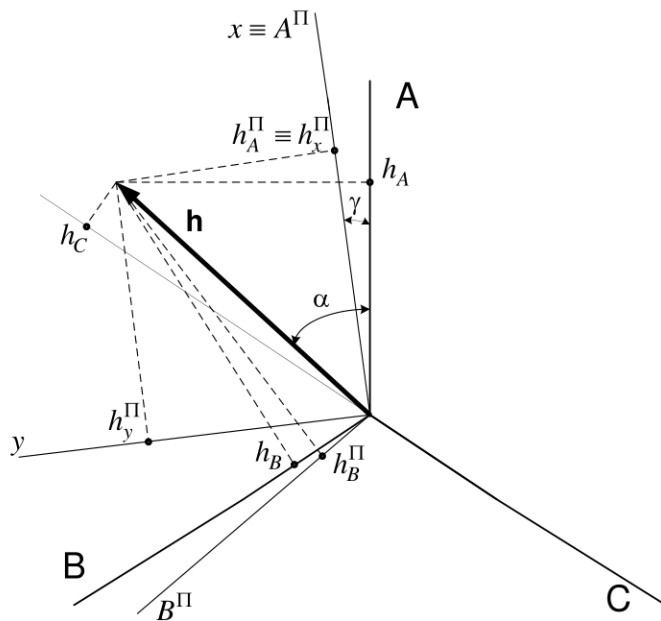


Рисунок 2.1 – Геометрична інтерпретація перетворень координат в асинхронному двигуні [11]

2.1.1 Ортогональні перетворення. Розглянемо деякий просторовий вектор $\mathbf{h}$, представлений на рис. 2.1. Фазні змінні вважаємо проекціями цього вектора на трифазні осі A, B, C , зміщені в просторі на 120 електричних градусів

$$h_A = h \cos \alpha, \quad h_B = h \cos(\alpha - 120^\circ), \quad h_C = h \cos(\alpha + 120^\circ), \quad (2.1)$$

де $h = \text{mod } \mathbf{h}$; h_j , $j = A, B, C$ – проекції просторового вектора на фазні осі; α – кут нахилу вектора $\mathbf{h}$ до осі A .

Парк уводить замість осей A, B, C інші три взаємоперпендикулярні осі $x, y, 0$, причому вісь 0 ортогональна площині $x0y$. Нові змінні розглядаються як проекції цього ж вектора $\mathbf{h}$ на осі x та y :

$$h_x = h \cos(\alpha - \gamma), \quad h_y = h \sin(\alpha - \gamma), \quad (2.2)$$

де h_j , $j = x, y$ – проекції просторового вектора на ортогональні осі; γ – кут повороту осі x відносно осі A .

Ураховуючи теорію Парка, можемо записати правило пов'язань між системами координат

$$\mathbf{h}^\Pi = \mathbf{\Pi}_1 \mathbf{h}^\Phi, \quad \mathbf{h}^\Phi = \mathbf{\Pi}_1^{-1} \mathbf{h}^\Pi \quad \mathbf{h}^\Phi \equiv \begin{bmatrix} h_A & h_B & h_C \end{bmatrix}^T \quad \mathbf{h}^\Pi \equiv \begin{bmatrix} h_x & h_y & h_0 \end{bmatrix}^T. \quad (2.3)$$

Аналітичні вигляди матриці Парка та оберненої матриці Парка такі:

$$\mathbf{\Pi}_1 \equiv \frac{2}{3} \begin{array}{|c|c|c|} \hline \cos \gamma & \cos(\gamma + 120^\circ) & \cos(\gamma - 120^\circ) \\ \hline -\sin \gamma & -\sin(\gamma + 120^\circ) & -\sin(\gamma - 120^\circ) \\ \hline 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ \hline \end{array}, \quad \mathbf{\Pi}_1^{-1} \equiv \begin{array}{|c|c|c|} \hline \cos \gamma & \cos(\gamma + 120^\circ) & 1 \\ \hline \cos(\gamma - 120^\circ) & -\sin(\gamma - 120^\circ) & 1 \\ \hline \cos(\gamma + 120^\circ) & -\sin(\gamma + 120^\circ) & 1 \\ \hline \end{array}. \quad (2.4)$$

Матриці координатних перетворень дають змогу будувати математичні моделі машин змінного струму з трифазними симетричними синусними обмотками.

2.1.2 Косокутні перетворення. Осі можна зорієнтувати під довільним кутом одна до одної. Від цього змінюватиметься лише вигляд самих елементів матриць координатних перетворень. Оскільки обмотки асинхронних машин зміщені у просторі під кутом 120° , то цілком є логічним використати інші матриці координатних перетворень, одна з яких відома під назвою – матриця косокутних перетворень. У такому випадку згідно з геометричною побудовою (рис. 2.1) зазнає змін лише одна з проекцій в (2.2):

$$h_A^\Pi = h \cos(\alpha - \gamma), \quad h_B^\Pi = h \cos(\alpha - \gamma - 120^\circ). \quad (2.5)$$

Тепер, відповідні матриці перетворень виглядають так [12]:

$$\mathbf{\Pi} \equiv \frac{2}{3} \begin{array}{|c|c|c|} \hline \cos \gamma & \cos(\gamma + 120^\circ) & \cos(\gamma - 120^\circ) \\ \hline \cos(\gamma - 120^\circ) & \cos \gamma & \cos(\gamma + 120^\circ) \\ \hline 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ \hline \end{array}; \quad (2.6)$$

$$\mathbf{\Pi}^{-1} \equiv \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{array}{|c|c|c|} \hline -\sin(\gamma - 120^\circ) & \sin \gamma & \sqrt{3}/2 \\ \hline -\sin \gamma & \sin(\gamma + 120^\circ) & \sqrt{3}/2 \\ \hline -\sin(\gamma + 120^\circ) & \sin(\gamma - 120^\circ) & \sqrt{3}/2 \\ \hline \end{array}. \quad (2.7)$$

Виключаючи з рівнянь залежну змінну h_c одержуємо матриці перетворень Парка для машини без нульового проводу $h_A + h_B + h_C = 0$:

$$\mathbf{\Pi}_1 \equiv \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{array}{|c|c|} \hline -\sin(\gamma - 120^\circ) & \sin \gamma \\ \hline -\cos(\gamma - 120^\circ) & \cos \gamma \\ \hline \end{array}; \quad \mathbf{\Pi}_1^{-1} \equiv \begin{array}{|c|c|} \hline \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \hline \cos(\gamma - 120^\circ) & -\sin(\gamma - 120^\circ) \\ \hline \end{array}. \quad (2.8)$$

Аналогічно матриці косокутних перетворень для машини без нульового проводу будемо мати:

$$\mathbf{\Pi} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(\gamma + 120^\circ) & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & -\sin(\gamma - 120^\circ) \end{bmatrix}; \quad (2.9)$$

$$\mathbf{\Pi}^{-1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -\sin(\gamma - 120^\circ) & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \sin(\gamma + 120^\circ) \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Модуль вектора $\mathbf{h}$ у перетворених координатах виглядає так:

$$|\mathbf{h}_1| = h = \sqrt{h_x^2 + h_y^2}. \quad (2.11)$$

Аналогічно, аналітична формула в косокутних координатах:

$$|\mathbf{h}| = h = \sqrt{2(h_A^2 + h_B^2 + h_C^2) / 3}. \quad (2.12)$$

А якщо взяти до уваги (4.28), то вираз (4.35) набуде вигляду

$$h = 2\sqrt{(h_A^2 + h_A h_B + h_B^2) / 3}. \quad (2.13)$$

Як ми вже згадували вище, ідеологія координатних перетворень у теорії електричних машин полягає у приведенні параметричних рівнянь до безпараметричних шляхом виключення параметра γ – кута повороту ротора відносно статора, що фактично призводить до тотального загальмування ротора з фізичної точки зору. Натомість важливою функціональною залежністю, яка заключає у собі інформацію про механічний стан машини є матриця перетвореної швидкості обертання системи $\mathbf{\Omega}$, формуючи так звану ЕРС обертання: $\mathbf{E}_{o\phi} = \mathbf{\Omega}\mathbf{\Psi}$. Згадану матрицю у загальному випадку знаходимо так:

$$\mathbf{\Omega} = \mathbf{\Pi} \frac{d\mathbf{\Pi}^{-1}}{dt} \equiv \frac{d\mathbf{\Pi}^{-1}}{dt} \mathbf{\Pi} \equiv -\mathbf{\Pi}^{-1} \frac{d\mathbf{\Pi}}{dt}. \quad (2.14)$$

Залежно від точки приведення прямокутної системи координат можливі декілька варіантів (для статора – γ_s та для ротора – γ_r):

✚ система приведена до статора машини (α, β): $\gamma_s \equiv 0$, $\gamma_r = -\gamma$;

✚ система приведена до ротора машини (d, q): $\gamma_s \equiv \gamma$, $\gamma_r = 0$;

✚ система приведена до поля статора (x, y): $\gamma_s \equiv \omega_0 t$, $\gamma_r = \omega_0 t - \gamma$, де

ω_0 – швидкість обертання поля статора машини.

Практичного використання знайшов тільки перший спосіб – приведення до статора. Тобто, $\gamma_s \equiv 0$, $\gamma_R = \gamma$. Відтак, згадані матриці запишемо так:

$$\mathbf{P}_s \equiv \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sin(120^\circ) & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & -\sin(-120^\circ) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \\ & 1 \end{bmatrix}; \quad (2.15)$$

$$\mathbf{P}_s^{-1} \equiv \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -\sin(-120^\circ) & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \sin(120^\circ) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \\ & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Omega}_s \equiv \mathbf{0}; \quad (2.16)$$

$$\mathbf{P}_R \equiv \mathbf{P}, \quad \mathbf{P}_R^{-1} \equiv \mathbf{P}^{-1}, \quad \mathbf{\Omega}_R \equiv \mathbf{\Omega} = \frac{\omega}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Також, під час моделювання машин змінного струму можливі й інші підходи до формування матриць координатних перетворень. Наприклад, у перетвореннях Парка-Горєва. Тут перед матрицею вводиться множник $\sqrt{2/3}$, який враховує поправку до коефіцієнтів індуктивності машини.

2.2 Типи математичних моделей електричних машин

Математичне моделювання силової частини електричних машин загалом можна класифікувати за різними підходами. У кваліфікаційній роботі ми пропонуємо це розбити за двома критеріями:

- ✚ тип полюсів машини – явно або неявно виражені (для статора та ротора);
- ✚ методи формування диференціальних рівнянь стану машини з урахуванням типу узагальнених координат і швидкостей.

У залежності від підходів до побудови математичних моделей електричних машин, кінцевий вигляд рівнянь останніх може істотно відрізнятись. Фізичні засади формування моделей машин будь-якого типу практично однакові, відтак питання їх адекватності залежатиме практично від методів комп'ютерної реалізації, які напряду залежить від умілого застосування теорії обчислювальної математики та правильного вибору типу узагальнених координат. У теорії математичного моделювання можна виділити три основних типи математичних моделей електричних приводів та генераторних ус-

тановок [13]. Перший тип – це так звані L -моделі, другий тип – Ψ -моделі та третій – A -моделі. Розглянемо коротко кожен із згаданих типів та покажемо їх переваги й недоліки.

