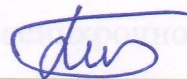


Національний університет кораблебудування
імені адмірала Макарова

Навчально-науковий інститут автоматики та електротехніки
(повна назва інституту/факультету)

Кафедра автоматики
(повна назва кафедри)

«До захисту допущено»
Завідувач кафедри


(підпис)

I. С. Білюк

« 15 » 12 2025 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
на здобуття ступеня магістра

зі спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
(код та назва спеціальності)

освітня програма Електромеханічні системи автоматизації та електропривод
(назва освітньої програми)

на тему: Синтез цифрового регулятора асинхронного електропривода в MATLAB

Виконав: студент групи 6371мз

Руденко Ігнат Олександрович

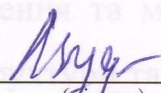
(прізвище, ім'я, по батькові)


(підпис)

Керівник доц. каф. автоматики, к.т.н.

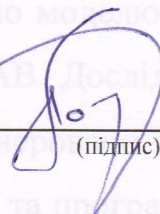
доц. Зубарев А. А.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)


(підпис)

Рецензент доц. каф. СЕЕС, к.т.н.,
доц. Новогрецький С. М.

(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали)


(підпис)

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

Студент


(підпис)

м. Миколаїв – 2025 року

РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота: 100 с., 4 р., 29 рис., 6 табл., 1 дод., 20 джерел.

Ключові слова: асинхронний електропривод, векторна система, моделювання, перехідні процеси, показники якості, цифровий регулятор.

Об'єкт дослідження – перехідні процеси в асинхронному електроприводі з цифровим регулятором.

Мета роботи – синтез цифрового регулятора асинхронного електропривода в MATLAB.

Методи дослідження – моделювання перехідних процесів в асинхронному електроприводі з використанням сучасної теорії автоматичного керування та електропривода, імітаційне моделювання в MATLAB, обробка та аналіз отриманих результатів.

У першому розділі проаналізовано способи керування асинхронних електроприводів та визначено особливості математичного опису динамічної моделі системи векторного керування асинхронного електропривода. Розглянуто загальні підходи та основні методи синтезу цифрових регуляторів. Розділ 2 містить вибір та обґрунтування методу наукового дослідження, алгоритм дослідження та метод розв'язання поставленого завдання. У розділі 3 виконано синтез структури та розрахунок параметрів цифрового регулятора швидкості та проведено моделювання асинхронного електропривода з цифровим регулятором в MATLAB. Досліджено вплив параметрів цифрового регулятора на якість керування. Згенеровано відповідно до МЕК 61131 код для програмованих логічних контролерів та програмованих контролерів автоматизації. В розділі 4 розглянуті питання з охорони праці. Додаток містить слайди мультимедійної презентації.

Об'єкт дослідження. Перехідні процеси в асинхронному електроприводі з цифровим регулятором.

Предмет дослідження. Параметри цифрового регулятора швидкості, які впливають на показники якості керування векторної системи керування асинхронного електропривода.

Методи дослідження. Теоретичні дослідження виконані із залученням сучасної теорії електропривода, методів теорії автоматичного керування та комп'ютерного моделювання в MATLAB.

ABSTRACT

Qualification work: 100 p., 4 p., 29 fig., 6 tab., 1 appendix, 20 sources.

Keywords: asynchronous electric drive, vector system,

modeling, transient processes, quality indicators, digital controller.

The object of research is transient processes in an asynchronous electric drive with a digital controller.

The purpose of the work is the synthesis of a digital controller for an asynchronous electric drive in MATLAB.

Research methods are modeling transient processes in an asynchronous electric drive using the modern theory of automatic control and electric drives, simulation modeling in MATLAB, processing and analysis of the results obtained.

The first section analyzes the methods of controlling asynchronous electric drives and determines the features of the mathematical description of the dynamic model of the vector control system for an asynchronous electric drive. General approaches and basic methods for the synthesis of digital controllers are considered. Section 2 contains the choice and justification of the scientific research method, the research algorithm and the method for solving the task. Section 3 synthesizes the structure and calculates the parameters of a digital speed controller and models an asynchronous electric drive with a digital controller in MATLAB. The influence of the parameters of a digital controller on the quality of control is studied. Code for programmable logic controllers and programmed automation controllers is generated in accordance with IEC 61131. Section 4 considers issues of labor protection. The appendix contains slides of a multimedia presentation.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ ЗА ТЕМОЮ І ВИБІР НАПРЯМІВ ДОСЛІДЖЕНЬ	7
1.1 Аналіз сучасних способів керування асинхронних електроприводів ...	7
1.2 Математичний опис та побудова динамічної моделі асинхронного двигуна	14
1.3 Динамічна модель системи векторного керування асинхронного електропривода.....	29
1.4 Методи синтезу цифрових регуляторів	34
1.5 Висновки до розділу 1	40
2 ЗАГАЛЬНІ ПІДХОДИ І ОСНОВНІ МЕТОДИ ДОСЛІДЖЕНЬ	41
2.1 Вибір та обґрунтування методу наукового дослідження.....	41
2.2 Структурно-логічна схема.....	43
2.3 Вибір методів розв’язання поставленої задачі.....	45
2.4 Висновки до розділу 2	49
3 ОПИС ТЕОРЕТИЧНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ	
АНАЛІЗ І УЗАГАЛЬНЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДОСЛІДЖЕНЬ	50
3.1 Загальна характеристика об’єкта керування	50
3.2 Синтез структури та розрахунок параметрів цифрового регулятора швидкості.....	58
3.3 Моделювання асинхронного електропривода з цифровим регулятором в MATLAB	67
3.4 Розробка алгоритму керування для програмованих логічних контролерів в MATLAB	78
3.5 Висновки до розділу 3	81
4 ОХОРОНА ПРАЦІ	82
4.1 Аналіз небезпечних та шкідливих факторів і їх вплив на людину при обслуговуванні верстата 16Б16Т1.....	83
4.2 Розрахунок захисного заземлення.....	89

4.3 Заходи щодо техніки безпеки при виконанні робіт на верстаті 16Б16Т1	91
4.4 Висновки до розділу 4	97
ВИСНОВКИ.....	98
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	99
ДОДАТОК А. Мультимедійна презентація.....	101

ВСТУП

Актуальність теми. Успіхи в розвитку мікропроцесорної техніки, в силовій електроніці привели до створення принципово нових засобів і методів побудови електромеханічних систем. Сьогодні особлива увага приділяється побудові систем керування електроприводів, структура яких містить пристрої цифрової техніки. Це особливо важливо, оскільки в найближчому майбутньому очікується перехід повністю до цифрових систем керування. Крім того, у зв'язку з повсюдним розвитком сучасних комп'ютерних технологій істотно змінилися підходи до вирішення проблем проектування систем керування електроприводів. Прикладні пакети MATLAB, DesignLab, WorkBanch, OrCad, VisSim та ін., використовувані для дослідження і проектування електромеханічних систем, дозволили якісно змінити і істотно розширити можливості проектувальника. Одним з найбільш перспективних прикладних пакетів заслужено вважається пакет MATLAB з широко розвиненими розширеннями (Toolboxes) і пакет Simulink зі своїми розширеннями (Blocksets).

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є синтез цифрового регулятора асинхронного електропривода в MATLAB. Щоб досягти поставленої мети, слід розв'язати наступні завдання:

- 1) проаналізувати способи керування асинхронних електроприводів та визначити особливості математичного опису динамічної моделі системи векторного керування асинхронного електропривода;
- 2) розглянути загальні підходи та основні методи синтезу цифрових регуляторів;
- 3) виконати синтез структури та розрахунок параметрів цифрового регулятора швидкості та провести моделювання асинхронного електропривода з цифровим регулятором в MATLAB. Дослідити вплив параметрів цифрового регулятора на якість керування;
- 4) згенерувати відповідно до МЕК 61131 код для програмованих логічних контролерів та програмованих контролерів автоматизації.

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ ЗА ТЕМОЮ ДОСЛІДЖЕНЬ

1.1 Аналіз сучасних систем керування асинхронних електроприводів

Характерною тенденцією автоматизованого електропривода є все більш широке застосування асинхронних двигунів (АД). Вони прості і надійні в експлуатації, можуть довгостроково працювати при підвищених швидкостях і температурах, в агресивних і вибухонебезпечних середовищах, для їх виготовлення потрібно менше кольорових металів, вони мають менші масу, габарити і вартість. Розширюються й можливості систем керування асинхронних електроприводів за рахунок створення керованих перетворювачів напруги і частоти, а також мікропроцесорних пристроїв з високою швидкістю і великим обсягом пам'яті.

1.1.1 Скалярне керування. Асинхронний електропривод зі скалярним керуванням є в даний час найбільш поширеним. Він застосовується у складі приводів насосів, вентиляторів, компресорів та інших механізмів, для яких важливо підтримувати швидкість обертання валу двигуна (при цьому використовується датчик швидкості) або технологічний параметр (наприклад, тиск у трубопроводі). Скалярним регулюванням, або U/f -регулюванням швидкості електропривода з асинхронним двигуном називають регулювання, при якому зміна швидкості досягається шляхом впливу на частоту напруги на статорі при одночасній зміні модуля цієї напруги. Спосіб регулювання базується на схемі заміщення асинхронного двигуна і на виразі для електромагнітного моменту. Керованість АД при цьому може забезпечуватися спільним регулюванням або частоти і напруги, або частоти і струму

обмотки статора. Перший спосіб прийнято трактувати як частотне керування, другий – як частотно-струмове. Вибір способу і принципу керування визначається сукупністю статичних, динамічних та енергетичних вимог до асинхронного електропривода. Основний недолік згаданих принципів керування полягає в труднощі реалізації бажаних законів регулювання швидкості та моменту двигуна в динамічних режимах. Пов'язано це з дуже складними електромагнітними процесами, що протікають в асинхронному двигуні. Скалярне частотно-струмове керування АД характеризується малим критичним ковзанням і сталістю критичного моменту при сталості напруги двигуна, струму та зміні його частоти. Однак в розімкнених системах подібне керування практично виключено, оскільки із збільшенням навантаження (ковзання) різко падає магнітний потік АД і для забезпечення бажаних перевантажувальних здібностей АД з моменту потрібно помітне перевищення номінальних значень напруги живлення і струму статора. У разі якщо до динаміки привода не пред'являється особливих вимог, а статичні характеристики відповідають умовам поставленої задачі, то найбільш простим і ефективним рішенням є використання частотного регулювання в розімкненій системі. У подібних системах частота і напруга живлення АД формуються пропорційно напрузі керування в перетворювачі частоти (ПЧ) на базі автономного інвертора напруги (АІН). Функціональна схема такої системи наведена на рисунку 1.1.

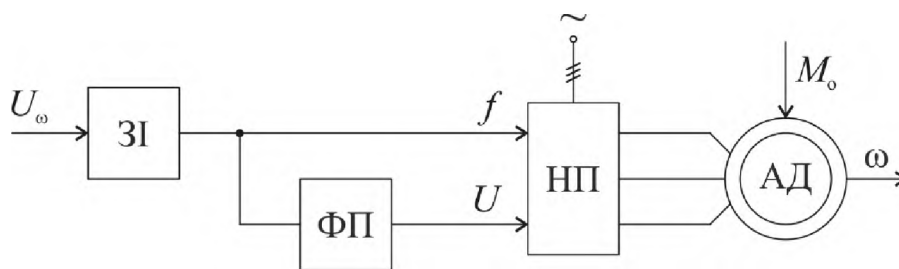


Рисунок 1.1 – Функціональна схема розімкненої системи частотного керування

Тут статор АД підключений до ПЧ з напівпровідниковим перетворювачем НП, що має два незалежних канали керування амплітудою U і частотою f вихідної напруги або струму. НП зазвичай являє собою АІН з широтно-імпульсною модуляцією ШІМ. Функціональний перетворювач ФП необхідний для формування закону керування напругою або струмом статора АД в залежності від частоти, тобто частота в такій системі є незалежним параметром, що визначає швидкість обертання АД з точністю до ковзання. Задатчик інтенсивності ЗІ служить для налаштування швидкості наростання і спаду вхідного сигналу, що виключає електричні та механічні перевантаження. Ретельне його налаштування особливо необхідно, якщо ПЧ неререверсивний, тобто не володіє здатністю двостороннього обміну енергією між мережею живлення і АД, оскільки в цьому випадку кінетична енергія, накопичена обертовими масами, при гальмуванні буде розсіюватися в перетворювачі, створюючи неприпустимі перевантаження або навіть аварійні режими. При частотно-струмовому керуванні, тобто коли ПЧ працює в режимі джерела струму, механічні характеристики АД не залежать від частоти і володіють істотно меншим критичним ковзанням. Крім того, АД розвиває значно більший момент на валу при тій же струмі статора. Тим не менш позитивні властивості частотно-струмового керування можна використовувати тільки в замкненій системі з струмом статора, що змінюється в функції абсолютного ковзання, так як в протилежному випадку необхідна перевантажувальна здатність досягається значним збільшенням напруги та струму, що неприпустимо в тривалому режимі. Формування необхідних статичних і динамічних властивостей асинхронного частотно-регульованого електропривода можливо лише в замкненій системі регулювання.

Такими координатами можуть бути струм та ЕРС статора (I_s , E_s), основний магнітний потік АД (ψ_δ), частота обертання (ω) і частота ротора або абсолютного ковзання (β). Функціональна схема замкненої системи частотного керування показана на рисунку 1.2.

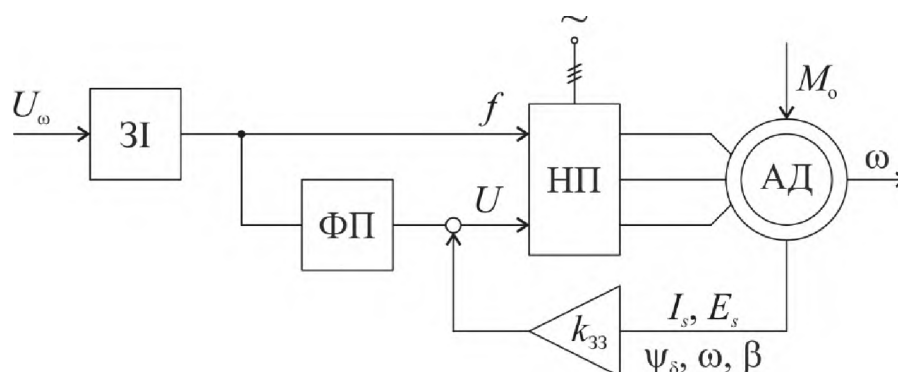


Рисунок 1.2 – Функціональна схема замкненої системи частотного керування

Вибір сигналу зворотного зв'язку визначається безліччю умов: характером навантаження, технічними вимогами до привода, можливістю використання сигналів, що формуються в інших контурах керування. Створення зворотного зв'язку з магнітного потоку в зазорі вимагає установки датчиків Хола, за ЕРС статора – укладання вимірювальної обмотки (витків) у пази статора. Сигнали абсолютного ковзання і частоти обертання вимагають встановлення тахогенератора, що найчастіше виправдано тільки у випадку необхідності використання зворотного зв'язку по швидкості для отримання заданого статизму механічних характеристик. Найбільш доступним сигналом для частотного керування є струм статора, і саме він використовується в більшості приводів широкого застосування. В даний час при розробці електроприводів спостерігається наступна тенденція: для ПЧ, що реалізують просте скалярне керування електродвигуном пропонуються найпростіші

схемотехнічні рішення, при цьому не ускладнюються програмне забезпечення та алгоритми роботи IGBT-модулів. Варто зазначити, що важливою перевагою скалярного методу є можливість одночасного керування групою електродвигунів.

1.1.2 Векторне керування. У 1971 р. Ф. Блешки запропонував новий принцип керування. У відповідності з ним рівняння руху розглядаються не в стаціонарній системі координат, а в системі координат Парка-Горєва, пов'язаній з потокозчеплення ротора. В цій обертовій системі координат всі основні змінні змінюються не за гармонійним законом, а як в двигуні постійного струму. Це дозволило будувати системи керування АД за тим же принципами, що і системи керування двигунів постійного струму, зокрема за принципом підлеглого керування, який отримав назву Field Oriented Control (керування по полю машини). У відповідності з цим принципом керування всі багатофазні змінні (струми, напруги, потокозчеплення) формують відповідні вектори, поведінка яких розглядається або у векторному вигляді, або в проекціях на дві осі обертової системи координат. Векторне керування теоретично дозволяло досягти в АД тих же регульовальних характеристик, що і в двигунах постійного струму. Однак для реалізації векторного керування треба мати інформацію про всі вектори стану асинхронного двигуна. У 1970-х роках це пропонувалося забезпечувати за рахунок установки всередині АД датчиків Хола, з допомогою яких вимірюється потокозчеплення в повітряному зазорі АД, і тахогенераторів або імпульсних датчиків, які дають можливість виміряти кутову швидкість ротора. Однак встановлення цих датчиків вимагало заміни або доопрацювання величезного парку загальнопромислових АД, які не призначалися для регулювання і не були забезпечені цими датчиками. Наявність тахогенератора

і датчиків Хола істотно погіршували експлуатаційні характеристики АД в порівнянні з двигунами постійного струму. До систем з прямою орієнтацією по полю відносять тільки ті, в яких здійснюється безпосереднє вимірювання потоку з допомогою тих або інших датчиків або в яких потік розраховується за моделлю двигуна, так як це дає можливість, так само як при безпосередньому вимірюванні потоку, побудувати замкнений контур його регулювання. До систем з непрямим вимірюванням, в цьому випадку, відносять тільки системи, в яких потік не вимірюється і не розраховується, а формується шляхом завдання інших змінних.

На рисунку 1.3 показано структуру привода, який працює за принципом векторного керування з прямою орієнтацією по полю. На даному рисунку АД представлений у вигляді математичної моделі у обертовій системі координат α, β , яка постійно ідентифікує необхідні змінні. Пряме і зворотне перетворення в систему координат α, β здійснюють перетворювачі координат ПК, в функції яких входить перетворення трифазних змінних у двофазні і навпаки. В моделі двигуна за істинним значенням струмів $i_{s\alpha}$ і $i_{s\beta}$ розраховуються значення електромагнітного моменту M_{EM} і потокозчеплення ротора ψ , який визначено базовим. Там же розраховується миттєве значення кута повороту ϕ обертової системи координат α, β відносно нерухомої системи координат x, y , яке використовується в схемі ПК, порівнюється з сигналом завдання ψ^* на вході регулятора потоку РП, а момент двигуна M – з сигналом завдання моменту M^* на вході регулятора моменту РМ. Контур регулювання моменту виконаний як внутрішній по відношенню до зовнішнього контуру швидкості з регулятором швидкості РШ.

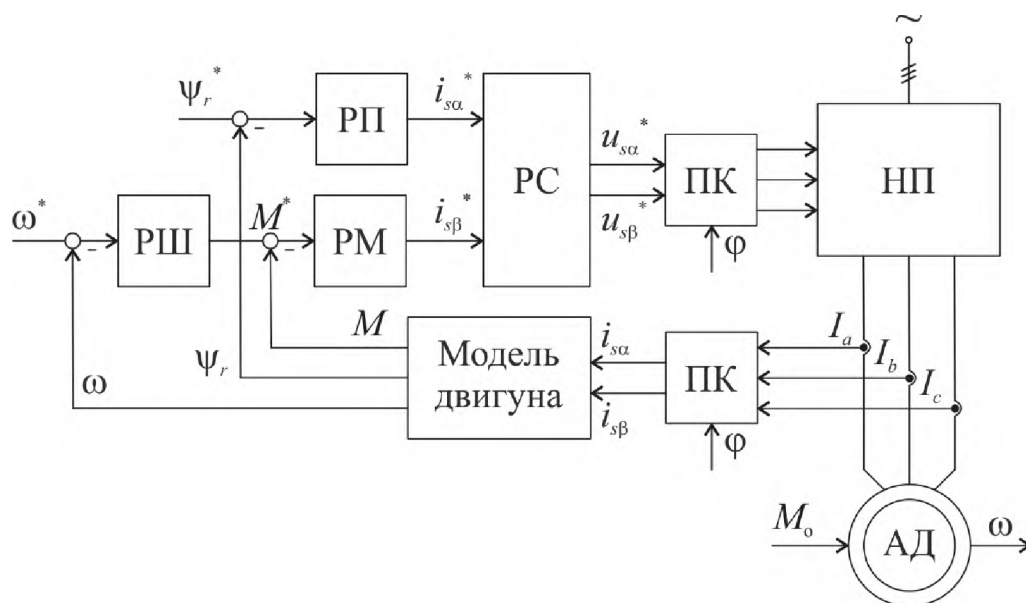


Рисунок 1.3 – Структура привода з прямою орієнтацією по полю

Система з непрямою орієнтацією по полю (рисунок 1.4) не містить вузлів вимірювання або розрахунку потокозчеплення ротора ψ_r . Необхідні сигнали задання складових струму статора формуються на підставі заданих значень потокозчеплення ψ та електромагнітного моменту $M_{\text{ЕМ}}$. При визначенні задаються значення струмів та використовується математичний опис двигуна у вигляді структурної схеми з орієнтацією вектора ψ_r по осі α .

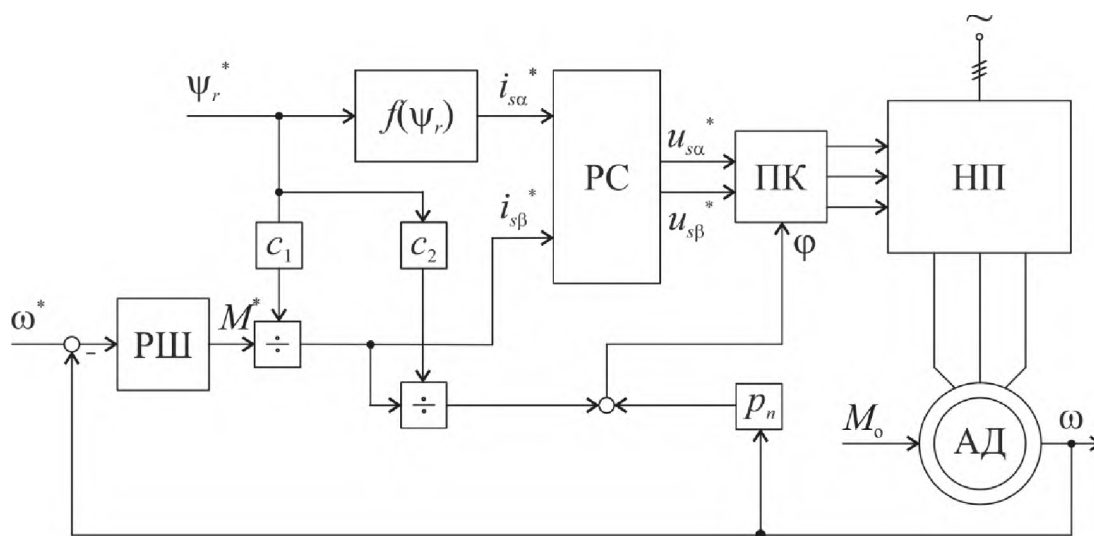


Рисунок 1.4 – Структура привода з непрямою орієнтацією по полю

Як в системах векторного керування з прямим вимірюванням потоку, так і в системах з непрямым вимірюванням потоку відсутність датчиків потокозчеплення компенсується обчисленнями з диференціальних рівнянь, що описують роботу АД, і до яких входять неточно відомі та змінні параметри, такі як опори ротора і статора, приведений момент інерції ротора, момент навантаження. Власні індуктивності ротора і статора, а також їх взаємна індуктивність внаслідок ефекту магнітного насичення мають складну залежність від струму намагнічування. У зв'язку з цим системи векторного керування без спеціальних заходів є дуже чутливими до невідзначеності цих параметрів.

Недоліком розглянутих алгоритмів векторного керування є великий обсяг обчислень при прямому і зворотному взаємних перетвореннях між нерухомою і рухомою системами координат, а також наявність запізнювання у формуванні електромагнітного моменту.

1.2 Математичний опис та побудова динамічної моделі асинхронного двигуна

При математичному описі асинхронної машини використовуються загальноприйняті допущення і обмеження, а саме:

- магнітна система машини не насичена;
- втрати в сталі відсутні;
- фазні обмотки машини симетричні і зрушені суворо на 120° (для трифазних машин);

- магніторухливі сили обмоток і магнітні поля розподілені уздовж окружності повітряного зазору за синусоїдальним законом;
- величина повітряного зазору постійна;
- ротор машини симетричний;
- реальна розподілена обмотка замінена еквівалентною зосередженою, що створює ту ж магніторухливі сили.

Сучасний рівень розвитку обчислювальної техніки, взагалі кажучи, дає принципову можливість з урахуванням зроблених припущень будувати модель асинхронного двигуна в фазних координатах. Однак структурна схема моделі при цьому виходить досить складною через наявність змінних коефіцієнтів в рівняннях зв'язку фазних струмів і потокозчеплень машини, що залежать від миттєвого значення кута повороту ротора щодо магнітних осей статора двигуна. З метою спрощення математичних моделей систему рівнянь трифазної асинхронної машини, записану в фазних координатах, прийнято представляти в ортогональній системі координат (х-у), що обертається в просторі в загальному випадку з довільною кутовою швидкістю.

Еквівалентні напруги статора в системі координат (х-у) пов'язані з фазними напругами трифазного машини наступне співвідношення:

$$\begin{aligned} U_{sx} &= \frac{2}{3} \left[U_{\phi A} \cos \omega_K t + U_{\phi B} \cos \left(\omega_K t - \frac{2\pi}{3} \right) + U_{\phi C} \cos \left(\omega_K t + \frac{2\pi}{3} \right) \right], \\ U_{sy} &= -\frac{2}{3} \left[U_{\phi A} \sin \omega_K t + U_{\phi B} \sin \left(\omega_K t - \frac{2\pi}{3} \right) + U_{\phi C} \sin \left(\omega_K t + \frac{2\pi}{3} \right) \right]. \end{aligned} \quad (1.1)$$

Аналогічні співвідношення пов'язують еквівалентні значення струмів і потокозчеплення двигуна з відповідними фазними значеннями змінних. Підставляючи в ці рівняння вирази для реальних фазних напруг

$$\begin{aligned} U_{\Phi A} &= U_m \cos(\omega_0 t + \phi_0); \\ U_{\Phi B} &= U_m \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + \phi_0\right); \\ U_{\Phi C} &= U_m \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + \phi_0\right). \end{aligned} \quad (1.2)$$

можна отримати вирази для складових напруг в еквівалентній двофазній системі координат:

$$\begin{aligned} U_{sx} &= U_m \cos[(\omega_0 - \omega_k)t + \phi_0], \\ U_{sy} &= U_m \sin[(\omega_0 - \omega_k)t + \phi_0]. \end{aligned} \quad (1.3)$$

де U_m – амплітудне значення фазної напруги;

ω_0 – частота обертання поля статора двигуна в просторі;

ϕ_0 – початкова фаза напруги фази А двигуна.

