

**СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІМЕНІ ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ**

Факультет інженерії

Кафедра електричної інженерії

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

**до кваліфікаційної магістерської роботи
ступінь вищої освіти магістр**

галузі знань 14 Електрична інженерія

спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

на тему Розробка та дослідження оптимальної системи керування
електроприводом маніпулятора в прокатному виробництві

Виконав: студент групи ЕЕ-22дм

Седелев С. Г.

(прізвище, та ініціали)

(підпис)

Керівник

доц. Брожко Р. М.

(прізвище, та ініціали)

(підпис)

Завідувач кафедри

доц. Руднев Є. С.

(прізвище, та ініціали)

(підпис)

Рецензент

доц. Іванов В. Г.

(прізвище, та ініціали)

(підпис)

Київ 2023 р.

Східноукраїнський національний університет імені Володимира Даля
(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет Інженерії
Кафедра Електричної інженерії
Ступінь вищої освіти магістр
Галузь знань 14 Електрична інженерія
(шифр і назва)
Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ЕІ

доц. Руднев Є. С.
“ ” 2023 року

З А В Д А Н Н Я

НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Седелеву Сергію Геннадійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Розробка та дослідження оптимальної системи керування електроприводом маніпулятора в прокатному виробництві

керівник проекту Брошко Р. М. канд. техн. наук
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “23” 10 2023 р. № 564 / 15.23-С

2. Строк подання студентом проекту 8 грудня 2023 р.

3. Вихідні дані до проекту Технологія роботи. Кінематична схема механізму. Технічні, технологічні та конструктивні дані. Вимоги до системи електроприводу

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Постановка задачі синтезу системи релейного керування електроприводом. Математичний опис об'єкта курування та його технологічні данні. Вибір обладнання для реалізації системи електроприводу. Синтез та дослідження релейної системи керування електроприводом.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) Кінематична схема, технічні данні та навантажувальна діаграма (лист 1-2). Функціональна схема та конструкція ЕП (лист 3-5). Структурні схеми та математичні моделі підпорядкованої та релейної САК ЕП (лист 6, 9-10). Графіки перехідних процесів (листи 7-8, 11-12).

6. Консультанти розділів проекту

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1-4	доц. Брошко Р. М.		

7. Дата видачі завдання 16 жовтня 2023 р.**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН**

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту	Строк виконання етапів проекту	Примітка
1	Аналіз літературних джерел	1-2 тиждень	
2	Постановка задачі синтезу системи релейного керування електроприводом	3 тиждень	
3	Математичний опис об'єкта курування та його технологічні данні	4 тиждень	
4	Вибір обладнання для реалізації системи електроприводу	5 тиждень	
5	Синтез та дослідження релейної системи керування електроприводом	6 тиждень	
6	Оформлення пояснювальної записки та демонстраційного матеріалу магістерської роботи	7 тиждень	

Студент _____
(підпис)Седелев С. Г.
(прізвище та ініціали)Керівник проекту _____
(підпис)Брошко Р. М.
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Магістерська робота на тему: «Розробка та дослідження оптимальної системи керування електроприводом маніпулятора в прокатному виробництві», містить 107 сторінки, 43 рисунків, 77 найменування літературних посилань.

Об'єктом дослідження є електромагнітні та механічні процеси в електроприводі постійного струму та підвищення показників якості його роботи (мінімізація статичної й динамічної помилок відпрацювання швидкості).

Предметом дослідження є електропривод постійного струму маніпулятора блюмінгу 1150 з релейною системою керування в умовах дії дестабілізуючих факторів.

Методи досліджень. При рішенні поставлених завдань використовувалися загальні методи автоматичного керування, чисельного рішення систем диференціальних рівнянь, методи математичного аналізу і математичного моделювання, метод аналітичного конструювання регуляторів, метод найменших квадратів. Перевірка основних теоретичних положень і результатів виконувалася з використанням чисельного моделювання шляхом застосування пакетів розширення системи MATLAB / Simulink.

Розроблено електропривод за системою тиристорний перетворювач-двигун постійного струму. Синтезовані дві системи керування: система підпорядкованого керування з безперервними регуляторами (ПІ-регулятора струму та П-регулятора швидкості) і релейна система оптимального керування. В середовищі MATLAB розроблені моделі систем електропривода та програмні коди розрахунку параметрів регуляторів релейної системи.

ЕЛЕКТРОПРИВОД, МАНІПУЛЯТОР, ТИРИСТОРНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ, РЕЛЕЙНА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ, ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ СИНТЕЗУ СИСТЕМИ РЕЛЕЙНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ	11
2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ОБ'ЄКТА КУРУВАННЯ ТА ЙОГО ТЕХНОЛОГІЧНІ ДАННІ.....	19
2.1 Опис конструкції та роботи маніпулятора	19
2.2 Технологічні та технічні дані маніпулятора обтискного стану	23
2.3 Розрахунок статичних моментів.....	24
2.4 Перевірка потужності обраного електродвигуна по нагріву.....	28
3 ВИБІР ОБЛАДНАННЯ ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ	33
3.1 Вибір комплектного електроприводу	33
3.2 Вибір струмообмежувального реактора	46
3.3 Вибір згладжувального реактора.....	47
3.4 Розрахунок параметрів об'єкта керування.....	48
3.5 Математичний опис об'єкта керування.....	49
3.6 Розрахунок регулятора струму	53
3.7 Розрахунок регулятора швидкості	56
3.8 Розрахунок задатчика інтенсивності швидкості.....	59
3.8 Моделювання електроприводу маніпулятора з підпорядкованою системою керування в середовищі Matlab/Simulink.....	62
4 СИНТЕЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЛЕЙНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ В ПРОСТОРІ ПРИРОДНИХ КООРДИНАТ	71
4.1 Загальні положення синтезу системи методом аналітичного конструювання регуляторів	72
4.2 Синтез релейного регулятора струму в просторі природних координат	74
4.3 Синтез релейного регулятора швидкості в просторі природних координат	77

	5
4.4 Математичне моделювання електроприводу маніпулятора з релейною системою керування в середовищі Matlab/Simulink.....	79
4.5 Електропривод постійного струму координатного маніпулятора.....	87
ВИСНОВОК.....	96
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	97
Додаток А.....	104

ВСТУП

Актуальність теми. Механізми прокатних станів вражають своєю різноманітністю як за конструкцією, так і за функціональністю. З цього випливають різні вимоги до їхніх електроприводів, які можна класифікувати у дві групи. Перша група охоплює відносно прості електроприводи, що працюють без регулювання швидкості, тоді як друга група включає в себе складні регульовані електроприводи, які діють у динамічних режимах з частими пусками і гальмуваннями. Також до цієї групи відносяться приводи механізмів, які потребують точної зупинки або функціонують на упорі. Для електроприводів другої групи широко застосовуються системи живлення двигуна від керованого джерела, такого як генератор постійного струму, тиристорний перетворювач напруги чи перетворювач частоти.

Маніпулятор - це механізм, створений для переміщення металу, що прокочується паралельно валкам, та регулювання його напрямку в той чи інший спосіб в процесі прокатки. Лінійки маніпулятора використовуються для випрямлення металу у випадках його викривлення під час прокату.

Сучасні промислові системи керування електроприводом, спроектовані за принципом підпорядкованого керування, є найбільш розповсюдженими та масово виробляються. Порівняно з попередніми системами, вони вирізняються вищою швидкістю та базуються на уніфікованих елементах, що спрощує проектування та монтаж електрообладнання.

Безпечна та надійна експлуатація систем електропостачання та різноманітних електроприймачів становить велике завдання для фахівців у сфері електроенергетики. Охорона праці на робочому місці, зокрема серед електротехнічного персоналу та працівників, що обслуговують електрифіковані виробничі установки, вимагає використання науково обґрунтованих норм і правил.

На сучасному етапі виробництва широке поширення отримали системи керування електроприводом, споруджені на основі принципу підпорядкованого регулювання. Порівняно із попередніми системами, такі системи відзначаються

великою швидкістю та використанням уніфікованих елементів, що спрощує їхнє проектування та збирання. Однак, важливо відзначити, що такі системи виявляють високу чутливість до змін параметрів та зовнішніх впливів.

Синтез системи керування електроприводом має за мету не лише досягнення високої точності виконання завдань, але й мінімізацію чутливості до змін параметрів об'єкта та впливів зовнішніх факторів. У такому контексті виникає потреба в створенні систем оптимального керування.

Умови стрімкого росту значущості регульованих електроприводів при обмеженні матеріальних та трудових ресурсів визначають оцінку ефективності електроприводу не лише за технологічними досягненнями, але і за економічними аспектами виробництва та експлуатації обладнання. Саме тому виникає тенденція до глибокої уніфікації пристроїв керування, спрямованої на досягнення високих стандартів якості за рахунок оптимального використання ресурсів.

У сучасному етапі автоматизації технологічних процесів спостерігається тенденція до пошуку загальних принципів синтезу систем керування для складних об'єктів, які максимально враховують та використовують властивості керованого об'єкта [1-6]. Застосування цього підходу передбачає ефективне використання фізичних властивостей об'єкта управління для досягнення поставленої мети, що може призвести до розробки нових принципів та законів керування. Ці нові принципи, поруч із забезпеченням високої якості управління, також можуть забезпечити високі техніко-економічні показники системи. Однак у нелінійному середовищі відсутні чіткі шляхи та універсальні методи, що характерні для лінійної теорії управління. Кожна нелінійність є унікальною і породжує свої методи синтезу.

Серед різноманітних нелінійних об'єктів керування особливе місце належить автоматизованим електроприводам (ЕП), які забезпечують більше 60% всієї споживаної енергії у промислово розвинених країнах [7-12]. Приблизно третина первинної енергії, яка зазвичай є невідновною, витрачається на виробництво електроенергії, і це споживання постійно зростає. Отже, виникає важлива задача раціонального використання електроенергії та

забезпечення високоефективного управління при мінімальних витратах енергії. Одним із потенційних рішень цієї задачі є розробка алгоритмічних методів керування електроприводами, які забезпечать виконання завдань управління з мінімізацією енерговитрат [13-18].

На сьогоднішній день найбільш перспективними з точки зору ККД та компактності конструкції є ЕП на базі електричних машин змінного струму з живленням від силових напівпровідникових перетворювачів напруги, але й електроприводи постійного струму широко задіяні на діючих підприємствах, особливо на металургійних комбінатах.

Характерною рисою таких ЕП є релейна нелінійність. Вона обумовлена роботою сучасних силових приладів переважно в «ключовому режимі» з метою забезпечення малих втрат енергії [8-9, 11, 15-16, 19-22]. Такі динамічні системи є принципово нелінійними динамічними системами, які описуються диференціальними рівняннями з розривними керуванням. Звідси і назви таких систем - релейні системи, системи з розривними керуваннями.

Історія релейних систем значно старше, ніж історія існування напівпровідникових приладів, і починається з релейного зворотного зв'язку, використаної Ч.Шофілдом в 1836 р [14, 23, 24]. Незважаючи на схильність релейних систем до автоколивань, простота їх реалізації в поєднанні з високими динамічними властивостями і властивістю самоадаптації при зміні параметрів і навантаження забезпечили таким системам широке поширення і, як наслідок, створення і розвиток теорії релейних систем.

Перший етап розвитку теорії релейних систем пов'язаний в першу чергу з роботами А.А. Андропова [25], Я.З. Ципкіна [24, 26] та І.Флюгге-Лотц [27, 28]. Надалі з теорії релейних систем виділилися такі самостійні напрямки як:

- теорія нелінійних систем автоматичного керування з різними видами модуляції [29-32] і

- теорія систем автоматичного керування зі змінною структурою [33-35].

Основоположником останньої є академік С.В. Ємельянов, який виховав цілу плеяду вчених, які зробили істотний внесок у цю теорію. Основною ідеєю

цієї теорії є використання для синтезу систем автоматичного керування ковзного режиму - спеціального виду руху, що виникає при певних умовах в релейних системах і властивого тільки їм. Зазначений режим забезпечує в динамічній системі високу якість процесів керування, інваріантність до зовнішніх збурень, малу чутливість до змін динамічних властивостей об'єкта керування.

Подальшим розвитком і узагальненням теорії систем зі змінною структурою з'явилися теорія систем з розривними управліннями [36-41] і теорія бінарних систем [1-2, 7]. Перша з них, ґрунтується на використанні багатовимірного змінного режиму в просторі стану для вирішення поставлених завдань керування, а друга, базується на принципі бінарної, тобто двоїсту природу сигналів в нелінійних динамічних системах, що дозволяє покласти синтез оператора стабілізуючою зворотного зв'язку на допоміжну нелінійну систему.

Можливість та перспективність використання ковзних режимів для керування електроприводами на базі напівпровідникових перетворювачів напруги з релейними регуляторами знайшли широке застосування [42-45]. Примітне, що незалежно від фахівців в галузі керування, фахівці в області електроприводу також звернулися до використання релейних законів керування на основі ковзних режимів [46-49]. Використання цих законів було обумовлено прогресом напівпровідникової техніки і переходом до силових напівпровідникових перетворювачів напруги або струму, силові елементи яких працюють в ключовому (релейному) режимі.

Бурхливий розвиток силової напівпровідникової техніки присіла до появи нових типів високочастотних силових приладів на основі технологій MOSFET і IGBT, що відкрило широкі можливості по створенню та вдосконаленню провідникових перетворювачів електричної енергії, які є основою для побудови автоматизованого електроприводу в останнє десятиліття в них все активніше - використовуються багатовимірне релейне керування, правда, переважно в контурі регулювання фазних струмів електродвигуна. Про це свідчить зростаюча кількість публікацій. Причому таке регулювання в різних

публікаціях називається по-різному: «релейне керування» [8, 9], «розривне керування» [19, 50], частотно-токове керування, «керування на ковзних режимах», "hanging control", "hysteresis current control", current forced control, direct torque control і т.д. З позиції найбільш повного пояснення процесів, що протікають при використанні даного виду керування, краще є використання терміну «керування на ковзних режимах».

Об'єктом дослідження є електромагнітні та механічні процеси в електроприводі постійного струму та підвищення показників якості його роботи (мінімізація статичної й динамічної помилок відпрацювання швидкості).

Предметом дослідження є електропривод постійного струму розкатного рольгангу товстолистого стану з релейною системою керування в умовах дії дестабілізуючих факторів.

Метою роботи є синтез релейної системи керування електроприводом розкатного рольгангу товстолистого стану, яка має необхідні (високі) показники якості в умовах дії дестабілізуючих факторів.

Для досягнення поставленої мети поставлені наступні завдання:

- розрахувати та вибрати двигун та силові обладнання електропривода;
- синтезувати регулятори класичної системи підпорядкованого керування;
- синтезувати релейні регулятори, структура яких реалізована на доступних технічних засобах та забезпечують необхідні динамічні і статичні показники електропривода механізму ножиць поперечного різання;
- провести аналіз роботи синтезованих систем за допомогою цифрового моделювання на математичних моделях у середовищі моделювання динамічних систем Matlab/Simulink;
- визначити залежності показників якості релейної системи від параметрів об'єкта керування.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ СИНТЕЗУ СИСТЕМИ РЕЛЕЙНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

У системах автоматичного регулювання технологічних процесів мають місце коливання параметрів. Наприклад, загальний коефіцієнт підсилення системи регулювання товщини на реверсивному стані холодної прокатки алюмінію змінюється приблизно в 4 рази в каналі регулювання товщини натискним пристроєм і приблизно в 15 разів в каналі регулювання товщини натягом. У багатьох об'єктах управління, що мають механізми з кривошипно-шатунною передачею, може істотно змінюватися приведений до вала двигуна момент інерції й обумовлена ним електромеханічна стала часу.

Найбільше поширення одержали неперервні системи з підпорядкованим регулюванням і послідовним коригуванням завдяки простій методиці їхнього розрахунку і налагодження. Ці системи в багатьох випадках задовольняють вимогам, що висуваються до електроприводу. Однак такі системи мають і істотний недолік - високу чутливість до параметричних і зовнішніх збурювань. Відомо, що в процесі експлуатації відбувається старіння елементів системи, збільшуються температурні похибки, змінюються характеристики окремих вузлів (сталі часу, коефіцієнти підсилення). Змінювання параметрів об'єкту управління і контурів регулювання відразу ж позначається на якості динамічних режимів роботи електропривода, на якості формування діаграм струму і швидкості електродвигуна.