2.2.1 L -модель. Запишемо загалом рівняння електричного контура типового елемента (електрична машина, трансформатор, дросель і т.д.)

$$\frac{d\Psi}{dt} = \mathbf{u} - \mathbf{r}\mathbf{i}; \quad (2.18)$$

$$\Psi = \mathbf{L}_\sigma \mathbf{i} + \boldsymbol{\psi}, \quad (2.19)$$

де Ψ – вектор-стовпець повних потокозчеплень електричних контурів; $\boldsymbol{\psi}$ – вектор-стовпець робочих потокозчеплень електричних контурів; $\mathbf{u}$ – вектор-стовпець напруг живлення контурів; $\mathbf{r}$ – матриця резистивних опорів контурів; $\mathbf{i}$ – вектор-стовпець струмів контурів; $\mathbf{L}_\sigma$ – матриця індуктивностей розсіяння контурів.

Відомо, що потокозчеплення є функціями струмів, які протікають у електричних контурах та кута повороту ротора (у перетвореній системі останній враховуємо в перетворених струмах). Тоді будемо мати:

$$\boldsymbol{\psi} = \boldsymbol{\psi}(i_1, i_2, i_3, \dots, i_N, \gamma), \quad (2.20)$$

де $i_1, i_2, i_3, \dots, i_N$ – усі струми у контурах; γ – кут повороту контура (для трансформатора $\gamma \equiv 0$); N – число контурів.

Продиференціюємо за часом вираз (2.20) (з урахуванням початкових умов) та розпишемо:

$$\frac{d\psi_1(i_1, i_2, i_3, \dots, i_N, \gamma)}{dt} = \frac{\partial \psi_1}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial \psi_1}{\partial i_2} \frac{di_2}{dt} + \dots + \frac{\partial \psi_1}{\partial i_N} \frac{di_N}{dt} + \frac{\partial \psi_1}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt} + \frac{\partial \psi_1}{\partial t} =$$

$$= L_1^\partial \frac{di_1}{dt} + M_{1,2}^\partial \frac{di_2}{dt} + \dots + M_{1,N}^\partial \frac{di_N}{dt} + \frac{\partial \psi_1}{\partial \gamma} \omega, \quad \frac{\partial \psi_1}{\partial t} \equiv 0,$$

$$\frac{d\psi_2(i_1, i_2, i_3, \dots, i_N, \gamma)}{dt} = \frac{\partial \psi_2}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial \psi_2}{\partial i_2} \frac{di_2}{dt} + \dots + \frac{\partial \psi_2}{\partial i_N} \frac{di_N}{dt} + \frac{\partial \psi_2}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt} + \frac{\partial \psi_2}{\partial t} =$$

$$= L_2^\partial \frac{di_1}{dt} + M_{2,2}^\partial \frac{di_2}{dt} + \dots + M_{2,N}^\partial \frac{di_N}{dt} + \frac{\partial \psi_2}{\partial \gamma} \omega, \quad \frac{\partial \psi_2}{\partial t} \equiv 0,$$

$$\begin{aligned}
\frac{d\psi_N(i_1, i_2, i_3, \dots, i_N, \gamma)}{dt} &= \frac{\partial\psi_N}{\partial i_1} \frac{di_1}{dt} + \frac{\partial\psi_N}{\partial i_2} \frac{di_2}{dt} + \dots + \frac{\partial\psi_N}{\partial i_N} \frac{di_N}{dt} + \frac{\partial\psi_N}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt} + \frac{\partial\psi_N}{\partial t} = \\
&= L_N^\partial \frac{di_1}{dt} + M_{N,2}^\partial \frac{di_2}{dt} + \dots + M_{N,N}^\partial \frac{di_N}{dt} + \frac{\partial\psi_N}{\partial \gamma} \omega, \quad \frac{\partial\psi_N}{\partial t} \equiv 0.
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Звідси, можемо виокремити матрицю Якобі диференціальних індуктивностей електричної машини:

$$\mathbf{L}^\partial \equiv \begin{bmatrix} L_1^\partial & M_{1,2}^\partial & \dots & M_{1,N}^\partial \\ M_{2,1}^\partial & L_2^\partial & \dots & M_{2,N}^\partial \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{N,1}^\partial & M_{N,2}^\partial & \dots & L_N^\partial \end{bmatrix}, \tag{2.22}$$

де $\mathbf{L}^\partial$ – матриця основних диференціальних індуктивностей машини; L_j^∂ – диференціальні індуктивності контурів, $M_{j,l}^\partial$ – диференціальні взаємні індуктивності між j -тим та l -тим контурами. З урахуванням (2.19) та (2.22) вираз (2.18) запишемо в так:

$$\begin{aligned}
\frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} &= \mathbf{L}_\sigma \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \frac{d\psi}{dt} = \mathbf{L}_\sigma \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{L}^\partial \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{E} = (\mathbf{L}_\sigma + \mathbf{L}^\partial) \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{E} \Rightarrow \\
&\Rightarrow \mathbf{M}^\partial \frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{u} - \mathbf{r}\mathbf{i} - \mathbf{E}, \quad \mathbf{E} = \frac{\partial\psi}{\partial \gamma} \omega.
\end{aligned} \tag{2.23}$$

Матрично-векторне рівняння (2.23) репрезентує математичну модель L -типу записану в координатах струмів. Аналізуючи згаданий вираз бачимо, що для комп'ютерної реалізації L -моделей потрібно використовувати неявні методи інтегрування, що власне й робить ці моделі не завжди прийнятними у системах високого порядку.

2.2.2 Ψ -модель. Другий тип моделей можна отримати з першого. Виразивши з рівняння (2.19) струм, отримаємо [14]:

$$\mathbf{i} = \mathbf{L}_\sigma^{-1}(\mathbf{\Psi} - \psi). \tag{2.24}$$

та підставивши його значення у рівняння (2.18), отримаємо:

$$\frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} = \mathbf{u} - \mathbf{r}\mathbf{L}_\sigma^{-1}(\mathbf{\Psi} - \psi). \tag{2.25}$$

Вираз для обчислення основних потокозчеплень головних контурів має вигляд:

$$\Psi = \mathbf{L}\mathbf{i}, \quad (2.26)$$

де $\mathbf{L}$ – матриця основних статичних індуктивностей пристрою.

Продиференціюємо за часом вирази (2.24) та (2.26) відповідно (з урахуванням початкових початкових умов). У результаті, отримаємо:

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{L}_\sigma^{-1} \left(\frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} - \frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} \right); \quad (2.27)$$

$$\frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} = \frac{d\mathbf{L}}{dt} \mathbf{i} + \mathbf{L} \frac{d\mathbf{i}}{dt} = \frac{\partial \mathbf{\Psi}}{\partial \mathbf{i}} \frac{d\mathbf{i}}{dt} \equiv \mathbf{L}^\circ \frac{d\mathbf{i}}{dt}. \quad (2.28)$$

Також, вираз (2.28) можна отримати розписавши по-елементно повну похідну за часом від елементів матриці основних статичних індуктивностей пристрою

$$\frac{dL_{j,l}}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\Psi_j}{i_l} \right) = \frac{\frac{d\Psi_j}{dt} i_l - \frac{di_l}{dt} \Psi_j}{(i_l)^2} = \frac{\frac{\partial \Psi_j}{\partial i_l} \frac{di_l}{dt} i_l - \frac{di_l}{dt} L_{j,l} i_l}{(i_l)^2} = \frac{(L_{j,l}^\circ - L_{j,l}) \frac{di_l}{dt}}{i_l}, \quad (2.29)$$

та перейти до матрично-векторного вигляду.

Тепер, у рівняння (2.28) підставимо вираз (2.27):

$$\frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} = \mathbf{L}^\circ \mathbf{L}_\sigma^{-1} \left(\frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} - \frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} \right). \quad (2.30)$$

Або, остаточно вираз (2.30) у нормальній формі Коші:

$$\frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} = (\mathbf{1} + \mathbf{L}^\circ \mathbf{L}_\sigma^{-1})^{-1} \mathbf{L}^\circ \mathbf{L}_\sigma^{-1} (\mathbf{u} - \mathbf{r} \mathbf{L}_\sigma^{-1} (\mathbf{\Psi} - \mathbf{\Psi})). \quad (2.31)$$

Відтак, сумісному інтегруванню підлягають матрично-векторні диференціальні рівняння (2.25), (2.31), які, представлені у нормальній формі Коші, а також вираз (2.24). Згадані рівняння власне і є математичною моделлю Ψ -типу електричного пристрою.

Порівняно з попередньою математичною моделлю можемо зробити низку висновків:

1. L -модель містить меншу кількість диференціальних рівнянь.

2. L -модель представлена у координатах струмів, що не вимагає здійснювати додаткові перерахунки.

3. Диференціальні рівняння стану динамічної системи для L -моделі на противагу до L -моделі не представлені у нормальній формі Коші. Це не дає змоги інтегрувати вихідні рівняння явними методами, а відтак позбавляє ефективного використання моделей L -типу у якості елементів складних багатомашинних систем.

4. Ψ -модель електричних машин дає змогу використовувати будь-які чисельні методи.

Можемо стверджувати, що обидва типи моделей мають як переваги, так й недоліки. Тому для врахування позитивних сторін як L -, так і Ψ -моделей представимо третій тип.

2.2.3 A -модель. Ця модель власне і враховує переваги обох попередніх. Перепишемо рівняння (2.27) та (2.30) з урахуванням виразу (2.18):

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{L}_{\sigma}^{-1} \left(\mathbf{u} - \mathbf{r}\mathbf{i} - \frac{d\psi}{dt} \right); \quad (2.32)$$

$$\frac{d\psi}{dt} = \mathbf{L}^{\partial} \mathbf{L}_{\sigma}^{-1} \left(\mathbf{u} - \mathbf{r}\mathbf{i} - \frac{d\psi}{dt} \right). \quad (2.33)$$

Тепер, представимо рівняння (2.33) у нормальній формі Коші

$$\frac{d\psi}{dt} = \left(\mathbf{1} + \mathbf{L}^{\partial} \mathbf{L}_{\sigma}^{-1} \right)^{-1} \mathbf{L}^{\partial} \mathbf{L}_{\sigma}^{-1} (\mathbf{u} - \mathbf{r}\mathbf{i}). \quad (2.34)$$

Підставляючи вираз (2.34) у рівняння (2.32) остаточно отримаємо математичну модель електричної системи A -типу.

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{L}_{\sigma}^{-1} \left(\mathbf{u} - \mathbf{r}\mathbf{i} - \left(\mathbf{1} + \mathbf{L}^{\partial} \mathbf{L}_{\sigma}^{-1} \right)^{-1} \mathbf{L}^{\partial} \mathbf{L}_{\sigma}^{-1} (\mathbf{u} - \mathbf{r}\mathbf{i}) \right). \quad (2.35)$$

Аналізуючи позитивні сторони A -моделей можемо зробити висновок про доцільність представлення переважної більшості математичних моделей електромеханічних систем власне на цих засадах.

3 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЧИСЕЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

3.1 Математичне моделювання перехідних процесів в асинхронних електроприводах

Одними з основних типів приводних електромеханічних пристроїв з підвищеним пусковим моментом є глибокопазний асинхронний двигун та мотор з подвійною білячою кліткою. Принцип роботи їх практично не відрізняється від принципу роботи звиклих асинхронних машин, тільки під час перехідних процесів у таких моторах використовується явище витіснення струму для підвищення пускового моменту, що власне передбачено конструкцією пристроїв [14]. Процес витіснення струму в основному відбувається в пазах білячої клітки ротора. Конструкція білячої клітки машин з підвищеним пусковим моментом дещо відрізняється від конструкції білячої клітки звиклих асинхронних моторів.