Система рівнянь електромагнітного рівноваги асинхронного двигуна в формі Коші в системі координат (х-у) може бути представлена наступним чином:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{sx}}{dt} &= U_{sx} - R_s i_{sx} + \omega_k \Psi_{sy}; \\ \frac{d\Psi_{sy}}{dt} &= U_{sy} - R_s i_{sy} + \omega_k \Psi_{sx}; \\ \frac{d\Psi_{rx}}{dt} &= -R_r i_{rx} + (\omega_k - \omega) \Psi_{ry}; \\ \frac{d\Psi_{ry}}{dt} &= -R_r i_{ry} - (\omega_k - \omega) \Psi_{rx}, \end{aligned} \quad (1.4)$$

де Ψ_{sx}, Ψ_{sy} – потокозчеплення еквівалентних статорних контурів;

Ψ_{rx}, Ψ_{ry} – потокозчеплення еквівалентних роторних контурів;

i_{sx}, i_{sy} – еквівалентні струми статора;

i_{rx}, i_{ry} – еквівалентні струми ротора;

R_s, R_r – активні опори фазних обмоток статора і ротора;

ω – частота обертання ротора двигуна.

Для вирішення цієї системи рівнянь її необхідно доповнити рівняннями зв'язку еквівалентних струмів і потокозчеплень машини. В системі координат (х-у) еквівалентні потокозчеплення і струми статора і ротора двигуна пов'язані один з одним наступними рівняннями:

$$\begin{aligned}\Psi_{sx} &= L_s i_{sx} + L_m i_{rx}; \\ \Psi_{sy} &= L_s i_{sy} + L_m i_{ry}; \\ \Psi_{rx} &= L_m i_{sx} + L_r i_{rx}; \\ \Psi_{ry} &= L_m i_{sy} + L_r i_{ry},\end{aligned}\tag{1.5}$$

де L_m – взаємна індуктивність, що враховує магнітний зв'язок однієї фази статора з трьома обмотками ротора і відповідно однієї обмотки ротора з трьома обмотками статора;

$L_s = L_m + L_{os}$ – індуктивність обмотки статора, що враховує магнітний зв'язок з двома іншими фазними обмотками статора;

$L_r = L_m + L_{or}$ – індуктивність обмотки ротора, що враховує магнітний зв'язок з двома іншими фазними обмотками ротора;

L_{os} – індуктивність розсіювання фазної обмотки статора;

L_{or} – індуктивність розсіювання фазної обмотки ротора.

Коефіцієнти в рівняннях зв'язку між еквівалентними струмами і потокозчепленням не залежить від миттєвого значення кута повороту ротора щодо магнітної осі статора двигуна. Для побудови математичної моделі асинхронного двигуна

зручніше користуватися зворотними залежностями, тобто залежностями $i = f(\psi)$, які мають вигляд:

$$\begin{aligned} i_{sx} &= \frac{1}{\sigma L_s} \Psi_{sx} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_{rx}; \\ i_{sy} &= \frac{1}{\sigma L_s} \Psi_{sy} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_{ry}; \\ i_{rx} &= -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_{sx} + \frac{1}{\sigma L_r} \Psi_{rx}; \\ i_{ry} &= -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_{sy} + \frac{1}{\sigma L_r} \Psi_{ry}, \end{aligned} \quad (1.6)$$

де $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$ – коефіцієнт розсіювання двигуна.

Як було показано вище, вираз для електромагнітного моменту асинхронного двигуна являє собою векторний добуток будь-якої пари просторових векторів струмів і потокозчеплення. Таким чином, в системі координат (х-у) можна використовувати шість рівнянь для відшукування електромагнітного моменту двигуна. При використанні будь-якого з цих виразів результат, природно, буде один і той же.

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} P_{\Pi} (\Psi_{sx} i_{sy} - \Psi_{sy} i_{sx}); \quad M = \frac{3}{2} P_{\Pi} (i_{rx} \Psi_{ry} - i_{ry} \Psi_{rx}); \\ M &= \frac{3}{2} L_m P_{\Pi} (i_{rx} i_{sy} - i_{ry} i_{sx}); \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\Psi_{rx} \Psi_{sy} - \Psi_{ry} \Psi_{sx}); \\ M &= \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} P_{\Pi} (i_{rx} \Psi_{sy} - i_{ry} \Psi_{sx}); \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} P_{\Pi} (\Psi_{rx} i_{sy} - \Psi_{ry} i_{sx}), \end{aligned} \quad (1.7)$$

де P_u – число пар полюсів асинхронного двигуна.

Вибір того чи іншого виду рівняння для електромагнітного моменту здійснюється з умови раціонального побудови структурної схеми математичної моделі.

Рівняння руху двигуна в одномасовій механічній системі, як відомо, має вигляд:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_{\Sigma}} (M - M_C), \quad (1.8)$$

де J_{Σ} – сумарний момент інерції ротора двигуна і механізму;

M_C – статичний момент навантаження електропривода.

Структурна схема асинхронного двигуна в системі координат (х-у) представлена на рисунку 1.5.

Залежно від вибору швидкості обертання системи координат ω_x рівняння електромагнітної рівноваги асинхронного двигуна кілька видозмінюються, однак механічна характеристика двигуна, розрахована в системі координат, що обертається в просторі з будь-якою кутовою швидкістю ω_k , змін не зазнає.

В теорії електромагнітних перехідних процесів електричних машин використовуються три основні координатні системи, що є окремими випадками розглянутої вище.

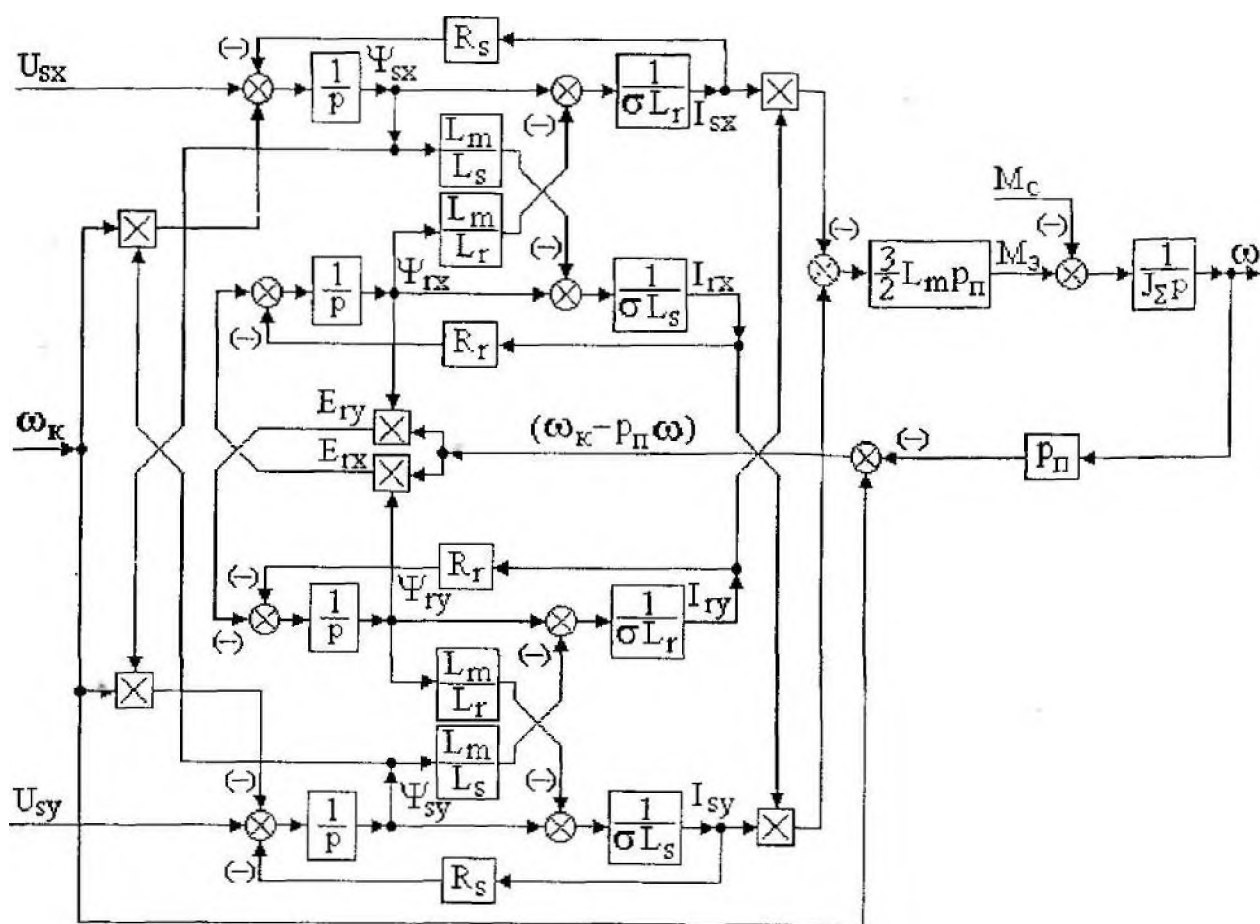


Рисунок 1.5 – Структурна схема асинхронного електродвигуна

Перша система координат нерухома відносно статора двигуна, тобто $\omega_k=0$. Осі в цій системі координат позначаються $(\alpha-\beta)$. Основна перевага системи координат $(\alpha-\beta)$ полягає в тому, що при виборі положення однієї з її осей (прийнято - осі α), що збігається з магнітною віссю однієї з фаз реальної машини, еквівалентний струм $i_{s\alpha}$ дорівнюватиме реальному фазному току двигуна. Ця система координат широко застосовується для аналізу систем електропривода з керуванням руховими і гальмівними режимами по ланцюгу статора, в тому числі і при аналізі систем з векторним керуванням. Певну складність при побудові моделі асинхронного двигуна в системі координат $(\alpha - \beta)$ представляє ту обставину, що еквівалентні напруги $U_{s\alpha}$ і $U_{s\beta}$ змінюються в часі за синусоїдальним законом. У тому випадку, якщо частота джерела електроенергії f_c постійна

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_c}{p_n} = \text{const.} \quad (1.9)$$

Для формування гармонійних вхідних сигналів моделі можуть бути використані два консервативні ланки з передавальними функціями:

$$\begin{aligned} W_1(p) &= \frac{\omega_0^2}{p^2 + \omega_0^2} \\ W_2(p) &= \frac{\omega_0 p}{p^2 + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (1.10)$$

Перехідні функції таких ланок мають вигляд:

$$h_1(t) = 1(t) \cdot (1 - \cos \omega_0 t),$$

$$h_2(t) = 1(t) \cdot \sin \omega_0 t. \quad (1.11)$$

Еквівалентні складові напруги статора асинхронного двигуна в системі координат (α - β) можуть бути отримані в такий чином:

$$\begin{aligned} U_{s\alpha} &= U_m \cdot (1 - h_1(t)), \\ U_{s\beta} &= U_m \cdot h_2(t). \end{aligned} \quad (1.12)$$

При дослідженні систем електропривода з частотним керуванням частота ω_0 є величиною змінною. У цьому випадку для отримання складових напруги статора $U_{s\alpha}$ і $U_{s\beta}$ необхідно використовувати нелінійну модель ідеального перетворювача частоти, що має таку структурну схему.

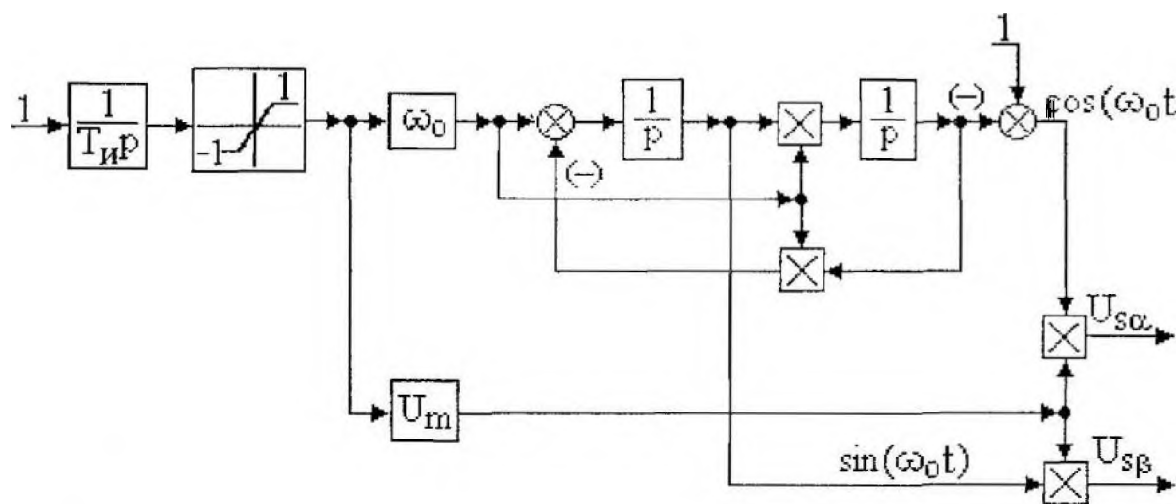


Рисунок 1.6 – Структурна схема ідеального перетворювача частоти

У структурній схемі на рисунку 1.6 за допомогою інтегратора і блоку обмеження побудований задатчик інтенсивності з одиничним вихідним сигналом. Вла-

сне перетворювач частоти побудований за допомогою двох інтеграторів і двох блоків множення. На виході першого інтегратора виходить синусоїдальний сигнал з одиничною амплітудою і змінною частотою ω_0 . На виході другого інтегратора виходить сигнал виду $(1-\cos\omega t)$. За допомогою другої пари помножувачів косинусоїдальний і синусоїдальний сигнали помножуються на амплітудне значення вихідної напруги перетворювача частоти U_m . Обидві змінні величини, і частота ω_0 , і амплітуда U_m формуються за допомогою загального задатчика інтенсивності, завдяки чому на виходах другої пари помножувачів виходять еквівалентні напруги статора асинхронного двигуна $U_{s\alpha}$ і $U_{s\beta}$ при реалізації відомого закону частотного керування

$$\frac{U_m}{\omega_0} = \text{const.} \quad (1.13)$$

При необхідності динамічна модель ідеального перетворювача частоти дозволяє реалізувати також будь-який інший закон частотного керування асинхронним двигуном. При створенні моделі асинхронного електропривода на основі перетворювачів частоти з широтно-імпульсної модуляцією ідеалізація перетворювача частоти не вносить суттєвих похибок в обчислення, так як струми і потокозчеплення в таких системах практично синусоїдальної.

На рисунку 1.7. представлено структурну схему математичної моделі асинхронного двигуна в нерухомій щодо статора системі координат $(\alpha-\beta)$ при роботі від джерела живлення стабільної частоти.

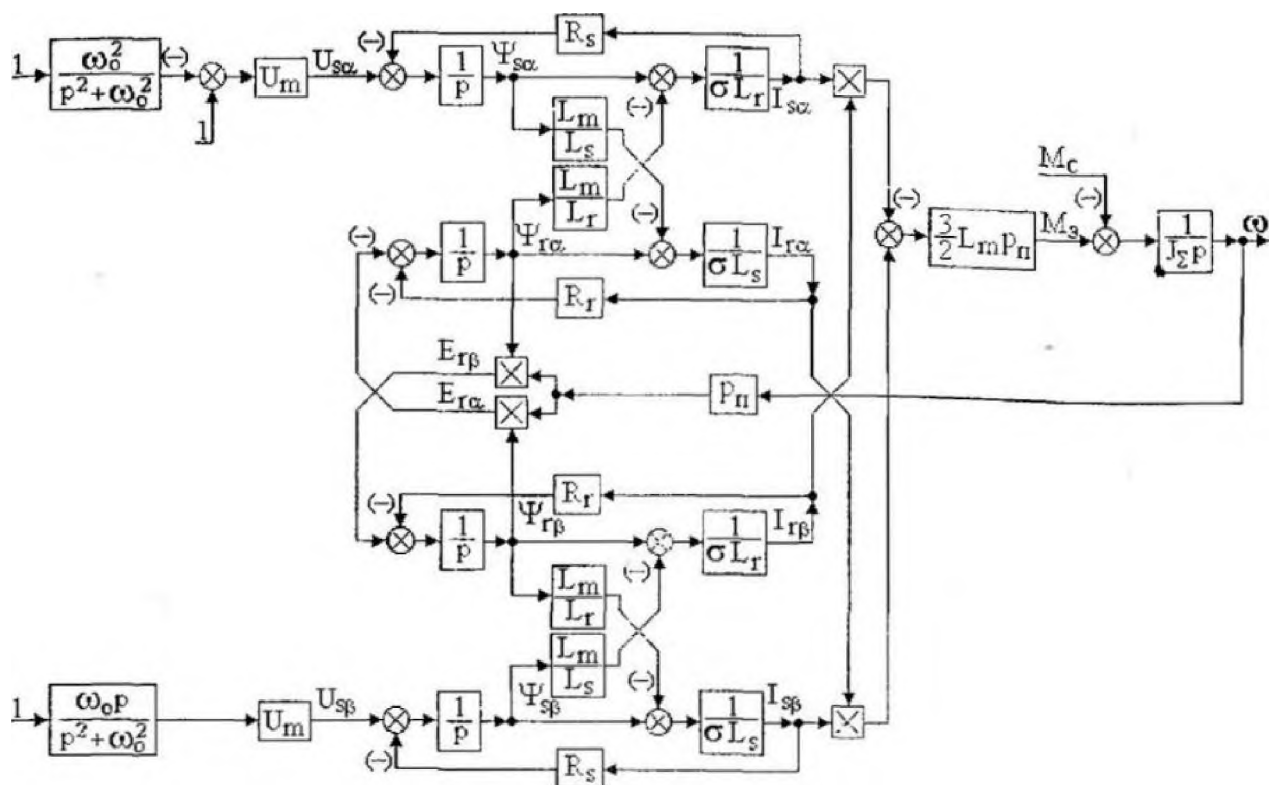


Рисунок 1.7 – Структурна схема асинхронного електродвигуна
в нерухомій системі координат (α - β)

Незважаючи на деякі складності при формуванні еквівалентних напружень $U_{s\alpha}$ і $U_{s\beta}$ система координат (α - β) широко застосовується при побудові систем векторного керування асинхронним електроприводом. У цій системі координат обчислюються змінні роторному ланцюзі двигуна змінюються в часі за синусоїдальним законом з частотою ω_0 . Перехід від еквівалентних струмів по осях α та β к фазним струмам статорних контурів можна виконати наступним чином:

$$i_A = i_{s\alpha}; i_B = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta}; i_C = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta}. \quad (1.14)$$

Перехід від еквівалентних струмів по осях α та β до фазних струмів роторних контурів виконується наступним чином:

$$\begin{aligned}
i_a &= i_{r\alpha} \cos \omega t + i_{r\beta} \sin \omega t; \\
i_b &= i_{r\alpha} \cos \omega \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{r\beta} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right); \\
i_c &= i_{r\alpha} \cos \omega \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + i_{r\beta} \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right).
\end{aligned} \tag{1.15}$$

Аналогічно може бути здійснений перехід до фазним координатами для інших статорних і роторних змінних.

Друга система координат нерухома відносно ротора двигуна і обертається щодо статора з частотою обертання ротора, тобто $\omega_k = \omega$. Осі в цій системі координат позначаються (d-q). Така система координат знаходить широке застосування при аналізі перехідних процесів в синхронних і асинхронних двигунах при несиметрії ротора. Вона найбільш доцільна для розрахунку систем електропривода з машиною подвійного живлення, наприклад, каскадних схем керування асинхронним двигуном з фазним ротором. При цьому статорні і роторні змінних змінюються за синусоїдальним законом з частотою ковзання двигуна. Тому в структурній схемі асинхронного двигуна в системі координат (d-q) органічно присутній перетворювач частоти, структурна схема якого наведено на рисунку 1.8.

Відносне ковзання, присутнє в цій системі координат, так само:

$$S = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = 1 - \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{\beta}{\omega_0}, \quad (1.16)$$

де $\beta = (\omega_0 - \omega)$ – абсолютне ковзання асинхронного двигуна.

При побудові систем векторного керування асинхронним електроприводом система координат (d-q) знаходить обмежене застосування. В основному, як буде показано нижче, вона застосовується в сукупності з іншими координатними системами для полегшення обчислювальних операцій. Перехід від системи координат (α - β) до системі координат (d-q) може бути виконаний відповідно до виразами:

$$\begin{aligned} U_{s\alpha} &= U_{sd} \cos \omega t - U_{sq} \sin \omega t; \\ U_{s\beta} &= U_{sd} \sin \omega t + U_{sq} \cos \omega t. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Зворотнє перетворення має вигляд:

$$\begin{aligned} U_{sd} &= U_{s\alpha} \cos \omega t + U_{s\beta} \sin \omega t; \\ U_{sq} &= -U_{s\alpha} \sin \omega t + U_{s\beta} \cos \omega t. \end{aligned} \quad (1.18)$$

Третя система координат обертається щодо статора двигуна з синхронною швидкістю, тобто вона нерухома відносно поля статора асинхронної машини. В цьому випадку $\omega_k = \omega_0$. Осі в цій системі координат позначаються (u-v). Така система координат краща при аналізі перехідних процесів в симетричних машинах.

Очевидно, що статорні напруги U_{su} і U_{sv} є сталі величини і визначаються тільки початковою фазою ϕ_0 . Якщо прийняти $\phi_0 = 0$, то:

$$U_{su} = U_m; U_{sv} = 0. \quad (1.19)$$

Аналогічно інші статорні і роторні змінні в системі координат (u-v) представлені їх амплітудними значеннями і не містять гармонійних складових.

При побудові систем векторного регулювання асинхронним електроприводом на основі перетворювачів частоти з широтно-імпульсною модуляцією і з мікропроцесорним керуванням ця система координат найбільш доцільна, оскільки в ній амплітуда і частота вихідної напруги перетворювача частоти, прикладеного до статорні обмотки, присутні в явному вигляді. Обчислювальні операції для виявлення неспостережуваних координат двигуна тут також істотно спрощені через відсутність в статорних і роторних змінних гармонійних складових.

На рисунку 1.9 представлено структурна схема математичної моделі асинхронного двигуна в нерухомій щодо поля статора системі координат (u-v).

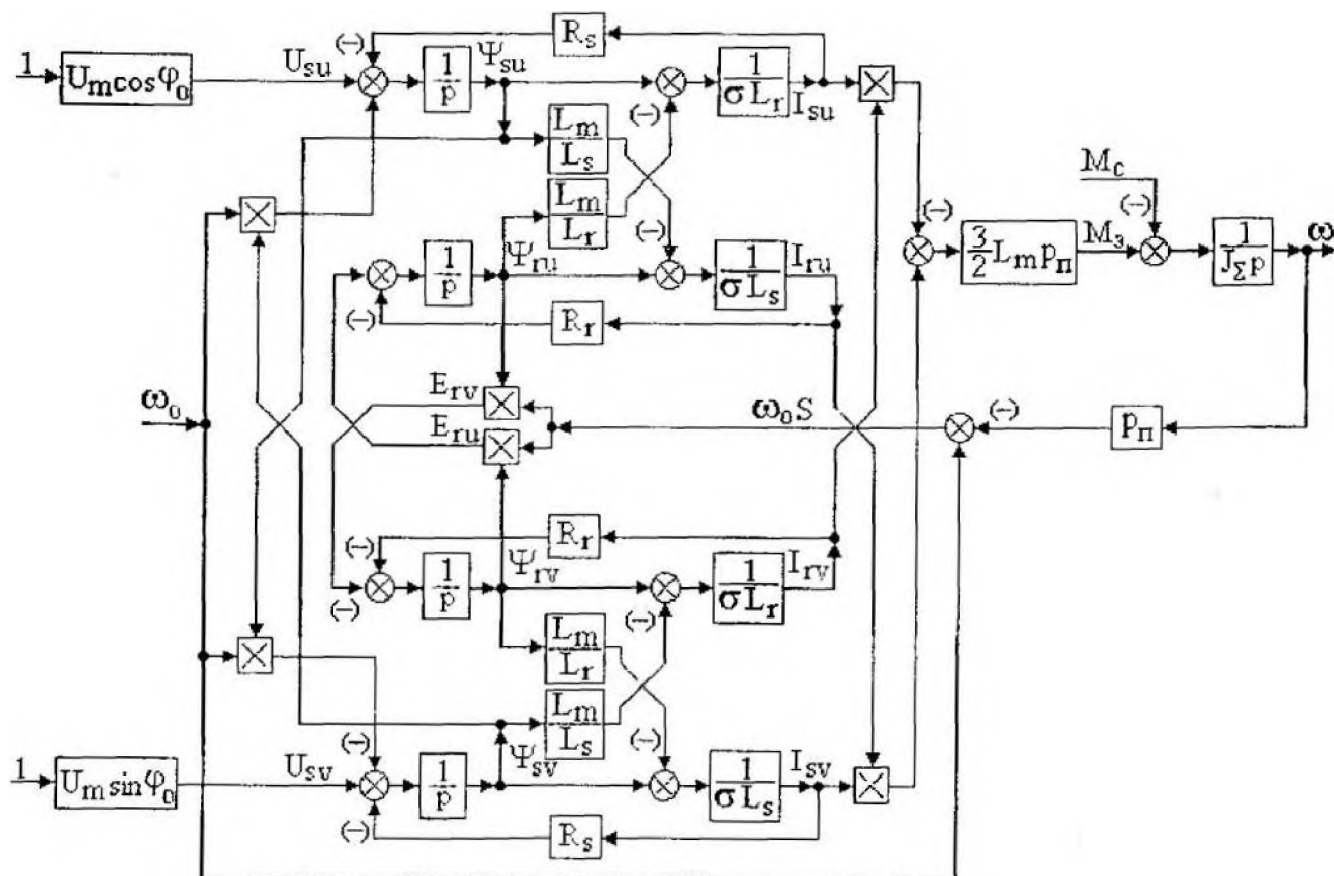


Рисунок 1.9 – Структурна схема асинхронного електродвигуна

в системі координат (u-v), що обертається з частотою обертання поля статора

Перехід від системи координат (u-v) до систем координат (α - β) і (d-q) може бути виконаний за допомогою виразів:

$$\begin{aligned}
 U_{s\alpha} &= U_{su} \cos \omega_0 t - U_{sv} \sin \omega_0 t; \\
 U_{s\beta} &= U_{su} \sin \omega_0 t + U_{sv} \cos \omega_0 t; \\
 U_{sd} &= U_{su} \cos \beta t - U_{sv} \sin \beta t; \\
 U_{sq} &= U_{su} \sin \beta t + U_{sv} \cos \beta t.
 \end{aligned} \tag{1.20}$$

Зворотнє перетворення виконується відповідно до виразів:

$$\begin{aligned}
 U_{su} &= U_{s\alpha} \cos \omega_0 t + U_{s\beta} \sin \omega_0 t; \\
 U_{sv} &= -U_{s\alpha} \sin \omega_0 t + U_{s\beta} \cos \omega_0 t; \\
 U_{su} &= U_{sd} \cos \beta t + U_{sq} \sin \beta t; \\
 U_{sv} &= -U_{sd} \sin \beta t + U_{sq} \cos \beta t.
 \end{aligned}
 \tag{1.21}$$

1.3 Динамічна модель системи векторного керування асинхронним електроприводом

Класична система векторного керування асинхронним електроприводом будується за принципом підлеглого регулювання. Синтез системи автоматичного регулювання для таких електроприводів має ряд специфічних особливостей, оскільки, як було показано вище, асинхронний двигун як об'єкт керування є складним процесом. Він принципово є багатоканальним об'єктом з перехресними зв'язками між каналами і з нелінійностями виду добутку кількох змінних.

