

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна
Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут
Кафедра електромеханічних та комп'ютерних систем

До захисту допущено

Завідувач кафедри


(підпис)

Інна НЕФЬОДОВА
(ім'я, прізвище)

«05» грудня 2024 року

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА (ПРОЄКТ)

рівень вищої освіти _____ другий (магістерський)

спеціальність _____ -141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

освітньо-професійна Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

тема «Синтез електромеханічної системи непрямого векторного керування кутовою швидкістю із асинхронним двигуном і перетворювачем частоти»

Виконав(ла)

здобувач(ка) групи БД-П23мг
(шифр групи)

Сергій ГОРБАЧ
(ім'я, прізвище)


(підпис)

Керівник роботи

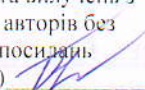
к.т.н., доц. Юрій ЗАЧЕПА
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)


(підпис)

Рецензент роботи

к.т.н., проф. Олексій ЧОРНИЙ
(науковий ступінь, вчене звання, ім'я, прізвище)


(підпис)

Засвідчую, що у цій роботі немає цитат та вилучень з праць інших авторів без відповідних посилань
здобувач (ка) 
(підпис)

Харків – 2024

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Харківський національний університет імені В. Н. Каразіна

Факультет/ІНІ Бахмутський навчально-науковий професійно-педагогічний інститут

Кафедра Електромеханічних та комп'ютерних систем

Рівень вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Освітньо-професійна програма Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Інна НЕФЬОДОВА

(ім'я, прізвище)


(підпис)

«08» жовтня 2024 року

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ (ПРОЄКТ)

Горбач Сергій Михайлович

(прізвище, ім'я, по батькові здобувача)

1. Тема роботи Синтез електромеханічної системи непрямого векторного керування кутовою швидкістю із асинхронним двигуном і перетворювачем частоти

керівник роботи Зачепа Юрій Володимирович, к. т. н., доцент

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від «08» жовтня 2024 року № 5101-5/3236

2. Строк подання здобувачем роботи «02» грудня 2024 р.

3. Перелік питань, які потрібно розробити: В пояснювальній записці необхідно відобразити аналітичний огляд та опис технологічного процесу, формулювання вимог до електроприводу, енергосиловий розрахунок параметрів технологічного об'єкта, обґрунтування вибору потужності двигуна, вибір електродвигуна та силового електрообладнання, математична модель електромеханічного об'єкта, розрахунок статичних та динамічних параметрів електроприводу, синтез системи керування та дослідження динамічних характеристик електромеханічної системи шляхом моделювання.

4. План роботи

№ з/п	Назви етапів роботи
1	Огляд літературних джерел, нових розробок, опублікованих даних та іншої інформації, пов'язаної з темою роботи
2	Обґрунтування теоретичної бази обраної проблеми.
3	Характеристика об'єктів галузі: стан і стратегії розвитку
4	Дослідження синтезу електромеханічної системи непрямого векторного керування кутовою швидкістю із асинхронним двигуном і перетворювачем частоти
5	Розробка електромеханічної системи непрямого векторного керування кутовою швидкістю із асинхронним двигуном і перетворювачем частоти
6	Оформлення першого варіанту тексту, подання його на ознайомлення науковому керівнику
7	Усунення недоліків, написання остаточного варіанту тексту, оформлення дипломної роботи
8	Подання роботи на кафедру, перевірка на плагіат та зовнішнє рецензування роботи
9	Захист дипломної роботи у ЕК

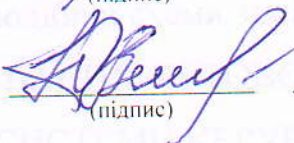
5. Дата видачі завдання «08» жовтня 2024 р.

Здобувач(ка)


 (підпис)
Сергій ГОРБАЧ

(ім'я, прізвище)

Керівник роботи


 (підпис)
Юрій ЗАЧЕПА

(ім'я, прізвище)

АНОТАЦІЯ

У цій роботі здійснено розробку автоматизованої електромеханічної системи управління кутовою швидкістю асинхронного електропривода з використанням непрямого векторного керування та частотного перетворювача.

Розрахунок необхідної потужності приводного двигуна виконувався шляхом аналізу навантаження, що виникає під час роботи штоку інжекторного пристрою. На основі отриманих результатів розрахунків та з урахуванням каталожних даних було обрано оптимальний двигун.

Аналіз роботи системи здійснювався відповідно до результатів функціонування її віртуальної моделі. У середовищі MATLAB Simulink побудовано модель асинхронного двигуна з непрямым векторним керуванням, що базується на його математичному описі.

Під час досліджень було проведено порівняння та аналіз функціонування системи за різними законами непрямого векторного керування. Отримані результати, представлені у вигляді графіків перехідних і усталених процесів, продемонстрували, що застосування алгоритму непрямого векторного керування дозволяє забезпечити точне відпрацювання швидкісної траєкторії та знизити значення струму й моменту під час перехідних процесів. Це сприяє ефективному виконанню основних завдань технологічного процесу.

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНА СИСТЕМА, АСИНХРОННИЙ
ЕЛЕКТРОПРИВОД, НЕПРЯМЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, ЧАСТОТНИЙ
ПЕРЕТВОРЮВАЧ, СИНТЕЗ

ABSTRACT

In this work, an automated electromechanical system for controlling the angular velocity of an asynchronous electric drive using indirect vector control and a frequency converter was developed.

The calculation of the required power of the drive motor was performed by analyzing the load that occurs during the operation of the injector rod. Based on the obtained calculation results and taking into account catalog data, the optimal motor was selected.

The analysis of the system operation was carried out according to the results of its virtual model. A model of an asynchronous motor with indirect vector control was built in the MATLAB Simulink environment, based on its mathematical description.

During the research, a comparison and analysis of the system operation according to different laws of indirect vector control were carried out. The results obtained, presented in the form of graphs of transient and steady-state processes, demonstrated that the use of the indirect vector control algorithm allows for accurate processing of the speed trajectory and reducing the values of current and torque during transient processes. This contributes to the effective implementation of the main tasks of the technological process.

ELECTROMECHANICAL SYSTEM, ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE, INDIRECT VECTOR CONTROL, FREQUENCY CONVERTER, SYNTHESIS

ВСТУП

У розглянутій системі непрямого векторного керування кутовою швидкістю асинхронного електропривода із перетворювачем частоти передбачається використання асинхронного двигуна потужністю 0,12 кВт, швидкість якого регулюється за допомогою закону непрямого векторного керування. Вимогами до вибору електропривода є номінальні параметри: потужність 0,12 кВт, струм 0,618 А та напруга 380 В, а також наявність алгоритму непрямого векторного керування.

Обираємо перетворювач частоти типу ASC355 з каталогу електроприводів виробництва компанії АВВ, призначений для керування двигунами. Обраний перетворювач може працювати в різних режимах: скалярного керування, лінійного закону управління, квадратичного керування, векторного режиму з енкодером та без енкодера.

Для нашого електропривода, що використовує непрямий векторний закон керування з датчиком швидкості, вибраний перетворювач працюватиме в режимі векторного керування з енкодером. Згідно з каталогом АВВ для перетворювача частоти типу ASC355-03E-01A2-4, разом з перетворювачем пропонується платформа МТАС-01, що має пропускну здатність 1024 імп/об для підключення енкодера.

Оскільки діаметр вала двигуна 4AA56A4У3 становить 12 мм, обираємо енкодер типу Е40Н виробництва Autonics з роздільною здатністю 1024 імп/об.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД. ОПИС ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРОЦЕСУ ТА УСТАНОВКИ

Екструдер — це машина, що використовується для формування пластичних матеріалів шляхом їх продавлювання (екструзії) через профільовальний інструмент, відомий як екструзійна головка. Всі екструдери функціонують на основі методу екструзії.

Основними робочими елементами одночерв'ячного екструдера є циліндр і обертовий в ньому черв'як. Ключовим процесом, що відбувається в екструдерах, є транспортування матеріалу вздовж робочих органів, які складаються з обертового шнека та нерухомого циліндра. Під час транспортування в каналі екструдера відбуваються такі процеси: нагрівання матеріалу, яке викликане енергією деформування, що перетворюється на теплоту, або за рахунок нагрівальних пристроїв, розташованих на корпусі; генерування тиску; монолітизація та ущільнення сипких або гранульованих компонентів перероблюваної сировини; хімічні та фазові перетворення, спричинені нагріванням і тиском; а також видалення одного або кількох компонентів (рідини, газу). Завдяки різноманітності цих процесів екструдери можуть використовуватись у багатьох технологічних схемах виробництва та переробки полімерів і пластмас.

Екструдер складається з: корпусу з нагрівальними елементами; основного робочого органу, розміщеного в корпусі; вузла завантаження матеріалу, що підлягає переробці; силового приводу; системи контролю та підтримки температурного режиму, а також інших контрольно-вимірювальних і регулювальних пристроїв. Найбільш поширене та універсальне екстрадувальне обладнання можна класифікувати за різними критеріями: типом робочих органів, їх кількістю та геометрією, функціональним призначенням екструдерів, режимом роботи,

термодинамікою процесу перероблення, а також співвідношенням довжини до діаметра робочих органів.

Проте, найбільш характерною класифікацією можна вважати поділ екструдерів за конструктивними ознаками (рис. 1.1;табл.1.1) [2].

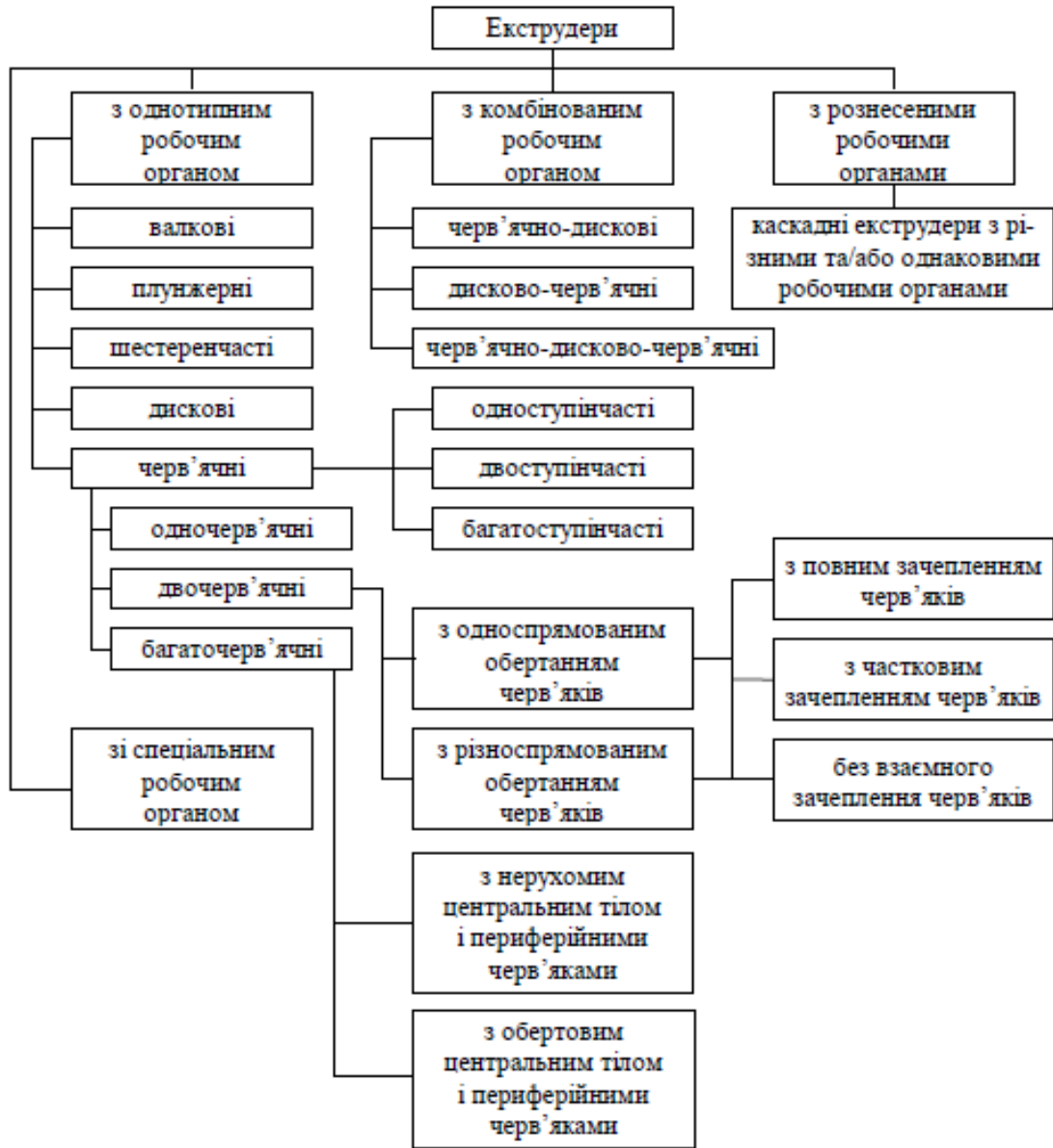


Рисунок 1.1-Схема класифікації екструдерів за конструктивними ознаками

В залежності від типу матеріалу, що переробляється, і особливостей формування виробу за температурним режимом, розрізняють кілька видів екструзії: холодну екструзію (без підведення тепла), теплу екструзію (з

попереднім підігрівом сировини) та гарячу екструзію (з нагріванням сировини в зоні шнека та екструзійної головки). Найпоширенішим методом є гаряча екструзія, яка виконується на високих швидкостях і під високим тиском, забезпечуючи значне перетворення механічної енергії у теплову.

Екструдат (виріб, отриманий в екструдері) має нагріте становище при виході з машини, його температура коливається від 125 до 350 °С. Щоб зберегти форму екструдата, потрібно його швидко охолодження. Екструдат подається на конвеєрну стрічку, що проходить через чан з холодною водою, де він застигає. Також для охолодження екструдата використовують обдування холодним повітрям і зрошення холодною водою.

Таблиця 1.1

Класифікація двочерв'ячних екструдерів за взаємним розміщенням черв'яків

Наявність зачеплення черв'яків	Схема зачеплення черв'яків		Обертання черв'яків у протилежних напрямках	Обертання черв'яків в одному напрямі	
черв'яки, що перебувають у взаємному зачепленні	повне зачеплення	закриті в поздовжньому й поперечному напрямках		теоретично неможливо	
		відкриті в поздовжньому й закриті в поперечному напрямках	теоретично неможливо	черв'яки	
		відкриті в поздовжньому й поперечному напрямках	теоретично можливо, але майже не реалізується	кулачки	
	часткове зачеплення	відкриті в поздовжньому й закриті в поперечному напрямках		теоретично неможливо	
		відкриті в поздовжньому й поперечному напрямках			
черв'яки без взаємного зачеплення	відкриті в поздовжньому й поперечному напрямках	з контактом вершин гребенів черв'яків			
		без контакту вершин гребенів черв'яків			

Серед конструкцій екструдерів особливо поширеними є машини з обертливими робочими органами у формі черв'яків, які характеризуються

універсальністю та здатні забезпечувати достатню продуктивність із задовільним змішувальним ефектом. Класифікацію основних робочих органів черв'ячних екструдерів наведено на рис. 1.2. У промисловості переробки найбільшого розповсюдження набули одночерв'ячні екструдери з циліндричними черв'яками, що мають постійний крок і змінну глибину каналу, а також двочерв'ячні екструдери з різно- та односпрямованим обертанням черв'яків, які взаємно зачепляються. [2].

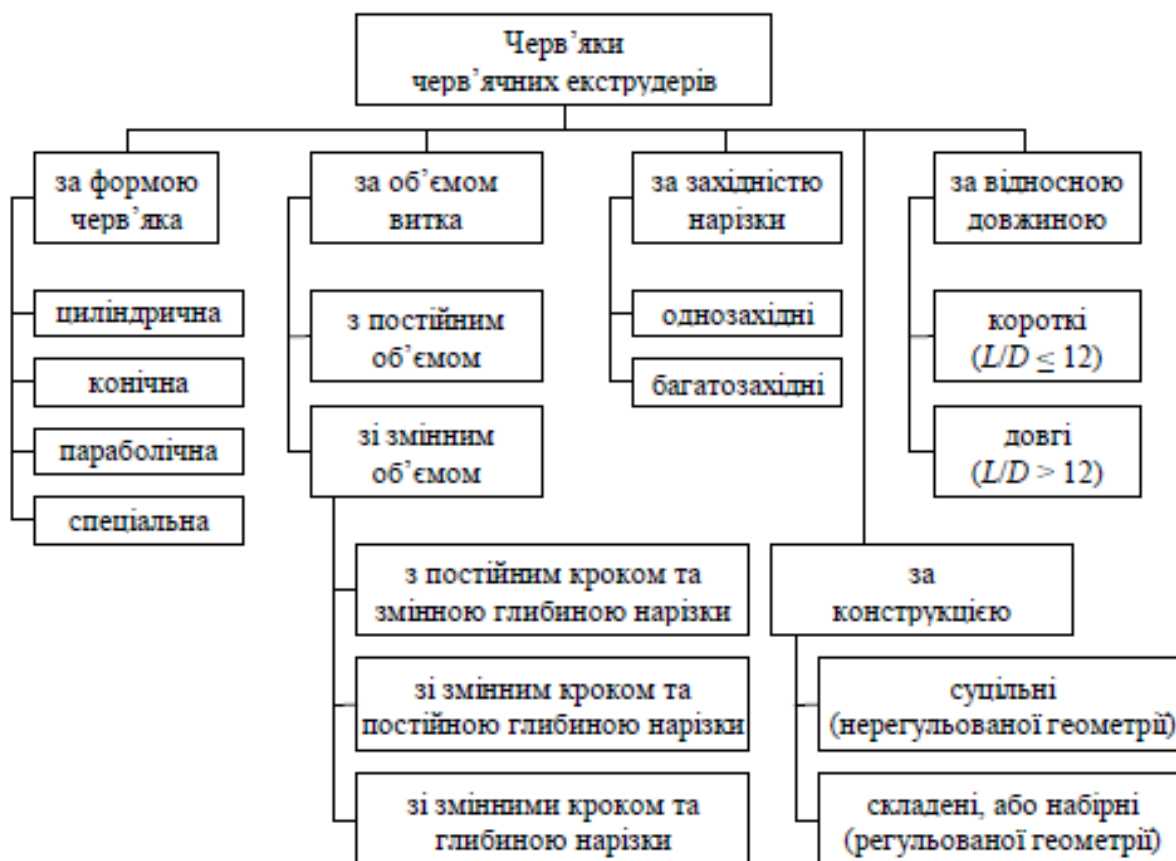


Рисунок 1.2 - Схема класифікації черв'яків черв'ячних екструдерів

Робота штоку з інжекційним введенням, яке також називають **Опис технологічного процесу** інжекторним пристроєм, ґрунтується на методі екструзії. В сучасній промисловості ці пристрої використовуються для введення рідин і різних сумішей з метою забезпечення дозованого та запрограмованого розподілу

суміші у виробі. Інжекторні пристрої зазвичай використовують у виробництві будівельних матеріалів, виробів з полімерних матеріалів, конструкційних металевих профілів, а також у харчовій промисловості, методом протискування пластифікованого матеріалу через отвір екструзійної головки преса.