Недоліком лінійних систем підпорядкованого регулювання, як показано в [51], є також статизм по збуренню однократно інтегруючих систем і велике динамічне падіння швидкості в дворазово інтегруючих системах. А умови стійкості не дозволяють використовувати в лінійних системах великий коефіцієнт підсилення.

Таким чином, при синтезі системи управління електроприводом одночасно необхідно забезпечити високу точність відпрацьовування завдання, тобто оптимізацію за мінімумом інтегральної квадратичної похибки, а також низьку чутливість до змінень різних параметрів об'єкту управління та до

зовнішніх збурювань. При такій постановці задачі найбільш перспективним є створення систем оптимального управління, стійких при необмеженому збільшенні коефіцієнта підсилення. У таких системах не повинне бути протиріччя між точністю і стійкістю.

Меєровим М. В. показано, що стійкі лінійні системи з нескінченно великим коефіцієнтом підсилення мають властивості інваріантності до параметричних збурювань [52]. Проілюструємо це положення, розглядаючи об'єкт управління з передатною функцією $W_0(p)$. Управляючий пристрій (рис. 1.1) складається з двох підсилювачів з великими коефіцієнтами підсилення (K_1 і K_2). Один з підсилювачів охоплений стабілізуючим пристроєм з передатною функцією $W_c(p)$, а об'єкт управління піддається впливу збурень, що на рис 3.1 приведені до його входу і представлені величиною f_{Π} .

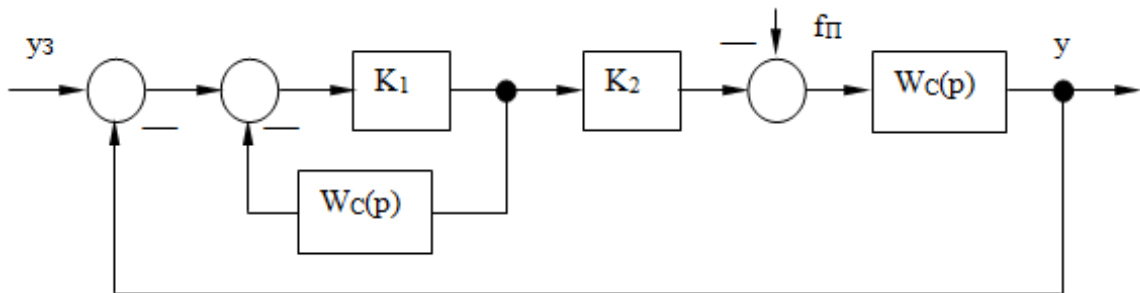


Рисунок 1.1 – Структурна схема замкненої лінійної системи регулювання

Передатні функції цієї замкненої системи за завданням та збуренням відповідно такі:

$$W_{y_3}(p) = \frac{y_1(p)}{y_3(p)} = \frac{K_1 K_2 W_0(p)}{1 + K_1 W_c(p) + K_1 K_2 W_0(p)}, \quad (1.1)$$

$$W_{f_{\Pi}}(p) = \frac{y_2(p)}{f_{\Pi}(p)} = -\frac{W_0(p)[1 + K_1 W_c(p)]}{1 + K_1 W_c(p) + K_1 K_2 W_0(p)}. \quad (1.2)$$

Зображення вихідної величини $y(p)$ визначається в такий спосіб:

$$y(p) = y_1(p) + y_2(p) = W_{y_3}(p) \cdot y_3(p) + W_{f_{\Pi}}(p) \cdot f_{\Pi}(p)$$

Після підстановки в цей вираз значень W_{y_3} , $W_{f_{II}}(p)$ і виконання необхідних перетворень виходить наступне рівняння для визначення $y(p)$:

$$\begin{aligned} y(p) \left[\frac{1}{K_1 K_2} + \frac{W_C(p)}{K_2} + W_0(p) \right] = \\ = y_3(p) W_0(p) - f_{II}(p) W_0(p) \left[\frac{1}{K_1 K_2} + \frac{W_C(p)}{K_2} \right] \end{aligned} \quad (1.3)$$

З (1.3) випливає, що при $K_2 \rightarrow \infty$, $y(p) \rightarrow y_3(p)$. Таким чином, система зі структурою на рис. 1.1 має властивості інваріантності до збурювань, якщо $K_2 \rightarrow \infty$.

Властивість замкнених САУ забезпечувати інваріантність до зовнішніх збурювань при нескінченно великому коефіцієнті підсилення покладено в основу методу структурного синтезу, що викладається далі в розділі 3.

У лінійній САУ неможливо забезпечити нескінченно великий коефіцієнт підсилення. Створення САУ з теоретичним значенням $K = \infty$ стає здійсненним, якщо скористатися результатами робіт Я. З. Ципкіна [11], у яких доведена еквівалентність релейної системи, що працює в ковзному режимі, лінійній системі з нескінченно великим коефіцієнтом підсилення.

Ковзний режим роботи релейної системи - це специфічний режим, який полягає в тому, що при середньому значенні сигналу на вході релейного елемента, рівному нулю, під дією внутрішніх зворотних зв'язків, що охоплюють цей елемент, він перемикається з високою частотою (теоретично з безкінечно високою), а середнє значення вихідного сигналу в цей час по абсолютній величині менше максимального, відповідного одному зі стійких положень релейного елемента.

На рис. 1.2 показана структурна схема САУ, що містить релейний елемент (РЕ), охоплений негативним зворотним зв'язком з передатною функцією $W_C(p)$. Рівняння релейної системи за рис. 1.2 можна записати так:

$$\begin{aligned} x(p) = Z(p) - x_1(p) = Z(p) - U(p) \cdot W_C(p) \\ Z(p) = y_3(p) - U(p) \cdot W_0(p) \end{aligned} \quad (1.4)$$

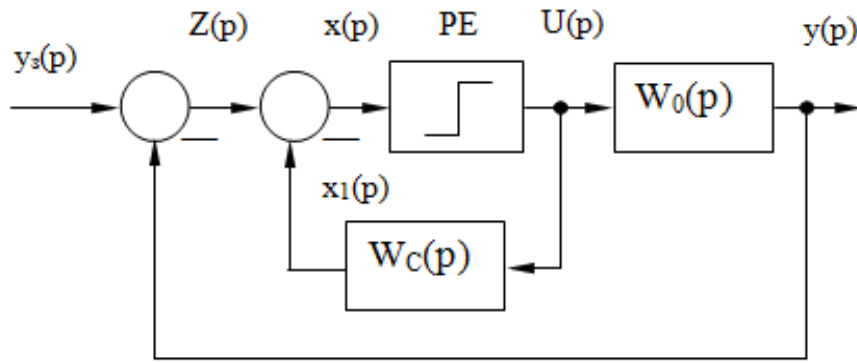


Рисунок 1.2 – Структурна схема системи, що має релейний елемент

У ковзному режимі сигнал $x(p)$ на вході РЕ, як показано в [26], дорівнює нулю, тобто

$$x(p) = Z(p) - U(p) \cdot W_C(p) \equiv 0,$$

Звідси можна одержати сигнал на виході релейного елемента

$$U(p) = U_E(p) = \frac{Z(p)}{W_C(p)} \quad (1.5)$$

Тут $U_E(p)$ являє собою зображення деякого еквівалентного керуючого впливу. Підставляючи це значення $U_E(p)$ за (1.5) у записане вище рівняння (1.4) релейної системи для $Z(p)$, одержимо вираз, що описує поведінку релейної системи в ковзному режимі:

$$Z(p) = y_3(p) - \frac{Z(p) \cdot W_0(p)}{W_C(p)},$$

звідки

$$Z(p) = -\frac{W_C(p)}{W_C(p) + W_0(p)} \cdot y_3(p) \quad (1.6)$$

Рівняння (1.6) відповідає лінійній системі, структурна схема якої приведена на рис. 1.3.

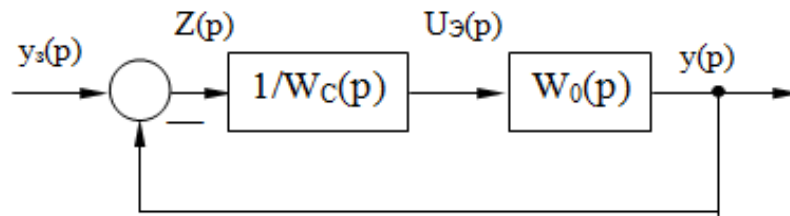


Рисунок 1.3 – Структурна схема лінійної системи,
що еквівалентна релейній

З порівняння рис. 1.2 та рис. 1.3 видно, що лінійна САУ за структурною схемою рис. 1.3 може бути отримана з релейної САУ рис. 1.2 шляхом заміни РЕ підсилювачем з коефіцієнтом підсилення $K \rightarrow \infty$. У таким чином релейна система лінеаризується завдяки ковзному режиму роботи РЕ.

Наведений вище доказ еквівалентності релейної системи управління з ковзним режимом і лінійної системи з нескінченно великим коефіцієнтом підсилення, зроблений Я. З. Ципкіним в [26], також покладено в основу методу структурного синтезу.

Отримане вище рівняння (1.6) для $Z(p)$ справедливо також і для системи управління, структурна схема якої наведена на рисунку 1.3. З цього виходить, що релейна САУ, що працює в ковзному режимі, нечутлива до змін параметрів ланки $K_1(p)$, охопленого спільно з РЕ негативним зворотним зв'язком. Це робить можливим створення автоматичних систем управління електроприводами, які мають дворазову інваріантність - по відношенню до зовнішніх збурень і до зміни параметрів об'єкта управління.

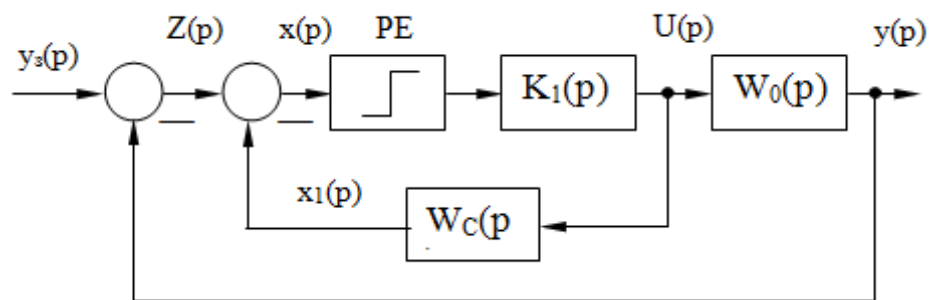


Рисунок 1.4 – Структурна схема системи управління

Введення в систему автоматичного управління декількох РЕ і створення для кожного з них змінного режиму шляхом охоплення зворотними зв'язками спільно з кожною ланкою лінійної частини дозволить усунути вплив більшості параметрів на динамічні властивості об'єкта управління і отримати бажаний перехідний процес. Інакше кажучи, також САУ є ніби «адаптивними», так як вони зберігають свої властивості незалежно від внутрішніх (параметричних) змін і зовнішніх збурень. Релейні САУ, як показано в [52], забезпечують також малу статичну похибку. Порівняно з безперервними релейними САУ не вимагають високої стабільності елементів для дотримання певної залежності між вхідними і вихідними величинами.

Основним напрямком удосконалення систем управління електроприводами є їх оптимізація. За визначенням А. М. Лєтова математичні задачі синтезу оптимальних систем діляться на два класи [53, 54]. Завдання першого класу - це завдання, пов'язані з розрахунком бажаного виду перехідного процесу. При цьому шукається програма автоматичного управління, що забезпечує перехідному процесу необхідне екстремальну властивість, шукається вид оптимального перехідного процесу в часі. Системи, що задовольняють вирішення цього завдання, називаються оптимальними по режиму управління. До цього класу систем відносяться системи, оптимальні за швидкодією. Теорія їх досить добре розроблена і описана в літературі [55-60].

Завдання другого класу - це завдання, в яких є регулятор, що забезпечує задану якість перехідного процесу. Системи управління, синтезовані таким чином, називаються оптимальними по перехідному процесу. Завдання другого класу, звані також завданнями аналітичного конструювання регуляторів (АКР), полягають у визначенні варіаційними методами такого управління, яке мінімізує функціонал, що характеризує відхилення траєкторії руху системи від бажаної.

Далі розглядається задача оптимізації другого класу, тобто оптимізації по перехідному процесу, яке вирішується методом динамічного програмування в поєднанні з прямим методом Ляпунова. Розробка цього методу оптимізації з використанням в якості критерію оптимальності мінімуму інтегральної

квадратичної помилки привела до доказу можливості заміни функції Беллмана функцією Ляпунова [54], що дозволило значно спростити процедуру відшукування оптимального управління. Поєднання методу динамічного програмування і теорії стійкості Ляпунова дає вельми ефективний апарат для вирішення завдань оптимізації систем управління електроприводами. При цьому результат АКР є одночасно і рішенням задачі структурної оптимізації, як це буде показано далі.

Таким чином, з огляду на викладені міркування, можна прийти до висновку про те, що оптимальну динаміку електромеханічного об'єкта (ЕМО) слід формувати за допомогою багатоконтурною САУ, в якій для кожної стабілізуючої фазової координати повинен бути передбачений окремий релейний регулятор, який здійснює оптимізацію цієї фазової координати по заданому критерієм якості. Такий релейний регулятор при стабілізації фазової координати повинен здійснювати ковзний режим в будь-якій точці оптимальної гіперплощини перемикання і забезпечувати стійкість цього режиму. Включення регуляторів кожної фазової координати може бути реалізовано за схемами і паралельного або підлеглого регулювання. При останньому (більш доцільний) способі спрощується настройка системи, а також реалізується відносно легкий перехід від вживаних в даний час лінійних систем з підлеглим регулюванням до релейних систем.

Відповідно до викладеного, оптимальна САУ ЕМО повинна мати функціональну схему наведену на рис. 1.5, що включає релейні регулятори струму (РС), швидкості (РШ), а для позиційних або слідкуючих механізмів також і регулятор положення (РП).

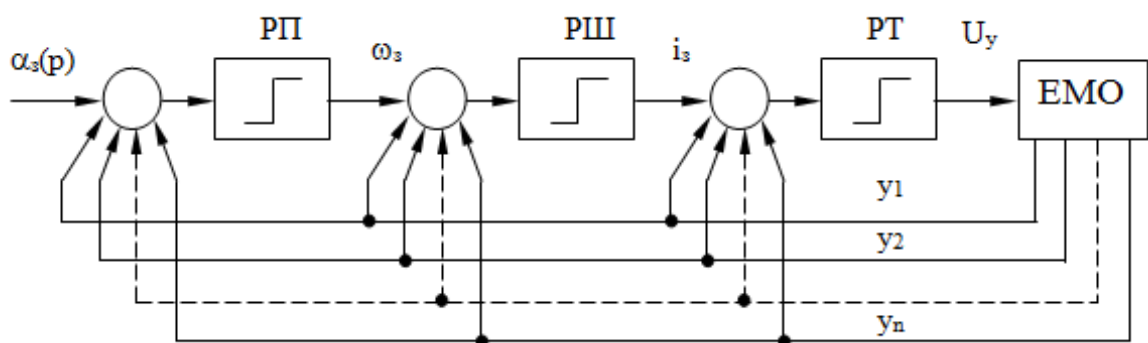


Рисунок 1.5 – Структурна схема оптимальної САУ

На кожен регулятор надходить повна інформація про стан фазових координат $y_1 \div y_n$ силової частини ЕМО, що контролює весь простір стабілізуючих координат.

Остаточна структурна схема із зазначенням числа та знаків зворотних зв'язків з тієї чи іншої фазової координати на кожному релейному регуляторі повинна бути отримана в результаті аналітичного рішення задачі структурного синтезу оптимальних управлінь цих регуляторів по заданому критерію якості, в якості якого, як вказувалося вище, слід прийняти мінімум інтегральної квадратичної похибки. Якщо, крім того, форсувати процес виведення регульованих координат на їх рівні стабілізації, то таким чином можна забезпечити квазіоптимальність релейної САУ за швидкодією.