Розділити змінні вдається шляхом перекладу моделі в систему координат, орієнтовану по вектору потокозчеплення ротора двигуна. У цьому випадку модуль вектору потокозчеплення ротора двигуна визначається проекцією вектора струму статора на вісь, пов'язану з вектором потокозчеплення ротора, а електромагнітний момент двигуна – добутком модуля вектора потокозчеплення ротора на другу (ортогональну) складову вектора струму статора. У такій системі координат можна побудувати двоканальну систему регулювання електроприводом з незалежним ке-

руванням потокозчеплення ротора і електромагнітним моментом асинхронного двигуна.

Якщо динамічна модель асинхронного двигуна виконана в нерухомій щодо статора системі координат (α - β), то для векторного перетворення, перш за все, здійснюється обчислення модуля вектора потокозчеплення ротора двигуна за формулою:

$$\Psi_{rm} = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2}. \quad (1.22)$$

Після цього визначаються миттєві значення косинуса і синуса кута γ для перекладу змінних в систему координат, орієнтовану в просторі по вектору потокозчеплення ротора:

$$\begin{aligned} \cos \gamma &= \frac{\psi_{r\alpha}}{\psi_{rm}}; \\ \sin \gamma &= \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{rm}}, \end{aligned} \quad (1.23)$$

де γ – просторові кут між миттєвим положенням вектора потокозчеплення ротора двигуна і віссю α .

Оскільки вектор потокозчеплення ротора обертається в просторі з частотою джерела живлення двигуна ω_0 , нова система координат також повинна обертатися з цієї ж частотою. Осі в новій системі координат позначаються (1-2), причому прийнято, що вісь 1 збігається за напрямком з вектором потокозчеплення ротора.

Перенесення складових вектора струму статора з системи координат (α - β) в нову систему координат здійснюється за допомогою рівнянь:

$$\begin{aligned} i_{s1} &= i_{s\alpha} \cos \gamma + i_{s\beta} \sin \gamma, \\ i_{s2} &= -i_{s\alpha} \sin \gamma + i_{s\beta} \cos \gamma. \end{aligned} \quad (1.24)$$

Отримані значення складових вектора струму статора відповідно визначають величину модуля потокозчеплення ротора (складова i_{s1}) і величину електромагнітного моменту двигуна (складова i_{s2}). Слід нагадати, що після виконаних перетворень ці складові вектора струму статора двигуна не містять гармонійних складових, а представляють собою амплітудні значення і можуть бути використані в якості сигналів зворотного зв'язку в каналі регулювання потокозчеплення ротора і в каналі регулювання частоти обертання синхронного електропривода.

Кожен з каналів регулювання будується за принципом підлеглого регулювання. Як буде показано нижче, структура кожного каналу може бути різною в залежності від вимог системи регулювання. Тут розглянуто приклад, коли обидва канали виконані двоконтурними.

Канал регулювання потокозчеплення ротора двигуна містить внутрішній контур регулювання складової струму статора i_{s1} з ПІ-регулятором РТ1 і зовнішній контур регулювання модуля потокозчеплення Ψ_{rm} також з ПІ-регулятором РΨ. На вході зовнішнього контуру діє постійне завдання, відповідне номінальному потокозчеплення ротора двигуна.

Канал регулювання електромагнітного моменту і частоти обертання асинхронного електродвигуна містить внутрішній контур регулювання складової струму статора i_{s2} з ПІ-регулятором РТ2 і зовнішній контур регулювання швидкості

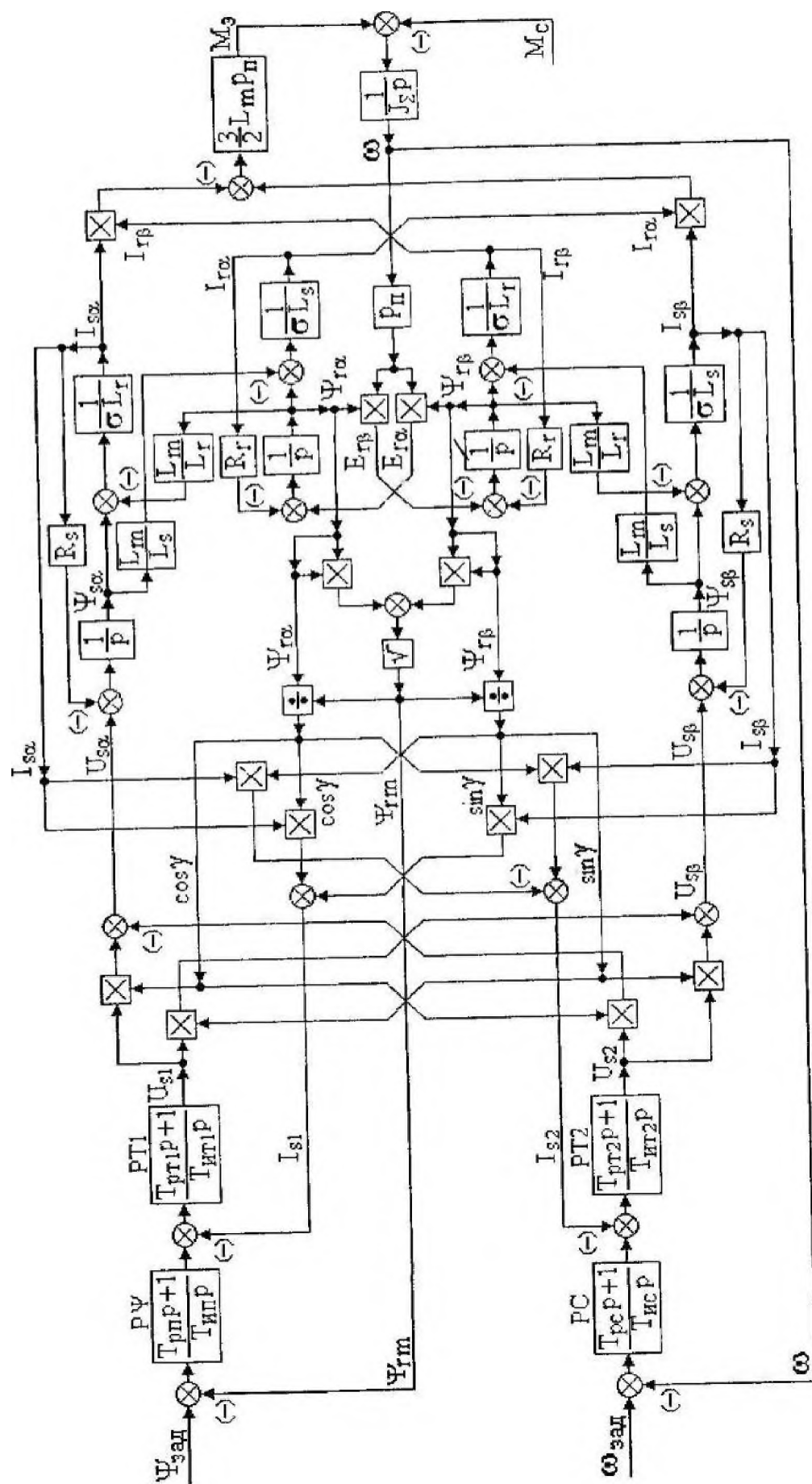
про ω також з ПІ-регулятором РС. На вході зовнішнього контуру діє задатчик інтенсивності.

На виходах регуляторів струму РТ1 і РТ2 виникають сигнали, пропорційні складовим вектора напруги статора двигуна, орієнтованого по вектору потокозчеплення ротора двигуна U_{s1} і U_{s2} . Для переходу з системи координат (1-2) в систему координат (α - β) використовується зворотне перетворення координат у відповідності з наступними рівняннями:

$$\begin{aligned} U_{s\alpha} &= U_{s1} \cos \gamma - U_{s2} \sin \gamma; \\ U_{s\beta} &= U_{s1} \sin \gamma + U_{s2} \cos \gamma. \end{aligned} \quad (1.25)$$

Напруги $U_{s\alpha}$ і $U_{s\beta}$ змінюються за синусоїдальним законом з частотою ω_0 , тобто є еквівалентними напруженнями на виході перетворювача частоти.

Структурна схема динамічної моделі системи векторного керування асинхронним електроприводом наведена на рисунку 1.10.

Рисунок 1.10 — Структурна схема системи векторного керування в осях α - β

1.4 Методи синтезу цифрових регуляторів

У промислових електроприводах найбільш важливим завданням є регулювання його координат. Одним з можливих способів для вирішення цього завдання є синтез цифрових регуляторів. Мета синтезу - визначити тип і параметри цифрового регулятора, що забезпечує бажані статичні і динамічні показники електроприводу. До бажаним показникам так само, як і для аналогового контуру, можуть ставитися точність регулювання координат, час перехідного процесу і перерегулювання.

1.4.1 Апроксимація безперервних регуляторів цифровими. Апроксимація безперервних регуляторів цифровими - це одна з найбільш поширених в практиці проектування методик розрахунку цифрових регуляторів. Суть методу полягає в тому, що об'єкт регулювання вважається безперервним і синтез регулятора відбувається за допомогою засобів, відомими з теорії безперервних систем, наприклад підлеглого регулювання або модального керування. Отриманий при цьому безперервний регулятор апроксимується цифровим. Можливі кілька варіантів апроксимації.

Найбільш простий спосіб апроксимації ґрунтується на поданні інтегрального закону регулювання за допомогою методу прямокутників:

$$\begin{aligned}\frac{1}{p} &= \frac{T_z}{z-1}; \\ p &= \frac{z-1}{T_z}.\end{aligned}\tag{1.26}$$

Очевидно, що чим менше вибране значення періоду дискретності, тим більше точність такої апроксимації. Однак це вимагає використання мікропроцесорів з підвищеною швидкістю, що призводить до подорожчання системи.

Як приклад розглянемо безперервний об'єкт керування виду

$$W_o(p) = \frac{k_o}{T_o p + 1}, \quad (1.27)$$

для якого безперервний регулятор

$$W_p(p) = k_p \frac{T_o p + 1}{p}, \quad (1.28)$$

де $k_p = 1/(k_o T_b)$ забезпечує аперіодичний процес з бажаною сталою часу T_b .

Цифровий регулятор, отриманий зазначеними вище способом апроксимації, має вигляд

$$W_p(p) = k_p \frac{(T_o + T)z - T_o}{z - 1}. \quad (1.29)$$

У такому регуляторі збільшення періоду дискретності може привести до неприпустимого якості перехідних процесів (аж до нестійкої роботи), як це показано на рисунку 1.11 при $T_o = 0,1$ с, $k_o = 1$, $T_b = 0,01$ с, при одиничному ступінчастому керуючого сигналі і різних періодах дискретності T .

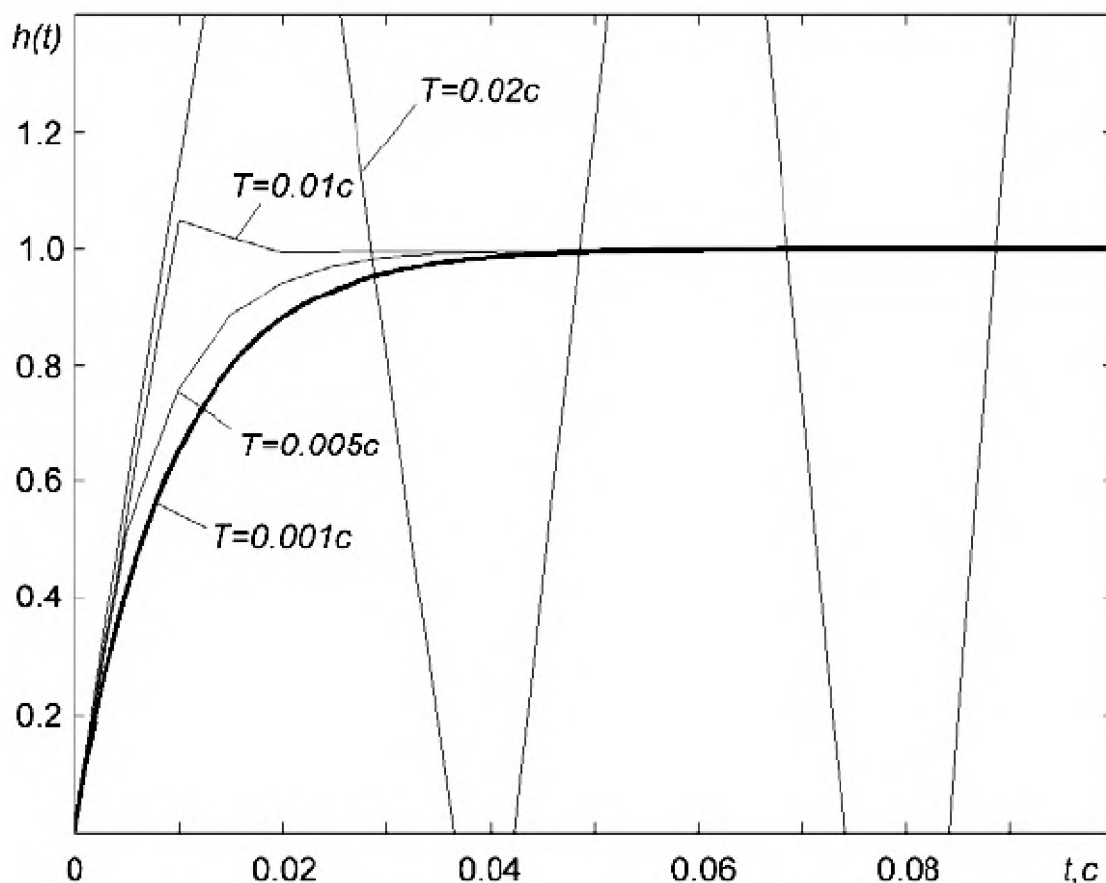


Рисунок 1.11 – Перехідні процеси в системі з регулятором (1.29)

при різних періодах дискретності

Цей ефект виникає внаслідок запізнювання керуючого впливу щодо зміни вихідної змінної об'єкта керування. Таким чином, після проведення синтезу цим способом необхідно виконати перевірку на стійкість і якість цифрової системи.

Хоча аналіз отриманої системи здійснюється з урахуванням особливостей цифрового керування, деякі недоліки рішень, прийнятих на етапі синтезу, не можуть бути усунені, оскільки вони визначаються, в тому числі, і використаними методами синтезу безперервного прототипу регулятора. До таких недоліків можна віднести:

- а) завищення вимог до параметрів керуючої мікроЕОМ (швидкодія, роз-

рядність і т.д.), пов'язане з необхідністю забезпечення досить малих періодів дискретності, при яких властивості цифрової системи еквівалентні властивостям безперервної;

б) недовикористання динамічних можливостей силової частини електроприводу в перехідних процесах, так як більш висока перешкодозахищеність і гнучкість цифрових систем дозволяють використовувати більш складні і досконалі з точки зору поліпшення динамічних властивостей електроприводу закони керування;

в) можливість виникнення прихованих коливань координат електроприводу, нестійкості і «не грубих» системи регулювання («негрубою» називається така система, яка при нескінченно малій зміні параметрів стає нестійкою);

г) складність обліку запізнювання, властивого цифровим системам керування;

д) можливість отримання в деяких випадках фізично нереалізованого регулятора.

Очевидно, що такий підхід до синтезу мікропроцесорних систем керування електроприводом не завжди дозволяє забезпечити максимально можливе використання властивостей силової частини і достоїнств мікропроцесорного керування, однак даний метод синтезу, завдяки своїй простоті і використанню добре відомих з теорії безперервних систем методів, знаходить досить широке застосування.

1.4.2 Синтез дискретних регуляторів прямими аналітичними методами. Цей метод синтезу ґрунтується на використанні за умови одиничної негативного зворотного зв'язку співвідношень

$$W_p(z) = \frac{\Phi_{\delta}(z)}{W_o(z)} \text{ и } \Phi_{\delta}(z) = \frac{G_{\delta}(z)}{1-G_{\delta}(z)}, \quad (1.30)$$

де $W_o(z)$ – дискретна передавальна функція об'єкта регулювання; $\Phi_{\delta}(z)$, $G_{\delta}(z)$ – бажані ДПФ розімкненого і замкненого контурів регулювання відповідно.

У цьому випадку врахування дискретних властивостей системи вже на етапі синтезу дозволяє отримати закони регулювання, що забезпечують задану якість навіть при відносно великих періодах дискретності.

Розглянемо той же приклад, що і в попередньому способі синтезу регулятора. Дискретна передавальна функція (ДПФ) об'єкта з урахуванням екстраполятор нульового порядку буде мати вигляд

$$W_o(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{W_o(p)}{p} \right\} = \frac{k_o(1-d)}{z-d} \quad (1.31)$$

де $d = \exp(-T/T_o)$.

Поставивши собі за бажаної ДПФ замкнутого контуру виду

$$G_{\delta}(z) = \frac{1-e^{-\frac{T}{T_{\delta}}}}{z-e^{-\frac{T}{T_{\delta}}}} = \frac{1-a_0}{z-a_0} \quad (1.32)$$

де $a_0 = \exp(-T/T_o)$, можна отримати ДПФ регулятора.

$$W_p(z) = k_p \frac{z-d}{z-1}. \quad (1.33)$$

де

$$k_p = \frac{1-a_0}{k_o(1-d)}. \quad (1.34)$$

Процеси з таким регулятором практично не змінюються при зміні періоду дискретності T . Це підтверджується рисунком 1.12, на якому графіки наведені в тих же межах, що і на рисунку 1.11, і залишаються стійкими. При цьому вихідна змінна системи в моменти квантування точно відповідає бажаному процесу.

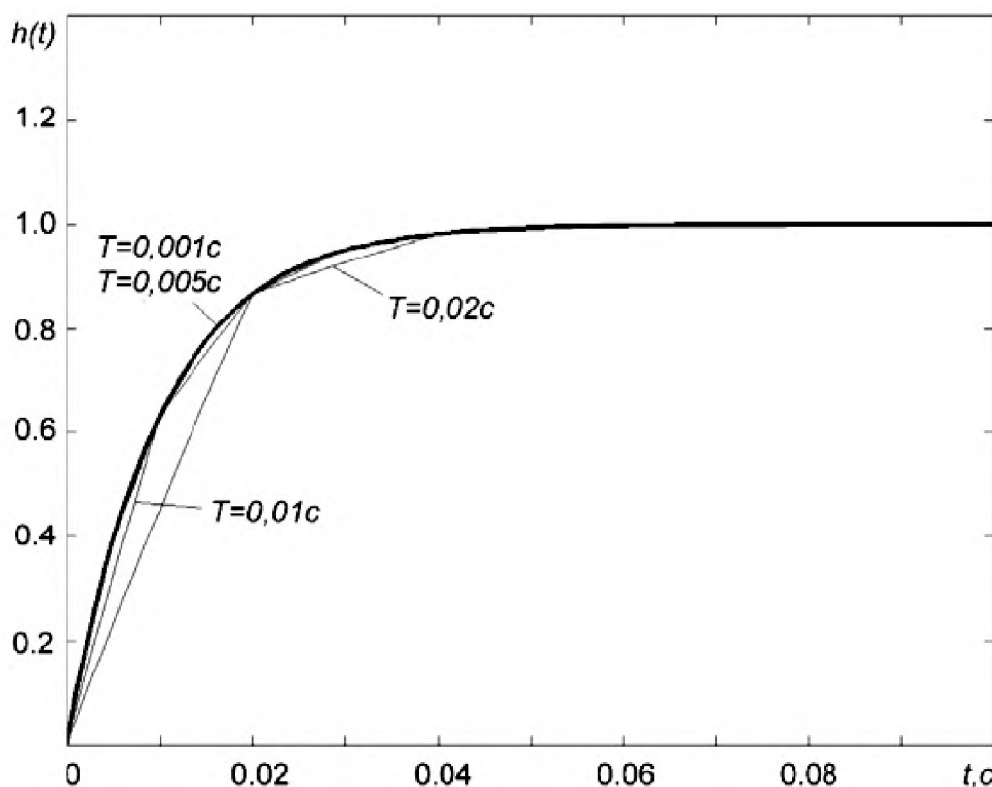


Рисунок 1.12 – Перехідні процеси в системі з регулятором (1.33)

при різних періодах дискретності

Однак застосування такої методики передбачає отримання так званих «компенсаційних» регуляторів, які містять нулі і полюси об'єкта регулювання, що в багатьох випадках неприпустимо.

Так, компенсація нестійких нулів і полюсів об'єкта порушує одне з умов працездатності замкнутої системи – її грубість. Компенсація стійких нулів об'єкта викликає приховані коливання координат, які в більшості випадків небажані, так як викликають додатковий витрата електроенергії, збільшують динамічні навантаження в силовій частині електроприводу.

В результаті застосування цієї методики синтезу можливо також отримання фізично нереалізованого регулятора. Це пов'язано з тим, що при реалізації такого алгоритму в різницевої рівнянні з'являються складові, відповідні «майбутнім» значенням сигналу помилки, які на даний момент невідомі.

Умова фізичної можливості бути реалізованим регулятора полягає в тому, щоб бажана ДПФ замкнутого контуру повинна бути правильною дробом, в якій порядок чисельника t менше порядку знаменника.

Разом з тим цей підхід не враховує таких специфічних властивостей цифрових систем, як, наприклад, наявність чистого запізнювання, а значить, не завжди гарантується працездатність і можливість реалізувати отриманих таким способом алгоритмів.

У зв'язку з цим тут, як і в попередньому випадку, процес проектування може повторюватися неодноразово, так як аналіз отриманих рішень з більш повним урахуванням особливостей цифрового керування може дати негативні результати і потребують повторення процедури синтезу.

Це ускладнює процес проектування електроприводів з мікропроцесорним керуванням і не завжди призводить до прийняття оптимальних проектних рішень, так як по суті є варіантом методу проб.

1.5 Висновки до розділу 1

1.5.1 Виконано огляд сучасних способів керування асинхронних електроприводів.

1.5.2 Розглянуто математичний опис, побудова динамічних моделей асинхронного двигуна та системи векторного керування асинхронного електропривода.

1.5.3 Проаналізовано методи синтезу цифрових регуляторів.

2 ЗАГАЛЬНІ ПІДХОДИ І ОСНОВНІ МЕТОДИ ДОСЛІДЖЕНЬ

2.1 Вибір та обґрунтування методу наукового дослідження

Метод (від грецького *methodos* – шлях до чого-небудь) – в найбільш загальному випадку означає засіб досягнення мети, спосіб дослідження явища, який визначає планомірний підхід до їх наукового пізнання та встановлення істини. Науковий метод – це спосіб пізнання явищ дійсності в їх взаємозв'язку та розвитку, спосіб досягнення поставленої мети і завдань дослідження і відповідає на запитання: «Як пізнавати?».

Методика дослідження – це система правил використання методів, прийомів та способів для проведення будь-якого дослідження. Свідоме застосування науково-обґрунтованих методів слід розглядати як найсуттєвішу умову отримання нових знань.

Кожний метод наукового пізнання слід розглядати як систему регулятивних принципів практичної і теоретичної діяльності людини. Методів пізнання об'єктивної дійсності відомо дуже багато. Правильний вибір методів дослідження потребує знання їх класифікації.

Досить поширеним є поділ основних типів методів за двома ознаками: мети і способу реалізації.

За першою ознакою виділяються так звані первинні методи, що використовуються з метою збору інформації, вивчення джерел, спостереження, опитування та ін. Вторинні методи використовуються з метою обробки та аналізу отриманих даних – кількісний та якісний аналіз даних, їх систематизація та ін.

Візуальні, або графічні, методи – графи, схеми, діаграми, картограми та ін. дають змогу отримати синтезоване уявлення про досліджуваний об'єкт і водночас наочно показати його складові, їхню питому вагу, причинно-наслідкові зв'язки, інтенсивність розподілу компонентів у заданому об'ємі. Ці методи тісно пов'язані з комп'ютерними технологіями.

У прикладних аспектах гуманітарних наук доцільно використовувати математичні методи. Математичний апарат теорії ймовірностей дає можливість вивчати масові явища в соціології, лінгвістиці. Математичні методи відіграють важливу роль при обробці статистичних даних, моделюванні.

Сучасна методологія вкладає новий зміст у традиційне уявлення про теоретичні (математичні) та емпіричні (експериментальні) методи дослідження в природних і технічних науках.

Складовою частиною наукових досліджень є експеримент.

Експеримент представляє собою науково поставлений дослід або спостереження явища або процесу в точно враховуваних умовах, що дозволяють стежити за ходом експерименту, керувати ним, відтворювати його щоразу при повторенні цих умов.

Серед відомих методів дослідження складних електромеханічних систем можна виділити фізичне, імітаційне, аналогове та математичне моделювання.