Коли мотори з підвищеними пусковими моментами працюють з великими динамічними навантаженнями, то у валопроводах останніх виникають істотні електромеханічні крутильні коливання, які значною мірою впливають на роботу пристрою. Відтак, дослідження цих коливань становить одну з основних задач на етапах проектування та експлуатації електроприводу. Процеси у статорі описується нелінійними рівняннями електромагнітних кіл, а у роторі – як рівняннями нелінійних електромагнітних кіл, так і рівняннями електромагнітного поля у лінійному середовищі, оскільки провідники клітки ротора виготовляють із неферромагнітних матеріалів. Магнітопроводи машин виготовляють ламінованим, що значною мірою зменшує вплив вихрових струмів на роботу мотора, тому описувати процеси у магнітопроводі на підставі рівнянь електромагнітного поля тут недоцільно [15]. Для аналізу крутильних коливань з достатньою точністю зазвичай доцільно розглядати валопровід електроприводів згаданого типу так: ротор мотора й вал приводу як аб-

солютно штивні системи матеріальних точок, а пружну муфту, яка їх з'єднує між собою, – як податливу ланку. Для уніфікованого застосування математичних моделей та для спрощення врахування усіх можливих видів несиметрії як зі сторони статора, так і зі сторони ротора, математичну модель мотора розглядатимемо у фазних координатах струмів. Такий підхід сприяє підвищенню чисельної стійкості інтегрування нелінійних рівнянь електромеханічного стану. Електроприводи середньої та великої потужностей живляться від джерел скінченої електромагнітної енергії (в основному від силових трансформаторів) утворюючи електричні вузли навантаження. Для спрощення пошуку напруги вузла електричного навантаження доцільно математичні моделі всіх його елементів подати в координатах струмів.

Пази білячої клітки у глибокопазних моторах виготовляють найрізноманітнішої форми. Ми розглянемо один з найбільш поширених типів білячої клітки, а саме: клітку, у якої пази прямокутні. На рис. 3.1 показано поперечний переріз такого паза, а заодно скеровано відповідним чином прямокутні осі декартових координат [43, 86].

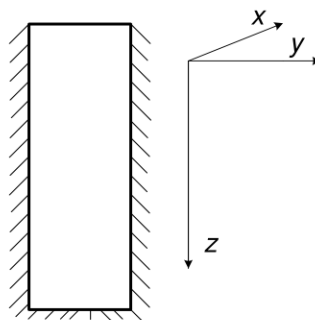


Рисунок 3.1 – Поперечний переріз прямокутного паза

В асинхронних електроприводах досить часто мотори працюють у несиметричних станах як зі сторони статора, так і зі сторони ротора. Тому для уніфікації алгоритмічно-програмних комплексів доцільно їх математичні моделі розглядати не в області координатних перетворень, а в реальних фізичних координатах [16]. Використання математичних моделей електромеханічних пристроїв, побудованих у фазній системі координат, істотно спрощує врахування перехідних процесів в електромеханічних системах за несиметрії будь-якого характеру як в статорному, так і в роторному колах.

Запропоновані математичні моделі враховують як несиметрію напруг живлення, так і несиметрію резистивних опорів обмоток статора й ротора. На рисунках 3.2 та 3.3 представлено розрахункові заступні схеми статора і ротора асинхронного двигуна, відповідно.

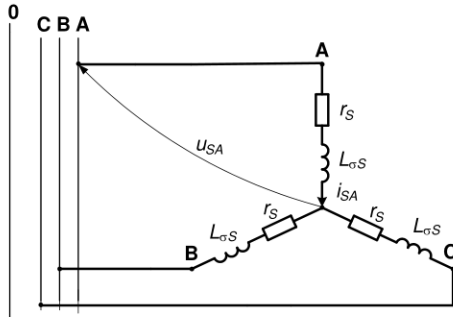


Рисунок 3.2 – Розрахункова схема з'єднання обмоток статора

Рисунок 3.3 – Розрахункова схема з'єднання обмоток ротора

де u_{SA} – напруга фази A статора мотора; u_{RA} – напруга фази A ротора мотора; $r_s, L_{\sigma s}$ – опір та індуктивність розсіювання обмоток статора; $r_{RL}, L_{\sigma RL}, L_{\sigma RL}$ – опір, індуктивність розсіювання та індуктивність розсіювання лобових частин обмоток ротора.

Побудуємо Ψ -модель асинхронної машини, яка живиться через кабельну лінію від джерела безмежної потужності у фазній системі координат поточкозчеплень. Згадана вище досліджувана система буде описуватися такими рівняннями стану:

$$\frac{d\Psi_{Sj}}{dt} = u_{Sj} - r_s i_{Sj}, \quad \frac{d\Psi_{Rj}}{dt} = -u_{Rj} - r_{RLj} i_{Rj}; \quad (3.1)$$

$$\frac{dQ_{Sj}}{dt} = i_{Sj}, \quad \frac{dQ_{Rj}}{dt} = i_{Rj}, \quad j = A, B, C; \quad (3.2)$$

$$\frac{d\omega_1}{dt} = \frac{1}{J_1} (M_{EM} + c_{1,2}(\gamma_2 - \gamma_1) + v_{1,2}(\omega_2 - \omega_1)); \quad (3.3)$$

$$\frac{d\omega_2}{dt} = -\frac{1}{J_1} (c_{1,2}(\gamma_2 - \gamma_1) + v_{1,2}(\omega_2 - \omega_1) + M(\omega_2)); \quad (3.4)$$

$$\frac{d\gamma_1}{dt} = \omega_1, \quad \frac{d\gamma_2}{dt} = \omega_2, \quad (3.5)$$

де Ψ_{Sj}, Ψ_{Rj} – повні потокозчеплення статора та ротора відповідно; R_{Sj}, R_{RLj} – опори обмоток статора та лобових частин ротора; u_{Sj} – фазні напруги систе-

ми кабель – обмотка статора; u_{Rj} – фазні напруги на стрижнях клітки; i_{sj}, i_{Rj} – струми в обмотках статора й ротора відповідно; $M(\omega_2)$ – момент навантаження приводу; $j = A, B, C$ – індекс приналежності до відповідних фаз;

Запишемо зв'язок між повним та основним потокозчепленням та зв'язок між основним потокозчепленнями та струмами машини:

$$\Psi_S = \alpha_{\sigma S}^{-1} \mathbf{i}_S + \psi, \quad \Psi_R = \alpha_{\sigma RL}^{-1} \mathbf{i}_S + \psi_R = \alpha_{\sigma RL}^{-1} \mathbf{i}_S + \Pi^{-1} \psi, \quad \psi \equiv \psi_S; \quad (3.6)$$

$$\psi_S \equiv \psi = \tau^{-1} (\mathbf{i}_S + \Pi \mathbf{i}_R), \quad \psi_R = \Pi^{-1} \psi = \tau^{-1} (\Pi^{-1} \mathbf{i}_S + \mathbf{i}_R), \quad (3.7)$$

де Ψ_S, Ψ_R – вектор-стовпці повних потокозчеплень статора та ротора, відповідно; ψ_S, ψ_R – вектор-стовпці основних (робочих) потокозчеплень статора й ротора відповідно; $\mathbf{i}_S, \mathbf{i}_R$ – вектор-стовпці струмів в обмотках статора та ротора відповідно; $(\alpha_{\sigma S} = \mathbf{L}_{\sigma S}^{-1}, \alpha_{\sigma RL} = \mathbf{L}_{\sigma RL}^{-1})$ – матриці обернених індуктивностей розсіювання обмоток статора й лобових частин ротора відповідно; τ – основна обернена статична індуктивність машини.

На основі першого та другого законів Кірхгофа запишемо такі стаціонарні зв'язки, див. рисунки 3.2 та 3.3:

$$u_{SA} + u_{SB} + u_{SC} = 0, \quad u_{RA} + u_{RB} + u_{RC} = 0, \quad \psi_A + \psi_B + \psi_C = 0, \\ \Psi_{SA} + \Psi_{SB} + \Psi_{SC} = 0, \quad \Psi_{RA} + \Psi_{RB} + \Psi_{RC} = 0, \quad i_{kA} + i_{kB} + i_{kC} = 0, \quad k = S, R. \quad (3.8)$$

З рівняння зв'язків (3.6) будемо мати:

$$\mathbf{i}_S = \alpha_{\sigma S} (\Psi_S - \psi), \quad \mathbf{i}_R = \alpha_{\sigma RL} (\Psi_R - \Pi^{-1} \psi). \quad (3.9)$$

Враховуючи вище наведені вирази отримуємо рівняння в координатах потокозчеплень у матрично-векторному вигляді [17]:

$$\frac{d\Psi_S}{dt} = \mathbf{u}_S - \mathbf{r}_S \alpha_{\sigma S} (\Psi_S - \psi), \quad \frac{d\Psi_R}{dt} = -\mathbf{u}_R - \mathbf{r}_{RL} \alpha_{\sigma RL} (\Psi_R - \Pi^{-1} \psi). \quad (3.10)$$

Бачимо, що у Ψ -моделі вид рівнянь можна змінити, перейшовши до фазних координат струмів. За означенням: $\Psi_R = \Pi^{-1} \Pi \Psi_R \equiv \Pi^{-1} \Psi_R^\Pi$, де Ψ_R^Π – вектор-стовпець перетворених в косокутній системі координат повних потокозчеплень ротора.

Рівняння для визначення струмів статора та ротора виглядають так:

$$\frac{d\mathbf{i}_S}{dt} = \boldsymbol{\alpha}_{\sigma S} \left(\frac{d\boldsymbol{\Psi}_S}{dt} - \frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} \right) = \boldsymbol{\alpha}_{\sigma S} \left(\mathbf{u}_S - \mathbf{r}_S \mathbf{i}_S - \frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} \right); \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_R}{dt} &= \boldsymbol{\alpha}_{\sigma RL} \left(\frac{d\boldsymbol{\Psi}_R}{dt} - \frac{d}{dt}(\boldsymbol{\Pi}^{-1}\boldsymbol{\Psi}) \right) = \boldsymbol{\alpha}_{\sigma RL} \left(\frac{d}{dt}(\boldsymbol{\Pi}^{-1}\boldsymbol{\Psi}_R^{\Pi}) - \frac{d}{dt}(\boldsymbol{\Pi}^{-1}\boldsymbol{\Psi}) \right) = \\ &= \boldsymbol{\alpha}_{\sigma RL} \left(\frac{d\boldsymbol{\Pi}^{-1}}{dt} \boldsymbol{\Psi}_R^{\Pi} + \boldsymbol{\Pi}^{-1} \frac{d\boldsymbol{\Psi}_R^{\Pi}}{dt} - \frac{d\boldsymbol{\Pi}^{-1}}{dt} \boldsymbol{\Psi} - \boldsymbol{\Pi}^{-1} \frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} \right). \end{aligned} \quad (3.12)$$

Диференціальне рівняння основних потококозчеплень представимо так:

$$\mathbf{M} \frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} = \boldsymbol{\alpha}_S (\mathbf{u}_S - \mathbf{r}_S \mathbf{i}_S) + \boldsymbol{\alpha}_{\sigma RL} (-\mathbf{u}_R^{\Pi} - \mathbf{r}_{RL} \mathbf{i}_R^{\Pi} - \boldsymbol{\Omega} \boldsymbol{\Psi}_R^{\Pi}), \quad (3.13)$$