Для формування управлінь використовуються фазові координати $y_1 \div y_n$ ЕМО. В якості таких координат можуть бути застосовані природні координати стану (ЕРС перетворювача, струм, швидкість, положення), канонічні координати (положення та три похідні від нього) та їх комбінації. При зміні використаних координат змінюється опис ЕМО як об'єкта управління. Процедура синтезу від вибору координат стану не залежить. Статичні властивості систем з управліннями в різних просторах стану суттєво відрізняються. Таким чином вибір набору координат стану для реалізації релейного управління визначаються компромісом між властивостями системи та складністю її технічної реалізації.

В роботі буде розглянута та досліджена релейна система керування швидкістю з підпорядкованою структурою та релейними управліннями в просторі природних координат.

2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ОБ'ЄКТА КУРУВАННЯ ТА ЙОГО ТЕХНОЛОГІЧНІ ДАННІ

2.1 Опис конструкції та роботи маніпулятора

Маніпулятор призначений для пересування металу по роликam рольганга паралельно їх бочці з метою подальшого правильного напрямку металу у валки (або їх калібри). Одночасно з цим лінійки маніпулятора випрямляють прокочуємі блюми, сляби, заготовки, якщо вони скривилася при прокатці. Маніпулятори застосовують тільки при прокатці злитків і щодо товстої заготовки, тобто на блюмінгах, слябінгах, рейкобалочних і великосортних станах і на товстолистових станах. Кантувачі в лініях прокатки служать для повороту (кантування) прокочуємої смуги (злитка, блюма, заготовки, профілю) щодо її поздовжньому осі на 90° перед завданням наступного калібр валків для забезпечення рівномірного обтиску металу по всьому перетину. Такі кантувачі застосовують на блюмінгах, слябінгах, рейкобалочних і сортових станах.

У лініях обробки прокату використовують кантувачі і маніпулятори різного типу в залежності від їх призначення (для кантування товстих листів, рулонів, рейок і т. д.).

Маніпулятори встановлені з передньої і задньої сторін робочої кліті. Кожен маніпулятор забезпечений двома масивними сталевими литими лінійками (масою по 15-40 т), встановленими з боків робочого рольганга і пересуваються за допомогою довгих штанг з зубчастими рейками. Передні і задні лінійки як з боку приводу валків, так і з боку приводу роликів робочих рольгангів попарно приводяться від загального електродвигуна за допомогою зубчастих шестерень, що знаходяться в зачепленні з рейками. Таким чином, ліві чи праві лінійки пересуваються одночасно. Крім того, ліві і праві лінійки можуть одночасно пересуватися назустріч одна одній і «затискати» метал або віддалятися одна від одної. Метал, спрямований у валки передньої парою лінійок, з іншого боку кліті приймається задній парою лінійок і потім пересувається ними до наступного калібру валків. Середня штанга з зубчастої

рейкою з'єднана з валом кантувача і приводяться від електродвигуна.

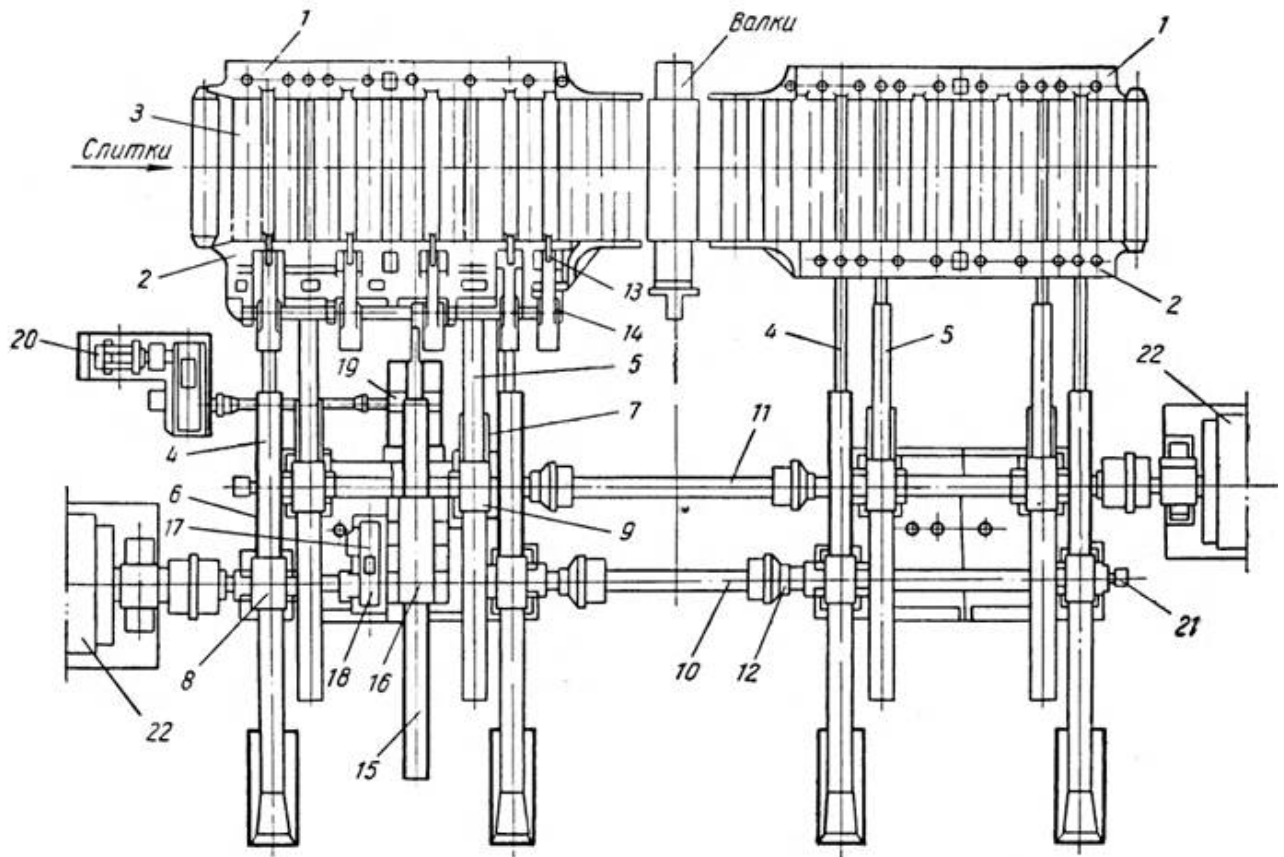


Рисунок 2.1 - Схема розташування маніпуляторів та кантувачів та їх приводів у обтискних станів (блюмінгів та слябінгів)

Маніпулятор (рис. 2.1) перед робочою кліткою або за нею складається з двох масивних сталевих лінійок 1 і 2 з приводом пересування уздовж бочки восьми роликів робочого роляганга 3 за допомогою за допомогою штанг 4 і 5, в нижній частині яких зроблені зубчасті рейки 6 і 7, наведені шестернями 8 і 9. Внутрішні штанги 5, з'єднані з лінійками 2, є штовхають і забезпечені бесредукторним приводом від правого електродвигуна 22, що живиться від окремого випрямляча. Зовнішні штанги 4, з'єднані з лінійками 1, є тягнучими і діють завдяки аналогічного приводу від лівого електродвигуна.

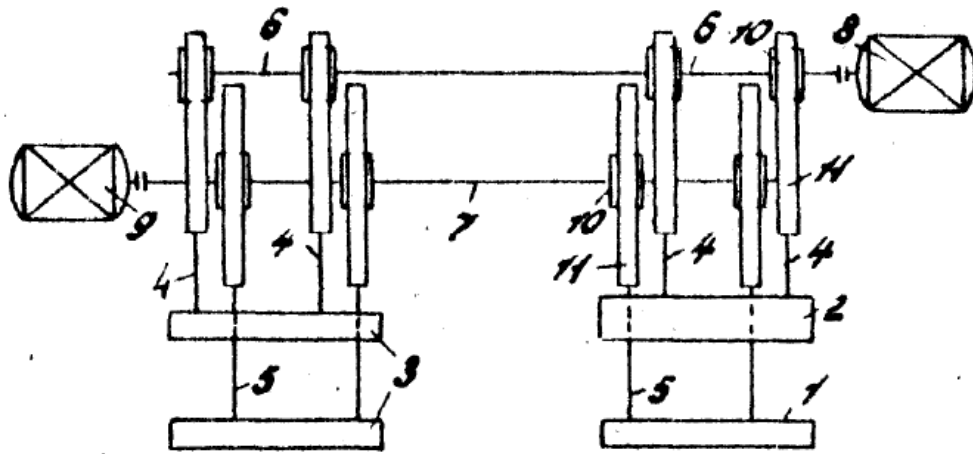
Синхронність переміщення лінійок забезпечується валами 10 і 11, з'єднаними зубчастими муфтами 12. Кантувач з п'ятьма гаками 13 встановлений на правій лінійці перед робочою кліткою. Вал кантувача 14 повертається в своїх підшипниках за допомогою переміщення штанги 15; при цьому відбувається підйом або опускання гаків 13, тобто здійснюється кантування металу.

Штанга кантувача 15 з зубчастої рейкою 16 приводиться в рух від двох механізмів, які кінематично впливають на одну рейкову шестерню, яка є планетарної шестернею спеціального так званого диференційно-планетарного редуктора 17. Коли пересувається права лінійка 2 маніпулятора, одночасно переміщається пов'язана з валом 14 штанга 15 кантувача, т. е. планетарна шестерня 17 повинна при цьому обертатися з тією ж швидкістю. Що і шестерні 8 і 9.

Для кантування злитка (блюма) необхідна повернути вал 14 з гаками кантувача. Поворот вала 14 здійснюється рухом вперед штанги 15 з рейкою 16 при обертанні планетарної шестерні 17; в даному випадку це обертання повідомляється шатунно-кривошипним механізмом 19, що приводиться електродвигуном 20 через двоступеневий редуктор. При включенні цього електродвигуна і повороті кривошипа шатун повертає корпус редуктора на ліво; при цьому планетарна шестерня 17 переважить і при обкатуванні по нижній шестерні 18 вона змусить рейку 16 і штангу 15 кантувача рухатися в перед, тобто повертати вал кантувача 14. Хід лінійок в крайніх положеннях обмежується командо-апаратами. Енергія удару поглинається пружинними буферами. На блюмінгах і слябінгах застосовують кантувачі крюкового типу.

Для нових блюмінгів та слябінгів конструкція маніпулятора з одностороннім розміщенням приводу - типова. Найбільш сучасна конструкція маніпулятора розроблена УЗТМ для слябінга 1150. Цей маніпулятор, кінематична схема якого показана на рис. 2.2, має безредукторний електропривод лінійок від спеціальних тихохідних електродвигунів постійного струму.

Переваги подібного маніпулятора - простота та надійність механічної конструкції, а також динамічні властивості безредукторного електроприводу.



- 1 - ліва лінійка перед станом;
- 2 - права лінійка перед станом (з кантуючим механізмом);
- 3 - ліва лінійка за станом;
- 4 - штовхаючі штанги правих лінійок;
- 5 - тягнучі штанги лівих лінійок;
- 6 - передатний вал приводу правих лінійок;
- 7 - передатний вал приводу лівих лінійок;
- 8 - електродвигун правих лінійок;
- 9 - електродвигун лівих лінійок;
- 10 - шестерня; 11 - зубчаста рейка

Рисунок 2.2 - Кінематична схема безредукторного маніпулятора
слябінга 1150

Режим. роботи. Маніпулятор відноситься до механізмів, які працюють з великим числом включень на годину, причому фактична частота включень електроприводу, як правило, більше того розрахункового значення, яке можна визначити на підставі відомої технології роботи маніпуляторів для будь-якої конкретної програми прокатки.

Теоретично важко заздалегідь визначити число правок лінійками прокочуваемо металу при його викривленні і число додаткових включень електроприводу поштовхами при відпрацюванні малих переміщень лінійок.

Для сучасних маніпуляторів обтискних реверсивних станів число включень електроприводу становить приблизно 1500, а в деяких випадках 2000 ...2200 на годину.

Програмні переміщення лінійок і їх число, необхідні для розрахунку

електроприводу, визначають на підстави калібрування прокатних валків та врахування технології роботи стану (кантування злитка перед конкретними проходами, правка викривлених злитків лінійками маніпулятора та подібне).

2.2 Технологічні та технічні дані маніпулятора обтискного стану

Механічна частина маніпулятора має наступні дані:

- максимальний тиск на лінійках $P = 10^6$ Н;
- робочий хід лінійок маніпулятора $L = 2650$ мм;
- швидкість переміщення лінійок $v = 0,807$ м/с при основній частоті електродвигунів $n_n = 475$ об/хв,
- довжина лінійок $l = 6250$ мм;
- маса лінійок за кліттю (як лівої, так і правої) $m_{n1} = m_{n1} = 1109$ кг;
- маса лівої лінійки перед кліттю $m_{n2} = 27084$ кг;
- маса правої лінійки перед кліттю $m_{n2} = 11652$ кг;
- маса штанги, що тягне $m_{u1} = 9009$ кг;
- маса штанги, що штовхає, за кліттю $m_{u2} = 6889$ кг;
- маса штанги, що штовхає перед кліттю $m_{u2}'' = 6943$ кг;
- маса штанги кантувача $m_{u3} = 3637$ кг;
- маса механізму, що кантує $m_k = 7915$ кг;
- діаметр початкової окружності рейкової шестерні $d_1 = 756$ мм;
- передавальне число редуктора $i = 23,3$;
- ККД редуктора $\eta = 0,9$.

Повзуни лінійок мають бронзові вкладиші, що ковзають по сталевим напрямним.

Кінематична схема безредукторного маніпулятора наведена на рисунку 2.2.

2.3 Розрахунок статичних моментів

Для приводу маніпулятора попередньо вибрані електродвигуни постійного струму Д-818 з наступними даними: $P_B=25\%$, $U_H=220\text{ В}$, $P_H=100\text{ кВт}$, $n_H=475\text{ об/хв}$ ($\omega_H=49,74\text{ с}^{-1}$), $I_H=500\text{ А}$, $J_H=25,13\text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}^2$, $M_{\max}/M_H=2,8$, $M_H=2011,1\text{ Н}\cdot\text{м}$.

Блюмінг прокатує злиток масою $m_{cl}=5\text{ т}$. Загальна тривалість циклу прокатки $t_{ц}=128\text{ с}$. Час пауз між проходами при прокатці не більше 2 с , а в разі кантування злитка - не більше 6 с . Калібрування валків представлено на рис. 1.2. Програма прокатки із зазначенням переміщення лівих лінійок маніпулятора і його напрямки вказані в таблиці 2.1.

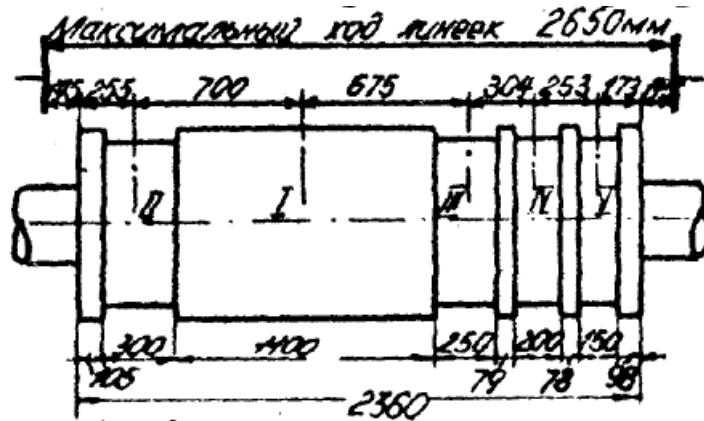


Рисунок 2.1 - Калібрування валків блюмінга 1150

При визначенні цих переміщень враховується наступні:

- перед подачею чергового злитка в валки оператор кантує його для збивання окалини;
- після кожного кантування і перед кожним наступним проходом злиток переміщається лінійками для установки його по осі відповідного калібру, після чого лінійки розходяться (приблизно на 100 мм), забезпечуючи можливість руху злитка до валків і виключаючи вірогідність удару злитка об лінійки при виході з валків;
- правка металу відбувається після кожного кантування.