Метод фізичного моделювання передбачає дослідження на моделі, яка відтворює основні геометричні, фізичні, динамічні та функціональні характеристики та властивості оригіналу (але не обов'язково всі властивості) та має великі можливості з визначення різноманітних якостей електромеханічних систем ті їх елементів.

Метод математичного моделювання ґрунтується на здатності математично описувати рівняннями різні за природою явища (процеси) та виявляти різні функціональні зв'язки між елементами системи.

Аналогове моделювання базується на однаковому для моделі та натури математичному описі та використовується для імітації на основі аналогової фізичної системи по її елементам. При цьому кожному з фізичних елементів натури в моделі відповідає певний еквівалент. У якості моделей використовуються електричні кола, складені з пасивних та активних елементів.

При математичному моделюванні застосовуються аналітичні та статистичні моделі. Аналітичні моделі більш грубі, враховують менше число факторів, завжди

потребують деяких припущень та спрощень. Проте вони більше пристосовані для пошуку оптимальних рішень.

Статистичні моделі у порівнянні з аналітичними більш точні, але громіздкі та погано доступні для огляду.

В цій роботі проводиться дослідження системи керування електропривода промислового робота. Тому для моделювання перехідних процесів використовується комп'ютерна модель.

Комп'ютерна модель (або чисельна) – комп'ютерна програма, яка реалізує абстрактну модель деякої системи. Комп'ютерні моделі використовуються для отримання нових знань про об'єкт, що моделюється або для приблизної оцінки поведінки математичних систем, які досить складні для аналітичного дослідження. Комп'ютерне моделювання є одним з ефективних методів вивчення складних систем. Комп'ютерні моделі простіші та їх зручніше досліджувати в силу можливості проводити обчислювальні експерименти в тих випадках, коли реальні експерименти немає можливості проводити через фінансові труднощі або фізичні перешкоди. Для підтримки математичного моделювання розроблені системи комп'ютерної математики, наприклад, Maple, Mathematica, Mathcad, MATLAB, VisSim та інші. В даній роботі використовується пакет Simulink програми MATLAB.

2.2 Структурно-логічна схема

Методологія – це система базисних принципів, методів, методик, способів і засобів їх реалізації в організації та побудові науково-практичної діяльності. Вона включає в себе методи теоретичного та емпіричного пізнання і являє собою алгоритм пошуку і досягнення мети.

Основне призначення методики дослідження полягає у тому, щоб на основі відповідних принципів (вимог, умов, обмежень тощо) забезпечити успішне вирішення визначених мети і завдань наукового дослідження.

Алгоритм дослідження представлений структурно-логічною схемою у вигляді табличної інформаційної моделі (таблиця 2.1).

Таблиця 2.1 – Структурно-логічна схема дослідження

Синтез цифрового регулятора асинхронного електропривода в MATLAB	
Пошук літератури за темою, її аналіз, складання бібліографії	
Підготовка теоретичної частини	Аналіз сучасної літератури за темою і вибір напрямів дослідження
	Математичний опис та побудова динамічної моделі асинхронного двигуна
	Динамічна модель системи векторного керування асинхронного електропривода
	Методи синтезу цифрових регуляторів
Опис процесу дослідження	Загальна характеристика об'єкта керування
	Синтез структури та розрахунок параметрів цифрового регулятора асинхронного електропривода
	Моделювання асинхронного електропривода з цифровим регулятором в MATLAB
Узагальнення результатів моделювання	Інтерпретація отриманих результатів дослідження
	Формулювання висновків
Узагальнення науково-теоретичних результатів	
Розробка заходів з охорони праці середовища	

Данна схема складена на підставі головних завдань дослідження і наочно відображає його послідовність: мотивацію; формулювання проблеми дослідження; пошук теоретичної основи розв'язання проблеми; розв'язання проблеми. Вона показує процедуру (алгоритм) дослідження і установлює логічну послідовність виконання структурних розділів і підрозділів магістерської роботи.

Спочатку вибирається тема дослідження та обґрунтовується її актуальність, далі виконується вибір літератури за темою. Підготовка теоретичної частини ро-

боти містить функціональний опис векторної системи керування асинхронного електропривода. Потім на основі її аналізу проводиться складання і дослідження математичної моделі.

Моделювання процесів в асинхронному електроприводі з цифровим регулятором проводиться в MATLAB.

Згідно зі структурно-логічною схемою за допомогою програми Simulink досліджуються перехідні характеристики системи при зміні параметрів цифрового регулятора.

На підставі виконаних розрахунків та отриманих характеристик проводиться узагальнення отриманих теоретичних результатів.

На заключному етапі роботи проводиться розробка заходів охорони праці.

2.3 Вибір методу розрахунку поставленої задачі

Дана робота не передбачає проведення експериментальних досліджень, має теоретичний характер, тому основним методом для відображення отриманих результатів є моделювання.

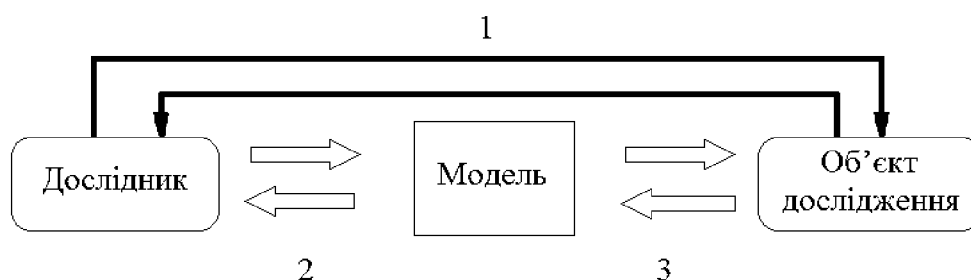
Моделювання як метод наукового пізнання виникло в зв'язку з необхідністю вирішення завдань, які з тих чи інших причин не можуть бути вирішені безпосередньо. Вони виникають у випадках, коли об'єкт або недосяжний для дослідника, або він ще не існує і потрібно обрати оптимальний варіант його створення, або дослідження реального об'єкта вимагає багато часу та економічно невигідне тощо. Таким чином, модель виконує функцію проміжної ланки між дослідником та об'єктом пізнання. Метод моделювання передбачає, що об'єкт вивчається не безпосередньо, а шляхом дослідження іншого об'єкта, який є аналогом першого (рисунок 2.1).

Модель (від лат. *modulus* – міра) – це певний умовний образ об'єкта дослідження, котрий замінює останній і перебуває з ним у такій відповідності, яка дозволяє отримати нове знання. Модель будується для того, щоб відобразити характеристики об'єкта (елементи, взаємозв'язки, структурні та функціональні властивості), суттєві з точки зору мети дослідження. Отже, моделювання пов'язане зі

спрощенням, огрубленням прототипу, абстрагуванням від ряду його властивостей, ознак, сторін.

Характерною ознакою моделей можна вважати їх спрощеність стосовно оригіналу або реальної життєвої ситуації, яку моделюють. Спрощеність моделей є неминучою, тому що оригінал лише в обмеженій кількості відношень відображується в моделі.

Отже, моделювання з точки зору наукового дослідження – це метод опосередкованого пізнання за допомогою штучних або природних систем, які зберігають певні особливості об'єкта і, таким чином, заміщуючи його, дають змогу отримати нове знання про оригінал.



1 – первинна інформація (інформаційні потоки) про об'єкт дослідження;

2 – інформаційні потоки, що виникають в процесі пізнання моделі;

3 – інформаційна взаємодія між моделлю та об'єктом дослідження

Рисунок 2.1 – Схема взаємозв'язків між дослідником та об'єктом дослідження при використанні методу моделювання.

У системному аналізі моделі є дуже важливим компонентом дослідження та проектування нових систем. Не менш важливий і прагматичний аспект моделювання, при якому модель розглядається як засіб керування системою.

Модель є цільовим відображенням об'єкта-оригіналу, що виявляється у множинності моделей одного й того ж об'єкта, тобто для різної мети або завдань дослідження можна будувати різні моделі, тому мета або завдання дослідження визначають, які саме ознаки системи мають бути відображені в моделі. Процес дослі-

дження реальних систем, що охоплює побудову моделі, дослідження її властивостей і перенесення одержаних відомостей на реальну систему, називають моделюванням.

Основна функція моделі – це її використання як засобу пізнання. До конкретизованих (похідних від основної) функцій належать: засіб наукового осмислення дійсності, засіб спілкування, засіб навчання і тренування, інструмент прогнозування, засіб постановки та проведення експерименту.

Головними рівнями дослідження та моделювання систем є мікро- та макро-рівень. Мікрорівневе моделювання системи пов'язане з детальним описом кожного компонента системи, дослідженням її структури, функцій, взаємозв'язків, тощо.

Макрорівневе моделювання полягає в ігноруванні детальної структури системи та вивченні лише загальної поведінки системи як єдиного цілого.

Для детальнішого опису систем використовують моделі складу та моделі структури. Модель складу системи відображає, з яких елементів і підсистем складається система, а модель структури застосовується для відображення відношень між елементами та зв'язків між ними.

Модель структури описує суттєві зв'язки між елементами та підсистемами. При використанні графічних моделей будову систем подають у вигляді так званих структурних схем. Структурні схеми наглядні та містять інформацію про велику кількість властивостей системи.

Залежно від форми подання об'єкта моделювання поділяють на реальне та абстрактне.

При реальному моделюванні використовують можливість дослідження характеристик на реальному об'єкті чи на його частині, а при натурному – проводять дослідження на реальному об'єкті з подальшим обробленням результатів експерименту на основі теорії подібності.

Метод фізичного моделювання передбачає дослідження на моделі, що відтворює основні геометричні, фізичні, динамічні і функціональні властивості «оригіналу» і володіє великими можливостями по визначенню різних якостей електро-механічних систем та їх елементів.

Абстрактне моделювання має різні види: наочне, символне, математичне. Метод математичного моделювання заснований на здатності математично описувати рівняннями різноманітні за природою явища (процеси) і виявляти різні функціональні зв'язки між елементами системи.

При математичному моделюванні застосовують аналітичні та статистичні моделі. Аналітичні моделі більш грубі, враховують менше число чинників, завжди вимагають деяких припущень і спрощень, проте вони більш пристосовані для пошуку оптимальних рішень. Статистичні методи в порівнянні з математичними громіздкі і погано осяжні.

Дослідження математичної моделі дає змогу отримати характеристики реального об'єкта чи системи. Вигляд математичної моделі залежить як від природи системи, так і від завдань дослідження. Математична модель системи містить, як правило, опис множини можливих станів системи та закон переходу з одного стану в інший. Математичне моделювання охоплює імітаційне, інформаційне, структурне, ситуаційне тощо.

На етапі вибору математичної моделі встановлюються: лінійність і нелінійність об'єкта, процесу або системи, динамічність або статичність, стаціонарність або не стаціонарність, а також ступінь детермінованості досліджуваного об'єкта чи процесу. При математичному моделюванні свідомо відволікаються від конкретної фізичної природи об'єктів, процесів або системі, в основному, зосереджуються на вивченні кількісних залежностей між величинами, що описують ці процеси.

Слід зазначити, що метод моделювання – вивчення явищ за допомогою моделей – сьогодні має особливе значення для вирішення складних фізичних завдань, чому значною мірою сприяє зростанню продуктивності комп'ютерної техніки. Саме тому в цьому дослідженні як основа використаний метод моделювання.

2.4 Висновки до розділу 2

2.4.1 Обрано та обгрунтовано метод наукового дослідження.

2.4.2 Побудовано структурно-логічну схему дослідження.

2.4.3 Обгрунтовано вибір методу розрахунку задачі і показано, що метод математичного моделювання дозволяє досліджувати перехідні режими в асинхронному електроприводі з цифровим регулятором.

3 АНАЛІЗ І УЗАГАЛЬНЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДОСЛІДЖЕНЬ

3.1 Загальна характеристика об'єкта керування

Розглянемо процедуру синтезу цифрового регулятора асинхронного електропривода на прикладі розрахунку привода подач токарного верстата 16Б16Т1.

3.1.1 Токарний верстат з числовим програмним керуванням 16Б16Т1 призначений для токарної обробки деталей типу тіл обертання з прямолінійним, ступінчастим і криволінійним профілем, в тому числі, для нарізування різьб в напівавтоматичному режимі в патроні і центрах; використовується в дрібносерійному і серійному виробництві. Загальний вигляд верстата 16Б16Т1 представлений на рисунку 3.1.



Рисунок 3.1 – Загальний вигляд токарного верстата 16Б16Т1

Кінематична схема верстата представлена на рисунку 3.2.

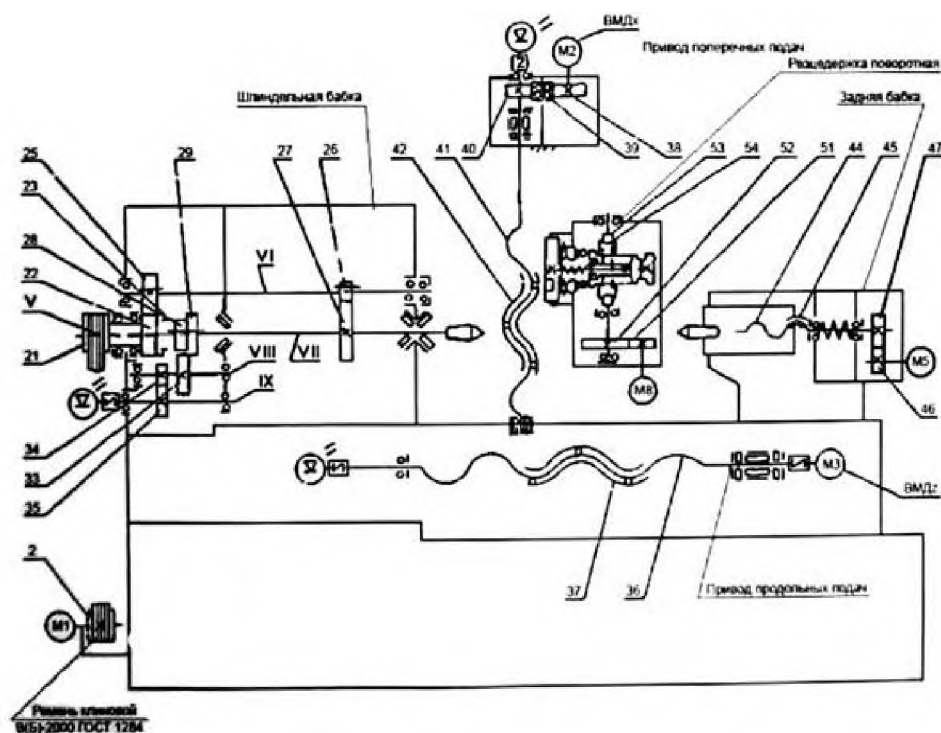


Рисунок 3.2 – Кінематична схема верстата 16Б16Т1

3.1.2 Функціональна схема системи регулювання швидкості асинхронного двигуна при живленні його від перетворювача частоти на основі автономного інвертора напруги з керуванням по вектору потокозчеплення ротора двигуна представлена на рисунку 3.3.

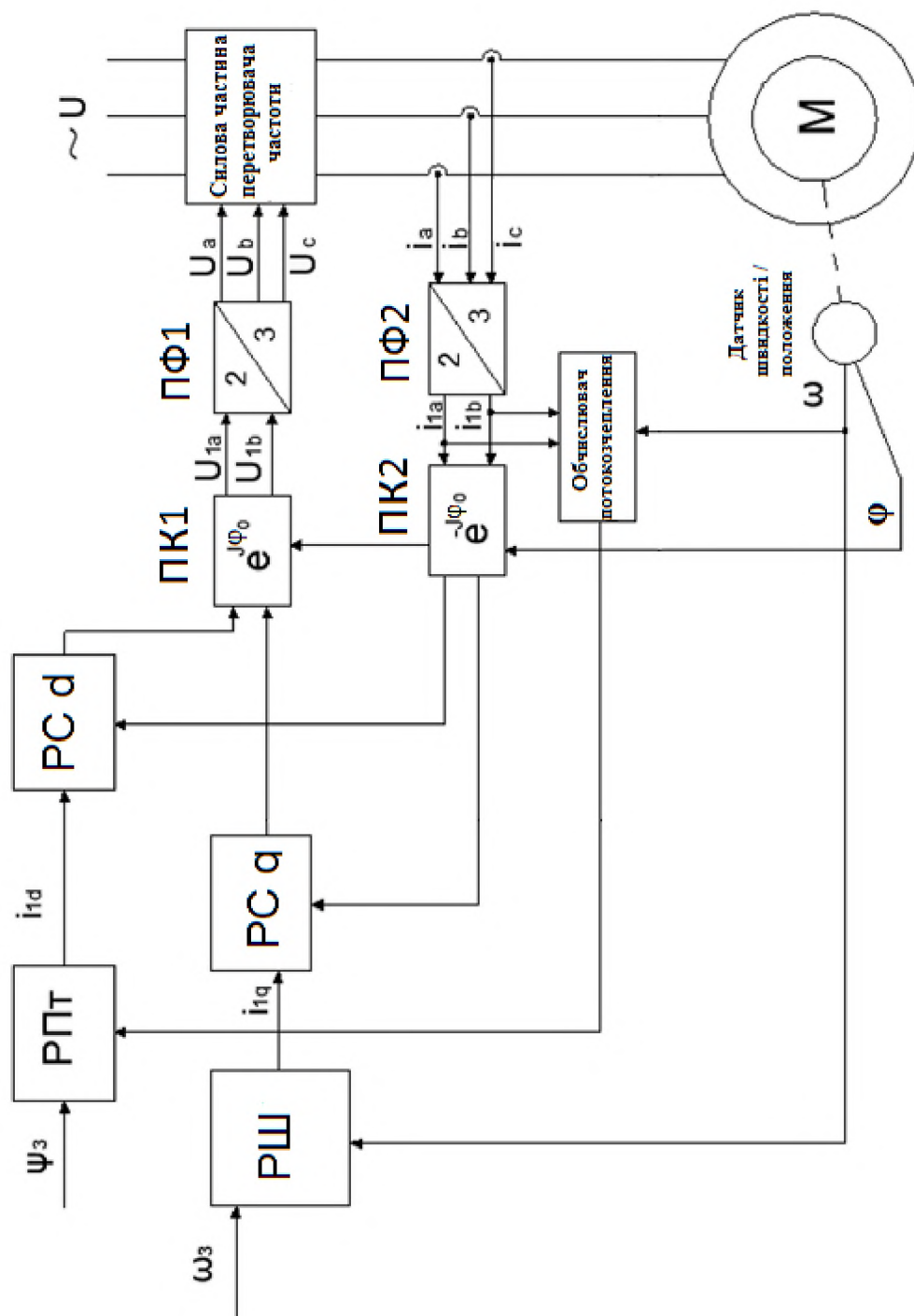


Рисунок 3.3 – Функціональна схема векторної системи керування асинхронного електропривода

На схемі прийнято наступні позначення: РПт – регулятор потокозчеплення; РШ – регулятор швидкості; РСq – регулятор струму (проекція вектора струму на вісь q в системі координат dq); РСd – регулятор струму (проекція вектора струму на вісь d в системі координат dq); ПК (1, 2) – перетворювач координат який здійснює перетворення вектора напруги статора із рухомої системи координат dq в нерухому систему координат і навпаки; ПФ (1, 2) – перетворювач координат, який здійснює перетворення струму статора із трифазної нерухомої системи координат в двофазну і навпаки.

Система має два зовнішніх контуру регулювання – модуля вектора потокозчеплення ротора $|\Psi_2|$ і кутової швидкості двигуна ω а також 2 підлеглих їм внутрішніх контурів регулювання складових струму статора I_{1x} та I_{1y} в осях x і y ортогональній системі координат, що обертається із синхронною швидкістю поля двигуна. Система здійснює незалежне регулювання модуля вектора потокозчеплення ротора і швидкості ротора при збереженні прямої пропорційності між моментом двигуна і складовою сили, що намагнічує статора, перпендикулярній вектору потокозчеплення ротора.

3.1.2.1 Зовнішній вигляд асинхронного двигуна Lenze MDXMA132-12 представлено на рисунку 3.4, а його технічні характеристики наведено в таблиці 3.1.



Рисунок 3.4 – Зовнішній вигляд асинхронного двигуна MDXMA132-12

Таблиця 3.1 – Технічні дані двигуна MDXMA132-22

Найменування	Значення
Номінальна потужність, P_n , Вт	2200
ККД, η_n	0,82
Коефіцієнт потужності, $\cos\phi$	0,8
Кількість пар полюсів, p_n	2
Номінальна частота обертання, n_n	1425
Кратність пускового струму, k_i	6,1
Кратність максимального моменту, k_m	2,6
Кратність пускового моменту, k_n	2,4
Момент інерції двигуна, $J_{дв}$, кг	0,0057
ККД при частковому навантаженні, $\eta_{0,75}$	0,79
Коефіцієнт потужності при частковому навантаженні, $\cos\phi_{0,75}$	0,8
Струм, I_n , А	5,1

3.1.2.2 На рисунку 3.5 зображено зовнішній вигляд, а в таблиці 3.2 наведено інформацію про основні технічні характеристики частотного перетворювача Lenze SMVector 222N04TXB.



Рисунок 3.5 – Зовнішній вигляд частотного перетворювача
Lenze SMVector 222NO4TXB

Таблиця 3.2 – Параметри частотного перетворювача LenzeSMVector 222NO4TXB

Найменування	Значення
Потужність перетворювача частоти, кВт	2,2
Струм, А	6,1
Напруга, U	380
Захисний автомат	C10A

3.1.3 Структурна схема векторної системи керування з орієнтацією за потоко-зчепленням ротора зображена на рисунку 3.6. Структурна схема має два канали регулювання: канал потокозчеплення і канал регулювання швидкості обертання ротора.

Кожний канал має два контури, ці контри виконані по принципу підпорядкованого керування. Внутрішнім контуром каналу потокозчеплення є контур струму, а зовнішній контур потоку. Внутрішній контур струму складається з регулятора струму, перетворювача частоти та аперіодичної ланки – обмотки статора.

Канал потокозчеплення ротора складається з регулятора потоку $W_{рп}$ регулятора струму $W_{рс}$ і перетворювача частоти у вигляді інерційної ланки першого порядку, та внутрішнього за струмом і зовнішнього за потокозчепленням зворотніх зв'язків.

Канал регулювання швидкості ротора містить в собі: регулятор швидкості $W_{рш}$ регулятор струму $W_{рс}$ і перетворювач частоти у вигляді інерційної ланки першого порядку, та зворотні зв'язки за струмом та швидкістю.

Проекції повного струму I_{1x} та I_{1y} обчислюються за результатами перетворень Кларка і Парка. Поєднання обертання системи координат з обертанням ротора робить проекції повного струму постійним в усталеному режимі, що дозволяє розрахувати коефіцієнти зворотніх зв'язків за струмами.

Для отримання бажаних перехідних процесів виконаємо синтез регуляторів векторної системи керування. Здійснюючи налаштування регуляторів на модульний оптимум, потрібно знати, що така настройка застосовується для систем другого порядку.

3.2 Синтез структури та розрахунок параметрів цифрового регулятора швидкості

3.2.1 Синтез регулятора струму. Передавальна функція розімкненого контуру стабілізації струму

$$W_{PT} = W_{PC}(p) \cdot \frac{k_{\Pi}}{T_{\Pi}(p)+1} \cdot \frac{\frac{1}{R_{1e}}}{T_{1e}p+1}, \quad (3.1)$$

де R_{1e} – сумарний активний опір фази двигуна, Ом;

k_{II} – коефіцієнт передачі перетворювача за напругою;

T_{II} – стала часу, с.

$$R_{1e} = R_s + k_r^2 R_r. \quad (3.2)$$

Бажана передавальна функція розімкнутого контуру стабілізації струму

$$W_{б.РТ}(p) = \frac{1/k_{зс}}{\alpha_T T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}, \quad (3.3)$$

де $k_{зс}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом.

Візьмемо $\alpha_T = 2$ відповідно до налагодження регулятора на модульний оптимум (МО): $T_{\mu} = T_{II}$.

Обчислимо передавальну функцію регулятора

$$W_{PC} = \frac{1/k_{3c}}{2T_{\Pi p}(T_{\Pi p}+1)} \cdot \frac{T_{\Pi p}+1}{k_{\Pi}} \cdot \frac{T_{1e}p+1}{\frac{1}{R_{1e}}}. \quad (3.4)$$

Позначимо

$$T_i = \frac{k_{3c}2T_{\Pi}k_n}{R_{1e}}. \quad (3.5)$$

Тоді вираз (3.4) набуде вигляду:

$$W_{PC}(p) = \frac{T_{1e}p+1}{T_i p}. \quad (3.6)$$

3.2.2 Синтез регулятора потоку. Передавальна функція розімкненого контуру стабілізації потоку

$$W_{p,\Pi}(p) = W_{\Pi}(p) \cdot W_{3I}(p) \frac{k_r L_r}{T_2 p + 1}. \quad (3.7)$$

Передавальна функція замкненого контуру регулювання потоку

$$W_{3I}(p) = \frac{W_{pI}(p)}{1+W_{pI}(p) \cdot k_{3c}} = \frac{1/k_{3c}}{2T_{\Pi}p+1}. \quad (3.8)$$

Бажана передавальна функція розімкненого контуру стабілізації потоку

$$W_{\text{б.р.п}} = \frac{\frac{1}{k_{3\Pi}}}{\alpha_T T_{\mu c} p (T_{\mu} p + 1)}. \quad (3.9)$$

Візьмемо $\alpha_T = 2$, а $\alpha_{\text{п.о.}} = 2$ відповідно до налагодження регулятора на МО, а некомпенсовану сталу часу – $T_{\mu c} = \alpha_{\text{п.о.}} T_n$.

