



Національний технічний університет України
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»



Кафедра автоматизації
електромеханічних систем та
електроприводу ФЕА

Міністерство освіти і науки України

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ. КУРСОВИЙ ПРОЄКТ

**Рекомендації до виконання
курсового проєкту**

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра
за освітньою програмою «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод
та електромобільність»
спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Укладачі: С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, Є. О. Ніконенко

Електронне мережеве навчальне видання

Київ

КПІ ім. Ігоря Сікорського

2025

УДК 681.5: 62-83

Укладачі	<i>Пересада Сергій Михайлович</i> , д-р техн. наук, проф. <i>Ковбаса Сергій Миколайович</i> , д-р техн. наук, доц. <i>Ніконенко Євген Олексійович</i> , д-р філософії, ст. викл.
Рецензент	<i>Чумак В.В.</i> , канд. техн. наук, професор кафедри електромеханіки факультету електроенерготехніки та автоматики КПІ ім. Ігоря Сікорського
Відповідальний редактор	<i>Бур'ян С.О.</i> , канд. техн. наук, доц.

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 6 від 10.04.2025 р.)
за поданням Вченої ради факультету електроенерготехніки та автоматики
(протокол № 10 від 31.03.2025 р.)*

Керування електроприводами. Курсовий проєкт [Електронний ресурс] : рек. до виконання курсового проєкту : навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра за освіт. програмою «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність» спец. 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка / КПІ ім. Ігоря Сікорського, 3-тє вид. перероблене і доповнене ; уклад.: С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, Є. О. Ніконенко. – Електронні текстові дані (1 файл, 3.5 МБ). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2025. – 82 с.

УДК 681.5: 62-83

Реєстр. № НП 24/25-450. Обсяг 5,1 авт. арк.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
проспект Перемоги, 37, м. Київ, 03056

<https://kpi.ua>

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру видавців,
виготовлювачів і розповсюджувачів видавничої продукції ДК №
5354 від 25.05.2017 р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	5
1 ЗАВДАННЯ НА КУРСОВЕ ПРОЕКТУВАННЯ.....	7
2 ІНДИВІДУАЛЬНІ ЗАВДАННЯ.....	9
3 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ТА ПЕРЕТВОРЕННЯ КООРДИНАТ	10
4 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ НОМІНАЛЬНОГО РЕЖИМУ ТА ПАРАМЕТРІВ СХЕМИ ЗАМІЩЕННЯ ДВИГУНА.....	24
4.1 Розрахунок номінальних даних двигуна.....	24
4.2 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення.....	25
5 ДОСЛІДЖЕННЯ СТАТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ ЖИВЛЕННІ ВІД МЕРЕЖІ	28
5.1 Дослідження статичних характеристик	28
5.2 Дослідження динамічних характеристик АД при живленні від мережі ...	32
6 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ.....	36
6.1 Вимоги до перетворювачів та функціональна електроприводу	36
6.2 Функції та функціональна схема керуючого контролера	40
6.3 Загальна інформація про датчики струму і швидкості.....	42
6.4 Розрахунок основних елементів силової частини	49
7 ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ.....	54
7.1 Формулювання задачі векторного керування АД.....	54
7.2 Алгоритм непрямого векторного керування	56
7.3 Алгоритм прямого векторного керування	57
8 ДИНАМІКА СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ АД ...	60
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	69
ДОДАТОК А. ДОВІДКОВІ ДАНІ ДВИГУНІВ І ВАРІАНТИ ЗАВДАНЬ	71
ДОДАТОК Б. ОПИС МОДЕЛЮЮЧОЇ ПРОГРАМИ.....	73
ДОДАТОК В. ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ.....	80

ВСТУП

Системи векторного керування на сьогодні de-facto встановлюють промисловий стандарт побудови електроприводів змінного струму: синхронних та асинхронних. Пристрої для керування електричними двигунами змінного струму є стандартизованими і забезпечують можливість керування цими двома типами двигунів.

Темою курсового проекту з дисципліни «Керування електроприводами» є «Векторне керування кутовою швидкістю асинхронних двигунів». Курсовий проект є однією із заключних дисциплін у підготовці бакалаврів за освітньою програмою “Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність”, він концентрує методи та підходи, розглянуті в дисциплінах на попередніх курсах підготовки: «Теорія автоматичного керування», «Автоматизований електропривод», «Моделювання електромеханічних систем» першого (бакалаврського) рівня.

Метою курсового проекту є імплементація алгоритмів векторного керування для систем відпрацювання кутової швидкості асинхронних двигунів із забезпеченням необхідних показників якості керування, дослідження статичних та динамічних властивостей спроектованих систем керування та дослідження впливу варіації параметрів на їх показники якості. Додатковою ціллю курсового проекту є розробка та вибір апаратної частини електроприводу. В результаті вивчення дисципліни студенти повинні набути міцних знань та вмінь щодо використання алгоритмів векторного керування та щодо проектування сучасних перетворюючих пристроїв, які забезпечують керування електромеханічними системами на основі двигунів змінного струму.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

(в алфавітному порядку)

АД – асинхронний двигун з короткозамкненим ротором (англ. IM – Induction Motor);

АКБ – акумуляторна батарея;

ЕМС – електромеханічна система;

ЕП – електропривод;

ЕРС – електрорушійна сила;

ЕТЗ – електричний транспортний засіб (англ. EV – Electric Vehicle);

МРС – магніторушійна сила;

ПІ-регулятор – пропорційно-інтегральний регулятор;

ЦСП – цифровий сигнальний процесор;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція (англ. PWM – Pulse-Width Modulation);

DC-DC перетворювач – перетворювач з постійної напруги в постійну (від англ. two-quadrant DC-DC boost-buck / bidirectional DC-DC boost converter);

IGBT – біполярний транзистор з ізольованим затвором (англ. Isolated Gate Bipolar Transistor);

(a – b) – стаціонарна система координат статора;

(d – q) – обертова полеорієнтована система координат;

C – ємність ланки постійного струму перетворювача частоти;

$\cos \varphi$ – коефіцієнт потужності;

$e^{J\varepsilon}$ – матриця повороту векторів 2x2 на кут ε ;

J – сумарний момент інерції механічної частини (двигуна і механізма);

J – кососиметрична матриця 2x2;

i_{s1}, i_{s2}, i_{s3} – фазні струми трифазного двигуна;

i_a, i_b – компоненти вектора струму статора двигуна в системі координат (a – b);

i_d, i_q – компоненти вектора струму статора двигуна в системі координат (d – q);

i_{dc} – струм ланки постійного струму перетворювача частоти;

L_1, L_2, L_m – індуктивності статора, ротора і контура намагнічування АД;

M – момент двигуна;

M_c – момент навантаження;

p – оператор Лапласу;

p_n – кількість пар полюсів трифазного двигуна;

P_a, P_m, P_r – активна, механічна і реактивна потужності двигуна;

R_1, R_2 – опори статора і ротора двигуна;

u_a, u_b – компоненти вектора напруги статора двигуна в системі координат (a–b);

u_d, u_q – компоненти вектора напруги статора двигуна в системі координат (d–q);

U_{dc} – напруга ланки постійного струму;

$\alpha, \beta, \gamma, \sigma$ – параметри схеми заміщення АД;

ε_0 – положення системи координат (d – q) АД відносно стаціонарної (a – b);

η – ККД (коефіцієнт корисної дії);

ν – коефіцієнт в'язкого тертя;

θ – кутове положення валу двигуна;

ω – кутова швидкість ротора;

ω_0 – синхронна швидкість поля;

ω_{0i} – коефіцієнт демпфування коливань в ізолюваному контурі регулювання, якому відповідає індекс «i».

$\psi_1, \psi_2, |\psi_2|$ – потокозчеплення статора і ротора двигуна, та модуль вектора потокозчеплення ротора;

ξ – коефіцієнт демпфування коливань в ізолюваному контурі регулювання.

$x_{\max}, x_{\min}$ – максимальне і мінімальне значення змінної x ;

x_n – номінальне значення змінної x ;

$\dot{x} = dx / dt$ – похідна від змінної x за часом;

x^* – задане значення змінної x ;

$\tilde{x}$ – похибка відпрацювання або похибка оцінювання змінної x ;

$\hat{x}$ – оцінене значення змінної x .

1 ЗАВДАННЯ НА КУРСОВЕ ПРОЄКТУВАННЯ

Програма курсового проєкту

1. Визначити властивості стандартної математичної моделі асинхронного двигуна, яка отримується на основі теорії узагальненої електричної машини. Створити моделюючу програму для моделювання диференціальних рівнянь електричної і механічної частин двигуна, перетворення координат і фазних перетворень.

2. Для заданого згідно з варіантом завдання двигуна розрахувати значення параметрів номінального режиму та параметрів схеми заміщення. Перевірити коректність розрахунку шляхом визначення параметрів номінального режиму зі статичної механічної характеристики, яка розрахована на основі динамічної моделі, у порівнянні із паспортними даними.

3. Розробити функціональну схему асинхронного електроприводу, розкрити призначення основних елементів перетворювача частоти, здійснити їх розрахунок та вибір (вхідний фільтр, випрямляч, ємність, клампер, інвертор, датчики струму, датчик напруги, енкодер). Розробити специфікацію з вибраних елементів функціональної схеми електроприводу.

4. Розробити систему векторного керування кутовою швидкістю на основі алгоритму керування, вказаного у варіанті завдання. Виконати і обґрунтувати розрахунок параметрів регуляторів. Розробити структурну схему системи векторного керування.

5. Методом математичного моделювання провести дослідження динамічних та статичних характеристик розробленої системи, що включає:

5.1. Дослідження динамічних характеристик в умовах відомих параметрів АД при виконанні тесту, який включає етапи збудження двигуна, відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості з обмеженою першою похідною при розгоні до номінальної кутової швидкості з 2-х кратним номінальним моментом, компенсацію постійного номінального моменту навантаження, гальмування двигуна. Визначення значення кутової швидкості двигуна, при якій регулятори попадають в обмеження по напрузі.

5.2. Дослідження динамічної поведінки системи векторного керування при відпрацюванні нульової швидкості і зміні початкових умов потокозчеплення.

5.3. Дослідження динамічних характеристик системи векторного керування при відсутності компенсацій першої похідної кутової швидкості.

6. Виконати дослідження відповідно до індивідуального завдання.

7. Зробити висновки, в яких проаналізувати цінність отриманих результатів.

2 ІНДИВІДУАЛЬНІ ЗАВДАННЯ

Для всіх варіантів завдань необхідно провести дослідження аналогічне до 1-го тесту з розгоном до номінальної швидкості, але зі зміненими: алгоритмом керування, умовами навантаження або деталізацією моделі двигуна.

1. Дослідження властивостей робастності системи керування до варіацій активного опору ротора.

2. Порівняльне дослідження DFOC зі спостерігачем потокозчеплення повного порядку.

3. Порівняльне дослідження з алгоритмом керування швидкістю на основі ПІ та ПІ-регуляторів струму і швидкості.

4. Порівняльне дослідження з електроприводом, в якому враховано неідеальності механічної частини.

3 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ТА ПЕРЕТВОРЕННЯ КООРДИНАТ

Електрична машина (ЕМ) є одним із головних елементів електроприводу, а також електромеханічних систем, де він використовується, безпосередньо забезпечуючи процес електромеханічного перетворення енергії. Незалежно від конструкції, по принципу електромеханічного перетворення енергії усі ЕМ розподіляються на машини постійного струму, асинхронні та синхронні. Більш детальна класифікація вміщує конструктивні особливості, наприклад, як ЕМ лінійної дії та обертів; спосіб збудження: електромагнітний, від постійних магнітів або реактивні; наявність явнополюсності; характер магніторушійної сили (МРС) у повітряному зазорі: синусоїдальний або трапецеїдальний і т.д. Адекватний математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії в ЕМ є важливим питанням для розробки алгоритмів керування цими процесами, їх аналітичного дослідження та моделювання. З загальних позицій процес перетворення електричної енергії в механічну і навпаки в усіх ЕМ базується на фундаментальних законах електродинаміки, електромагнетизму та механіки. Між тим здійснити загальний математичний опис, який би обіймав не тільки усі ЕМ, але й враховував особливості машин конкретного класу, ймовірно неможливо. Повномасштабне моделювання конкретного типу ЕМ з глибокою деталізацією процесів, звичайно приводить до багатовимірної складної моделі, яку важко використати для цілей керування. У зв'язку з цим математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії здійснюється на основі так званих *ідеалізованих* ЕМ, що базується на таких принципах:

- адекватний опис фундаментальних процесів, які відбуваються у конкретному класі електричних машин;
- ефекти другого порядку, такі як: неідеальність магнітних матеріалів та геометричної структури, несинусоїдальність МРС, несиметрія магнітних та електричних параметрів трифазних обмоток та інші відкидаються.

Процеси в ідеалізованих ЕМ звичайно описуються так званою *узагальненою* ЕМ, до якої можуть бути зведені основні типи електричних машин. Що до ефектів другого порядку, то вони можуть бути враховані на етапі математичного моделювання конкретної ЕМ. Відмітимо, що вплив ефектів другого порядку значною мірою залежить від того, як машина спроектована. Сучасні електричні машини, що спеціально сконструйовані для конкретного способу керування, наприклад асинхронні двигуни для частотного та векторного керування, мають характеристики, що з високою точністю співпадають з характеристиками ідеалізованих машин.

В ЕМ електромагнітні процеси визначаються магнітними полями в повітряному зазорі, які створюються струмами, що проходять вздовж осі машини, оскільки струми в лобових частинах мають менший вплив і утворюють магнітні потоки розсіювання. У більшості випадків достатньо вважати, що силові лінії магнітного поля в зазорі перпендикулярні циліндричним поверхням статора і ротора, які утворюють повітряний зазор. Розподіл МРС у повітряному зазорі ЕМ, а також характер зміни їх у часі визначають її тип і характеристики. Розподіл струмів, в свою чергу, залежить від типу обмотки, а характер зміни їх у часі – від характеру підведеної до обмоток напруги.

У багатополюсних ЕМ усі електромагнітні процеси повторюються через кожен пару полюсів, тому при вивченні теорії ідеалізованих ЕМ достатньо розглянути двополюсну електричну машину.

Електромеханічний перетворювач можна розглядати як такий, що складається з двох частин: електричної та механічної, як це показано на Рис. 3.1. Реальна ЕМ містить n статорних і m роторних обмоток, має $n+m$ вхідних напруг, що зв'язують електромеханічний перетворювач з керуючим пристроєм. Вихідною координатою електричної частини є електромагнітний момент M , який одночасно являє собою вхідну координату механічної частини електропривода, до якої також прикладається момент збурення M_c . Швидкість ω і кутове положення ротора θ визначають за допомогою рівнянь руху меха-

нічної частини. Отже, механічні змінні θ , ω , M зв'язують електричну частину з механічною частиною в єдину взаємодіючу електромеханічну систему.

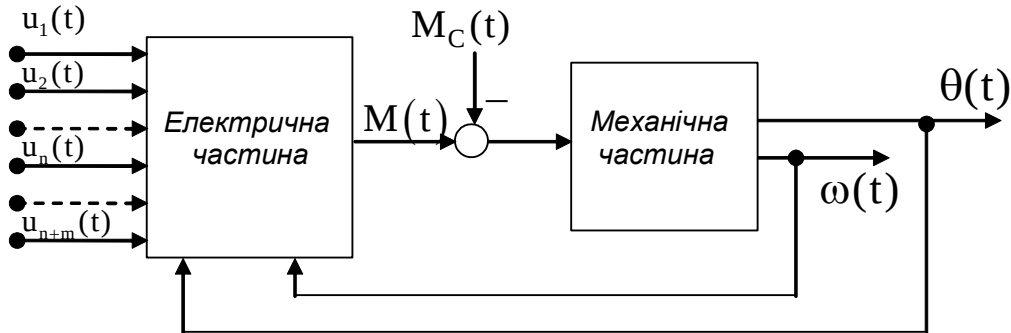


Рис. 3.1 – Декомпозиція електромеханічного перетворювача

Будемо розглядати клас електричних машин, спроектованих таким чином, що виконуються наступні умови:

А.1. Магнітне коло машини не насичується і має нескінченну магнітну проникність, втрати на гістерезис і вихрові струми малі і ними можна знехтувати.

А.2. Електрична машина не накопичує потенціальну енергію, тобто може мати постійні магніти на одній стороні, статорі або роторі, при цьому явнопольсність може бути присутня на тій стороні, де розташовані постійні магніти.

А.3. Матриця індуктивностей $\mathbf{L}(\theta)$ розміром $(n+m) \times (n+m)$ симетрична і додатньо визначена, тобто $\mathbf{L}(\theta) = \mathbf{L}^T(\theta) > \mathbf{0}$, де T – знак транспонування.

А.4. Індуктивності розсіювання не залежать від кутового положення ротора.

При виконанні цих умов процес електромеханічного перетворення енергії може бути описаний у загальному вигляді наступним чином. Сформуємо вектори напруг, струмів і потокозчеплень електричної машини:

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= (u_{1s}, u_{2s}, \dots, u_{ns}; u_{1r}, u_{2r}, \dots, u_{mr})^T \\ \mathbf{i} &= (i_{1s}, i_{2s}, \dots, i_{ns}; i_{1r}, i_{2r}, \dots, i_{mr})^T \\ \Psi &= (\psi_{1s}, \psi_{2s}, \dots, \psi_{ns}; \psi_{1r}, \psi_{2r}, \dots, \psi_{mr})^T, \end{aligned} \quad (3.1)$$

де частина індексу s - відноситься до статора, а r - до ротора.

Взаємозв'язок між струмами і потокозчепленнями задається лінійним алгебраїчним рівнянням

$$\boldsymbol{\psi} = \mathbf{L}(\theta)\mathbf{i}, \quad (3.2)$$

Узагальнене рівняння електричної рівноваги записується в формі рівняння Кірхгофа

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \dot{\boldsymbol{\psi}}, \quad (3.3)$$

де $\mathbf{R} = \text{diag}(R_{1S}, R_{2S}, \dots, R_{nS}; R_{1R}, R_{2R}, \dots, R_{mR})$ – діагональна матриця активних опорів обмоток статора і ротора.

В теорії ідеалізованих машин приймається умова що активні опори обмоток статора (ротора) рівні.

Після підстановки (3.2) в (3.3), знаходимо векторне диференціальне рівняння, що встановлює зв'язок між вектором струмів та вектором напруг живлення

$$\dot{\mathbf{i}} = \mathbf{L}^{-1}(\theta) \left(-\mathbf{R}\mathbf{i} - \omega \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i} + \mathbf{u} \right). \quad (3.4)$$

В рівнянні (3.4) зворотна матриця індуктивностей завжди існує в силу умови $\mathbf{L}(\theta) = \mathbf{L}^{-1}(\theta) > \mathbf{0}$. Оскільки розглядаються електричні машини з лінійною магнітною характеристикою, то функції ко-енергії і електромагнітної енергії співпадають і дорівнюють

$$W_e = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \mathbf{L}(\theta) \mathbf{i}. \quad (3.5)$$

При виконанні умови А.4 момент, який розвивається електричною машиною, знаходиться у вигляді

$$M = \frac{\partial W_e(\theta)}{\partial \theta}. \quad (3.6)$$

З урахуванням останнього виразу, момент двигуна запишеться

$$M = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i}. \quad (3.7)$$

Доповнюючи рівняння (3.4), які описують динамічні процеси в електричній частині машини, і рівняння моменту (3.7) рівняннями руху механічної частини з постійним моментом інерції J , отримаємо узагальнену модель електричної машини у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} [M - v\omega - M_c(t)], \quad M = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i}, \\ \dot{\mathbf{i}} &= \mathbf{L}^{-1}(\theta) \left(-\mathbf{R}\mathbf{i} - \omega \frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} \mathbf{i} + \mathbf{u} \right),\end{aligned}\tag{3.8}$$

де $v > 0$ коефіцієнт в'язкого тертя.

На Рис. 3.2. представлена структурна схема довільної електричної машини, яка відповідає рівнянням (3.8).

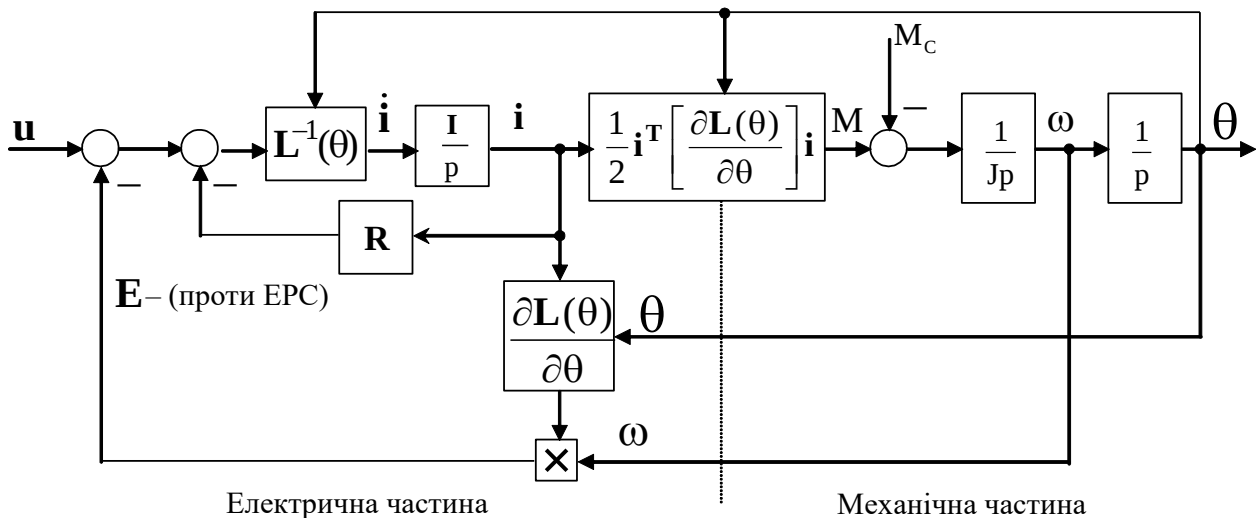


Рис. 3.2 – Узагальнена структурна схема електричної машини

В теорії ідеалізованих електричних машин математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії можна суттєво спростити в результаті переходу до еквівалентної двофазної моделі. Можливість такої заміни забезпечує отримання узагальненого математичного опису процесів електромеханічного перетворення енергії для обертальних ЕМ за допомогою ідеалізованого двофазного електромеханічного перетворювача, який називають узагальненою електричною машиною.

Узагальнена ЕМ – це спрощена модель реальної машини. Крім вище названих припущень А.1 – А.4, вона основана на тому, що магнітні потоки та МРС, які створюються обмотками статора і ротора, синусоїдально розподілені вздовж довжини кола машини. Для обмоток, які мають несинусоїдальну МРС, враховують першу просторову гармоніку поля, а магнітні потоки від вищих гармонік відносять до потоків розсіювання.

У відповідності до (3.2) і (3.3), а також при умовах симетричного живлення, динамічні процеси в електричній частині елементарної узагальненої електричної машини, схема якої зображена на Рис. 3.3, описуються чотирма рівняннями електричної рівноваги в колах її обмоток та рівнянням електромагнітного моменту двигуна як функції струмів обмоток та механічних координат ω і θ .

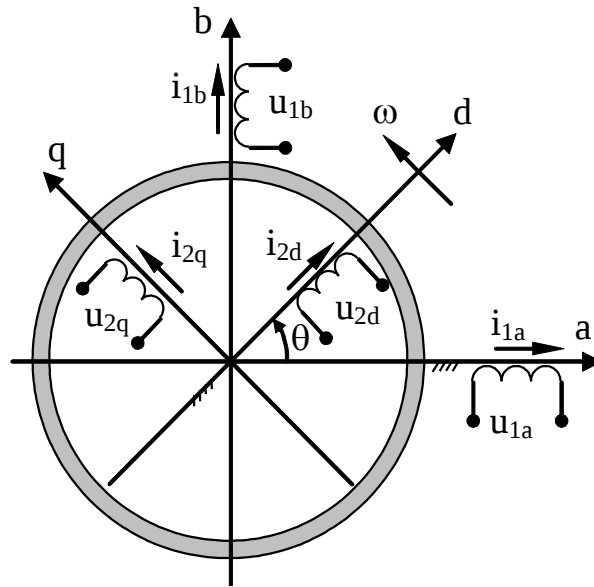


Рис. 3.3 – Схема елементарної узагальненої двофазної машини.

На Рис. 3.3 позначено: $(a-b)$ – стаціонарна система координат статора, $(d-q)$ – система координат ротора, що жорстко зв'язана з ним. Індокси 1 та 2 в позначеннях напруг та струмів вказують на відношення до статора та ротора, $(a,b), (d,q)$ – визначають розташування обмоток по осям систем координат $(a-b)$ та $(d-q)$.

Для електричної машини, еквівалентна схема якої показана на Рис. 3.3, сформуємо вектори змінних статора

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= (u_{1a}, u_{1b})^T, \\ \mathbf{i}_1 &= (i_{1a}, i_{1b})^T, \\ \boldsymbol{\psi}_1 &= (\psi_{1a}, \psi_{1b})^T, \end{aligned} \quad (3.9)$$

а також вектори змінних ротора

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}_2 &= (u_{2d}, u_{2q})^T, \\
\mathbf{i}_2 &= (i_{2d}, i_{2q})^T, \\
\boldsymbol{\psi}_2 &= (\psi_{2d}, \psi_{2q})^T.
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Визначимо: $\mathbf{u} = (\mathbf{u}_1^T, \mathbf{u}_2^T)^T$ – вектор прикладених напруг; $\mathbf{i} = (\mathbf{i}_1^T, \mathbf{i}_2^T)^T$ – вектор струмів; $\boldsymbol{\psi} = (\boldsymbol{\psi}_1^T, \boldsymbol{\psi}_2^T)^T$ – вектор потокозчеплень; $\mathbf{L}(\theta) \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ – матриця індуктивностей, $\mathbf{R} = \text{diag}(R_1, R_1, R_2, R_2)$ – матриця активних опорів машини, R_1, R_2 – активні опори статора і ротора.

Виходячи із конфігурації узагальненої електричної машини, Рис. 3.3, матриця індуктивностей запишеться у наступному вигляді

$$\mathbf{L}(\theta) = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & L_{12} \cos \theta & -L_{12} \sin \theta \\ 0 & L_1 & L_{12} \sin \theta & L_{12} \cos \theta \\ \hline L_{12} \cos \theta & L_{12} \sin \theta & L_2 & 0 \\ -L_{12} \sin \theta & L_{12} \cos \theta & 0 & L_2 \end{bmatrix}, \tag{3.11}$$

де L_1, L_2 – власні індуктивності обмоток статора і ротора, L_{12} – максимальне значення взаємної індуктивності між обмотками статора і ротора, коли їх магнітні осі співпадають. За умови неявнополюсності власні індуктивності статора (ротора) прийняті однаковими.

Матрицю (3.11) записують також у блочному вигляді

$$\mathbf{L}(\theta) = \begin{bmatrix} L_1 \mathbf{I} & L_{12} \mathbf{e}^{j\theta} \\ L_{12} \mathbf{e}^{-j\theta} & L_2 \mathbf{I} \end{bmatrix}, \tag{3.12}$$

де $\mathbf{I} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ – одинична матриця,

$$\mathbf{e}^{j\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}; \quad \mathbf{e}^{-j\theta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}; \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Необхідно відмітити, що оператори $\mathbf{e}^{j\theta}$ і $\mathbf{e}^{-j\theta}$ забезпечують координатні перетворення векторів з системи координат що обертається в стаціонарну і навпаки.