Крім того, їх можна використовувати для систем впрыскування пального та інших подібних систем.

У роботі технологічний процес полягає в тому, що шток інжекційного пристрою виконує інжекцію полімеру в точних порціях в основний екструдер з певною швидкістю та глибиною занурення полімеру. Для забезпечення алгоритму роботи цього технологічного процесу була розроблена функціональна схема системи, яка зображена на рис. 1.3.

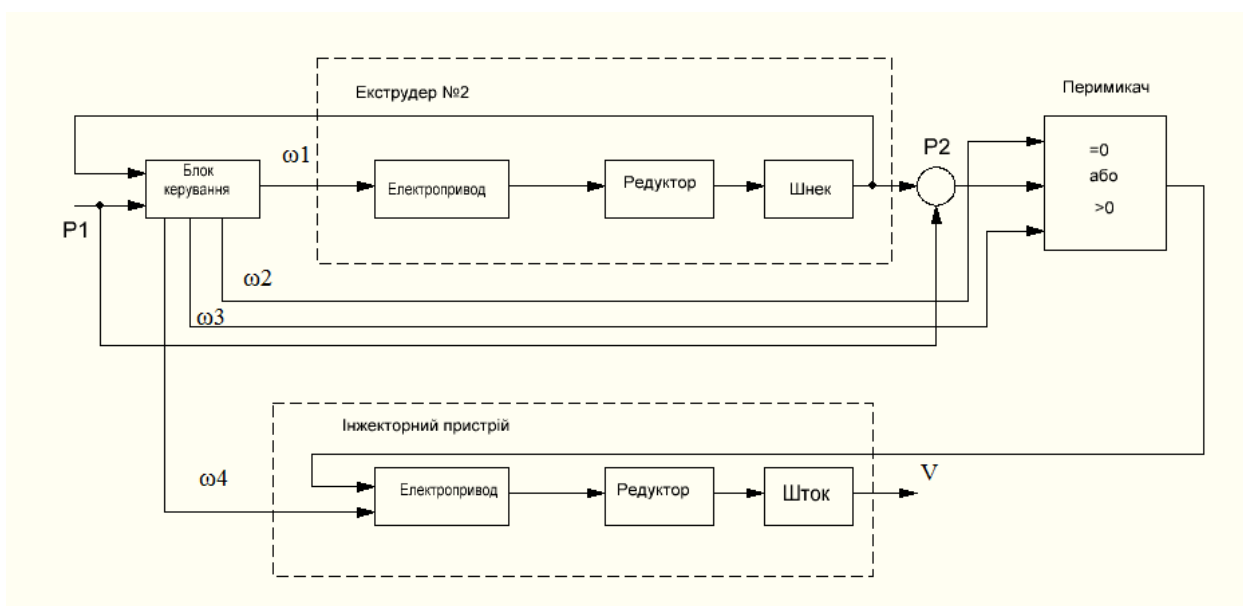


Рисунок 1.3 - Функціональна схема системи

Задача технологічного процесу полягає в тому, що необхідно розробити систему автоматичного керування штоку інжекторного пристрою з інжекційним введенням полімеру в основний екструдер та точне його дозування. з певною швидкістю

Згідно з вимогами технологічного процесу, інжекторний пристрій разом із екструдером №2 функціонує в циклічному режимі, узгоджено формуючи порції полімеру в циліндрі інжекторного пристрою та вводячи цю порцію в канал екструдера №1.

При формуванні поточної порції полімеру в циліндрі підтримується задане значення тиску 20 МПа. Для досягнення цього тиску протягом часу формування кожної порції необхідно змінювати швидкість руху штока інжекторного пристрою відповідно до зміни об'єму полімеру в циліндрі. Цей контроль забезпечує стабільність процесу формування та допомагає підтримувати задані параметри технологічного процесу за умови:

$$\frac{dV}{dt} \geq \frac{dl}{dt} \times s, \quad (1.1)$$

де dV/dt - швидкість зміни об'єму V полімеру у циліндрі; dl/dt - лінійна швидкість руху штоку інжекторного пристрою; s - площа перерізу циліндра.

Формування та перерахунок величини сигналу для завдання швидкості обертання двигуна екструдера №2 здійснюється з урахуванням величини тиску розплавів у робочих зонах обох екструдерів. Відповідно до завдання технологічного процесу, управління планується реалізувати за допомогою векторно-керованого асинхронного електропривода зі стандартним налаштуванням контурів.

Згідно з розробленим алгоритмом системи, завдання швидкості ω_1 відповідає режиму роботи екструдера №2 під час заповнення полімеру в інжекторі. Сигнали ω_2 та ω_3 визначають характер руху штоку інжекторного пристрою на основі оцінки різниці сигналів датчиків тиску P_1 та P_2 в каналах екструдерів. Сигнал завдання швидкості ω_4 потрібен для руху штоку інжекторного пристрою в протилежному напрямі з лінійною швидкістю V під час інжекції сформованої порції полімеру в канал екструдера №1.

Для передачі кутової швидкості двигуна до штоку інжекторного пристрою використовується передача "винт-гайка", яка перетворює кутову швидкість в лінійну. Значення лінійної швидкості становить 0.068 м/с, що необхідно для забезпечення оптимального рівня занурення полімеру в канал екструдера №1..

1.3 Формулювання вимог до електроприводу та системи керування технологічним об'єктом

Екструдери відносяться до числа механізмів з тривалим режимом роботи і постійним навантаженням. За відсутності електричного регулювання швидкості в екструдерах невеликої потужності зазвичай застосовують асинхронні двигуни з короткозамкнутим ротором, що живляться від мережі 380 В.

Двигуни екструдера з'єднуються з валом інжектора через червячну передачу редуктора "гайка-гвинт".

Вибір двигуна здійснюється базуючись на наступних вимогах:

1. Плавний пуск, за допомогою якого вдається уникнути пікових значень тиску, які перевищують номінальні. Це зменшує ризик виникнення пошкоджень;
2. Зручність налаштування. Використання блочної архітектури. Це забезпечить швидку зміну функціонування промислової установки, а також оперативну заміну елементів, які вийшли з ладу;
3. Надійність системи. Дотримання цієї вимоги дозволить забезпечити безпеку функціонування промислової установки;
4. Вимоги до масо-габаритних показників;
5. Енергетичні показники;
6. Вимоги техніки безпеки та охорони праці;
7. Вимоги протипожежної безпеки;
8. Пило- та волого захищеність не нижче IP44.

Число включень-виключень екструдерів залежить від сфери діяльності.

Регулювання роботи екструдера, що пресує полімер, здійснюється шляхом зміни частоти руху штока. Спочатку полімер набирається в інжекторний пристрій на низькій швидкості, після чого швидкість збільшується для подачі полімеру в основний матеріал.

До електромеханічної системи керування рухом штоку інжекторного пристрою висуваються такі вимоги:

1. Мінімізація споживання енергії.
2. Підтримка заданого тиску в циліндрах інжекторного пристрою та екструдерів.
3. Забезпечення стабільної лінійної швидкості штока.
4. Запобігання неконтрольованим переміщенням порцій полімеру в циліндрах пристроїв.
5. Підтримка точності порцій полімеру.

Крім того, електромеханічна система керування рухом штоку інжекторного пристрою повинна відповідати таким показникам якості:

1. Діапазон швидкості в межах 0 до 143 рад/с.
2. Перегулювання не більше 3%.
3. Статична похибка швидкості не перевищує 3%.
4. Об'єм порції полімеру – 600 мм³.
5. Динамічна похибка швидкості не більше 3%.

Висновки до розділу

У в цьому розділі наведено загальні відомості про механізми екструдерів, їх класифікацію, конструкцію та сфери застосування. Також описуються основні вимоги до електроприводу та системи керування інжекторного пристрою, які необхідно враховувати під час проектування автоматизованої електромеханічної системи насосної станції.

2 РАЗРОБКА ТА РОЗРАХУНОК КОНСТРУКЦІЇ ШТОКА ІНЖЕКТОРНОГО ПРИСТРОЮ

Існує безліч різноманітних профільно-погонажних конструктивних елементів, які знайшли своє застосування в таких галузях, як авіакосмічна, суднобудівна та автомобілебудівна промисловості. У цих сферах життєво важливо контролювати стан цих елементів під час експлуатації, оскільки будь-які дефекти чи пошкодження можуть призвести до серйозних наслідків, таких як аварії чи зниження ефективності роботи транспорту.

Багато з цих конструкцій виготовляється екструзійним методом, який забезпечує виробництво профільних виробів з різноманітною геометрією та формою за відносно невеликі витрати. Екструзія є ефективним способом обробки матеріалів, що дозволяє досягати високої точності і швидкості виготовлення, зокрема в масовому виробництві.

У світлі сучасних тенденцій в інноваційних технологіях контролю напружено-деформованого стану конструкційних виробів, задача введення матеріалу під час технологічних процесів, таких як пресування, екструзія та лиття під тиском, стає дедалі більш актуальною. Це питання потребує ґрунтовного дослідження, оскільки правильне управління процесами введення матеріалу може суттєво вплинути на якість кінцевих виробів, їх механічні властивості та довговічність. Дослідження цього аспекту допоможе оптимізувати технології виготовлення, зменшити витрати та підвищити надійність конструктивних елементів, що особливо важливо для галузей, де безпека є критично важливою.

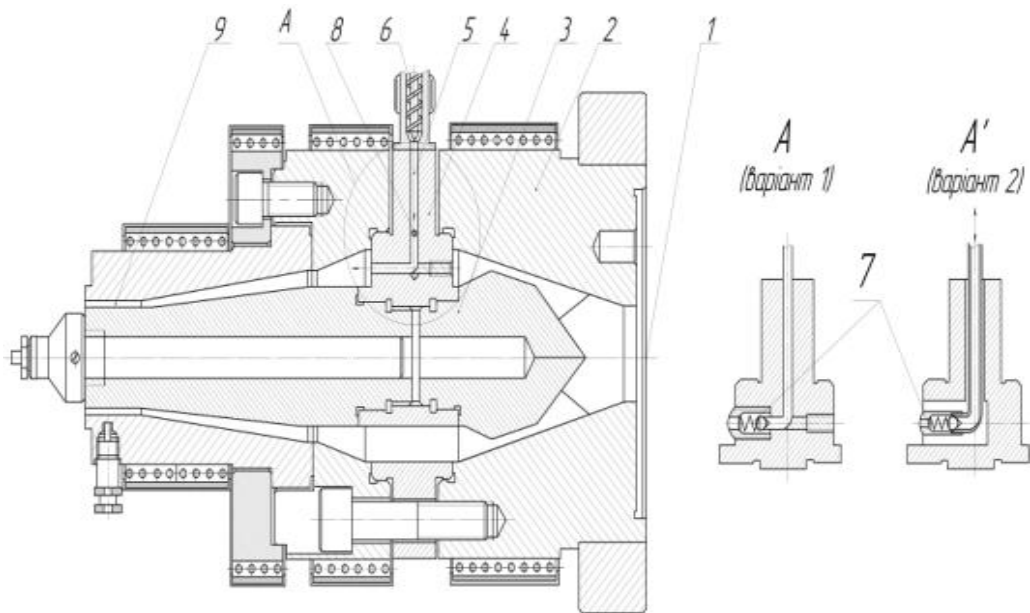


Рисунок 2. 1 - Кільцева екструзійна головка для виготовлення труб

На рисунку 2.1 представлена модернізована конструкція трубної екструзійної головки, яка призначена для введення матеріалу у стінку полімерної труби під час її екструзійного формування. Дорнотримач 4 реалізований у формі ніжок, які додатково обладнані принаймні одним впускним каналом 5. Цей канал на вході з'єднано з пристроєм незалежного живлення 6, а на виході — зі зворотним клапаном 7.

Пристрій додаткового живлення 6 забезпечує контрольовану подачу суміші полімеру та інтелектуальних датчиків 8 в задану координату товщини формуючого каналу 9, завдяки конструкції впускного каналу 5. Кінцеве положення інтелектуальних датчиків 8 в готовому виробі визначається такими факторами, як геометрія вихідного формуючого каналу 9, інтервал дозування датчиків, що контролюється пристроєм додаткового живлення 6, а також особливості взаємодії основного та додаткового потоків.

Однак при подачі матеріалу за допомогою пристрою додаткового живлення важливо забезпечити подолання опору, що чинить основний потік розплаву, який є високов'язкою рідиною. Тиск, що розвивається невеликим черв'яком, може виявитися недостатнім для цього процесу, тому необхідно впроваджувати конструктивні схеми з використанням різноманітних

інжекторів. Це дозволить покращити ефективність подачі матеріалу, забезпечуючи стабільність і точність у формуванні полімерних труб. Такі підходи можуть призвести до підвищення якості кінцевого продукту та оптимізації виробничих процесів.

На основі аналізу варіантів оснащення формуючої головки додатковим пристроєм для введення суміші певної концентрації з метою забезпечення дозованого запрограмованого розподілу матеріалу в екструдованому виробі пропонуються модифікований варіант конструктивного оформлення інжекційних розподільчих пристроїв. Схема модифікованого інжекторного пристрою представлена на рис.2.2.

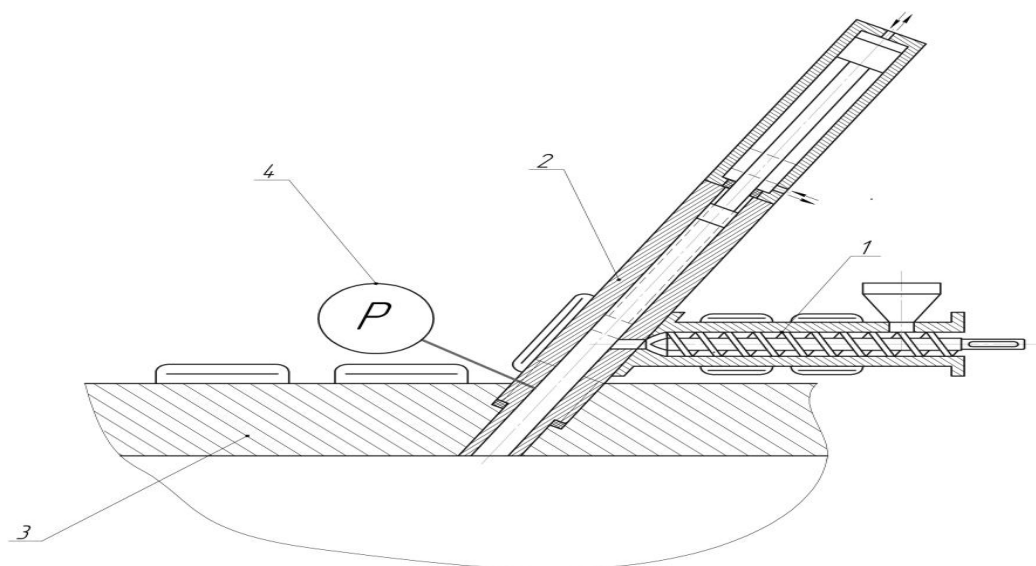


Рисунок 2.2- Схема модифікованого інжекторного пристрою

За наведеною схемою під час наповнення інжекційного каналу черв'ячний пластикатор 1 підтримує в ньому тиск, рівний тиску у формуючому каналі. Після цього інжекційний плунжер 2 здійснює впрыск суміші з датчиками із швидкістю переміщення плунжера (штоку). На пластикаторі 1 змонтовано систему терморегулювання, яка включає нагрівники та вентилятори. Підтримання заданої температури ускладнено, оскільки черв'як в пластикаторі обертається в періодичному режимі, а в процес підготовки розплавленої суміші суттєвий вклад вносить дисипація

механічної енергії від його обертання. Питому теплоту від дисипації можна знайти з залежності[2]

$$q = \tau \cdot g \quad (2.1)$$

де τ – напруження зсуву, які залежать від швидкості течії та закону в'язкості полімеру, g – швидкість деформації зсуву матеріалу. Останню в каналі черв'яка можна наближено визначити з формули

$$g = \frac{\pi D n}{h_2} \quad (2.2)$$

де D – діаметр черв'яка, n – кількість обертів черв'яка в с, h_2 – глибина нарізки в кінці черв'яка.