Обчислимо передаточну функцію регулятора

$$W_{P\Pi}(p) = \frac{\frac{1}{k_{3\Pi}}}{2 \cdot 2 T_{\Pi p} (2 T_{\Pi p} + 1)} \frac{2 T_{\Pi p} + 1}{1/k_{3\Pi}} \frac{T_{2p} + 1}{k_r L} = \frac{k_{3C1} (T_{2p} + 1)}{4 T_{\Pi p} k_{3\Pi} L_m}. \quad (3.10)$$

Позначимо

$$T_i = \frac{k_{3\Pi} \cdot 4 T L_m}{k_{3C1}}. \quad (3.11)$$

Тоді вираз (3.10) набуде вигляду

$$W_{P\Pi}(p) = \frac{T_{2p} + 1}{T_i p}. \quad (3.12)$$

3.2.3 Синтез регулятора швидкості. Передавальна функція розімкненого контуру стабілізації швидкості

$$W_{p.ш}(p) = \frac{1}{|\Psi_2|k_{3П}} W_{pш}(p) \cdot W_{3I}(p) \cdot |\Psi_2| \cdot \frac{3}{2} p_{\Pi} k_r \frac{1}{Jp}. \quad (3.13)$$

Передавальна функція замкненого контуру регулювання швидкості

$$W_{3I}(p) = \frac{W_{pI}(p)}{1+W_{pI}(p) \cdot k_{3C}} = \frac{1/k_{3C}}{2T_{\Pi}p+1}. \quad (3.14)$$

Візьмемо $\alpha_T = 2$, а $\alpha_c = 2$ відповідно до налагодження регулятора на МО, а некомпенсовану сталу часу $-T_{\mu c} = \alpha_c T_{II}$.

Обчислимо передаточну функцію регулятора

$$W_{pш}(p) = \frac{1/k_{3ш}}{2 \cdot 2T_{\Pi}p(2T_{\Pi}p+1)} \frac{2T_{\Pi}p+1}{1/k_{3C}} \frac{2k_{3П}Jp}{3p_{\Pi}k_r} = \frac{k_{3П}k_{3C1}J}{3p_{\Pi}k_r \cdot 2T_{\Pi}k_{3C}} = k_{pш}. \quad (3.15)$$

Сталі часу

$$\begin{aligned} T_{1e} &= \sigma \frac{L_S}{R_{1e}}, \\ T_2 &= \sigma \frac{L_r}{R_r}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

3.2.4 Розрахунок параметрів передавальних функцій. Параметри схеми заміщення електродвигуна MDXMA132-22 наведені в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 - Параметри схеми заміщення асинхронного двигуна MDXMA132-22

Найменування	Значення
Номінальна частота обертання ротора $W_n, \text{рад/с}$	149,226
Номінальний момент $M_n, \text{Н} \cdot \text{м}$	14,74
Пусковий момент $M_{II}, \text{Н} \cdot \text{м}$	35,38
Критичний момент $M_{кр}, \text{Н} \cdot \text{м}$	38,33
Номінальний струм статора, $I_n, \text{А}$	5,1
Номінальне ковзання S_n	0,05
Критичне ковзання $S_{кр}$	0,31186
Активний опір статора $R_s, \text{Ом}$	3,6905
Активний опір ротора $R_r, \text{Ом}$	2,436
Реактивний опір статора $X_s, \text{Ом}$	2,2293
Реактивний опір ротора $X_r, \text{Ом}$	3,990038
Опір взаємоіндукції $X_m, \text{Ом}$	119,34398
Повна індуктивність статора $L_s, \text{Гн}$	0,389081
Повна індуктивність ротора $L_r, \text{Гн}$	0,392584
Взаємна індуктивність статора і ротора $L_m, \text{Гн}$	0,379884
Коефіцієнт магнітного зв'язку статора k_s	0,9764
Коефіцієнт магнітного зв'язку ротора k_r	0,9676
Коефіцієнт розсіювання машини Σ	0,0552

Синус кута $\varphi_H, \text{рад/с}$,

$$\begin{aligned}\sin\varphi &= \sqrt{1 - \cos^2\varphi_H}, \\ \sin\varphi &= \sqrt{1 - 0,8^2} = 0,6 \text{ рад/с}.\end{aligned}\tag{3.17}$$

Номинальна фазна напруга $U_{\phi H}, \text{В}$,

$$U_{\phi H} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 219,393 \text{ В}.\tag{3.18}$$

Осьовий момент інерції $J_{\text{мех}}, \text{кг} \cdot \text{м}^2$, що приведений до осі ротора двигуна:

$$\begin{aligned}J_{\text{мех}} &= 10 \cdot J_{\text{дв}} \\ J_{\text{мех}} &= 10 \cdot 0,0057 = 0,057 \text{ кгм}^2\end{aligned}\tag{3.19}$$

Приведений до осі ротора двигуна момент інерції $J_{\Sigma}, \text{кг} \cdot \text{м}^2$:

$$\begin{aligned}J_{\Sigma} &= J_{\text{дв}} + J_{\text{мех}} \\ J_{\Sigma} &= 0,0057 + 0,057 = 0,0627 \text{ кг} \cdot \text{м}^2\end{aligned}\tag{3.20}$$

Амплітудне значення номінальної фазної напруги обмотки статора $U_b, \text{В}$,

$$\begin{aligned}U_b &= \sqrt{2} \cdot U_{\phi H}, \\ U_b &= \sqrt{2} \cdot 219,393 = 310 \text{ В}.\end{aligned}\tag{3.21}$$

Амплітудне значення номінального струму обмотки статора I_b, A ,

$$I_b = \sqrt{2} \cdot I_n,$$

$$I_b = \sqrt{2} \cdot 5,1 = 7,21 \text{ A.} \quad (3.22)$$

Електромагнітний момент $M_b, H \cdot m$,

$$M_b = kkp \cdot \frac{P_H}{\omega r b'},$$

$$M_b = 2,6 \cdot \frac{2200}{157} = 36,4 \text{ H} \cdot m \quad (3.23)$$

Активний опір кола статора R_{1e}, Om ,

$$R_{1e} = R_s + kr^2 \cdot R_r,$$

$$R_{1e} = 3,6905 + 0,9676^2 \cdot 2,434620 = 5,97 \text{ Ом} \quad (3.24)$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю $K_{зс} = B/A$. в контурі потокозчеплення:

$$K_{зс1} = \frac{U_{нз}}{I_{1ab}},$$

$$K_{зс1} = \frac{10}{2,331} = 4,29 \text{ B/A.} \quad (3.25)$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом $K_{OT2}, B/A$., в контурі регулювання моменту:

$$K_{3c2} = \frac{U_{H3}}{I_1 \beta b},$$

$$K_{3c2} = \frac{10}{15,9} = 0,629 \text{ В/А.} \quad (3.26)$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом $K_{oc}, \text{В} \cdot \text{с},$

$$K_{3c} = \frac{U_{H3}}{\omega r b}; \quad (3.27)$$

$$K_{3c} = \frac{10}{157,0} = 0,0637 \text{ В} \cdot \text{с.} \quad (3.28)$$

Еквівалентний статичний коефіцієнт передачі $K_n, \text{В/А},$ між напругами:

$$K_n = \frac{U_b}{U_{H3}},$$

$$K_n = \frac{310}{10} = 31 \text{ В/А.} \quad (3.29)$$

Електромагнітна стала часу кола ротора $T_2, \text{с},$

$$T_2 = \frac{Lr}{Rr},$$

$$T_2 = \frac{0,393}{2,435} = 0,161 \text{ с.} \quad (3.30)$$

Еквівалентний активний опір кола статора $T_{1e}, \text{с},$

$$T_{1e} = \sigma \cdot \frac{Ls}{R_{1\phi}},$$

$$T1e = 0,055 \cdot \frac{0,389}{5,97} = 0,0036 \text{ с.} \quad (3.31)$$

Коефіцієнт зворотнього зв'язку за потоком $K_{zn} B/B\delta$,

$$K_{zn} = \frac{U_{H3}}{\psi_{2b}},$$

$$K_{zn} = \frac{10}{0,885} = 11,3 \text{ } B/B\delta. \quad (3.32)$$

Сталі часу $Ti1$ та $Ti2$, с ,

$$Ti1 = \frac{k_{zc} \cdot 2 \cdot Tn \cdot Kn}{R1e};$$

$$Ti1 = \frac{4,29 \cdot 2 \cdot 0,001 \cdot 31}{5,97} = 0,0446 \text{ с.}$$

$$Ti2 = \frac{k_{zc1} \cdot 2 \cdot Tn \cdot Kn}{R1e};$$

$$Ti2 = \frac{0,629 \cdot 2 \cdot 0,001 \cdot 31}{5,97} = 0,0151 \text{ с.} \quad (3.33)$$

Позначимо Ti , с,

$$Ti = \frac{K_{zn} \cdot 4 \cdot Tn \cdot Lm}{k_{zc}},$$

$$Ti = \frac{11,3 \cdot 4 \cdot 0,001 \cdot 0,379884}{4,29} = 0,004 \text{ с.} \quad (3.34)$$

Обчислимо передаточну функцію регулятора WP_{III} ,

$$WP_{III} = \frac{k_{zn} \cdot k_{zc} \cdot J\Sigma}{3 \cdot 1 \cdot kr \cdot 2 \cdot Tn \cdot k_{zc}},$$

$$WP_{III} = \frac{11,3 \cdot 0,629 \cdot 0,0627}{3 \cdot 2 \cdot 0,9676 \cdot 2 \cdot 0,001 \cdot 0,0637} = 603. \quad (3.35)$$

3.3 Моделювання асинхронного електропривода з цифровим регулятором в MATLAB

Виконаємо моделювання векторної системи керування. Для цього використовуємо пакет прикладних програм MATLAB. Він дозволяє вирішувати завдання технічних обчислень і однойменну мову програмування, що використовується в цьому пакеті. Мова MATLAB є інтерпретованою мовою програмування, що включає засновані на матрицях структури даних, широкий спектр функцій, інтегровану середу розробки, об'єктно-орієнтовані можливості і інтерфейси до програм, написаних на інших мовах програмування. Simulink – інтерактивний інструмент для моделювання, імітації та аналізу динамічних систем, включаючи дискретні, неперервні та гібридні, нелінійні та розривні системи. Дає можливість будувати графічні блок-діаграми, імітувати динамічні системи, досліджувати працездатність систем і вдосконалювати проекти. Simulink повністю інтегрований з MATLAB, що забезпечує швидкий доступ до широкого спектру інструментів аналізу і проектування.

3.3.1 На рисунку 3.7 представлена модель системи векторного керування.

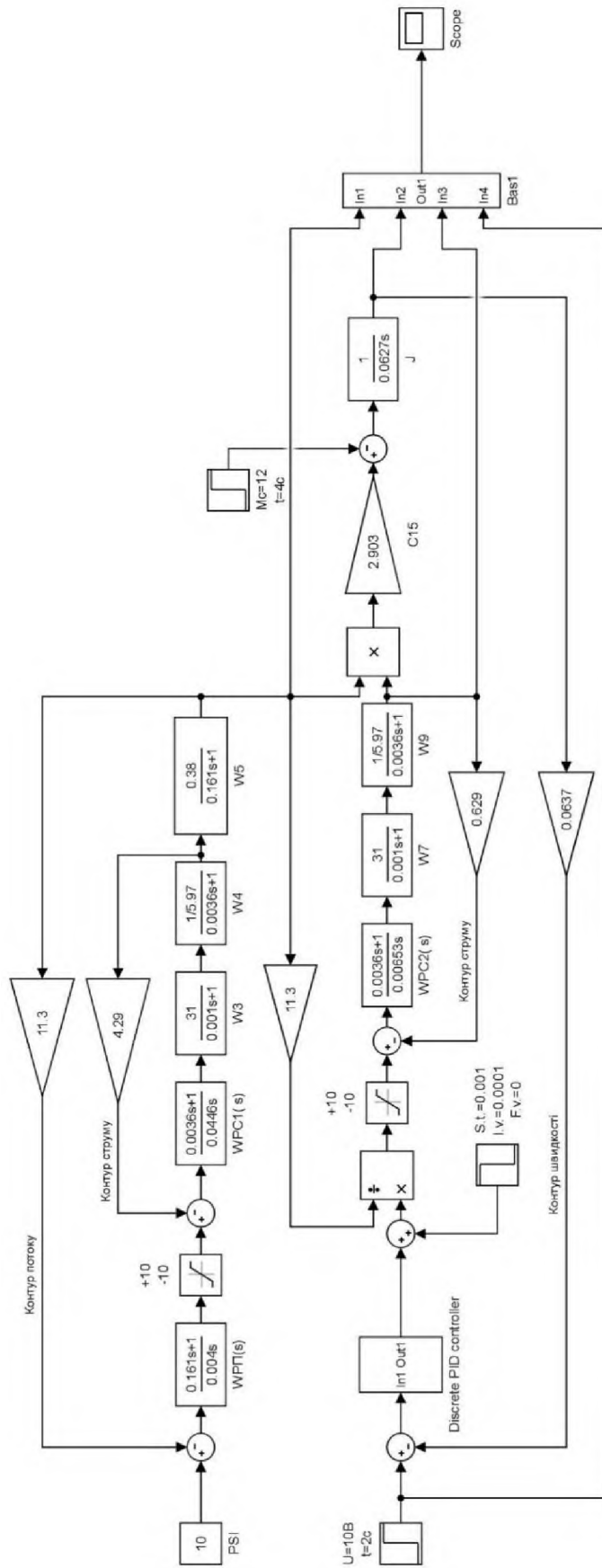


Рисунок 3.7 – Схема моделювання системи векторного керування асинхронного електропривода

з цифровим регулятором швидкості

Структурна схема регулятора швидкості представлена на рисунку 3.8.

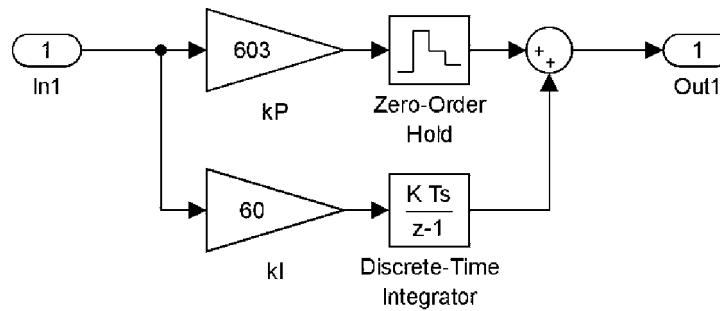
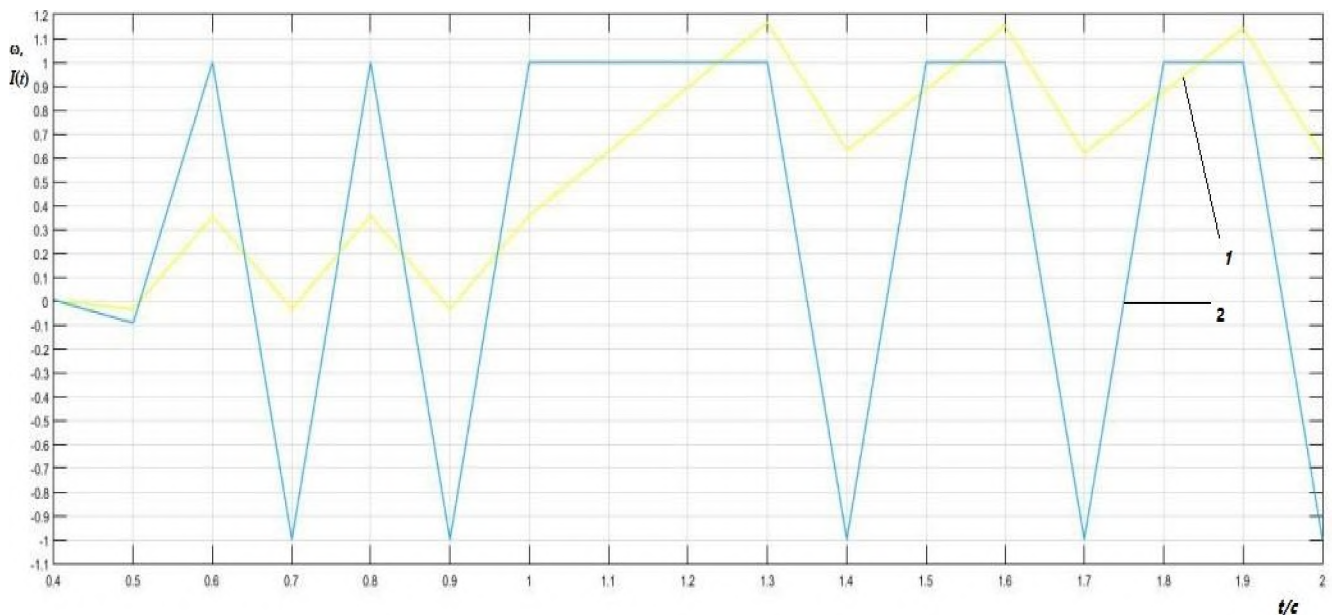


Рисунок 3.8 – Підсистема «Discrete PI Controller»

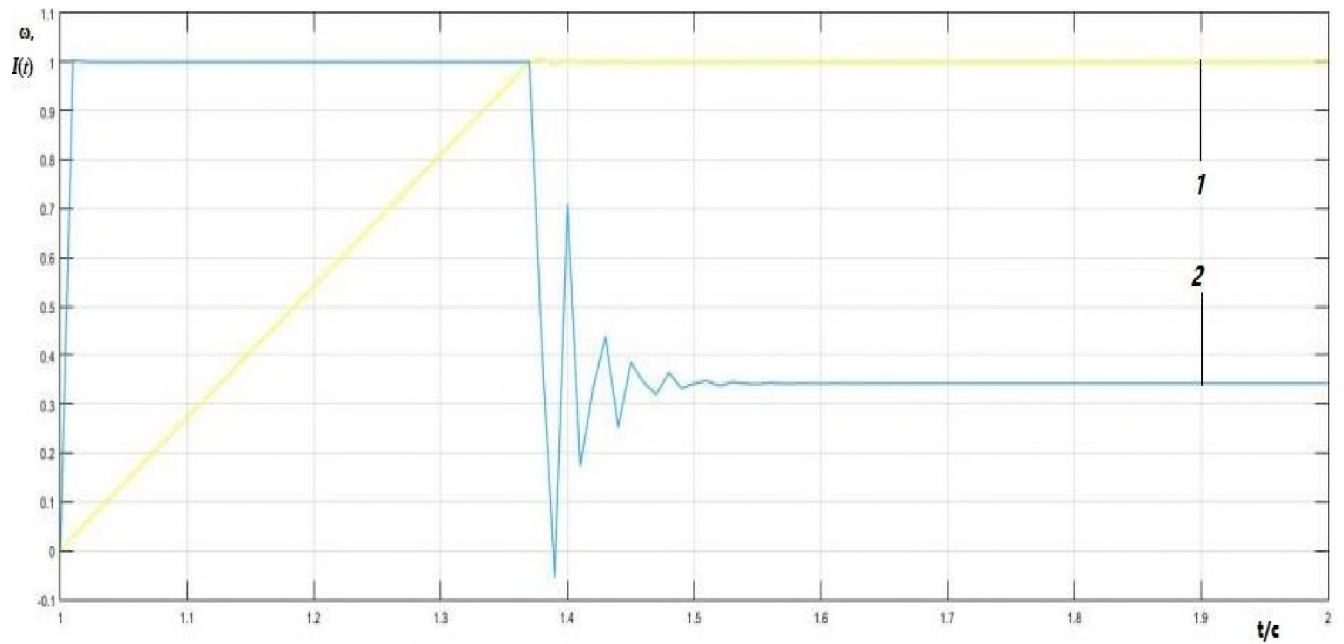
3.3.2 Побудова перехідних процесів та аналіз якості керування. В результаті моделювання схеми при різних значеннях параметру Sample Time отримуємо графіки перехідних процесів, які показано на рисунках 3.9-3.12.



1 – кутова швидкість $\omega(t)$; 2 – струм $I(t)$

Рисунок 3.9 – Графіки перехідних процесів струму та кутової швидкості

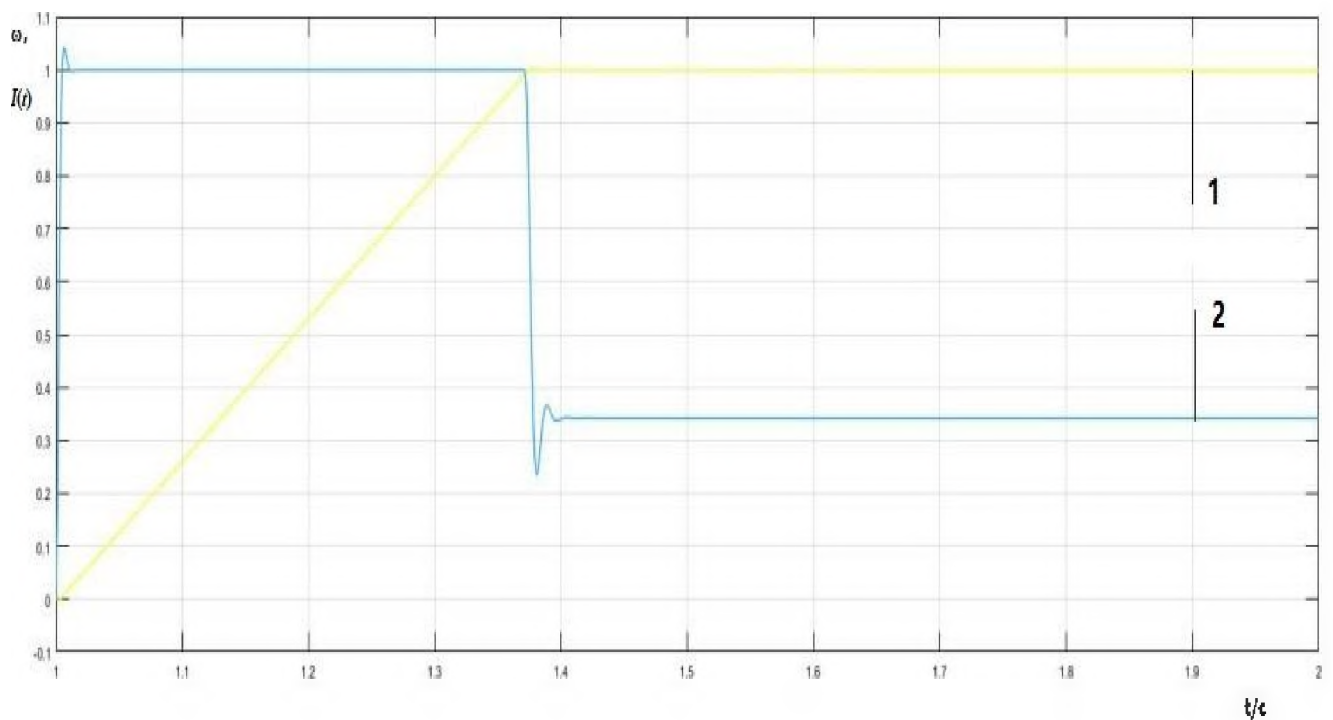
(Sample Time 0,1 s)



1 – кутова швидкість $\omega(t)$; 2 – струм $I(t)$

Рисунок 3.10 – Графіки перехідних процесів струму та кутової швидкості

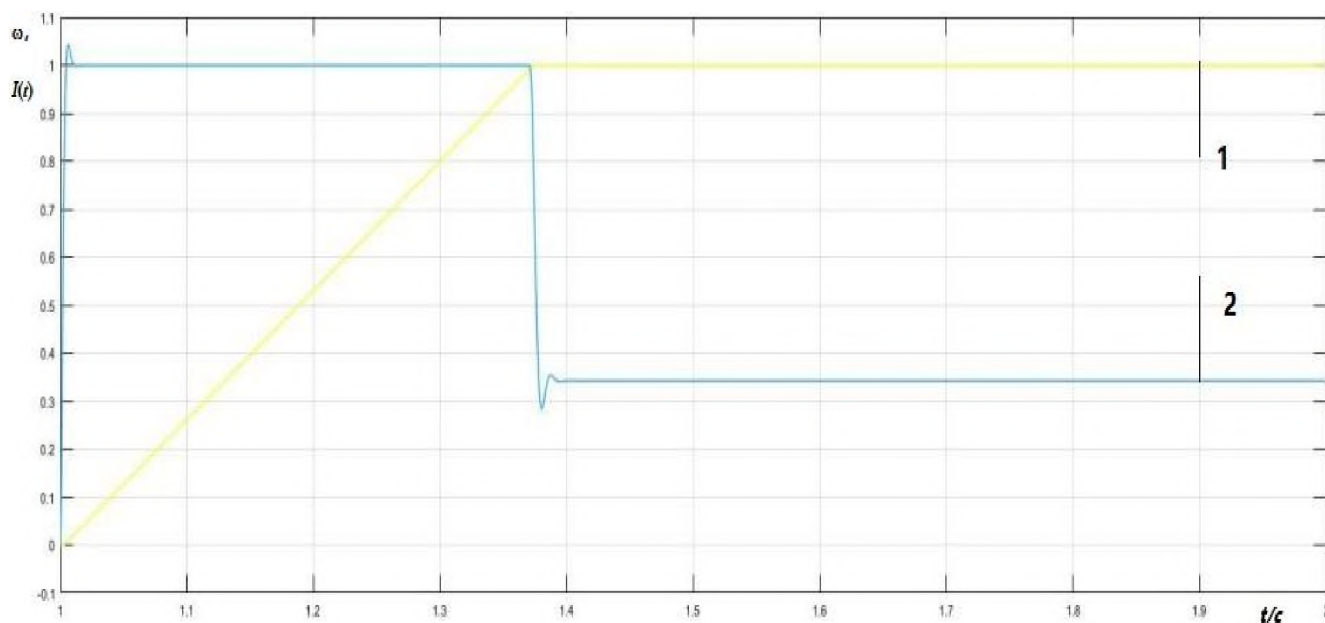
(Sample Time 0,01 s)



1 – кутова швидкість $\omega(t)$; 2 – струм $I(t)$

Рисунок 3.11 – Графіки перехідних процесів струму та кутової швидкості

(Sample Time 0,001 s)



1 – кутова швидкість $\omega(t)$; 2 – струм $I(t)$

Рисунок 3.12 – Графіки перехідних процесів струму та кутової швидкості

(Sample Time 0,0001 s)

Для систем керування важливим є поняття якості перехідних процесів, тобто важливий сам характер протікання процесів, особливо такі фактори, як тривалість, коливальність і динамічне відхилення регульованої змінної від заданої величини.

До загальноприйнятих показників якості, які використовують для характеристики перехідного процесу, відносять відносне перерегулювання, час встановлення, час наростання, час максимуму та усталену похибку.

Швидкодія системи напряму пов'язана з часом наростання t_n та часом максимуму перехідної характеристики t_m . Для недодемпфованих систем, перехідна характеристика яких має перерегулювання, час наростання визначається як час зміни реакції від 0 до 100 % заданого значення вихідної величини. Якщо система пере-

демпфована, то перерегулювання відсутнє, час максимуму не має значення, а в якості часу наростання розглядається інтервал, протягом якого перехідна характеристика змінюється від 10 до 90 % її значення.