Рівняння електричної рівноваги для кіл статора і ротора мають вигляд

$$\begin{aligned}\mathbf{u}_1 &= \mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d\boldsymbol{\psi}_1}{dt}, \\ \mathbf{u}_2 &= \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \frac{d\boldsymbol{\psi}_2}{dt}.\end{aligned}\tag{3.13}$$

Рівняння потокозчеплень АД з (3.2), (3.12) записуються

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\psi}_1 &= \mathbf{L}_1 \mathbf{i}_1 + \mathbf{L}_{12} e^{j\theta} \mathbf{i}_2, \\ \boldsymbol{\psi}_2 &= \mathbf{L}_2 \mathbf{i}_2 + \mathbf{L}_{12} e^{-j\theta} \mathbf{i}_1.\end{aligned}\tag{3.14}$$

Підставивши (3.14) в (3.13), отримаємо рівняння електричної рівноваги АД в такому вигляді

$$\begin{aligned}\mathbf{u}_1 &= \mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 + \mathbf{L}_1 \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} + \mathbf{L}_{12} e^{j\theta} \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} + \mathbf{L}_{12} \omega e^{j\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_2, \\ \mathbf{u}_2 &= \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \mathbf{L}_2 \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} + \mathbf{L}_{12} e^{-j\theta} \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} - \mathbf{L}_{12} \omega e^{-j\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_1.\end{aligned}\tag{3.15}$$

Система (3.15) – є системою нелінійних диференціальних рівнянь 4-го порядку. В векторно-матричній формі вона перепишеться у вигляді

$$\begin{bmatrix} \mathbf{L}_1 & \mathbf{L}_{12} e^{j\theta} \\ \mathbf{L}_{12} e^{-j\theta} & \mathbf{L}_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} \\ \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_1 - \mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 - \omega \mathbf{L}_{12} e^{j\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_2 \\ \mathbf{u}_2 - \mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \omega \mathbf{L}_{12} e^{-j\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_1 \end{pmatrix}.\tag{3.16}$$

Після перетворень система (3.16) набуває наступної форми:

$$\begin{pmatrix} \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} \\ \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} \end{pmatrix} = \mathbf{L}^{-1}(\theta) \begin{pmatrix} -\mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 - \omega \mathbf{L}_{12} \mathbf{J} e^{j\theta} \mathbf{i}_2 + \mathbf{u}_1 \\ -\mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \omega \mathbf{L}_{12} \mathbf{J} e^{-j\theta} \mathbf{i}_1 + \mathbf{u}_2 \end{pmatrix}.\tag{3.17}$$

В рівняннях (3.17) враховано, що матриці $e^{j\theta}$ та $\mathbf{J}$ є комутативними, тобто $(e^{j\theta} \mathbf{J}) = (\mathbf{J} e^{j\theta})$, $(e^{-j\theta} \mathbf{J}) = (\mathbf{J} e^{-j\theta})$.

Для отримання статичних електро механічних характеристик необхідно в отриманих диференціальних рівняннях прийняти умову відповідному усталеному режиму, тоді ці рівняння перетворюються в алгебраїчні.

Враховуючи, що похідна від матриці індуктивностей (3.12) має вигляд

$$\frac{\partial \mathbf{L}(\theta)}{\partial \theta} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{L}_{12} e^{j\theta} \mathbf{J} \\ -\mathbf{L}_{12} e^{-j\theta} \mathbf{J} & 0 \end{bmatrix},\tag{3.18}$$

рівняння моменту узагальненої ЕМ (3.7) запишеться

$$\mathbf{M} = \mathbf{L}_{12} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{e}^{J\theta} \mathbf{i}_2. \quad (3.19)$$

Доповнюючи (3.17) та (3.19) рівняннями руху ротора з постійним моментом інерції J , повні рівняння динаміки АД набувають вигляду

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega, \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left(\mathbf{L}_{12} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{e}^{J\theta} \mathbf{i}_2 - M_c \right), \\ \begin{pmatrix} \frac{d\mathbf{i}_1}{dt} \\ \frac{d\mathbf{i}_2}{dt} \end{pmatrix} &= \mathbf{L}^{-1}(\theta) \begin{pmatrix} -\mathbf{R}_1 \mathbf{i}_1 - \omega \mathbf{L}_{12} \mathbf{e}^{J\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_2 + \mathbf{u}_1 \\ -\mathbf{R}_2 \mathbf{i}_2 + \omega \mathbf{L}_{12} \mathbf{e}^{-J\theta} \mathbf{J} \mathbf{i}_1 + \mathbf{u}_2 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (3.20)$$

У випадку АД з короткозамкненим ротором приймається $\mathbf{u}_2 = \mathbf{0}$.

Рівняння (3.20) є нелінійними диференціальними рівняннями з періодичними коефіцієнтами, права частина яких залежить від кутового положення (див. вирази для $\mathbf{e}^{J\theta}$, $\mathbf{e}^{-J\theta}$). Для подолання цієї проблеми виконаємо перетворення моделі (3.13) та (3.14) у нову систему координат $(u-v)$, яка характеризується кутовим положенням $\theta_k(t)$ відносно стаціонарної системи $(a-b)$ і обертається з кутовою швидкістю $\omega_k = \dot{\theta}_k$. Розташування систем координат $(a-b)$, $(d-q)$, та $(u-v)$ показано на Рис. 3.4.

В нових координатах вектори змінних статора і ротора запишуться

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1^{(u-v)} &= \mathbf{e}^{-J\theta_k} \mathbf{x}_1^{(a-b)}, \\ \mathbf{x}_2^{(u-v)} &= \mathbf{e}^{-J(\theta_k - \theta)} \mathbf{x}_2^{(d-q)}, \end{aligned} \quad (3.21)$$

де $\mathbf{x}_1^{(u-v)} = (x_{1u}, x_{1v})^T$, $\mathbf{x}_2^{(u-v)} = (x_{2u}, x_{2v})^T$.

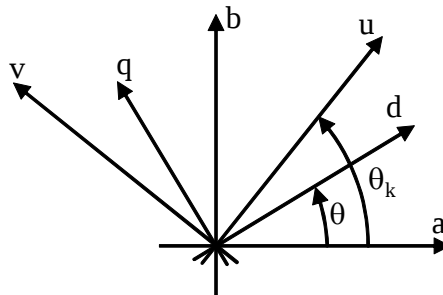


Рис. 3.4 – Просторове розташування систем координат

Після перетворень з використанням (3.21) рівняння електричної рівноваги (3.13), а також рівняння для потокозчеплень і моменту набувають вигляду

$$\mathbf{u}_1 = R_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d\boldsymbol{\psi}_1}{dt} + \omega_k \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_1, \quad (3.22)$$

$$\mathbf{u}_2 = R_2 \mathbf{i}_2 + \frac{d\boldsymbol{\psi}_2}{dt} + (\omega_k - \omega) \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_2,$$

$$\boldsymbol{\psi}_1 = L_1 \mathbf{i}_1 + L_{12} \mathbf{i}_2, \quad (3.23)$$

$$\boldsymbol{\psi}_2 = L_{12} \mathbf{i}_1 + L_2 \mathbf{i}_2,$$

$$\mathbf{M} = L_{12} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2, \quad (3.24)$$

де вектори $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \boldsymbol{\psi}_1, \boldsymbol{\psi}_2$ представлені в системі координат $(u-v)$. Для АД з короткозамкненим ротором в (3.22) необхідно прийняти $\mathbf{u}_2 = \mathbf{0}$.

Рівняння (3.22) – (3.24), які визначають динамічну модель електричної частини АД в системі координат $(u-v)$, що обертається з кутовою швидкістю ω_k , від кутового положення не залежать. Це пояснюється тим, що фіктивна машина в системі координат $(u-v)$ має взаємно нерухомі обмотки статора і ротора, як це видно з Рис. 3.5.

Найбільш часто застосовуються наступні системи координат $(u-v)$:

- а) $\omega_k = 0$ система координат $(u-v)$ трансформується до стаціонарної системи координат статора $(a-b)$;
- б) $\omega_k = \omega$ – система координат $(u-v)$ стає системою координат ротора $(d-q)$;
- в) $\omega_k = \omega_0$, де ω_0 – частота обертання поля електричної машини; при такому виборі маємо синхронну систему координат.

Відповідно до задач дослідження, система координат статора $(a-b)$ при $\omega_k = 0$ використовується при моделюванні АД з короткозамкненим ротором; система координат ротора $(d-q)$ $\omega_k = \omega$ – при дослідженні синхронних машин; синхронна система координат $\omega_k = \omega_0$ – є базовою при дослідженні та синтезі алгоритмів керування.

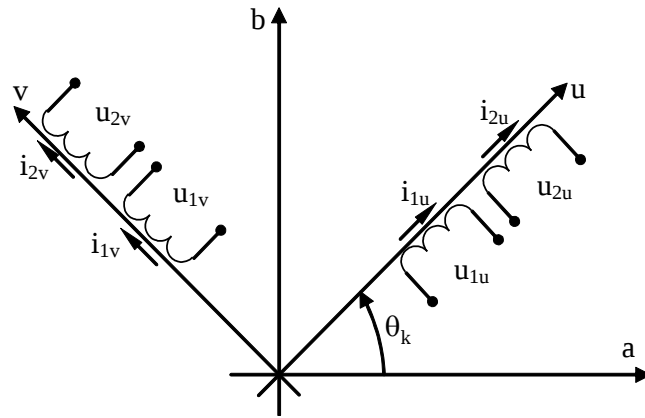


Рис. 3.5 – Схематизація узагальненої електричної машини в системі координат $(u - v)$

Виходячи з (3.22) при обраному варіанті системи координат $(u - v)$ можуть бути сформовані моделі АД, записані через різні комбінації пар векторів, що входять в рівняння (3.22) – (3.24).

Для взаємозв'язку реальних електричних трифазних змінних $\mathbf{x}_{(abc)}$ електричної машини та двофазних змінних $\mathbf{x}_{(\alpha\beta)}$ узагальненої машини використовуються наступні вирази

$$\mathbf{x}_{(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{(abc)} \triangleq [3 \rightarrow 2] \mathbf{x}_{(abc)}, \quad (3.25)$$

де $[3 \rightarrow 2]$ – матриця перетворення векторів трифазних змінних $\mathbf{x}_{(abc)}$ до двофазних $\mathbf{x}_{(\alpha\beta)}$; $\mathbf{x}_{(\alpha\beta)}$ – вектор у будь-якій двофазній системі координат $(a - b)$, $(d - q)$, $(u - v)$.

Зворотнє перетворення визначається у вигляді

$$\mathbf{x}_{(abc)} = [2 \rightarrow 3] \mathbf{x}_{(\alpha\beta)}, \text{ де } [2 \rightarrow 3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

При використанні перетворення (3.25) амплітудні значення трифазних та двофазних змінних зберігаються в усталеному режимі.

Потужності в трифазній $P_{(abc)}$ та двофазній $P_{(\alpha\beta)}$ системах пов'язані коефіцієнтом $3/2$, тобто

$$P_{(abc)} = \frac{3}{2} P_{(\alpha\beta)}. \quad (3.27)$$

В теорії електромеханічного перетворення енергії прийнято використовувати, так звану, Т-подібну схему заміщення фази АД, яка показана на Рис. 3.6.

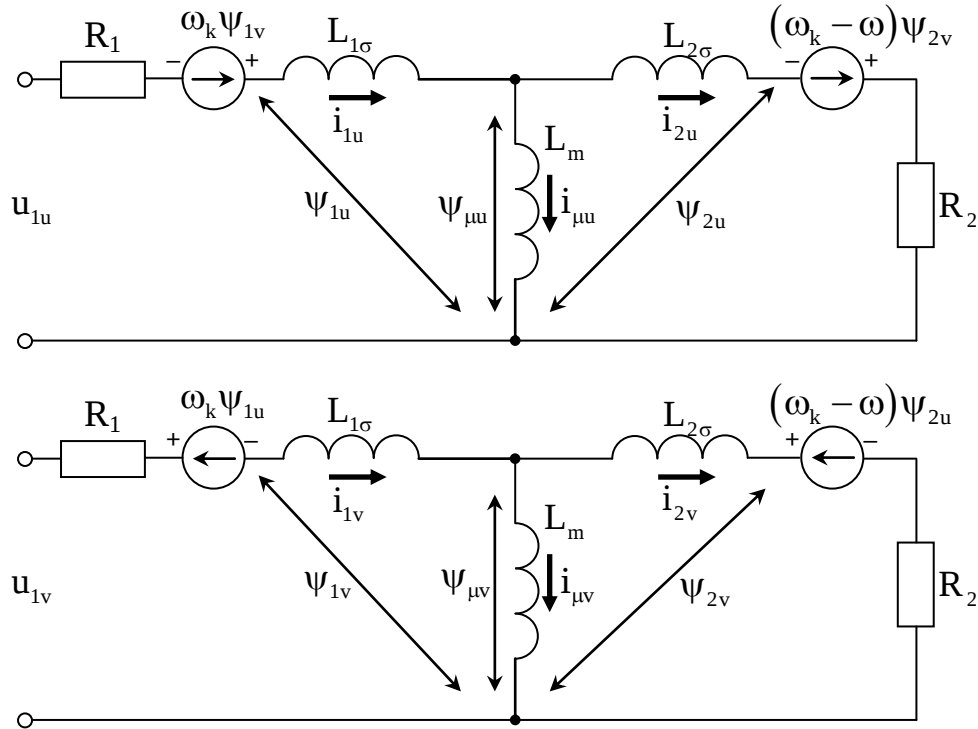


Рис. 3.6 – Схема заміщення фази асинхронного двигуна в системі координат $(u - v)$

На схемі позначено: L_m – індуктивність намагнічування (контур намагнічування), яка дорівнює $L_m = \frac{m}{2} L_{12}$, де m – фазність обмотки; $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$ – індуктивності розсіювання статора і ротора, які визначаються з виразів

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{1\sigma} + L_m, \\ L_2 &= L_{2\sigma} + L_m, \end{aligned} \quad (3.28)$$

де i_μ, ψ_μ – струм намагнічування та головне потокозчеплення.

У трифазних АД $m=3$, тому при використанні перетворення (3.25), рівняння для потокозчеплень (3.23) та моменту запишуться у вигляді

$$\begin{aligned} \psi_1 &= L_1 i_1 + L_m i_2, \\ \psi_2 &= L_m i_1 + L_2 i_2, \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$M = \frac{3}{2} L_m \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2. \quad (3.30)$$

На основі рівнянь електричної рівноваги (3.22), а також виразів для потокозчеплень та моменту (3.30), отримуються базові моделі АД, що знайшли застосування при дослідженні електромеханічних системах з асинхронними двигунами.

Динамічна модель короткозамкненого АД в системі координат статора (a – b), записана через вектори струму статора та потокозчеплення ротора. Виключимо з (3.22) при $\mathbf{u}_2 = \mathbf{0}$, $\omega_k = 0$ вектори $\mathbf{i}_2$ та $\boldsymbol{\psi}_1$ за допомогою (3.29).

Вираз для $\mathbf{i}_2$ з другого рівняння (3.29) буде

$$\mathbf{i}_2 = L_2^{-1} (\boldsymbol{\psi}_2 - L_m \mathbf{i}_1). \quad (3.31)$$

Підстановка (3.31) в друге рівняння (3.22) дає

$$\dot{\boldsymbol{\psi}}_2 = -\alpha \boldsymbol{\psi}_2 + \omega \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_2 + \alpha L_m \mathbf{i}_1, \quad (3.32)$$

де $\alpha = R_2/L_2 = T_R^{-1}$, T_R – стала часу роторного кола.

Після підстановки виразу для $\boldsymbol{\psi}_1$ з (3.29) в перше рівняння (3.22), а також перетворень з урахуванням (3.31), отримаємо рівняння динаміки струму статора

$$\dot{\mathbf{i}}_1 = -\frac{R_1}{\sigma} \mathbf{i}_1 - \beta \dot{\boldsymbol{\psi}}_2 + \frac{1}{\sigma} \mathbf{u}_1, \quad (3.33)$$

$$\text{де } \sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right), \beta = \frac{L_m}{L_2 \sigma}.$$

З урахуванням (3.31) рівняння моменту АД набуває вигляду

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_2. \quad (3.34)$$

При розгляді узагальненої електричної машини приймається, що кількість пар полюсів дорівнює одиниці. Якщо машина має кількість пар полюсів p_n , відмінну від одиниці, тоді рівняння моменту (3.34), а також складова $\omega \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_2$ в (3.32) масштабуються множителем p_n .

Поєднуючи (3.32), (3.33), (3.34) з рівняннями руху механічної частини з моментом інерції J , математична модель АД запишеться у наступному вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega, \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}), \\
\dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a}, \\
\dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b}, \\
\dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\
\dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b},
\end{aligned} \tag{3.35}$$

де $\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta$.

Динамічна модель АД в синхронній системі координат, що обертається з кутовою швидкістю ω_0 . Визначимо змінні в синхронній системі координат наступним чином

$$\mathbf{x}^{(d-q)} = e^{-j\theta_0} \mathbf{x}^{(a-b)}, \tag{3.36}$$

де $\mathbf{x}$ – двовірні вектори напруги, струму, потокозчеплення.

Тут і далі позначення $(d-q)$ прийнято також для обертової системи координат $(u-v)$.

В силу перетворення (3.36) модель (3.35) набуває вигляду

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega, \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2d} i_{1q} - \psi_{2q} i_{1d}), \\
\dot{i}_{1d} &= -\gamma i_{1d} + \omega_0 i_{1q} + \alpha \beta \psi_{2d} + \beta p_n \omega \psi_{2q} + \frac{1}{\sigma} u_{1d}, \\
\dot{i}_{1q} &= -\gamma i_{1q} - \omega_0 i_{1d} + \alpha \beta \psi_{2q} - \beta p_n \omega \psi_{2d} + \frac{1}{\sigma} u_{1q}, \\
\dot{\psi}_{2d} &= -\alpha \psi_{2d} + \omega_2 \psi_{2q} + \alpha L_m i_{1d}, \\
\dot{\psi}_{2q} &= -\alpha \psi_{2q} - \omega_2 \psi_{2d} + \alpha L_m i_{1q},
\end{aligned} \tag{3.37}$$

де частота ковзання дорівнює $\omega_2 = \omega_0 - p_n \omega$.

4 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ НОМІНАЛЬНОГО РЕЖИМУ ТА ПАРАМЕТРІВ СХЕМИ ЗАМІЩЕННЯ ДВИГУНА

Вихідні дані для розрахунку параметрів асинхронних двигунів знаходяться в Додатку А, який сформовано на основі даних [1].

Методику розрахунку розглянемо на прикладі двигуна потужністю 2.2 кВт. Паспортні дані двигуна 4А90L4У3, при з'єднанні обмоток статора у зірку, наведено в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Паспортні дані двигуна 4А90L4У3

Номинальна потужність	$P_{2n} = 2.2 \text{ кВт}$
Номинальна лінійна напруга статора	$U_{1n} = 380 \text{ В}$
Число пар полюсів	$p_n = 2$
Момент інерції	$J_d = 0.0056 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 0.80$
Коефіцієнт потужності	$\cos \varphi = 0.83$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2.4$
Номинальне ковзання	$s_n = 0.051$
Критичне ковзання	$s_k = 0.33$
Номинальна частота напруги статора	$f = 50 \text{ Гц}$
Параметри Г-подібної схеми заміщення (відносні одиниці)	
Індуктивний опір розсіювання статора	$\bar{x}'_1 = 0.076$
Активний опір статора	$\bar{r}'_1 = 0.098$
Приведений індуктивний опір розсіювання ротора	$\bar{x}''_2 = 0.13$
Приведений активний опір ротора	$\bar{r}''_2 = 0.06$
Індуктивний опір намагнічуючого контуру	$\bar{x}_\mu = 2.1$

4.1 Розрахунок номінальних даних двигуна

Кутова частота напруги статора

$$\omega_{0n} = 2\pi f = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314 \text{ рад/с.}$$

Швидкість ідеального холостого ходу двигуна

$$\omega_{xx} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314}{2} = 157 \text{ рад/с.}$$

Номинальна швидкість двигуна

$$\omega_n = \omega_{xx} (1 - s_n) = 157 \cdot (1 - 0.051) = 149 \text{ рад/с.}$$

Номінальний момент двигуна

$$M_n = \frac{P_{2n}}{\omega_n} = \frac{2200}{149} = 14.8 \text{ Нм.}$$

Критичний момент двигуна (по перевантажувальній здатності λ з каталогу)

$$M_k = \lambda M_n = 2.4 \cdot 14.8 = 35.52 \text{ Нм.}$$

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора

$$U_n = U_{1n} / \sqrt{3} = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ В,}$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3 U_n \eta \cos \varphi} = \frac{2.2 \cdot 10^3}{3 \cdot 220 \cdot 0.80 \cdot 0.83} = 5.0 \text{ А.}$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора

$$U_{na} = \sqrt{2} U_n = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ В,}$$

$$I_{na} = \sqrt{2} I_n = \sqrt{2} \cdot 5 = 7.07 \text{ А.}$$

Амплітудне значення потокозчеплення статора в режимі холостого ходу при $R_1 = 0$

$$\psi_{1xx} = \frac{U_{na}}{\omega_{0n}} = \frac{311}{314} = 0.99 \text{ Вб.}$$

4.2 Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення

Математична модель АД (3.35) отримана для Т-подібної схеми заміщення, що показана на рис. 4.1, в той час як приведені в [1] параметри відповідають Г-подібній схемі заміщення, рис. 4.2. Для перерахунку параметрів з Г-подібної схеми в Т-подібну використовується методика, яка наведена в [2].

Коефіцієнт перерахунку між Т-подібною та Г-подібною схемами заміщення [2]

$$c_1 = \frac{\bar{x}_\mu + \sqrt{\bar{x}_\mu^2 + 4\bar{x}'_1\bar{x}_\mu}}{2\bar{x}_\mu} = \frac{2.1 + \sqrt{2.1^2 + 4 \cdot 0.076 \cdot 2.1}}{2 \cdot 2.1} = 1.035.$$

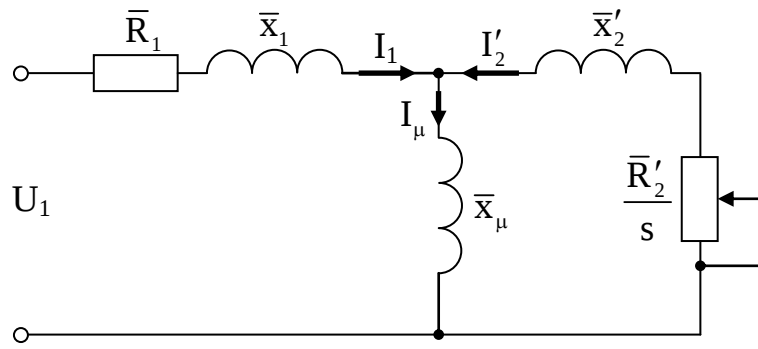


Рис. 4.1 – Т-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

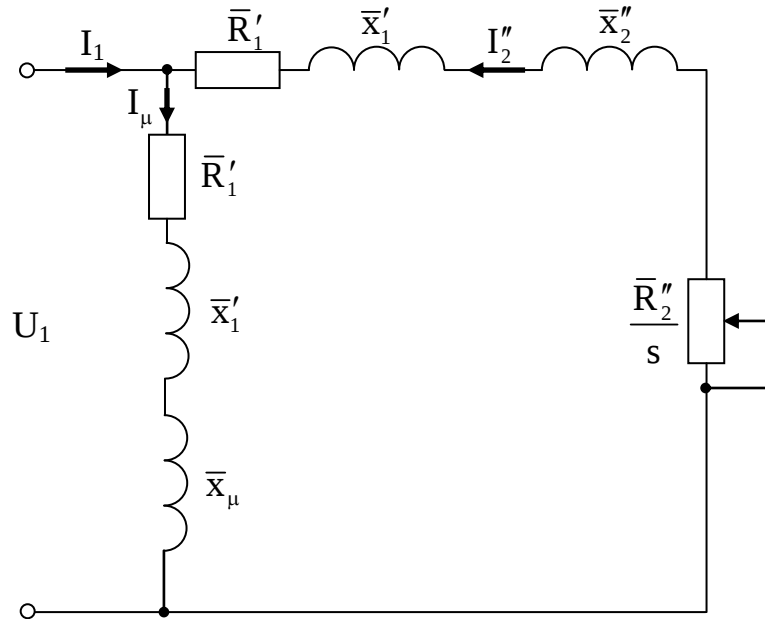


Рис. 4.2 – Г-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення подано, як це наведено у [1].

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях

$$\bar{x}_1 = \frac{\bar{x}'_1}{c_1} = \frac{0.076}{1.035} = 0.0734, \quad \bar{r}_1 = \frac{\bar{r}'_1}{c_1} = \frac{0.098}{1.035} = 0.0947,$$

$$\bar{x}'_2 = \frac{\bar{x}''_2}{c_1^2} = \frac{0.13}{1.035^2} = 0.1214, \quad \bar{r}'_2 = \frac{\bar{r}''_2}{c_1^2} = \frac{0.06}{1.035^2} = 0.056.$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях запишуться

$$x_1 = \bar{x}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.0734 \frac{220}{5} = 3.23 \text{ Ом},$$

$$R_1 = \bar{R}_1 \frac{U_n}{I_n} = 0.0947 \frac{220}{5} = 4.16 \text{ Ом},$$

$$x'_2 = \bar{x}'_2 \frac{U_n}{I_n} = 0.1214 \frac{220}{5} = 5.34 \text{ Ом},$$

$$R_2 = \bar{R}'_2 \frac{U_n}{I_n} = 0.056 \frac{220}{5} = 2.464 \text{ Ом},$$

$$x_\mu = \bar{x}_\mu \frac{U_n}{I_n} = 2.1 \frac{220}{5} = 92.4 \text{ Ом}.$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора

$$L_{1\sigma} = \frac{x_1}{\omega_0} = \frac{3.23}{314} = 0.0102 \text{ Гн},$$

$$L_{2\sigma} = \frac{x'_2}{\omega_0} = \frac{5.34}{314} = 0.017 \text{ Гн}.$$

Індуктивність намагнічуючого контуру

$$L_m = \frac{x_\mu}{\omega_0} = \frac{92.4}{314} = 0.2941 \text{ Гн}.$$

Індуктивності статора і ротора

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} = 0.2941 + 0.0102 = 0.3043 \text{ Гн},$$

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} = 0.2941 + 0.017 = 0.3111 \text{ Гн}.$$

На основі проведених розрахунків обчислюються значення параметрів α , β , γ , σ , за наведеними в попередньому розділі формулами.

Результати розрахунків параметрів двигуна 4A90L4Y3 зведені до Табл. 4.2.

Таблица 4.2 – Параметры двигателя 4A90L4Y3

P_{2n} , кВт	2.2	R_1 , Ом	4.16	η	0.8	α_1 , Ом/Гн	13.67
ω_{xx} , рад/с	157	R_2 , Ом	2.464	$\cos \varphi$	0.83	α , Ом/Гн	7.92
ω_n , рад/с	149	L_1 , Гн	0.3043	J_d , кг·м ²	0.0056	β , 1/Гн	35.98
M_n , Нм	14.8	L_2 , Гн	0.3111	I_{na} , А	7.07	σ , Гн	0.02627
M_k , Нм	35.5	L_m , Гн	0.2941	ψ_{1xx} , Вб	0.99	γ , Ом/Гн	242.2

5 ДОСЛІДЖЕННЯ СТАТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ ЖИВЛЕННІ ВІД МЕРЕЖІ

5.1 Дослідження статичних характеристик

Механічна характеристика асинхронного двигуна може бути побудована двома основними способами – за формулою Клосса, або з використанням динамічної моделі АД.