де

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \alpha + \frac{2}{3} \frac{\rho - \tau}{i_m^2} (2i_A^2 + i_A i_B) & \alpha + \frac{2}{3} \frac{\rho - \tau}{i_m^2} (i_A^2 + 2i_A i_B) \\ \alpha + \frac{2}{3} \frac{\rho - \tau}{i_m^2} (i_B^2 + 2i_A i_B) & \alpha + \frac{2}{3} \frac{\rho - \tau}{i_m^2} (2i_B^2 + i_A i_B) \end{bmatrix}; \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_A & i_B \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{SA} & i_{SB} \end{bmatrix}^T + \boldsymbol{\Pi} \begin{bmatrix} i_{RA} & i_{RB} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{SA} & i_{SB} \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} i_{RA}^{\Pi} & i_{RB}^{\Pi} \end{bmatrix}^T; \quad (3.15)$$

$$\tau = \frac{1}{L_m} = \left(\frac{\Psi_m}{i_m} \right)^{-1}, \quad \rho = \left(\frac{\partial \Psi_m}{\partial i_m} \right)^{-1}, \quad \alpha = \tau + \alpha_{\sigma S} + \alpha_{\sigma RL}; \quad (3.16)$$

$$i_m = 2\sqrt{(i_A^2 + i_A i_B + i_B^2)/3}, \quad \Psi_m = 2\sqrt{(\Psi_A^2 + \Psi_A \Psi_B + \Psi_B^2)/3}. \quad (3.17)$$

Представимо (3.13) у нормальній формі Коші:

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} = \mathbf{G}_S (\mathbf{u}_S - \mathbf{r}_S \mathbf{i}_S) + \mathbf{G}_R (-\mathbf{u}_R^{\Pi} - \mathbf{r}_{RL} \mathbf{i}_R^{\Pi} - \boldsymbol{\Omega} \boldsymbol{\Psi}_R^{\Pi}), \quad (3.18)$$

де

$$\mathbf{G}_S = \boldsymbol{\alpha}_{\sigma S} \mathbf{G}, \quad \mathbf{G}_R = \boldsymbol{\alpha}_{\sigma RL} \mathbf{G}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} B + b_A i_A & b_B i_A \\ b_A i_B & B + b_B i_B \end{bmatrix}; \quad (3.19)$$

$$R = 1/(\alpha_{\sigma S} + \alpha_{\sigma RL} + \rho), \quad B = 1/(\alpha_{\sigma S} + \alpha_{\sigma RL} + \tau); \quad (3.20)$$

$$b = \frac{2}{3} \frac{R - B}{i_m^2}, \quad b_A = b(2i_A + i_B), \quad b_B = b(2i_B + i_A). \quad (3.21)$$

Тепер, підставимо рівняння (3.18) у (3.11), у результаті отримаємо математичну модель електроприводу у перетворених координатах струмів:

$$\frac{d\mathbf{i}_S}{dt} = \mathbf{A}_S(\mathbf{u}_S - \mathbf{r}_S \mathbf{i}_S) + \mathbf{A}_{SR}^*(-\mathbf{u}_R^\Pi - \mathbf{\Omega} \Psi_R^\Pi - \mathbf{r}_{RL} \mathbf{i}_R^\Pi); \quad (3.22)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_R^\Pi}{dt} = \mathbf{A}_{RS}^*(\mathbf{u}_S - \mathbf{r}_S \mathbf{i}_S) + \mathbf{A}_R^*(-\mathbf{u}_R^\Pi - \mathbf{\Omega} \Psi_R^\Pi - \mathbf{r}_{RL} \mathbf{i}_R^\Pi), \quad (3.23)$$

де

$$\mathbf{A}_S = \mathbf{a}_{\sigma S}(\mathbf{1} - \mathbf{a}_{\sigma S} \mathbf{G}), \quad \mathbf{A}_{SR}^* = \mathbf{A}_{RS}^* = -\mathbf{a}_{\sigma S} \mathbf{a}_{\sigma RL} \mathbf{G}, \quad \mathbf{A}_R^* = \mathbf{a}_{\sigma RL}(\mathbf{1} - \mathbf{a}_{\sigma RL} \mathbf{G}). \quad (3.24)$$

Остаточна математична модель глибокопазного асинхронного електроприводу в фазних координатах струмів буде мати вигляд [18]:

$$\frac{d\mathbf{i}_S}{dt} = \mathbf{A}_S(\mathbf{u}_S - \mathbf{r}_S \mathbf{i}_S) + \mathbf{A}_{SR}(-\mathbf{u}_R - \mathbf{\Omega} \Psi_R - \mathbf{r}_{RL} \mathbf{i}_R); \quad (3.25)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_R}{dt} = \mathbf{A}_{RS}(\mathbf{u}_S - \mathbf{r}_S \mathbf{i}_S) + \mathbf{A}_R(-\mathbf{u}_R - \mathbf{\Omega} \Psi_R - \mathbf{r}_{RL} \mathbf{i}_R) + \mathbf{\Omega} \mathbf{i}_R. \quad (3.26)$$

Рівняння електромагнітного поля для провідників обмотки ротора можна записати у скалярній формі:

$$\frac{\partial H_n}{\partial t} = \frac{\nu}{\gamma} \frac{\partial^2 H_n}{\partial z^2}, \quad E_n = -\frac{k_u k_i}{\gamma} \frac{\partial H_n}{\partial z}, \quad n = A, B, \quad (3.27)$$

де k_u, k_i – коефіцієнти трансформації асинхронної машини за напругою та струмом відповідно.

Крайові умови для диференціальних рівнянь (3.27) знаходимо за законом повного струму:

$$H_n|_{z=0} = \frac{i_{R,n}}{a}, \quad H_n|_{z=h} = 0, \quad n = A, B, \quad (3.28)$$

де a – ширина паза ротора за координатою y ; h – глибина паза ротора за координатою z .

Оскільки область інтегрування рівнянь (3.27) є геометрично правильної форми, то дискретизацію просторових похідних у (3.27) доцільно здійснювати за методом прямих. Тоді, система дискретизованих диференціальних рівнянь електромагнітного поля виглядатиме так:

$$\frac{dH_{n,j}}{dt} = \frac{\nu}{\gamma(\Delta z)^2} (H_{n,j-1} - 2H_{n,j} + H_{n,j+1}), \quad n = A, B, \quad (3.29)$$

де $\Delta z = h / (m - 1)$ – крок просторової дискретизації; $j = 2, \dots, m - 1$; m – кількість вузлів дискретизації за координатою z . Зазвичай $m \geq 10$. На підставі теореми про напругу на поверхні провідника в пазі запишемо остаточно вираз для знаходження цієї напруги:

$$u_{R,n} = -l \frac{k_u k_i}{2\gamma \Delta z} (-3H_{n,1} + 4H_{n,2} - H_{n,3}), \quad n = A, B, \quad (3.30)$$

де l – довжина паза за координатою x .

Сумісному інтегруванню підлягає система таких диференціальних рівнянь: (3.1) – (3.4), (3.24), (3.25), (3.29) з урахуванням (3.15) – (3.17), (3.19) – (3.21), (3.30).

3.2 Аналіз результатів комп'ютерної симуляції

Аналіз перехідних процесів в асинхронному електроприводі здійснювали для двох комп'ютерних симуляцій. На першій симуляції здійснено порівняльний аналіз математичних моделей двох типів (перший тип – модель електромеханічного пристрою у фазних координатах струмів без урахування явища витіснення струму, а другий тип – модель електромеханічного пристрою у цих же координатах з урахуванням явища скін-ефекту) за умови постійних параметрів пружної муфти (муфта високої щільності). На другій симуляції здійснюється аналіз електромеханічних крутильних коливань пристрою з різними параметрами пружно-дисипативної муфти.

Перша комп'ютерна симуляція здійснюється для електроприводу з такими характеристиками. Параметри пружної муфти: $c = 20,5 \cdot 10^6$ Н·м, $v = 100$ Н·м·с. Тип мотора – А 12-52-8А з паспортними даними: $P_H = 320$ кВт; $U_H = 6$ кВ; $I_H = 39$ А; $\omega_H = 740$ с⁻¹; $p_0 = 4$; $J = 64,5$ кг·м² та параметрами: $r_s = 1,27$ Ом; $r_{RL} = 0,21$ Ом; $r_R = 1,25$ Ом; $\alpha_s = 38,9$ Гн⁻¹; $\alpha_{RL} = 70$ Гн⁻¹; $\alpha_R = 35$ Гн⁻¹; $h = 0,038$ м; $l = 0,23$ м; $a = 0,005$ м. Ротор через пружну муфту з'єднаний з промисловим вентилятором. Апроксимована функція вентиляторного моменту навантаження за аргументом кутової швидкості виглядає так:

$M(\omega) = 2,257\omega + 7,4 \cdot 10^5 \omega^3 + 1,1 \cdot 10^{11} \omega^5$ Н·м, а крива намагнічення мотора – так: $\psi_m = 12,4 \arctg(0,066i_m)$.

Симуляцію реверсу та наступного розгону електроприводу здійснено двома способами. Перший спосіб – без урахування витіснення струму, а другий – з його урахуванням. Інтегрування рівнянь електромеханічного стану здійснено методом Рунге-Кутта четвертого порядку. Крок часової дискретизації становить $h = 0,02 / 360$. Система дискретизованих за просторовою координатою диференціальних рівнянь є нежорсткою. Кількість вузлів дискретизації за просторовою координатою $z - N = 12$. Результати комп'ютерної симуляції наочно відтворені на рисунках. Для порівняльного аналізу одержаних результатів з процесами, які здійснюються в реальному пристрої використана експериментально знята осцилограма реверсу та подальшого розгону мотора А 12-52-8А з вентиляторним моментом на валі ротора.

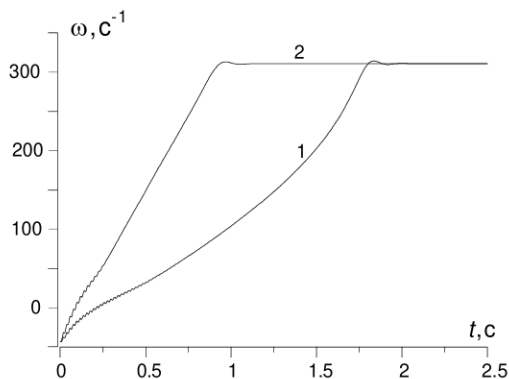


Рисунок 3.4 – Крива реверсу та послідовного розгону електроприводу для першого дослідження

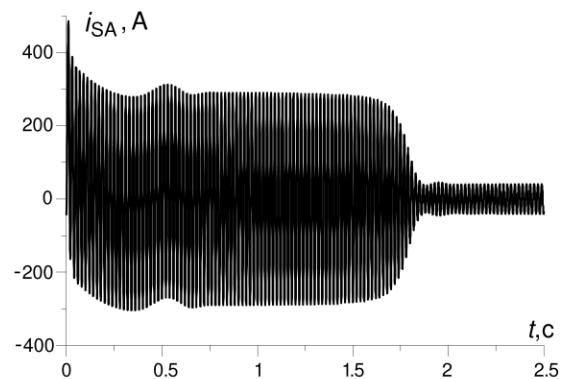


Рисунок 3.5 – Струм фази А статора в перехідному процесі для першого дослідження

На рисунку 3.4 показано перехідні кутові швидкості реверсу з подальшим розгоном тестованих електроприводів. На кривій (1) показано перехідний процес кутової швидкості без урахування явища скин-ефекту в провідниках білячої клітки ротора, а на кривій (2) – з урахуванням цього явища. З рисунків бачимо істотну різницю між кривими. Для першого дослідження вхід кутової швидкості ротора в усталений процес здійснився в момент часу $t = 2$ с, натомість для другого – $t = 1,1$ с. Різниця майже у два рази.