Результати моделювання глибини занурення матеріалу (мм) за різної швидкості інжекції (в м/с) показано на рис. 2.3.

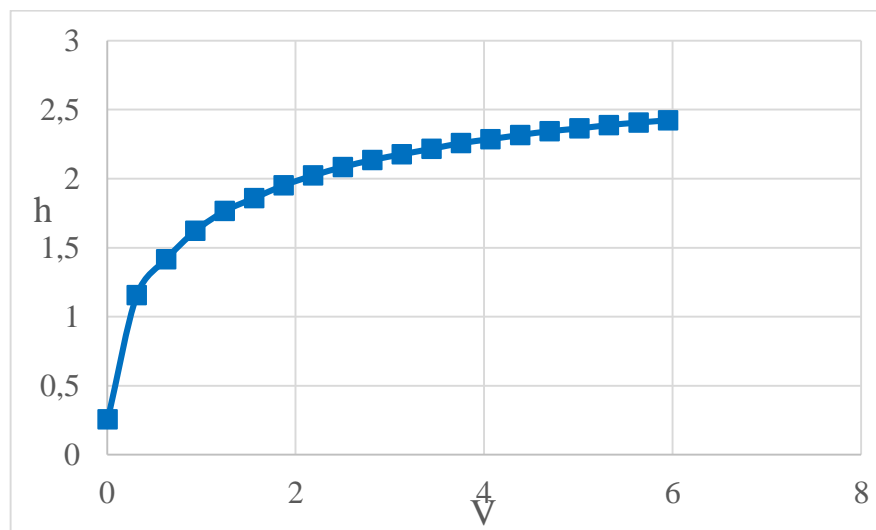


Рисунок 2. 3 - Залежність глибини занурення датчиків від швидкості інжекції

Модвання було проведено за наступних умов: середня швидкість полімеру в основному каналі становить 0,02 м/с, а товщина перерізу основного каналу має щілинну форму і дорівнює 5 мм.

В якості приводу штоку інжекційного пристрою був вибраний асинхронний електропривод з номінальною швидкістю обертання 143 рад/с. Для передачі зусилля обрано передавальний пристрій типу "пара гвинт-гайка". Цей передавальний пристрій використовується для силової передачі при двосторонньому напрямку навантаження, що обумовлює вибір стандартної трапецеїдальної різьби.

Відповідно до вимог ГОСТ 24739-81 [14], для гвинта діаметром 8 мм було обрано крок різьби 3 мм. Цей вибір забезпечує оптимальний баланс між навантажувальною здатністю, точністю позиціонування та плавністю роботи системи. Такі характеристики є важливими для ефективного функціонування інжекційного пристрою в умовах, що забезпечують якісну подачу полімеру та стабільність процесу екструзії..

Висновки до розділу

У цьому розділі було представлено конструкцію трубної екструзійної головки, призначеної для введення матеріалу у стінку полімерної труби під час її екструзійного формування. Також було наведено схему модифікованого інжекторного пристрою та описано принцип його дії.

В якості електроприводу для штоку інжекторного пристрою було обрано асинхронний електропривод, який працює в парі з передавальним пристроєм типу "гвинт-гайка". Цей вибір забезпечує надійність і ефективність роботи системи, дозволяючи регулювати подачу матеріалу з необхідною точністю в процесі екструзії. Трапецеїдальна різьба, використовувана в даній конструкції, сприяє оптимальному зчитуванню моменту та силовим характеристикам, що важливо для стабільності та продуктивності всього процесу.

3 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

3.1 Вибір електродвигуна

Визначення необхідної потужності приводного двигуна для штоку інжекторного пристрою здійснюється на основі розрахунку моменту. Це значення моменту визначається з параметрів конструкції інжекторного пристрою та тиску, який діє на шток під час роботи [1].

Параметри інжекторного пристрою наведені в таблиці 3.1. У даній таблиці можуть бути представлені такі характеристики, як діаметр штока, тиск робочого середовища, швидкість руху, а також специфікації матеріалів, які використовуються в конструкції. Ці дані є критично важливими для точного розрахунку моменту, що, в свою чергу, дозволяє правильно обрати електродвигун з необхідною потужністю для ефективної роботи інжекторного пристрою.

Таблиця 3.1

Параметри інжекторного пристрою

Потужність системи обігріву інжектора, Вт	$P_0=250$
Діаметр інжекційного штока, мм	$D=10$
Діаметр впускного сопла, мм	$d=2$
Об'єм порції інжекції, мм ³	$v=5330$
Тиск суміші з полімеру у циліндрі, МПа	$P=20$
Середня швидкість полімеру в основному каналі, м/с	$V_p=0.2$
Кутова швидкість двигуна, рад/с	$\omega=143$

Конструкція штока інжекторного пристрою, яка представлена на рис.3.1.

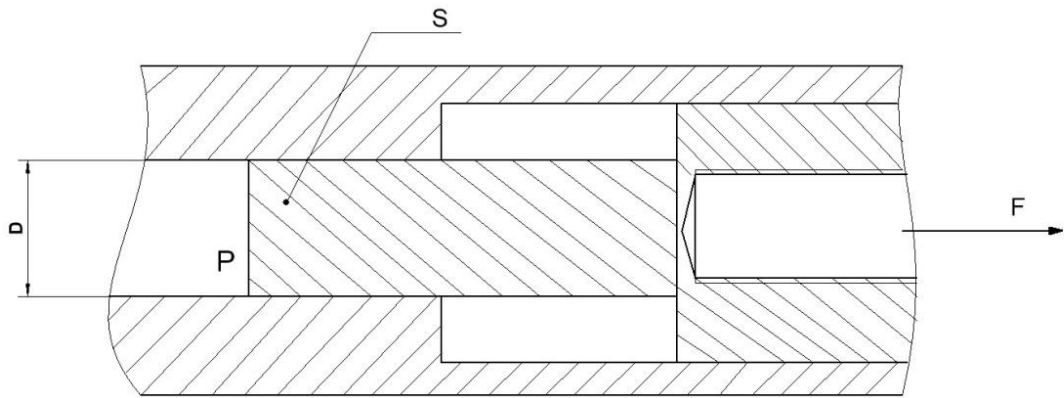


Рисунок 3.1 - Конструкція інжекторного пристрою

де D - діаметр інжекційного штоку, мм; P - тиск суміші з полімеру у циліндрі, МПа; F - сила, яку досягає система.

Розрахунок площі поперечного січення штоку :

$$S = \frac{\pi D^2}{4} = \frac{3.15 \cdot 10^2}{4} = 78.5(\text{мм}^2) = 78.5 \cdot 10^{-6}(\text{м}) \quad (3.1)$$

Розрахунок зусилля, яке діє на шток :

$$F = P \cdot S = 20 \cdot 10^6 \cdot 78.5 \cdot 10^{-6} = 1570(\text{Н}) \quad (3.2)$$

Розрахунок моменту навантаження:

$$M = \frac{F \cdot V}{\omega} = \frac{1570 \cdot 0.068}{143} = 0.746(\text{Н} \cdot \text{м}) \quad (3.3)$$

Розрахунок потужності

$$P = M \cdot \omega = 0.823 \cdot 143 = 106.76(\text{Вт}) \quad (3.4)$$

Згідно цієї потужності обираємо асинхронний двигун типу: 4AA56A4Y3 [3].

Математична модель асинхронного двигуна

Для побудови нелінійної моделі асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором необхідно виконати певні умови:

1. Магнітне коло машини не насичується і має нескінченну магнітну проникність, втрачаючи на гістерезис і вихрові струми малими, що дозволяє знехтувати цими втратами.
2. Індуктивності розсіювання не залежать від кутового положення ротора.

Для створення моделі асинхронного двигуна в середовищі MATLAB Simulink важливо представити асинхронний двигун у скалярній системі координат (а-в). Це дозволяє спростити аналіз і управління, враховуючи електричні і механічні параметри системи.

Далі, представимо довільну динамічну модель асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором у синхронній системі координат. У цій системі координат часто використовують дві осі: а і в, які допомагають описати електричні параметри двигуна в комплексній формі.

Модель може бути побудована на основі рівнянь, що описують механічну і електричну динаміку асинхронного двигуна, включаючи:

- Рівняння електричної частини двигуна, що описують напруги, струми та індуктивності.
- Рівняння механічної частини, що враховують момент, споживану потужність і динаміку ротора.

З використанням цих рівнянь у MATLAB Simulink можна змоделювати поведінку асинхронного двигуна, вивчаючи різні аспекти, такі як крутний момент, швидкість, споживана потужність і реакція на зміни в навантаженні.

Це дозволить розробити систему контролю, оптимізувати роботу двигуна та забезпечити його ефективність в реальних умовах експлуатації.

$$\begin{aligned}
 \dot{\theta} &= \omega \\
 \dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) \\
 \dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1 \psi_{1d} + \omega_0 \psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + u_{1d} \\
 \dot{\psi}_{1q} &= -\alpha_1 \psi_{1q} - \omega_0 \psi_{1d} + \alpha_1 L_m i_{2q} + u_{1q} \\
 \dot{i}_{2d} &= -\gamma_1 i_{2d} + \omega_2 i_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1d} - \beta_1 p_n \omega \psi_{1q} + \frac{1}{\sigma_1} u_{2d} - \beta_1 u_{1d} \\
 \dot{i}_{2q} &= -\gamma_1 i_{2q} - \omega_2 i_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \psi_{1q} + \beta_1 p_n \omega \psi_{1d} + \frac{1}{\sigma_1} u_{2q} - \beta_1 u_{1q}.
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Виходячи з рівнянь електричної рівноваги:

$$\begin{aligned}
 \bar{\mathbf{u}}_1 &= R_1 \bar{\mathbf{i}}_1 + \frac{d\bar{\boldsymbol{\psi}}_1}{dt} + \omega_k \mathbf{J} \bar{\boldsymbol{\psi}}_1 \\
 \bar{\mathbf{u}}_2 &= R_2 \bar{\mathbf{i}}_2 + \frac{d\bar{\boldsymbol{\psi}}_2}{dt} + (\omega_k - \omega) \mathbf{J} \bar{\boldsymbol{\psi}}_2,
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

де $\bar{\mathbf{u}}_1, \bar{\mathbf{i}}_1, \bar{\boldsymbol{\psi}}_1$ - вектори змінних статора, які сформовані так:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{u}_1 &= (u_{1a}, u_{1b})^T \\
 \mathbf{i}_1 &= (i_{1a}, i_{1b})^T \\
 \boldsymbol{\psi}_1 &= (\psi_{1a}, \psi_{1b})^T,
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

$\vec{\mathbf{u}}_2, \vec{\Psi}_2, \vec{\mathbf{i}}_2$ - вектори змінних ротора, які сформовані так:

$$\begin{aligned}\mathbf{u}_2 &= (\mathbf{u}_{2d}, \mathbf{u}_{2q})^T \\ \mathbf{i}_2 &= (\mathbf{i}_{2d}, \mathbf{i}_{2q})^T \\ \Psi_2 &= (\Psi_{2d}, \Psi_{2q})^T.\end{aligned}\tag{3.8}$$

Рівняння потокозчеплення мають вигляд:

$$\begin{aligned}\vec{\Psi}_1 &= L_1 \vec{\mathbf{i}}_1 + L_m \vec{\mathbf{i}}_2 \\ \vec{\Psi}_2 &= L_m \vec{\mathbf{i}}_1 + L_2 \vec{\mathbf{i}}_2.\end{aligned}\tag{3.9}$$

Виразимо $\vec{\mathbf{i}}_2$ з другого рівняння (3.9) буде

$$\vec{\mathbf{i}}_2 = L_2^{-1} (\vec{\Psi}_2 - L_m \vec{\mathbf{i}}_1),\tag{3.10}$$

Виключимо з (3.6) при $\omega_k = 0$ вектори $\vec{\mathbf{i}}_2$ та Ψ_2 . Підставивши (3.10) в перше рівняння (3.9), отримаємо

$$\vec{\Psi}_1 = \frac{L_m}{L_2} \vec{\Psi}_2 + \left(L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \right) \vec{\mathbf{i}}_1,\tag{3.11}$$

звідки

$$\vec{\Psi}_2 = \frac{L_2}{L_m} \vec{\Psi}_1 - \frac{L_2}{L_m} \sigma \vec{\mathbf{i}}_1,\tag{3.12}$$

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

З урахуванням (3.8), (3.9) та (3.10) друге рівняння (3.6) запишеться у вигляді

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{u}}_2 = \mathbf{R}_2 \left[L_2^{-1} \left(\frac{L_2}{L_m} \bar{\boldsymbol{\Psi}}_1 - \frac{L_2}{L_m} \sigma \bar{\mathbf{i}}_1 \right) - \frac{L_m}{L_2} \sigma \bar{\mathbf{i}}_1 \right] + \\ + \frac{L_2}{L_m} \bar{\boldsymbol{\Psi}}_1 - \frac{L_2}{L_m} \sigma \bar{\mathbf{i}}_1 - \omega p_n \mathbf{J} \left(\frac{L_2}{L_m} \bar{\boldsymbol{\Psi}}_1 - \frac{L_2}{L_m} \sigma \bar{\mathbf{i}}_1 \right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Після підстановки $\bar{\boldsymbol{\Psi}}_1$ з першого рівняння (3.6) отримаємо

$$\bar{\mathbf{i}}_1 = - \left(\frac{\mathbf{R}_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta + \alpha \right) \mathbf{i}_1 + \omega p_n \mathbf{J} \mathbf{i}_1 + \frac{\alpha}{\sigma} \bar{\boldsymbol{\Psi}}_1 - \omega p_n \mathbf{J} \frac{1}{\sigma} \bar{\boldsymbol{\Psi}}_1 + \frac{1}{\sigma} \bar{\mathbf{u}}_1 - \beta \bar{\mathbf{u}}_2, \quad (3.14)$$

де $\beta = L_m / L_2 \sigma$; $\alpha = R_2 / L_2$.

Вираз для моменту з буде мати вигляд:

$$\begin{aligned} \mathbf{M} = \frac{3}{2} L_m p_n (\mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \mathbf{i}_2) = \frac{3}{2} L_m p_n \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \left(\frac{\boldsymbol{\Psi}_1}{L_m} - \frac{L_1}{L_m} \mathbf{i}_1 \right) = \frac{3}{2} p_n \mathbf{i}_1^T \mathbf{J} \boldsymbol{\Psi}_1 = \\ = \frac{3}{2} p_n (\psi_{1a} \mathbf{i}_{1b} - \psi_{1b} \mathbf{i}_{1a}) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Повні рівняння динаміки АД в скалярному вигляді запишуться з першого рівняння (3.6), (3.14) та (3.15) у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
\dot{\theta} &= \omega; \\
\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(M - M_c), \quad M = \frac{3}{2}p_n(\psi_{1a}i_{1b} - \psi_{1b}i_{1a}); \\
\dot{\psi}_{1a} &= -R_1 i_{1a} + u_{1a}; \\
\dot{\psi}_{1b} &= -R_1 i_{1b} + u_{1b}; \\
\dot{i}_{1a} &= -\gamma_2 i_{1a} - \omega p_n i_{1b} + \alpha \sigma^{-1} \psi_{1a} + \omega p_n \sigma^{-1} \psi_{1b} + \frac{1}{\sigma} u_{1a} - \beta u_{2a}; \\
\dot{i}_{1b} &= -\gamma_2 i_{1b} + \omega p_n i_{1a} + \alpha \sigma^{-1} \psi_{1b} - \omega p_n \sigma^{-1} \psi_{1a} + \frac{1}{\sigma} u_{1b} - \beta u_{2b},
\end{aligned}
\tag{3.16}$$

де $\gamma_2 = \left(\frac{R_1}{\sigma} + \alpha L_m \beta + \alpha \right)$.