Формула Клосса записується у вигляді [3]

$$M = \frac{2M_k(1+q)}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2q}, \quad (5.1)$$

де $q = s_k R_1 / R_2 = 2R_1 / \sqrt{R_1^2 + x_k^2}$, $s = (\omega_{xx} - \omega) / \omega_{xx}$ – відносне ковзання. Значення критичного моменту M_k та ковзання s_k можуть бути взяті з довідкових таблиць або визначені за параметрами двигуна, використовуючи наступні вирази [3]:

$$M_k = \frac{3p_n U_n^2}{2\omega_{0n} \left(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + x_k^2} \right)}, \quad (5.2)$$

$$s_k = \pm \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + x_k^2}}, \quad (5.3)$$

де $x_k = x_1 + x_2'$ – індуктивний опір короткого замикання, знак «+» застосовують для розрахунку значень критичного моменту та ковзання в рушійному режимі, а знак «–» в генераторному. Для визначення номінального ковзання на основі розрахунків (5.2), (5.3) можна скористатися формулою [3] $s_n = s_k / (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1})$.

Критичні точки, а відповідно і природна характеристика також можуть бути розраховані за наближеними формулами, у випадку, коли вони не наведені в довіднику. Для цього визначають коефіцієнт розсіювання [3], [4]

$$\sigma' = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_1)(1 + \sigma_2)}, \quad (5.4)$$

де $\sigma_1 = L_{1\sigma} / L_m$, $\sigma_2 = L_{2\sigma} / L_m$.

Коефіцієнт потужності АД

$$\cos \varphi = \frac{1 - \sigma'}{1 + \sigma'}. \quad (5.5)$$

Критичне ковзання

$$s_k = \frac{R_2}{\sigma' \omega_{0n} L_2}. \quad (5.6)$$

Номінальне ковзання

$$s_n = s_k \sqrt{\sigma'}. \quad (5.7)$$

Перевантажувальна здатність

$$\lambda = \frac{1 + \sigma'}{2\sqrt{\sigma'}}, \quad M_k = \lambda M_n. \quad (5.8)$$

Для побудови механічної характеристики АД з використанням динамічної моделі, перепишемо систему (3.35) в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} p_n (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}), \\ \dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a}, \\ \dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b}, \\ \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Виходом системи рівнянь (5.9) є момент двигуна, в той час як кутова швидкість ротора задається як незалежна змінна. Напруга живлення статора записується у вигляді

$$\begin{aligned} u_a &= U_{na} \cos(\omega_{0n} t), \\ u_b &= U_{na} \sin(\omega_{0n} t). \end{aligned} \quad (5.10)$$

На основі рівнянь (5.9), (5.10) створюється моделююча програма. Процедура побудови механічної характеристики проілюстрована на Рис. 5.1. В початковий момент часу на вхід керування моделі (5.9) прикладається напруга мережі живлення (5.10). Кутова швидкість двигуна в цей момент часу задана

нульовою, тобто він знаходиться в режимі короткого замикання і розвиває пусковий момент. Після затухання перехідних процесів, пов'язаних з підключенням електричної частини до джерела живлення, кутову швидкість ротора повільно збільшують до значення $2\omega_{xx}$ так, щоб процес можна було розглядати як сталий. При цьому робоча точка двигуна рухається по статичній характеристиці, як це видно з форми моменту на Рис. 5.1. Побудувавши залежність швидкості ротора від моменту АД за даними графіків Рис. 5.1 отримується графік його механічної характеристики.

Механічні характеристики АД, отримані за допомогою динамічної моделі, за формулою Клосса при підстановці в неї значень критичного моменту та ковзання взятих з табличних даних, а також розрахованих за формулами (5.2), (5.3) показані на Рис. 5.2.

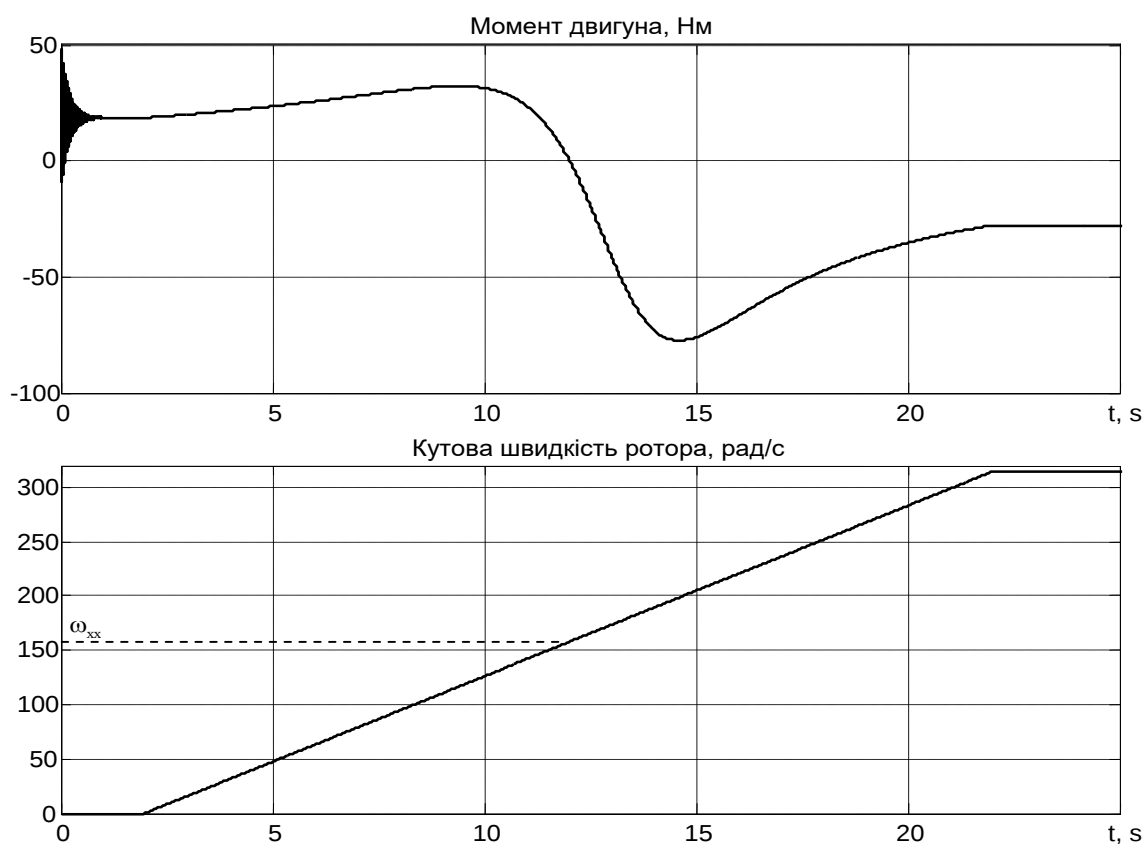


Рис. 5.1 – Графіки перехідних процесів при побудові механічної характеристики АД

На графіках механічних характеристик, отриманих за допомогою динамічної моделі (5.9), показані характерні точки, які відповідають номінальному режиму та критичним значенням.

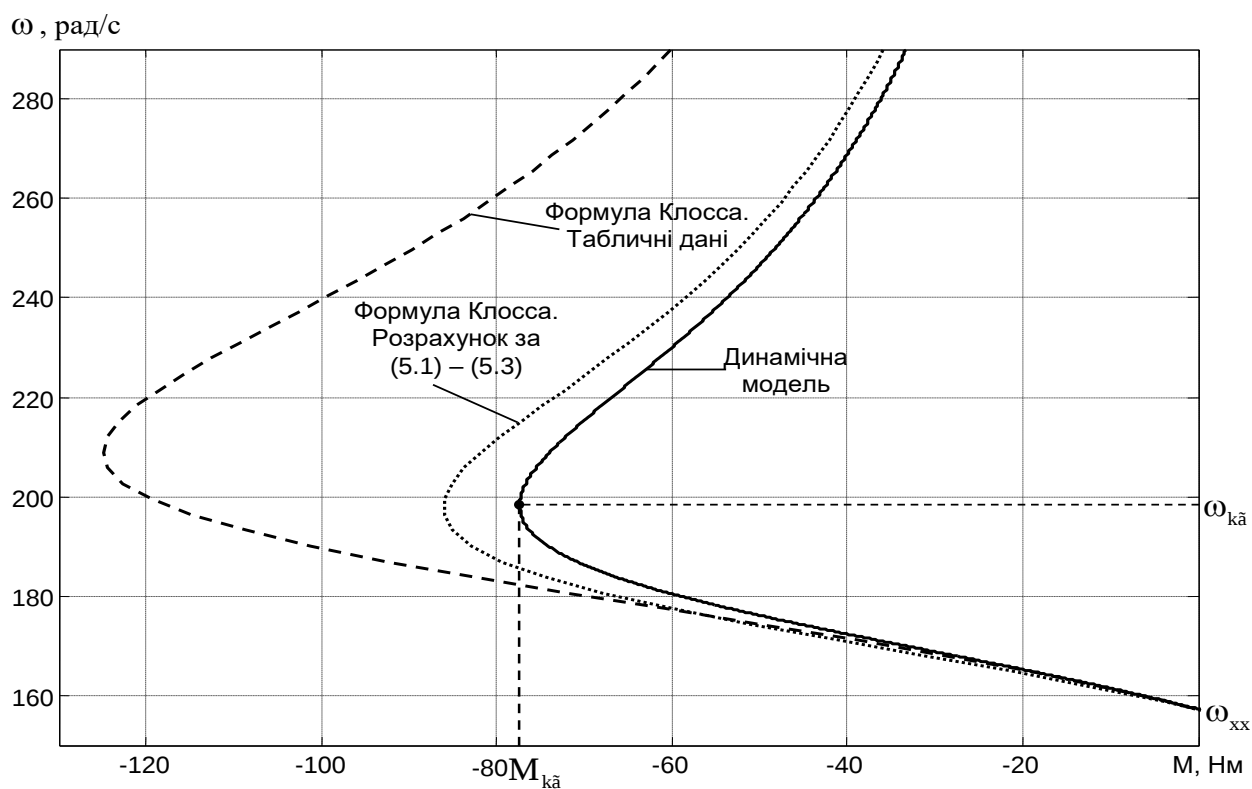
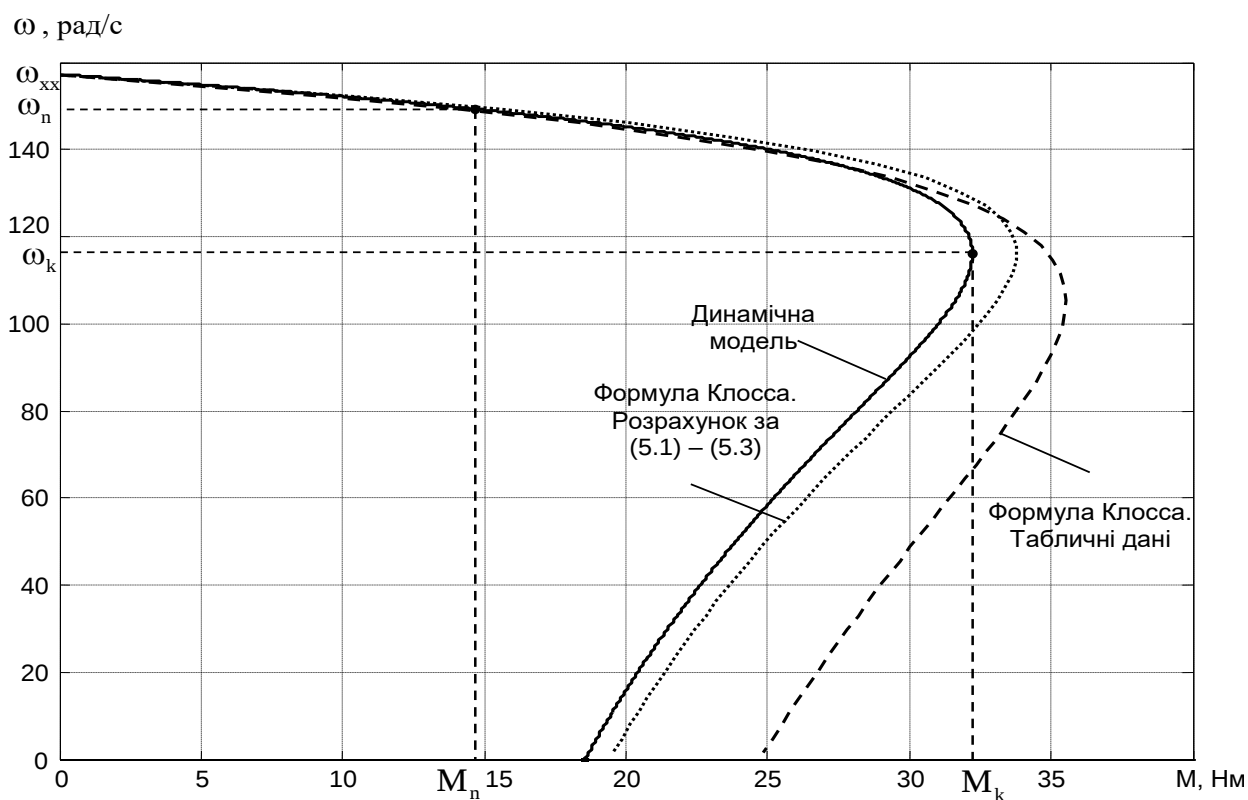


Рис. 5.2 – Механічні характеристики АД 4А90L4УЗ

Необхідно відзначити, що різниця між значеннями критичного моменту в рушійному та генераторному режимах роботи визначається значенням

параметра q , який входить в рівняння механічної характеристики (5.1) [5]. Зокрема, для двигунів великих та середніх потужностей $q \approx 0.1 \div 0.2$, для двигунів малої потужності $q \approx 0.2 \div 1$. Як показано в [5], при $q = 0$ співвідношення $M_{кр}/M_k = 1$, при $q = 0.5$ $M_{кр}/M_k = 1.6$, а при $q = 1$ $M_{кр}/M_k = 3$.

Значення параметру q для двигуна 4A90L4Y3 дорівнює 1.11, що відповідає співвідношенню $M_{кр}/M_k \approx 3$, (див. Рис. 5.2).

5.2 Дослідження динамічних характеристик АД при живленні від мережі

Моделююча програма для дослідження динамічних характеристик АД при живленні від мережі створюється на сонові рівнянь математичної моделі АД (3.35).

При виконанні дослідження динамічної поведінки при прямому пуску АД використовується наступна послідовність операцій керування. В перший момент часу виконується прямий пуск ненавантаженого двигуна від мережі, напруги якої задані рівняннями (5.10). Після завершення перехідного процесу розгону двигуна, до його валу прикладається, а через час рівний 0.5 с знімається, постійний момент навантаження, що дорівнює номінальному. При моделюванні, сумарний момент інерції механічної частини встановлено рівним подвійному значенню моменту інерції двигуна.

Графіки перехідних процесів при виконанні розглянутого тесту показані на Рис. 5.3 (для АД A90L4Y3).

З аналізу графіків перехідних процесів встановлюємо, що в точці номінального режиму значення кутової швидкості двигуна, механічної потужності та коефіцієнту потужності, з високою точністю співпадають із значеннями, які були розраховані в підрозділі 4.1. Разом з тим значення струму статора та коефіцієнту корисної дії, які дані в каталозі та отримані за допомогою динамічної моделі, відрізняються між собою приблизно на 4 – 5 %. Це пов'язано з тим, що ідеалізовані динамічні моделі враховують лише втрати на активних опорах статора і ротора, в той час як втрати в магнітопроводах,

механічні втрати, та додаткові втрати активної потужності (див. Рис. 5.4) не враховуються [6].

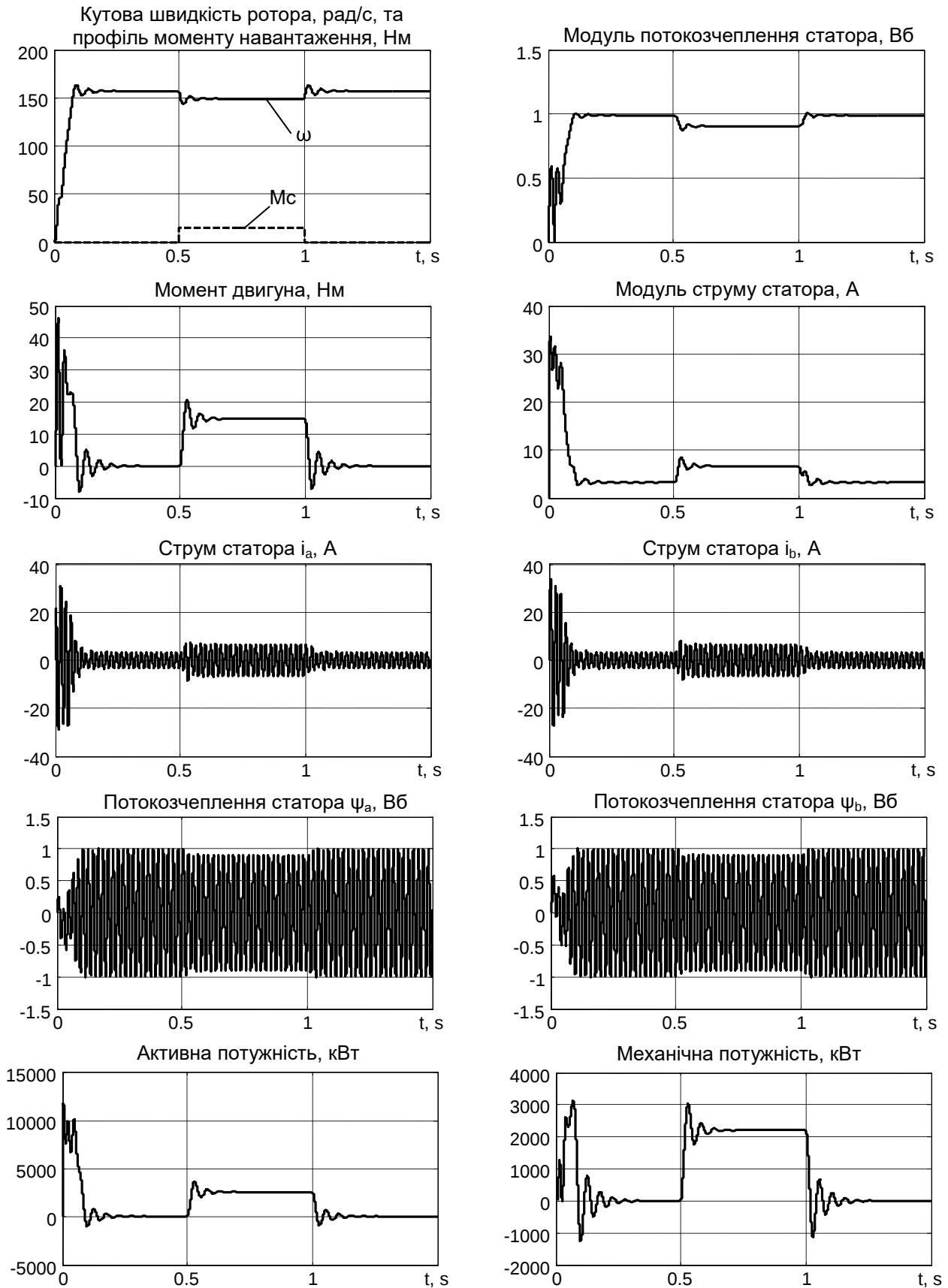


Рис. 5.3 – Графіки перехідних процесів прямого пуску АД 4А90L4УЗ

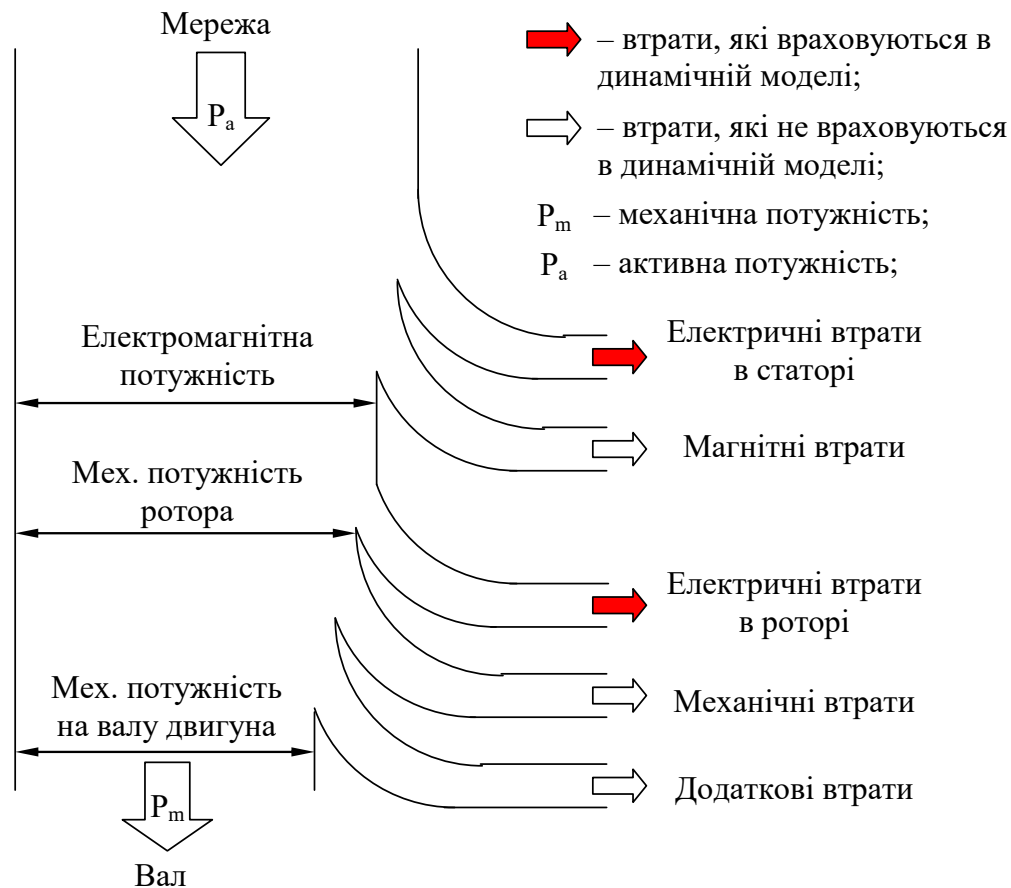


Рис. 5.4 – Енергетична діаграма асинхронного двигуна в рушійному режимі

Порівняльні значення параметрів механічних та енергетичних характеристик зведені в Таблиці 5.1. В таблиці 5.1 у дужках вказані похибки визначення показників відносно табличних даних, наведених в [1], які прийнято за істинні. На основі даних таблиці робиться висновок про коректність виконаних розрахунків параметрів динамічної моделі.

Таблиця 5.1 – Порівняння характеристик АД 4А90L4У3

Параметр Метод	s_k	s_n	λ	$\cos \varphi$	I_n, A	ККД
Табличні значення	0.33	0.051	2.4	0.83	5.0	0.8
Розрахунок по (5.2) – (5.3)	0.259 (-21.5%)	0.06 (17.6%)	2.28 (-5%)	—	—	—
Наближений метод (5.4) – (5.8)	0.292 (-11.5%)	0.086 (68.6%)	1.85 (-22.9%)	0.841 (1.33%)	—	—
Динамічна модель.	0.261 (-21%)	0.05 (-2%)	2.18 (-9%)	0.836 (0.7%)	4.72 (-5.6%)	0.848 (6%)

Динамічні характеристики прямого пуску, як і слідує з класичної теорії електроприводу, на початковій стадії процесу характеризуються значними величинами пускового струму, які в (5-8) разів перевищують номінальні значення (кратність пускового струму визначається як відношення значення максимального струму під час пуску двигуна, до значення струму при дії номінального моменту навантаження). Момент при цьому має коливальний характер з малим середнім значенням. Відмітимо, що з фізичної точки зору така поведінка електромеханічного перетворювача пояснюється тим, що машина не є збудженою, так як модуль вектора потокозчеплення багато менший від номінального значення. При збільшенні потужності АД динамічні процеси при прямому пуску погіршуються. Разом з тим використання ідеалізованої моделі АД на основі узагальненої електричної машини для дослідження процесів при прямому пуску дає лише приблизну картину електромагнітних процесів, оскільки прямий пуск характеризується роботою АД при ковзаннях, які перевищують критичне значення. Якщо при цьому врахувати також значення пускового струму, яке багатократно перевищує номінальне, то вплив таких факторів як насичення, витіснення струму ротора та інших, які не враховані в ідеалізованій моделі, може бути суттєвим.

6 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ

6.1 Вимоги до перетворювачів та функціональна електроприводу

Розглянувши технічні характеристики основних закордонних виробників сучасних перетворювачів частоти (ПЧ), таких як Alien Bradly, Siemens, ABB, Danfoss, Mitsubishi, Schneider Electric та ін., можна сформулювати загальні вимоги, які ставляться кінцевим споживачем до сучасних загальнопромислових асинхронних та синхронних електроприводів. Основні вимоги до рівнів напруги ПЧ:

- напруга і частота живлення:
 - а) трифазна напруга ~ 380 В, 50 Гц;
 - б) однофазна напруга ~ 220 В, 50 Гц;
- вихідна частота перетворювачів частоти: 0...400 Гц.

Алгоритми керування, які реалізуються перетворювачами:

- традиційне частотне (скалярне) керування з квадратичною та лінійною U/f характеристикою з можливістю IR-компенсації і компенсації ковзання;
- векторне керування з датчиком швидкості;
- векторне бездатчикове керування.

В стандартній конфігурації електропривод має забезпечувати наступні мінімальні інтерфейсні можливості:

- кількість дискретних гальванічно-розв'язаних входів – 6;
- кількість аналогових входів 0...10 В – 1 канал;
- кількість аналогових входів 4...20мА – 1 канал;
- кількість аналогових виходів 0...10 В – 1 канал;
- кількість виходів релейного типу – 2;
- гальванічно розв'язані інтерфейси зв'язку з системами верхнього рівня RS-485, CAN;
- вбудований ПІД-регулятор технологічного параметру;
- внутрішній ключ клампера на малих потужностях (до 15 кВт);
- можливість підключення фотоімпульсного датчика швидкості (енкодера);

– наявність джерел живлення +10 В та +24 В для обслуговування зовнішніх підключень аналогових та дискретних сигналів.

Типову функціональну схему сучасного електроприводу змінного струму побудованого на основі перетворювача частоти з ланкою постійного струму показано на Рис. 6.1. Її основу складає перетворювач частоти, який поєднує в собі перетворювальний і керуючий пристрій з класичного визначення електроприводу. З цієї причини досить часто перетворювачі частоти називають електроприводами, хоча в загальному випадку це не є коректним.