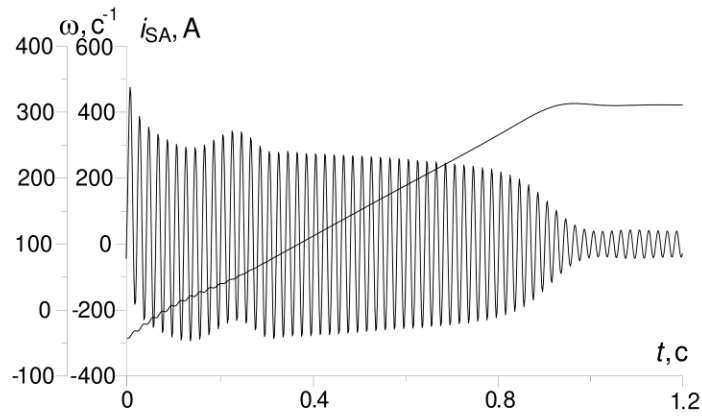


Рисунок 3.6 – Кутова швидкість ротора (1) та струм фази статора (2) глибокопазного мотора як функції часу для другого дослідів

На рисунку 3.5 показано струм фази A статора як функції часу для першого дослідів. А на рисунку 3.6 показано кутову швидкість ротора (1) й струм фази статора (2) як функції часу для другого дослідів, тобто з урахуванням явища скін-ефекту. Максимальне значення струму в усталеному процесі для обох дослідів становить до 50 А, що відповідає теоретичним передбаченням для обох типів моделей.

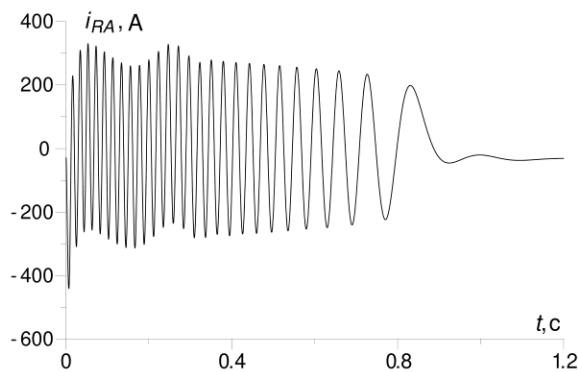


Рисунок 3.7 – Струм фази ротора як функція часу для другого дослідів

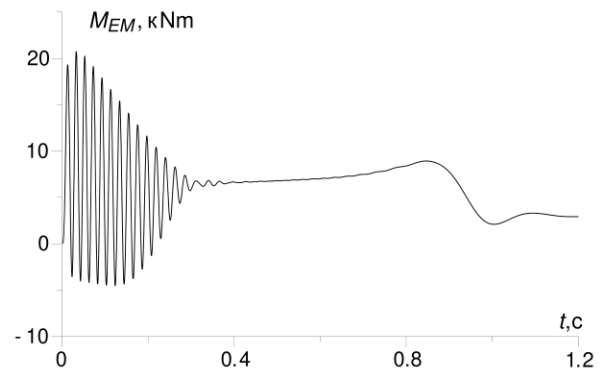


Рисунок 3.8 – Електромагнітний момент мотора як функція часу для другого дослідів

На рисунку 3.7 показано перехідний струм фази A ротора для другого дослідів. Тут чітко проглядаються фізичні засади формування картини інтегральних струмів ротора. Під час пуску машини вектор густини струму прагне змістити свою максимальну концентрацію в напрямку розкриття паза, що пов'язане з максимальною частотою струму. По мірі розгону, частота струму зменшується, а відтак, і зменшується густина струму у верхній частині паза. А в усталеному процесі частота струму в роторі становить 1 – 2 Гц. За такого значення дія явища скін-ефекту практично невідчутна. Тобто, в усталеному

процесі густина струму у перерізі паза практично вирівнюється. Власне такі фізичні процеси й покладені у конструкцію виконання машин з підвищеним пусковим моментом. Явище скін-ефекту спричинює збільшення пускового моменту машини представленого на рисунку 3.8.

Друга комп'ютерна симуляція перехідних процесів здійснюється для пристрою, що складається з глибокопазного асинхронного мотора, який через пружно-дисипативну муфту приводить у рух маховик та приводний механізм, що представлений активним моментом. Причому пружних муфт пропонується декілька, з різними параметрами. Момент інерції маховика $J = 130 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Момент навантаження мотора активний – $M = 4000 \text{ Н} \cdot \text{м}$.

Комп'ютерна симуляція коливних процесів здійснюється в чотири етапи, у залежності від коефіцієнту штивності відповідної пружної муфти та коефіцієнту внутрішньої дисипації механічної енергії в цій муфті. Зазначимо, що на четвертому етапі комп'ютерної симуляції перехідних процесів приводний мотор живився як від симетричного джерела енергії.

На першому етапі використовується пружна муфта з такими параметрами: коефіцієнт штивності $c = 3,2 \cdot 10^5 \text{ Н} \cdot \text{м}$ та коефіцієнт внутрішньої дисипації $\nu = 35 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$, що відповідає власній частоті коливань електромеханічного пристрою $f_0 = 15 \text{ Гц}$. На другому етапі використовується пружна муфта з такими параметрами: $c = 2,6 \cdot 10^6 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $\nu = 50 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$, $f_0 = 43 \text{ Гц}$, на третьому етапі параметри муфти такі: $c = 3,3 \cdot 10^6 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $\nu = 60 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$, $f_0 = 48,5 \text{ Гц}$, і на четвертому етапі – такі: $c = 4 \cdot 10^6 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $\nu = 65 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$, $f_0 = 53 \text{ Гц}$. Рівняння електромеханічного стану інтегрувались методом Рунге-Кутта 4-го порядку.

На рисунку 3.9 показано швидкість обертання приводного механізму асинхронного електроприводу (1) та пружний момент у муфтовому з'єднанні валопроводу електроприводу (2) як функції часу на першому етапі комп'ютерної симуляції. Під час пуску пристрою максимальна амплітуда пружного моменту досягає – $M = 12 \text{ кН} \cdot \text{м}$, що не спричинює аварійних станів у системі.

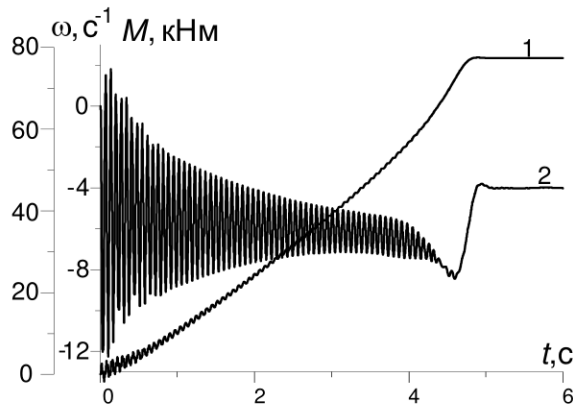


Рисунок 3.9 – Перехідні швидкість обертання приводного механізму (1) та пружний момент у муфтовому з'єднанні валопроводу (2) на першому етапі симуляції

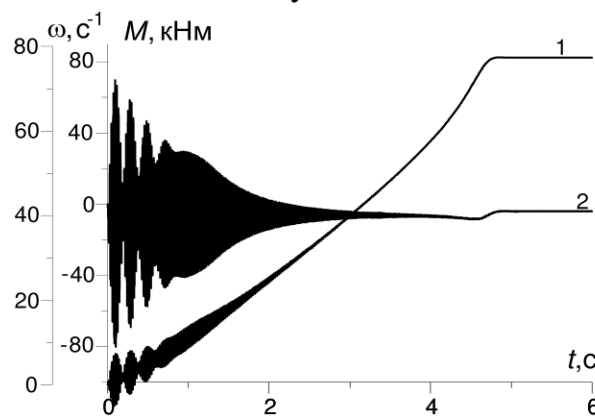


Рисунок 3.10 – Швидкість обертання приводного механізму (1) та пружний момент у муфтовому з'єднанні валопроводу електроприводу (2) як функції часу на другому етапі симуляції

На рисунку 3.10 показано перехідні швидкість обертання приводного механізму (1) та пружний момент у муфтовому з'єднанні валопроводу електроприводу (2) на другому етапі симуляції. Тепер, під час пуску пристрою максимальне амплітудне значення пружного моменту сягає набагато більших значень – до $M = 150$ кН·м. Система у стані биття електромеханічних коливань (дореzonансний стан). Биття коливань також зазнає й швидкість обертання приводної інерційної ланки. Максимальна амплітуда коливань швидкості $\omega = 10$ с⁻¹.

На рисунку 3.11 показано швидкість обертання приводного механізму (1) та пружний момент у муфтовому з'єднанні валопроводу електроприводу (2) як функції часу на третьому етапі симуляції. Тепер, під час пуску пристрою максимальна амплітуда пружного моменту в муфтовому з'єднанні сягає дуже великих значень – до $M = 700$ кН·м, а максимальна амплітуда ко-

ливань швидкості сягає $\omega = 40 \text{ с}^{-1}$. Система в стані резонансу. Очевидно, що ставити питання про роботу електроприводу в такому стані абсолютно неможливо. Це максимально аварійний режим його роботи.

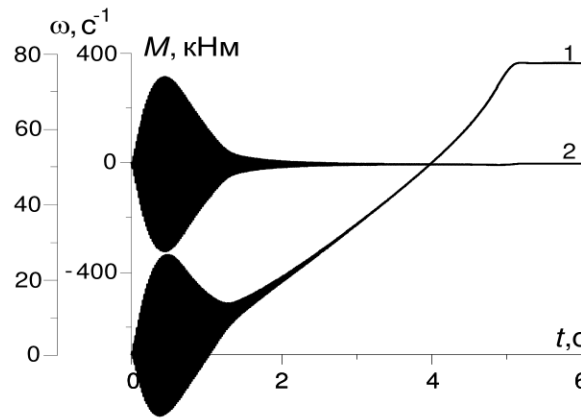


Рисунок 3.11 – Швидкість обертання приводного механізму (1) та пружний момент у муфтовому з'єднанні валопроводу (2) як функції часу на третьому етапі симуляції

Струм фази статора як функція часу на третьому етапі симуляції показаний на рисунку 3.12. Порівнюючи результати симуляції в резонансному та далекому за резонансом станах бачимо різницю між ними, що пояснюється впливом механічного резонансу на електричні функціональні залежності мотора.