Наскільки добре дійсна реакція системи відповідає керуючому впливу, оцінюється по відносному перерегулюванню σ і часу встановлення t_p .

Відносне перерегулювання σ представляє собою максимальне відхилення від усталеного значення, яке виражається у відносних одиницях або процентах,

$$\sigma = \frac{h_{\max} - h_{\text{уст}}}{h_{\text{уст}}} \cdot 100 \% \quad (3.36)$$

де $h_{\max}$ – максимальне значення вихідної величини;

$h_{\text{уст}}$ – усталене значення вихідної величини.

Час встановлення t_p визначається моментом, після якого перехідна характеристика залишається повністю в межах зони, яка відрізняється від усталеного значення на $\pm\delta$.

Отже, реакцію системи на керуючий вплив можна охарактеризувати двома факторами:

- швидкодією, яка визначається часом наростання і часом максимуму;
- близькістю до бажаного вигляду, яка визначається перерегулюванням і часом встановлення.

Наведені вище показники можуть бути доповнені іншими, якщо цього вимагають специфічні технічні завдання на розробку або дослідження систем керування.

Проаналізуємо реакцію системи керування на ступінчастий сигнал (рисунок 3.9-3.12). Отримані показники якості зведені в таблицю 3.4.

Таблиця 3.4 – Показники якості

Параметр	Sample Time 1e-1	Sample Time 1e-2	Sample Time 1e-3	Sample Time 1e-4
σ , %	1,02	0,67	0,23	0,15
t_p , с	0,885	0,38	0,378	0,376
t_n , с	0,663	0,292	0,293	0,293
$\varepsilon_{уст}$	0	0	0	0

В рамках дослідження виконаємо порівняльний аналіз якості керування в системі з безперервним та цифровим регуляторами. Модель такої системи в MATLAB наведено на рисунку 3.13, а результати – на рисунках 3.14-3.16. Як видно з рисунків при однакових параметрах налаштування регуляторів швидкості, якість керування в системі з дискретним регулятором суттєво залежить від періоду квантування (Sample Time).

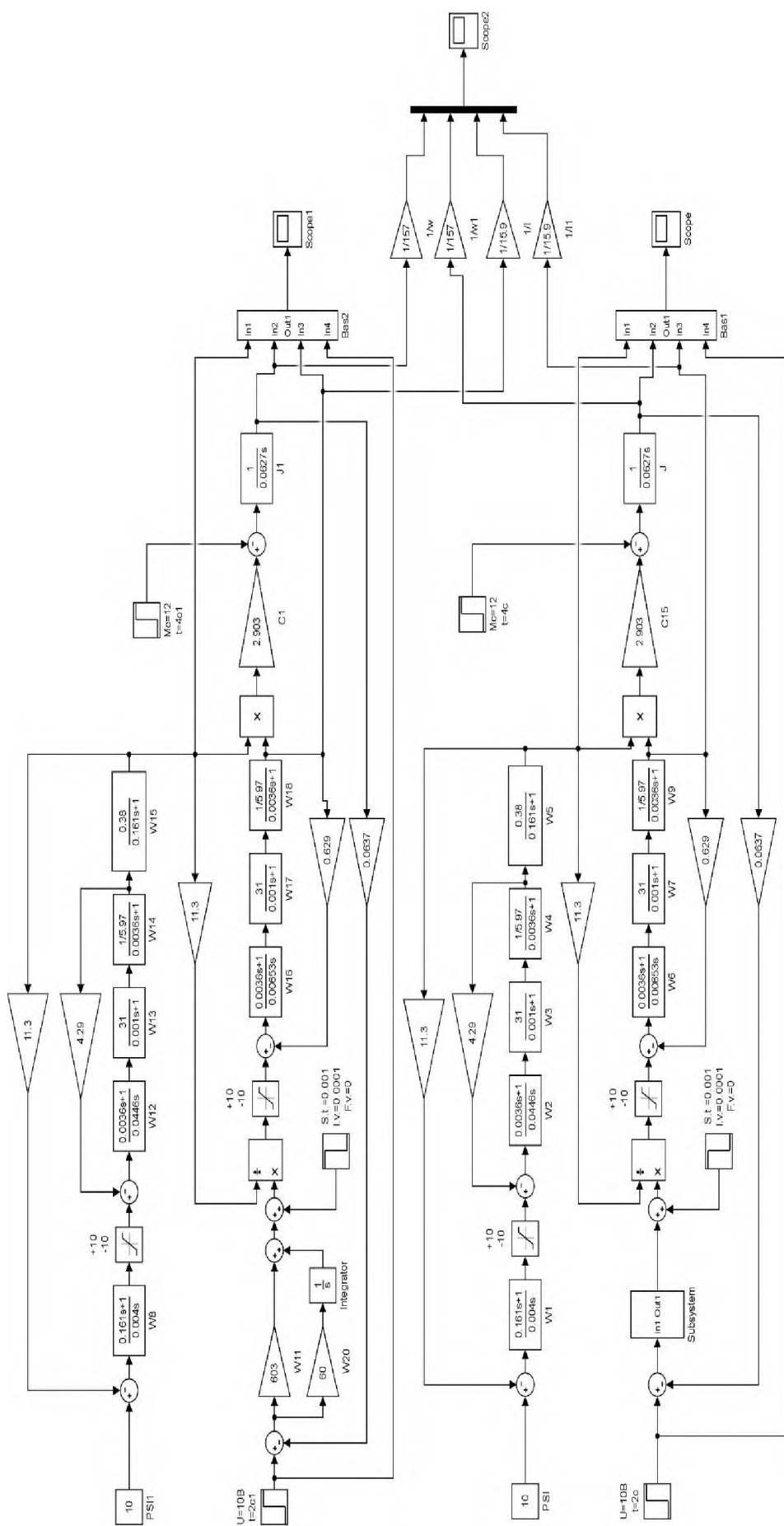


Рисунок 3.13 – Схема моделювання системи векторного керування асинхронного електропривода з безперервним та цифровим регуляторами швидкості

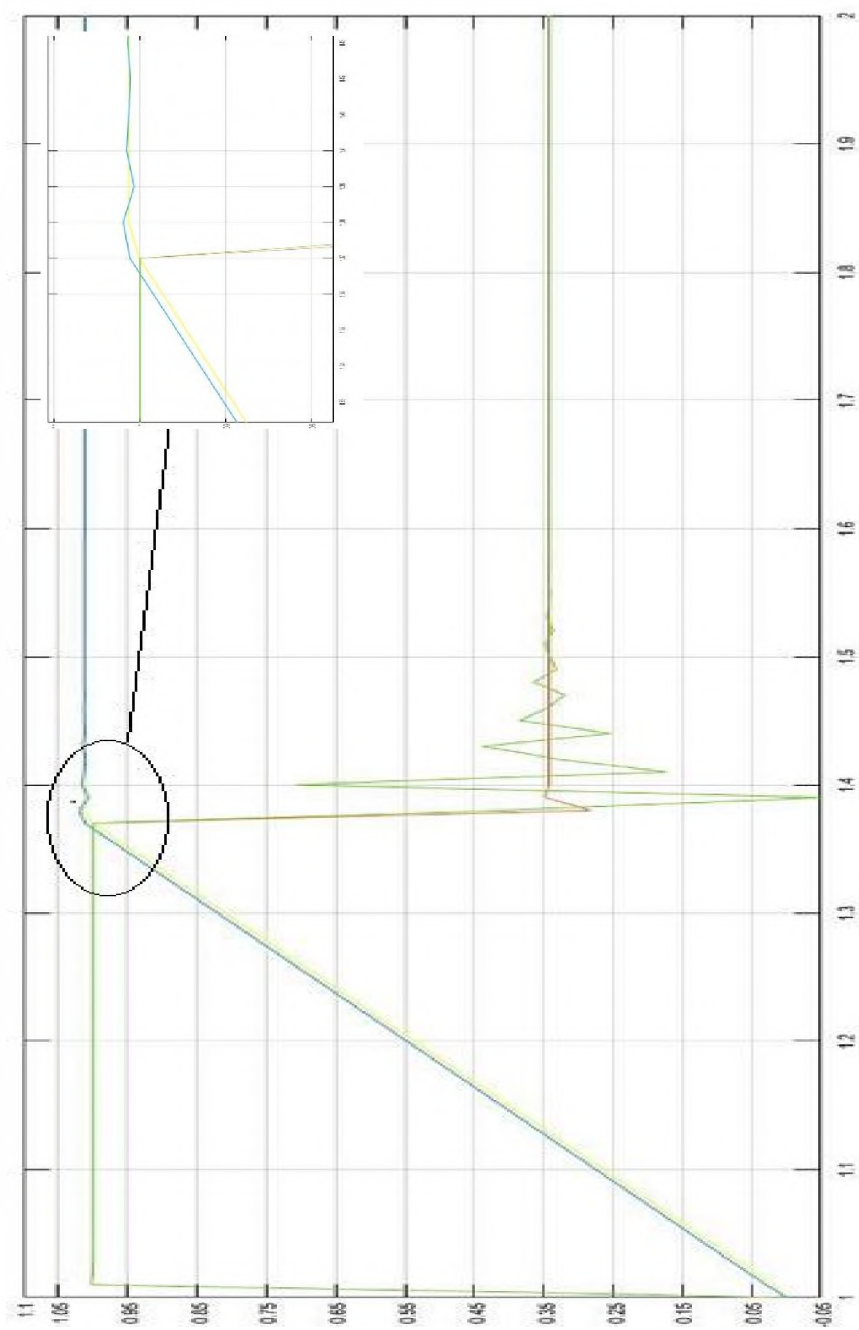


Рисунок 3.14 – Графіки перехідних процесів струму та кутової швидкості

в системах з безперервним та цифровим регуляторами швидкості

(Sample Time 0,01 s)

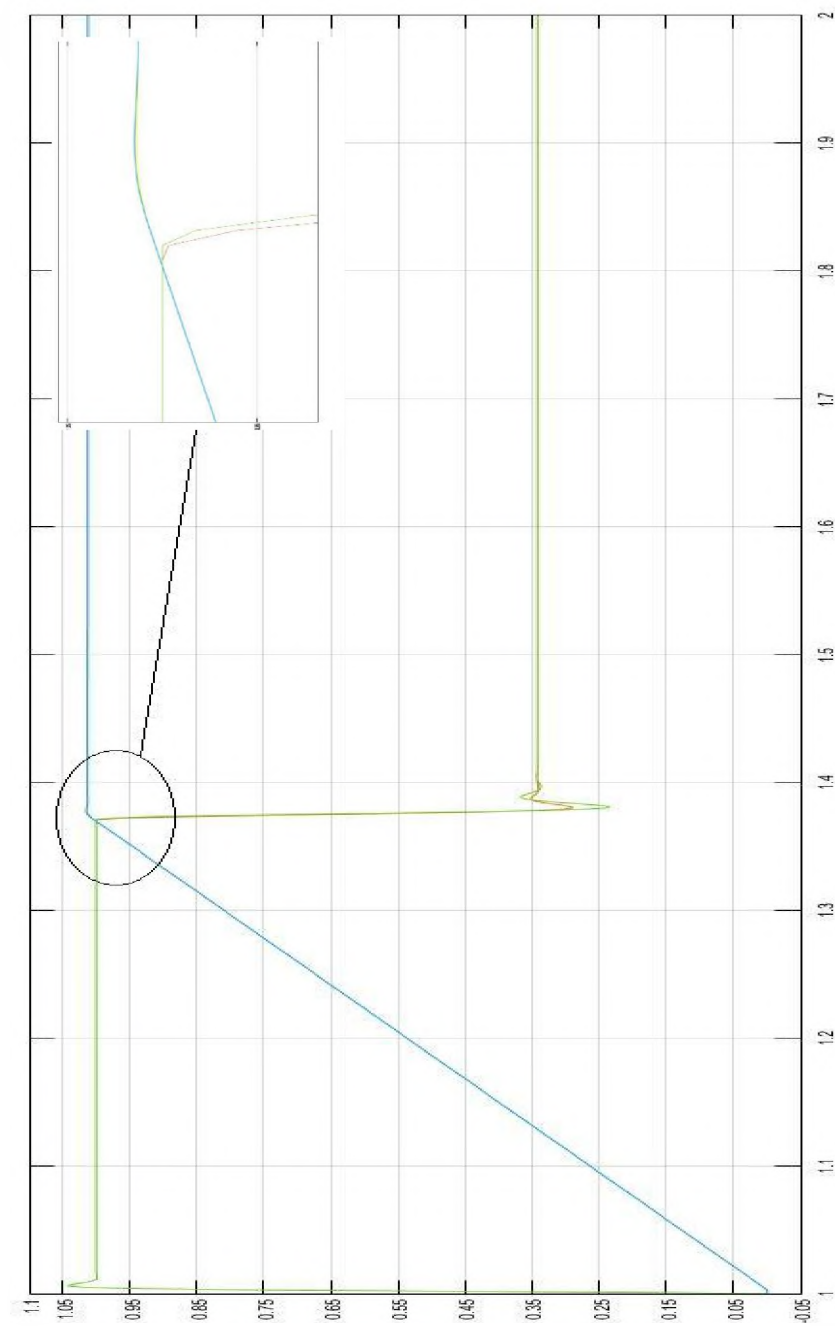


Рисунок 3.15 – Графіки перехідних процесів струму та кутової швидкості

в системах з безперервним та цифровим регуляторами швидкості

(Sample Time 0,001 s)

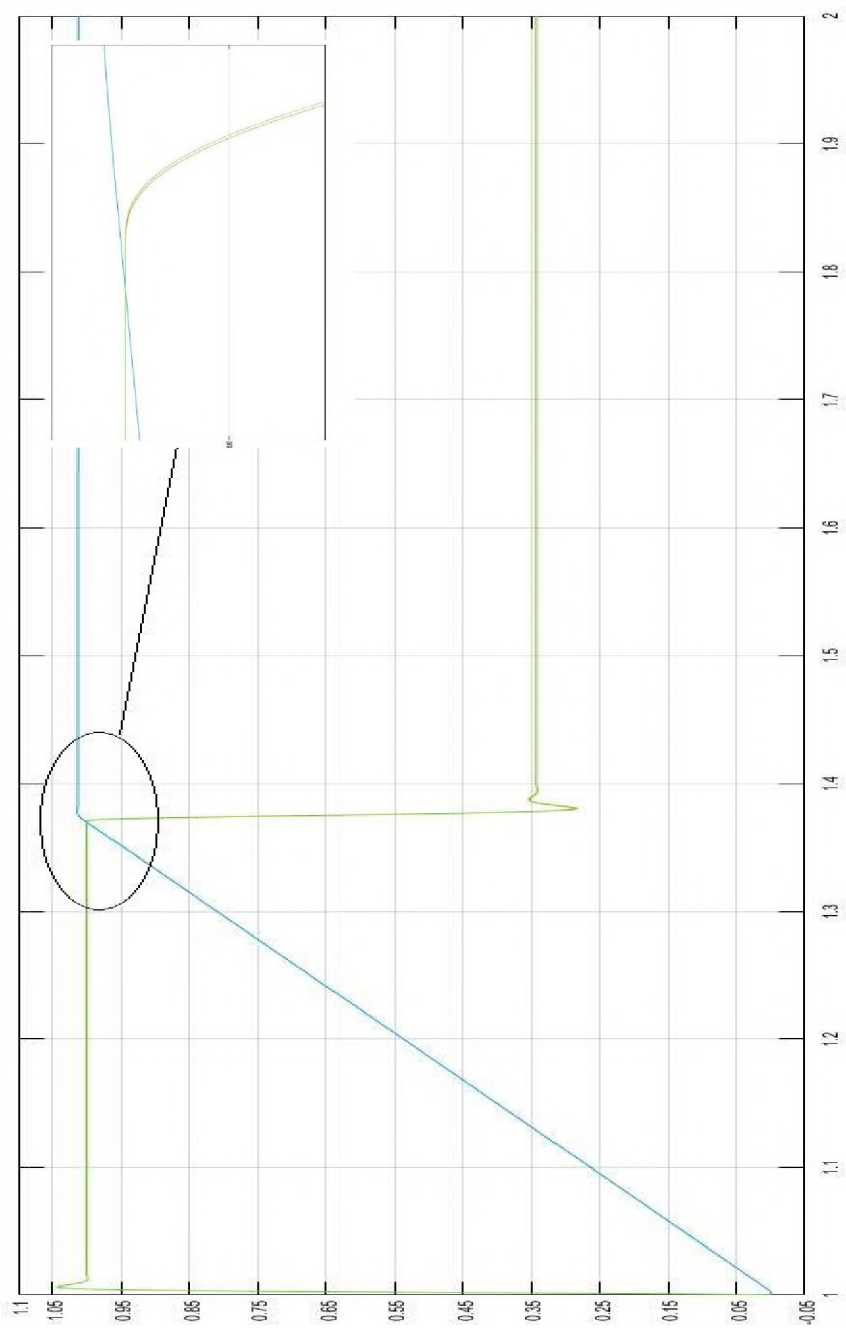


Рисунок 3.16 – Графіки перехідних процесів струму та кутової швидкості

в системах з безперервним та цифровим регуляторами швидкості

(Sample Time 0,0001 s)

3.4 Розробка алгоритму керування для програмованих логічних контролерів в MATLAB

За допомогою Simulink PLC Coder в роботі згенеровано відповідно до стандарту IEC 61131 код для програмованих логічних контролерів (ПЛК). Це нововведення дозволяє використовувати модельно-орієнтоване проектування для промислового і силового обладнання, керованого ПЛК.

За допомогою Simulink PLC Coder, інженери можуть автоматично генерувати код для промислових систем керування, включаючи замкнуті системи і системи контролю зі зворотним зв'язком. Автоматична генерація коду, невід'ємна частина модельноорієнтованого проектування, допомагає усунути помилки, пов'язані з традиційним ручним написанням коду і зменшує час розробки та затвердження.

Simulink PLC Coder генерує вихідний код в структурованому текстовому форматі з моделей Simulink, діаграм Stateflow, і коду Embedded MATLAB, а потім використовує інтегровану середу розробки (IDE) від постачальника засобів промислової автоматизації, для компіляції коду і запуску його на контролерах ПЛК.

Для генерації коду необхідна програма MATLAB починаючи з версії 2010a. Розробляти будемо програму для ПЛК Siemens SIMATIC STEP 7.

Створюємо файл моделі, в якому будемо створювати математичну модель. Для цього нам знадобиться бібліотека `plclib`, тому з командного рядка MATLAB запускаємо її.

Використовуємо математичну модель системи керування з дискретним ПІ-регулятором (рисунок 3.7). На рисунку 3.8 наведена внутрішня структура блоку Discrete PI Controller.

Вибираємо блок Discrete PI Controller, натискаємо праву кнопку миші і вибираємо Subsystem Parametrs. У цьому вікні відзначаємо «Treat as atomic unit» і натискаємо кнопку Ок.

На функціональному блоці натискаємо праву кнопку миші і вибираємо PLC Coder/Options. Вибираємо в який тип ПЛК буде згенеровано код (Target IDE) і натискаємо кнопку Generate code.

Згенерований код для SIMATIC STEP 7

```
(*
*
* File: untitled.exp
*
* IEC 61131-3 Structured Text (ST) code generated for subsystem
"untitled/Discrete PID controller"
*
* Model name : untitled
* Model version : 1.0
* Model creator : Administrator
* Model last modified by : The MathWorks, Inc.
* Model last modified on : Tue Jan 12 01:32:26 2016
* Model sample time : 0.01s
* Subsystem name : untitled/Discrete PID controller
* Subsystem sample time : 0.01s
* Simulink PLC Coder version : 2.1 (R2016a) 10-Feb-2016
```

* ST code generated on : Fri Dec 14 14:09:15 2018

*

* Target IDE selection : 3S CoDeSys 2.3

* Test Bench included : No

*

*)

FUNCTION_BLOCK Discrete

VAR_INPUT

ssMethodType: SINT;

In1: LREAL;

END_VAR

VAR_OUTPUT

Out1: LREAL;

END_VAR

VAR

c_DiscreteTimeIntegrator_DS: LREAL;

END_VAR

CASE ssMethodType OF

SS_INITIALIZE:

(* InitializeConditions for DiscreteIntegrator: '<S1>/Discrete-Time Integrator' *)

c_DiscreteTimeIntegrator_DS := 0.0;

SS_STEP:

(* Outport: '<Root>/Out1' incorporates:

* DiscreteIntegrator: '<S1>/Discrete-Time Integrator'

* Gain: '<S1>/kP'

* Inport: '<Root>/In1'

* Sum: '<S1>/Sum13' *)

Out1 := (603.0 * In1) + c_DiscreteTimeIntegrator_DS;

```

(* Update for DiscreteIntegrator: '<S1>/Discrete-Time Integrator' incorporates:
* Gain: '<S1>/kI'
* Inport: '<Root>/In1' *)
c_DiscreteTimeIntegrator_DS := ((60.0 * In1) * 0.01) +
c_DiscreteTimeIntegrator_DS;
END_CASE;
END_FUNCTION_BLOCK
VAR_GLOBAL CONSTANT
SS_INITIALIZE: SINT := 0;
SS_STEP: SINT := 1;
END_VAR

```

Наступним етапом є створення проекту в Siemens SIMATIC Step 7 і вставки в редактор SCL згенерованого коду. Результатом компіляції коду є створення функціонального блоку.

3.5 Висновки до розділу 3

3.5.1 Наведено загальну характеристику об'єкта керування.

3.5.2 Виконано синтез структури та розрахунок параметрів цифрового регулятора швидкості.

3.5.3 Проведено моделювання асинхронного електропривода з цифровим регулятором в MATLAB та проаналізовано вплив параметрів цифрового регулятора на якість креування.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Охорона праці – це система правових, соціально-економічних, організаційно-технічних, санітарно-гігієнічних і лікувально-профілактичних заходів та засобів, спрямованих на збереження життя, здоров'я і працездатності людини в процесі трудової діяльності.

Правова база охорони праці у галузі ґрунтується на національному законодавстві та міжнародних нормах.

Законодавство України про охорону праці – це система взаємопов'язаних нормативно-правових актів, що регулюють відносини у сфері соціального захисту громадян у процесі трудової діяльності. Основоположним документом у галузі охорони праці є Закон України «Про охорону праці», який визначає основні положення щодо реалізації права на охорону життя і здоров'я у процесі трудової діяльності, на належні, безпечні і здорові умови праці, регулює відносини між роботодавцем і працівником з питань безпеки, гігієни праці та виробничого середовища і встановлює єдиний порядок організації охорони праці в Україні. До основних законодавчих актів, що мають безпосереднє відношення до охорони праці, належить також низка інших законів – «Основи законодавства України про охорону здоров'я», Закон України «Про забезпечення санітарного та епідемічного благополуччя населення», Закон України «Про пожежну безпеку», «Про використання ядерної енергії та радіаційну безпеку».

Міжнародна нормативно-правова база України з охорони праці регулюється такими документами, як:

- Конвенції та Рекомендації Міжнародної організації праці;
- Директиви Європейського Союзу.

4.1 Аналіз небезпечних та шкідливих факторів і їх вплив на людину при обслуговуванні верстата 16Б16Т1

В процесі трудової діяльності оператор здійснює процес обробки деталі за допомогою ЧПК. При цьому він здійснює введення, відлагодження і коригування програми, керує електроагрегатами, вмикає і вимикає верстат, здійснює контроль за ходом технологічної операції. Налагодження і переналагодження верстата здійснюється налагоджувальником.

В процесі експлуатації верстата на робочого впливає ряд джерел небезпечних та шкідливих факторів. За характером та природою дії всі небезпечні та шкідливі фактори поділяють на 4 групи: фізичні, хімічні, біологічні та психофізіологічні. До фізичних факторів належать: підвищені або понижені: температура, вологість, атмосферний тиск; підвищена швидкість руху повітря; недостатня освітленість; машини, механізми або їх елементи, що рухаються або обертаються; конструкції, що руйнуються; елементи середовища, нагріті до високих температур; устаткування, що має підвищений тиск або розрідження; підвищені рівні електромагнітного, іонізуючого та акустичного випромінювання; підвищений рівень статичної електрики; підвищений рівень електричної напруги; перебування на висоті; невагомість і ряд інших.

Хімічні фактори – це хімічні елементи, речовини та сполуки, які перебувають у різному агрегатному стані (твердому, рідкому та газоподібному) і поділяються залежно від шляхів проникнення та характеру дії на організм людини. Існують три шляхи проникнення хімічних речовин в людський організм через:

- органи дихання;
- шлунково-кишковий тракт;

– шкіряні покриви та слизові оболонки.

За характером дії виділяють токсичні, подразнюючі, задущливі, сенснбілізу-
ючі, канцерогенні, мутагенні речовини та такі, що впливають на репродуктивну фу-
нкцію.

Біологічні фактори поділяються на макроорганізми (рослини та тварини) і мі-
кроорганізми (бактерії, віруси, спірохети, грибки, простіші).

До психофізіологічних факторів належать фізичні (статичні та динамічні) і
нервово-психічні перенавантаження (емоційні, аналізаторів, монотонність праці).

До небезпечних механічних факторів відносяться рухомі елементи констру-
кції верстата (револьверна головка, піноль), супорт з встановленим в ньому ріжу-
чим інструментом, стружка і осколки, які вилітають в процесі різання ріжучого ін-
струмента.

Основними небезпечними механічними факторами, які виникають в процесі
токарної обробки деталі, являються:

- стружка «сталевий в'юн», яка має гострі краї і підвищену температуру;
- шпіндель, який обертається з патроном і закріпленою заготівкою;
- гострі крайки заготівки, вістря різця;
- рухомі елементи конструкції верстата, що потребують огорожі (шківн і ре-
мінні передачі, ходовий гвинт і вал, які розподіляють рух в супорті);
- падаюча заготівка.

Для безпечної експлуатації верстата і захисту обслуговуючого персоналу пе-
редбачені захисні пристрої, які призначені для огорожі рухомих механізмів, виклю-
чаючи можливість допуску до них. Зона різання має захисний пристрій, який вклю-
чає в себе щиток з оглядовим вікном із міцного скла, що захищає людину від ви-
льоту стружки, бризок масел.

Процес обробки метала пов'язаний з виділенням пилу. Нетоксичний пил зазвичай чинить подразнюючу дію на слизову оболонку людини, а при потраплянні в легені – специфічні захворювання. Для усунення цього небезпечного фактора використовується витяжна вентиляція.