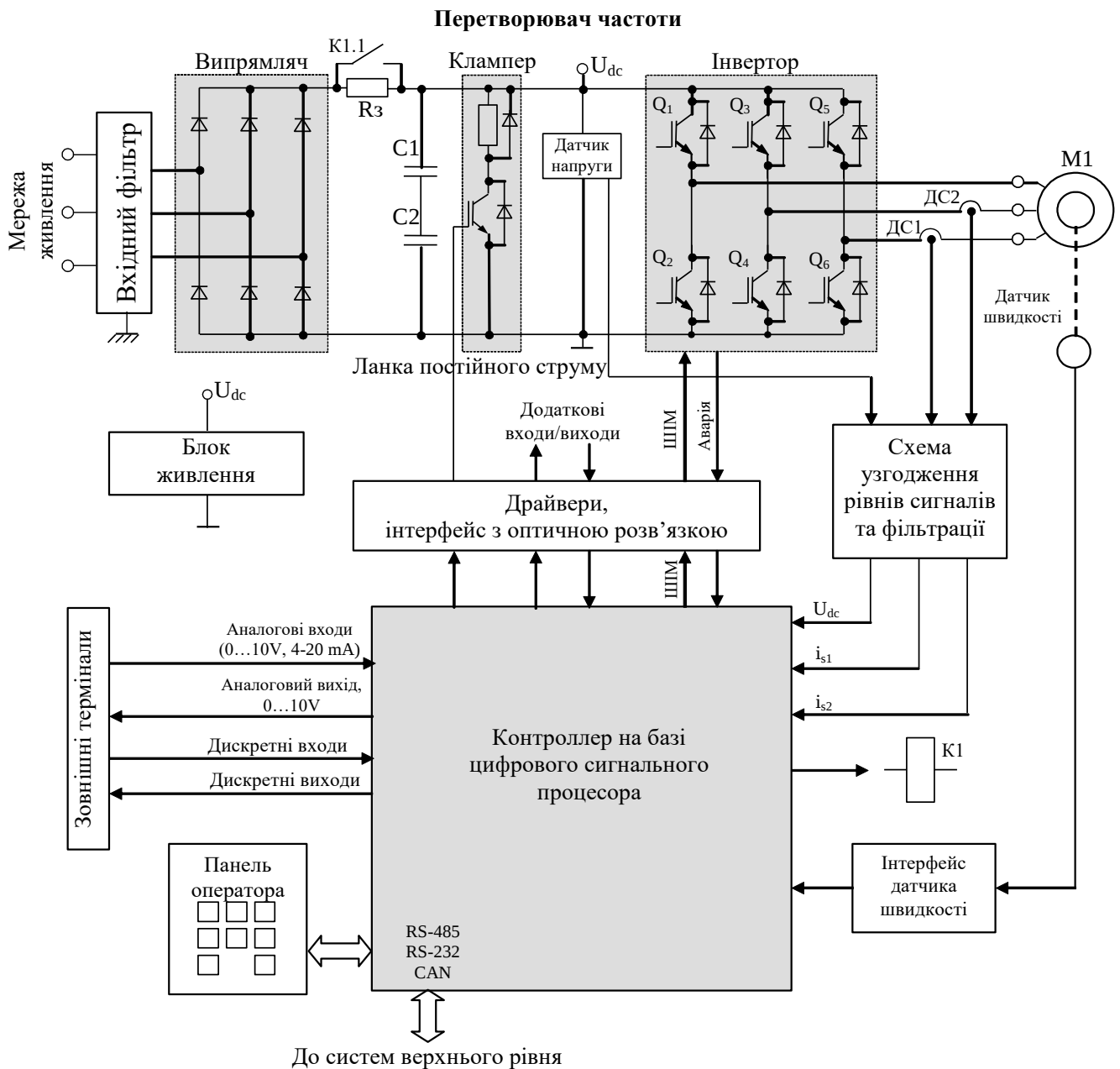


Рис. 6.1 – Функціональна схема асинхронного електроприводу

Стандартно перетворювач розділяють на дві основні складові:

– **силова частина**, до якої входять вхідний фільтр, некерований випрямляч, зарядне коло, ємність і датчик напруги ланки постійного струму (фільтр випрямляча), клампер, інвертор, датчики трифазних струмів, схеми драйверів та гальванічної розв'язки сигналів керування силовими ключами інвертора і клампера, блок живлення;

– **керуючий контролер**, до якого входять власне цифровий контролер, який, як правило, базується на цифровому сигнальному процесорі (ЦСП), та схеми узгодження сигналів.

Розглянемо більш детально призначення основних модулів та елементів показаних на Рис. 6.1.

Вхідний фільтр – як правило складається з двох основних складових: варисторів для запобігання перевищення напруги ланки постійного струму внаслідок сплесків напруги мережі живлення, та фільтру радіоперешкод, який запобігає розповсюдженню в мережу живлення високочастотних перешкод, які виникають при комутації ключів інвертора.

Випрямляч – перетворює змінну напругу мережі живлення в постійну напругу ланки постійного струму U_{dc} .

Ємність С – фільтр, призначений для згладжування випрямленої напруги на виході випрямляча.

Зарядне коло (резистор R_z та реле $K1$) – забезпечують плавний заряд ємності фільтру випрямляча C при подачі живлення на перетворювач. Після закінчення заряду контакт реле $K1.1$ замикається.

Клампер (гальмівний ключ і гальмівний резистор) – призначений для стабілізації напруги U_{dc} в генераторних режимах роботи двигуна, які супроводжуються рекуперацією енергії до ланки постійного струму.

Інвертор – перетворює постійну напругу ланки постійного струму у задану трифазну напругу на виході перетворювача, результуючий вектор якої (усереднений на періоді широтно-імпульсної модуляції (ШІМ)) має заданий модуль, частоту та кутове положення.

Датчик напруги ДН – призначений для передачі в керуючий контролер інформації про напругу ланки постійного струму U_{dc} , де вона використовується для забезпечення захисних функцій, контролю заряду ємності фільтру випрямляча, а також для генерування імпульсів керування ключами інвертора по законам ШІМ.

Датчики струму ДС1, ДС2 – призначені для передачі в керуючий контролер інформації про фазні струми двигуна, де вона використовується для організації захисних функцій інвертора та двигуна, а також для організації зворотних зв'язків в системах векторного керування.

Датчик швидкості ДШ – призначений для вимірювання контролером кутової швидкості (положення) з метою організації зворотних зв'язків та захисних функцій.

Драйвери – перетворюють параметри імпульсів керування силовими ключами, які надходять від контролера, з метою забезпечення надійного відкриття та запирання IGBT ключів. Фактично драйвери можна розглядати як підсилювачі сигналів. Досить часто драйвери додатково забезпечують захист від струмів короткого замикання інвертора.

Опторозв'язка – забезпечує гальванічну розв'язку дискретних сигналів керування з метою підвищення завадозахищеності керуючого контролера, а також для запобігання виходу його з ладу при аварійних режимах в силовій частині. Виконується за допомогою оптопар, або оптоволоконних ліній зв'язку у перетворювачах великої потужності.

Схеми узгодження рівнів сигналів та фільтрації – приводить рівні сигналів, які отримуються від датчиків струмів, напруги і швидкості до рівнів допустимої вхідної напруги аналого-цифрового перетворювача керуючого контролера. Для підвищення завадостійкості системи керування може застосовуватися фільтрація.

Інтерфейс датчика швидкості – дозволяє підключати до контролера фотоімпульсні датчики з різними типами апаратних інтерфейсів. Як правило містить гальванічну розв'язку.

Керуючий контролер – виконує функції автоматизації перетворювача, отримання завдання на регульовані координати, розраховує алгоритм керування двигуном, генерує імпульси керування ключами, реалізує захисні функції, здійснює комунікації з системами верхнього рівня.

Блок живлення – пристрій який забезпечує живлення власних потреб перетворювача: живлення контролера, драйверів, зовнішні $+10\text{ В}$ та $\pm 24\text{ В}$, живлення датчиків та ін. В сучасних перетворювачах вхідна напруга для блоку живлення власних потреб береться від ланки постійного струму, що забезпечує безпечну зупинку системи при зникненні напруги мережі живлення.

Зовнішні термінали – служать для підключення до перетворювача дискретних входів-виходів (наприклад сигналів керування перетворювачем «Пуск», «Стоп», «Реверс» тощо), аналогових входів-виходів (завдання швидкості, зворотні зв'язки за технологічними параметрами тощо).

Панель оператора – призначена для налаштування параметрів системи, подачі команд перетворювача та завдання на регульовану величину в ручному режимі, спостереження за контрольними величинами та діагностики.

Додаткові входи-виходи – призначені для керування додатковими системами, наприклад, для включення вентиляторів системи охолодження, контролю спрацювання зарядного реле та ін.

6.2 Функції та функціональна схема керуючого контролера

Функції, які виконуються керуючим контролером в електроприводі змінного струму визначають вимоги до його апаратної та програмної частини, і умовно можуть ділитися на наступні групи:

Функції керування – включають розрахунок алгоритмів керування електричною машиною, генерування імпульсів керування ключами інвертора, розрахунок регуляторів технологічних параметрів та інші. Функції керування виконуються в режимі реального часу, тому вони в значній мірі визначають вимоги до швидкодії процесорного пристрою. Додатково до функцій керування можна віднести вимірювання та обробку сигналів зворотних зв'язків.

Функції автоматизації – включають в себе керування елементами перетворювача (зарядним реле, системою охолодження, ін.), виконання захисних функцій, отримання та обробка команд по каналам дискретних входів або від віддалених систем, формування станів дискретних виходів та аналогових сигналів, аналіз сигналів від зовнішніх аналогових входів.

Інтерфейсні функції – обмін інформацією з панеллю оператора та системами верхнього рівня.

З врахуванням вимог до сучасних електроприводів та з урахуванням перерахованих функцій керуючого контролера, його типова функціональна схема матиме вигляд представлений на Рис. 6.2.

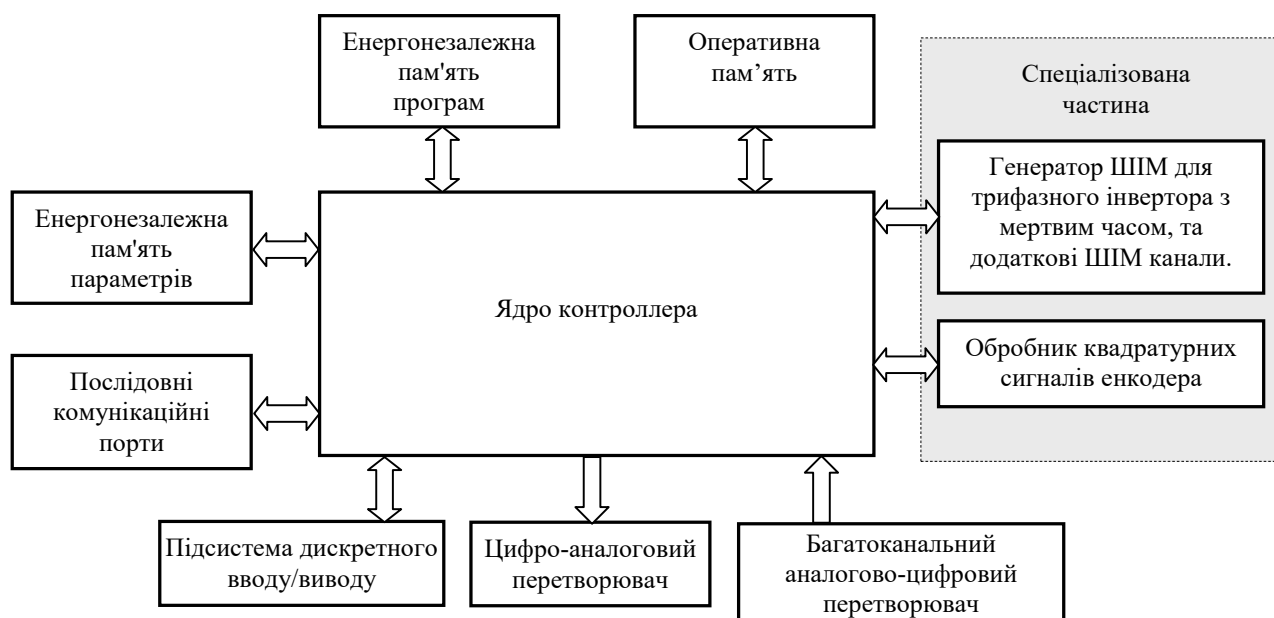


Рис. 6.2 – Типова функціональна схема керуючого контролера

На Рис. 6.2 сірим кольором виділено спеціалізовану частину, яка містить модулі, необхідні для керування електромеханічними системами (ЕМС).

Ядро контроллера – виконує необхідні обчислення і маніпуляції з даними.

Енергонезалежна пам'ять програм – містить програму, за якою працює керуючий контролер. Як правило вміст цієї пам'яті є недоступним для зміни кінцевим користувачем.

Енергонезалежна пам'ять параметрів – призначена для збереження налаштувань системи, які здійснюються кінцевим користувачем. Наприклад параметри підключеного двигуна, час розгону/гальмування тощо.

Оперативна пам'ять – має стандартне призначення, тобто в ній зберігаються різноманітні робочі дані, значення змінних системи та інша оперативна інформація. Вміст оперативної пам'яті втрачається після зняття живлення контролера.

Генератор ШІМ для трифазного інвертора з «мертвим часом» – забезпечує формування шести імпульсів керування силовими ключами інвертора, при цьому імпульси формуються як три компліментарні пари (одна пара на кожне плече інвертора). Імпульси кожної з пар мають регульований «мертвий час».

Додаткові ШІМ-канали – призначені для керування ключем клампера, формування аналогового виходу та ін.

Аналогово-цифровий перетворювач (АЦП) – для перетворення аналогової інформації, що надходить від датчиків та задаючих елементів у цифрову форму.

Цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) – як правило використовується для організації аналогового виходу з перетворювача частоти.

Підсистема дискретного вводу/виводу – набір дискретних входів-виходів для виконання необхідних функцій автоматизації, як внутрішніх так і зовнішніх (по відношенню до перетворювача частоти).

Послідовні комунікаційні порти – забезпечують апаратну підтримку інтерфейсних функцій керуючого контролера.

6.3 Загальна інформація про датчики струму і швидкості

Вимірювання струму та напруги на основі ефекту Холла. В сучасних електроприводах, побудованих на основі транзисторних ШІМ-перетворювачів, до систем вимірювання струму ставляться вимоги високої швидкодії та наявності гальванічної розв'язки між силовим колом і інформаційним сигналом.

Розглянемо три способи вимірювання струму, які забезпечують гальванічну розв'язку каналу вимірювання:

- трансформатори струму;

- датчики струму на ефекті Холла;
- аналогові датчики з гальванічною розв'язкою.

Трансформатор струму, приклад схеми включення якого показано на Рис. 6.3 є найбільш простим пристроєм для вимірювання струму. Перевагами трансформаторів струму є простота конструкції, наявність гальванічної розв'язки, висока завадозахищеність внаслідок формування струмового сигналу на виході. До недоліків відносяться: низька точність при вимірюванні струмі на малих частотах та при широких діапазонах вимірювання, неможливість вимірювання постійного струму, погані масо-габаритні показники. Наявність вказаних недоліків суттєво обмежує, а в більшості випадків унеможлиблює застосування трансформаторів струму в сучасних регульованих електроприводах.

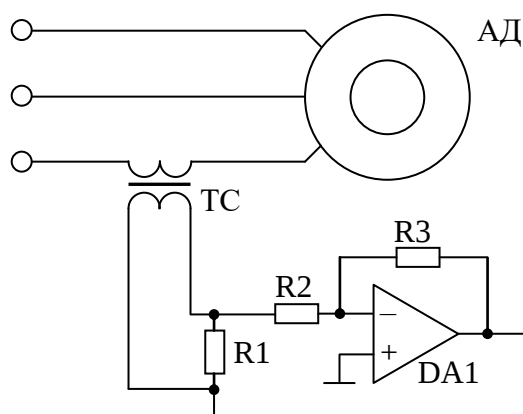


Рис. 6.3 – Схема включення трансформатора струму

Іншим способом вимірювання великих струмів є застосування датчиків Холла відкритого та компенсаційного типу. Принцип дії цих датчиків базується на ефекті, який був відкритим Едвардом Холлом у 1879 році і проілюстрований на Рис. 6.4. Ефект полягає в наступному: якщо через провідник, який знаходиться в магнітному полі, пропускати струм, напрям якого є перпендикулярним магнітному полю, то з боку магнітного поля на електрони в провіднику діє сила, яка відхиляє їх в поперечному напрямку, внаслідок чого виникає поперечна електрорушійна сила (ЕРС), яку називають ЕРС Холла. ЕРС Холла є перпендикулярною струму і магнітному полю і є прямо пропорційною величині струму та магнітного поля.

Існують два основних різновиди датчиків на ефекті Холла для вимірювання струму і напруги: відкритого і компенсаційного типу.

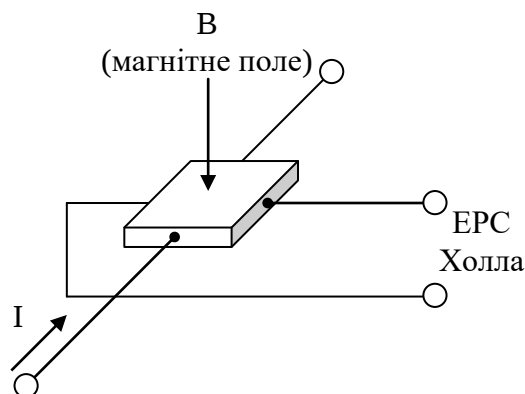


Рис. 6.4 – Пояснення щодо ефекту Холла

Конструкцію датчика відкритого типу показано на Рис. 6.5. Провідник зі струмом пропускається через отвір магнітного осердя. При протіканні струму через провідник в осерді створюється магнітне поле, лінії якого пронизують чутливий елемент – безпосередньо датчик Холла. За допомогою операційного підсилювача DA1 отримана з датчика Холла ЕРС підсилюється до необхідного рівня.

Очевидно, що датчик Холла забезпечує гальванічну розв'язку, так як вимірювання здійснюється за посередництвом магнітного поля, без наявності електричного контакту датчика з елементами, через які протікає вимірюваний струм. Вихідна напруга датчика відкритого типу пропорційна напруженості магнітного поля. Відповідно одним з недоліків датчиків відкритого типу, є вплив на покази вимірювань гістерезису магнітного осердя, тобто можливість існування зсуву нуля вихідного сигналу при нульовому струмі на вході.

Датчики компенсаційного типу на виході формують струм, який протікає через обмотку зворотного зв'язку і компенсує вихідний магнітний потік, як показано на Рис. 6.6. Цей же струм є вихідним сигналом компенсаційного датчика, пропорційним вимірюваному струму. Датчики компенсаційного типу працюють при нульовому потоку в осерді і тому є менш чутливі до гістерезису.

Датчики компенсаційного типу характеризуються більш високою точністю, лінійністю, а також завадозахищеністю, яка досягається за рахунок

використання струмового сигналу на виході. Як наслідок, вартість цих датчиків є вищою у порівнянні з датчиками відкритого типу. Додатковими перевагами датчиків на ефекті Холла є їх широка полоса пропускання, яка типово дозволяє вимірювати струми в діапазоні від нуля і до 100 кГц.

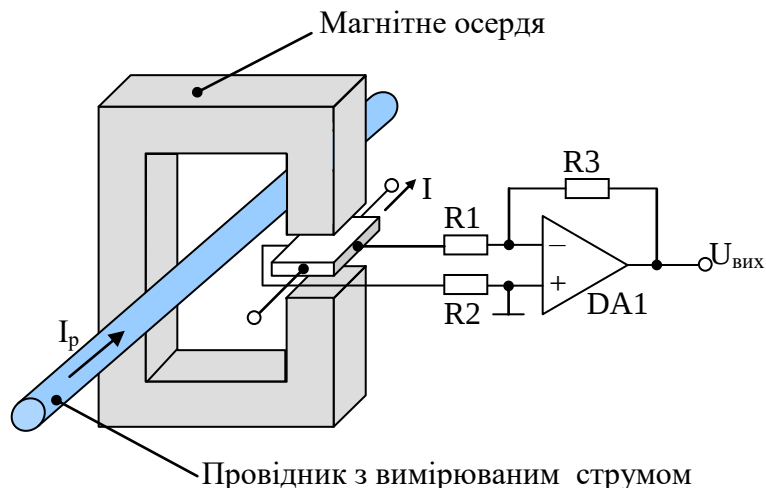


Рис. 6.5 – Датчик струму відкритого типу на ефекті Холла

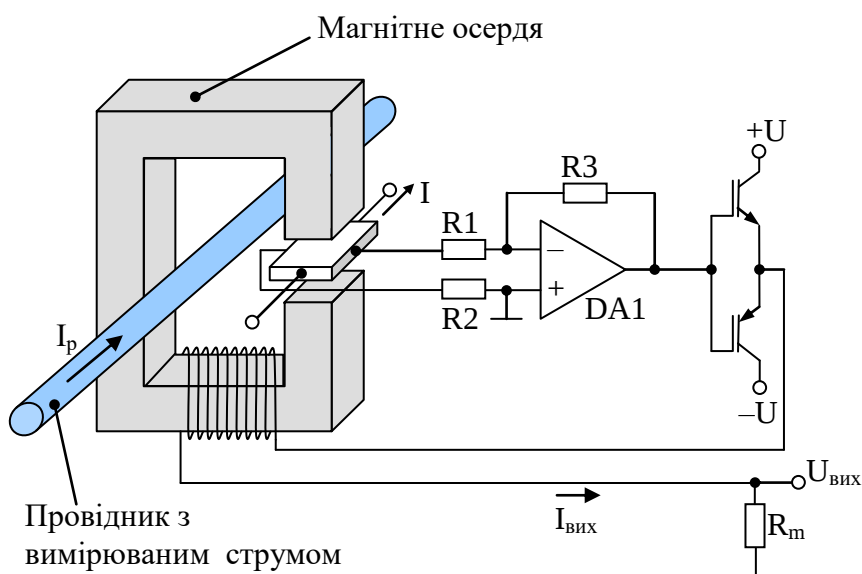


Рис. 6.6 – Датчик струму компенсаційного типу

Для вимірювання напруги також використовують датчики побудовані на ефекті Холла. Для цього первинне коло датчика підключається через додатковий опір до вимірюваної напруги, що призводить до протікання через нього невеликого струму (на рівні декількох десятків міліампер), який є пропорційним вимірюваній напрузі і фактично вимірюється датчиком. На Рис. 6.7 – Рис. 6.8 показано зовнішній вигляд і основні характеристики

декількох датчиків струму та напруги Рис. 6.9. Більш детальна інформація стосовно датчиків струму і напруги на ефекті Холла може бути знайдена в [8].



- Номінальний вхідний струм $I_{PN} = 100 \text{ A}$.
- Максимальний вхідний струм $I_p = \pm 150 \text{ A}$.
- Номінальний вихідний струм $I_{SN} = 50 \text{ mA}$.
- Напруга живлення $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$.
- Точність $\pm 0.7\%$.
- Нелінійність $\leq 0.15\%$.
- Час затримки 1 мкс .

Рис. 6.7 – Зовнішній вигляд та основні характеристики датчика LA-100P (LEM)



- Номінальний вхідний струм $I_{PN} = 25 \text{ A}$.
- Максимальний вхідний струм $I_p = \pm 80 \text{ A}$.
- Вихідна напруга при $I_p = 0$ $U_{out} = 2.5 \text{ V}$.
- Напруга живлення 5 V .
- Точність $\pm 0.7\%$.
- Нелінійність $\leq 0.1\%$.
- Час затримки 0.4 мкс .

Рис. 6.8 – Зовнішній вигляд і основні характеристики датчика LTS-25NP (LEM)



- Номінальна напруга 500 V .
- Номінальний вхідний струм 10 mA
- Максимальний вхідний струм $\pm 14 \text{ mA}$
- Номінальний вихідний струм 25 mA
- Напруга живлення $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$
- Точність $\pm 0.9\%$
- Нелінійність $\leq 0.2\%$
- Час затримки 40 мкс .

Рис. 6.9 – Зовнішній вигляд та основні характеристики датчика LV 25-P (LEM)

Вимірювання кутової швидкості та положення. Фотоімпульсний датчик швидкості (енкодер) представляє собою пристрій, який містить: вал із закріпленим на ньому диском з рівномірно розташованими по колу отворами; набір світлодіодів та фотоприймачів (оптичних пар), які розміщені по різні сторони диску як показано на Рис. 6.10; електронні схеми для живлення світлодіодів та формування вихідних імпульсів.

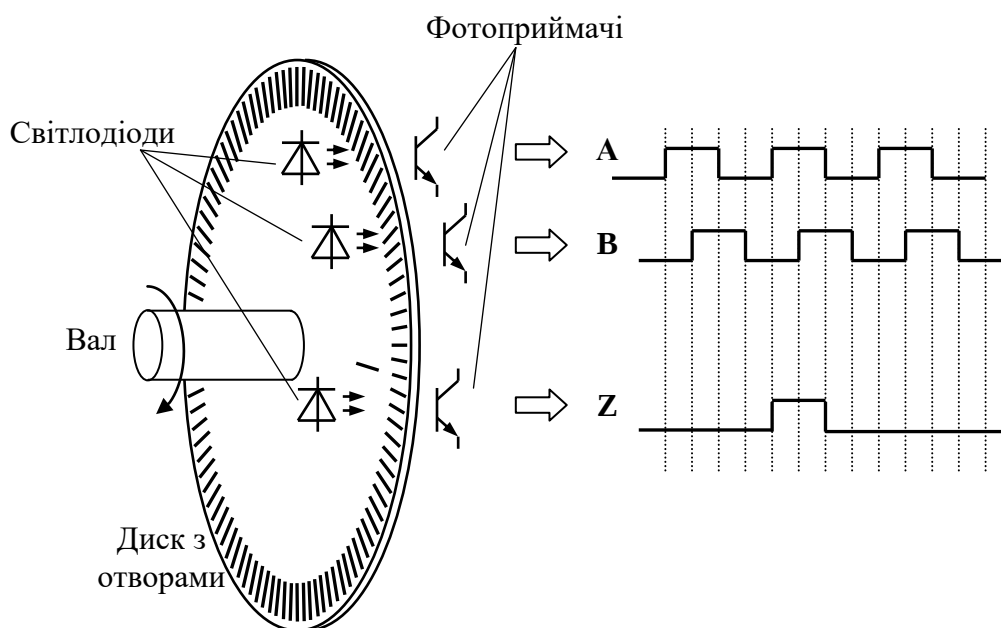


Рис. 6.10 – Принцип дії фотоімпульсного датчика швидкості

При обертанні валу датчика, внаслідок наявності у диску рівномірно розташованих отворів, світло від світлодіодів періодично попадає на фотоприймачі, які формують на виході електричні імпульси, частота яких пропорційна швидкості обертання диску.

Для визначення напрямку обертання (знаку кутової швидкості) використовують дві оптичні пари які формують «пряму» (A) та «зворотну» (B) послідовності імпульсів. Взаємне геометричне розташування цих оптичних пар виконується так, щоб зсув між вихідними імпульсами послідовностей A та B дорівнював чверті періоду. Для того щоб визначити напрямок руху, аналізується, наприклад, стан сигналу послідовності B при надходженні переднього фронту послідовності A. Припустимо, що вал датчика обертається проти годинникової стрілки, тобто імпульси на Рис. 6.10 умовно «рухаються» вліво. В цьому випадку передній фронт послідовності A з'являється при $B = 0$.

При русі у зворотному напрямку (імпульси «рухаються» вправо) передній фронт послідовності А з'являється при $B = 1$. Таким чином стан послідовності В при надходженні переднього фронту сигналу А визначає напрямок обертання валу датчика. Аналогічний аналіз можна виконувати по будь-якому з фронтів імпульсів послідовностей А і В.

Додатково, використання двох послідовностей імпульсів дозволяє підвищити розподільчу здатність фотоімпульсних датчиків швидкості в чотири рази. Для цього на основі сигналів А і В формується одна результуюча послідовність АВ, яка отримується за рахунок виділення передніх та задніх фронтів імпульсів сигналів А і В, як показано на Рис. 6.10. З метою вимірювання кутового положення чи кутової швидкості виконується підрахунок імпульсів результуючої послідовності АВ.

Третя оптична пара призначена для отримання послідовності імпульсів, яку називають нульовою або z-послідовністю. Для формування імпульсів цієї послідовності в диску датчика роблять окремий отвір (нульова мітка) таким чином, щоб генерувався один імпульс на оберт, див. Рис. 6.11. Основним призначенням нульової мітки є знаходження початкового положення робочого органу чи валу двигуна, а також корекція вимірювання кутового положення.