Таблиця 2.1 – Розрахункова програма переміщень лівих лінійок маніпулятора при прокатці блюмів 150×150

Номер проходу	Номер калібрування	Розміри злитка після прокатки, мм		Переміщення лівих лінійок маніпулятора, мм, і їх напрямки	Число включень
		висота	ширина		
0		615	615	$\overline{700} - \overline{1000}$	2
1	I	550	615	$\overline{100} - \overline{100}$	2
2К	I	500	615	$\overline{100} - \overline{610} - \overline{450} - \overline{100}$	4
3	I	500	505	$\overline{100} - \overline{100}$	2
4К	I	500	510	$\overline{100} - \overline{500} - \overline{505} - \overline{100}$	4
5	I	455	505	$\overline{100} - \overline{100}$	2
6К	I	400	510	$\overline{100} - \overline{510} - \overline{455} - \overline{100}$	4
7	I	455	405	$\overline{100} - \overline{100}$	2
8К	I	380	410	$\overline{100} - \overline{410} - \overline{400} - \overline{100}$	4
9	I	345	385	$\overline{100} - \overline{100}$	2
10К	I	280	390	$\overline{100} - \overline{390} - \overline{1040} - \overline{100}$	4
11	II	310	290	$\overline{95} - \overline{100}$	2
12К	II	230	300	$\overline{95} - \overline{200} - \overline{500} - \overline{1100} - \overline{100}$	5
13	III	240	240	$\overline{95} - \overline{100}$	2
14К	III	180	250	$\overline{95} - \overline{250} - \overline{500} - \overline{90} - \overline{100}$	5
15	IV	190	190	$\overline{95} - \overline{100}$	5
16К	IV	140	200	$\overline{95} - \overline{300} - \overline{500} - \overline{80} - \overline{100}$	5
17	V	150	150	$\overline{2170}$	1

Всього включень за цикл - 54.

Тривалість циклу прокатки - 128 с.

Число включень в годину електроприводу лівих лінійок - 1520.

Примітка: Літера «К» в таблиці означає кантування після відповідного проходу.

Для подолання моменту статистичного опору при правці розгін електродвигуна маніпулятора повинен виконуватися вхолосту, тому перед правкою маніпулятори повинні бути відведені від злитка на 400...500 мм, в іншому випадку (прискорення одночасно з правкою металу) розвивається електродвигуном потужність, яка може бути недостатньою.

Моменти інерції механізму і приводу лівих лінійок наведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Моменти інерції електроприводу і механізму маніпулятора

Елементи електроприводу	Момент інерції, віднесений до валу двигуна, Н·м·с ²
Якорі двох електродвигунів	50,25
Швидкохідні вали редукторів з сидячими на них шестернями	18
Обертові деталі, які рухаються зі швидкістю, відмінною від швидкості електродвигунів	3,7
Поступально рухомі деталі маніпулятора (без злитка)	20,4
Сумарний момент інерції лівих лінійок маніпулятора і електроприводу (без злитка)	92,35
Прокатуваний злиток	1,3
Сумарний момент інерції маніпулятора зі злитком.	93,65

У відповідності з кінематичною схемою (рис. 1.3) розрахуємо

$$\begin{aligned} \sum m_1 &= m_{л1} + m_{л2} + m_k + \frac{2}{3}(\sum m_{ш2} + m_{ш3}) = \\ &= 1109 + 27084 + 7915 + \frac{2}{3}(6889 + 6943 + 3637) = 66962 \text{ кг}; \end{aligned}$$

$$\sum m_2 = \frac{2}{3} \sum m_{u2} = \frac{2}{3} (6889 + 6943) = 18443 \text{ кг},$$

де $m_{л1}$, $m_{л2}$ – маса лівої лінійки відповідно за і перед кліттю;

m_k – маса кантувача з електроприводом;

$\sum m_{u2}$ – сумарна маса штовчаючих штанг лівих лінійок маніпулятора;

m_{u3} – маса штанги шатуна кантувача.

Коефіцієнт $2/3$ враховує, що тільки частина маси штанг припадає на поверхні, які труться і котяться.

Складові сумарного моменту статичного опору визначаються за виразами:

$$M_1 = \frac{\sum m_1 \cdot g \cdot d_{u1} \cdot \mu_1}{2i\eta} + \frac{\sum m_2 \cdot g \cdot f \cdot 10^2}{i\eta} \quad (2.1)$$

$$M_1 = \frac{66962 \cdot 9,81 \cdot 0,756 \cdot 0,15}{2 \cdot 23,3 \cdot 0,9} + \frac{18443 \cdot 9,81 \cdot 0,1 \cdot 10^{-2}}{23,3 \cdot 0,9} = 1775,6 \text{ Нм}$$

$$M_2 = \frac{g \cdot m_{cl} \cdot d_{u2} \cdot \mu_2}{2i\eta} = \frac{9,81 \cdot 5000 \cdot 0,756 \cdot 0,3}{2 \cdot 23,3 \cdot 0,9} = 264,9 \text{ Нм} \quad (2.2)$$

$$M_3 = \frac{P \cdot d_{u3}}{2i\eta} = \frac{10^6 \cdot 0,756}{2 \cdot 23,3 \cdot 0,9} = 17658 \text{ Нм} \quad (2.3)$$

Статичний момент, необхідний для переміщення лінійок і злитка по рольгангу:

$$M_{пер} = M_1 + M_2 = 1775,6 + 264,9 = 2040,5 \text{ Нм} \quad (2.4)$$

Сумарний статичний момент:

$$M_c = M_1 + M_2 + M_3 = 1775,6 + 264,9 + 17658 = 19698,5 \text{ Нм} \quad (2.5)$$

Відносно статичне навантаження електродвигунів при переміщенні злитка з усталеною швидкістю буде

$$\lambda = \frac{M_{пер}}{2M_H} = \frac{2040,5}{2 \cdot 2011,1} = 0,507 \quad (2.6)$$

Відносне статичне навантаження електродвигунів при правці металу з тиском 100 т складе

$$\lambda = \frac{M_c}{2M_H} = \frac{19698}{2 \cdot 2011,1} = 4,9 \quad (2.7)$$

що значно більше допустимої величини ($M_{max} / M_H = 2,8$), тому дійсне значення тиску при правці металу буде знижено для розглянутих електродвигунів до значення, відповідного допустимому моменту:

$$M_3' = 2M_{max} - M_{пер} = 5640,8 - 2040,5 = 9241,1 \text{ Нм} \quad (2.8)$$

$$P' = \frac{2i\eta}{d_{ш}} M_3' = \frac{23,3 \cdot 2 \cdot 0,9}{0,756} 9241,1 = 510120 \text{ Н} \quad (2.9)$$

2.4 Перевірка потужності обраного електродвигуна по нагріву

Потужність електродвигуна по нагріву перевіряється методом еквівалентних прискорень.

У таблиці 2.3 наведено вихідні дані та розрахунки прискорень і критичного переміщення, які необхідні для подальших обчислень. Розрахунки виконані з наступним допущенням рух лінійок маніпулятора завжди відбувається зі злитком. Це припущення не вносить помітного спотворення в остаточний результат розрахунку. З таблиці 2.3 видно, що максимальне критичне переміщення лінійок маніпулятора при $v_{max} = 1,614 \text{ м/с}$ (перетворювач, який живить електродвигуни, працює з подвійною напругою 440 В) більше будь-якого можливого програмного переміщення, зазначеного в таблиці 2.1. Отже, привід розраховується маніпулятора ніколи не розганяється до сталої швидкості, а працює в режимі пусків і вповільнень, причому для більшості переміщень електродвигуни працюють при напрузі 220 В.

Для визначення часу роботи електроприводу скористаємося допоміжною кривою $t = f(S)$. Число v , яке необхідне для побудови $t = f(S)$ відповідно до виразу складе:

$$v = \frac{2i}{d_{uu}} = \frac{2 \cdot 23,3}{756} = 0,0616 \text{ 1/мм} \quad (2.10)$$

Динамічні моменти при пуску та гальмуванні:

$$M_{jn} = M_n - M_c = 6033,3 - 2040,5 = 3992,8 \text{ Нм} \quad (2.11)$$

$$M_{jt} = M_m + M_c = 6033,3 + 2040,5 = 8073,8 \text{ Нм} \quad (2.12)$$

Еквівалентний динамічний момент приводу

$$M_{je} = \frac{2M_{jm}M_{jn}}{M_{jm} + M_{jn}} = \frac{2 \cdot 3992,8 \cdot 8073,8}{3992,8 + 8073,8} = 5343,2 \text{ Нм} \quad (2.13)$$

параметри параболи $t = f(S)$

$$P = \frac{2Jv}{M_{je}} = \frac{2 \cdot 93,65 \cdot 0,0616}{5343,2} = 0,0216 \text{ с}^2/\text{мм} \quad (2.14)$$

Рівняння параболічної кривої

$$t_i^2 = 2pS_i \quad (2.15)$$

За кривою $t = f(S)$ і заданим в таблиці 2.1 програмним переміщенням знайдені значення часу роботи електроприводу для кожного з цих переміщень, а також сумарний час роботи електроприводу $\sum t_i = 52,4 \text{ с}$.

Відносна тривалість включення:

$$\varepsilon = \frac{\sum t_i}{t_u} = \frac{52,4}{128} = 0,41 \quad (2.16)$$

Таблиця 2.3 – Розрахунок прискорень і критичного переміщення лінійок

Вихідні дані для розрахунку	Розрахункова величина і формула	Числове значення розрахункової величини
$d_{ш} = 756 \text{ мм}$ $i = 23,3$ $M_n = M_m = M_d =$ $= 6033,3 \text{ Н} \cdot \text{м}$	Лінійне прискорення лінійок $a_n = \frac{d_{ш}}{2i} \frac{M_n - M_c}{J}$	621,7 мм/с ²
$M_c = M_{неp} = 2040,5 \text{ Н} \cdot \text{м}$ $J = 93,65 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}^2$	Лінійне уповільнення лінійок $a_m = \frac{d_{ш}}{2i} \frac{M_T + M_c}{J}$	1398,6 мм/с ²
$v = \frac{d_{ш}}{2i} \omega_n =$ $= \frac{0,756}{2 \cdot 23,3} \cdot 49,74 = 0,807$ м/с $v_{\max} = 2v = 1,614 \text{ м/с}$	Еквівалентне лінійне прискорення лінійок $a_e = \frac{2a_n a_m}{a_n + a_m}$	925,6 мм/с ²
	Критичне переміщення лінійок при основній частоті обертання електродвигуна $S_{кр} = \frac{v^2}{a_e}$	703,6 мм
	Критичне переміщення лінійок при максимальній швидкості обертання електродвигуна $S_{к \max} = \frac{v_{\max}^2}{a_e}$	2814 мм

При максимальному переміщенні лінійок 2170 мм з таблиці 2.1 час переміщення, знайдений за виразом (2.15), складе 3,06 с. За координатами $S_i = 2170$ мм і $t_i = 3,06$ с обраний масштаб кривої $t = f(S)$ і побудована парабола, яка показана на рисунку 2.2.

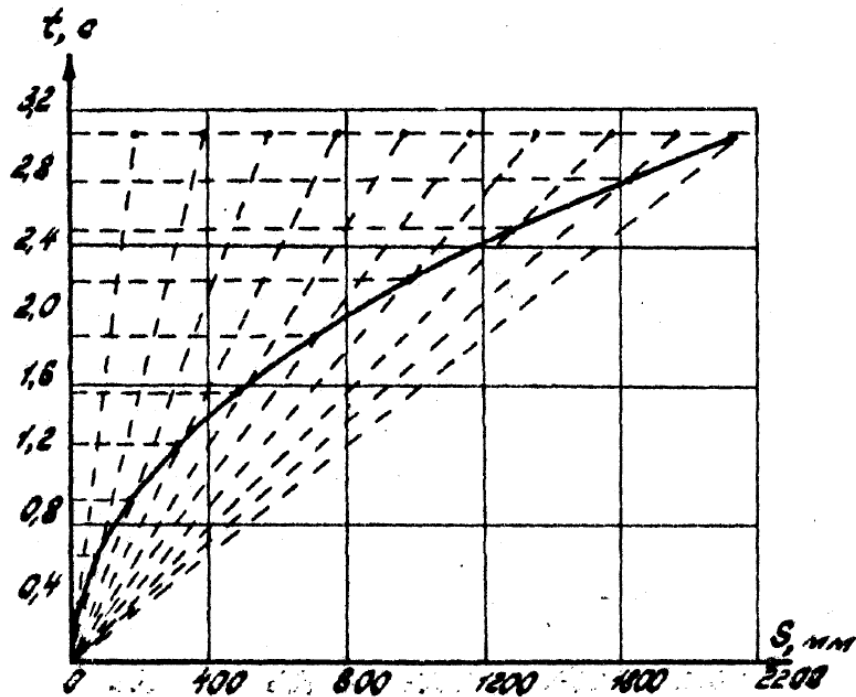


Рисунок 2.2 – Залежність $t = f(S)$ для блюмінга 1150

Еквівалентна сила струму електродвигуна визначається для випадку $a_n \neq a_T$:

$$I_{\varepsilon 41} = I_n = I_T \quad (2.17)$$

тобто

$$I_{\varepsilon 41} = 1,5 I_n = 1,5 \cdot 500 = 750 \text{ A}$$

Еквівалентна сила струму, приведена до ПВ = 25%,

$$I_{\varepsilon 25} = I_{\varepsilon 41} \sqrt{\frac{\varepsilon_{41}}{\varepsilon_{25}}} = 750 \sqrt{\frac{0,41}{0,25}} = 960 \text{ A} \quad (2.18)$$

що більше допустимого значення $I_n = 500$ А.

Розрахунок показує, що застосування обраних електродвигунів з природною вентиляцією неприпустимо через перегрів машин. Необхідна примусова вентиляція електродвигунів, при застосуванні якої допустима сила струму при ПВ = 100% становить $0,9 I_n = 450$ А. Еквівалентний струм електродвигуна, перерахований для $\varepsilon = 1$:

$$I_{\varepsilon 100} = I_{\varepsilon 41} \sqrt{\varepsilon_{41}} = 674 \sqrt{0,41} = 431 \text{ А} \quad (2.19)$$

Таким чином, при примусовій вентиляції обраний електродвигун буде завантажений на 96%.

Повні дані двигунів приведені в таблиці 2.4.

Таблиця 2.4 - Технічні дані електродвигуна постійного струму типу Д-818

Найменування параметра	Позначення та значення
Номінальна потужність(ПВ=25%)	$P_n = 100$ кВт
Номінальна напруга	$U_n = 220$ В
Номінальний струм	$I_n = 500$ А
Номінальні частота обертання та швидкість	$n_n = 475$ об/хв
Опір якоря з додатковими полюсами	$R_{\text{я}} = 0,0066$ Ом
Кількість пар полюсів	$2p = 4$
Момент інерції двигуна	$J_{\text{я}} = 25,13$ Н·м·с ²

У двигуни вбудовані імпульсні датчики швидкості - 1024 імпульсі/оборот.

З прийнятим прискоренням електропривод до номінальної швидкості буде розганятися

$$t_n = \frac{v}{a_n} = \frac{0,807 \cdot 1000}{621,7} = 1,29 \text{ с.}$$

3 ВИБІР ОБЛАДНАННЯ ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

3.1 Вибір комплектного електроприводу

Враховуючи вимоги, що ставляться до механізму маніпулятора, був обраний регульований електропривод постійного струму з тиристорним перетворювачем. У сучасних системах електроприводу загального призначення електромашинні перетворювачі по системі Г - Д не знаходять широкого застосування.

При виборі типу електроприводу враховувалися різні аспекти, такі як жорсткість механічних характеристик, можливості і обмеження системи регулювання, економічність системи відносно витрат електроенергії, а також первинних і експлуатаційних витрат.

Недоліки системи ТП - Д охоплюють кілька ключових аспектів:

1. Більш м'яка механічна характеристика: система ТП-Д характеризується менш жорсткою механічною поведінкою, що може призводити до певної гнучкості в управлінні та меншої точності в реакції на зміни.