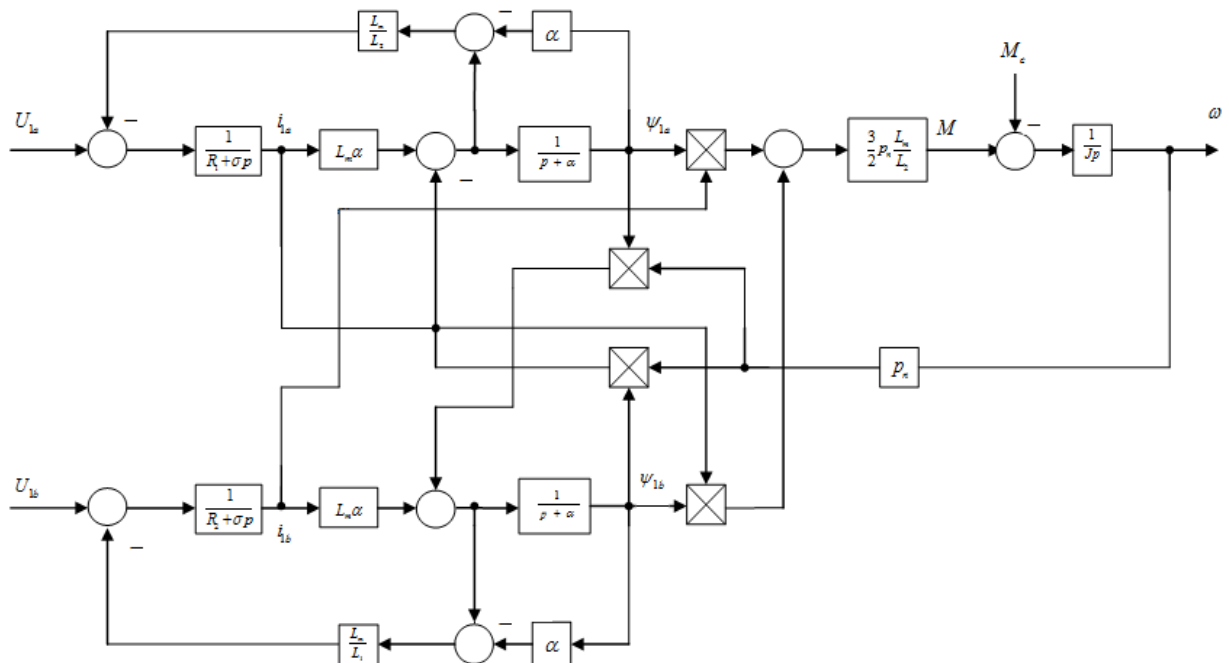


Рисунок 3.2 - Структурна схема асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором

Розрахунок параметрів двигуна

$$\omega_{0n} = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 50 = 314 \text{ рад/с.} \quad (3.17)$$

Синхронна швидкість двигуна:

$$\omega_{xx} = \frac{\omega_{0n}}{p_n} = \frac{314}{2} = 157 \text{ рад/с.} \quad (3.18)$$

Номінальне ковзання

$$S_n = \frac{n - n_n}{n} = \frac{1500 - 1375}{1500} = 0.083 \quad (3.19)$$

Номінальна швидкість двигуна:

$$\omega_n = \omega_{xx} \cdot (1 - S_n) = 157 \cdot (1 - 0.083) = 143.96 \text{ рад/с.} \quad (3.20)$$

Номінальний момент двигуна:

$$M_n = \frac{P_{2n}}{\omega_n} = \frac{0.12 \cdot 10^3}{143.96} = 0.834 \text{ Нм.} \quad (3.21)$$

Критичний момент двигуна (по перевантажувальній здатності λ з каталогу):

$$M_k = \lambda \cdot M_n = 2.2 \cdot 0.835 = 1.835 \text{ Нм.} \quad (3.22)$$

Номінальні діючі значення фазної напруги та струму статора:

$$U_n = \frac{U_{1n}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220. \text{ В.} \quad (3.23)$$

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3 \cdot U_n \cdot \cos \varphi \cdot \eta} = \frac{0.12 \cdot 10^3}{3 \cdot 220 \cdot 0.66 \cdot 0.63} = 0.437 \text{ А.} \quad (3.24)$$

Амплітудні значення фазної напруги і струму статора:

$$U_{na} = \sqrt{2} \cdot U_n = \sqrt{2} \cdot 220 = 311 \text{ В,} \quad (3.25)$$

$$I_{na} = \sqrt{2} \cdot I_n = \sqrt{2} \cdot 0.437 = 0.618 \text{ А.} \quad (3.26)$$

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

$$\psi_{1xx} = \frac{U_{na}}{\omega_{0n}} = \frac{311}{314} = 0.987 \text{ Вб.} \quad (3.27)$$

Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення Г-подібною схемою
 Коefіцієнти параметрів Т-подібної схеми заміщення Г-подібною схемою заміщення:

$$c_1 = \frac{\bar{x}_\mu + \sqrt{\bar{x}_\mu^2 + 4 \cdot \bar{x}'_1 \cdot \bar{x}_\mu}}{2 \cdot \bar{x}_\mu} = \frac{1.2 + \sqrt{1.2^2 + 4 \cdot 0.087 \cdot 1.2}}{2 \cdot 1.2} = 1.537 \quad (3.28)$$

Розрахунок параметрів Т-подібної схеми заміщення.

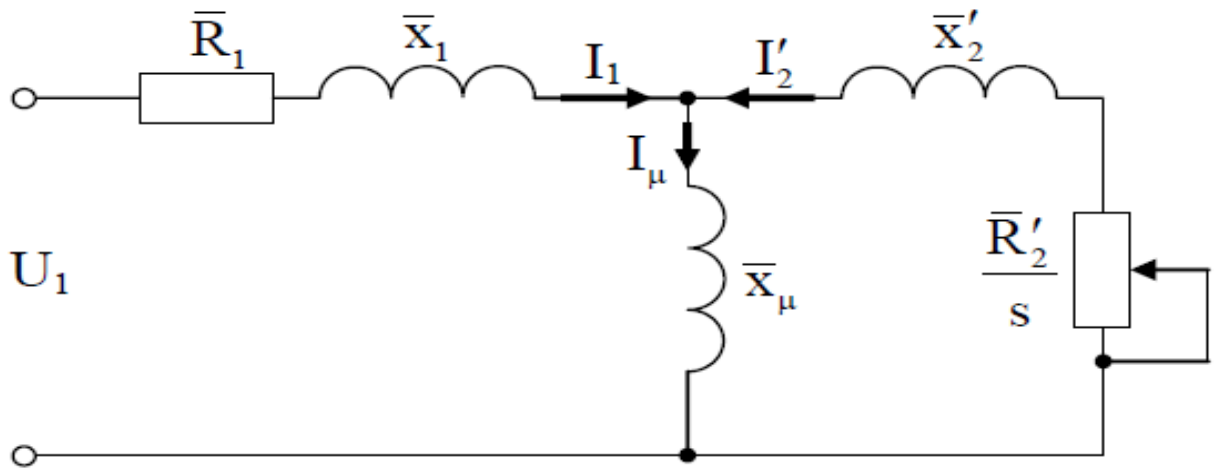


Рисунок 3.3 - Т-подібна схема заміщення АД

Наведені в [Ошибка! Источник ссылки не найден.](#) параметри відповідають Г-подібній схемі заміщення, Рисунок 3.4.

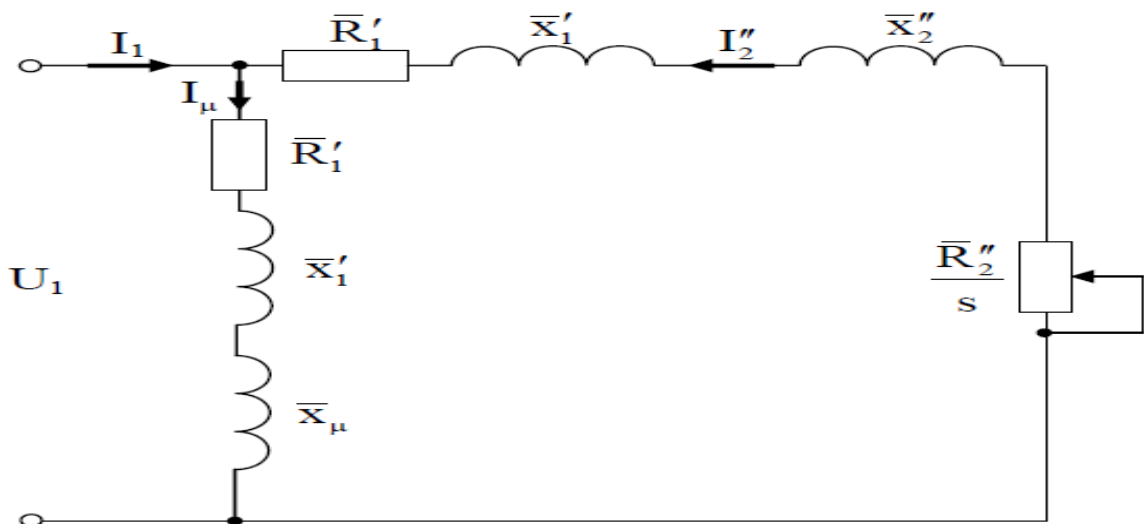


Рисунок 3.4 - Г-подібна схема заміщення АД

Параметри Т-подібної схеми заміщення у відносних одиницях:

$$\bar{x}_1 = \frac{\bar{x}'_1}{c_1} = \frac{0.087}{1.537} = 0.0566, \quad (3.29)$$

$$\bar{R}_1 = \frac{\bar{R}'_1}{c_1} = \frac{0.18}{1.537} = 0.117, \quad (3.30)$$

$$\bar{x}'_2 = \frac{\bar{x}''_2}{c_1^2} = \frac{0.15}{1.537^2} = 0.0635, \quad (3.31)$$

$$\bar{R}'_2 = \frac{\bar{R}''_2}{c_1^2} = \frac{0.15}{1.537^2} = 0.0635. \quad (3.32)$$

Параметри Т-подібної схеми заміщення в абсолютних одиницях:

$$x_1 = \bar{x}_1 \cdot \frac{U_n}{I_n} = 0.0566 \cdot \frac{220}{0.437} = 28.494 \text{ Ом}, \quad (3.33)$$

$$R_1 = \bar{R}_1 \cdot \frac{U_n}{I_n} = 0.117 \cdot \frac{220}{0.437} = 58.901 \text{ Ом}, \quad (3.34)$$

$$x_2 = \bar{x}'_2 \cdot \frac{U_n}{I_n} = 0.0635 \cdot \frac{220}{0.437} = 31.968 \text{ Ом}, \quad (3.35)$$

$$R_2 = \bar{R}'_2 \cdot \frac{U_n}{I_n} = 0.0635 \cdot \frac{220}{0.437} = 31.968 \text{ Ом}, \quad (3.36)$$

$$x_\mu = \bar{x}_\mu \cdot \frac{U_n}{I_n} = 1.2 \cdot \frac{220}{0.437} = 604.119 \text{ Ом}. \quad (3.37)$$

Індуктивність намагнічуючого контуру:

$$L_m = \frac{x_\mu}{\omega_{0n}} = \frac{604.119}{314} = 1.924 \text{ Гн}. \quad (3.38)$$

Індуктивності розсіювання статора і ротора:

$$L_{1\sigma} = \frac{x_1}{\omega_{0n}} = \frac{28.494}{314} = 0.0907 \text{ Гн}, \quad (3.39)$$

$$L_{2\sigma} = \frac{x_2}{\omega_{0n}} = \frac{31.968}{314} = 0.102 \text{ Гн}. \quad (3.40)$$

Індуктивності статора і ротора:

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma} = 1.924 + 0.0907 = 2.015 \text{ Гн}, \quad (3.41)$$

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma} = 1.924 + 0.102 = 2.026 \text{ Гн}. \quad (3.42)$$

На основі проведених розрахунків обчислюються значення параметрів $\alpha, \beta, \gamma, \sigma$ за наведеними формулами:

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2} = \frac{31.968}{2.026} = 15.779 \text{ Ом/Гн}, \quad (3.43)$$

$$\sigma = L_1 \cdot \left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 \cdot L_2}\right) = 2.015 \cdot \left(1 - \frac{1.924^2}{2.015 \cdot 2.026}\right) = 0.197 \text{ Гн}, \quad (3.44)$$

$$\beta = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_2} = \frac{1.924}{0.197 \cdot 2.026} = 4.821 \text{ 1/Гн}, \quad (3.45)$$

$$\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \cdot L_m \cdot \beta = \frac{58.901}{0.197} + 15.779 \cdot 1.924 \cdot 4.821 = 445.349 \text{ Ом/Гн}, \quad (3.46)$$

Визначимо масу штоку та гвинта:

$$m = V \cdot \rho = 0.0000722 \cdot 7850 = 0.571, \text{ кг} \quad (3.45)$$

де $\rho = 7850 \text{ кг/м}^3$ -плотність сталі 65Г; V - об'єм штоку та гвинта

$$\begin{aligned} V &= \pi \cdot R_1^2 \cdot l_1 + \pi \cdot R_2^2 \cdot l_2 + \pi \cdot R_3^2 \cdot l_3 = \\ &= 3.14 \cdot 0.01^2 \cdot 0.068 + 3.14 \cdot 0.012^2 \cdot 0.068 + 3.14 \cdot 0.008^2 \cdot 0.1 = \\ &= 0.0000722. (\text{м}^3) \end{aligned} \quad (3.46)$$

Визначимо момент інерції штоку та гвинта:

$$J_p = m \cdot \frac{V^2}{\omega_n} = 0.571 \cdot \frac{0.068^2}{143^2} = 1.28 \cdot 10^{-7}. \text{ кг} \cdot \text{м}^2 \quad (3.47)$$

Оскільки момент інерції штоку та гвинта незначний то його можна не враховувати під час моделювання системи. Результати розрахунків параметрів двигуна типу 4AA56A4У3 зведені до Таблиця 3..

Таблиця 3.3

Параметри двигуна 4AA56A4У3

P_n , кВт	0,12	R_1 , Ом	58,901
ω_{xx} , рад/с	157	R_2 , Ом	31,968
ω_n , рад/с	143,92	L_1 , Гн	2,015
M_n , Нм	0,834	L_2 , Гн	2,026
M_k , Нм	1,835	L_m , Гн	1,924
λ ,	2,2	J_d , кг·м ²	0.0007
I_{na} , А	0,618	α , Ом/Гн	15,779
Ψ_{1xx} , Вб	0.987	β , 1/Гн	4,821
η ,	0.63	γ , Ом/Гн	445,349
$\cos\varphi$,	0.66	σ , Гн	0,197

Висновок до розділу

У цьому розділі було проведено розрахунок необхідної потужності двигуна для інжекторного пристрою, враховуючи конструкційні особливості та експлуатаційні умови. На основі отриманих результатів була визначена необхідна потужність двигуна для інжекторного пристрою, яка становить 0,12 кВт.

Відповідно до розрахункової потужності, за каталогом був обраний асинхронний двигун 4AA56A4У3. Для подальшої роботи з моделлю асинхронного двигуна в середовищі MATLAB Simulink були розраховані його номінальні дані та параметри Т-подібної схеми заміщення.

Ці параметри, такі як напруга, струм, опір обмоток, індуктивності та інші електричні характеристики, є важливими для коректного моделювання поведінки двигуна. З використанням цих даних у MATLAB Simulink можна створити точну модель асинхронного двигуна, що дозволить аналізувати його динаміку, ефективність та взаємодію з системою управління. Це, в свою чергу, сприятиме оптимізації роботи інжекторного пристрою та підвищенню його продуктивності.

4 НЕПРЯМЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ КУТОВОЮ ШВИДКІСТЮ ТА ТЕХНІЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

Перехідні процеси в електромеханічних та електротехнологічних системах, розглянуті в першому розділі, характеризуються значними коливаннями, що є неприйнятним для проведення технологічних процесів. Наприклад, під час захоплення злитка на блюмінгу та при виникненні пробуксовки валків динамічні навантаження можуть збільшуватися в декілька разів порівняно з нормальним режимом прокатки.

Система регулювання натягу обмотувальних стрічок і швидкості обертання привідного механізму має високі вимоги до точності підтримки регульованих параметрів. Складність керування обмотувальною машиною полягає, зокрема, у взаємозв'язках між каналами регулювання натягу обмотувальної стрічки та швидкості обертання механізму. При збільшенні зусилля гальмівного механізму і натягу обмотувальної стрічки швидкість обертання приводу зменшується через додатковий момент, який створює гальмівний механізм. Цей взаємозв'язок проявляється як у перехідних, так і в сталих режимах. Однак, при зростанні сили приводу, швидкість обертання збільшується, але спочатку натяг обмотувальної стрічки також зростає. Після певного часу натяг повертається до початкового рівня, тоді як швидкість залишаються на вищому рівні. Таким чином, в обмотувальній машині є взаємозв'язки між каналами, які потрібно контролювати з необхідною точністю на заданому рівні.

Другою особливістю обмотувальної машини є наявність пружних елементів між приводним двигуном, редуктором і механізмом. Якщо в вихідній системі вплив пружних елементів відчувається лише в перехідних процесах під час пуску, то при впровадженні регуляторів швидкості та натягу, з підвищенням швидкодії регуляторів, цей вплив стає істотнішим. Воно залежить від співвідношення частоти власних коливань елементів трансмісії та смуги пропускання регуляторів. Якщо власні частоти механічних коливань

значно відрізняються від смуги пропускання, то їх вплив на динаміку системи можна ігнорувати. Проте, з розширенням смуги пропускання, це вплив стає помітним, що може призвести до коливань у перехідному процесі і погіршення стійкості системи.

Ці міркування стосуються класичних структур систем підлеглого регулювання, поширених у промислових системах. Для демпфування пружних коливань використовують різні методи. Зміна налаштувань типових регуляторів у рамках цих систем може покращити динамічні характеристики. Значні поліпшення можуть бути досягнуті за допомогою нетрадиційних регуляторів, створених поліноміальним методом, який активно розвиває професор Акімов та його учні. Цей метод має як переваги, так і недоліки. Збереження структури системи полегшує впровадження, проте синтез регулятора зовнішнього контуру вимагає складних розрахунків і може відрізнятися від типових П, І, ПІ та ПІД регуляторів, що потребує додаткових підсилювачів та ланцюгів зворотного зв'язку. Налаштування таких регуляторів вимагає вищої кваліфікації порівняно з традиційними.

Другим ефективним методом управління складними електромеханічними системами, особливо в присутності пружних елементів, є відмова від структури підлеглого регулювання і впровадження управління на основі повного вектора стану. Для визначення коефіцієнтів посилення зворотних зв'язків для всіх змінних стану в даний час найбільш поширеними є два методи: модальне управління та оптимальне управління за інтегральним квадратичним критерієм якості.