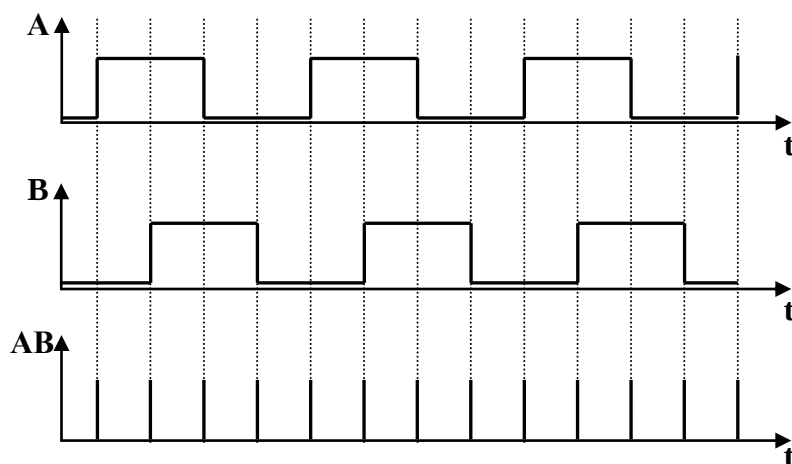


Рис. 6.11 – Формування результуючої послідовності імпульсів

Найпростішим способом вимірювання кутової швидкості за допомогою фотоімпульсного датчика є диференціювання кутового положення

$$\omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta t}, \quad (6.1)$$

де Δt – малий інтервал часу, протягом якого вал повертається на кут $\Delta\theta$.

Іншими словами, Δt – це час, протягом якого виконується підрахунок імпульсів результуючої послідовності АВ для визначення відносного кута повороту валу. Визначимо $\Delta t = T_{so}$ як такт вимірювання кутової швидкості.

Нехай, датчик має розподільчу здатність, яка вказана в його паспорті, N імп/об. Тоді ціна одного імпульсу результуючої послідовності АВ буде рівною

$$\theta_{li} = \frac{2\pi}{4N}. \quad (6.2)$$

Виміряна кутова швидкість розраховується як

$$\omega = \frac{n\theta_{li}}{T_{so}} = \frac{2\pi n}{4NT_{so}}, \quad (6.3)$$

де n – кількість імпульсів послідовності АВ, які надійшли за час T_{so} .

Датчики механічних координат можна знайти на сайтах [9] – [11].

6.4 Розрахунок основних елементів силової частини

Для розрахунку основних елементів ПЧ необхідно мати значення: напруга і кількість фаз живлення, потужність, ККД і номінальний струм двигуна. Розглянемо розрахунок силової частини ПЧ для двигуна 4A90L4Y3, який приводить до руху вентилятор, параметри якого зведено у Таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Паспортні дані двигуна 4A90L4Y3

Номінальна потужність	$P_{2n} = 2.2 \text{ кВт}$
Номінальна лінійна напруга статора	$U_{1n} = 380 \text{ В}$
Число пар полюсів	$p_n = 2$
Момент інерції	$J_d = 0.0056 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 0.80$
Коефіцієнт потужності	$\cos \varphi = 0.83$
Перевантажувальна здатність	$\lambda = 2.4$
Номінальне ковзання	$s_n = 0.051$
Критичне ковзання	$s_k = 0.33$
Номінальна частота напруги статора	$f = 50 \text{ Гц}$

Номинальні діючі і амплітудні значення фазної напруги і струму статора розраховано у підрозділах 4.1,4.2: $U_n = 220 \text{ В}$, $U_{na} = 311 \text{ В}$, $I_n = 5 \text{ А}$, $I_{na} = 7.1 \text{ А}$.

Максимальне значення струму в фазі двигуна визначається перевантажувальною здатністю електроприводу k_{ovl} , яка, в загальному випадку, залежить від конкретного типу механізму і дорівнює орієнтовно: $k_{ovl} = (1.1 \div 1.3)$ – турбомеханізми (низькодинамічні застосування); $k_{ovl} = (1.4 \div 2)$ – екструдери, конвеєри, підйомно-транспортні механізми (середньодинамічні застосування); $k_{ovl} = (2 \div 3)$ – роботи-маніпулятори, електроприводи електричних транспортних засобів (ЕТЗ), приводи подачі тощо (високодинамічні застосування).

У даному курсовому проєкті прийнято $k_{ovl} = 2$. Максимальний струм на виході інвертора дорівнює

$$I_{max} = k_{ovl} I_{na} = 2 \cdot 7.1 = 14.2 \text{ А}. \quad (6.4)$$

За умови живлення ПЧ від трифазної мережі живлення $U_{grid} = 380 \text{ В}$, напруга ланки постійного струму за умови ідеальної фільтрації приблизно дорівнює $U_{dcn} = \sqrt{2} U_{grid} = 1.41 \cdot 380 \approx 540 \text{ В}$. За умови живлення від однофазної мережі $U_{grid} = 220 \text{ В}$ номінальна напруга ланки постійного струму дорівнює $U_{dcn} = \sqrt{2} U_{grid} = 1.41 \cdot 220 \approx 311 \text{ В}$.

Максимальна напруга ланки постійного струму сучасних ПЧ визначається допустимою напругою встановлених електролітичних конденсаторів фільтру, і складає приблизно: $U_{dcmax} = 750 \text{ В}$ – для ПЧ з трифазним живленням; $U_{dcmax} = 375 \text{ В}$ – для перетворювачів з однофазним живленням.

При виборі IGBT для автономного інвертора напруги їх максимально допустима напруга «колектор-емітер» має бути щонайменше в 1.5 рази вищою, ніж максимальна напруга ланки постійного струму, тобто

$$U_{ce} = 1.5 U_{dcmax} = 1.5 \cdot 750 = 1125 \text{ В}. \quad (6.5)$$

Транзистори типу IGBT, які випускаються сучасною промисловістю, мають стандартний ряд максимальної напруги «колектор-емітер»: 600, 1200, 1700, 3300, 4500, 6500 В [12] – [15]. Обов'язковою є наявність антипаралельного діода, який в більшості випадків є вбудованим в один корпус із транзистором і не потребує окремого розрахунку.

Для побудови силової частини ПЧ часто використовують IGBT-збірки (2 транзистори) та IGBT-модулі, які в одному корпусі містять 6 або 7 транзисторів, а також модулі, які містять IGBT-модуль і вбудований випрямляч. Такі рішення є оптимальними за ціною для використання середньої потужності, тому вони типово виготовляються на потужності 2-80 кВт.

Вибір IGBT проводять за наступними критеріями:

$$I_c > I_{\max} = 14.2 \text{ А}, \quad (6.6)$$

$$U_{ce} > U_{ce\max} = 1125 \text{ В}, \quad (6.7)$$

де I_c та $U_{ce\max}$ – тривалий струм колектора та напруга «колектор-емітер», які вказані в паспортних даних IGBT. Рекомендовані посилання [12] – [15].

За критеріями (6.6), (6.7) вибираємо модуль типу FP15R12W1T4 [16], який включає IGBT-модуль, вбудований випрямляч і клампер з номінальними параметрами напруги «колектор-емітер» $U_{ce} = 1200 \text{ В}$ і струму колектора $I_c = 15 \text{ А}$.

Розрахуємо еквівалентний струм, який споживається з ланки постійного струму з врахуванням коефіцієнту перевантаження

$$I_{dc} = \frac{k_{ovl} P_n}{U_{dcn} \eta \eta_{inv}} = \frac{2 \cdot 2200}{540 \cdot 0.8 \cdot 0.97} = 10.4 \text{ А}, \quad (6.8)$$

де $\eta_{inv} = (0.95 \div 0.97)$ – коефіцієнт корисної дії інвертора.

Еквівалентний опір навантаження розраховується як

$$R_0 = \frac{U_{dcn}}{I_{dc}} = \frac{540}{10.4} = 52 \text{ Ом}. \quad (6.9)$$

Мінімальна ємність конденсатора ланки постійного струму дорівнює

$$C = \frac{1}{2\pi k_p m f R_0} = \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 0.05 \cdot 3 \cdot 50 \cdot 52} = 408 \text{ мкФ}, \quad (6.10)$$

де $k_p = 0.05$ – коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги, який для перетворювачів частоти вибирають в діапазоні $(0.02 \div 0.05)$ в залежності від бажаної величини пульсацій напруги; m – число фаз випрямляча; f – частота напруги мережі. Рекомендовані сайти для вибору конденсаторів [17], [18].

Обираємо два конденсатори типу B43512B3827M060 [19] ємністю $C_c = 820$ мкФ і максимальною напругою $U_c = 385$ В. Потрібна максимальна робоча напруга ланки постійного струму $U_{dcmax} = 750$ В і ємність (6.10) досягаються послідовним включенням двох конденсаторів, тобто $U_{12} = 2U_c = 2 \cdot 385 = 750$ В, $C_{12} = C_c / 2 = 820 / 2 = 410$ мкФ.

Вибір датчиків струму здійснюється за максимальний амплітудним значенням струму двигуна, який необхідно вимірювати (6.4). Обрано 2 давачі струму НО 10-Р з номінальним струмом 10 А (діюче значення), діапазон вимірювання 25 А [20].

Звичайно в схему клампера входять: резистор, зворотній діод та напівпровідниковий ключ, що підключає резистор паралельно в ланку постійного струму для розсіювання енергії в режимі гальмування двигуна.

У випадку, коли вся активна потужність рекуперується в ланку постійного струму, тоді струм, що протікатиме через клампер дорівнюватиме:

$$I_{br} = \frac{P_n}{U_{dcmax}} = \frac{2200}{750} = 2.9 \text{ А}, \quad (6.11)$$

що менше за значення $I_c = 10$ А, на яке спроектовано IGBT-модуль, тобто вибрати окремий кламперний ключ не є потрібним.

Мінімальний потрібний опір кламперного резистора можна розрахувати наступним чином:

$$R = \frac{P_n}{I_{br}^2} = \frac{2200}{2.9^2} = 260 \text{ Ом}. \quad (6.12)$$

Силові резистори можуть бути знайдені за посиланням [21] – [24].

Якщо для керування координатами двигуна використовуються методи, які не потребують організації зворотних зв'язків за струмом, а вимірювання

струму здійснюється лише для захисту системи, то для здешевлення перетворювача датчики на виході інвертора не встановлюються, і обмежуються лише датчиком для вимірювання струму ланки постійного струму (6.8).

Канал вимірювання напруги ланки постійного струму може бути побудований з використанням датчика типу LV 25-P [25] з номінальною вимірюваною напругою 500 В, схема підключення якого показана на Рис. 6.12.

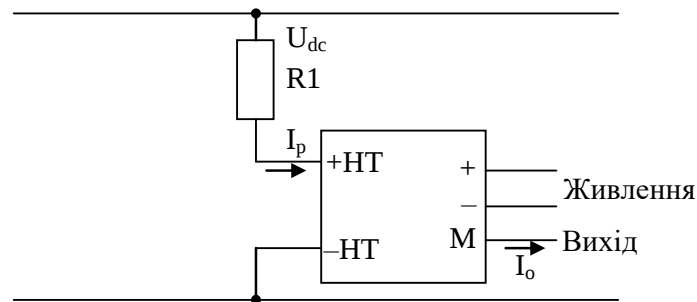


Рис. 6.12 – Підключення датчика напруги

В документації на датчик вказано, що максимальний струм первинного кола $I_{p\max} = 14$ мА, тому значення опору резистора R1 дорівнює:

$$R1 = \frac{U_{dc\max}}{I_{p\max}} = \frac{750}{0.014} = 54 \text{ кОм.}$$

Зі стандартного ряду резисторів вибираємо $R1 = 56$ кОм [24].

В якості давача швидкості виберемо інкрементальний енкодер AS22-M570-4U14-ND, який має розподільчу здатність 2048 імп/об [26].

Як результат проведеного розрахунку і вибору обладнання в кінці технічного проєкту наводиться специфікація обраних елементів і орієнтовна вартість. Розрахована вартість вибраних елементів ПЧ, отримана за допомогою сайту [21], зведена в Табл. 6.2.

Таблиця 6.2 – Розрахована вартість елементів ПЧ

Елемент ПЧ	\$	Елемент ПЧ	\$
Силовий модуль IGBT FP15R12W1T4	41	Датчик напруги LV 25-P	34
Конденсатори B43512B3827M060	4*12	Кламперний резистор	10
Датчики струму HO 10-P	2*14	Енкодер AS22-M570-4U14-ND	33
		Загалом	194

7 ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

7.1 Формулювання задачі векторного керування АД

Для моделювання систем керування АД використовується математична модель, яка записується в стаціонарній системі координат (a–b) (3.35) у вигляді:

$$\begin{aligned}
 \dot{\omega} &= \frac{1}{J} (M - M_c) - v\omega, \\
 M &= \mu_1 (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}), \\
 \dot{i}_{1a} &= -\gamma i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta p_n \omega \psi_{2b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a}, \\
 \dot{i}_{1b} &= -\gamma i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta p_n \omega \psi_{2a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b}, \\
 \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha \psi_{2a} - p_n \omega \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}, \\
 \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha \psi_{2b} + p_n \omega \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b},
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

де ω – кутова швидкість ротора, i_{1a}, i_{1b} – компоненти вектора струму статора в системі координат (a–b), ψ_{2a}, ψ_{2b} – компоненти вектора потокозчеплень ротора, u_{1a}, u_{1b} – компоненти вектора напруги статора, M_c – момент навантаження, v – коефіцієнт в'язкого тертя. Додатні константи, що відносяться до електричних і механічних параметрів АД, визначені як

$$\sigma = L_1 \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2} \right), \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}, \quad \mu_1 = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2}, \quad \alpha = \frac{R_2}{L_2}, \quad \gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta,$$

де J – повний момент інерції ротора, R_1, R_2, L_1, L_2 – опори й індуктивності статора і ротора відповідно, L_m – індуктивність намагнічуючого контуру, p_n – число пар полюсів.

Алгоритми векторного керування АД, як правило, проєктуються та записуються в синхронній системі координат (d–q), яка обертається відносно стаціонарної системи координат з швидкістю ω_0 , див. Рис. 7.1.

Перетворення координат визначаються виразами

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq} &= \mathbf{e}^{-J\varepsilon_0} \mathbf{x}_{ab}, & \mathbf{e}^{-J\varepsilon_0} &= \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & \sin \varepsilon_0 \\ -\sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{x}_{ab} &= \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} \mathbf{x}_{dq}, \end{aligned} \quad (7.2)$$

де $\mathbf{x}_{yz}$ позначає двовимірний вектор напруги, потоку і струму статора, ε_0 – кутове положення системи координат (d – q) відносно стаціонарної (a – b).

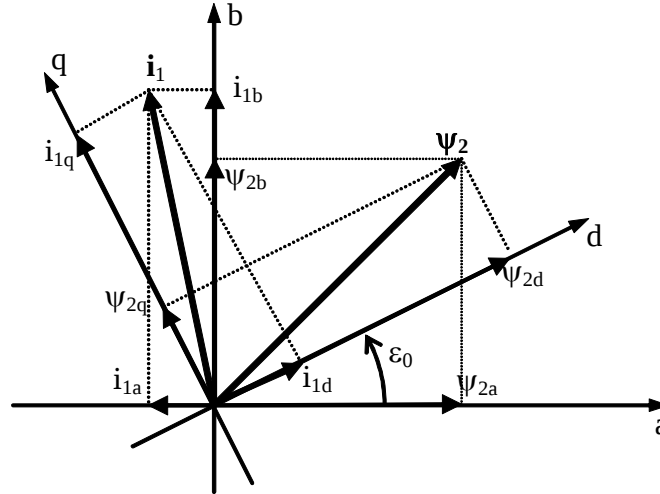


Рис. 7.1 – Розташування векторів АД

Проблема відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості – потокозчеплення формується наступним чином. Припустимо, що для моделі АД, заданої (7.1), виконується наступні припущення:

А.1. Струми статора та кутова швидкість ротора доступні для вимірювання.

А.2. Параметри АД відомі і незмінні.

А.3. Момент навантаження M_c невідомий, постійний та обмежений.

А.4. Задані траєкторії кутової швидкості ω^* і потокозчеплення $\psi^* > 0$ є обмеженими функціями з обмеженими першою та другою похідними по часу.

В умовах цих припущень відбувається проектування алгоритмів прямого на непрямого векторного керування які забезпечують

О.1. Глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій швидкості – потокозчеплення, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (7.3)$$

за умови обмеженості всіх внутрішніх змінних.

О.2. Асимптотичне орієнтування по вектору потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q = 0. \quad (7.4)$$

О.3. Асимптотичну лінеаризацію підсистеми швидкості до лінійної повністю керованої форми.

О.4. Асимптотичну розв'язку процесів керування електромеханічними та електромагнітними координатами АД.

Синтез алгоритмів векторного керування по вимірюваному виходу виконано в два етапи: спершу синтезується підсистема керування потокозчепленням, а потім підсистема керування швидкістю. Обидві підсистеми синтезуються з використанням зворотної покрокової процедури проектування.

7.2 Алгоритм непрямого векторного керування

Структура алгоритму непрямого векторного керування містить:

- розімкнутий регулятор модуля вектора потокозчеплення

$$i_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^*), \quad (7.5)$$

$$\dot{i}_{1d}^* = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^*), \quad (7.6)$$

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*}, \quad (7.7)$$

де ψ^* , $\dot{\psi}^*$, $\ddot{\psi}^*$ – задане значення модуля вектора потокозчеплення ротора та його перша і друга похідні відповідно.

- регулятор струму за віссю d (польової складової струму статора)

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \sigma \left(\gamma i_{1d}^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{1d}^* - k_{id1} \tilde{i}_d - x_d \right), \\ \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (7.8)$$

де $\tilde{i}_d = i_{1d} - i_{1d}^*$ – похибка відпрацювання струму за віссю d, u_{1d} – компонента вектора напруги статора за віссю d, $(k_{id1}, k_{iid}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму i_d ;

- регулятор кутової швидкості

$$\dot{i}_{1q}^* = \frac{1}{\mu\psi^*} \left(-k_\omega \tilde{\omega} + \hat{M}_c + v\dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^* \right), \quad (7.9)$$

$$\dot{\hat{M}}_c = -k_{\omega i} \tilde{\omega},$$

$$\dot{i}_{1q}^* = \frac{1}{\mu\psi^*} \left[-k_\omega \left(-k_\omega \tilde{\omega} + \mu\psi^* \tilde{i}_q \right) + \dot{\hat{M}}_c + v\dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^* \right] - \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} i_{1q}^*, \quad (7.10)$$

де $\omega^*, \dot{\omega}^*, \ddot{\omega}^*$ – задана кутова швидкість, перша і друга похідні відповідно, $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання кутової швидкості, $(k_\omega, k_{\omega i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора кутової швидкості; $\mu = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} \frac{1}{J}$;

– регулятор струму за віссю q (моментної складової струму статора)

$$\begin{aligned} u_{1q} &= \sigma \left(\gamma i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta p_n \omega \psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_{iq1} \tilde{i}_q - x_q \right), \\ \dot{x}_q &= k_{iiq} \tilde{i}_{1q}, \end{aligned} \quad (7.11)$$

де $\tilde{i}_q = i_{1q} - i_{1q}^*$ – похибка відпрацювання струму за віссю q, u_{1q} – компонента вектора напруги статора за віссю q; $(k_{iq1}, k_{iiq}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму i_q ;

Реальні напруги, що прикладаються до обмоток статора, дорівнюють:

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}. \quad (7.12)$$

7.3 Алгоритм прямого векторного керування

Повний алгоритм прямого векторного керування швидкістю АД з використанням спостерігача магнітного потоку зниженого порядку, структурна схема якого показана на Рис. 7.2, містить:

– спостерігач магнітного потоку АД

$$\begin{aligned} \left| \dot{\hat{\Psi}}_2 \right| &= -\alpha \left| \hat{\Psi}_2 \right| + \alpha L_m i_d, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{\left| \hat{\Psi}_2 \right|}, \end{aligned} \quad (7.13)$$

– регулятор потокозчеплення (оціненого)

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha \psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi 1} \tilde{\psi} - x_{\psi}), \\ \dot{x}_{\psi} &= k_{\psi i} \tilde{\psi}, \end{aligned} \quad (7.14)$$

де $(k_{\psi 1}, k_{\psi i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора модуля вектора потокозчеплення ротора; $\tilde{\psi}$ – похибка відпрацювання оціненого значення модуля вектора потокозчеплення;

– регулятор струму за віссю d (польової складової струму статора)

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma (\gamma i_d^* - \omega_0 i_q - \alpha \beta |\hat{\psi}_2| + \dot{i}_d^* - k_{id1} \tilde{i}_d - x_d), \\ \dot{x}_d &= k_{iid} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (7.15)$$

$$i_d^* = \frac{1}{\alpha L_m} \left[\alpha \dot{\psi}^* + \ddot{\psi}^* - k_{\psi 1} \left[-(\alpha + k_{\psi 1}) \tilde{\psi} + \alpha L_m \tilde{i}_d - x_{\psi} \right] - \dot{x}_{\psi} \right], \quad (7.16)$$

де $\tilde{i}_d = i_{1d} - i_{1d}^*$ – похибка відпрацювання струму за віссю d, $(k_{id1}, k_{iid}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму i_d .

– регулятор кутової швидкості

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{\mu \psi^*} (-k_{\omega} \tilde{\omega} + \hat{M}_c + v \omega^* + \dot{\omega}^*), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (7.17)$$

де $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання кутової швидкості, $(k_{\omega}, k_{\omega i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора швидкості;

– регулятор струму за віссю q (моментної складової струму статора)

$$u_q = \sigma \left[\gamma i_q^* + \omega_0 i_d + \beta p_n \omega \psi^* + \dot{i}_{q1}^* - k_{iq1} \tilde{i}_q - x_q - \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} \tilde{i}_q \right], \quad (7.18)$$

$$\dot{x}_q = k_{iiq} \tilde{i}_q,$$

$$i_{q1}^* = \frac{1}{\mu \psi^*} \left[-k_{\omega} (-k_{\omega} \tilde{\omega} + \mu \psi^* \tilde{i}_q) + \dot{\hat{M}}_c + v \dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^* \right] - \frac{\dot{\psi}^*}{\psi^*} i_q^*. \quad (7.19)$$

де $\tilde{i}_q = i_{1q} - i_{1q}^*$ – похибка відпрацювання струму i_q , $(k_{iq1}, k_{iiq}) > 0$ – коефіцієнти

ПІ-регулятора струму i_q .

Позначення ψ^* , $\dot{\psi}^*$, $\ddot{\psi}^*$, ω^* , $\dot{\omega}^*$, $\ddot{\omega}^*$, μ та u_d , u_q розкрито у (7.5) – (7.11).

Реальні прикладені напруги дорівнюють (7.12).

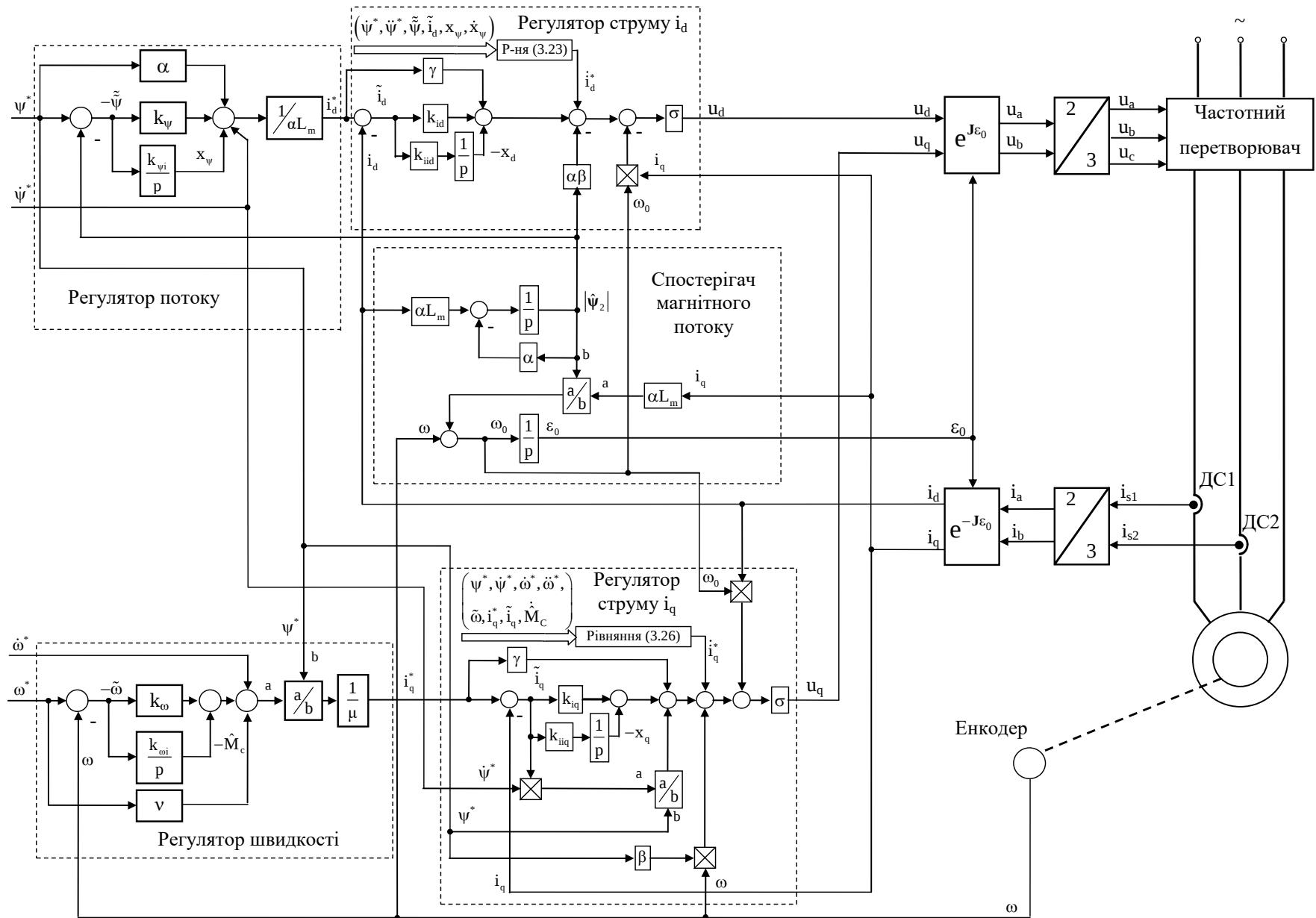


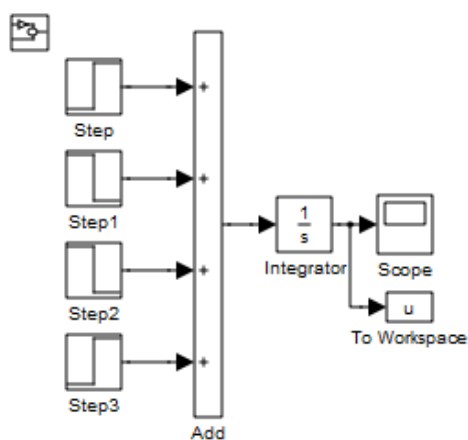
Рис. 7.2 – Структурна схема алгоритму прямого векторного керування кутовою швидкістю АД

8 ДИНАМІКА СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ АД

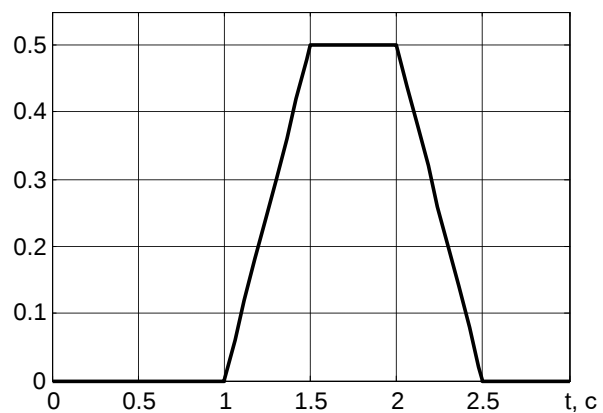
Генерування типових траєкторій заданих сигналів. Загальні поняття про сигнали завдання. Генерування лінійно-наростаючого сигналу з відомою похідною. Сигнал з обмеженою першою та другою похідною

При моделюванні електромеханічних систем використовують наступні типові сигнали завдання: стрибкоподібний сигнал, лінійно наростаючий сигнал з обмеженням, сигнал з обмеженими першими двома (трьома) похідними.