2. Чутливість до перенапруг: висока чутливість до перепадів напруги може становити проблему, особливо в умовах нестабільності електромережі або при роботі в умовах змінної електропостачаності.

3. Низька перевантажувальна здатність: система може мати обмежену здатність до перевантажень, що ускладнює роботу в умовах великих навантажень або тимчасових перегрузок.

4. Вплив на мережу: використання системи ТП - Д може мати вплив на електричну мережу, зокрема, створюючи викиди або викликаючи інші аномалії, що вимагають додаткових заходів для їх управління та компенсації.

Незважаючи на ці недоліки, слід враховувати, що система ТП - Д має свої переваги, такі як висока швидкодія, миттєва готовність до роботи та високий коефіцієнт корисної дії. Залежно від конкретних умов застосування, можливість збалансувати переваги і недоліки цієї системи робить її ефективним рішенням

для різноманітних завдань управління та автоматизації.

Отже, серед різноманітних методів управління та зміни швидкості руху, використання реверсивного тиристорного перетворювача (РТП) є визнаним одним з передових підходів до створення високоефективного регульованого електроприводу постійного струму. Термін "реверсивний тиристорний перетворювач" вказує на те, що через цей перетворювач може протікати струм у обох напрямках. Оскільки тиристори пропускають струм тільки в одному напрямку, для зміни напрямку струму навантаження потрібно мати дві групи вентилів, кожна з яких може проводити струм у своєму напрямку. Ці групи вентилів зазвичай збираються за трифазною мостовою або трифазною нульовою схемою. Використання трифазної нульової схеми відрізняється своєю простотою та меншою кількістю вентилів, які використовуються у схемі, що сприяє ефективному та економічному управлінню.

Трифазна мостова схема демонструє кілька переваг у порівнянні з трифазною нульовою схемою:

- Простота структури: трифазна мостова схема вирізняється простотою будови, оскільки вона використовує одну групу вентилів для забезпечення двох напрямків струму. Це спрощує конструкцію та зменшує витрати на компоненти системи.

- Ефективність: завдяки мінімізації кількості вентилів у схемі трифазної мостової схеми, вона може виявити високу ефективність у процесі управління рухом та зміною напрямку обертання електропривода.

- Енергоефективність: зменшена кількість елементів у схемі призводить до менших енергетичних втрат, підвищуючи загальну енергоефективність електропривода.

- Маневреність: трифазна мостова схема забезпечує високу маневреність управління, що особливо важливо для систем, які вимагають точного та швидкого реагування.

- Економія ресурсів: використання меншої кількості елементів сприяє економії матеріалів та зниженню витрат при створенні та експлуатації електропривода.

Таким чином, трифазна мостова схема виступає як ефективний та економічний варіант для регульованих електроприводів.

Переваги, які були визначені раніше, пояснюють пріоритетне використання трифазної мостової схеми в системах електроприводу з потужністю від декількох десятків до сотень кіловат. З огляду на велику потужність живлення якірного ланцюга, вибір припадає на трифазну мостову схему.

Як вже зазначалося, для створення реверсивного тиристорного перетворювача (ТП) дві групи вентилів з'єднуються між собою за певним способом. Виділяють зустрічно-паралельне і перехресне з'єднання. У разі зустрічно-паралельного з'єднання використовується простий двохобмотковий трансформатор меншої потужності. Перевага перехресної схеми полягає в тому, що аварійні процеси при одночасному включенні тиристорних груп протікають легше. Таким чином, цю схему рекомендується використовувати в відповідальних системах електроприводу. З цього приводу обираємо зустрічно-паралельне з'єднання випрямних груп.

Застосовуються два основні методи управління комплектами РТП: спільне і роздільне.

Спільний метод управління комплектами реверсивного тиристорного перетворювача (РТП) передбачає подачу імпульсів на тиристири обох груп одночасно. У цьому випадку одна група функціонує у випрямному режимі з кутом регулювання α_B , що визначає середнє значення випрямленої напруги $U_{\alpha B}$, і забезпечує протікання струму через навантаження. Паралельно з цим інша група переходить у інверторний режим з кутом регулювання α_I та середнім значенням випрямленої напруги $U_{\alpha I}$.

При використанні спільного методу управління у РТП утворюється замкнений контур, по якому може протікати зрівняльний струм. Для зменшення цього струму необхідно узгодження кутів регулювання. Таке узгодження забезпечується встановленням співвідношення між кутами α_B та α_I : $\alpha_B + \alpha_I = 180^\circ$. При цьому методі в зрівняльному контурі виникає

переривчастий струм, і його середнє значення обмежується допустимими значеннями за допомогою зрівняльних реакторів.

Роздільний метод управління комплектами реверсивного тиристорного перетворювача (РТП) передбачає незалежне керування імпульсами в обох групах тиристорів. У цьому випадку одна група працює у випрямному режимі, забезпечуючи протікання струму через навантаження, тоді як інша група перебуває у інверторному режимі, створюючи відповідні імпульси для зміни напрямку струму.

Однією з переваг роздільного методу управління є можливість ефективного контролю зрівняльного струму. Співвідношення кутів регулювання, у цьому випадку, можуть бути неузгодженими, що сприяє зменшенню статичного зрівняльного струму. Варто відзначити, що при такому методі виникає переривчастий струм в зрівняльному контурі, проте його середнє значення контролюється за допомогою зрівняльних реакторів.

Важливою характеристикою роздільного методу є те, що він дозволяє забезпечити більш гнучке та точне управління напрямком та інтенсивністю струму в системі, що робить його ефективним у різноманітних умовах експлуатації.

Також слід відмітити, що присутність невеликого зрівняльного струму має позитивний вплив на статичні характеристики тиристорного перетворювача. Це сприяє поліпшенню ефективності та стабільності роботи системи.

Малий зрівняльний струм визначається в основному діючими елементами роздільного управління групами тиристорів. Ця характеристика грає ключову роль у забезпеченні точності та надійності функціонування тиристорного перетворювача. Зменшення статичного зрівняльного струму призводить до оптимізації енергоефективності системи та зменшення тепловитрат, що, в свою чергу, сприяє тривалому та стабільному функціонуванню обладнання.

Отже, враховуючи вплив невеликого зрівняльного струму, можна визначити його значущий внесок у поліпшення характеристик та

продуктивності тиристорного перетворювача в системі електроприводу.

Переваги спільного управління комплектами реверсивного тиристорного перетворювача (РТП):

- Синхронізація імпульсів: Спільне управління дозволяє подавати імпульси на тиристори обох груп одночасно, що сприяє синхронізації їх роботи. Це важливо для забезпечення координації режимів роботи обох груп та уникнення несинхронних процесів.

- Ефективне використання енергії: Завдяки спільному управлінню можливо оптимально розподіляти енергію між двома групами тиристорів, що призводить до ефективнішого використання електроенергії та зменшення енергетичних витрат.

- Стабільність роботи: Використання спільного управління допомагає уникнути невірної включення тиристорів та підтримує стабільність роботи реверсивного тиристорного перетворювача в різних режимах.

- Спрощена система управління: Спільне управління дозволяє використовувати менше елементів управління та спрощує конструкцію системи, що полегшує її обслуговування та знижує ймовірність виникнення несправностей.

- Менша чутливість до внутрішніх збурень: Спільне управління може зменшити вплив внутрішніх збурень, таких як коливання напруги чи струму, оскільки координація роботи обох груп підтримується спільним керуванням.

Отже, використання спільного управління в реверсивному тиристорному перетворювачі дозволяє досягти високої ефективності та стабільності його роботи.

В даному ЕП застосуємо перетворювач з роздільним управлінням вентилями групами реверсивного тиристорного перетворювача.

У сучасних системах управління тиристорними пристроями в основному використовуються безінерційні системи фазового управління, які мають пилкоподібну або синусоїдальну опірну напругу. Однак, серед цих варіантів, синусоїдальна форма опірної напруги вирізняється деякими перевагами, які роблять її привабливою для застосування в регулюванні тиристорних приводів.

Однією з ключових переваг синусоїдальної опірної напруги є лінійність результуючої характеристики тиристорного приводу. Це дозволяє забезпечити більш стабільне і передбачуване регулювання величини, яку керує система. Лінійна характеристика полегшує налаштування і управління роботою пристрою, що є критичним у вимогливих до точності додатках.

Крім того, синусоїдальна опірна напруга дозволяє зменшити гармонічні спотворення та електромагнітне сміття, які можуть виникнути при використанні інших форм опірної напруги. Це особливо важливо в контексті електронних систем, де висока якість сигналу та мінімізація електромагнітних перешкод є ключовими факторами.

Таким чином, обрання синусоїдальної опірної напруги для розробки тиристорного приводу дозволяє поєднати в собі надійність, стабільність та високу якість регулювання, що робить її ефективним вибором для сучасних систем автоматизованого управління.

Для досягнення вирівнювання навантажень в межах однієї осі, а також для зменшення перекосів під час руху, важливим вирішенням є включення приводних двигунів по ланцюгу якоря послідовно та подача живлення від єдиного перетворювача. Для цього обидва ланцюги збудження двигунів однієї осі з'єднуються та підключаються до збудника паралельно. Такий підхід дозволяє ефективно налаштовувати механічні характеристики обох двигунів у потрібних межах.

На рисунку 3.1 представлена схема включення електродвигунів, яка ілюструє описаний метод. Ця конфігурація дозволяє розподілити навантаження між двигунами та забезпечити їх синхронну роботу, сприяючи вирівнюванню навантажень на передній або задній осі та зменшенню відхилень при русі.

Важливо відзначити, що використання такої системи дозволяє ефективно впливати на характеристики руху, забезпечуючи оптимальні умови для взаємодії та координації обох електродвигунів. Це особливо актуально в ситуаціях, де точне управління та вирівнювання навантажень є ключовими аспектами оптимізації руху транспортних засобів чи інших механічних систем.

З огляду на, що обрані двигуни мають номінальну напругу по 220 В (повна напруга на двох якорях 440 В), живлення тиристорних перетворювача здійснюємо до мережі 380 В через струмообмежуючі реактори.

З огляду на параметри обраного двигуна, вибираємо КТЕ 800/440-333-7В-УХЛ4, тобто перетворювач на струм 800 А і випрямлену напругу 440 В багатодвигунний (3), реверсивний (3) з шестипульсною мостовою схемою (3) з АСР швидкості (7) і вбудованим збудником (В) живленням від мережі 380 В через струмообмежувальним реактор.

На рисунку 3.1 представлена функціональна схема КТЕ. На рисунку 3.1 прийняті наступні позначення:

ЛПУ - логічне перемикаючий пристрій; К - ятка ключів перемикаючих імпульсів; ПВД - живлення збудження двигуна; СПТ - система живлення електромагнітного гальма; ПЦУ - живлення ланцюгів управління; УІ1-УІ6 - імпульси управління; БВУ - блок вихідних пристроїв; КФУ - канал фазового управління; ТГ - тахогенератор; С1 - ятка зв'язку; КМ - силовий контактор; РТ - регулятор струму; U_y , U_R , U_0 - зовнішні сигнали; QF - автоматичний вимикач.

На рисунку 3.2 приведена функціональна схема системи автоматичного регулювання швидкості реверсивного однозонного електроприводу серії КТЕ. На рисунку 3.2 позначено: ЗИС - задавач інтенсивності швидкості; $U_{зи}$ - напруга задавача інтенсивності; Σ - суматор; d_n - прискорення; $\Sigma_{n_{\max}}$ - сумарний сигнал, який відповідає максимальне значення швидкості; Σ_n - сумарне значення швидкості; РС - регулятор швидкості; i_{\max} - сигнал, який відповідає максимальному значенню струму двигуна; П-режим - пропорційний режим;

ПИ-режим - пропорційно-інтегральний режим;

На рис. 3.3 наведена схема підключення перетворювача до двигуна.