За модальним управлінням задається бажана передатна функція нової системи, яка має такий же порядок, як і вихідна. Динамічні характеристики бажаної системи вибираються з урахуванням необхідних перехідних процесів або частотних характеристик. Коефіцієнти посилення зворотних зв'язків визначаються шляхом прирівнювання характеристичних поліномів бажаної і реалізованої передавальних функцій. Основна проблема використання модального управління полягає у виборі відповідної бажаної передавальної

функції. Використання стандартних форм може призвести до технічно нереалізованих коефіцієнтів посилення, а малі постійні часу не повинні компенсуватись. Таким чином, основна складність модального управління полягає саме у виборі стандартної форми та її параметрів. Проте, існує багато успішних прикладів використання модального управління.

Багато проблем, пов'язаних з вибором стандартної форми в модальному управлінні, можуть бути усунені при визначенні коефіцієнтів посилення зворотних зв'язків на основі повного вектора стану за допомогою оптимального керування за інтегральним квадратичним критерієм якості. У цьому випадку основні вимоги до системи управління можуть бути забезпечені шляхом грамотного вибору вагових матриць в інтегральному квадратичному критерії. Це дозволяє реалізувати задані динамічні характеристики системи з урахуванням обмежень на змінні стану та управління, а також накладати обмеження на величини коефіцієнтів посилення зворотних зв'язків для відповідних змінних.

Дослідження перехідних процесів обмотувальних машин, зокрема в управлінні натягом обмотувальної стрічки та швидкістю обертання привідного механізму з урахуванням пружних елементів у трансмісії, показують наявність коливань швидкостей обертання рухомих частин і пружних моментів у перехідних процесах. Для демпфування пружних коливань стану обмотувальних машин ми використовуємо методи оптимального управління. Розглянемо суть цих методів в контексті управління обмотувальними машинами.

Багато досліджень показують, що застосування оптимального управління до електромеханічних систем з пружними елементами є дуже ефективним для демпфування коливань, викликаних наявністю пружних елементів у трансмісіях. Основне питання та складність застосування цих методів полягає у правильному обґрунтуванні та виборі критерію якості функціонування системи. Процеси в електромеханічних системах можуть відрізнятися залежно від впливу системи керування. При цьому існує

природне прагнення вибрати оптимальне управляюче вплив, яке дозволяє найефективніше реалізувати управління об'єктом. Останнім часом теорія оптимізації набула особливої практичної значущості у зв'язку з широким застосуванням обчислювальних машин у техніці та можливістю реалізації оптимальних законів управління.

Конкретна постановка задачі управління залежить від типу рівнянь, що описують динаміку об'єкта управління, виду мінімізованого функціонала якості та, зокрема для електромеханічних систем, обмежень на управління та змінні стану об'єкта.

Оптимальною системою управління вважається система, яка є найкращою в певному сенсі. Термін "найкраща система" має конкретне значення, яке визначається технічною задачею, що вирішується при створенні цієї оптимальної системи. Основні задачі проектування оптимальних систем управління включають: точність системи в умовах детермінованих і випадкових впливів; швидкодію, що характеризується часом перехідного процесу; інтегральні критерії якості перехідних процесів; продуктивність; надійність та інші техніко-економічні показники системи управління.

Розробка оптимальної системи, що відповідає заданим вимогам, є завданням синтезу. Система управління складається з об'єкта управління та керуючого пристрою. На практиці структура та параметри об'єкта управління зазвичай уже визначені, тому задача синтезу полягає у встановленні структури та параметрів оптимального керуючого пристрою.

Найбільш поширеною задачею синтезу є визначення оптимального вектора управління, який забезпечує оптимальні процеси в об'єкті при заданих початковому та кінцевому значеннях вектора стану. Далі будемо вважати, що структура та параметри об'єкта управління заздалегідь визначені. Також розглядатимуться об'єкти управління, які є повністю керованими та повністю спостережуваними.

Прианні оптимальних систем управління важливим аспектом є формулювання мети оптимізації, яка математично виражається запитом на

досягнення екстремальних значень (максимуму або мінімуму) деякого показника якості, відомого як критерій оптимальності або критерій якості управління.

Критерії оптимальності можна класифікувати залежно від типу розв'язуваних завдань. Наприклад, при розробці сучасних систем підпорядкованого регулювання електроприводами використовують два основних критерії: модульний і симетричний. Обидва ці критерії формулюються у вигляді бажаних передавальних функцій, коефіцієнти яких залежать від параметрів об'єкта керування, що складається з «тиристорного перетворювача та двигуна». Реалізація цих передавальних функцій здійснюється за допомогою послідовних коректуючих пристроїв і жорстких негативних зворотних зв'язків у багатоконтурній системі, що гарантує виконання заданих якісних показників в оптимізованій системі управління, таких як: запаси стійкості за амплітудою та фазою, рівень перерегулювання, час регулювання та порядок астатизму.

Однак в більшості випадків при синтезі сучасних оптимальних систем керування критерії оптимальності виражаються у вигляді інтегральних функціоналів, наприклад,

$$I(\bar{x}, \bar{U}) = \int_{t_0}^{t_k} F[\bar{x}(t), \bar{U}(t)] dt, \quad (4.1)$$

де $\bar{x}(t)$ – вектор фазових координат об'єкта, $\bar{U}(t)$ – вектор керування, $[t_0, t_k]$ – розглянутий інтервал часу, $F(\dots)$ – функція, що відображає показник якості.

При синтезі оптимальних систем застосовують квадратичні критерії оптимальності. Одним з таких критеріїв є критерій, який характеризує витрата енергії на керування. Функціонал (4.1) при цьому має вигляд

$$I(U) = \int_{t_0}^{t_k} U(t)i(t)dt = \int_{t_0}^{t_k} rU^2(t)dt \quad (4.2)$$

де $u(t)$, $i(t)$ – напруга і струм навантаження джерела енергії, $r=1/R$ – коефіцієнт пропорційності, R – опір електричного кола. Отримана в

результаті мінімізація функціоналу (4.2) система є оптимальною по витраті енергії на керування.

В якості критерія оптимальності можна використовувати інтегральні оцінки якості перехідного процесу. Квадратична інтегральна оцінка визначається функціоналом

$$J(\varepsilon) = \int_{t_0}^{t_k} x^2(t) dt \quad (4.3)$$

де $x(t) = x_3 - y(t) = \varepsilon(t)$ – сигнал неузгодженості між заданим значенням x_3 , який поступає на вхід замкнутої системи, і вихідною (регульованою) координатою $y(t)$. Отримана в результаті мінімізації функціоналу система є оптимальною за точністю відпрацювання перехідних режимів, обумовлених ненульовими початковими умовами або ступінчастим, наприклад одиничним, задаючим впливом. Існують також поліпшені інтегральні квадратичні оцінки

$$I[V(t)] = \int_{t_0}^{t_k} V(t) dt, \quad (4.4)$$

де

$$V(t) = x^2(t) + T_1^2 \dot{x}(t) + \dots + T_{n-1}^2 x^{(n-1)}(t)$$

T_1, T_3, \dots, T_{n-1} – деякі постійні коефіцієнти.

Перша складова забороняє тривале відхилення від заданого значення, тоді як наступні складові забороняють тривале існування великих похідних. Найбільш загальним квадратичним функціоналом якості є функціонал у наступному вигляді:

$$I[x, u] = \int_{t_0}^{t_k} [\bar{x}^T(t) R_1 \bar{x}(t) + \bar{u}^T(t) R_2 \bar{u}(t)] dt,$$

де R_1 і R_2 – постійно позитивно визначені симетричні матриці. Величина $\bar{x}^T(t) R_1 \bar{x}(t)$ є мірою відхилення стану системи в момент t від заданого стану,

наприклад нульового. Вагова матриця R_1 визначає вагу кожної з компонент стану. Наявність члена $\bar{u}^T(i)R_2\bar{u}(t)$ в функціоналі призводить до зниження амплітуди керування $\bar{u}(t)$, яка без урахування цього члена виходить нескінченно великою. Роль кожного з двох членів в критерії оптимальності визначається матрицями R_1 і R_2 .

В реальних умовах фазові координати об'єкта не можуть перевищувати допустимі значення, тобто вони є обмеженими. Наприклад, в системі управління швидкістю електроприводу постійного струму вихідна координата — швидкість обертання — не може перевищувати максимально допустиме значення з огляду на механічну міцність. У випадку електроприводу змінного струму ця швидкість взагалі не може бути більшою за синхронну, що є природним обмеженням. Друга фазова координата — струм силового ланцюга — у зв'язку з умовами нагріву двигуна та його можливим перевантаженням також не повинна перевищувати допустимих значень (зазвичай 2,5). Крім того, напруга управління, внаслідок надмірно великої форсування процесів керування та обмеженості енергетичних ресурсів, також не повинна перевищувати допустимих меж. Отже, при проектуванні оптимальних систем на вектор управління та вектор фазових координат повинні накладатися обмеження. Обмеження на вектори й координати зазвичай задаються у вигляді нерівностей. Для вектора керування $\bar{u}(t)$ такі нерівності зазвичай записуються у вигляді

$$M_i[\bar{u}(t)] = M_i[u_1(t), u_2(t), \dots, u_m(t)] \leq 0$$

$$(i = 1, 2, \dots, s) \quad (4.6)$$

$$u_k(t) = \frac{d^{(k-1)}u_{k-1}(t)}{dt^{(k-1)}}$$

$$(k = 1, 2, \dots, s)$$

Сукупність обмежень (4.6) формує область можливих значень вектора керування $\bar{u}(t)$. Цю область називають областю допустимих керувань і

позначають Ω_U . Реально керування, що подаються на вхід об'єкта, повинні належати області припустимих керувань:

$$\bar{u}(t) \in \Omega_U \quad (4.7)$$

Керування які задовольняють умовам (4.6), (4.7), називаються допустимими. Якщо наприклад, керування $\bar{u}_1(t)$ обмежене тільки за величиною, тобто $a_1 \leq \bar{u}_1(t) \leq b_1$, то областю допустимих керувань є відрізок $a_1 b_1$. Якщо, крім того, обмежена ще й перша похідна, тобто $a_2 \leq \bar{u}_1(t) = du_1(t)/dt \leq b_2$, то областю допустимих керувань є прямокутник. Якщо ж обмежена (зверху і знизу) тільки величина керування

$$u_{\min} \leq U(t) \leq u_{\max}, \quad (4.8)$$

то, прийнявши за одиницю $u_{\max} (-u_{\min})/2$, отримаємо

$$|\bar{u}(t)| \leq 1. \quad (4.9)$$

Обмеження типу (4.9) є дуже зручними при вивченні оптимальних систем. Такі обмеження можуть виконувати кусочно-безперервні функції, які на всьому інтервалі управління мають кінцеву кількість розривів першого роду. Особливим випадком кусочно-безперервних функцій є кусочно-постійні функції, що мають на всьому інтервалі управління обмежену кількість інтервалів сталості.

Аналогічно, змінні стану в загальному випадку також повинні відповідати певним обмеженням, тобто вектор стану в просторі станів не повинен виходити за межі певної області, яка називається областю допустимих станів., тобто

$$\bar{x}(t) \in \Omega_x. \quad (4.10)$$

На практиці при вирішенні задач оптимального керування іноді задають обмеження вихідних координат об'єкта, які характеризуються векторами $\bar{y}(t_0)$

в момент початку керування $\bar{y}(t_k)$ в момент закінчення керування. У ряді випадків обмеження задають у вигляді функціоналів. Прикладом такого функціоналу є функціонал виду (4.2), який характеризує обмеження на нагрів двигуна постійного струму

$$I_{don} = \int_0^T R t^2(t) dt \leq W_{don}, \quad (4.11.)$$

де W_{don} – допустима енергія, що витрачається на нагрів двигуна.

При вирішенні задач управління за допомогою методів простору станів враховуються деякі фундаментальні властивості динамічних систем, які не є характерними для класичної теорії управління, що базується лише на вхідних та вихідних сигналах. Серед цих властивостей, зокрема, можна виділити керованість і спостережуваність. Поняття керованості системи відображає здатність вхідного сигналу впливати на всі змінні стану на основі результатів спостереження за виходом системи.

Розглянемо лінійну багатовимірну стаціонарну систему, рівняння стану якої мають вигляд

$$\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t) + B\bar{u}(t), \quad (4.12)$$

де A і B – постійні матриці розмірностей $n \times n$ і $m \times n$ відповідно, а $\bar{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T$ – вектор стану системи.

Лінійна стаціонарна система (2.12) вважається повністю керованою станом, якщо з будь-якого початкового стану (x_0) вона може бути переведена в будь-який кінцевий стан (x_f) за обмежений час (T) , використовуючи кусочно-безперервний вхідний сигнал $(u(t))$ з нормою $(\|u\|)$. Це означає, що існує такий вхідний сигнал $(u(t))$, для якого виконується умова $(x(T) = x_f)$. У цьому визначенні повної керованості допускається додавання вхідного сигналу $(u(t))$ на кінцевому інтервалі часу (T) , при цьому момент (T) не визначається априорі.

Оскільки керованість системи залежить від матриць (A) та (B) , поняття керованості також стосується цих матриць. Тоді говорять, що пара (A, B) є повністю керованою, якщо система (4.12) є повністю керованою. Аналогічним чином визначається повна керованість для лінійної стаціонарної дискретної системи., яка описується рівнянням стану

$$\bar{x}(k+1) = A\bar{x}(k) + B\bar{u}(k), \quad (4.13)$$

якщо в наведеному вище формулюванні замінити t_0 на k_0 , t_N – на k_N , $\bar{x}(t_0)$ – на $\bar{x}(k_0)$ і $\bar{u}(t)$ – на послідовність вхідних впливів $\bar{u}(k)$.

Існує ряд критеріїв, які дозволяють по матрицям A і B визначити керованість безперервної (4.12) і дискретної (4.13) системи. Один з них формується таким чином: лінійна безперервна система (4.12) і дискретна система (2.13) повністю керовані тоді і тільки тоді, коли матриця керованості

$$Q_y = [B \mid AB \mid \dots \mid A^{(n-1)}B], \quad (4.14)$$

розмірності $(n \times mn)$ має ранг, рівний розмірності простору станів n , тобто

$$\text{Ранг} Q_y = n.$$

Інакше кажучи, якщо в матриці керованості Q_y , мається n лінійно незалежних вектор-стовпців. Якщо мається тільки одне керування $\bar{u}(t)$ і, отже, B є матриця стовпець розмірності $n \times 1$, тобто $B = b = [b_1, b_2, \dots, b_n]^T$, то матриця керованості Q_y – квадратна розмірності $m \times n$. Крім керованості за станом вводять поняття керованості по виходу. Лінійна стаціонарна безперервна або дискретна система, описувана рівняннями стану (4.12), (4.13) і рівняннями виходу

$$\bar{y}(t) = C\bar{x}(t) \quad (4.15)$$

або для дискретної системи

$$\bar{y}(k) = C\bar{x}(k), \quad (4.16)$$

повністю керована по виходу тоді і тільки тоді, коли $(r \times nm)$ – матриця керованості по виходу

$$Q_{y,e} = [CB \mid CAB \mid \dots \mid CA^{(n-1)}B], \quad (4.17)$$

має ранг, рівний числу виходів системи (числу рядків) матриці

$$\text{Ранг} Q_{y,e} = r.$$

Відповідно до критерію (4.17), одна й та сама система може бути керованою за виходом, але некерованою за станом, і навпаки. Для здійснення управління необхідно мати інформацію про поточний стан системи, тобто про значення змінних стану в кожен момент часу в безперервній системі або в моменти квантування в системі з дискретним часом. Проте деякі змінні стану можуть бути абстрактними і не мати фізичного аналога в реальній системі, тому їх не можна виміряти. В системі вимірюваними та спостережуваними є вихідні змінні (y) , які повинні однозначно виражати всі складові вектора стану (x) .

Якщо керованість за станом визначається з рівняння (4.14), яке містить керуючий вплив (u) або (w) без використання рівняння виходу, то спостережуваність визначається на основі рівняння стану, яке описує вільні рухи системи.

$$\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t) \text{ або } \bar{x}(k+1) = A\bar{x}(k)$$

і рівняння виходу (4.15) або (4.16), тобто системи, яка не містить збурюючого члена $\bar{u}(t)$ або $\bar{u}(k)$.

Система $\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t), \quad \bar{y}(t) = C\bar{x}(t)$ називається повністю спостережуваною, якщо існує таке $t_N > t_0$, що початковий стан $\bar{x}(t_0) = \bar{x}_0$ вільної системи можна визначити на кінцевому інтервалі $[t_N - t_0]$ виходу $\bar{y}(t)$. При цьому вважається, що t_N – будь який незаданий момент часу, підпорядкований умові $t_N > t_0$, тобто наступний момент часу.

Нехай A і C матриці розмірності $n \times n$ і $r \times n$ відповідно. Тоді пара A, C називається повністю спостережуваною, якщо система $\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t), \bar{y}(t) = C\bar{x}(t)$ є повністю спостережуваною. Наведене формулювання спостережливості повністю справедливе і для дискретних систем. Критерій спостережливості формулюється наступним чином: для того щоб лінійна стаціонарна безперервна або дискретна система була повністю спостережувана, необхідно і достатньо, щоб матриця

$$Q_H = \left[C^T \mid A^T C^T \mid (A^T)^2 C^T \mid \dots \mid (A^T)^{(n-1)} C^T \right]$$

мала ранг

$$\text{Ранг} Q_H = n.$$

Для багатовимірних систем керування вводять поняття нормальності. Нормальною системою керування називається така система, яка є керованою по відношенню до кожної з компонент $u_1(t), u_2(t), \dots, u_m(t)$ вектора керування $\bar{u}(t)$. Для того щоб лінійна стаціонарна безперервна система

$$\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t) + B\bar{u}(t),$$

або дискретна система

$$\bar{x}(k+1) = A\bar{x}(k) + B\bar{u}(k),$$

була нормальною необхідно і достатньо, щоб всі матриці

$$Q_{y_i} = \left[b_j A b_j \dots A^{(n-1)} b_j \right] \quad (j=1, 2, \dots, m).$$

Розмірності $n \times n$ були невиродженими, тобто щоб

$$\det Q_{y_i} \neq 0 \quad (j=1, 2, \dots, m).$$

Сити, що кожна нормальна система є повністю керованою, але не всяка повністю керована система має ознаки нормальності. Класичні методи знаходження екстремуму функції з багатьма змінними при великій кількості змінних можуть бути досить трудомісткими і громіздкими. Тому в таких

випадках доцільно приймати рішення про значення функцій не одразу (за один крок), а поступово, крок за кроком. Такі процеси прийняття рішення називають багатокроковими. Математичним апаратом для вивчення багатокрокових оптимальних рішень є метод динамічного програмування, розроблений американським математиком Р. Беллманом на початку 1950-х років. Спочатку цей метод був застосований для розв'язання дискретних задач управління, а згодом поширено на безперервні системи.