Для генерування стрибкоподібних сигналів в MatLab Simulink та Simnon використовують функцію Step. Для отримання ступінчастого сигналу з декількома переходами об'єднують декілька функцій Step з використанням суматора і інтегратора. Таким чином задається вигляд відомої обмеженої похідної сигналу, яка інтегрується для отримання вихідного сигналу (задана швидкість, задане потокозчеплення). На Рис. 8.1а і Рис. 8.1б показано схему реалізації такого способу і результуючий сигнал отриманий при інтегруванні ступінчастого сигналу.



а)



б)

Рис. 8.1 – Приклад формування траєкторії з обмеженої першої похідною в MatLab (а) та вихідного сигналу (б)

При моделюванні електромеханічних систем з використанням заданих траєкторій з обмеженою першою та другою похідними можна скористатися підходом двократного інтегрування сигналу другої похідної. Нехай необхідно сформувати сигнали $u(t)$, $\dot{u}(t)$ та $\ddot{u}(t)$, які показано на Рис. 8.2. В цьому випадку достатньо згенерувати сигнал $\ddot{u}(t)$ з використанням блоків Step, а сигнали $\dot{u}(t)$ і

$u(t)$ отримати шляхом інтегрування. Недоліком такого методу реалізації заданих траєкторій є накопичення похибки інтегрування, яке може виявитися суттєвою для великих кроків інтегрування.

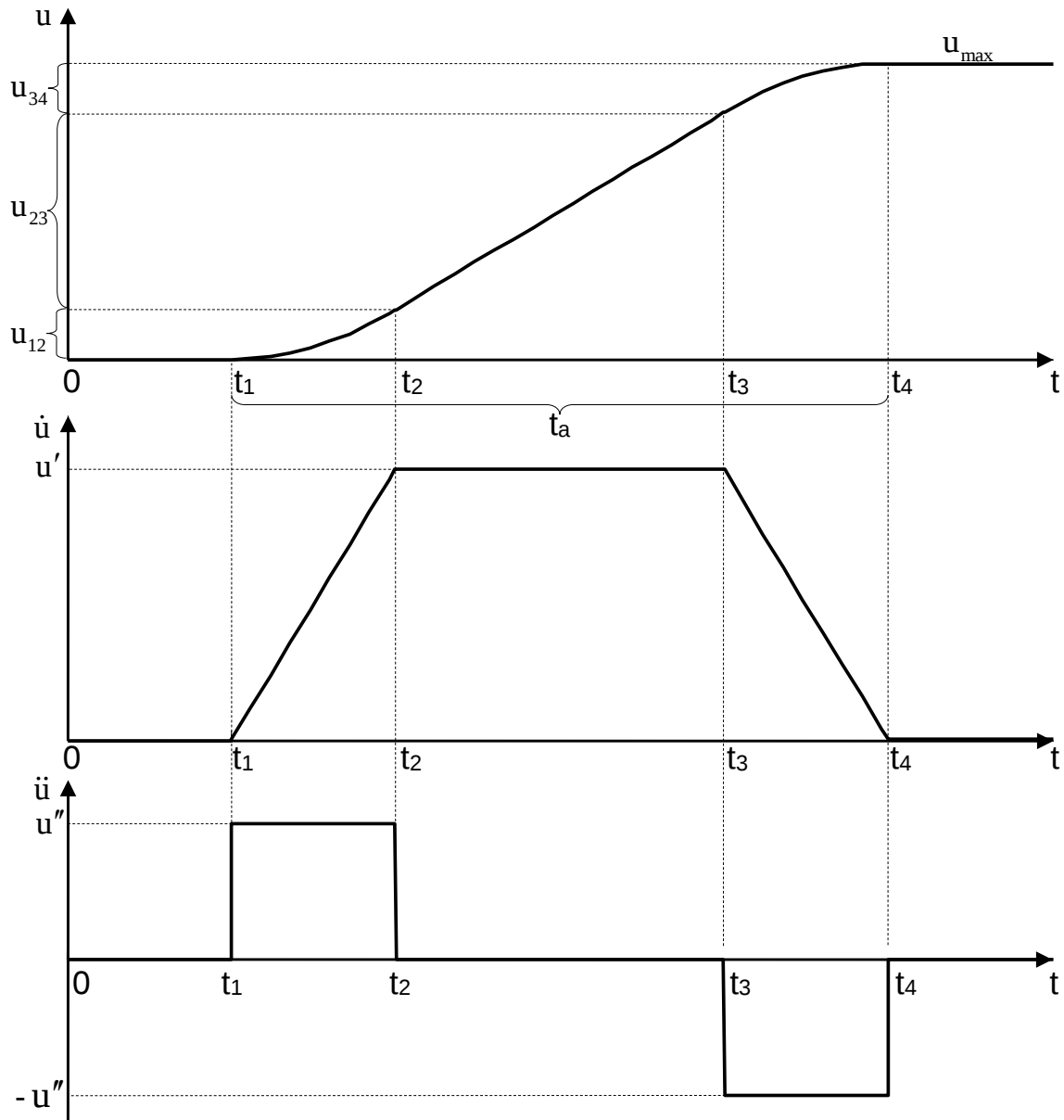


Рис. 8.2 – Задана траєкторія з обмеженими першою та другою похідними

Сигнали $u(t)$, $\dot{u}(t)$ та $\ddot{u}(t)$ є аналогами положення, швидкості та прискорення відповідно при розгляді руху тіла. Для того щоб реалізувати сигнал $\ddot{u}(t)$, необхідно мати інформацію про величину другої похідної u'' . Для її знаходження визначимо вихідні дані для траєкторії: кінцеве значення сигналу $u(t) = u_{\max}$; час початку траєкторії – t_1 ; час $t_a = t_4 - t_1$, за який сигнал $u(t)$ змінюється від нуля до значення $u_{\max}$; коефіцієнт $k_a = t_{12} / t_a = (0; 0.5]$, у відносних

одиницях, який характеризує плавність зміни траєкторії в періоди дії другої похідної $t_{12} = t_2 - t_1$. Близькі до нуля значення k_a наближають траєкторію $u(t)$ до лінійно наростаючого сигналу, а наближення до граничного значення $k_a = 0.5$ наближує траєкторію до найбільш плавної, яка складається з двох парабол.

Прийmemo, що траєкторія $\dot{u}(t)$ є симетричною трапецією, тобто інтервали t_{12} і $t_{34} = t_3 - t_4$ є рівними між собою. За умови дії постійного прискорення $u'' = \text{const}$ величина пройденого шляху запишеться як

$$u_{12} = u_{34} = \frac{u'' t_{12}^2}{2} = \frac{u'' (k_a t_a)^2}{2}. \quad (8.1)$$

Швидкість зміни $\dot{u}(t)$ (прискорення) на інтервалі $t_{23} = t_3 - t_2$ визначається як

$$u' = u'' t_{12} = u'' k_a t_a. \quad (8.2)$$

Пройдений шлях по лінійній траєкторії на інтервалі t_{23} дорівнює

$$u_{23} = u' t_{23} = u' (t_a - 2k_a t_a). \quad (8.3)$$

З іншого боку

$$u_{\max} = u_{12} + u_{23} + u_{34} = 2u_{12} + u_{23}. \quad (8.4)$$

З використанням виразів (8.1) – (8.4) отримується значення другої похідної

$$u'' = \frac{u_{\max}}{(k_a t_a)^2 + k_a t_a (t_a - 2k_a t_a)}, \quad (8.5)$$

яка необхідна для генерування заданої траєкторії з наперед заданими $u_{\max}, t_a, k_a, t_1$.

Реалізація траєкторії з обмеженими першою і другою похідними показана на Рис. 8.3а, а графіки $u(t)$, $\dot{u}(t)$, $\ddot{u}(t)$ для вихідних значень $u_{\max} = 100, t_a = 0.4 \text{ с}, k_a = 0.25, t_1 = 0.1 \text{ с}$ – на Рис. 8.3б.

Методичні рекомендації до проведення тестування п. 5.1. Розглянемо приклад дослідження системи непрямого векторного керування кутовою швидкістю АД.

Послідовність тестування складається з трьох складових: завдання потокозчеплення, завдання кутової швидкості, прикладання/скидання моменту навантаження, як зображено на Рис. 8.4.

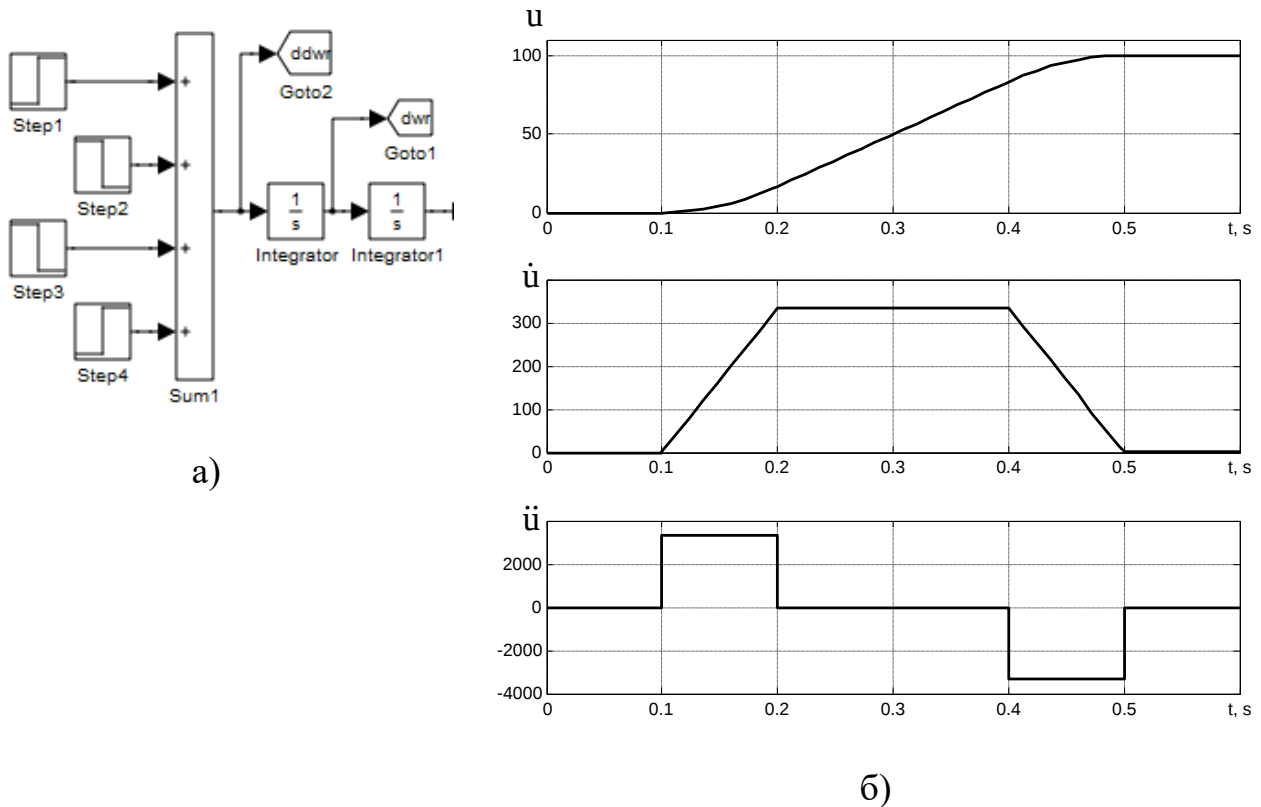


Рис. 8.3 – Приклад формування траєкторії з обмеженими першими двома похідними в MatLab (а) та графіки вихідного сигналу і похідних (б)

З використанням вищенаведених розрахунків траєкторія заданого потокозчеплення на Рис. 8.4. налаштована так, що потокозчеплення наростає із початкового значення $\psi^*(0) = 0.01$ Вб до номінального значення $\psi_n^* = 0.95$ Вб за 0.5 с. Встановлення початкових умов $\psi^*(0)$ є необхідним для уникнення ділення на нуль (виродженості) в алгоритмі керування.

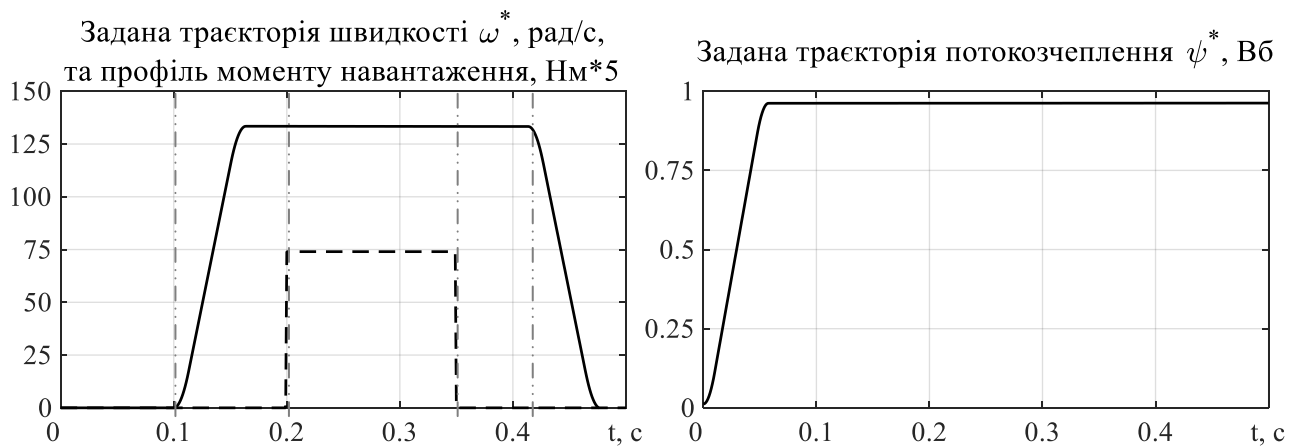


Рис. 8.4 – Графіки заданих траєкторій кутової швидкості і потокозчеплення та профіль моменту навантаження

Для уникнення входження регуляторів струмів в обмеження за напругою, траєкторію заданої швидкості сформовано так, щоб максимальне її значення не перевищувало 85 % від ω_{0n} . Початок розгону необхідно здійснювати після етапу збудження двигуна. Виходячи з цього, в послідовності операцій керування Рис. 8.4 прийнято час старту траєкторії швидкості $t = 0.2$ с ($k_a = 0.15$).

Момент навантаження. У найпростішому випадку для дослідження динамічних та статичних характеристик системи керування момент навантаження прикладається і знімається стрибкоподібно. Зазвичай в процесі дослідження навантаження прикладається на ділянці руху з постійною швидкістю. При цьому з метою аналізу роботи електроприводу не рекомендовано вибирати дуже короткі або дуже довгі періоди дії навантаження.

Налаштування регуляторів. Налаштування параметрів регуляторів струмів, швидкості і потокозчеплення здійснюється з використанням стандартних співвідношень для лінійної системи другого порядку

$$\begin{aligned} k_I &= \frac{k_p^2}{4}, \text{ для } \xi = 1, \\ k_I &= \frac{k_p^2}{2}, \text{ для } \xi = \frac{\sqrt{2}}{2}, \end{aligned} \quad (8.6)$$

де k_p і k_I – значення коефіцієнтів пропорційної та інтегральної дії регуляторів швидкості та струму, ξ – коефіцієнт демпфування.

Налаштування з $\xi = 1$ відповідає монотонному перехідному процесу (перерегулювання відсутнє), а налаштування з $\xi = 0.707$ – більш швидкому процесу з перерегулюванням біля 5 %.

Типове співвідношення між швидкодією контурів регулювання полягає в тому, що кожний зовнішній контур щонайменше вдвічі менш швидкодіючий ніж внутрішній. Це задається вибором співвідношення власних частот недемпфованих коливань в кожному з ізолюваних контурів регулювання $\omega_{0c} > (2-3)\omega_{0\omega}$, $\omega_{0c}^2 = k_{ii}$, $\omega_{0\omega}^2 = k_{\omega i}$.

Приклад опису умов тестування. Умовами тесту передбачено дослідження динамічних характеристик системи векторного керування швидкістю АД з

використанням послідовності тестування, яку зображено на Рис. 8.4. На інтервалі $0 - 0.06$ с машина збуджується, траєкторія потоку починається з $\psi^*(0) = 0.012$ Вб і досягає номінального значення 0.95 Вб. З моменту часу $t = 0.1$ с від ненавантаженого АД вимагається здійснити розгін до швидкості 132 рад/с (85% від номінального значення) із динамічним моментом, що дорівнює 2-хратному номінальному. В момент часу $t = 0.2$ с при русі з постійною швидкістю прикладається, а в $t = 0.35$ с знімається момент навантаження рівний номінальному 14.8 Нм. Двигун гальмується в $t = 0.41$ с. Задано наступні значення коефіцієнтів налаштування: регулятор швидкості $k_\omega = 200$, $k_{\omega i} = (k_\omega + v)^2 / 2$; регулятори струмів $k_{i1} = 750$, $k_{\omega i} = (k_{i1} + \gamma)^2 / 2$. Початкові умови: $\psi^*(0) = 0.012$ Вб.

Графіки динамічних характеристик системи непрямого векторного керування швидкістю АД представлено на Рис. 8.5 – Рис. 8.6.

При аналізі результатів моделювання, посиляючись на конкретні графіки перехідних процесів Рис. 8.5 – Рис. 8.6 необхідно дати відповіді на наступні запитання:

- чи виконується в системі полеорієнтування?
- чи відбувається асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії кутової швидкості?
- чи відбувається асимптотична розв'язка процесів керування моментом і модулем вектора потокозчеплення ротора?
- чому дорівнює статична та динамічна похибка регулювання кутової швидкості при відпрацюванні моменту навантаження?

Методичні рекомендації до проведення наступних тестувань. Якщо в процесі виконання додаткових тестів послідовність операцій керування не змінюється, не слід повторювати графіки заданих траєкторій для кожного тесту.

В тесті №2 необхідно задати нульове значення заданої швидкості. За результатами тесту необхідно зробити висновки про діапазон регулювання та стійкість процесу відпрацювання нульової швидкості під дією моменту навантаження. Додатково, щоб побачити вплив початкових умов потокозчеплення

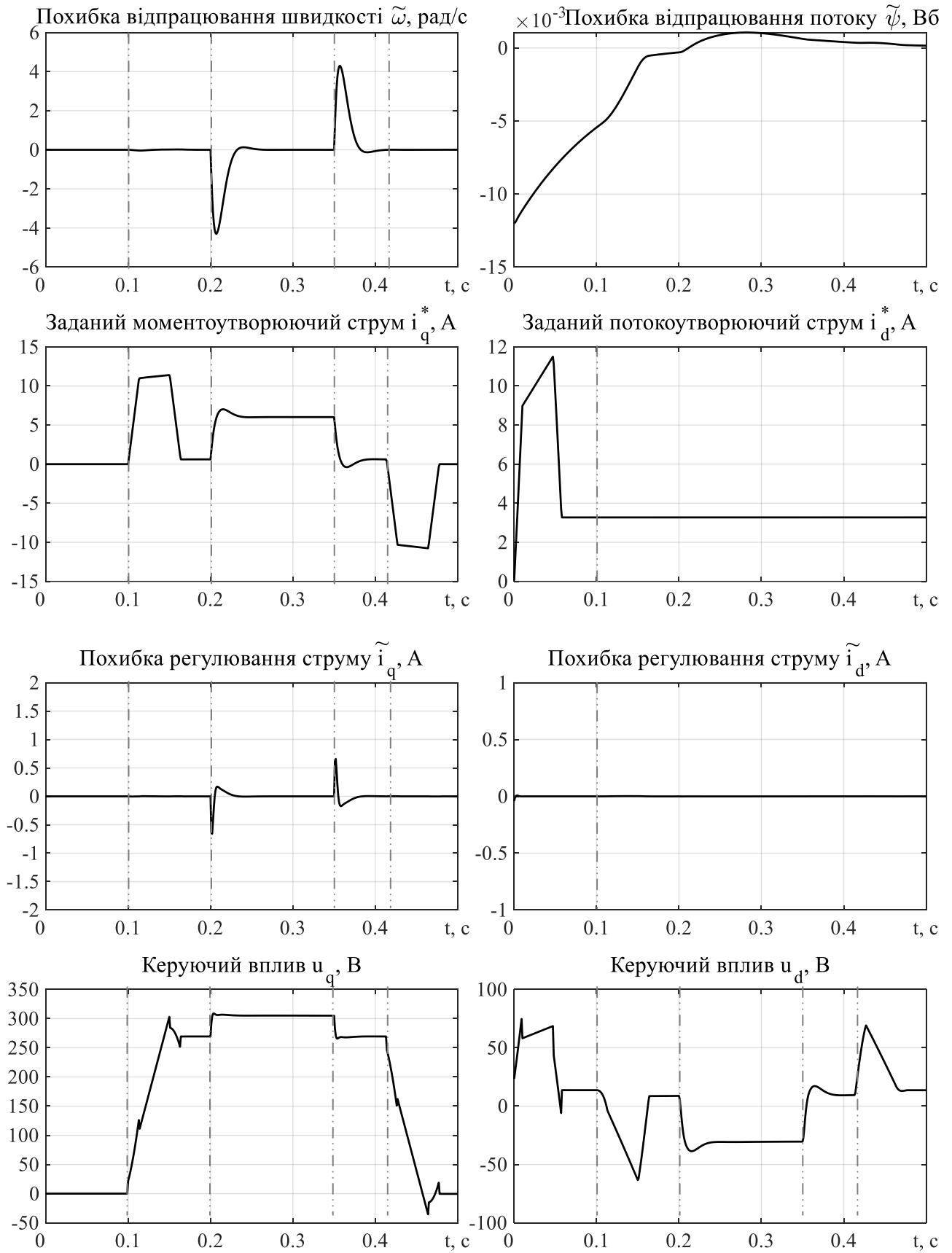


Рис. 8.5 – Графіки перехідних процесів системи непрямого векторного керування швидкістю АД потужністю 2.2 кВт

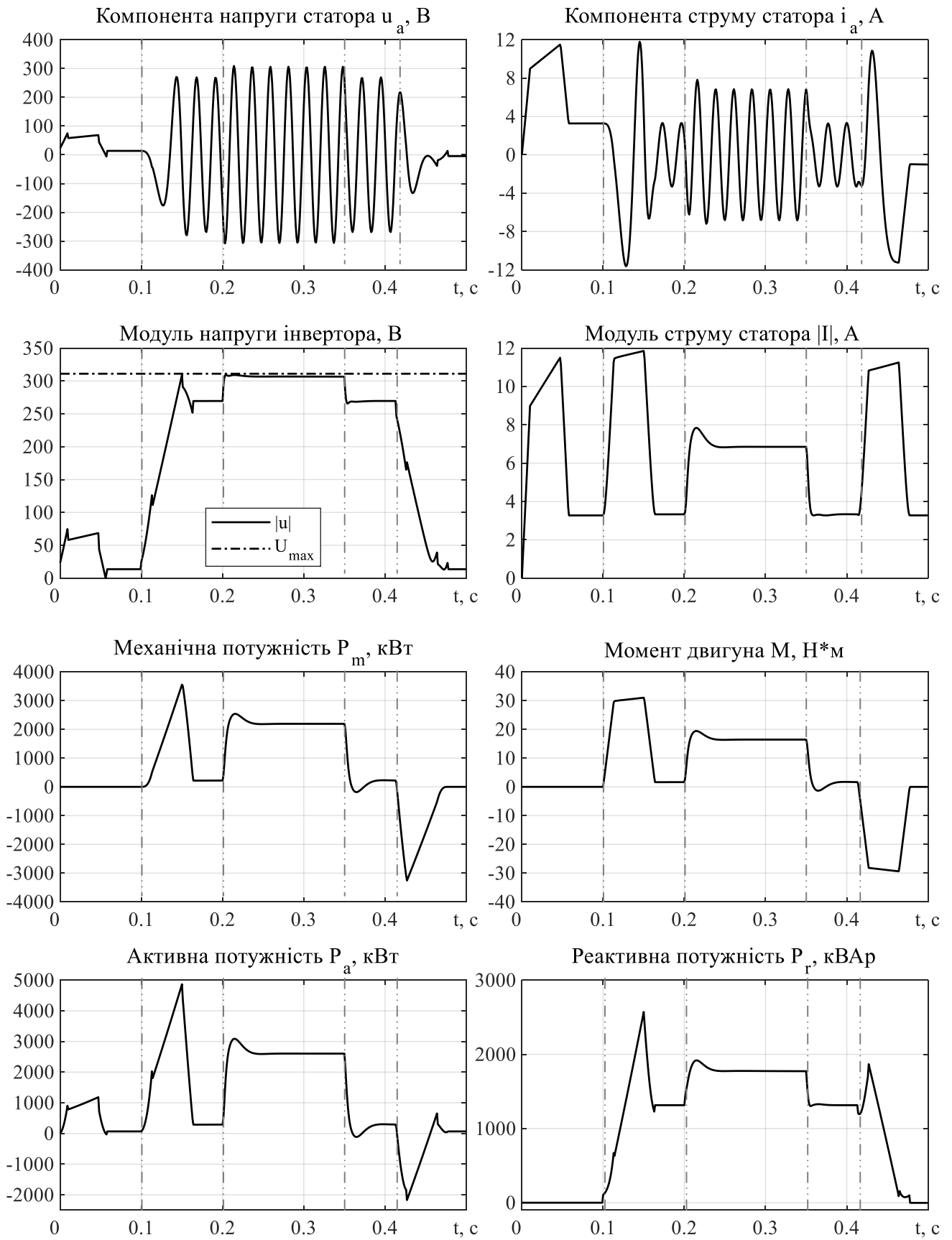


Рис. 8.6 – Графіки перехідних процесів системи непрямого векторного керування швидкістю АД потужністю 2.2 кВт (продовження)

двигуна на відпрацювання швидкості системою векторного керування, необхідно задати ненульові початкові умови потокозчеплення в моделі двигуна.

У тесті №3 необхідно дослідити вплив компенсації похідних заданої траєкторії швидкості в алгоритмі керування на якість відпрацювання кутової швидкості. Необхідно проаналізувати точність відпрацювання траєкторії швидкості шляхом порівняння графіків перехідних процесів тесту №3 з графіками першого тесту.

Для дослідження властивостей робастності алгоритмів керування необхідно використати модифіковану послідовність операцій керування: двигун необхідно розігнати на швидкість близько 30 % від номінальної; прибрати етап гальмування двигуна; після розгону двигуна на етапі руху з постійною швидкістю прикласти та не знімати постійний момент навантаження. Час моделювання необхідно підібрати так, щоб при найгіршому випадку варіації активного опору ротора перехідний процес моментоутворюючого струму i_q затухав до усталеного значення. При цьому в окремій таблиці необхідно навести значення струму i_q , активної потужності і ККД для діапазону зміни активного опору ротора. За цими даними необхідно побудувати залежності вказаних змінних від варіації R_2 .