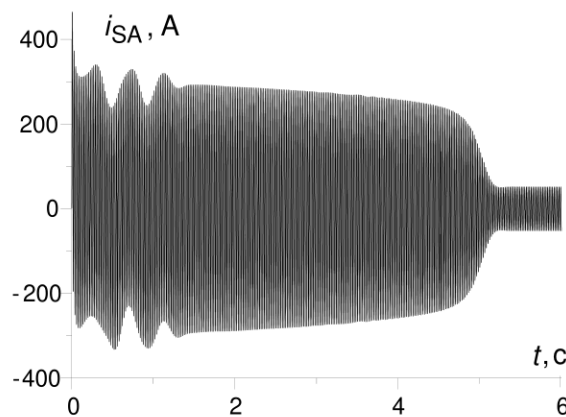


Рисунок 3.12 – Струм фази статора як функція часу на третьому етапі симуляції

На рисунку 3.13 показано швидкість обертання приводного механізму (1) та пружний момент у муфтовому з'єднанні валопроводу електроприводу (2) як функції часу на четвертому етапі симуляції. Знову ж таки, під час пуску електроприводу амплітуда пружного моменту сягає досить великих значень – до $M = 250 \text{ кН} \cdot \text{м}$, а максимальна амплітуда коливань швидкості сягає $\omega = 15 \text{ с}^{-1}$. Система у стані биття електромеханічних коливань (зарезонансний стан).

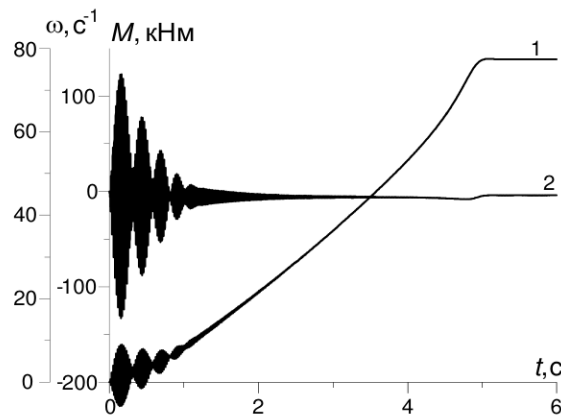


Рисунок 3.13 – Швидкість обертання механізму (1) та пружний момент у муфтовому з'єднанні валопроводу (2) як функції часу на четвертому етапі симуляції

На рисунку 3.14 показано те ж саме, але з урахуванням асиметрії напруг (у межах 20 %) живлення мотора. Несиметрія напруги призвела до зменшення пускового моменту. Відзначимо й зменшення амплітуди коливань пружного моменту до $M = 215 \text{ кН} \cdot \text{м}$ та амплітуди швидкості обертання приводної інерційної ланки до $\omega = 13 \text{ с}^{-1}$ у порівнянні з рисунком 3.13.

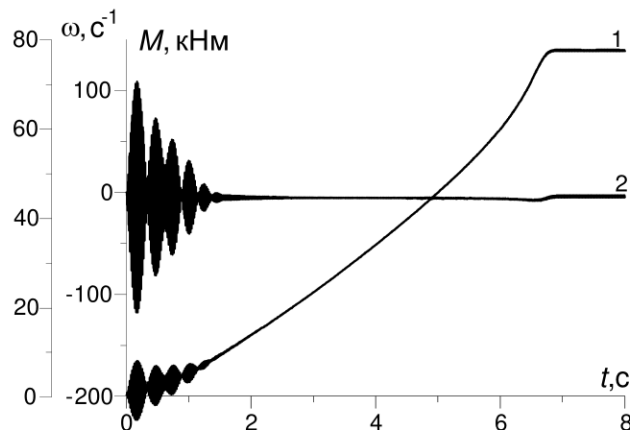


Рисунок 3.14 – Швидкість обертання механізму (1) та пружний момент у муфтовому з'єднанні валопроводу (2) як функції часу на четвертому етапі симуляції з урахуванням несиметрії напруг

Аналізуючи результати комп'ютерної симуляції можемо зробити висновок про надзвичайно складну картину перехідних процесів у електромеханічних системах з податними ланками. Адже здавалось би незначна зміна параметрів пружних муфт не повинна б істотно вплинути на роботу електроприводу. Але це далеко не так. З рисунків явно видно, що зміни згаданих параметрів призводять до росту пружних моментів з $12 \text{ кН} \cdot \text{м}$ до $700 \text{ кН} \cdot \text{м}$.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Аналіз небезпеки ураження електричним струмом у різних електричних мережах

Усі випадки ураження людини струмом у результаті електричного удару, тобто проходження струму через людину, є наслідком її доторкання не менше ніж до двох точок електричного кола, між якими існує деяка різниця потенціалів. Небезпека такого доторкання оцінюється величиною струму, який проходить через тіло людини I_h , або напругою, під якою вона опиняється (напругою дотику U_d). Небезпека дотику залежить від ряду факторів [19]:

- ✚ схеми вмикання людини в електричне коло;
- ✚ напруги мережі;
- ✚ схеми самої мережі;
- ✚ режиму її нейтралі;
- ✚ ступеня ізоляції струмовідних частин від землі;
- ✚ ємності струмовідних частин відносно землі.

Зазначена небезпека не однозначна: в одних випадках вмикання людини в електричне коло буде супроводжуватися проходженням через неї малих струмів та виявиться безпечним, в інших – струми можуть досягати великих значень, здатних спричинити смертельне ураження.

У цьому розділі кваліфікаційної роботи визначимо залежність небезпеки вмикання людини в електричне коло, тобто значення напруги дотику та струму, який протікає через людину, від перелічених факторів. Цю залежність необхідно знати при оцінці будь-якої мережі за умовами безпеки, вибору і розрахунку відповідних засобів захисту, зокрема заземлення, занулення, захисного вимикання, пристроїв контролю ізоляції мережі і т.п. При цьому у всіх випадках, крім особливо застережених, будемо вважати, що опір тієї особи, на якій стоїть людина (грунт, підлога і ін.), а також опір її взуття малі і тому прийняті такими, що дорівнюють 0.

4.2 Електричні мережі напругою до 1000 В

Згідно з «Правилами улаштування електроустановок» (ПУЕ) [20] електроустановки напругою до 1000 В допускається виконувати як з глухозаземленою, так і з ізольованою нейтраллю. Для найбільш поширених чотирипроводових мереж трифазного струму напругою 380/220 або 220/127 В (чисельник відповідає лінійній напрузі, знаменник – фазній), з якими стикається широке коло осіб, ПУЕ вимагають глухого заземлення нейтралі (рис. 4.1). Такий режим нейтралі виключає значне перевищення номінальної напруги мережі відносно землі.

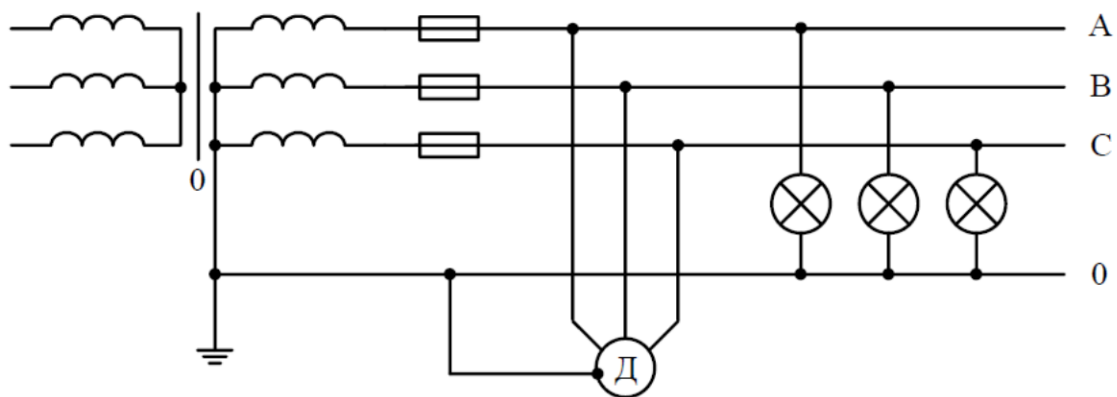


Рисунок 4.1 – Схема мережі 380/220 або 220/127 В з глухозаземленою нейтраллю

Корпуси електрообладнання, приєднаного до чотирипроводової мережі, металеві каркаси розподільних щитів, приводи до електричних апаратів та інші частини електроустановок, розташованих у приміщеннях з підвищеною небезпекою (залізобетонні і цегляні підлоги, висока вологість, наявність інших ознак підвищеної небезпеки) або на відкритому повітрі, повинні мати металевий зв'язок із заземленою нейтраллю установки. Цей зв'язок здійснюється через нульовий провід, який прокладається на тих самих опорах повітряної лінії, що і фазні. У цьому випадку замикання на корпус будь-якої лінії приведе до короткого замикання з досить великим струмом, запобіжник пошкодженої фази перегорить, і мережа буде продовжувати роботу в неповнофазному режимі. Напруга відносно землі двох інших фаз, які залишились в роботі, не перевищить фазну.

При застосуванні трифазного струму з номінальною напругою 660 В, а також за підвищених вимог безпеки (наприклад на вугільних шахтах), коли протікання струму короткого замикання через землю в результаті пошкодження фазної ізоляції мережі або обладнання є небезпечним, електроустановки виконуються з ізолюваною нейтраллю. Умови безпеки в цьому випадку досягаються швидкою ліквідацією ненормальних режимів, які виникають у мережі [21].

У мережі з ізолюваною нейтраллю (рис. 4.2, а) замикання фази на землю не викликає короткого замикання та не приводить до вимкнення пошкодженої фази. Мережа буде продовжувати роботу у повнофазному режимі, проте напруги двох здорових фаз відносно землі збільшаться до лінійних значень (рис. 4.2, б).

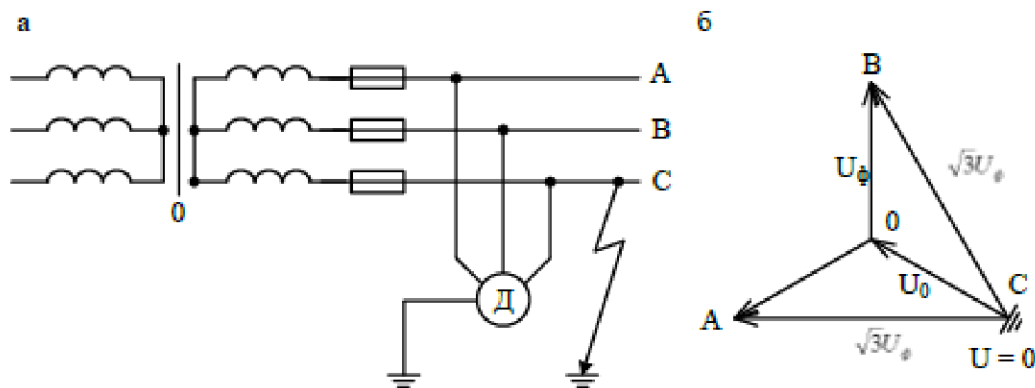


Рисунок 4.2 – Мережа низької напруги з ізолюваною нейтраллю: а – схема; б – векторна діаграма напруг при замиканні фази на землю.

Оскільки це створює небезпеку для персоналу, то на усіх електроустановках з ізолюваною нейтраллю напругою до і вище 1000 В має бути забезпечений контроль ізоляції, швидке виявлення персоналом мережі замикань на землю і швидка їх ліквідація, а за умови підвищених вимог безпеки – автоматичне відмикання пошкодженої ділянки від мережі.