Джерелом вібрацій являється робота електродвигунів, зубчатих передач, а також сам процес різання.

Норми вібрації приведені в ДСН 3.3.6.039-99 «Державні санітарні норми виробничої загальної та локальної вібрації».

Підвищений рівень вібрації чинить шкідливий вплив на нервову ендокринну, м'язову, кістково-м'язову, серцево-судинну системи. При деяких частотах страждають внутрішні органи, виникають спазми судин, виникає вібраційна хвороба.

Захист від вібрації здійснюється шляхом демпфування, тобто встановленням верстата на спеціальні віброопори. Зниження вібрації досягається також за рахунок збільшення жорсткості системи ВПД (верстат, пристрій, інструмент, деталь).

Шум несприятливо впливає на організм людини, викликає психічні і фізіологічні порушення, які знижують працездатність і створюють передумови для загальних і професійних захворювань і виробничого травматизму.

Процес різання, робота електродвигунів, механізмів і систем верстата супроводжується виникненням акустичних коливань на ультразвукових і інфразвукових частотах. При обробці і контролі якості виробляємої деталі ультразвукові установки не використовуються.

Всі джерела шуму можна згрупувати в конструкторські і технологічні. Конструкторські джерела шуму діють при роботі верстата на холостих режимах. До них відносяться електродвигуни, підшипники кочення, зубчаті передачі і незрівноважені частини, що обертаються. Технологічні джерела пов'язані із самим процесом

різання. На рівень технологічного шуму чинить вплив режим різання, конструктивні особливості і ступінь зношення ріжучого інструмента.

Октавні рівні звукового тиску і рівні на робочому місці оператора при роботі верстата під навантаженням не повинні перевищувати значення, що вказані в ГОСТ 12.1.003 – 88 «ССБТ. Шум. Общие требования безопасности».

Вибір відповідного класу точності виготовлення деталей верстата і балансування деталей, що обертаються, централізована циркуляційна система мастила дозволяє покращити шумові характеристики верстата.

Виробниче приміщення (механічний цех), в якому здійснюється технологічний процес, характеризується наявністю струмопровідних підлог і можливістю одночасного дотику металевих конструкцій, з'єднаних із землею, і елементів електрообладнання, які знаходяться під напругою. У відповідності з ПУЕ механічний цех з такими умовами відноситься до приміщень особливо небезпечних за враженням електричним струмом. Таким чином, елементи обладнання, які нормально не знаходяться під напругою, повинні заземлюватися або занулюватися при номінальній напрузі від 220 В змінного струму і від 110 В постійного струму у відповідності з ГОСТ 12.1.030-81 «ССБТ. Электробезопасность. Защитное заземление. Зануление».

Електрифікованим обладнанням, окрім металооброблювальних верстатів, являються вантажопідйомні пристрої, освітлювальна установка загального освітлення, вентиляційні установки загальнообмінної вентиляції.

Живлення електроспоживачів здійснюється від трифазної чотирипровідної мережі з глухозаземленою нейтраллю напругою 380/220 В безпосередньо через понижуючі трансформатори і випрямлячі.

У верстаті 16A20Ф3 здійснюється недоступність струмоведучих частин, за допомогою їхньої надійної ізоляції та розміщенням в недоступних місцях.

Електроустановки огорожені. Забезпечується ізоляція робочого місця.

Для нормальної роботи персоналу необхідна правильна організація освітлення. Нормальне освітлення сприяє тому, що людина тривалий час зберігає здатність стійкої роботи без втоми, так як від освітлення залежить швидкість, з якою око розрізняє предмети.

Робота на верстаті пов'язана із напругою зору під час контролю установки виробу і ріжучого інструмента, проміру деталі, а також при контролі роботи системи ЧПК.

Умови роботи вимагають не тільки достатнього освітлення, але і раціонального напрямку світла, відсутність різких тіней і блимів, що викликають осліплюючу дію та понижують працездатність.

Для освітлення виробничого приміщення використовуються відкриті світильники типу ВД (відкриті, денні). Верстат має вбудований місцевий світильник, що має лампу розжарювання. Світильник забезпечує спрямованість світлового потоку для освітлення зони різання і контролю якості обробки поверхонь (60°) та необхідну освітленість. Зона різання освітлюється зліва і зверху, що виключає напрям світла в очі.

Контроль освітленості на робочому місці здійснюється у відповідності з ДБН В.2.5-28-2006 «Природне і штучне освітлення».

Нормовані значення коефіцієнта природньої освітленості на робочих поверхнях при природньому і сумісному освітленні по ДБН В.2.5-28-2006 «Природне і штучне освітлення» приведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Нормовані значення коефіцієнта природньої освітленості

Характер зорової роботи	Розряд зорової роботи	штучне		природнє		сумісне	
		освітл., лк		КПО, %		КПО, %	
		комб.	загальне	верхнє	бокове	верхнє	бокове
Високоточний	2	1000	300	5	2	2-3	0,7-1,2

Верстат з ЧПК обслуговують оператор та налагоджувальник. Налагодження та переналагодження здійснює налагоджувальник, а підналагодження, оперативну роботу та контроль за роботою – оператор.

Функції оператора при експлуатації верстата зводяться до установки, закріпленню та вивірці пристосувань та інструмента на верстаті, установці програмоносія і заготовок, заміні інструмента, зняттю деталей і спостереження за ходом роботи верстата.

Робота оператора пов'язана із робочою позою стоячи, непостійною ходьбою і супроводжується тимчасовим незначним фізичним навантаженням і енергозатратами в межах 121-150 ккал/год (140 - 150 Вт). У відповідності з ГОСТ 12.1.005-88 вона відноситься до легкої фізичної роботи. Основні вимоги до робочого місця при виконанні роботи стоячи приведені у ГОСТ 12.2.033-78 «ССБТ. Рабочее место при выполнении работы стоя. Общие эргономические требования».

При роботі оператора відсутні статичні навантаження, що пов'язані із утриманням вантажів. У зв'язку із роботою в позі стоячи і недостатньою ходьбою на оператора діє гіподинамія та підвищене навантаження на ноги. Для профілактики передбачені виробнича гімнастика, зміна робочої пози в процесі роботи, загальні міри по зниженню утомлюваності та монотонності праці.

За напруженістю праці робота оператора характеризується підвищеною відповідальністю за технологічний процес і підвищеним нервово-емоціональним навантаженням при установці, закріпленню, вивірці пристосувань та установці програмоносія. Режим праці верстатника фізіологічно обґрунтований. Робота здійснюється у дві зміни. Нічна зміна виключається. Тривалість робочого дня складає 8 годин. Крім обідньої перерви тривалістю одну годину, в першій та другій половині дня передбачаються двадцятихвилинні перерви на відпочинок та фізіологічні потреби.

4.2 Розрахунок захисного заземлення

а таблицями додатка визначаємо питомий опір чорнозему $\rho = 200 \text{ Ом} \cdot \text{м}$ та кліматичний коефіцієнт для глинозему середньої вологості $\phi = 1,3$.

Розрахунковий питомий опір ґрунту, ρ_p , $\text{Ом} \cdot \text{м}$, відповідно дорівнює:

$$\rho_p = \rho \cdot \phi, \quad (4.1)$$

$$\rho_p = 200 \cdot 1,3 = 260 \text{ Ом} \cdot \text{м}. \quad (4.2)$$

Визначаємо опір розтікання струму одиночного заземлювача, $R_{од}$, Ом ,

$$R_{ад} = \frac{\rho_p}{2\pi \cdot l} \cdot \left(\ln \frac{2l}{d} + \frac{1}{2} \ln \frac{4t+1}{4t-1} \right), \quad (4.3)$$

де l – довжина заземлювача; $l = 2,4 \text{ м}$;

d – діаметр заземлювача; $d = 0,05 \text{ м}$;

t – відстань від поверхні землі до середини заземлювача, м .

$$t = 0,5 \cdot l + h, \quad (4.4)$$

де h – заглиблення заземлювача; $h = 0,8$ м.

$$t = 0,5 \cdot 2,4 + 0,8 = 2M. \quad (4.5)$$

$$R_{a\mathcal{L}} = \frac{260}{2\pi \cdot 2,4} \cdot \left(\ln \frac{2 \cdot 2,4}{0,05} + \frac{1}{2} \ln \frac{4 \cdot 2 + 2,4}{4 \cdot 2 - 2,4} \right) = 84OM. \quad (4.6)$$

Визначаємо орієнтовану кількість вертикальних заземлювачів, n' , шт,

$$n' = \frac{R_{a\mathcal{L}}}{R_H}, \quad (4.7)$$

де R_H – найбільший допустимий опір заземлюючого пристрою; $R_H = 4$ Ом.

$$n' = \frac{84}{4} = 21ШТ. \quad (4.8)$$

При відомій кількості заземлювачів і відношенню відстані між заземлювачами до їхньої довжини за таблицею додатка визначаємо коефіцієнт використання заземлювачів $\eta = 0,48$.

Визначаємо уточнену кількість заземлювачів, n , шт,

$$n = \frac{R_{a\mathcal{L}}}{\epsilon R_H \cdot \eta}, \quad (4.9)$$

$$n = \frac{84}{4 \cdot 0,48} = 44,75 \approx 44ШТ. \quad (4.10)$$

Розраховуємо довжину з'єднувальної шини, L , м,

$$L = 1,05 \cdot a \cdot n, \quad (4.11)$$

де a – відстань між заземлювачами; $a = 2,4$ м.

$$L = 1,05 \cdot 2,4 \cdot 44 = 110,9M. \quad (4.12)$$

Розраховуємо опір розтікання з'єднувальної шини з урахуванням коефіцієнта її використання, $R_{ш}$, Ом,

$$R_{ш} = \frac{\rho_p}{2\pi \cdot L \cdot \eta_{ш}} \cdot \ln \frac{2 \cdot L^2}{b \cdot h}, \quad (4.13)$$

де $\eta_{ш}$ – коефіцієнт використання шини; $\eta_{ш} = 0,22$;

b – ширина шини, $b = 0,8$ м.

$$R_{ш} = \frac{260}{2\pi \cdot 110,9 \cdot 0,22} \cdot \ln \frac{2 \cdot 110,9^2}{0,8 \cdot 0,8} = 17,9 \text{ Ом} \quad (4.14)$$

Обчислюємо опір розтікання струму всього заземлюючого пристрою, R , Ом,

$$R_{ш}R = \frac{1}{\frac{\eta_{ш}}{R_{ш}} + \frac{n \cdot \eta}{R_{од}}}, \quad (4.15)$$

$$R = \frac{1}{\frac{0,22}{17,9} + \frac{44 \cdot 0,48}{884}} = 3,79, \quad (4.16)$$

$$R \leq R_H;$$

$$3,79 \text{ Ом} \leq 40 \text{ М}. \quad (4.17)$$

4.3 Заходи щодо техніки безпеки при виконанні робіт на верстаті

16Б16Т1

При роботі на металорізальних верстатах передбачаються наступні заходи щодо техніки безпеки.

До роботи на металорізальних верстатах мають допуск особи, які пройшли медичне освідчення, мають спеціальні виробничі знання та пройшли інструктаж по ТБ. Допуск до самостійної роботи здійснюється після оформлення протокового

рішення та атестації працівника. Працівника не допускають до роботи на верстаті, попередньо не ознайомивши його з правилами техніки безпеки.

До роботи на верстаті можна допускати тільки кваліфікованих працівників, які вивчили конструктивні і технологічні особливості верстата та правила технічної експлуатації, пройшли спеціальний інструктаж, здали екзамен заводській кваліфікаційній комісії та отримали спеціальне посвідчення на право роботи на даному верстаті.

Перед кожним вмиканням верстата необхідно переконатися, що пуск нікому не загрожує небезпекою, так як недбалість в даному випадку може призвести до летального результату. Якщо по будь-якій причині зона різання верстата не огорожена захисними кожухами, що захищають від стружки та МОР (мастильно-охолоджуюча рідина), необхідно використовувати засоби індивідуального захисту (захисні окуляри ЗП - 64 ГОСТ 12.4.013, щитки для захисту обличчя ГОСТ 12.4.023 - 76). Для уникнення травм осіб, які не мають відношення до роботи, що виконується на верстаті, їх потрібно не допускати до робочого місця, а також не дозволяти прибиральнику прибирати біля верстата під час його роботи. Працювати на верстаті в рукавицях або рукавчиках, а також із забинтованими пальцями без резинових напальчників не дозволяється через наявність у верстаті частин, що обертаються. Під час роботи не брати та не подавати через працюючий верстат будь-які предмети.

Перед початком роботи необхідно ретельно провести огляд всіх вузлів та механізмів верстата, а також для уникнення нещасних випадків перевірити наявність, справність і надійність:

- заземлюючи пристроїв;
- пристроїв кріплення інструмента.

При роботі на верстаті необхідно строго дотримуватися наступних вимог:

- до установки заготовки в шпиндель необхідно перевірити стан посадочних поверхонь інструмента і шпинделя; не допускається робота з пошкодженнями на посадочних поверхнях;
- обробка заготовки здійснюється при повністю закритому кожусі;
- вмикати шпиндель можна, тільки впевнившись в тому, що різець надійно і правильно закріплений;
- перед пуском верстата перевіряти надійність закріплення оброблюємої деталі;
- забороняється експлуатація верстата в умовах вібрацій, що можуть виникнути при обробці внаслідок невдало обраних режимів різання, характеристики шпинделя або поганого кріплення деталі;
- забороняється установка, зняття та вимір деталі при обертовому шпинделі;
- при установці, знятті і вимірі деталі супорт повинен бути виведений в крайнє положення;
- не допускається працювати з відкритими покритками та дверима шаф, в яких знаходиться електрообладнання;
- не допускається працювати при відсутності заземлення;
- після завершення роботи верстат відключити від мережі ввідним автоматом;
- строго дотримуватись порядку та правил ввімкнення і пуску верстата;
- періодично перевіряти правильність роботи всіх блоків регулювальних пристроїв.

Металорізальний верстат вміщує обертові і рухомі частини, а також електрообладнання, які при роботі представляють небезпеку для людини, тому обов'язково потрібно вимикати верстат і відключати електрообладнання ввідним вимикачем:

- при відході від верстата навіть на короткий час;
- тимчасовому припиненні роботи;
- падінні тиску оливи, повітря;
- при появі стороннього шуму;
- прибиранні, змащуванні, чистці верстата;
- виявленні несправностей в обладнанні;
- підтягування гайок, болтів і сполучних деталей верстата;
- поломці інструмента;
- установці і зніманні деталі.

Експлуатація металорізальних верстатів пов'язана із застосуванням електричної енергії. При перериванні подачі, падінні тиску оливи, повітря, при появі стороннього шуму, виявленні несправності в обладнанні, поломці інструмента необхідно відключити електрообладнання. Відкривати станції керування і шафи з електрообладнанням, а тим більш самостійно здійснювати профілактичні та ремонтні роботи, особам, які не мають відповідної кваліфікації, категорично забороняється. Вище вказані роботи дозволяється виконувати лише штатним електрикам.

Ураження людини електричним струмом можливе як при випадковому дотику безпосередньо до струмоведучих частин, так і до металевих неструмоведучих елементів електрообладнання (корпусу електричних машин, ванн, світильників і т.д.), які можуть бути під напругою в результаті будь-якої аварійної ситуації (замикання фази на корпус, пошкодження ізоляції і т.п.).

Захисне заземлення і занулення являються найбільш розповсюдженими, доволі ефективними і простими засобами захисту від ураження електричним струмом при появі напруги на металевих неструмоведучих частинах (металевих корпусах обладнання).

Захисне заземлення – це навмисне електричне з'єднання з землею або з її еквівалентом металевих неструмоведучих частин, котрі можуть опинитись під напругою. Призначення захисного заземлення — усунення небезпеки ураження людей електричним струмом при появі напруги на конструктивних частинах електрообладнання, тобто при замиканні на корпус. Принцип дії захисного заземлення — зниження до безпечних значень напруг дотику та кроку, зумовлених замиканням на корпус.

Занулення – це навмисне електричне з'єднання з нульовим захисним провідником металевих неструмоведучих частин, котрі можуть опинитися під напругою. Це основний засіб захисту від ураження людей струмом у випадку дотику до корпуса електрообладнання та до металевих конструкцій, котрі опинились під напругою внаслідок пошкодження ізоляції або однофазового короткого замикання в електроустановках напругою до 1000 В в мережі з заземленою нейтраллю.

Електроенергія широко застосовується на промислових підприємствах для силових, нагрівальних установок, технологічного обладнання та освітлення. Причинами, які порушують нормальну роботу установки, можуть бути коротке замикання, перевантаження проводів мережі, виникнення великих перехідних опорів.

Вимикачі, в котрих за умовами експлуатації виникає переривання струму, закривають кожухами, що передбачають виникнення пожежі від іскріння або електричної дуги. Розподільні пристрої небезпечні у пожарному відношенні при короткому замиканні. Електроосвітлення представляє пожежну небезпеку при перегріві

проводів і займанні їхньої ізоляції. Електролампи можуть мати на колбі значну температуру, що досягає 200 °С і вище. При такій температурі можливе загоряння горючого пилю, що осів на колбі, а також на поряд розташованих предметах.

Горючими компонентами при холодній обробці металів різанням являються прооливлене дрантя, полімерна ізоляція силових та освітлювальних кабелів, мінеральні оливи в період їх заміни в станції мастила.

Електроустановки являються не тільки джерелами запалювання, але і джерелами розповсюдження горіння і горючими компонентами.

Основними причинами пожеж при холодній обробці металів різанням являються короткі замикання в електрообладнанні і проводці, самозаймання прооливленого дрантя та одягу, порушення протипожежного режиму і правил поводження з горючими рідинами.

При виникненні пожежі на працівників можуть впливати первинні і вторинні небезпечні фактори пожежі (НФП): полум'я та іскри, підвищена температура навколишнього середовища, токсичні продукти горіння і термічного розкладання, дим, понижена концентрація кисню, електричний струм, що виникає в результаті виносу високої напруги на струмоведучі частини конструкцій, вогнегасні речовини.

Пожежна безпека забезпечується системою запобігання пожежі, протипожежним захистом і організаційно-технічними заходами у відповідності з ГОСТ 12.1.004-85 «Пожежна безпека. Загальні вимоги» і Правилами пожежної безпеки в Україні, ДНАОП 0.00-31.99.

Застосовувані засоби пожежогасіння повинні максимально обмежити розміри пожежі і забезпечити її гасіння. В даний час найбільш ефективними вогнегасними речовинами являються:

- вода;
- вода з добавками поверхнево активних речовин;
- піна;
- порошкові склади;
- негорючі гази;
- суміші вуглеводнів (галони, хладони).

4.4 Висновки до розділу 4

4.4.1 Проведено аналіз небезпечних та шкідливих факторів.

4.4.2 Виконано розрахунок захисного заземлення.

4.4.3 Надано розроблено рекомендації щодо техніки безпеки.

ВИСНОВКИ

У кваліфікаційній роботі представлені результати, які узагальнюють теоретичні дослідження синтезу цифрового регулятора асинхронного електропривода в MATLAB.

1. Розглянуто загальні підходи та основні методи синтезу цифрових регуляторів. Виявлено, що завдання синтезу дискретних регуляторів мають ті ж постановки, що і відповідні завдання синтезу безперервних моделей. Разом з тим, необхідно враховувати особливості моделей систем цифрового керування безперервними об'єктами.

2. При побудові моделі асинхронного електропривода з цифровим регулятором швидкості в MATLAB враховано основні нелінійності, що виникають при використанні в якості керуючого пристрою програмованого логічного контролера.

3. Виконано порівняльну оцінку результатів синтезу цифрового регулятора запропонованим методом і традиційним аналітичним методом. Виявлено, що при однакових параметрах налаштування регуляторів швидкості, якість керування в системі з дискретним регулятором суттєво залежить від періоду квантування (Sample Time).

4. Згенеровано за допомогою Simulink PLC Coder вихідний код в структурованому текстовому форматі, а далі використано інтегровану середу розробки (IDE) для компіляції коду і запуску його на програмованому логічному контролері.

5. Проведені дослідження показали, що використання пакету MATLAB та запропонованого алгоритму спрощує процес розрахунку параметрів цифрових регуляторів асинхронного електропривода, зменшує трудомісткість і скорочує час синтезу. Разом з тим запропонований алгоритм є універсальним і дозволяє досить просто здійснити синтез цифрових регуляторів для систем з об'єктами керування різної природи.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Родін Я. М. Каскадно-частотне керування асинхронними двигунами насосних станцій / Я. М. Родін, А. Е. Сидорин // Електротехнічні комплекси і системи керування. – 2006. – №2. – С. 21-28.
2. Соколовський Г. Г. Електроприводи змінного струму з частотним регулюванням: навч. / Г. Г. Соколовський. – М. : 2006. – 265 с.
3. Терехов В. М. Системи керування електроприводів навч. для студентів вищих. навч. закладів / В. М. Терехов, О. І. Осипов // М.: 2005. – 304 с.
4. Ключев В. І. Теорія електропривода: навч. для вузів / В. І. Ключев. – М.: Вища школа. 1998. – 704 с.
5. Усольцев А. А. Частотне керування асинхронними двигунами: навч. посібник. / А. А. Усольцев // СПб. СПбГУ Інститут точної механіки і оптики. – 2006. – 94 с.
6. Виноградов А. Адаптивно-векторна система керування бездатчикового асинхронного електропривода серії ЕПШ / А. Виноградов, А. Сибірцев, І. Колодін // Силова електроніка. – 2006. – № 3. – С. 50–55.
7. Панкратов В. В. Завдання синтезу алгоритмів ідентифікації для бездатчикового асинхронних електроприводів з векторним керуванням і варіант їх вирішення / В. В. Панкратов, М. О. Маслов // Силова інтелектуальна електроніка. – 2007. – № 1 (6). – С. 23-43.
8. Панкратов В. В. Тенденція розвитку загальнопромислових електроприводів змінного струму на основі сучасних пристроїв сигової електроніки // Силова інтелектуальна електроніка. – 2005. – № 2. – С. 46–52.
9. Стан, тенденції та проблеми в області методів керування асинхронними двигунами / В. Г. Бича, Д. М. Піза, Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко // Радіоелектроніка, інформатика, керування. – 2001. – № 1. – С. 138–144.
10. Виноградов А. Б. Облік втрат в стали, насичення і поверхневого ефекту при моделюванні динамічних процесів в частотно-регульованому асинхронному електроприводі / А. Б. Виноградов // Електротехніка. – 2005. – № 5. – С. 57–61.

11. Козярук А. Е. Математична модель системи прямого керування моментом асинхронного двигуна / А. Е. Козярук, В. В. Рудаков // Електротехніка. – 2005. – № 9. – С. 8–14.
12. Народницький А. Г. Сучасне і перспективне алгоритмічне забезпечення частотно–регульованих електроприводів / А. Г. Народницький, А. Е. Козярук, В. В. Рудаков. СПб. С.-Петерб. // електротехн. компанія, 2004.– 127 с.
13. Bose, B. K. Modern Power Electronics and AC Drives. Prentice Hall PTR, 2002.
14. Leonhard, W. Control of Electrical Drives. 3rd ed. Springer, 2001.
15. Holtz, J. Sensorless Control of AC Machines – A Survey. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 2, pp. 301–309, 2009.
16. Дьяконов, В. П., Круглов, В. В. MATLAB. Полный самоучитель. М.: СОЛОН-Пресс, 2012. (Або більш пізні видання, які детально описують Simulink і роботу з пакетами розширення).
17. Чабан, В. Й., Ільницький, О. В., Кузнецов, Б. І. Автоматизація електроприводів. К.: Ліра-К, 220.
18. MathWorks. Field-Oriented Control of an Induction Motor. Simulink Examples. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ug/field-oriented-control-of-an-induction-motor.html>
19. MathWorks. Direct Torque Control of an Induction Motor. Simulink Examples. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ug/direct-torque-control-of-an-induction-motor.html>.
20. Офіційний сайт The MathWorks, Inc. Documentation for Simscape Electrical / Specialized Power Systems.

ДОДАТОК А**Мультимедійна презентація**

**Міністерство освіти і науки України
Навчально-науковий інститут автоматички
та електротехніки НУК**

**Кваліфікаційна робота
на здобуття ступеня магістра**

на тему:

**«СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА
АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА В МАТЛАВ»**

Студент магістратури:

Руденко І. О.

**Керівник кваліфікаційної
роботи магістра:**

**доц. кафедри
автоматики, к.т.н.,
доц. Зубарев А. А.**

**Миколаїв
2025**

Рисунок А.1 – Слайд 1 мультимедійної презентації



Актуальність проблеми



Сьогодні особлива увага приділяється побудові систем керування електроприводів, структура яких містить пристрої цифрової техніки. Це особливо важливо, оскільки в найближчому майбутньому очікується перехід повністю до цифрових систем управління. Крім того, в зв'язку з повсюдним розвитком сучасних комп'ютерних технологій суттєво змінилися підходи до вирішення проблем проектування систем управління електроприводів. Прикладні пакети MATLAB, DesignLab, WorkBanch, OrCad, VisSim і ін., які використовуються для дослідження і проектування електромеханічних систем, дозволили якісно змінити і істотно розширити можливості проектувальника. Одним з найбільш перспективних прикладних пакетів заслужено вважається пакет MATLAB з широко розвиненими розширеннями (Toolboxes) і пакет Simulink зі своїми розширеннями (Blocksets).

Рисунок А.2 – Слайд 2 мультимедійної презентації



③

Мета роботи. Об'єкт і предмет дослідження

Метою роботи є синтез цифрового регулятора асинхронного електропривода в MATLAB.

Об'єкт дослідження. Перехідні процеси в асинхронному електроприводі з цифровим регулятором.

Предмет дослідження. Параметри цифрового регулятора швидкості, які впливають на показатели якості керування векторної системи керування асинхронного електропривода.

Рисунок А.3 – Слайд 3 мультимедійної презентації



④

Завдання дослідження



- Проаналізувати способи керування асинхронних електроприводів і визначити особливості математичного опису динамічної моделі системи векторного керування асинхронного електропривода.
- Розглянути загальні підходи і основні методи синтезу цифрових регуляторів.
- Виконати синтез структури і розрахунок параметрів цифрового регулятора швидкості і провести моделювання асинхронного електропривода з цифровим регулятором в MATLAB. Дослідити вплив параметрів цифрового регулятора на якість керування.
- Згенерувати відповідно до МЕК 61131 код для програмованих логічних контролерів.