Для формування робастифікованого алгоритму керування необхідно видалити інтегральну складову регулятора струму i_d та модифікувати рівняння (7.7) до наступного вигляду:

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = p_n \omega + \alpha L_m \frac{i_{1q}}{\psi^*} + \frac{1}{\psi^*} \lambda_1 \beta \omega \tilde{i}_d, \quad (8.7)$$

де $\lambda_1 > 0$ – коефіцієнт робастифікуючого зв'язку.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. А. Э. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболенская. *Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник*. М.: Энергоиздат. 1982.
2. Теорія мехатронних систем: розрахунково-графічна робота [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студ. спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» за освітньою програмою «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність» / КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: С. М. Пересада, С. М. Ковбаса. – Електронні текстові дані (1 файл: 3,3 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. – 95 с.
3. М. Г. Попович. *Теорія електропривода: Підручник* / За ред. Поповича М. Г. – К.: Вища школа, 1993. – 494 с.
4. W. Leonhard *Control of Electric Drives* (2nd ed.). –Berlin: Springer-Verlag, 1995. – 420 p.
5. С. Н. Вешеневский. *Характеристики двигателей в электроприводе*. –М.: Энергия, 1977.
6. А. И. Вольдек. *Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений*. – 3-е изд., перераб. – Л.: Энергия, 1978 г. – 832 с.
7. Керування електроприводами. Курсовий проект [Електронний ресурс] : навчальний посібник для студентів, які навчаються за освітньою програмою «Електромеханічні системи автоматизації, електропривод та електромобільність» / КПІ ім. Ігоря Сікорського ; уклад. С. М. Пересада, Є. О. Ніконенко. – Електронні текстові дані (1 файл: 1,15 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. – 57 с.
8. LEM – current transducer, voltage transducer, sensor, power measurement [Електронний ресурс], URL: <https://www.lem.com/en>.
9. Products - Micronor [Електронний ресурс], URL: <https://micronor.com>.
10. Home - CALT Sensor [Електронний ресурс], URL: <https://caltensor.com>.
11. Encoder manufacturer rotary incremental & absolute encoders company [Електронний ресурс], URL: <https://www.encoder.com>.
12. Power modules and systems SEMIKRON [Електронний ресурс], URL: <https://www.semikron.com>.

13. Semiconductor & system solutions - Infineon technologies [Електронний ресурс], URL: <https://www.infineon.com>.

14. Powerex - Complete range of IGBTs and HVIGBTs and other integrated high power semiconductor solutions [Електронний ресурс], URL: <https://www.pwr.com>.

15. IR packages [Електронний ресурс], URL: <https://www.irf.com/packaging>.

16. Модуль IGBT з випрямлячем FP15R12W1T4 [Електронний ресурс], URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-modules/fp15r12w1t4>.

17. Home TDK Electronics - TDK Europe [Електронний ресурс], URL: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/en/529170/products/product-search/technical-parameter/aluminum-electrolytic-and-film-capacitors?t=ps>.

18. Electronic components distributor micro-semiconductor [Електронний ресурс], URL: <https://www.micro-semiconductor.com>.

19. Конденсатор B43512B3827M060 [Електронний ресурс], URL: <https://www.micro-semiconductor.com/products/EPCOS/B43510A3687M000>.

20. Датчик струму HO 10-P [Електронний ресурс], URL: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/ho_6_10_25-p_series.pdf.

21. DigiKey Electronics – Electronic components distributor [Електронний ресурс], URL: <https://www.digikey.com/en/products/filter/adjustable-power-resistor/83>.

22. Cressall – Standard Dynamic Braking Resistors, URL: <https://www.cressall.com/standard-dynamic-braking-resistors>.

23. Inverter Drive – Dynamic Brake Resistor, 22 Ohms, 1500 Watts - Dynamic Brake Resistors, URL: <https://inverterdrive.com/group/Dynamic-Brake-Resistors/IDS-Dynamic-Braking-Resistor-22-Ohms-1500-Watt>.

24. Mouser Europe – Resistors, URL <https://eu.mouser.com/c/passive-components/resistors>.

25. Датчик напруги LV 25-P [Електронний ресурс], URL: <https://www.lem.com/en/lv-25p>.

26. Інкрементальний енкодер AS22-M570-4U14-ND [Електронний ресурс], URL: <https://docs.broadcom.com/doc/AS22-Kit-Encoder-DS102>.

ДОДАТОК А. ДОВІДКОВІ ДАНІ ДВИГУНІВ І ВАРІАНТИ ЗАВДАНЬ

Таблиця А.1 – Довідкові дані АД з синхронною частотою 3000 об/хв

Типорозмір електродвигуна	P2ном, кВт	Електромагнітні навантаження			Енергетичні показники										Параметри схеми заміщення у відносних одиницях								J, кгм ²
		В, Тл	А, А/см	J, А/мм ²	КПД, % при P2/P2ном, %					cos(phi), при P2/P2ном, %					Xm	В номінальному режимі				При К.З.			
					25	50	75	100	125	25	50	75	100	125		R1'	X1'	R2``	X2``	R``2п	Р к.п.	Х к.п.	
Синхронна частота обертання 3000 об/хв.																							
4AA50A2Y3	0.09	0.62	105	4.4	42.0	55.5	60.0	60.0	57.5	0.31	0.49	0.61	0.70	0.75	2.50	0.150	0.092	0.140	0.160	0.140	0.290	0.25	0.000025
4AA50B2Y3	0.12	0.60	114	4.1	48.5	60.0	63.5	63.0	58.0	0.31	0.50	0.62	0.70	0.75	2.30	0.110	0.076	0.120	0.140	0.120	0.230	0.22	0.000028
4AA56A2Y3	0.18	0.67	118	6.8	51.0	63.0	66.0	66.0	63.0	0.34	0.54	0.66	0.76	0.81	2.00	0.170	0.052	0.094	0.067	0.004	0.260	0.12	0.00042
4AA56B2Y3	0.25	0.66	133	6.8	57.0	67.5	69.0	68.0	64.0	0.35	0.57	0.66	0.77	0.81	2.40	0.160	0.053	0.110	0.079	0.110	0.270	0.12	0.00047
4AA63A2Y3	0.37	0.66	150	7.4	63.0	71.0	72.0	70.0	65.0	0.45	0.69	0.80	0.86	0.89	2.50	0.140	0.052	0.096	0.080	0.096	0.240	0.12	0.00076
4AA63B2Y3	0.55	0.70	174	8.0	69.0	75.0	75.0	73.0	68.0	0.47	0.69	0.80	0.86	0.88	2.50	0.130	0.049	0.096	0.083	0.097	0.230	0.12	0.0009
4A71A2Y3	0.75	0.67	168	7.3	71.0	78.0	78.5	77.0	73.0	0.50	0.72	0.82	0.87	0.89	2.60	0.120	0.052	0.064	0.077	0.065	0.190	0.11	0.00097
4A71B2Y3	1.1	0.72	200	8.5	76.0	79.5	79.5	77.5	73.0	0.50	0.73	0.82	0.87	0.89	2.80	0.130	0.054	0.069	0.084	0.070	0.2	0.11	0.0011
4A80A2Y3	1.5	0.72	194	6.1	73.0	80.5	81.5	81.0	79.0	0.48	0.70	0.80	0.85	0.87	2.50	0.084	0.051	0.049	0.081	0.050	0.130	0.099	0.0018
4A80B2Y3	2.2	0.73	218	6.5	77.0	83.0	83.5	83.0	81.0	0.51	0.73	0.83	0.87	0.89	2.70	0.076	0.050	0.049	0.087	0.050	0.130	0.098	0.0021
4A90L2Y3	3.0	0.68	233	6.4	80.0	85.5	85.5	84.5	82.0	0.58	0.78	0.85	0.88	0.89	3.40	0.072	0.057	0.047	0.1	0.048	0.120	0.11	0.0035
4A100S2Y3	4.0	0.67	232	5.2	80.0	86.0	88.0	86.5	85.0	0.60	0.80	0.86	0.89	0.90	3.40	0.054	0.055	0.036	0.099	0.038	0.091	0.11	0.0059
4A100L2Y3	5.5	0.68	247	5.6	82.5	87.5	88.0	87.5	86.0	0.65	0.83	0.88	0.91	0.91	3.80	0.050	0.054	0.036	0.11	0.038	0.087	0.10	0.0075
4A112M2Y3	7.5	0.70	252	5.7	78.0	85.5	87.5	87.5	86.5	0.56	0.74	0.83	0.88	0.89	3.70	0.046	0.058	0.028	0.14	0.032	0.077	0.15	0.01
4A132M2Y3	11	0.71	248	5.9	80.0	87.0	88.0	88.0	87.0	0.65	0.82	0.87	0.90	0.90	4.20	0.040	0.061	0.025	0.12	0.028	0.068	0.12	0.023
4A160S2Y3	15	0.72	335	6.3	80.0	86.5	88.0	88.0	87.0	0.68	0.84	0.89	0.91	0.91	4.00	0.052	0.092	0.022	0.12	0.029	0.081	0.16	0.048
4A160M2Y3	18.5	0.70	355	6.5	82.0	87.5	88.5	88.5	87.0	0.72	0.86	0.90	0.92	0.92	4.50	0.049	0.092	0.022	0.12	0.030	0.079	0.16	0.053
4A180S2Y3	22	0.78	387	5.6	79.0	86.0	88.5	88.5	88.0	0.65	0.82	0.88	0.91	0.92	3.60	0.030	0.091	0.020	0.11	0.026	0.065	0.15	0.07
4A180M2Y3	30	0.79	366	5.2	82.0	88.5	90.5	90.5	89.0	0.66	0.82	0.88	0.90	0.90	3.80	0.030	0.073	0.018	0.11	0.024	0.054	0.13	0.085
4A200M2Y3	37	0.82	403	4.8	81.0	87.5	90.0	90.0	89.5	0.67	0.82	0.87	0.89	0.89	4.10	0.029	0.094	0.021	0.12	0.031	0.060	0.16	0.15
4A200L2Y3	45	0.79	407	4.9	83.0	89.0	91.0	91.0	90.5	0.71	0.85	0.89	0.90	0.90	4.90	0.027	0.088	0.020	0.13	0.031	0.058	0.15	0.17
4A225M2Y3	55	0.74	405	5.0	82.5	89.5	91.0	91.0	90.5	0.78	0.89	0.91	0.92	0.92	5.60	0.026	0.092	0.019	0.12	0.029	0.055	0.16	0.25
4A250S2Y3	75	0.77	409	4.4	81.0	88.0	91.0	91.0	91.0	0.71	0.84	0.88	0.89	0.89	4.80	0.021	0.080	0.015	0.13	0.029	0.050	0.16	0.47
4A250M2Y3	90	0.75	419	4.6	84.0	90.0	92.0	92.0	91.5	0.71	0.84	0.89	0.90	0.90	5.20	0.020	0.078	0.016	0.13	0.030	0.050	0.16	0.52
4A280S2Y3	110	0.79	457	3.3	82.0	88.5	91.0	91.0	90.5	0.83	0.87	0.88	0.89	0.88	3.80	0.017	0.097	0.013	0.10	0.036	0.053	0.19	1.1
4A280M2Y3	132	0.77	474	3.6	84.0	89.5	91.5	91.5	91.0	0.83	0.87	0.88	0.89	0.88	4.20	0.017	0.095	0.013	0.10	0.031	0.048	0.19	1.2
4A315S2Y3	160	0.70	471	3.4	85.5	90.5	92.0	92.0	91.5	0.83	0.87	0.89	0.90	0.89	5.00	0.015	0.093	0.012	0.12	0.027	0.042	0.16	1.4
4A315M2Y3	200	0.72	468	3.2	87.0	91.5	92.5	92.5	92.0	0.83	0.88	0.89	0.90	0.89	4.90	0.012	0.080	0.011	0.19	0.029	0.041	0.14	1.6
4A355S2Y3	250	0.73	519	3.4	87.0	91.0	92.5	92.5	92.0	0.86	0.88	0.89	0.90	0.89	5.70	0.013	0.091	0.011	0.10	0.032	0.045	0.13	2.9
4A355M2Y3	315	0.70	563	3.7	89.0	92.0	93.0	93.0	92.0	0.88	0.89	0.90	0.91	0.90	6.10	0.013	0.088	0.011	0.11	0.033	0.046	0.16	3.2

Таблиця А.2 – Довідкові дані АД з синхронною частотою 1500 об/хв

Типорозмір електродвигуна	P2ном, кВт	Електромагнітні навантаження			Енергетичні показники										Параметри схеми заміщення у відносних одиницях								J, кгм^2
		В, Тл	А, А/см	J, А/мм^2	КПД, % при P2/P2ном, %					cos(phi), при P2/P2ном, %					Xm	В номінальному режимі				При К.З.			
					25	50	75	100	125	25	50	75	100	125		R1`	X1`	R2``	X2``	R``2п	Р к.п.	Х к.п.	
Синхронна частота обертання 1500 об/хв.																							
4AA50A4Y3	0.06	0.64	136	4.5	25.0	40.0	50.0	50.0	49.5	0.31	0.41	0.51	0.60	0.68	1.20	0.160	0.170	0.220	0.17	0.220	0.380	0.34	0.000029
4AA50B6Y3	0.09	0.68	152	4.9	31.0	46.0	55.0	55.0	54.5	0.31	0.40	0.51	0.60	0.68	1.20	0.130	0.160	0.210	0.17	0.210	0.035	0.33	0.000033
4AA56A4Y3	0.12	0.71	146	6.2	40.0	55.0	63.0	63.0	61.5	0.30	0.43	0.56	0.66	0.70	1.20	0.180	0.087	0.150	0.15	0.150	0.320	0.23	0.0007
4AA56B4Y3	0.18	0.75	167	6.9	43.5	58.0	64.0	64.0	61.5	0.26	0.40	0.53	0.64	0.71	1.30	0.180	0.090	0.160	0.17	0.160	0.330	0.24	0.00079
4AA63A4Y3	0.25	0.82	162	6.8	49.0	63.0	68.0	68.0	65.5	0.26	0.41	0.54	0.65	0.72	1.40	0.150	0.082	0.140	0.17	0.140	0.290	0.25	0.0012
4AA63B4Y3	0.37	0.87	189	8.4	51.5	64.5	68.0	68.0	64.0	0.29	0.45	0.58	0.69	0.75	1.40	0.170	0.086	0.140	0.18	0.140	0.300	0.23	0.0014
4A71A4Y3	0.55	0.93	188	6.9	55.0	67.0	70.5	70.5	67.0	0.29	0.46	0.59	0.70	0.75	1.60	0.130	0.086	0.110	0.20	0.110	0.240	0.23	0.0023
4A71B4Y3	0.75	0.97	225	8.5	58.5	70.0	73.0	72.0	68.5	0.33	0.50	0.64	0.73	0.79	1.50	0.110	0.084	0.110	0.20	0.110	0.230	0.22	0.0024
4A80A4Y3	1.10	0.84	218	7.6	64.0	74.0	76.0	75.0	72.0	0.38	0.59	0.73	0.81	0.85	1.70	0.120	0.078	0.068	0.12	0.071	0.2	0.14	0.0032
4A80B4Y3	1.50	0.82	231	8.0	70.0	78.0	73.5	77.0	73.0	0.41	0.63	0.76	0.83	0.86	1.90	0.120	0.078	0.069	0.12	0.072	0.190	0.15	0.0033
4A90L4Y3	2.20	0.88	233	7.6	74.0	81.0	81.5	80.0	76.5	0.42	0.64	0.76	0.83	0.85	2.10	0.098	0.076	0.060	0.13	0.013	0.160	1.14	0.0056
4A1100S1Y3	3	0.90	246	6.6	75.5	82.0	83.0	82.0	79.5	0.43	0.65	0.77	0.83	0.85	2.20	0.078	0.079	0.053	0.13	0.057	0.140	0.14	0.0087
4A100L4Y3	4	0.87	254	6.3	79.5	84.5	85.0	84.0	81.5	0.46	0.68	0.79	0.84	0.86	2.40	0.067	0.079	0.053	0.14	0.058	0.130	0.15	0.011
4A112M4Y3	5.5	0.85	248	7.1	82.0	86.5	85.5	85.5	83.0	0.51	0.72	0.80	0.85	0.85	2.80	0.064	0.078	0.041	0.13	0.048	0.110	0.14	0.017
4A132S1Y3	7.5	0.90	252	5.9	77.5	86.0	87.5	87.5	86.0	0.53	0.71	0.83	0.86	0.87	3.00	0.048	0.085	0.033	0.13	0.040	0.088	0.15	0.028
4A132M4Y3	11	0.89	264	6.1	80.0	86.0	88.0	87.5	87.0	0.55	0.75	0.84	0.87	0.88	3.20	0.043	0.085	0.032	0.13	0.039	0.082	0.15	0.04
4A160S4Y3	15	0.72	314	5.7	86.0	89.5	89.5	88.5	86.5	0.63	0.81	0.87	0.88	0.88	4.00	0.047	0.086	0.025	0.13	0.038	0.085	0.15	0.1
4A160M4Y3	18.5	0.69	310	5.5	87.5	90.5	90.5	89.5	87.5	0.66	0.82	0.86	0.88	0.88	4.30	0.042	0.085	0.024	0.13	0.037	0.079	0.14	0.13
4A180S4Y3	22	0.74	333	5.4	85.5	89.5	90.0	90.0	87.0	0.65	0.82	0.87	0.90	0.89	4.00	0.041	0.080	0.021	0.12	0.034	0.076	0.15	0.19
4A180M4Y3	30	0.79	335	5.5	87.0	90.5	91.0	91.0	89.0	0.66	0.83	0.88	0.89	0.89	3.90	0.034	0.068	0.018	0.12	0.031	0.064	0.13	0.23
4A200M4Y3	37	0.76	368	5.9	87.0	90.5	91.0	91.0	90.5	0.67	0.84	0.89	0.90	0.90	4.40	0.039	0.086	0.018	0.14	0.035	0.074	0.16	0.37
4A200L4Y3	45	0.73	362	5.6	88.5	92.0	92.5	92.0	91.0	0.69	0.85	0.89	0.90	0.90	4.60	0.034	0.082	0.017	0.14	0.034	0.060	0.16	0.45
4A225M4Y3	55	0.76	370	5.3	88.5	92.0	92.5	92.5	91.5	0.68	0.84	0.89	0.90	0.90	4.20	0.027	0.086	0.015	0.14	0.030	0.058	1.15	0.64
4A250S4Y3	75	0.74	334	4.3	88.5	92.0	93.0	93.0	92.5	0.69	0.84	0.88	0.90	0.90	4.40	0.025	0.089	0.014	0.11	0.027	0.052	0.15	1
4A250M4Y3	90	0.70	413	4.4	89.0	92.5	93.0	93.0	92.0	0.73	0.87	0.90	0.91	0.90	5.00	0.024	0.093	0.014	0.12	0.029	0.054	0.15	1.2
4A280S4Y3	110	0.75	446	3.8	89.5	92.5	93.0	92.5	91.0	0.82	0.90	0.91	0.90	0.87	4.90	0.023	0.122	0.019	0.16	0.048	0.071	0.21	2.3
4A280M4Y3	132	0.79	473	3.9	90.0	93.0	93.5	93.0	91.5	0.81	0.90	0.91	0.90	0.87	4.50	0.021	0.115	0.018	0.15	0.047	0.068	0.20	2.5
4A315S4Y3	160	0.78	470	3.8	91.0	93.5	94.0	93.5	92.5	0.81	0.90	0.91	0.91	0.88	4.60	0.018	0.107	0.017	0.15	0.045	0.064	0.19	3.1
4A315M4Y3	200	0.79	462	3.8	91.5	94.0	94.5	94.0	93.0	0.82	0.90	0.92	0.92	0.89	4.10	0.014	0.086	0.014	0.12	0.038	0.052	0.19	3.6
4A355S4Y3	250	0.79	444	3.5	91.5	94.0	94.5	94.5	93.5	0.82	0.90	0.92	0.92	0.89	4.60	0.013	0.090	0.013	0.13	0.024	0.037	0.15	6
4A355M4Y3	315	0.72	439	3.4	92.5	94.5	95.0	94.5	93.5	0.85	0.92	0.92	0.92	0.89	5.70	0.012	0.099	0.014	0.14	0.027	0.039	0.16	7

ДОДАТОК Б. ОПИС МОДЕЛЮЮЧОЇ ПРОГРАМИ

Моделюючу програму складено в пакеті MatLab Simulink.

Структурна схема системи прямого векторного керування швидкістю складена у відповідності з рівняннями наведеними Розділу 7, показана на Рис. Б.1.

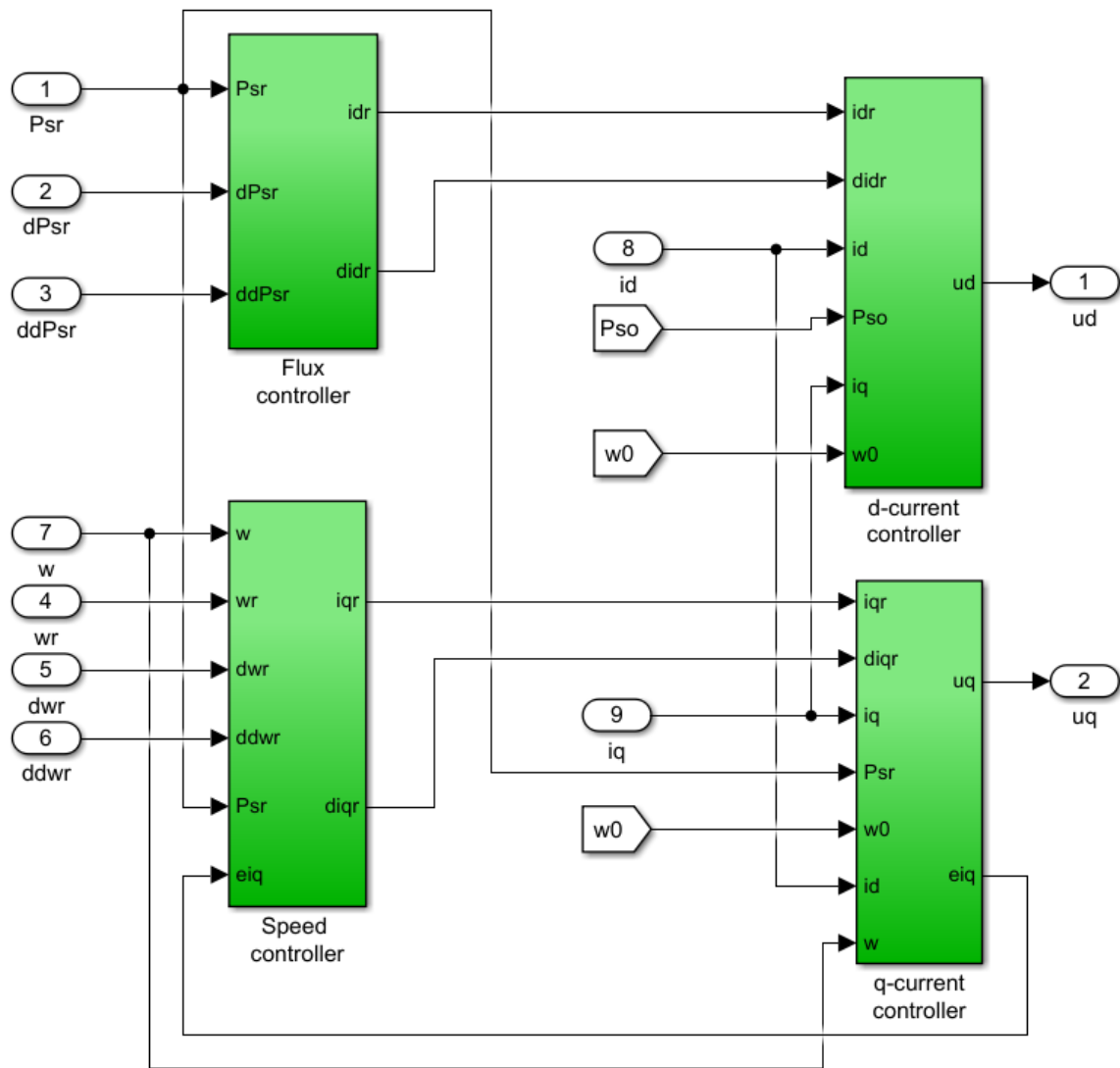


Рис. Б.1 – Структурна схема блоку регуляторів

Зовнішній вигляд основного вікна програми показано на Рис. Б.2. Основний блок моделі містить підпрограми що реалізують рівняння математичної моделі асинхронного двигуна (3.35), алгоритм векторного керування, перетворення координат із синхронної системи координат (d – q) в стаціонарну (a – b), а також допоміжні блоки.

Схеми регуляторів потокозчеплення, кутової швидкості, струмів i_d , i_q та спостерігача потокозчеплення показано на Рис. Б.3 – Рис. Б.7 відповідно.