4.3 Електричні мережі напругою вище 1000 В

Електроустановки напругою вище 1000 В, згідно з ПУЕ, розподіляються на електроустановки з малими струмами замикання на землю ($I_3 \leq 500$ А),

до яких належать мережі, які працюють з ізолюованою або компенсованою нейтраллю, та електроустановки з великими струмами замикання на землю ($I_3 > 500 \text{ A}$), які працюють із глухозаземленою нейтраллю. Струм однофазного замикання у мережах з ізолюованою нейтраллю визначається частковими ємностями фаз мережі відносно землі і залежить від напруги, конструкції і протяжності мережі. У мережах з компенсованою нейтраллю струм замикання на землю обмежується до мінімально можливих значень відповідним настроюванням дугогасильної котушки. У мережах з глухозаземленою нейтраллю при замиканні на землю або на заземлені частини електроустановок протікають дуже великі струми замикання і тому має бути забезпечене надійне автоматичне відмикання пошкодженої ділянки мережі. Навпаки, мережі з ізолюованою або компенсованою нейтраллю мають важливу перевагу – вони не вимагають негайного відмикання пошкодженої ділянки мережі при однофазних замиканнях на землю, які найчастіше зустрічаються в практиці, і можуть працювати із заземленою фазою протягом декількох годин, доки споживач не буде переведений на резервне живлення або підготовлений до припинення подачі електроенергії [21].

Мережі напругою до 35 кВ включно, зазвичай, працюють з ізолюованою або компенсованою нейтраллю, а мережі напругою 110 кВ і більше – з глухозаземленою нейтраллю. Розглянемо особливості роботи мереж при різних способах заземлення нейтралі.

Мережі з ізолюованою нейтраллю. При замиканні на землю однієї фази, наприклад, фази C (рис. 4.3, а), напруга цієї фази відносно землі буде дорівнювати нулю, а напруга двох інших фаз збільшиться в корінь з 3 разів, і кут зсуву між векторами цих напруг буде 60° (рис. 4.3, б).

Ємнісний струм пошкодженої фази ($U_{\phi C} = 0$) буде дорівнювати нулю, а ємнісні струми кожної непошкодженої фази збільшаться пропорційно збільшенню напруги на ємності і відповідно будуть дорівнювати $\sqrt{3} I_{CA}$ та $\sqrt{3} I_{CB}$.

Сумарний струм через ємності здорових фаз $3I_C$, який дорівнює геометричній сумі струмів цих фаз

$$\sqrt{3}I_{CA} + \sqrt{3}I_{CB} = 3I_C, \quad (4.1)$$

буде проходити через місце замикання фази C на землю, замикаючись через джерело живлення мережі.

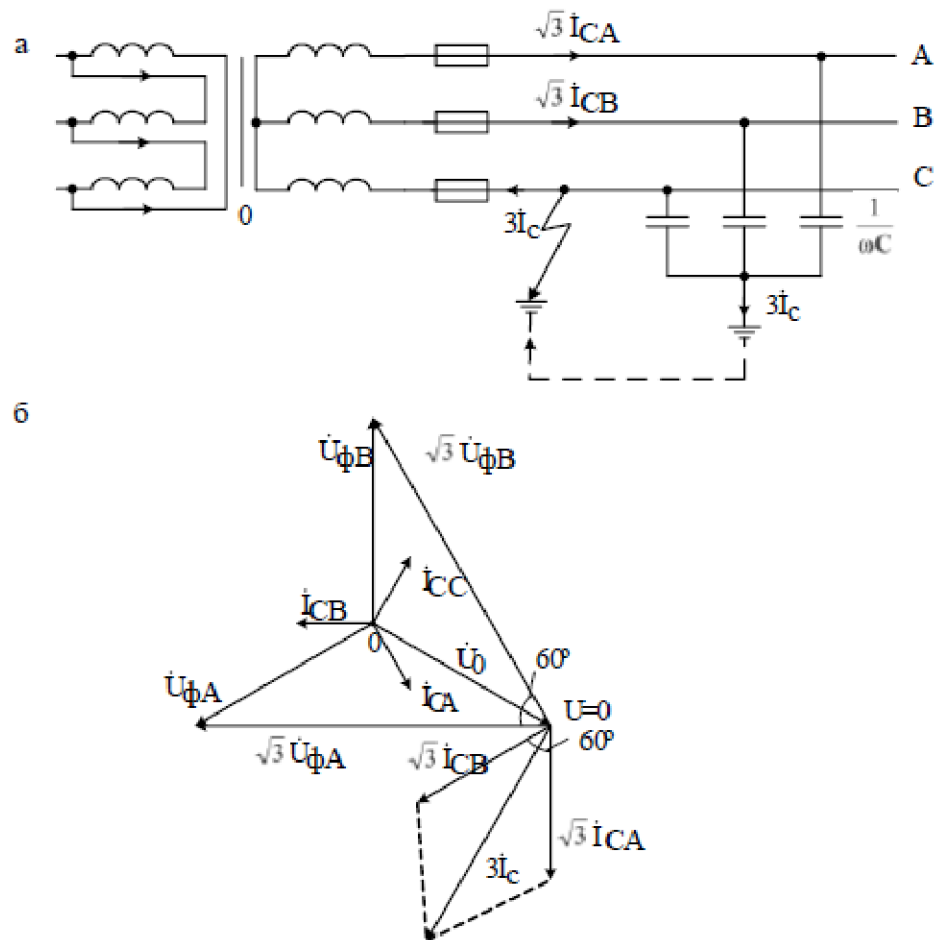


Рисунок 4.3 – Мережа високої напруги з ізольованою нейтраллю: а – схема протікання ємнісних струмів при замиканні фази на землю; б – векторна діаграма напруг та ємнісних струмів в нормальному режимі та при замиканні фази C на землю

При неметалічному замиканні на землю ($U_{\phi C} \neq 0$) в місці замикання виникає дуга, яка супроводжується повторними гасіннями і запалюваннями. Між ємністю й індуктивністю мережі в цьому разі з'являються вільні електричні коливання високої частоти, внаслідок чого в мережі виникають перенапруги. Амплітуда дугових перенапруг у мережах 6-35 кВ при відсутності ферорезонансних явищ може досягати значень $3,2U_{\phi}$ на непошкоджених фазах і $2,2U_{\phi}$ на пошкодженій.

Короточасні дугові перенапруги такої величини безпечні для нормальної ізоляції обладнання. Однак тривала дія перенапруг на ізоляцію (напри-

клад, кабельних ліній) може привести до іонізації і теплового пробою її у будь-якій точці мережі. Крім того, наявність значного струму в дузі розвинених кабельних мереж приводить до переходу однофазних замикань в дво- та трифазні короткі замикання і до відмикання споживачів.

4.4 Розробка заходів із питань безпеки у надзвичайних ситуаціях

Експлуатація асинхронних електроприводів пов'язана з ризиком виникнення надзвичайних ситуацій, які можуть бути спричинені електричними аваріями, механічними ушкодженнями, перегрівом двигуна або пожежами. Для мінімізації цих ризиків та забезпечення безпеки персоналу необхідно розробити комплекс заходів, що включає превентивні, організаційні та технічні дії.

1. Профілактичні заходи [22]

- ✚ регулярне технічне обслуговування двигунів, систем керування та електричних з'єднань, перевірка стану ізоляції, контактів та підшипників;
- ✚ контроль працездатності захисних пристроїв, таких як автомати, запобіжники, реле перегріву, термостати та датчики струму;
- ✚ забезпечення персоналу засобами індивідуального захисту (рукавички, окуляри, спецодяг) та інструкціями щодо безпечного поводження з електрообладнанням;
- ✚ проведення періодичних інструктажів і тренінгів з охорони праці, включаючи практичні вправи з відключення обладнання у надзвичайних ситуаціях.

2. Організаційні заходи

- ✚ розробка планів евакуації та дій персоналу при коротких замиканнях, перегріві, загорянні або виході з ладу систем керування;
- ✚ встановлення систем сигналізації, аварійного освітлення та оповіщення персоналу про небезпеку;
- ✚ організація чергування відповідальних осіб за контроль стану електроприводів і готовність до швидкого реагування на аварійні ситуації;

- ✚ ведення журналів обліку проведення технічного обслуговування та перевірки засобів захисту.

3. Технічні заходи

- ✚ встановлення автоматичних захисних пристроїв, які відключають живлення при перевантаженнях, коротких замиканнях, перевищенні температури або несправності ізоляції;

- ✚ використання заземлення та занулення для зниження ризику ураження електричним струмом;

- ✚ розміщення двигунів у вентильованих приміщеннях або забезпечення систем охолодження для запобігання перегріву;

- ✚ створення резервних джерел живлення для забезпечення безперервної роботи критично важливих систем керування та автоматичного відключення двигунів у випадку аварії.

4. Приклади надзвичайних ситуацій та дії персоналу

- ✚ коротке замикання в обмотках двигуна: негайне відключення живлення, повідомлення чергового інженера, перевірка захисних пристроїв перед повторним включенням;

- ✚ перегрів двигуна: активація системи аварійного охолодження, вимір температури обмоток, відключення навантаження до нормалізації температурного режиму;

- ✚ механічна поломка ротора або підшипника: зупинка двигуна, ізоляція пошкодженої ділянки, забезпечення безпечного доступу ремонтного персоналу;

- ✚ загоряння або іскріння у вузлах електроприводу: виклик пожежної служби, використання вогнегасників відповідного типу (для електрообладнання), евакуація персоналу;

Застосування цих заходів дає змогу значно знизити ймовірність травматизму та матеріальних втрат, підвищити надійність електроприводів і забезпечити безпечну експлуатацію асинхронних двигунів у виробничих умовах.

5 ЕКОНОМІЧНЕ ОБҐРУНТУВАННЯ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ МОДЕЛЮВАННЯ

Економічна частина кваліфікаційної роботи спрямована на оцінку доцільності впровадження результатів математичного моделювання перехідних процесів асинхронного двигуна на промисловому підприємстві. Застосування розробленої моделі дає змогу оптимізувати пускові режими, зменшити динамічні навантаження, запобігти крутильним коливанням у валопроводі та знизити енергоспоживання. Метою цього розділу є визначення економічної ефективності від застосування моделі під час експлуатації промислового електроприводу.

Для оцінки економічного ефекту розглянемо електропривод промислового вентилятора, обладнаного асинхронним двигуном глибинно-пазового виконання потужністю 320 кВт, який працює у безперервному режимі. Привод характеризується підвищеними пусковими струмами та значним моментом інерції робочого колеса. На практиці у таких установках нерідко виникають крутильні коливання, які призводять до передчасного зношування муфти, підшипників та збільшення витрат на ремонт.

Оптимізація пускових та перехідних процесів за допомогою розробленої моделі, дає змогу зменшити електромагнітні удари, уникнути небезпечних резонансних режимів та забезпечити більш плавний запуск.

5.1 Порівняння варіантів роботи електроприводу

Для відображення економічної доцільності впровадження розробленої математичної моделі доцільно здійснити порівняльний аналіз роботи електропривода у двох принципово різних режимах: традиційному, який застосовується на більшості промислових об'єктів та оптимізованому, сформованому на основі результатів моделювання перехідних процесів. Цей підхід дає

змогу кількісно оцінити, які саме втрати усуваються та яким чином змінюються основні експлуатаційні показники привода.