Рисунок А.4 – Слайд 4 мультимедійної презентації

Математичний опис асинхронного двигуна

⑤

- ① Еквівалентні напруги статора в системі x-y через фазні напруги

$$U_{sx} = \frac{2}{3} \left[U_{\Phi A} \cos \omega_K t + U_{\Phi B} \cos \left(\omega_K t - \frac{2\pi}{3} \right) + U_{\Phi C} \cos \left(\omega_K t + \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

$$U_{sy} = \frac{2}{3} \left[U_{\Phi A} \cos \omega_K t + U_{\Phi B} \cos \left(\omega_K t - \frac{2\pi}{3} \right) + U_{\Phi C} \cos \left(\omega_K t + \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

- ② Вирази для реальних фазних напруг

$$U_{\Phi A} = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0);$$

$$U_{\Phi B} = U_m \cos \left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_0 \right);$$

$$U_{\Phi C} = U_m \cos \left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_0 \right).$$

- ③ Складові напруг в еквівалентній двофазній системі координат

$$U_{sx} = U_m \cos[(\omega_0 - \omega_k)t + \varphi_0]$$

$$U_{sy} = U_m \sin[(\omega_0 - \omega_k)t + \varphi_0]$$

- ④ Система рівнянь електромагнітної рівноваги асинхронного двигуна в системі координат x-y

$$\frac{d\Psi_{sx}}{dt} = U_{sx} - R_s i_{sx} + \omega_k \Psi_{sy} \quad \frac{d\Psi_{sy}}{dt} = U_{sy} - R_s i_{sy} + \omega_k \Psi_{sx};$$

$$\frac{d\Psi_{rx}}{dt} = -R_r i_{rx} + (\omega_k - \omega) \Psi_{ry}; \quad \frac{d\Psi_{ry}}{dt} = -R_r i_{ry} - (\omega_k - \omega) \Psi_{rx};$$

- ⑤ Вирази для електромагнітного моменту асинхронного двигуна

$$M = \frac{3}{2} P_H (\Psi_{sx} i_{sy} - \Psi_{sy} i_{sx}) \quad M = \frac{3}{2} P_H (i_{sx} \Psi_{ry} - i_{sy} \Psi_{rx})$$

$$M = \frac{3}{2} L_m P_H (i_{rx} i_{sy} - i_{ry} i_{sx}) \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_r} (\Psi_{rx} \Psi_{sy} - \Psi_{ry} \Psi_{sx})$$

$$M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} P_H (i_{sx} \Psi_{sy} - i_{sy} \Psi_{sx}) \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} P_H (\Psi_{rx} i_{sy} - \Psi_{ry} i_{sx})$$

- ⑥ Рівняння руху асинхронного двигуна

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_\Sigma} (M - M_c)$$

Рисунок А.5 – Слайд 5 мультимедійної презентації

Методи синтезу цифрових регуляторів

⑦

Для синтезу цифрового регулятора зазвичай використовують кілька методів :

- безперервна передавальна функція об'єкта керування переноситься з s - в z - площину (дискретизується), далі відбувається синтез регулятора у z -площині;
- у випадку, коли передавальна функція об'єкта керування початково представлена у дискретному вигляді, синтез регулятора проводиться одразу в z -площині;
- виходячи із заданих часової або частотної характеристик та відомої передавальної функції об'єкта керування, проводиться синтез регулятора і остаточний результат переноситься в z -площину.

В даній роботі процедуру синтезу регулятора проведено з використанням пакета MATLAB. Основні етапи синтезу:

- визначення дискретної передавальної функції з безперервної математичної моделі асинхронного електродвигуна;
- синтез цифрового регулятора безпосередньо у z -площині;
- побудова перехідної характеристики асинхронного електропривода з цифровим регулятором;
- генерація коду для програмованого логічного контролера відповідно до стандарту IEC 61131.

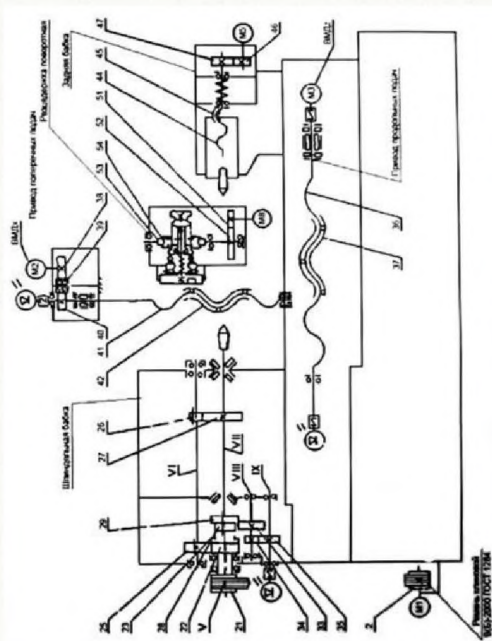
Рисунок А.7 – Слайд 7 мультимедійної презентації

8

Загальна характеристика об'єкта керування



Загальний вигляд токарного верстата
16B16T1



Кінематична схема верстата 16B16T1

Рисунок А.8 – Слайд 8 мультимедійної презентації

Структурна схема векторної системи керування

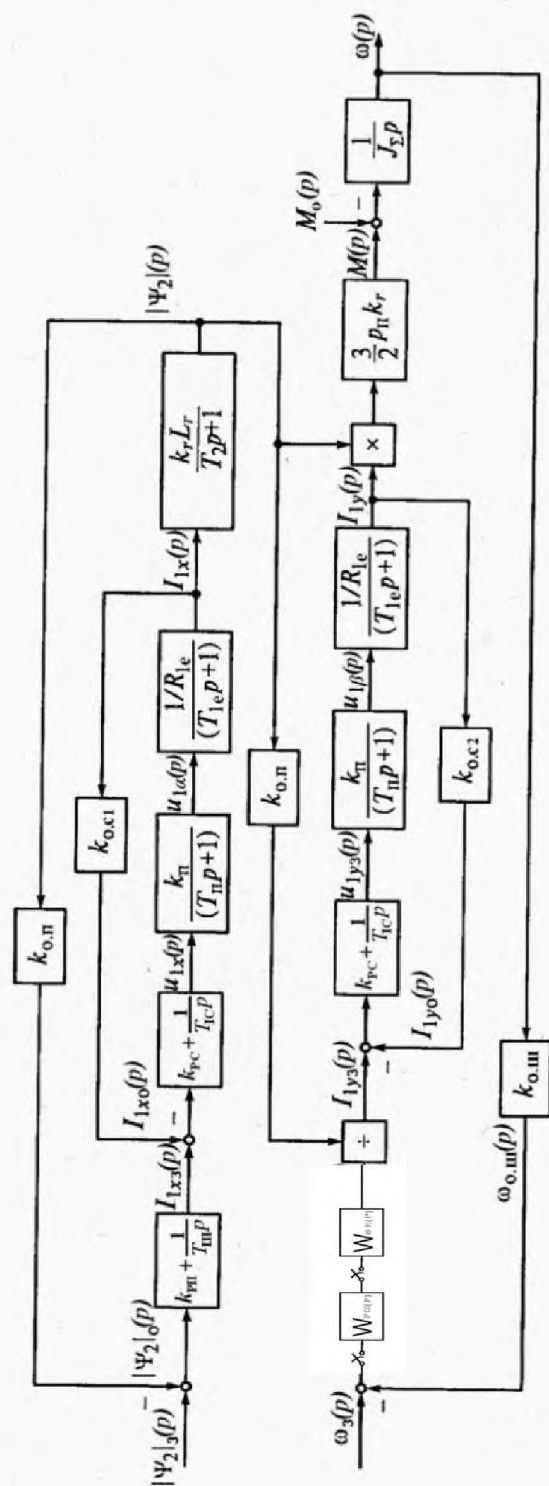


Рисунок А.10 – Слайд 10 мультимедійної презентації

11

Схема моделювання системи векторного керування асинхронного електропривода з цифровим регулятором швидкості

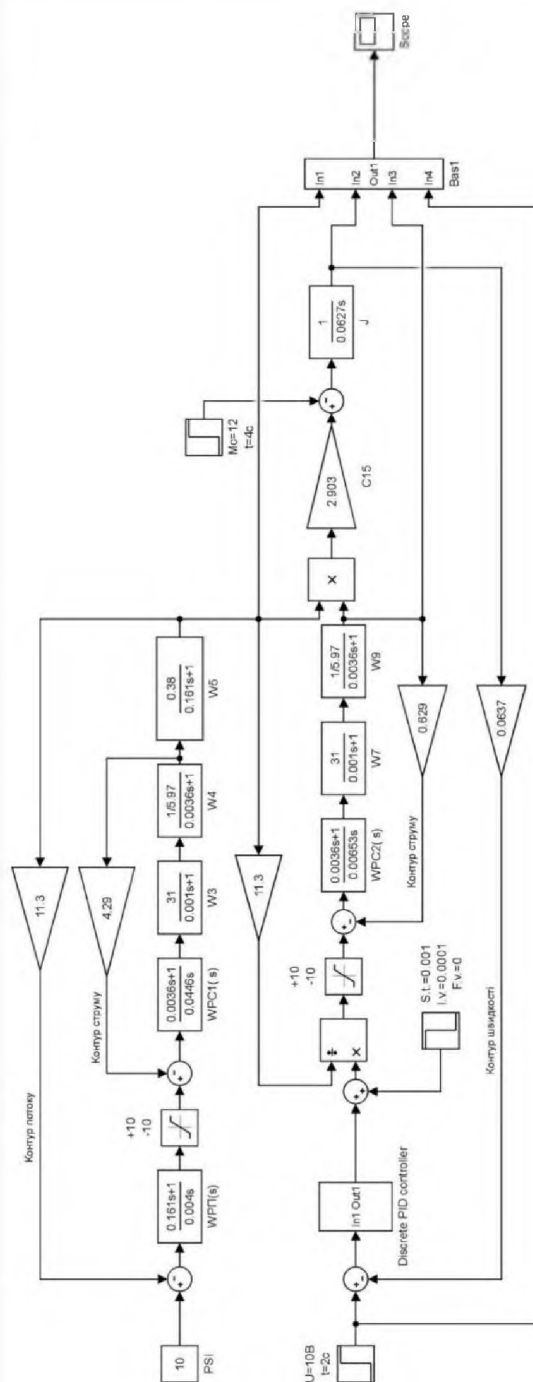


Рисунок А.11 – Слайд 11 мультимедійної презентації

12

Внутрішня структура підсистеми Discrete PI Controller

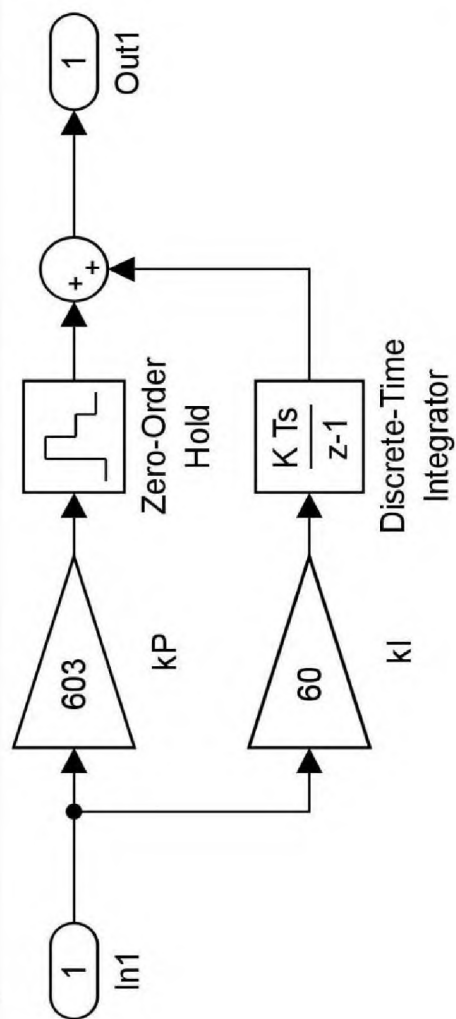
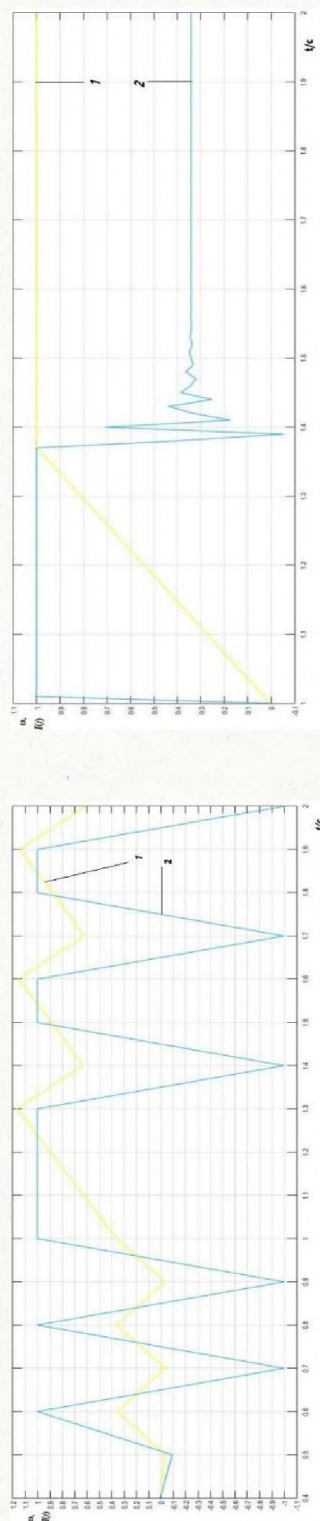


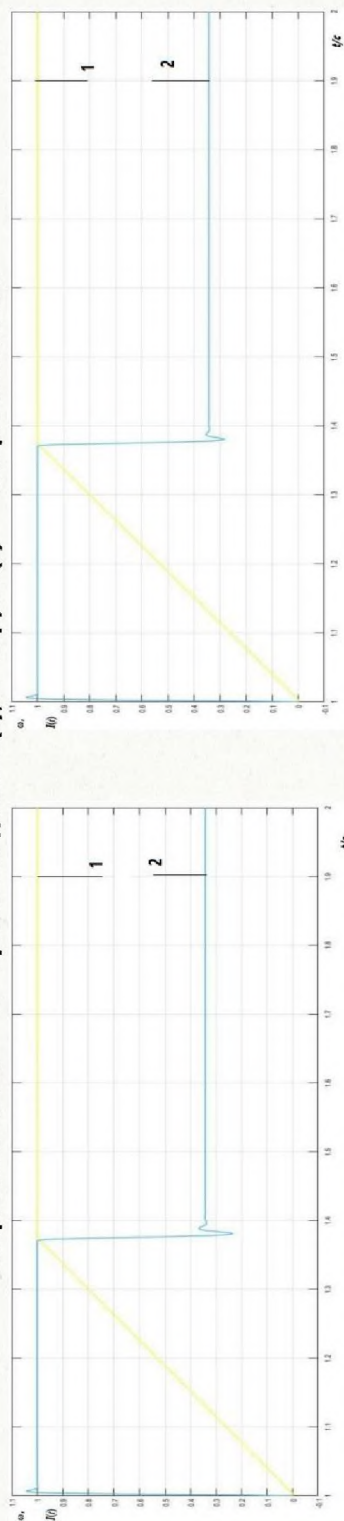
Рисунок А.12 – Слайд 12 мультимедійної презентації

13

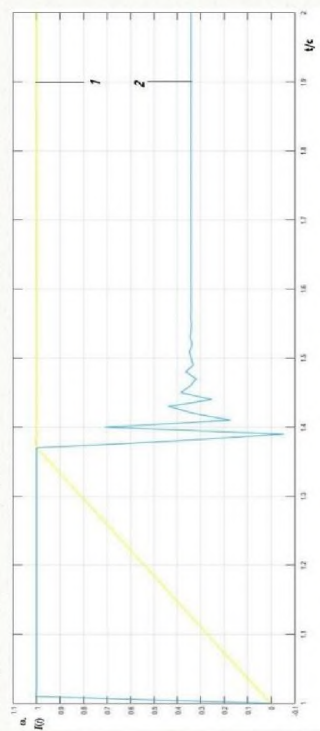
Графіки перехідних процесів струму та кутової швидкості



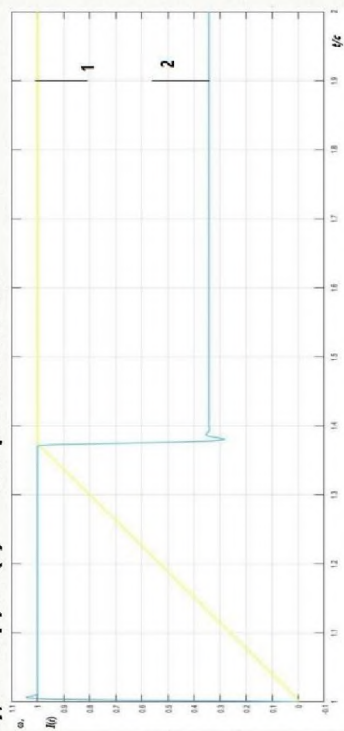
Sample time 1e-1 s 1 - кутова швидкість $\omega(t)$; 2 - струм $i(t)$



Sample time 1e-3 s



Sample time 1e-2 s



Sample time 1e-4 s

Рисунок А.13 – Слайд 13 мультимедійної презентації

Аналіз показників якості

Параметр	Sample Time 1e-1	Sample Time 1e-2	Sample Time 1e-3	Sample Time 1e-4
σ , %	1,02	0,67	0,23	0,15
t_p , с	0,885	0,38	0,378	0,376
t_H , с	0,663	0,292	0,293	0,293
$\varepsilon_{уст}$	0	0	0	0

Рисунок А.14 – Слайд 14 мультимедійної презентації

15

Схема моделювання системи векторного керування асинхронного електропривода з безперервним та цифровим регуляторами швидкості

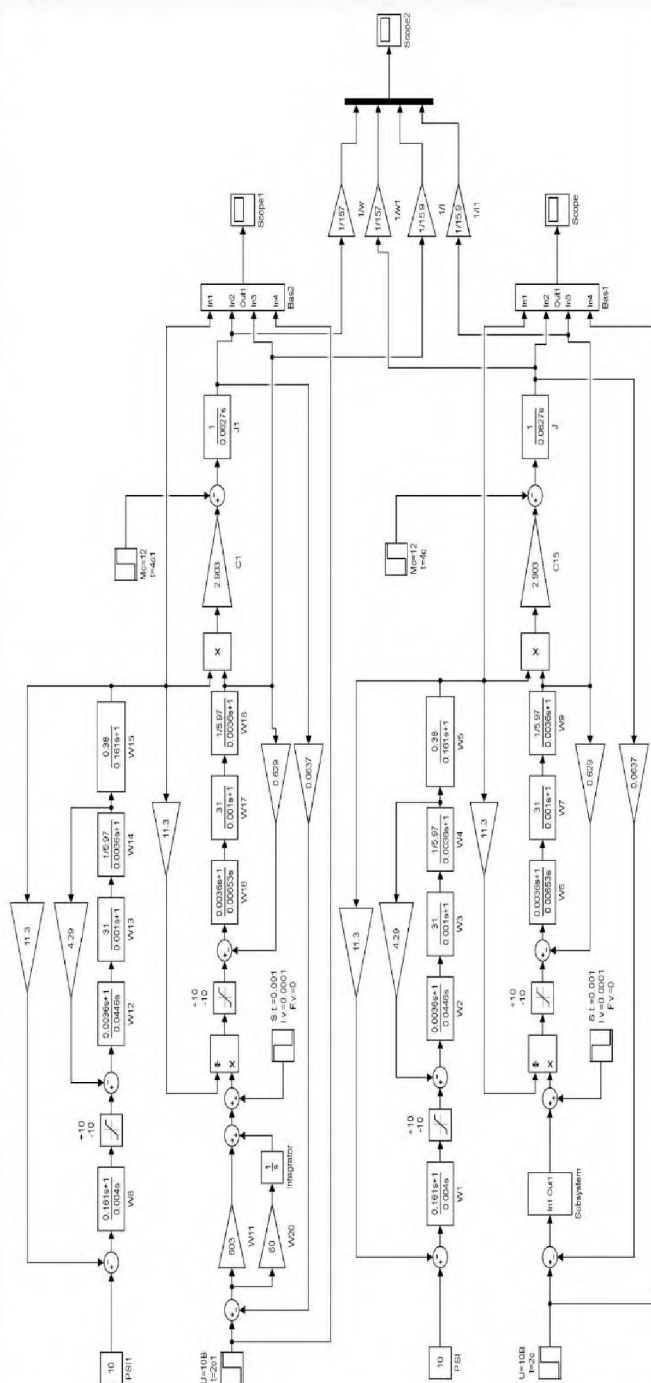
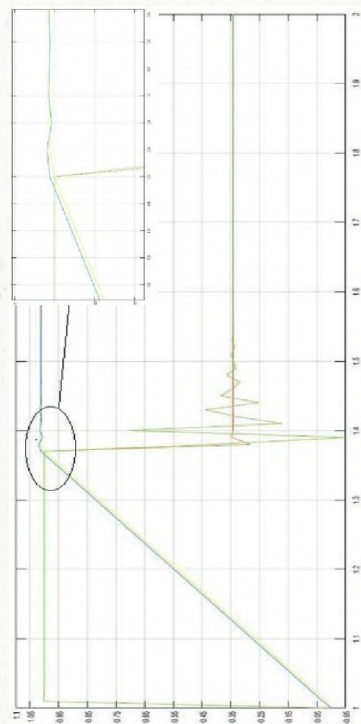


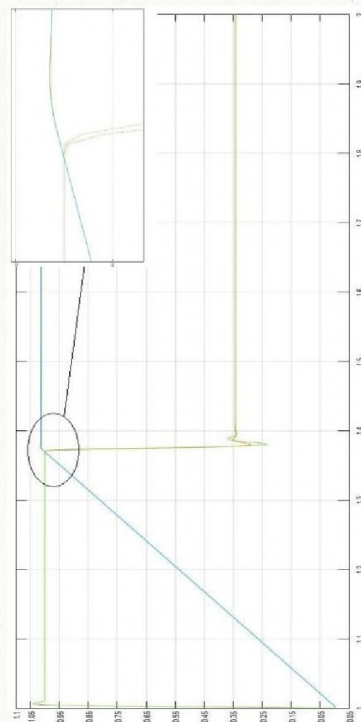
Рисунок А.15 – Слайд 15 мультимедійної презентації

Графіки перехідних процесів

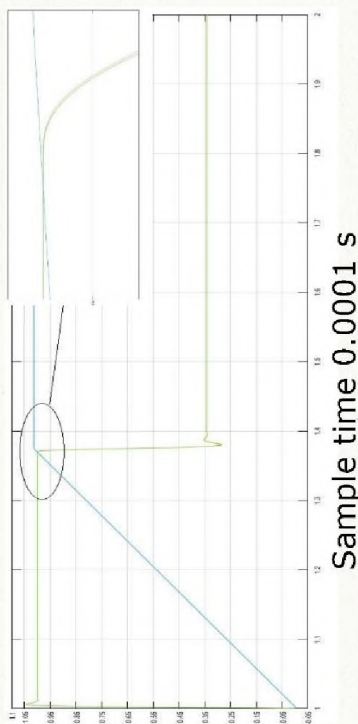
16



Sample time 0.01 s



Sample time 0.001 s



Sample time 0.0001 s

Як видно з рисунків при однакових параметрах налаштування регуляторів швидкості, якість керування в системі з дискретним регулятором суттєво залежить від періоду квантування (Sample Time).

Рисунок А.16 – Слайд 16 мультимедійної презентації

Алгоритм керування для програмованих логічних контролерів¹⁷

```

FUNCTION_BLOCK Discrete
VAR_INPUT
    ssMethodType: SINT;
    In1: LREAL;
END_VAR
VAR_OUTPUT
    Out1: LREAL;
END_VAR
VAR
    c_DiscreteTimeIntegrator_DS: LREAL;
END_VAR
CASE ssMethodType OF
    SS_INITIALIZE:
        (* InitializeConditions for
        DiscreteIntegrator: '<S1>/Discrete-Time
        Integrator' *)
        c_DiscreteTimeIntegrator_DS := 0.0;
        SS_STEP:
    END_CASE;
    (* Update for DiscreteIntegrator:
    '<S1>/Discrete-Time Integrator' incorporates:
    * Gain: '<S1>/kI'
    * Inport: '<Root>/In1' *)
    c_DiscreteTimeIntegrator_DS := ((60.0 *
    In1) * 0.01) + c_DiscreteTimeIntegrator_DS;
END_CASE;
END_FUNCTION_BLOCK
VAR_GLOBAL CONSTANT
    SS_INITIALIZE: SINT := 0;
    SS_STEP: SINT := 1;
END_VAR
    
```

ВИСНОВКИ

У кваліфікаційній роботі представлені результати, які узагальнюють теоретичні дослідження синтезу цифрового регулятора асинхронного електропривода в MATLAB.

- Розглянуто загальні підходи та основні методи синтезу цифрових регуляторів. Виявлено, що завдання синтезу дискретних регуляторів мають ті ж постановки, що і відповідні завдання синтезу безперервних моделей. Разом з тим, необхідно враховувати особливості моделей систем цифрового керування безперервними об'єктами.
- При побудові моделі асинхронного електропривода з цифровим регулятором швидкості в MATLAB враховано основні нелінійності, що виникають при використанні в якості керуючого пристрою програмованого логічного контролера.

19

- Виконано порівняльну оцінку результатів синтезу цифрового регулятора запропонованим методом і традиційним аналітичним методом. Виявлено, що при однакових параметрах налаштування регуляторів швидкості, якість керування в системі з дискретним регулятором суттєво залежить від періоду квантування (Sample Time).
- Згенеровано за допомогою Simulink PLC Coder вихідний код в структурованому текстовому форматі, а далі використано інтегровану середу розробки (IDE) для компіляції коду і запуску його на програмованому логічному контролері.
- Проведені дослідження показали, що використання пакету MATLAB та запропонованого алгоритму спрощує процес розрахунку параметрів цифрових регуляторів асинхронного електропривода, зменшує трудомісткість і скорочує час синтезу. Разом з тим запропонований алгоритм є універсальним і дозволяє досить просто здійснити синтез цифрових регуляторів для систем з об'єктами керування різної природи.

Рисунок А.19 – Слайд 19 мультимедійної презентації