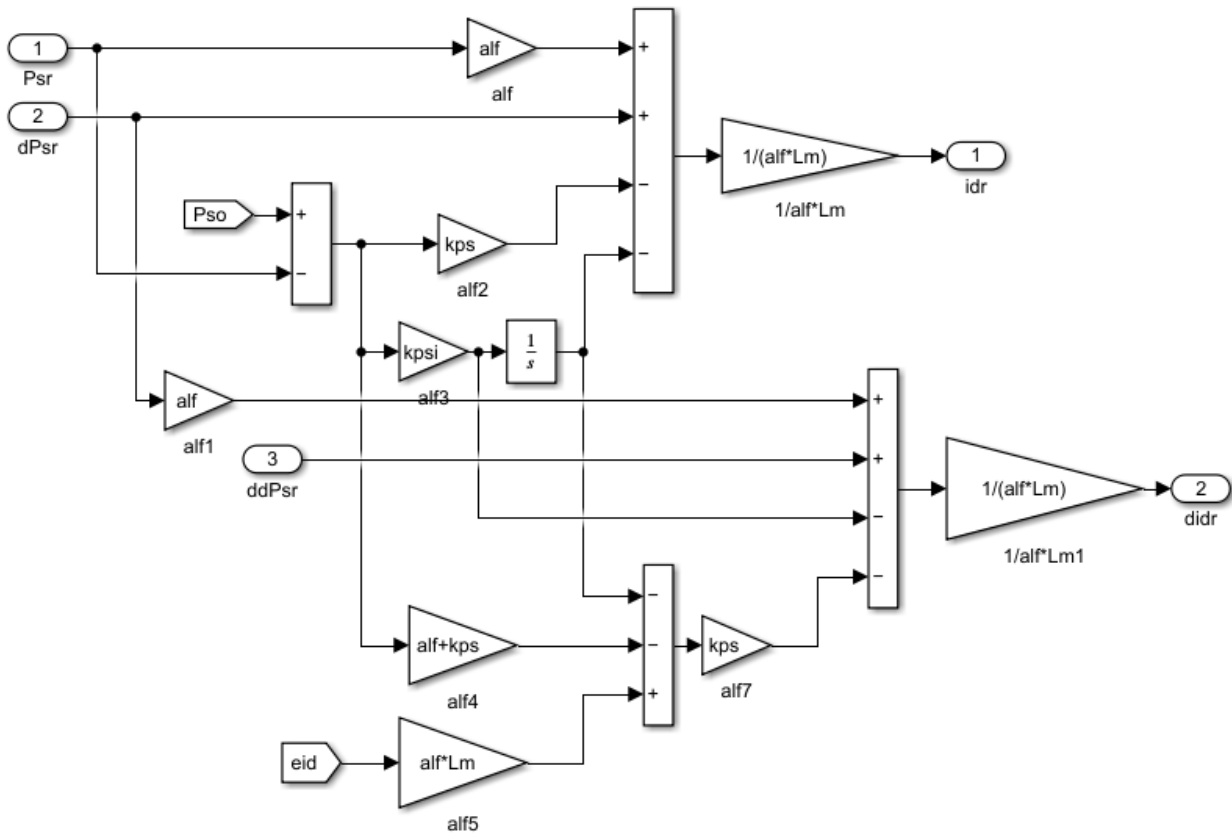


Рис. Б.3 – Схеми регулятора потокозчеплення

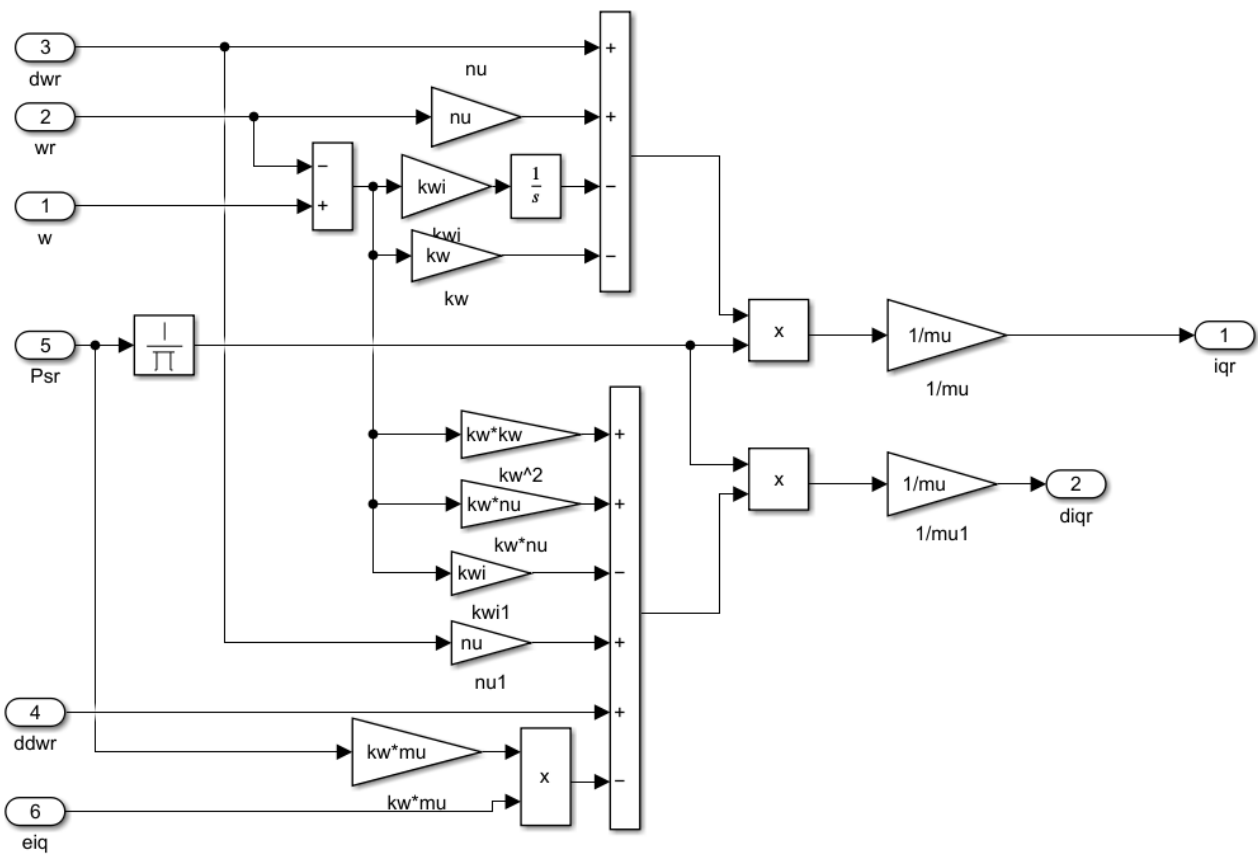
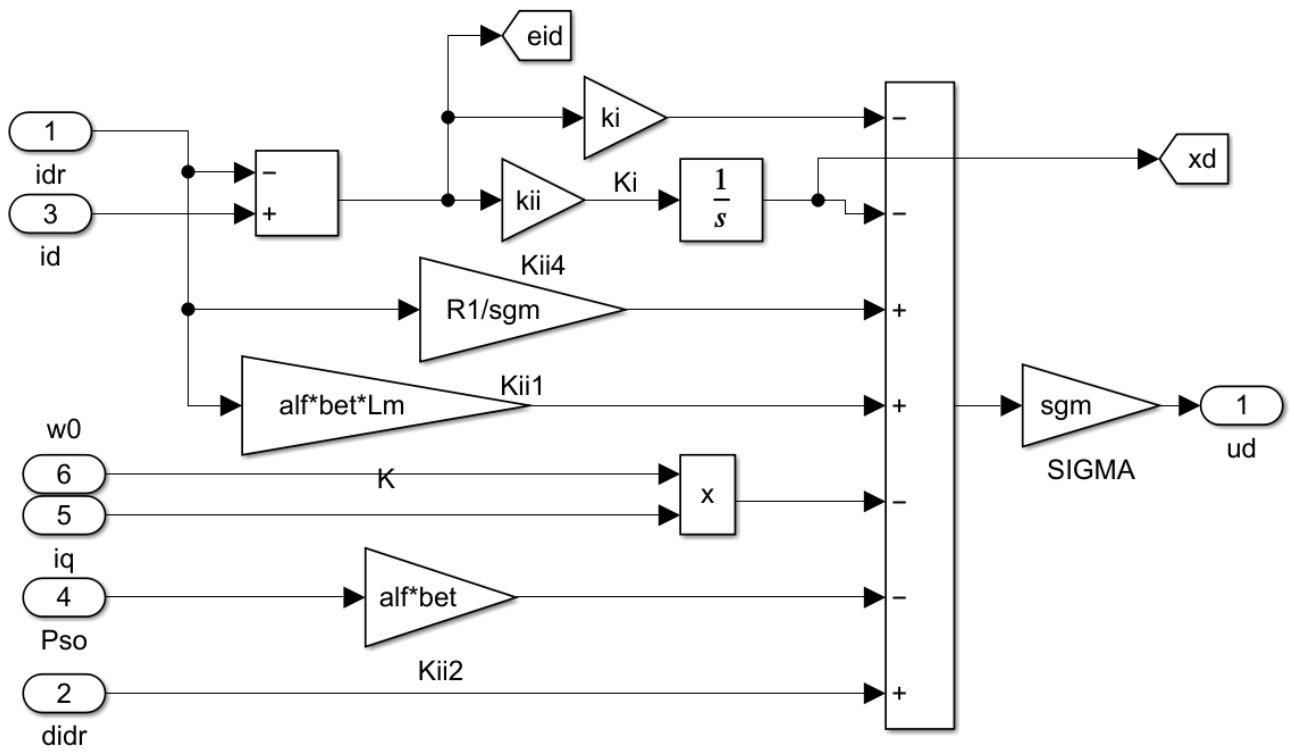
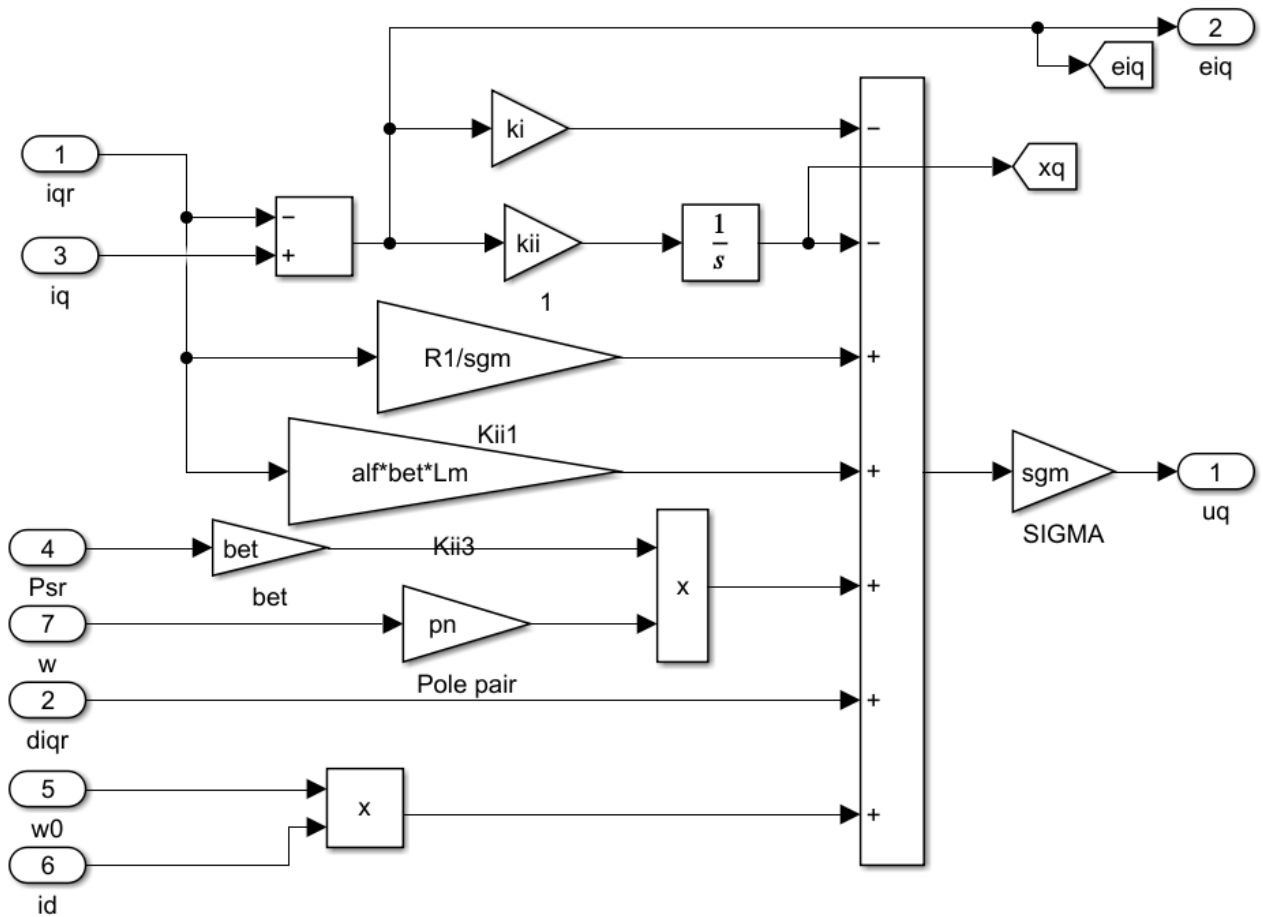


Рис. Б.4 – Схеми регулятора швидкості

Рис. Б.5 – Схеми регулятора струму i_d Рис. Б.6 – Схеми регулятора струму i_q

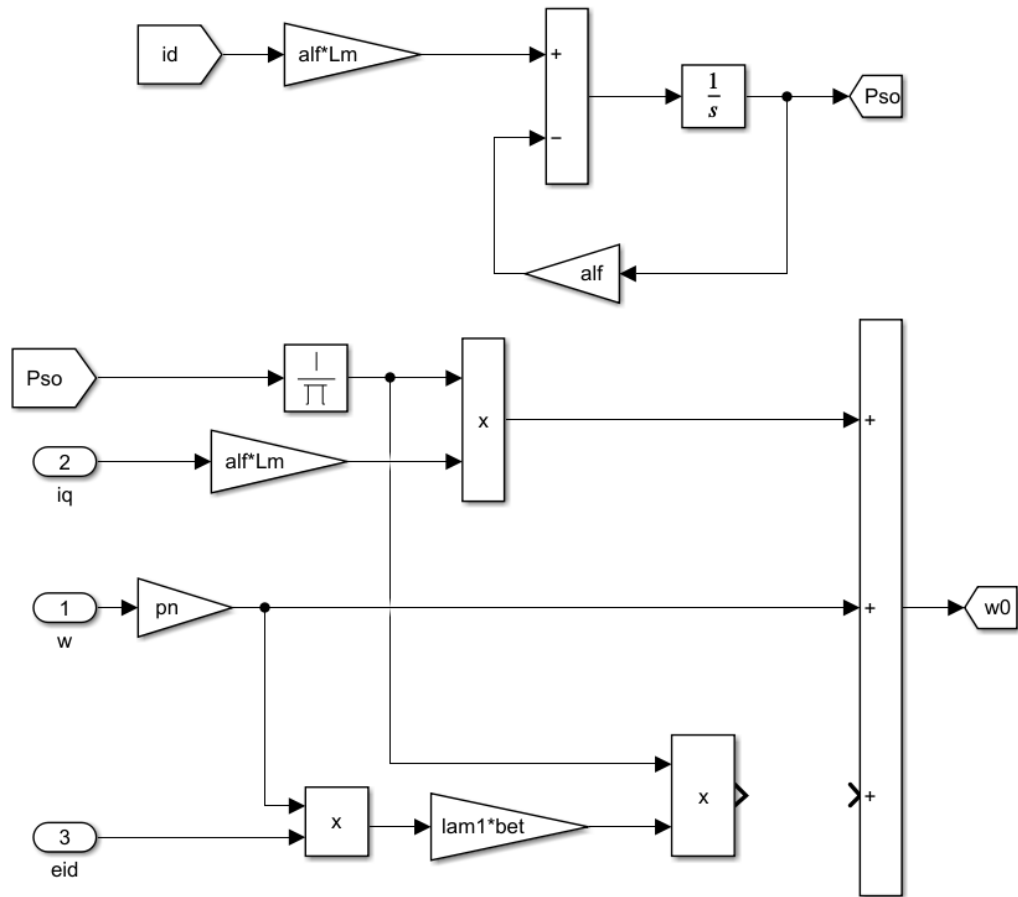


Рис. Б.7 – Схема спостерігача потокозчеплення

Електричні та механічні параметри двигуна, а також величина заданого потокозчеплення вводяться у вікні параметрів основного блоку моделюючої програми, показаного на Рис. Б.3.

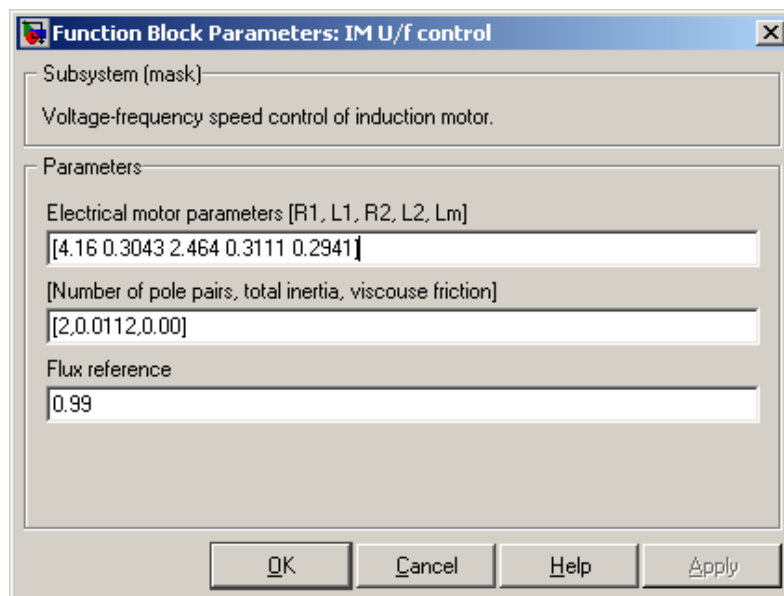


Рис. Б.8 – Вікно параметрів основного блоку моделюючої програми з даними двигуна 4A90L4Y3

Послідовність операцій керування двигуном задається набором параметрів блоків генерування заданих траєкторій кутової швидкості, потоку, та моменту навантаження, Рис. Б.4, Рис. Б.5.

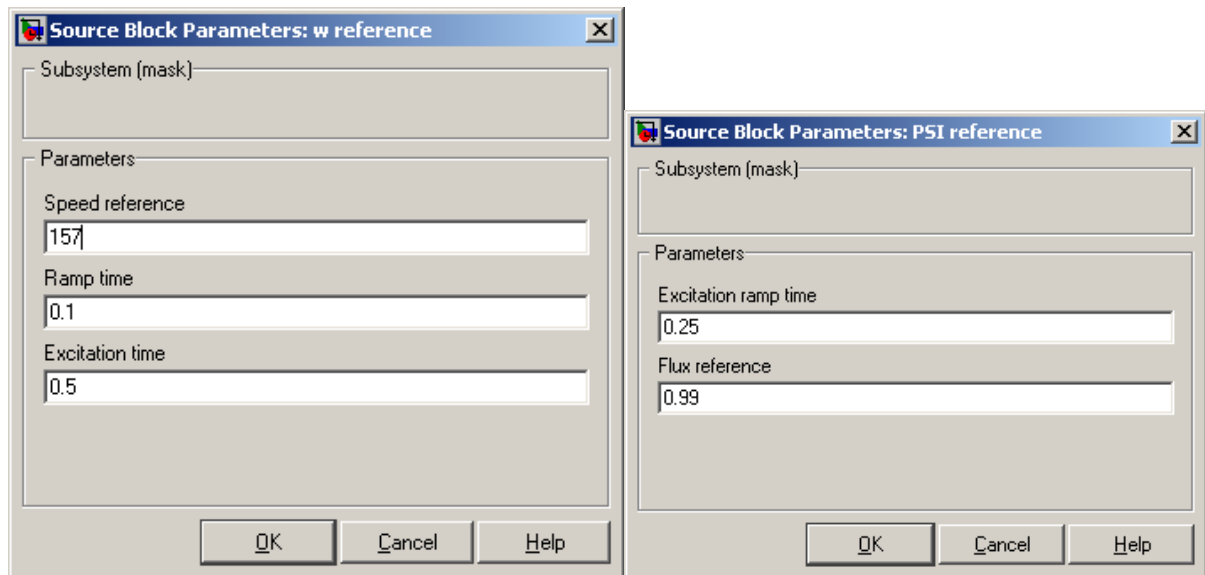


Рис. Б.9 – Параметри блоків генерування заданих траєкторій кутової швидкості та магнітного потоку

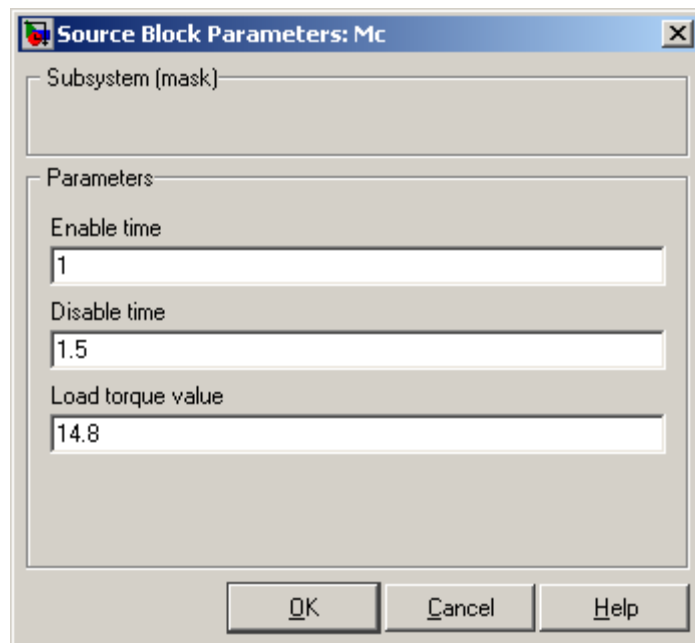


Рис. Б.10 – Параметри блоку генерування моменту навантаження

В блоках завдання швидкості та модуля потокозчеплення задаються: “Speed reference” – кінцеве значення заданої кутової швидкості, до якої має розігнатися двигун; “Ramp time” – час розгону; “Excitation time” – затримка часу перед запуском двигуна, яка призначена для забезпечення збудження машини;

“Excitation ramp time” – час, за який значення заданого потоку наростає від початкового $\psi^*(0) = 0.02$ Вб до кінцевого, заданого параметром “Flux reference”.

Для коректної роботи алгоритму обмеження напруги, значення параметру “Flux reference” в основному блоці та в блоці генерування заданої траєкторії магнітного потоку мають бути однаковими.

Профіль моменту навантаження визначається трьома параметрами: “Enable time” – час прикладання, “Disable time” – час зняття, “Load torque value” – значення моменту навантаження.

Відповідність розглянутих параметрів послідовності операцій керування двигуном проілюстрована на Рис. Б.6.

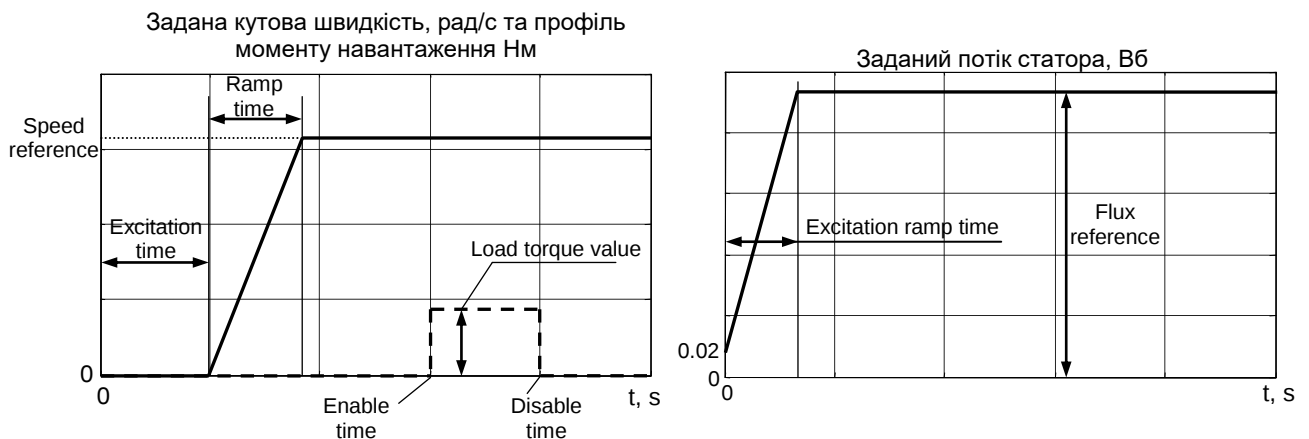


Рис. Б.11 – Параметри блоків завдання

ДОДАТОК В. ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ

Вимоги створено на основі ДСТУ 3008:2015 і загальних вимог до оформлення наукових робіт МОН і КПП. Курсовий проєкт друкується на окремих листах формату А4 і підшивається у папку або жорстко скріплюється.

Проєкт складається з наступних елементів:

- **Титульний аркуш;**
- **Зміст** (перелік усіх пунктів проєкту зі вказаними сторінками);
- **Завдання** до курсового проєкту (відповідно до варіанту);
- **Вступ** (актуальність роботи та її основні цілі);
- **Основна частина** (розділи з наведенням усіх проміжних розв’язків та необхідних пояснень і висновками);
- **Висновки** (що зроблено? Навіщо? Як можна використовувати?);
- **Список використаної літератури.**

Текст роботи повинен бути набраний за такими вимогами: **шрифт** – Times New Roman, розмір – 14; **інтервал** – 1,5; **відступ першої строки** – 1,25; **вирівнювання** – по ширині тексту. Кожен **розділ** повинен починатися з нової сторінки, **назви розділів** – жирним відступом знизу 6 пт, всі літери прописні, вирівнювання по центру. **Назви підрозділів** – жирним із відступом зверху і знизу 6 пт, вирівнювання справа. **Поля:** всі – 2 см.

Рисунки мають бути чіткими. Необхідно зберігати графіки з MatLab таким чином, щоб вони займали менший розмір, і при цьому зберігали найкращий вигляд. В різних версіях MatLab для цього необхідно встановити різні налаштування у меню «Сору Options». Після встановлення найкращої якості, рекомендується використовувати функцію «Зберігти як...» у форматі «**Стислий розширений метафайл.emz**». Розташовувати рисунки потрібно відразу після посилання на них з підписом і назвою посередині. **Таблиці** підписуються зверху зліва із звичайним відступом 1,25 см. Після таблиці необхідно зробити один відступ. **Нумерація** за розділом, наприклад, Рис. 3.1, Табл. 4.2.

Не допускається залишати «пусті місця» усередині розділів, необхідно переносити текст і формули, якщо рисунок/таблиця зайняли місце.

Всі формули необхідно набирати у редакторі MathType прямим 14-м шрифтом. Вирівнювати формули необхідно по середині сторінки. **Нумерація** за номером розділу типу (1.1), (2.4) наводиться справа за допомогою табуляції.

Сторінки **нумеруються** справа зверху. Перша сторінка не нумерується, але враховується як перша. Сторінка реферату нумерується у власній формі.

Посилання на літератури – в порядку посилання.

Інструкції з оформлення графічних матеріалів

Об'єктом дослідження є графіки перехідних процесів систем векторного керування. Необхідно виводити наступні величини без накладання графіків один на одний в окремих графічних вікнах, у відповідному масштабі, за яким видно увесь графік. Також при виводі однотипних графіків для кожного тесту масштаби величин мають бути обов'язково однаковими, щоби можна було наглядно порівнювати результати тестів.

Графіки та всі супровідні матеріали мають бути оформлені таким чином, щоб не визивати додаткових питань щодо умов тестування, тобто всі внутрішні і зовнішні координати системи керування мають бути відображені на графіках і пояснені в тексті. В подальших дослідженнях допускається виокремлювати найбільш важливі графіки і представляти їх окремо.

Графіки необхідно подавати згідно наведеного порядку в таблицях В.1 – В.3. Рекомендується виводити лінії обмеження для струму, напруги і активної потужності інвертора і моменту двигуна, щоб наочно показати режими, в яких знаходиться електропривод з врахуванням обраного типу живлення і встановленого обладнання.

Так як тест складається з класичних режимів для електропривода, необхідно налаштувати час моделювання і умови тесту таким чином, щоби максимально якісно відобразити режими роботи ЕП, без зайвих тривалих статичних режимів, особливо для двигунів малої і великої потужності. Звернути увагу на питання

вибору шагу моделювання – особливо для двигунів малої потужності встановити не більше $1e-5$ с.

Кожний наведений графік має бути проаналізовано в тексті, тобто відповісти на питання – чому вони є такими. Якщо графіки змінилися при зміні умов тестування, необхідно не повторювати вже набраний текст, а описати лише те, що змінилося і завдяки чому.

Таблиця В.1 – Набір і розташування графічних вікон заданих величин

Задана швидкість і профіль моменту навантаження	Задане потокозчеплення
---	------------------------

Таблиця В.2 – Набір і розташування графічних вікон змінних #1

Похибка відпрацювання швидкості	Похибка відпрацювання потоку
Заданий моментоутворюючий струм i_q	Заданий потокоутворюючий струм i_d
Похибка регулювання струму i_q	Похибка регулювання струму i_d
Керуючий вплив u_q	Керуючий вплив u_d

Таблиця В.3 – Набір і розташування графічних вікон змінних #2

Напруга u_a	Струм i_a
Модуль напруги інвертора з обмеженням	Модуль струму
Механічна потужність	Момент двигуна
Активна потужність	Реактивна потужність

На окремих листах А1 (листи графічної частини) необхідно побудувати структурну схему алгоритму векторного керування швидкістю АД, а також функціональну схему асинхронного електроприводу з деталізацією вибраних елементів перетворювача частоти.