Основою методу динамічного програмування є принцип оптимальності. Згідно з цим принципом, оптимальне управління визначається кінцевою метою та станом системи в даний момент часу, незалежно від того, яким чином система потрапила в цей стан, тобто оптимальне управління не підлягає впливу минулого. Це означає, що для будь-якої оптимальної траєкторії кожен сегмент, який зв'язує будь-яку проміжну точку цієї оптимальної траєкторії з кінцевою, також є оптимальною траєкторією. Розглянемо докладніше цей принцип. Нехай в результаті мінімізації функціоналу

$$I[\bar{x}, \bar{u}] = \int_{t_0}^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt,$$

знайдено оптимальне керування $\bar{u}^*(t)$ і оптимальна траєкторія $\bar{x}^*(t)$. Виділимо на траєкторії $\bar{x}^*(t)$ точку $\bar{x}^*(t_*)$, відповідну деякому моменту часу $t_0 < t_* < T$. Ця точка ділить всю оптимальну траєкторію на дві ділянки: 1 і 2. Принцип оптимальності стверджує, що ділянка 2 вихідної оптимальної траєкторії також є оптимальною. Покажемо це.

Припустимо що принцип несправедливий, і можна вказати ділянку 2* на якому функціонал

$$\int_{t_*}^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt,$$

менше, ніж на ділянці 2. Тоді з самого початку, тобто з моменту t_0 , можна було б визначити таке «оптимальне» керування, при якому траєкторія руху

об'єкта збігалася б з кривою на ділянках 1 – 2. На цій траєкторії значення функціоналу

$$\int_{t_*}^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt = \int_{t_0}^{t_*} F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt + \int_{t_*}^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt,$$

виявилася б менше, ніж на траєкторії 1 – 2. Однак по вихідним передумовам цей функціонал досягає мінімуму на траєкторії 1 – 2. Отже, ділянка 2 є оптимальною.

Розглянемо задачу синтезу оптимального керування для повністю керованого лінійного стаціонарного об'єкта (системи), рівняння стану мають вигляд

$$\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t) + B\bar{u}(t), \quad (4.18)$$

або

$$\dot{\bar{x}}(t) = f[\bar{x}(t), \bar{u}(t)], \quad (4.19)$$

де $\bar{x}(t)$ – вектор стану розмірності $m \times 1$, A і B – постійні матриці відповідно розмірності $n \times n$ і $n \times m$.

Задані початковий і кінцевий стани системи

$$\bar{x}(t_0) = [x_{10} x_{20} \dots x_{n0}]^T = \bar{x}_0; \bar{x}(t_k) = [x_{1k} x_{2k} \dots x_{nk}]^T = \bar{x}_T.$$

Потрібно знайти оптимальне керування $\bar{u}^*(t)$, обмежене деякою допустимою областю керування Ω і визначене на інтервалі часу $[t_0 - t_k]$, яке мінімізує функціонал

$$I[\bar{x}, \bar{u}] = \int_0^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] dt. \quad (4.20)$$

Час переходу T з початкового стану $\bar{x}(t_0)$ в кінцевий $\bar{x}(t_k)$ не фіксований. На фазові координати обмеження не накладаються. Відзначимо, що підінтегральна функція функціоналу (4.20) не залежить явно від часу.

Припустимо, що знайдене оптимальне керування $\bar{u}^*(t)$ і відповідна йому оптимальна траєкторія $\bar{x}^*(t)$, що виходить з точки фазового простору \bar{x}_0 при $t=t_0$ і яка проходить через точку \bar{x}_T при $t=t_k$. Мінімальне значення функціоналу (4.20) позначимо через $S(\bar{x}_0)$, тобто

$$S(\bar{x}_0) = \min_{\bar{u}(t) \in \Omega_0} \int_0^T F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] f t dt, \quad (4.21)$$

воно є функцією початкового стану об'єкта \bar{x}_0 . Нехай $\bar{x}(t)$ є деяка точка, розташована на оптимальній траєкторії в інтервалі $0 < t < T$. Тоді згідно з принципом оптимальності, можна записати, що

$$S[\bar{x}(t)] = \min_{\bar{u}(t) \in \Omega_t} \int_t^T F[\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)] d\tau. \quad (4.22)$$

Оскільки даний об'єкт (2.19) стаціонарний, то підінтегральна функція функціоналу (4.20) явно від часу не залежить. Час T переходу з \bar{x}_0 в \bar{x}_T не фіксоване, отже, функція $S[\bar{x}(t)]$ також явно від часу не залежить.

Розглянемо поряд розташоване з $\bar{x}(t)$ стан об'єкта $\bar{x}(t_1) = \bar{x}_1$, причому $t_1 = t + \Delta t$, де Δt – мала величина. З безперервності оптимальної траєкторії $\bar{x}^*(t)$ випливає, що стан \bar{x}_1 належить малій окресності $\bar{x}(t)$.

Вираз (2.22) можна записати у вигляді наступної суми двох інтегралів

$$S[\bar{x}(t)] = \min_{\bar{u}(\tau) \in \Omega} \left[\int_t^{t+\Delta t} F[\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)] d\tau + \int_{t+\Delta t}^T F[\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)] d\tau \right]. \quad (4.23)$$

Перший доданок у виразі (4.23) відповідно до теореми про повну загальну середню, з точністю до малих вищого порядку чим Δt , дорівнює

$$\int_0^T F[\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)] d\tau \cong F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] \Delta t \quad (4.24)$$

Тоді, враховуючи оптимальність траєкторії на другому інтервалі можна записати

$$S[\bar{x}(t)] = \min_{\bar{u}(\tau) \in \Omega} \left\{ F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] \Delta t + \min_{\substack{t+\Delta t \\ \bar{u}(\tau) \in \Omega_{t+\Delta t}}} \int_{t+\Delta t}^T F[\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)] d\tau \right\} \quad (4.25)$$

Позначимо другий доданок у виразі (4.23) через $S(t_1)$. Розкладемо $S(x_1)$ в ряд Тейлора в околиці t по Δt і врахуємо при цьому тільки два перших члена розкладання. Підставивши потім отриманий результат для $S(\bar{x}_1)$ в праву частину рівності (4.25) і перейшовши до межі $\Delta t \rightarrow 0$, остаточно визначимо рівняння

$$\min_{\bar{u}(t) \in \Omega} \left\{ F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] + \frac{dS(\bar{x})}{dx} f[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] \right\} \quad (4.26)$$

або в скалярній формі

$$\min_{\bar{u}(t) \in \Omega} \left\{ F[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] + \sum_{i=1}^n \frac{dS[\bar{x}(t)]}{dx_i} f_i[\bar{x}(t), \bar{u}(t)] \right\}, \quad (4.27)$$

де $f_i[\bar{x}(t), \bar{u}(t)]$ – система рівнянь першого порядку, відповідна рівнянням стану (4.18).

Рівняння (4.26), як і векторне рівняння (4.27), є рівнянням Беллмана в розглянутій тут задачі з закріпленими кінцями \bar{x}_0 , \bar{x}_T і вільним часом T (4.27). Рішення рівняння (4.27) повинна задовольняти граничній умові

$$S[\bar{x}(t)] = 0. \quad (4.28)$$

Оскільки в результаті мінімізації по $\bar{u}(t)$ вираження в фігурних дужках ліва частина рівняння (4.26) не міститиме $\bar{u}(t)$, то (4.28) буде нелінійним рівнянням першого порядку в частних похідних. Функція, $\bar{u}(t)$ яка доставляє мінімум виразу (4.26) в фігурних дужках, є шуканим оптимальним керуванням $\bar{u}^*(t)$. Однак ця функція буде залежати від $S[\bar{x}(t)]$. Отримавши рішення рівняння в частних похідних (4.28), в якому вже виконана мінімізація по $\bar{u}(t)$,

можна знайти явний вигляд $S[\bar{x}(t)]$, а отже, і явний вигляд оптимального керування $\bar{u}^*(t)$.

На сьогоднішній день не існує універсального методу розв'язання рівняння Беллмана (4.26), який дозволяв би аналітично знайти функцію V . Для кожної конкретної задачі проводиться окреме дослідження або використовуються чисельні методи інтегрування за допомогою електронно-обчислювальних машин (ЕОМ). Проте для лінійних систем з квадратичним критерієм якості, як правило, задається аналітичний вираз функції V з точністю до ряду невідомих параметрів, які можна знайти, виконуючи умову (2.28). При цьому функцію V потрібно прийняти квадратичною щодо змінних стану. Цей метод за вказаних умов забезпечує точні результати.

Рівняння Беллмана як необхідна умова оптимальності отримується за припущенням, що функція Беллмана є гладкою, тобто безперервно диференційованою за своїми аргументами. Це припущення не є обґрунтованим, оскільки сама функція V заздалегідь не відома. Якщо в процесі рішення оптимальної задачі виявиться, що знайдена функція V є безперервно диференційованою, то всі отримані результати залишаються дійсними. Проте це припущення вносить певний елемент невизначеності у безперервний варіант методу динамічного програмування на відміну від його дискретного аналога. У випадках, коли обґрунтування відсутнє, метод динамічного програмування може використовуватися як евристичний підхід.

Розглянемо задачу визначення оптимального регулятора стану для повністю керованої безперервної стаціонарної системи, що описується рівняннями стану (4.18). Для цієї системи заданий початковий стан $\bar{x}(t_0) = \bar{x}_0$. Оптимізуємий функціонал якості має вигляд:

$$I[\bar{x}, \bar{u}] = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (\bar{x}^T R_1 \bar{x} + \bar{u}^T R_2 \bar{u}) dt \quad (4.29)$$

Тут матриця R_1 – невід'ємно визначена, а матриця R_2 – позитивно визначена. Необхідно визначити оптимальне керування $\bar{u}^*[x(t)]$, доставляюче

мінімум функціоналу якості. Рівняння Беллмана (4.26), отримане для безперервної лінійної стаціонарної системи, за умови даної задачі набуває вигляду

$$\min_{\bar{u} \in \Omega} \left[\frac{1}{2} \bar{x}^T R_1 \bar{x} + \bar{u}^T R_2 \bar{u} + \frac{dS}{d\bar{x}} (A\bar{x} + B\bar{u}) \right] = 0. \quad (4.30)$$

Оскільки на керування $\bar{u}(t)$ обмежень не накладено, то оптимальне керування шукаємо з умови рівності нулю похідної по $\bar{u}(t)$ виразу, який знаходиться в квадратних дужках рівняння (4.30)

$$\bar{u}^T R_2 + \frac{d}{d\bar{x}} S[\bar{x}(t)] B = 0. \quad (4.31)$$

Внаслідок позитивної визначеності матриця R_2 невироджена, тому оптимальне керування

$$\bar{u}^* = -R_2^{-1} B^T \left[\frac{d}{d\bar{x}} S[\bar{x}(t)] \right]^T. \quad (4.32)$$

Підставив (4.32) в (4.30), отримаємо

$$\frac{1}{2} \bar{x}^T R_1 \bar{x} - \frac{1}{2} \frac{dS}{d\bar{x}} B R_2^{-1} B^T \left[\frac{d}{d\bar{x}} S[\bar{x}(t)] \right]^T + \frac{d}{d\bar{x}} A \bar{x} = 0. \quad (4.33)$$

Рішення $S(\bar{x})$ рівняння (4.33) зазвичай шукають у вигляді позитивно визначеної квадратичної форми

$$S(\bar{x}) = \frac{1}{2} \bar{x}^T P \bar{x} \quad (4.34)$$

де P – постійна симетрична позитивно визначена матриця.

Підставив вираз (4.34) в рівняння (4.33) і скоротивши на \bar{x} обидві частини цього рівняння, знайдемо

$$P B R_2^{-1} B^T P - P A - A^T P - R_1 = [0]. \quad (4.35)$$

Матричне рівняння (2.35) є системою нелінійних алгебраїчних рівнянь першого порядку типу Ріккати, які вирішуються щодо елементів матриці P .

Проте визначити матрицю (P) в замкнутій формі неможливо, якщо мова йде про об'єкти, описувані рівняннями стану, які мають порядок вище другого. Коли матриця (P) визначена, оптимальне керування, який є функцією змінних стану, може бути описано рівняннями стану, які впливають з (4.35) і (4.34).

$$\dot{\bar{x}}(t) = [A - BR_2^{-1}B^T P]\bar{x}(t). \quad (4.36)$$

Рівнянню (4.36) відповідає асимптотично стійка система, яка виконуватиме умову $(\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0)$ при $(x(0) = 0)$, якщо матриця (P) визначена таким чином, що власні значення матриці (P) є від'ємними. Проте деякі з власних значень матриці (A) можуть бути позитивними, що робить об'єкт керування нестійким, але при цьому оптимальна замкнута система, все ж буде обов'язково стійкою.

Тепер розглянемо синтез керування для вихідної лінійної системи (4.18) з інтегральним квадратичним критерієм якості (4.30). Для визначення оптимального керування в цій задачі скористаємося необхідними умовами оптимальності, які були отримані на основі класичного варіаційного обчислення [17 – 18]:

$$H(t, \bar{X}(t), \bar{U}(t), \bar{\Psi}(t)) = -\bar{X}^T(t)R_1(t)\bar{X}(t) - \bar{U}^T(t)R_2(t)\bar{U}(t) + \Psi^T(t) \times [A(t)\bar{X}(t) + B(t)\bar{U}(t)], \quad (4.37)$$

$$-\frac{dH}{d\bar{X}} = \frac{d\bar{\Psi}(t)}{dt} = -A^T(t)\Psi(t) + 2R_1(t)\bar{X}(t), \quad (4.38)$$

причому

$$\frac{dH}{d\bar{U}} = B^T(t)\bar{\Psi}(t) - 2R_2(t)\bar{U}(t) = 0, \quad (4.39)$$

а спряжена змінна $\bar{\Psi}(t)$ має нульове кінцеве значення $\bar{\Psi}(t_k) = \bar{0}$.

Для'ємно визначеної вагової матриці (Q) і позитивно визначеної вагової матриці (R) ці умови оптимальності для вихідної лінійної системи (4.18) і квадратичного функціоналу якості (4.30) є не лише необхідними, але й достатніми умовами оптимальності. Оптимальне керування $\bar{U}(t)$ може бути

виражено через спряжену змінну $\bar{\Psi}(t)$ в наступному вигляді

$$\bar{U}(t) = \frac{1}{2} R_2^{-1}(t) B^T(t) \bar{\Psi}(t). \quad (4.40)$$

Для знаходження спряженої змінної $\bar{\Psi}(t)$ необхідно вирішити двоточкову крайову задачу

$$\frac{d\bar{X}(t)}{dt} = A(t)\bar{X}(t) + \frac{1}{2} B(t) R_2^{-1}(t) B^T(t), \quad (4.41)$$

$$\frac{d\Psi(t)}{dt} = -A^T(t)\Psi(t) + 2R_1(t)\bar{X}(t), \quad (2.42)$$

з початковою умовою (на лівому кінці) для вектора стану вихідної системи $\bar{X}(t_0) = \bar{X}_0$ і з нульовою кінцевою умовою (на правому кінці) для вектора стану сполученої системи $\bar{\Psi}(t_k) = \bar{0}$.

Для вирішення крайової задачі (4.41) – (4.42) шукатимемо вектор сполучених змінних $\bar{\Psi}(t)$ в наступному вигляді

$$\bar{\Psi}(t) = -2P(t)\bar{X}(t). \quad (4.43)$$

Для визначення матриці $P(t)$ необхідно вирішити матричне диференціальне рівняння Ріккати

$$-\frac{dP(t)}{dt} = R_1(t) - P(t)B(t)R_2^{-1}(t)B^T(t)P(t) + A^T(t)P(t) + P(t)A(t), \quad (2.44)$$

з нульовою кінцевою умовою $P(t_k) = 0$.

Після рішення рівняння Ріккати оптимальне керування може бути отримано у вигляді керування по повному вектору стану

$$U(t) = -R_2^{-1}(t)B^T(t)P(t)\bar{X}(t). \quad (4.45)$$

Отже, для знаходження оптимального керування лінійною системою (4.18) за інтегральним квадратичним критерієм (4.30) у формі зворотного зв'язку по повному вектору стану (4.45) необхідно розв'язати матричне диференціальне рівняння Ріккати (4.44) з нульовою кінцевою умовою. На сьогодні відомо понад 100 методів вирішення рівняння Ріккати. Одним з найбільш ранніх методів є безпосереднє інтегрування диференціального

рівняння Ріккати (4.44) з нульовою кінцевою умовою в зворотному часі.