У базовому варіанті експлуатації електродвигун працює без урахування динамічних властивостей системи «двигун – навантаження». Пуск здійснюється за стандартною характеристикою, яка супроводжується підвищеними електромагнітними та механічними навантаженнями. Пускові струми сягають 5 – 7-кратного номінального значення, які збільшують втрати у мережі та прискорюють старіння ізоляції. Механічна частина системи у цей період також піддається різким ударним моментам, що є особливо небезпечним для приводів вентиляторного типу з великим моментом інерції. У ряді випадків відбувається потрапляння у резонансну зону, яка спричиняє додаткові коливання валопроводу та збільшує ймовірність виникнення дефектів муфт й підшипників. Усі ці фактори формують підвищене енергоспоживання та зростання витрат на ремонтне обслуговування.

На відміну від цього, оптимізований варіант роботи базується на попередньому аналізі перехідних процесів, отриманих за допомогою математичної моделі, розробленої у кваліфікаційній роботі. За рахунок моделювання стає можливим визначення небажаних швидкісних інтервалів, зокрема тих, які відповідають резонансним частотам механічної системи. Це дає змогу сформувати пускову траєкторію, яка уникає критичних режимів. Крім того, регулювання пуску забезпечує зменшення пускових струмів та динамічних навантажень, що позитивно впливає як на електричну частину привода, так і на механічні вузли. Знижуються втрати у перехідних режимах, підвищується загальний термін служби обладнання та скорочується кількість аварійних зупинок.

Таким чином, два розглянуті варіанти роботи електропривода суттєво відрізняються як за рівнем енергетичних витрат, так і за надійністю експлуатації. Для наочності основні характеристики кожного варіанта зведено у таблицю 5.1.

Таблиця 5.1 – Порівняння варіантів роботи електропривода

Базовий варіант	Оптимізований варіант
 пуск за номінальною характеристикою	 регулювання пуску з урахуванням

тикою; ✚ значні пускові струми (5 – 7 In); ✚ можливість потрапляння у резонансну зону; ✚ підвищена ймовірність механічних пошкоджень; ✚ збільшене енергоспоживання у перехідних режимах.	уникнення резонансних частот; ✚ зменшення динамічних навантажень; ✚ зменшення пускових струмів на 10 – 15 %; ✚ зниження втрат у перехідних режимах; ✚ зменшення простоїв.
--	---

5.2 Розрахунок економії електроенергії

Зниження втрат енергії при пуску та в перехідних режимах зумовлене зменшенням струмів та ковзання. За результатами моделювання оптимізація режимів дає змогу підвищити енергетичну ефективність привода в середньому на 2 – 3 %.

Економія електроенергії розраховується за формулою [23]:

$$E = P \cdot \Delta\eta \cdot t, \quad (5.1)$$

де P – встановлена потужність двигуна; $\Delta\eta$ – приріст енергоефективності; t – час роботи за рік.

Якщо прийняти встановлену потужність двигуна 320 кВт, приріст енергоефективності 2,5 %, а час роботи електроприводу за рік 6000 год та тариф на електроенергію 5 грн/кВт год, то будемо мати:

$$E = 320 \cdot 0,025 \cdot 6000 = 48000 \text{ кВт год.}$$

Річна економія коштів становить:

$$C_{el} = 48000 \cdot 5 = 240000 \text{ грн.}$$

Відтак, впровадження оптимізованих режимів роботи електропривода дає змогу зекономити приблизно 240 тис. грн на рік лише за рахунок економії електроенергії.

5.3 Зменшення витрат на ремонт та обслуговування

Виконані динамічні розрахунки, показують, що без належного аналізу перехідних процесів привод вентилятора може потрапити у резонансну зону, де спостерігаються суттєві крутильні коливання. Вони збільшують навантаження на елементи валопроводу та зменшують ресурс муфт та підшипників.

За статистикою ремонтних служб середня вартість заміни підшипників великого електродвигуна становить 40 – 80 тис. грн, ремонт або заміна муфти – 20 – 40 тис. грн, а кожна аварійна зупинка призводить до значних втрат через простої технологічної лінії.

Оптимізація режимів за моделлю дає змогу зменшити частоту механічних відмов на 25 – 30 %.

Припустимо, що протягом року для одного приводу здійснюються 2 планові ремонти на 50 тис. грн кожен та 1 аварійний ремонт на 30 тис. грн.

Річні витрати у базовому варіанті становлять:

$$C_{\text{рем}} = 2 \cdot 50000 + 30000 = 130000 \text{ грн.}$$

Зменшення аварійності на 30 % зменшує ці витрати на:

$$C_{\text{економ.рем}} = 130000 \cdot 0,3 = 39000 \text{ грн.}$$

Бачимо, що економія на ремонті становить 39 тис. грн.

5.4 Загальний економічний ефект та термін окупності

Обчислимо сумарну річну економію за формулою:

$$E_{\text{заг}} = C_{\text{ел}} + C_{\text{економ.рем}}; \quad (5.2)$$

$$E_{\text{заг}} = 240000 + 39000 = 279000 \text{ грн.}$$

Відтак, впровадження результатів моделювання забезпечує економічний ефект на рівні 279 тис. грн на рік для одного електропривода.

Вартість розробки та впровадження математичної моделі (інженерний час, інтеграція у систему керування, тощо) оцінюється у 35 – 50 тис. грн.

Відтак, термін окупності можна визначити за формулою:

$$T = \frac{C_{\text{впровадження}}}{E_{\text{заг}}}. \quad (5.2)$$

Вартість впровадження приймаємо 40 тис. грн:

$$T = \frac{40000}{279000} = 0,14 \text{ року або } 1,7 \text{ місяця.}$$

Бачимо, що впровадження окуповується менше ніж за 2 місяці, що є надзвичайно високим показником ефективності.

Використання розробленої математичної моделі перехідних процесів дає змогу оптимізувати роботу електропривода вентилятора з асинхронним двигуном 320 кВт.

Завдяки зниженню втрат у перехідних режимах забезпечується економія електроенергії близько 48 МВт·год на рік, що відповідає 240 тис. грн.

Модель дає змогу уникати резонансних режимів, зменшуючи затрати на ремонт на до 40 тис. грн на рік.

Загальний річний економічний ефект становить приблизно 280 тис. грн.

Орієнтовний строк окупності впровадження – 1,5–2 місяці, що повністю підтверджує економічну доцільність та практичну значимість виконаної роботи.

ВИСНОВКИ

У кваліфікаційній роботі здійснено комплексне дослідження перехідних процесів асинхронного двигуна та проаналізовано можливості їх оптимізації за допомогою математичного моделювання. Отримані результати підтверджують важливість точного відтворення динамічних режимів для підвищення надійності та енергоефективності електроприводів промислових установок.

1. У ході огляду проаналізовано сучасні підходи до математичного опису асинхронних двигунів та визначено їхні переваги та обмеження. Показано, що моделювання перехідних процесів є потрібною умовою для забезпечення точності динамічного аналізу електропривода.

2. Сформовано систему рівнянь, яка описує електромагнітні та механічні процеси у машині під час пуску та зміни навантаження. Запропонований підхід дає змогу узгоджено врахувати взаємодію підсистем та отримувати коректні тимчасові залежності основних параметрів.

3. Застосовано метод прямих та чисельне інтегрування ЗДР, що забезпечило можливість високоточного відтворення динаміки двигуна. Розроблений алгоритм відзначається стійкістю та придатністю до подальшої інтеграції у системи автоматизації.

4. Здійснено дослідження перехідних режимів при різних умовах пуску та навантаження, що дало змогу виявити критичні швидкісні зони та потенційні резонансні явища. Отримані результати підтверджують можливість зменшення пускових струмів та динамічних навантажень завдяки використанню моделі.

5. Встановлено, що застосування математичної моделі дає змогу знизити річні витрати на електроенергію, ремонт та простої на суму 279 тис/рік. Розрахований строк окупності становить менше двох місяців, що свідчить про високу ефективність впровадження.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Тісенко В. В. Системи електропостачання загального призначення. Чернігів: ЧНТУ, 2005. 341 с.
2. T. Koshizuka, T. Shinkai, K. Udagawa, H. Kawano, «Circuit Breaker Model using Serially Connected 3 Arc Models for EMTP Simulation», *International Conference on Power Systems Transients*, Kyoto, 2009. [Електронний ресурс]. http://ipstconf.org/papers/Proc_IPST2009/09IPST040.pdf.
3. Закладний О. М., Прокопенко В. В., Закладний О. О. Електропривод: навч. посіб. Київ: НТУУ «КПІ», 2008. 316 с.
4. Попович М. Г., Лозинський О. Ю., Клепиков В. Б. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. Київ: Либідь, 2005. 680 с.
5. Закладний О. М., Праховник А. В., Соловей О. І. Енергозбереження засобами промислового електропривода. Київ: Кондор, 2005. 408 с.
6. Лавріненко Ю. М., Марченко О. С., Савченко П. І., Синявський О. Ю. Електропривод. Київ: Ліра-К, 2009. 504 с.
7. Воскобойник В. Е., Бородай В. А., Боровик Р. О., Нестерова О. Ю. Основи електропривода виробничих машин та комплексів. Дніпро: Національний ТУ «Дніпровська політехніка», 2021. 254 с.
8. Маляр В. С. Теоретичні основи електротехніки. Електричні кола : навч. посібник. Львів : Вид-во Львівської політехніки, 2012. 312 с.
9. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage fur die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen. Siemens Zeitschrift, 1971. Bd. 45. H. 10. S, 757 760.
10. Колб А. А., Колб А. А. Теорія електропривода. Дніпро, НГУ 2006 р. 511 с.
11. Чабан А. В. Принцип Гамільтона-Остроградського в електромеханічних системах. Львів: В-во Тараса Сороки, 2015. 488 с.

12. Клименко Б. В. Електричні апарати. Електромеханічна апаратура комутації, керування та захисту. Харків: Вид-во «Точка», 2012. 340 с.
13. Назар'ян Г. Н., Федюшко Ю. М., Сотник О. В., Ковальов О. В. Технічні характеристики та якісні показники електричних двигунів. Харків: ТОВ «Планета-прінт», 2016. 201 с.
14. Лисиченко М. Л., Савченко П. І., Тищенко О. К., Гузенко В. В. Електропривод: посібник для виконання лабораторних та практичних занять. Харків: ХНТУСГ: Факт, 2012. 270 с.
15. Чабан В. Електромагнетнеї кола: навч. посіб. Львів: Вид-во Тараса Сороки, 2011. 234 с.
16. Жежеленко І. В., Півняк Г. Г., Трофімов Г. Г., Папаїка Ю. А. Реактивна потужність в електричних мережах: монографія. Дніпро: НТУ«ДП», 2020. 72 с.
17. Чабан В. Й. Теоретична електротехніка. Поле: навч. посіб. Львів: Вид-во Тараса Сороки, 2008. 182 с.
18. Павловський М. А. Теоретична механіка. Київ, Україна: Техніка, 2002.
19. Пістун І. П., Березовецький А. П., Тимочко В. О., Городецький І. М. Охорона праці (гігієна праці та виробнича санітарія). Львів: Тріада плюс, 2017. 620 с.
20. Правила улаштування електроустановок Харків: Видавництво «Форт», 2017. 716 с.
21. Панченко С. В., Акімов О. І., Бабаєв М. М. Основи безпечної експлуатації електроустановок: підручник. Харків: УкрДУЗТ, 2021. 149 с.
22. Касьянов М. А., Ревенко Ю. П., Тищенко Ю. А. Захист населення в умовах надзвичайних. Луганськ: Вид-во Східноукр. нац. ун-ту ім. В. Даля., 2003. 183 с.
23. Федішин Б. П. Економіка енергетики: навчальний посібник. Тернопіль, 2003. 182 с.