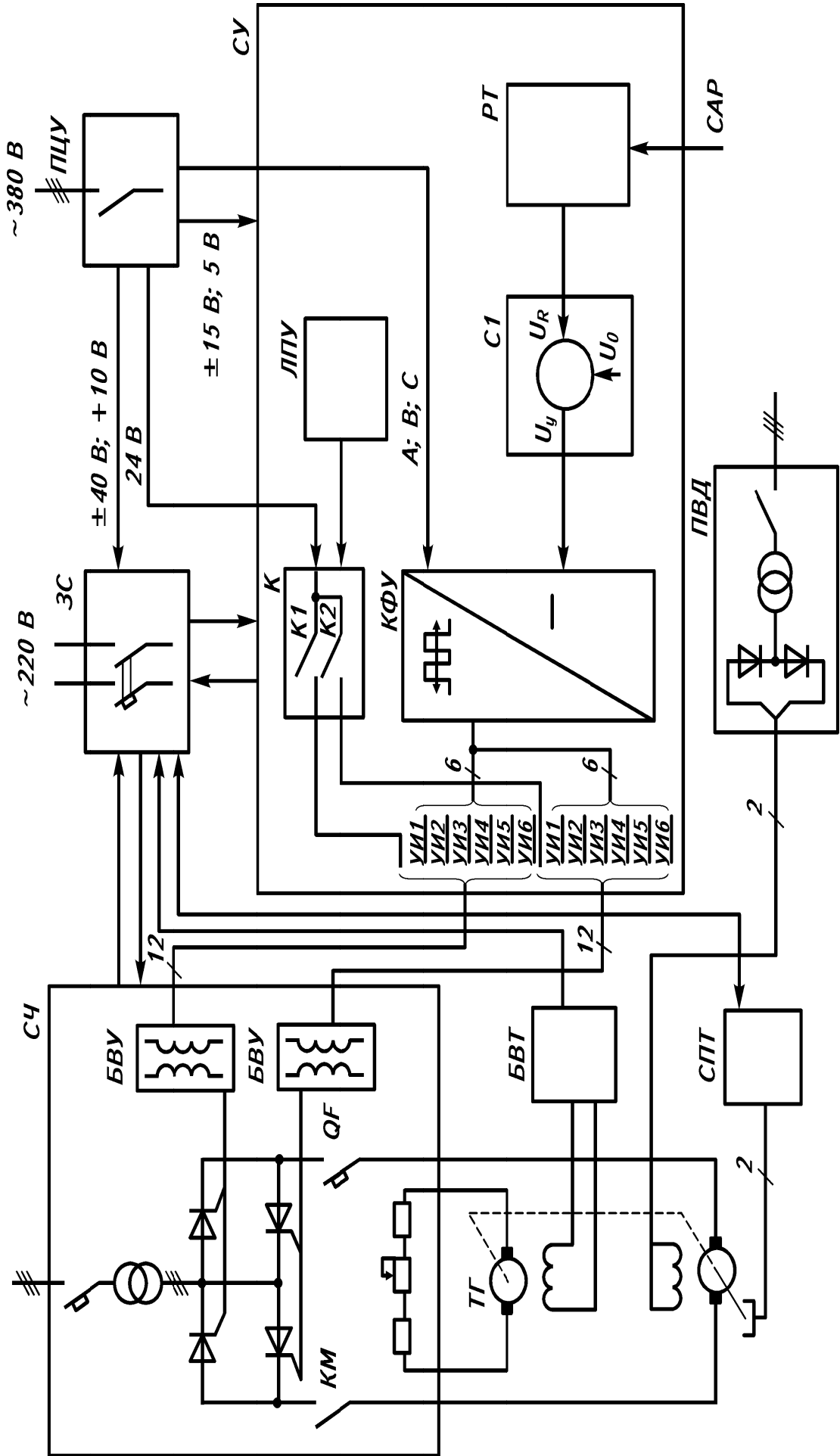


Рисунок 3.1 – Функціональна схема комплектного реверсивного тиристорного ЕП

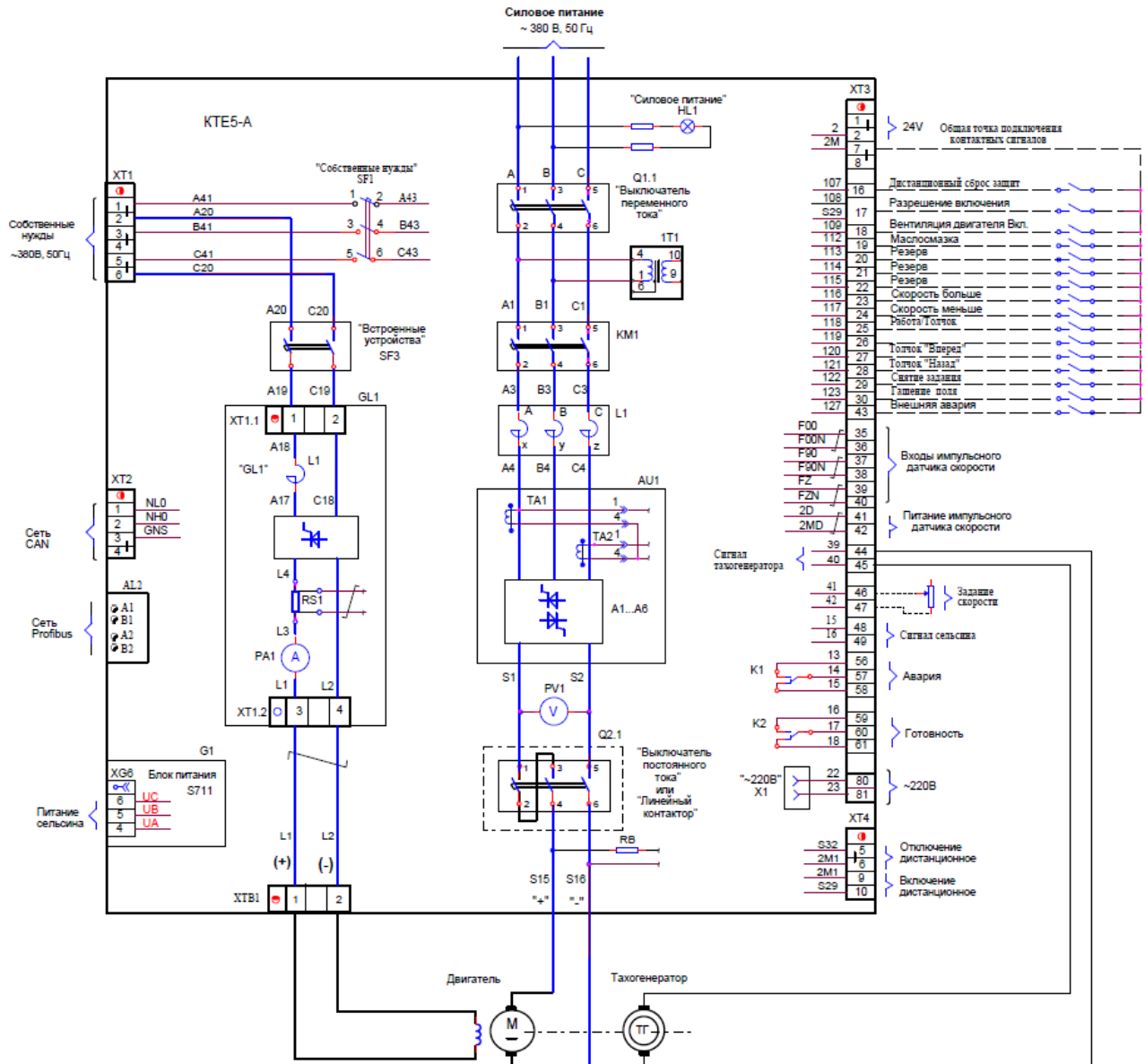


Рисунок 3.3 – Схема підключення КТЕ до електродвигуна

В основі даного виробу лежить шестипульсний тиристорний керований перетворювач, який оснащений системою керування, що забезпечує можливість регулювання напруги постійного струму в широкому діапазоні. Крім того, цей виріб включає в себе комплекс допоміжних пристроїв, таких як пристрій живлення обмотки збудження, пристрій керування електромагнітним гальмом, та пристрій живлення обмотки збудження тахогенератора.

Система автоматичного регулювання в даному виробі включає контроль за струмом, напругою, електрорухом, частотою обертання, натягом та положенням. Додатково, виріб обладнаний системами захисту і сигналізації перетворювача і електроприводу, що сприяє надійності та безпеці його

експлуатації. Такий комплекс функціональних можливостей робить виріб ефективним та універсальним в різних умовах застосування.

Комплектний пристрій, який є повністю готовим до підключення, складається з одного або декількох шаф, де розміщене необхідне обладнання. Входячи до складу електроприводу, шафи представляють собою металеві конструкції каркасного типу. Зовнішній вигляд цих шаф представлено на рисунку 3.4.



Рисунок 3.4 – Зовнішній вигляд КТЕ шафового виконання

Системи керування (СК) – це мікропроцесорні системи, які взаємодіють між собою та із іншими пристроями, такими як інтелектуальні пульти керування, компенсатори реактивної потужності, системи діагностики, пристрої віддаленого вводу-виводу, збудники синхронних двигунів, а також

незалежні системи збудження і самозбудження турбо- і гідрогенераторів, пускачі.

У новітніх СК значно скорочено загальну площу друкованих плат (на більше ніж 3,5 рази), завдяки використанню сучасної елементної бази з високим ступенем інтеграції. Ці системи керування і регулювання здатні обробляти сигнали від різноманітних датчиків, таких як імпульсні, кодові, сельсинові, датчики температури та інші, включаючи датчики з послідовними каналами зв'язку.

Комплектація СК включає в себе низьковольтне обладнання, таке як реле, клемні пристрої і інші, виготовлене з використанням елементів провідних світових виробників, таких як Intel, Burr Brown, Motorola, Texas Instruments і інші. Система керування має швидкодіючі двопровідні інтерфейси для зв'язку з обладнанням верхнього рівня, включаючи пристрої від інших постачальників.

Зв'язок із електрообладнанням інших постачальників, таких як датчики, пультові панелі керування (ПКУ), пульти, і системи автоматизації, виконується за допомогою радіального з'єднання і передачі стандартних, нормалізованих дискретних і аналогових сигналів через швидкодіючі інформаційні мережі послідовної зв'язку.

У випадках комплексних поставок, де постачальник є виробником комплексів технічного обслуговування (КТЕ), пультів управління і засобів автоматизації, використовується мережа Controller Area Network (CAN), контролер якої вбудований в плату процесора всіх систем керування. Передача сигналів по мережі відповідає стандарту ISO 11898. Відповідно до вимог замовника, КТЕ можуть бути адаптовані для зв'язку з обладнанням інших постачальників за допомогою мереж, таких як Profibus, Modbus і інші.

Для інтеграції інформаційної мережі сигналів реле, технологічних датчиків, встановлених на механізмах та іншого обладнання, поставляються пристрої віддаленого вводу/виводу (ПВВ). Ці пристрої використовують уніфіковану з КТЕ елементну базу і дозволяють підключати віддалені джерела сигналів з мінімальними кабельними витратами.

Основні системи керування мають вбудовані апаратні засоби для

прийому сигналів датчиків, які з'єднані з валом двигуна, таких як тахогенератори, імпульсні датчики з різною кількістю імпульсів на оберт, сельсинові датчики. Сигнали від імпульсних датчиків використовуються для регулювання швидкості та положення. Для прийому сигналів від тахогенераторів КТЕ мають подільники напруги, а для імпульсних датчиків використовується вбудоване джерело живлення. Склад КТЕ наведено на рис. 3.5.

Q1 - трьохполюсний автоматичний вимикач;

Q2 - двополюсний автоматичний вимикач

КМ - лінійний контактор

В - пристрій живлення обмотки збудження

М - пристрій живлення електромагнітного гальма;

Д - динамічний гальмо;

T1 - трансформатор (за вказівкою в замовленні - поставка високовольтного трансформатора і шафи високовольтного введення);

T - блок живлення тахогенератора;

ZZ - сельсин датчик кута повороту

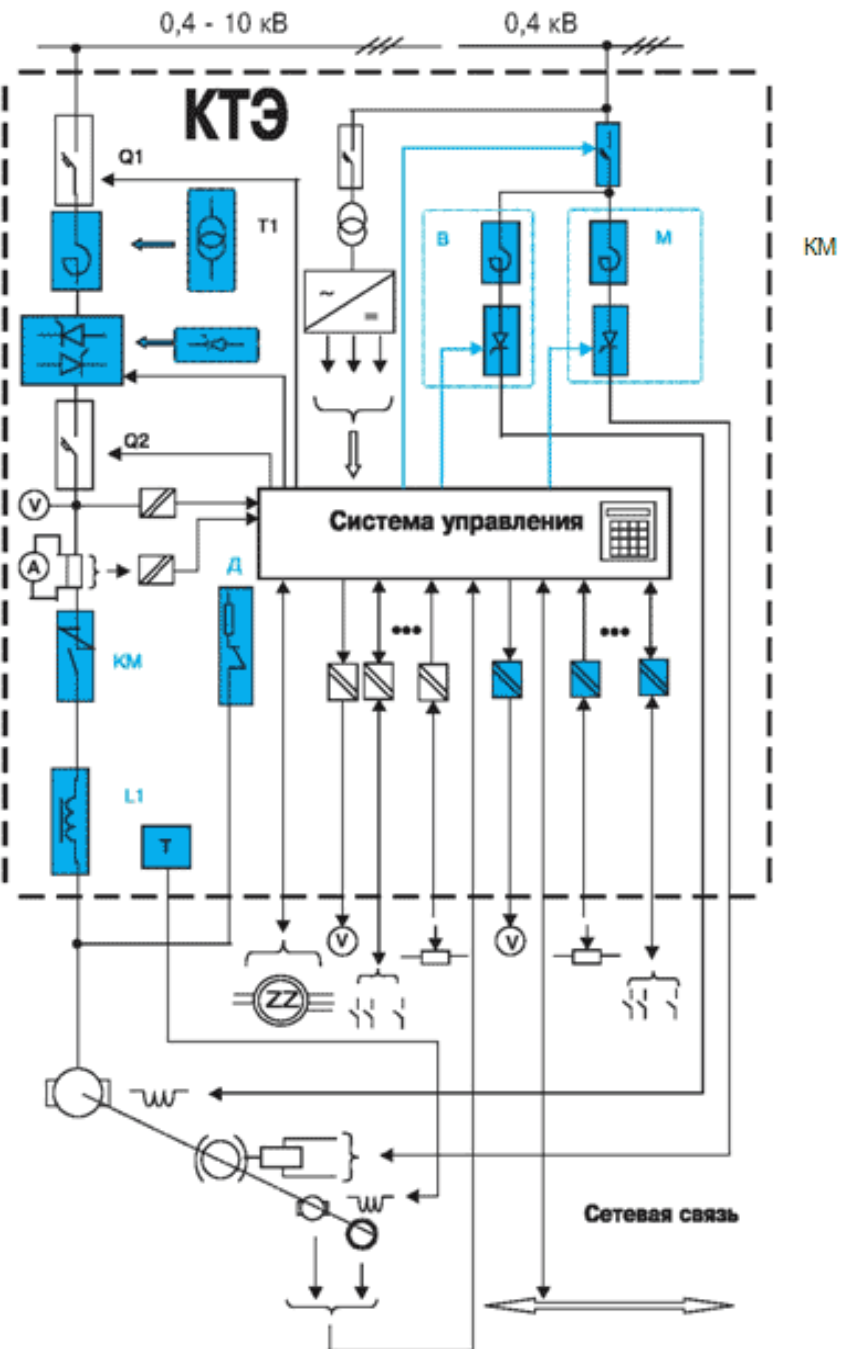


Рисунок 3.5 - Склад КТЕ шафового виконання

3.2 Вибір струмообмежувального реактора

При використанні мостової схеми випрямляча, коли розрахункове значення ЕРС вторинної обмотки трансформатора $E_{2\phi}$ є близьким до значення відповідної (фазної) напруги живильної мережі, може бути застосований безтрансформаторний варіант схеми випрямляча. У цьому випадку силовий трансформатор відсутній, в випрямний міст підмикається до мережі через токообмежуючі реактори, які є необхідними для обмеження струмів короткого замикання та зменшення впливу перетворювача на живильну мережу.

Індуктивний опір такого реактора повинен бути такт самий як і трансформатора, який треба було б встановлювати для заданої потужності перетворювача.

Оскільки струмообмежуючі реактори встановлюються, як правило у перетворювальних установках середньої та великої потужності (понад 100 кВт), коли активним опором реактора можна знехтувати, його індуктивний опір може бути визначений за формулою, Ом:

$$x_p = \frac{x_{p\%} U_{2\phi}}{100 I_2}$$

де $x_{p\%} = 5 \dots 8$ - відносне значення індуктивного опору реактора,

Індуктивність струмообмежуючого реактора, Гн:

$$L_p = \frac{x_p}{\omega_c}$$

В подальших розрахунках величина x_p повинна фігурувати замість x_{tr} .

Струмообмежувальним реактор - пристрій, для захисту тиристорів від надструмів в аварійних режимах роботи перетворювачів, включаються в кожен фазу мережі живлення. Індуктивність реактора вибирається з умови обмеження діючого значення усталеного струму короткого замикання.

Вибираємо струмообмежувальний реактор РТСТ-660-0,064 УЗ з параметрами наведеними в табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Технічні данні струмообмежувального реактора типу РТСТ-660-0,064 УЗ

Найменування параметра	Позначення та чисельне значення
Лінійна напруга мережі живлення, В	$U_L = 410$
Струм мережі (відповідає випрямленому струму $I_{ТП} = 800$ А), А	$I_L = 660$
Номинальна індуктивність, мГн	$L_{\text{тор}} = 64$
Активний опір, мОм	$r_{\text{тор}} = 2,1$

3.3 Вибір згладжувального реактора

Згладжувальний реактор включається в ланцюг випрямленого струму з метою зменшення його змінної складової. Пульсації випрямленого струму повинні бути обмежені на рівні допустимого значення для обраного двигуна. При тиристорному живленні надійна робота двигунів серії забезпечується без необхідності застосування реактора, що згладжує, якщо коефіцієнт пульсацій струму $k_{I(\text{доп})}$ не перевищує 15%. При $k_{I(\text{доп})} = 15\%$ номінальна потужність знижується не більше ніж на 3%.

ЕРС перетворювача при куті управління $\alpha = 0$:

$$E_{d0} = 1,35 \cdot U_{2л} = 1,35 \cdot 380 = 513 \text{ В} \quad (3.1)$$

Мінімальна сумарна (еквівалентна) індуктивність якірного ланцюга за умовою обмеження пульсацій випрямленого струму:

$$L_{\text{э}(\text{min})} = \frac{k_U}{k_{I(\text{доп})}} \cdot \frac{E_{d0}}{m \cdot \omega_c \cdot I_n}, \quad (3.2)$$

де k_U - коефіцієнт пульсацій напруги (для трифазної мостової схеми приймаємо $k_U = 0,13$),

m - пульсність перетворювача (для мостовий трифазної схеми $m = 6$)

$$L_{\text{э}(\min)} = \frac{0.13}{0.15} \cdot \frac{513}{6 \cdot 314 \cdot 500} = 0.472 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.} \quad (3.3)$$

Індуктивність якоря двигуна визначимо використовуючи формулу Уманського-Лінвілля:

$$L_{\text{яд}} = \frac{0.25 \cdot U_{\text{н}}}{I_{\text{н}} \cdot \omega_{\text{н}} \cdot p} = \frac{0.25 \cdot 220}{500 \cdot 49.74 \cdot 8} = 0.276 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} \quad (3.4)$$

Розрахункова індуктивність згладжувального реактора:

$$\begin{aligned} L_{\text{ср}} &= L_{\text{э}(\min)} - 2 \cdot L_{\text{тор}} - 2 \cdot L_{\text{яд}} = \\ &= 0.472 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 0.064 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 0.276 \cdot 10^{-3} = -0.208 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Так як розрахункова індуктивність виявилася від'ємною, згладжувальний реактор не потрібен. Власної індуктивності якорного ланцюга достатньо для обмеження пульсацій струму.

3.4 Розрахунок параметрів об'єкта керування

Проведемо розрахунок параметрів об'єкта управління, необхідних для синтезу системи керування електроприводом.

Опір якоря одного двигуна з урахуванням температури навколишнього середовища:

$$R_{\text{я}} = k_t \cdot r_{\text{я}} = 1.38 \cdot 0.0066 = 0.0091 \text{ Ом.} \quad (3.6)$$

де $k_t = 1.38$ - температурний коефіцієнт.