У практично важливих випадках перехідними процесами вирішення рівняння Ріккати можна знехтувати в порівнянні з часом роботи системи управління. У таких ситуаціях зазвичай використовується стало значення матриці \bar{P} після завершення перехідного процесу в рівнянні Ріккати.

$$\bar{P} = \lim_{t \rightarrow -\infty} P(t).$$

У цьому випадку, замість вихідного диференціального рівняння Ріккати (4.44), можна розглядати алгебраїчне рівняння Ріккати (4.35). Тепер розглянемо ще один підхід до розв'язання задачі побудови оптимального детермінованого регулятора за допомогою стандартних методів варіаційного числення. Припустимо, що існує оптимальне керування яке мінімізує критерій (4.30). Тепер розглянемо управління у загальному вигляді:

$$\bar{U}(t) = \bar{U}^*(t) + \varepsilon \tilde{U}(t), \quad (4.46)$$

де $\tilde{U}(t)$ – довільна функція часу; ε – довільне число.

Оптимальному керуванню $\bar{U}^*(t)$ буде відповідати оптимальний стан системи $\bar{X}(t)$, а керуванню (2.46) – деякий стан

$$\bar{X}(t) = \bar{X}^* + \varepsilon \tilde{X}(t), \quad (4.47)$$

що задовольняє рівнянню стану (4.18)

$$\dot{\bar{X}}^*(t) + \varepsilon \dot{\tilde{X}}(t) = A(t)\bar{X}^*(t) + \varepsilon A(t)\tilde{X}(t) + B(t)\bar{U}^*(t) + \varepsilon B(t)\tilde{U}(t). \quad (4.48)$$

Оптимальне керування $\bar{U}^*(t)$ також задовольняє рівнянню стану (4.18) і, отже,

$$\dot{\bar{X}}^*(t) = A(t)\bar{X}^*(t) + B(t)\bar{U}^*(t). \quad (4.49)$$

Віднімаючи з рівняння (2.48) рівняння (2.49), отримуємо рівняння

$$\dot{\tilde{X}}(t) = A(t)\tilde{X}(t) + B(t)\tilde{U}(t), \quad (4.50)$$

рішення якого можна записати в наступному вигляді:

$$\tilde{X}(t) = \int_{t_0}^{t_1} \Phi(t,r)B(r)\tilde{U}(r)dr, \quad (4.51)$$

де $\Phi(t_1t_0)$ – перехідна матриця стану системи (4.18), а початкова умова $\tilde{X}(t) = \bar{X}(t_0)$, так як і при зміні оптимального керування $\bar{U}^*(t)$ на керування (4.46) початкова умова $\bar{X}(t_0)$ не змінюється.

Критерій оптимальності (4.30) з урахуванням (4.46) і (4.47) можна записати так:

$$\begin{aligned} I = & \int_{t_0}^{t_1} [\bar{X}^T(t)R_1(t)\bar{X}(t) + \bar{U}^T(t)R_2(t)\bar{U}(t)] dt + \\ & + \bar{X}^T(t_1)P_1\bar{X}(t_1) = \int_{t_0}^{t_1} [\bar{X}^{*T}(t)R_1(t)\bar{X}^*(t) + \\ & + \bar{U}^{*T}(t)R_2(t)\bar{U}^*(t)] dt + \bar{X}^*(t_1)P_1\bar{X}^*(t_1) + \\ & + 2\varepsilon \left\{ \int_{t_0}^{t_1} [\tilde{X}^T(t)R_1(t)\bar{X}^*(t) + \tilde{U}^T(t)R_2(t)\bar{U}^*(t)] dt + \right. \\ & \left. + \tilde{U}^T(t)R_2(t)\tilde{U}(t) dt + \tilde{X}^T(t_1)P_1\tilde{X}(t_1) \right\}. \quad (4.52) \end{aligned}$$

Оскільки оптимальне керування $\bar{U}^*(t)$ доставляє мінімум критерію якості, то величина критерію (4.52) повинна мати мінімум при $\varepsilon = 0$ і, отже, похідна від виразу (4.52) по ε повинна дорівнювати нулю при $\varepsilon = 0$. Тоді отримаємо

$$\int_{t_0}^{t_1} [\tilde{X}^T(t)R_1(t)\bar{X}^*(t) + \tilde{U}^T(t)R_2(t)\bar{U}^*(t)] dt + \tilde{X}^T(t_1)P_1\bar{X}^*(t_1) = 0. \quad (4.53)$$

Підставивши в це рівняння рішення (4.51) помінявши порядок інтегрування змінних, отримаємо

$$\int_{t_0}^{t_1} \tilde{U}^T(t) \{ B^T(t) \int_{t_0}^{t_1} \Phi^T(\tau, t) R_1(\tau) X^*(\tau) d\tau + R_2(t) \vec{U}^*(t) + \\ + B^T(t) \Phi^T(t_1, t) P_1 \vec{X}^*(t_1) \} dt = 0. \quad (4.54)$$

Введемо позначення

$$P(t) = \int_{t_0}^{t_1} \Phi^T(\tau, t) R_1(\tau) \vec{X}^*(\tau) d\tau + \Phi^T(t_1, t) P_1 X^*(t_1), \quad (4.55)$$

з урахуванням якого інтеграл (4.54) прийме вигляд

$$\int_{t_0}^{t_1} \tilde{U}^T(t) \{ B^T(t) P(t) + R_2(t) \vec{U}^*(t) \} dt = 0 \quad (4.56)$$

Це співвідношення справедливо для будь-яких керувань $\vec{U}(t)$ лише в тому випадку, якщо

$$B^T(t) P(t) + R_2(t) \vec{U}^*(t) = 0, \quad (4.57)$$

і, отже, оптимальне керування

$$\vec{U}^*(t) = -R_2^{-1}(t) B^T(t) \vec{P}(t). \quad (4.58)$$

Якщо функція $P(t)$ в виразі (4.55) відома, то співвідношення (4.58) визначає оптимальне керування в розімкнутому вигляді.

Перетворимо співвідношення (4.55) в диференціальне рівняння і підставивши в (4.55) $t = t_0$, отримаємо граничну умову:

$$\vec{P}(t_1) = \vec{P}_1 \vec{X}^*(t_1). \quad (4.59)$$

Продиференціювавши (4.55) по t , отримаємо

$$\vec{P}(t) = -R_1(t)\vec{X}(t) + A^T(t)\vec{P}(t). \quad (4.60)$$

Підставивши вираз для оптимального керування (4.58) в рівняння стану (4.18), запишемо

$$\vec{X}(t) = A(t)\vec{X}(t) - B(t)R_2^{-1}(t)B^T(t)\vec{P}(t). \quad (4.61)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{X}(t) \\ \vec{P}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t) & -B(t)R_2^{-1}(t)B^T(t) \\ -R_1(t) & -A^T(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \vec{X}(t) \\ \vec{P}(t) \end{bmatrix}. \quad (4.62)$$

$$\vec{P}(t) = \vec{X}(t). \quad (4.63)$$

Існує оптимальне керування в замкнутій формі

$$\vec{U}^*(t) = -F(t)\vec{X}(t), \quad (4.64)$$

де

$$F(t) = R_2^{-1}(t)B^T(t)P(t), \quad (4.65)$$

а матриця $P(t)$ задовольняє матричному диференціальному рівнянню Ріккати (4.44) з граничною умовою тільки на правому кінці при $t = t_1$

$$P(t_1) = P_1, \quad (4.66)$$

в (Q_f) є ваговою матрицею термінального стану в критерії (4.30). Таким чином, замість вирішення системи лінійних диференціальних рівнянь подвійного порядку (4.62) з граничними умовами на протилежних кінцях двоточкової крайової задачі, можна вирішити квадратичне диференціальне рівняння Ріккати (4.44) з кінцевою умовою (4.66). При цьому оптимальне керування буде знайдено в замкнутій формі (4.64).

Суттєвим недоліком розглянутих оптимальних регуляторів є втрата астатизму системи, навіть при астатичному об'єкті керування. Це пов'язано з введенням жорсткого зворотного зв'язку по повному вектору стану. Часто в

системі потрібно забезпечити нульову помилку в сталому режимі для регульованої координати.

Розглянемо побудову регулятора, який будемо називати астатичним. Припустимо, що система описується рівнянням стану:

$$\dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x} + B\bar{u}(t), \quad (4.67)$$

а регульована координата

$$y(t) = C\bar{x}(t) + D\bar{u}(t). \quad (4.68)$$

Введемо допоміжну змінну $z(t)$, пов'язану з регульованою координатою $y(t)$ і її необхідним значенням $y_3(t)$ рівнянням

$$\dot{z}(t) = y_3(t) - y(t). \quad (4.69)$$

Розглянемо розширену систему, що включає вихідну систему і допоміжну змінну

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}(t) \\ \dot{z}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & | & | \\ -C & | & | \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}(t) \\ z(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ -D \end{bmatrix} \bar{u}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} y_3(t) \quad (4.70)$$

Прийmemo спочатку $y_3(t) = 0$ і при синтезі оптимального регулятора враховувати не будемо. Тоді розширена система з вектором стану $\tilde{x}(t) = \bar{x}^T(t), z(t)^T$ буде описуватися рівнянням стану

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \tilde{A}\tilde{X}(t) + \tilde{B}\bar{U}(t), \quad (4.71)$$

де

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} A & | & | \\ -C & | & | \end{bmatrix}, \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} B \\ -D \end{bmatrix}. \quad (4.72)$$

Вирішивши для цієї системи задачу синтезу оптимального регулятора, знайдемо оптимальне керування $\bar{u}(t) = -\tilde{F}\tilde{x}(t)$. Тоді замкнута система, з

урахуванням задаючого впливу $y_3(t)$, буде описуватися рівнянням стану $\tilde{x}(t) = \tilde{A}\tilde{x}(t) + \tilde{B}y_3(t)$, де $\tilde{A} = \tilde{A} - B\tilde{F}$, $\tilde{B} = \|0:1\|^T$.

Неважко показати, що в сталому режимі, тобто при $t \rightarrow \infty$, $y(t) = y_3(t)$, тобто система стає астатичною за регульованою координатою. Аналогічно можна забезпечити астатизм регульованої координати і по збурюючому впливу.

4.1 Синтез алгоритму непрямого векторного керування

Повні рівняння алгоритму векторного керування АД з непрямою орієнтацією по вектору потокозчеплення ротора представлені нижче. Структура алгоритму непрямого векторного керування містить [4,5]:

- розімкнутий регулятор модуля вектора потокозчеплення

$$i_{1d}^* = \frac{1}{\alpha Lm} (\alpha \psi^* - \dot{\psi}^*),$$

$$i_{1d}^* = \frac{1}{\alpha Lm} (\alpha \dot{\psi}^* - \ddot{\psi}^*), \quad (4.73)$$

$$\dot{\epsilon}_0 = \omega_0 = \omega p_n + \alpha Lm \frac{i_{1q}}{\psi^*} + \phi$$

де $\psi^*, \dot{\psi}^*, \ddot{\psi}^*$ – задане значення модуля вектора потокозчеплення ротора та його перша і друга похідні відповідно. ϕ -робастифікуючий зв'язок, який буде визначено далі. В стандартному випадку $\phi=0$.

- регулятор струму по осі (d) (польової складової струму статора)

$$u_{1q} = \sigma(\gamma i_{1d}^* - \omega_0 i_{1q} - \alpha \beta \psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_i \tilde{i}_d - x_d), \quad (4.74)$$

$$\dot{x}_d = k_{i1} \tilde{i}_d,$$

де $\tilde{i}_d = i_{1d} - i_{1d}^*$ – похибка відпрацювання струму по осі (d),

$(k_i, k_{ii}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму.

- регулятор кутової швидкості

$$\begin{aligned} i_{1q}^* &= \frac{1}{\mu\psi^*} (-k_\omega \tilde{\omega} + \hat{M}_c + \dot{\omega}^* + v\omega^*), \\ \dot{\hat{M}}_c &= -k_{oi} \tilde{\omega}, \end{aligned} \quad (4.75)$$

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

де $\omega^*, \dot{\omega}^*, \ddot{\omega}^*$ – задана кутова швидкість, перша і друга похідні відповідно, $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – похибка відпрацювання кутової швидкості, $(k_\omega, k_{oi}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора кутової швидкості.

- регулятор струму по осі (q) (моментної складової струму статора)

$$u_{1q} = \sigma(\gamma i_{1q}^* + \omega_0 i_{1d} + \beta \omega p_n \psi^* + \dot{i}_{1q}^* - k_{1q} \tilde{i}_q - x_q), \quad (4.76)$$

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

де $\tilde{i}_q = i_{1q} - i_{1q}^*$ – похибка відпрацювання струму по осі (q).

Реальні напруги, що прикладаються до обмотки статора двигуна, дорівнюють:

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_0 & -\sin \varepsilon_0 \\ \sin \varepsilon_0 & \cos \varepsilon_0 \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

На рисунку 4.1 представлена структурна схема алгоритму непрямого векторного керування

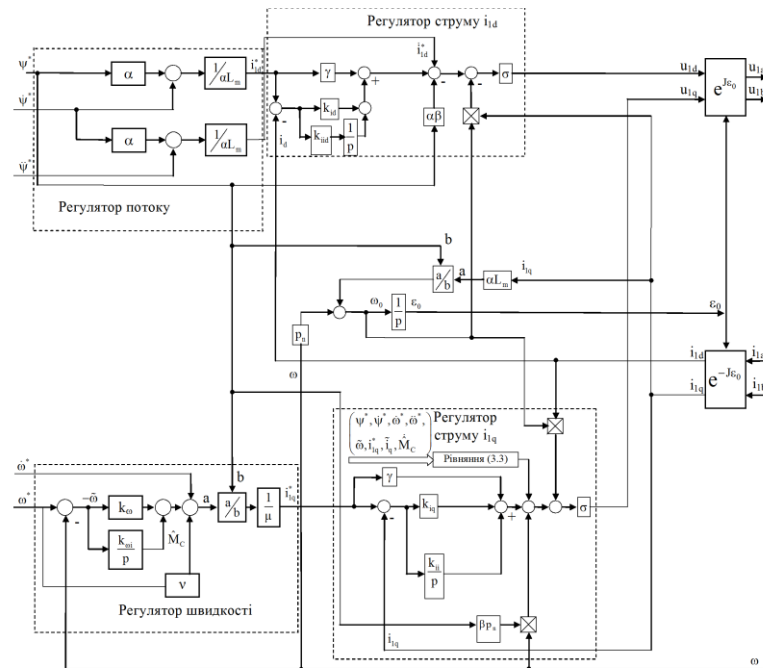


Рисунок 4.1 - Структурна схема алгоритму непрямого векторного керування

4.2 Модулювання непрямого векторного керування

З метою порівняння і аналізу динамічних процесів, що виникають у системі при непрямому векторному керуванні, проводимо дослідження динамічних характеристик за допомогою методу математичного моделювання. Математична модель, розроблена в середовищі MATLAB Simulink, зображена на рис. 4.2.

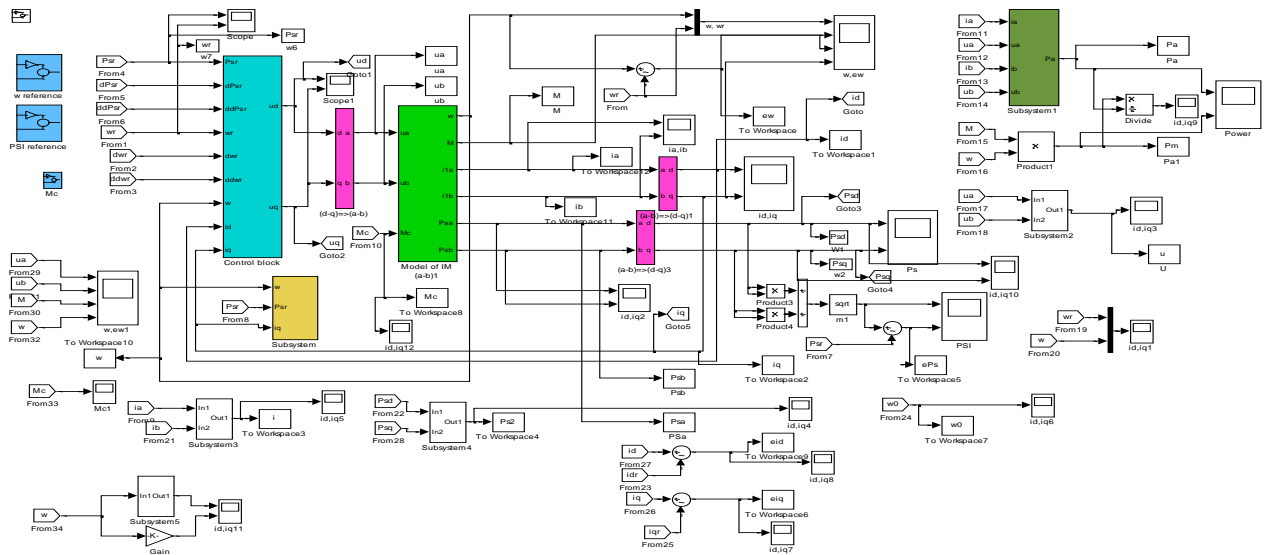


Рисунок 4.2 - Математична модель непрямого векторного керування

Оскільки модель створена для дослідження характеристик регульованого електроприводу в даній системі, вона не включає складові, які дозволяють їй працювати в автоматичному режимі. Тому моменти вмикання і вимикання приводного двигуна інжекторного пристрою задаються вручну.

Графіки, що характеризують роботу системи непрямого векторного керування, представлені на рисунках 4.3-4.6.