Еквівалентний опір якорного ланцюга:

$$\begin{aligned} R_{\text{э}} &= 2 \cdot R_{\text{я}} + 2 \cdot r_{\text{тор}} + 2 \cdot \frac{\Delta U_{\text{щ}}}{I_{\text{н}}} = \\ &= 2 \cdot 0.0091 + 2 \cdot 0.0021 + 2 \cdot \frac{2}{500} = 0.0304 \text{ Ом} \end{aligned} \quad (3.7)$$

де - $\Delta U_{\text{щ}} = 2 \text{ В}$ - падіння напруги на щітковому контакті.

Еквівалентна індуктивність якорного ланцюга:

$$\begin{aligned} L_{\Sigma} &= 2 \cdot L_{ЯД} + 2 \cdot L_{тор} = \\ &= 2 \cdot (0.276 + 2 \cdot 0.064) \cdot 10^{-3} = 0.68 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Електромагнітна постійна часу:

$$T_{\Sigma} = \frac{L_{\Sigma}}{R_{\Sigma}} = \frac{0.68 \cdot 10^{-3}}{0.0304} = 0.022 \text{ с.} \quad (3.9)$$

Потокозчеплення одної машини

$$C\Phi_{н1} = \frac{U_{н} - I_{н} \cdot r_{Я}}{\omega_{н}} = \frac{220 - 500 \cdot 0.0066}{49.74} = 4.356 \text{ Вс.} \quad (3.10)$$

Електромеханічна постійна часу

$$T_{м} = \frac{J_{\Sigma} \cdot R_{\Sigma}}{(C\Phi_{н})^2} = \frac{93.65 \cdot 0.0304}{(2 \cdot 4.356)^2} = 0.0375 \text{ с.} \quad (3.11)$$

Статичний коефіцієнт посилення тиристорного перетворювача:

$$k_{mn} = \frac{E_{d0}}{U_y} = \frac{513}{10} = 51.3 \quad (3.12)$$

де $U_y = 10 \text{ В}$ - максимальна напруга управління.

Приймаємо малу некомпенсовану постійну часу $T_{\mu} = 0,005 \text{ с.}$

3.5 Математичний опис об'єкта керування

При синтезі системи керування приймаються звичайні для систем електропривода допущення, які лінійризують силову частину об'єкта керування – позиційного електроприводу з приводним електродвигуном постійного струму і керованим тиристорним перетворювачем для живлення ланцюга якоря. При математичному описі не враховується вплив пружних елементів, вплив

гістерезису, вихрових струмів і реакції якоря. Коефіцієнти передач і постійні часу структурних елементів електропривода приймаються незмінними.

Об'єктом керування в даній системі виступає тиристорний перетворювач, електродвигун та позиційна частина.

Тиристорний перетворювач, як елемент системи регулювання, є нелінійним дискретним пристроєм. Його специфічні особливості полягають у наступному. Управління ТП здійснюється дискретно, тому що після відмикання чергового тиристора зміна сигналу управління протягом деякого інтервалу часу не приводить до зміни напруги ТП.

Якщо швидкість зміни кута $d\alpha/dt > \omega_0$, то ЕРС визначається не кутом α , а зміною по кривій живлячої напруги останнього тиристора, що проводив струм у зв'язку з неможливістю закрити по ланцюгу управління відкритий тиристор. Останнє явище одержало назву неповної керованості тиристорного перетворювача.

У зв'язку із цим повне дослідження динамічних характеристик ТП є складним завданням, і на практиці застосовують різного роду спрощення. Найбільше поширення одержали два види моделей тиристорних перетворювачів: безперервна, у якій ТП представляється аперіодичною ланкою з коефіцієнтом $k_{\text{ТП}}$ і постійної часу $\tau_{\mu} = \frac{\pi}{m\omega_0}$ й імпульсна. Надалі, при синтезі

САР буде використана безперервна модель тиристорного перетворювача.

Таким чином, електродвигун представимо у вигляді трьох типових ланок (рис. 3.6): аперіодичної ланки першого порядку (електрична частина двигуна) аперіодичної ланки першого порядку (електрична частина машин) і інтегруючої ланки (механічна частина), охоплених негативним зворотним зв'язком по ЕРС двох двигунів.

Одним із сучасних методів побудови уніфікованих систем автоматичного керування електроприводом є принцип підпорядкованого регулювання параметрів. При цьому об'єкт управління представляється в вигляді ланцюга послідовно з'єднаних ланок, на виході кожного з яких формується той чи інший параметр. Важливою перевагою системи підпорядкованого управління є

можливість обмеження величини підпорядкованого параметра шляхом обмеження вихідного сигналу регулятора зовнішнього контуру.

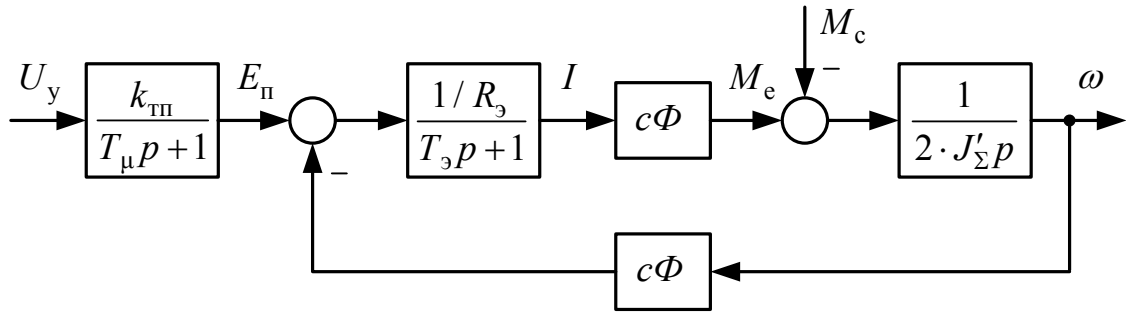


Рисунок 3.6 – Структурна схема силової частини електроприводу

Найбільш поширеним в уніфікованих системах управління принципом побудови регулятора є компенсація основних інерційностей об'єкта управління. Принцип компенсації можна сформулювати наступним чином: кожній ланці об'єкта керування з великою постійною часу має відповідати ланка зі зворотною функцією передачі в складі регулятора. Тоді, якщо не враховувати впливу малих постійних часу, передавальна функція розімкнутої системи є безінерційна ланка. Виходячи з вищесказаного, складемо структурну схему системи регулювання швидкості, яка приведена на рис. 3.7.

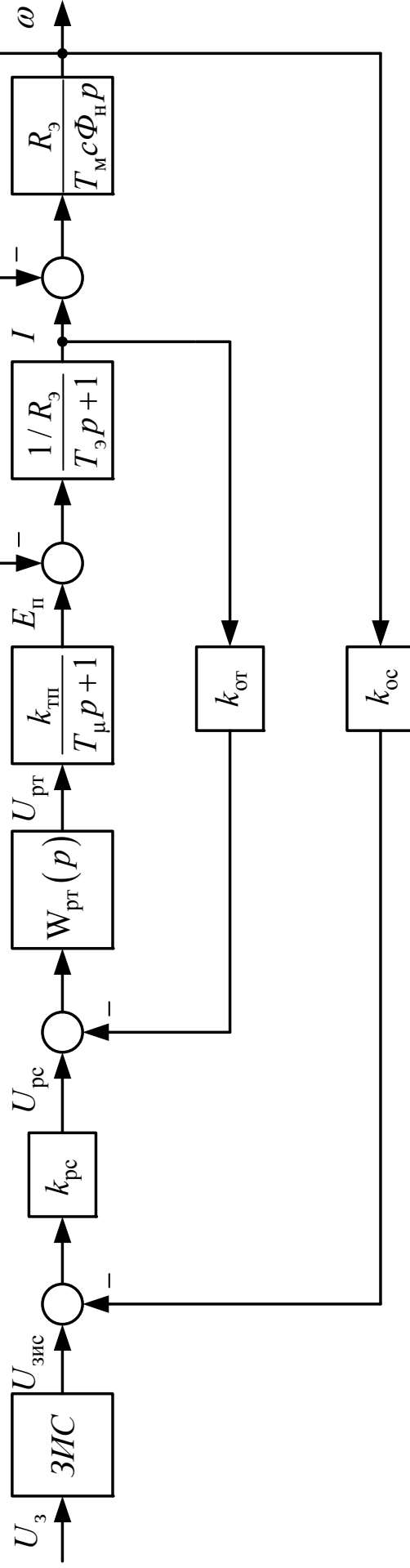


Рисунок 3.7 – Структурна схеми підпорядкованого керування електроприводом

3.6 Розрахунок регулятора струму

На рисунку 3.8 представлена структурна схема контуру струму.

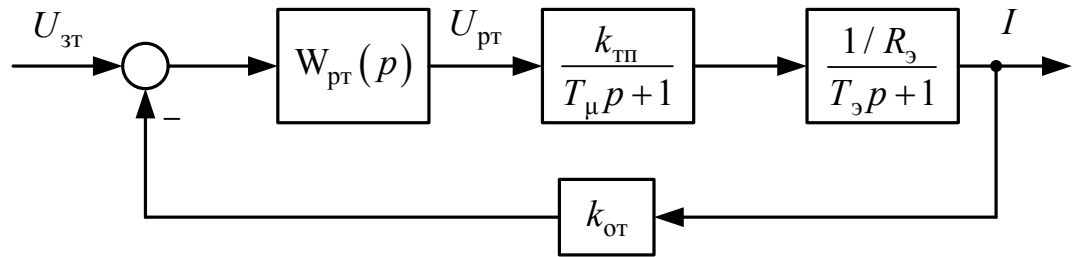


Рисунок 3.8 – Структурна схема контуру струму

Передавальна функція регулятора струму при оптимізації контуру на модульний оптимум матиме вигляд:

$$W_{PT}(p) = K_{PT} \cdot \frac{T_{\text{э}}p + 1}{T_{\text{э}}p}. \quad (3.13)$$

Як видно з формули (4.1) регулятор струму - ІІІ регулятор. Статичний коефіцієнт посилення регулятора струму:

$$K_{PT} = \frac{R_{\text{э}} \cdot T_{\text{э}}}{K_{\text{тП}} \cdot K_{\text{от}} \cdot T_{\text{от}}} = \frac{0.0304 \cdot 0.022}{51.3 \cdot 0.008 \cdot 0.01} = 0.163, \quad (3.14)$$

де $T_{\text{от}} = 2T_{\mu} \cong 0.01 \text{ с.};$

$$K_{\text{от}} = \frac{U_{\text{зтMAX}}}{I_{\text{MAX}}} = \frac{10}{2.5 \cdot 500} = 0.008 \text{ В/А} \quad - \text{ коефіцієнт передачі ланки}$$

зворотного зв'язку по струму з урахуванням що:

- максимальний сигнал завдання на струм $U_{\text{зтMAX}} = 10 \text{ В};$

- максимально допустимий струм якоря двигуна

$$I_{\text{MAX}} = \lambda_I \cdot I_H = 2.5 \cdot 500 = 1250 \text{ А.}$$

На рисунку 3.9 представлена функціональна схема регулятора струму.

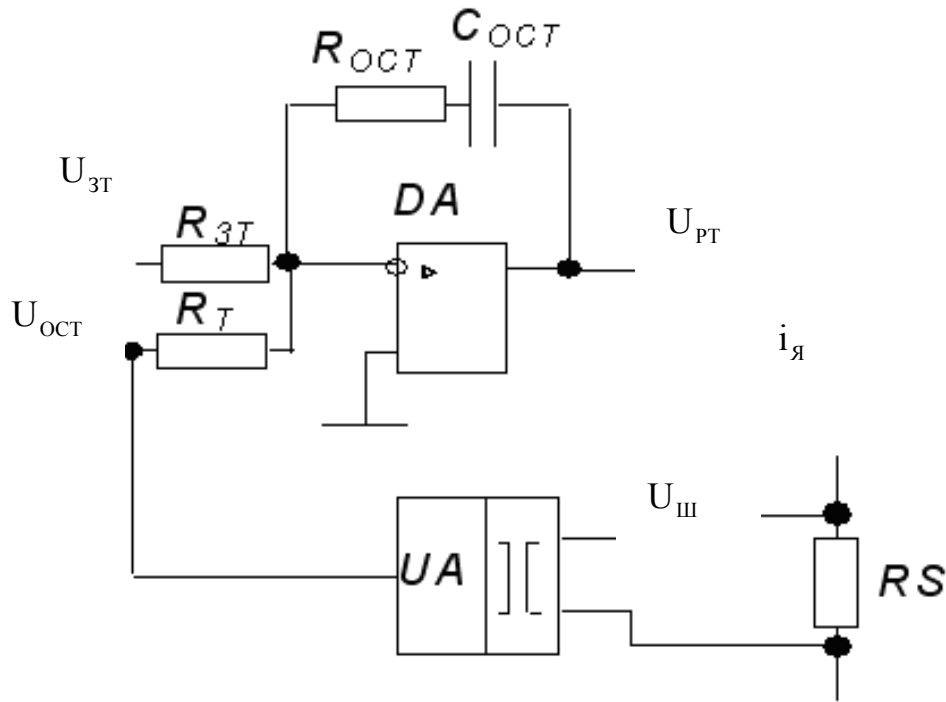


Рисунок 3.9 – Функціональна схема регулятора струму

На рисунку 3.10 представлена структурна схема регулятора струму.

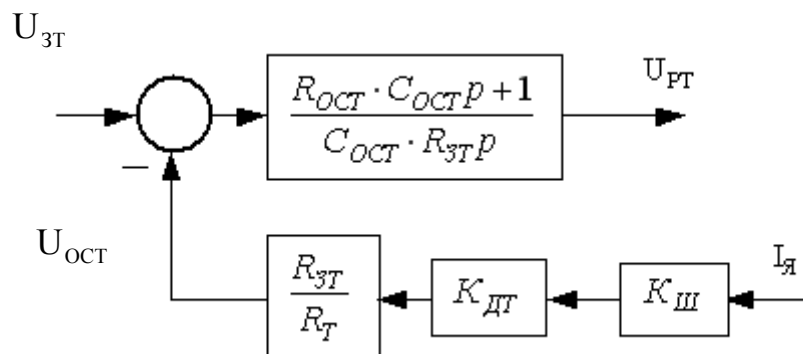


Рисунок 3.10 – Структурна схема регулятора струму

Розраховуємо елементи функціональної схеми регулятора струму по наступних співвідношеннях:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\text{Э}} = R_{\text{ОСТ}} \cdot C_{\text{ОСТ}}; \\ \frac{K_{\text{ТП}} \cdot K_{\text{Т}}}{R_{\text{Э}}} T_{\text{ОТ}} = R_{\text{ЗТ}} \cdot C_{\text{ОСТ}}; \\ K_{\text{ОТ}} = \frac{R_{\text{ЗТ}}}{R_{\text{Т}}} \cdot K_{\text{ДТ}} \cdot K_{\text{Ш}}, \end{array} \right. \quad (3.15)$$

В якості шунта RS вибираємо шунт типу 75ШС, який має такі параметри: номінальна вихідна напруга на шунті $U_{\text{НШ}} = 75$ мВ при струмі $I_{\text{НШ}} = 1500$ А. Отже коефіцієнт передачі шунта:

$$K_{\text{Ш}} = \frac{U_{\text{НШ}}}{I_{\text{НШ}}} = \frac{75 \cdot 10^{-3}}{1500} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ В/А}. \quad (3.16)$$

Коефіцієнт передачі датчика струму:

$$K_{\text{ДТ}} = \frac{K_{\text{ОТ}}}{K_{\text{Ш}}} = \frac{0.008}{5 \cdot 10^{-5}} = 160. \quad (3.17)$$

В якості стандартного датчика струму UA вибираємо датчик струму з системи УБСР-АІ типу ДТ-ЗАІ. Цей датчик призначений для формування і введення в систему регулювання аналогового сигналу, пропорційного струму в ланцюзі якоря. Датчик підключається до шунта в коло якоря двигуна і забезпечує гальванічну розв'язку між вхідними та вихідними ланцюгами з різницею потенціалів між ними до 1000 В.