Алгоритм керування двигуном у цій системі такий: 1. Збудження двигуна відбувається протягом проміжку часу від 0 до 0.2 с. 2. У момент часу 0.5 с починається розгін двигуна до швидкості 35.75 рад/с, що триває до 4.5 с. 3. У момент часу 4.5 с двигун змінює напрямок, і розгін двигуна досягає номінальної швидкості -143 рад/с, що триває до 5.5 с, після чого двигун вимикається з 5.5 с до 6 с, і цикл повторюється.

Оскільки тиск в інжекторному пристрої не зникає, момент навантаження починає формуватися інжекторним пристроєм з моменту збудження двигуна і досягає значення 0.834 Нм.

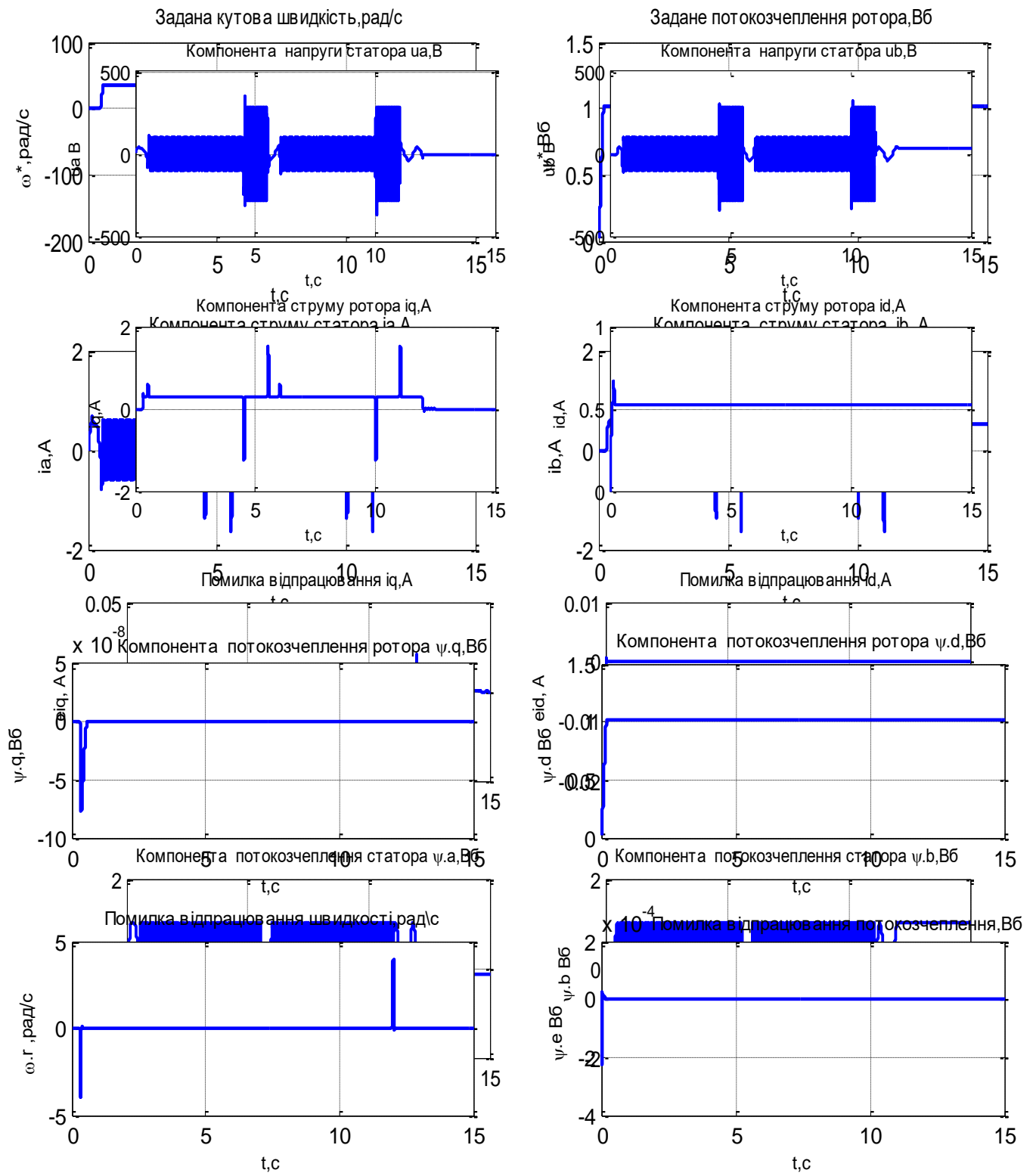


Рисунок 4.3 - Динамічні характеристики електромеханічної системи керування штоку інжекторного пристрою

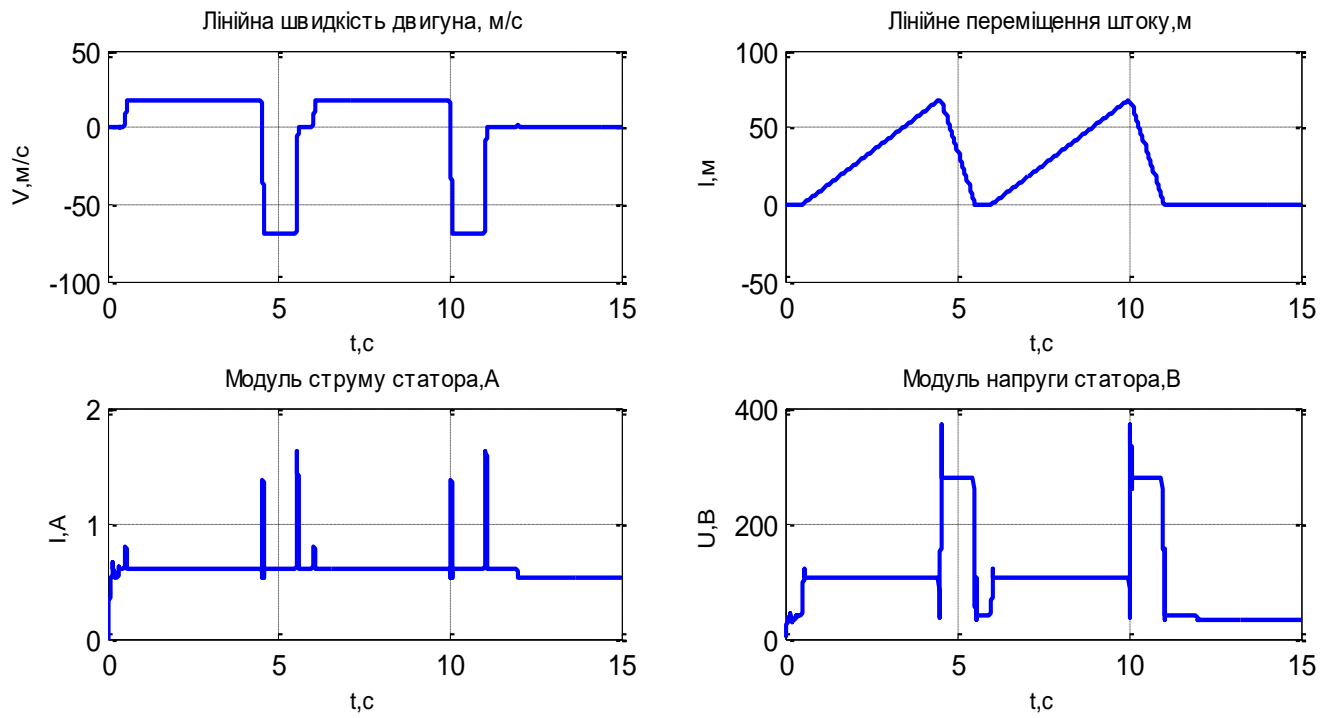


Рисунок 4.4 - Динамічні характеристики електромеханічної системи керування штоку інжекторного пристрою

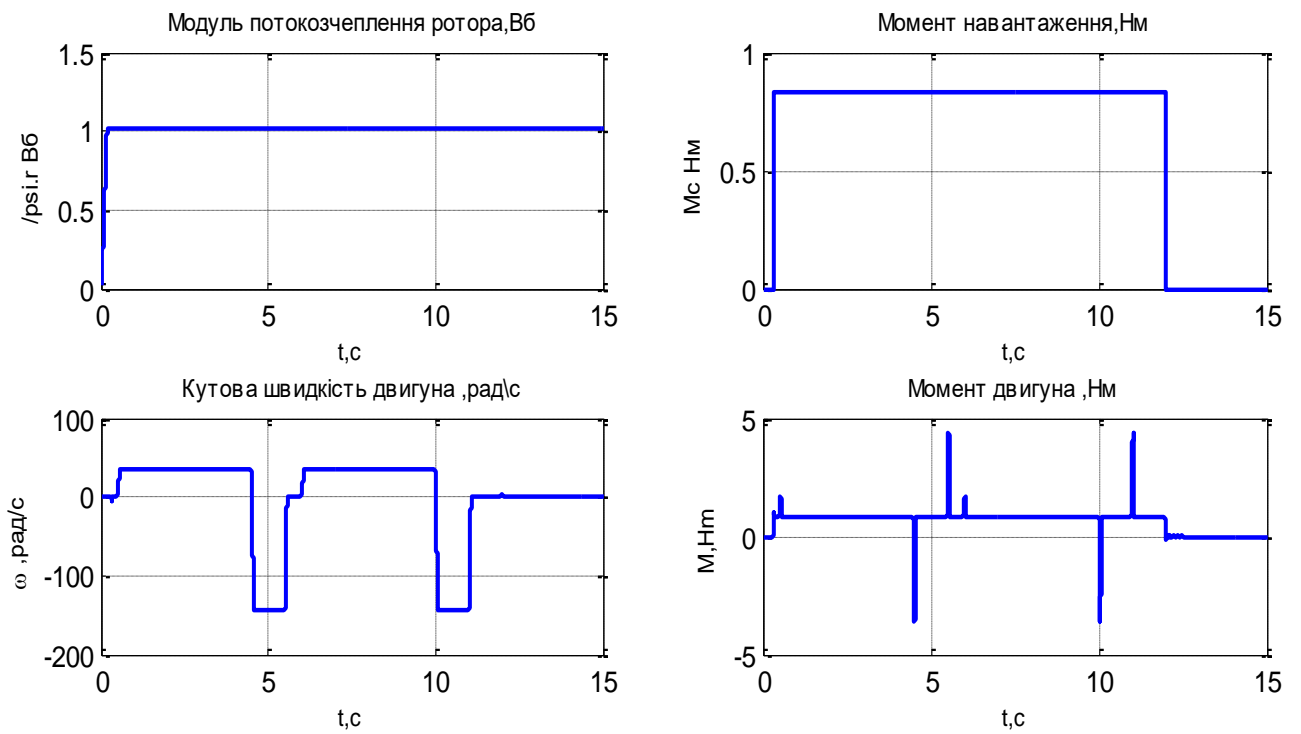


Рисунок 4.4 - Динамічні характеристики електромеханічної системи керування штоку інжекторного пристрою

Як можна побачити з графіків 4.4 і 4.5, у момент часу 0.5 с двигун починає виконувати задану траєкторію швидкості, досягаючи швидкості 35.75 рад/с. В цей момент шток інжекторного пристрою починає свій рух і набирає порцію полімеру до 4.5 с; за цей час формується порція полімеру обсягом 600 мм³. Після цього, у момент часу 4.5 с, двигун починає рухатись в інший бік зі швидкістю -143 рад/с, в цей час шток починає інжекцію полімеру в основний канал екструдера №1 до 5.5 с. Після цього двигун зупиняється до 6 с, і цикл повторюється.

На графіках струму та моменту в момент перехідних процесів спостерігаються незначні скачки струму та моменту, які є допустимими.

З графіків 4.5 видно, що шток інжекторного пристрою виконує лінійне переміщення зі швидкістю 0.068 м/с, що свідчить про те, що система керування успішно реалізує технологічний процес.

4.3 Технічна реалізація системи керування штока інжекторного пристрою

Вглянутій системі планується встановлення асинхронного двигуна потужністю 0.12 кВт, швидкість якого регулюється відповідно до закону непрямого векторного керування. Тому при виборі електроприводу враховуються наступні вимоги: номінальне значення потужності 0.12 кВт, струм 0.618 А та напруга 380 В, а також наявність алгоритму непрямого векторного керування.

Для цього обираємо з каталогу електроприводів виробництва компанії АВВ, призначених для керування двигунами [6], перетворювач частоти типу ASC355. Параметри цього перетворювача наведені в таблиці 4.1.

Параметри перетворювача частоти серії ASC355

P_N (кВт)	I_N (А)	I_{Max} (А)	U (В)	Назва
0.34	1.2	2.1	380	ASC355-03E-01A2-4

Обраний перетворювач частоти може керувати електроприводами на основі скалярного режиму керування, лінійного закону керування, квадратичного закону керування, векторного режиму керування з енкадером та без енкадера.

Оскільки наш електропривод керується непрямим векторним законом керування з датчиком швидкості, то обраний перетворювач буде працювати в режимі векторного керування з енкадером.

Згідно з каталогом компанії АВВ [8] для перетворювача частоти типу ASC355-03E-01A2-4, одразу з перетворювачем частоти пропонується платформа МТАС-01[7] з пропускнуою здібністю 1024имп/об для приєднання енкадера до перетворювача частоти при режимі векторного керування з енкадером .

Згідно з каталогом [8] та діаметром вала двигуна 4AA56A4Y3 12 мм обираємо енкадер типу E40H фірми Autonics на 1024 имп/об .

Для того, щоб організувати циклічну роботу перетворювача частоти, необхідно застосувати програмований логічний контролер.

Обираємо з каталогу [15] контролер фірми ОВЕН типу ПЛК100-24.К-М параметри якого наведені в таблиці 4.2

Параметри ПЛК100-24.К-М

Об'єм області пам'яті вводу/виводу	Живлення	Дискретні входи	Дискретні виходи	Назва
необмежано	=24В	8	12	ПЛК100-24.К-М

На рисунку 4.5 зображена схема підключення програмованого логічного контролера типу ПЛК100-24.К-М.

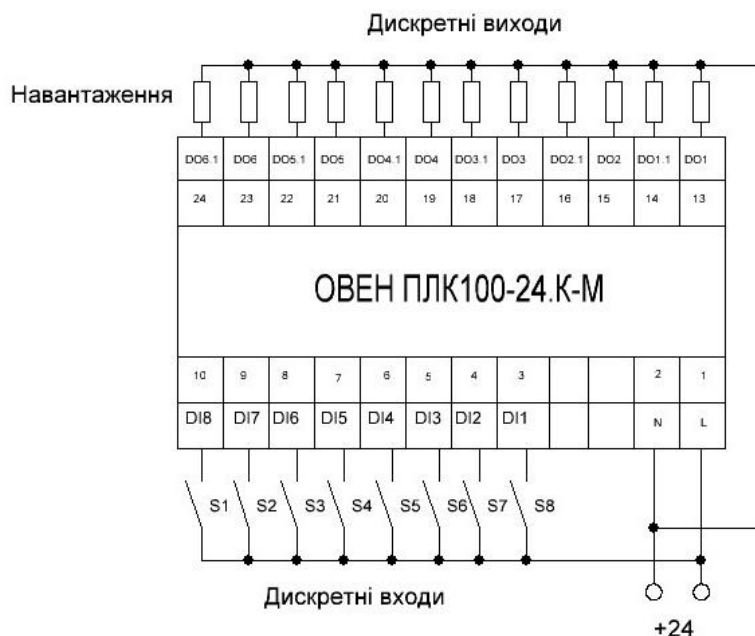


Рисунок 4.5 - Схема підключення ПЛК100-24.К-М

Висновок до розділу

Уділі дипломного проекту була розроблена віртуальна модель інжекторного пристрою в програмному середовищі MATLAB Simulink. За допомогою моделювання процесу, який повністю відповідає виробничим умовам, були отримані графіки перехідних та усталених режимів роботи двигуна та системи в цілому. Аналізуючи отримані графіки, можна зробити висновок, що система непрямого векторного керування повністю задовольняє вимогам системи.

Також був обраний перетворювач частоти фірми АВВ типу ASC355-03E-01A2-4, виходячи з номінальної потужності двигуна та умов роботи, а також енкодер типу E40H фірми Autonics і програмований логічний контролер фірми ОВЕН типу ПЛК100-24.К-М.

ВИСНОВКИ

У роботі була розроблена автоматизована електромеханічна система непрямого векторного керування кутю швидкістю асинхронного електропривода з використанням перетворювача частоти. Визначення необхідної потужності приводного двигуна проводилося на основі розрахунку навантаження, яке виникає при роботі штоку інжекторного пристрою. Використовуючи результати розрахунку, за каталогом обрано двигун потужністю 0.12 кВт серії 4AA56A4У3.

Аналіз системи проводився згідно з отриманими результатами роботи її віртуальної моделі. За допомогою програмного середовища MATLAB Simulink була побудована модель асинхронного двигуна з непрямым векторним керуванням, основана на їх математичному описі.

У ході проведення досліджень було порівняно та проаналізовано роботу системи за законами непрямого векторного керування. Виходячи з отриманих результатів, представлених у вигляді графіків перехідних та усталених процесів, було зафіксовано, що використання алгоритму непрямого векторного керування дозволяє досягти точного виконання траєкторії швидкості, а також зменшити значення струму та моменту під час перехідних процесів. Це, у свою чергу, сприяє реалізації основних завдань технологічного процесу.

Виходячи з умов роботи системи та параметрів приводного двигуна, обрано електропривод виробництва компанії АВВ серії ASC355-03E-01A2-4. Цей перетворювач частоти розроблено для роботи в режимі непрямого векторного керування з використанням енкодера.