Установки сенсора ДТ-ЗАІ, позначеного на схемі як UA:

- вихідна напруга 10 В;
- коефіцієнт посилення $53 \div 200$;
- похибка 1%;
- смуга пропускання 1.5 кГц;
- напруга живлення постійним струмом 12.6 В.

Приймаємо конденсатор $C_{\text{ОСТ}}$ ємністю 2 мкФ.

$$R_{\text{ост}} = \frac{T_{\text{э}}}{C_{\text{ост}}} = \frac{0.022}{2 \cdot 10^{-6}} = 11000 \text{ Ом} = 11 \text{ кОм}. \quad (3.18)$$

$$R_{\text{зт}} = \frac{K_{\text{ш}} \cdot K_{\text{от}} \cdot T_{\text{от}}}{R_{\text{э}} \cdot C_{\text{ост}}} = \frac{51.3 \cdot 0.008 \cdot 0.01}{0.0304 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 67.5 \text{ кОм}. \quad (3.19)$$

$$R_{\text{т}} = \frac{R_{\text{зт}} \cdot K_{\text{ш}} \cdot K_{\text{дт}}}{K_{\text{от}}} = \frac{67.5 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-5} \cdot 160}{0.008} = 67.5 \text{ кОм} \quad (3.20)$$

Вибираємо резистор $R_{\text{ост}}$ марки МЛТ - 0.125, опором 11 кОм.

Вибираємо резистор $R_{\text{зт}}$ марки МЛТ-0.125, опором 68 кОм.

Вибираємо резистор $R_{\text{т}}$ марки МЛТ-0.125, опором 68 кОм.

Вибираємо конденсатор $C_{\text{ост}}$ марки К50-6, ємністю 2 мкФ.

Вибираємо стабілітрон VD типу КС 210Б:

- напруга стабілізації - 10 В;
- розкид напруги стабілізації - 0,7 В;
- мінімальний струм стабілізації - 3мА;
- максимальний струм стабілізації – 14 мА;
- диференційний опір - 22 Ом.

3.7 Розрахунок регулятора швидкості

До контуру регулювання швидкості входить: об'єкт управління, що складається з оптимізованого контуру струму і механічної частини електроприводу; датчик швидкості; регулятор швидкості. Визначимо передавальну функцію замкнутого контуру струму:

$$W_{\text{КТ}}(p) = \frac{1}{T_{\mu}p + 1} \cdot \frac{1}{T_{\text{от}}p} \cdot \frac{1}{K_{\text{от}}} = \frac{1}{T_{\text{от}}T_{\mu}p^2 + T_{\text{от}} + 1} \quad (3.21)$$

Оскільки T_{μ} - мала постійна часу, то $T_{\text{от}}T_{\mu}p^2 = 2T_{\mu}^2p$ можна прирівняти нулю, тоді передавальна функція контуру струму набуде вигляду:

$$W_{KT}(p) = \frac{1/K_{OT}}{T_{OT}p + 1}. \quad (3.22)$$

Таким чином, на рисунку 3.11 представлена структурна схема регулятора швидкості.

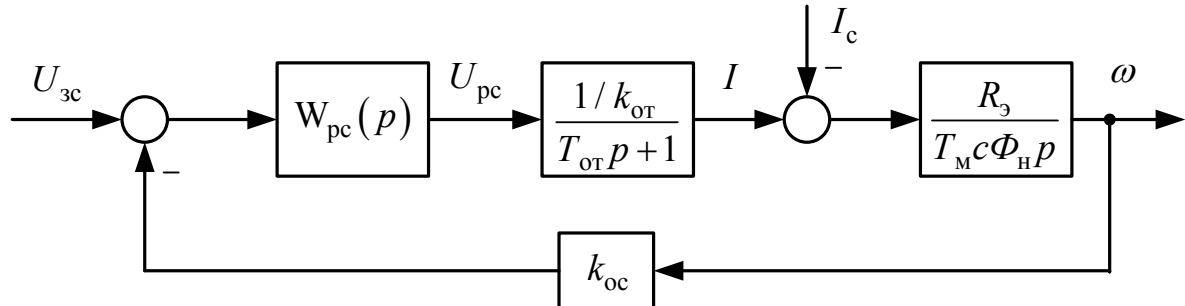


Рисунок 3.11 - Структурна схема контуру швидкості

Залежно від вимог, що пред'являються технологією до електроприводу механізму, контур швидкості виконують однократно інтегруючим (з П - регулятором) або двократно інтегруючим (ПІ - регулятором).

Для систем підпорядкованого регулювання швидкості механізмів з ударним навантаженням застосовується П - регулятор.

Передавальна функція регулятора швидкості при оптимізації контуру на модульний оптимум матиме вигляд:

$$W_{PT}(P) = K_{PC} \quad (3.23)$$

Статичний коефіцієнт посилення регулятора швидкості:

$$K_{PC} = \frac{K_{OT} \cdot J_{\Sigma}}{2T_{OT} \cdot (2C\Phi_H) \cdot K_{OC}} = \frac{0.008 \cdot 93.65}{2 \cdot 0.01 \cdot (2 \cdot 4.356) \cdot 0.201} = 21.39$$

де K_{OC} - коефіцієнт зворотного зв'язку по швидкості;

$$K_{OC} = \frac{U_{зсMAX}}{\omega_{MAX}} = \frac{10}{49.74} = 0.201 \text{ В} \cdot \text{с} / \text{рад} \quad - \text{ коефіцієнт передачі ланки}$$

зворотнього зв'язку за швидкістю з урахуванням того, що:

- максимальний сигнал завдання на швидкість $U_{зТМАХ} = 10В$.

На рисунку 3.12 представлена функціональна схема регулятора швидкості. На рисунку 3.13 представлена структурна схема регулятора швидкості.

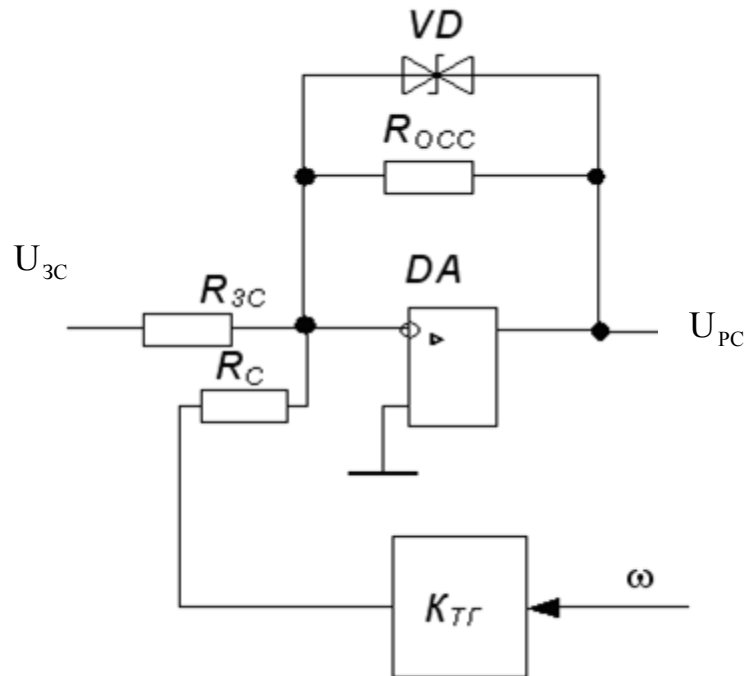


Рисунок 3.12 – Функціональна схема регулятора швидкості

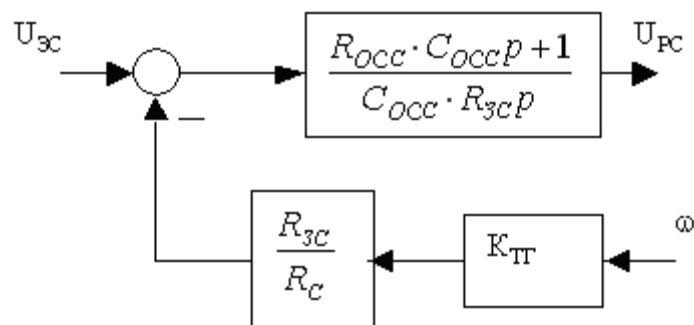


Рисунок 3.13 – Структурна схема регулятора швидкості

В якості датчика швидкості вибираємо тахогенератор типу ТП 214:

$n_H = 1000$ об/хв; $U_H = 100$ В;

$$K_{ТГ} = \frac{U_{H.ТГ}}{\omega_{H.ТГ}} = \frac{100}{3.14 \cdot 1000 / 30} = 0.96 \text{ В} \cdot \text{с} \quad (3.24)$$

Розраховуємо елементи функціональної схеми регулятора швидкості по наступним співвідношенням

$$\begin{cases} K_{PC} = \frac{R_{OCC}}{R_{3C}}; \\ K_C = K_{TF} \cdot \frac{R_{3C}}{R_C}; \\ U_{3C\text{MAX}} = K_C \cdot \omega_H. \end{cases} \quad (3.25)$$

Завдання на швидкість подаємо з задавача інтенсивності швидкості.

Тому задаємося $R_{3C} = 10 \text{ кОм}$. В кисті R_{3C} вибираємо резистор типу МЛТ-0.125 опором 10 кОм.

Розрахуємо R_{OCC} :

$$R_{OCC} = K_{PC} \cdot R_{3C} = 21.39 \cdot 10 \cdot 10^3 = 232 \text{ кОм}. \quad (3.26)$$

Вибираємо резистор R_{OCC} типу МЛТ-0.125 220 кОм.

Розрахуємо R_C :

$$R_C = \frac{K_{TF} \cdot R_{3C}}{K_{OC}} = \frac{0.96 \cdot 10 \cdot 10^3}{0.201} = 47.76 \text{ кОм}. \quad (3.27)$$

Вибираємо резистор R_C типу МЛТ-0.125 47 кОм.

Вибираємо стабілітрон VD типу КС 210Б:

- напруга стабілізації - 10 В;
- розкид напруги стабілізації - 0,7 В.
- мінімальний струм стабілізації - 3мА;
- максимальний струм стабілізації – 14мА;
- диференційний опір - 22Ом.

3.8 Розрахунок задатчика інтенсивності швидкості

Для розгону й гальмування двигуна з динамічним струмом, меншим

уставки токообмеження ($I_{\max} = 2,5I_{\text{н}}$) необхідно на вході регулятора швидкості встановити задатчик інтенсивності швидкості (ЗІШ). Він перетворить східчастий сигнал завдання швидкості в лінійно мінливий сигнал у часі. Значення напруги виходу ЗІШ, що встановилося, яке подається на вхід регулятора швидкості, дорівнює вхідному сигналу. Структурна схема задатчика інтенсивності наведено на рисунку 3.14.

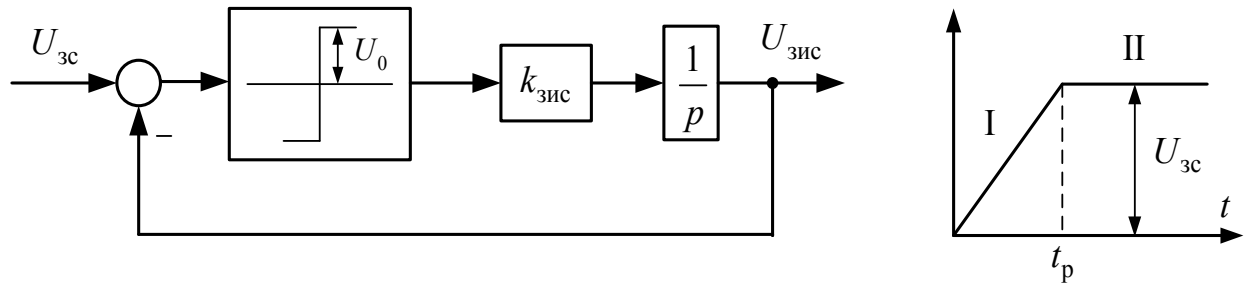


Рисунок 3.14 – Структурна схема задатчика інтенсивності швидкості

Вихідна напруги задатчика інтенсивності можна описати наступними рівняннями:

I ділянка:

$$U_{\text{зис}}^{\text{I}} = U_0 k_{\text{зис}} t_p = \frac{R_{\text{э}}}{T_{\text{м}} c \Phi_{\text{н}}} \frac{I_{\text{дин}} U_{\text{зс}}}{\omega_{\text{з.уст}}} t_p \quad (3.28)$$

II ділянка:

$$U_{\text{зис}}^{\text{II}} = U_{\text{зс}} \quad (3.29)$$

де $I_{\text{дин}} = 1,5I_{\text{н}} = 1,5 \cdot 990 = 1485$ А - заданий динамічний струм;

$\omega_{\text{з.уст}} = 74,31$ 1/с – усталена швидкість, яка відповідає $U_{\text{зс}}$;

$U_{\text{зс}} = 10$ В - напруга на вході ЗІШ (напруга, що задає);

$U_0 = 10$ В - полка релейного елемента.

Час пуску з прийнятим прискоренням, розрахований в розділі 2 складає 1,29 с. Коефіцієнт передачі ЗИС:

$$K_{\text{и}} = \frac{U_{3\text{MAX}}}{t_p} = \frac{10}{1.29} = 7.75 \frac{\text{В}}{\text{с}}. \quad (3.30)$$

На рисунку 3.15 представлена функціональна схема задатчика інтенсивності швидкості.

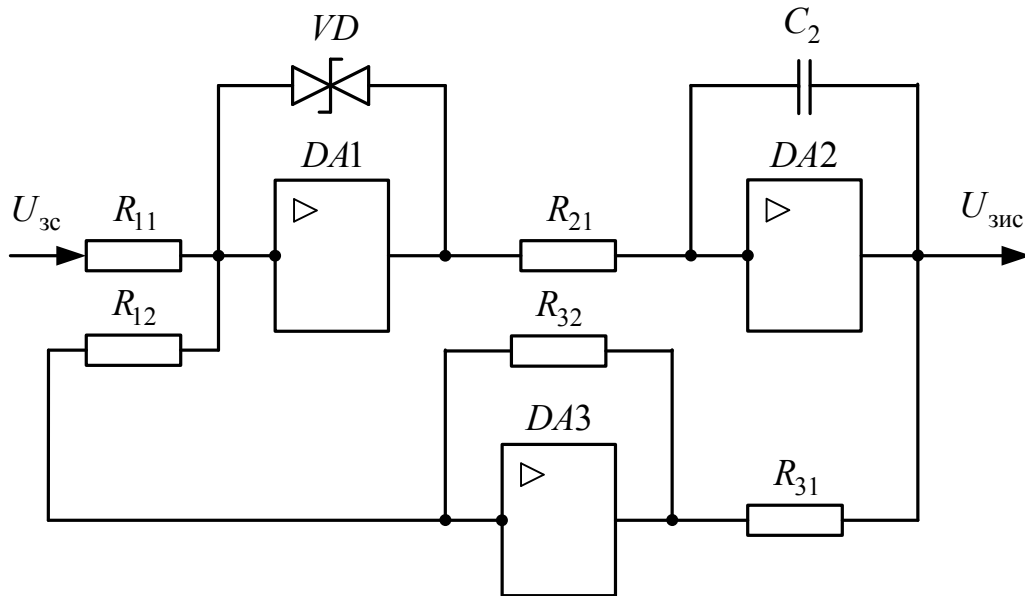


Рисунок 3.15 – Функціональна схема задатчика інтенсивності швидкості

Приймем конденсатор C_2 ємністю 2 мкФ.

Приймемо:

$$R_{11} = R_{12} = 10 \text{ кОм};$$

$$R_{31} = R_{32} = 10 \text{ кОм}.$$

$$R_{21} = \frac{1}{K_{\text{и}} \cdot C_2} = \frac{1}{7.75 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 64,5 \text{ кОм}.$$

Вибираємо резистори R_{11} і R_{12} марки МЛТ-0.125, опором 10 кОм.

Вибираємо резистори R_{31} і R_{32} марки МЛТ-0.125, опором 10 кОм.

Вибираємо резистор R_{21} марки МЛТ-0.125, опором 68 кОм.

Вибираємо конденсатор $C_{\text{оос}}$ марки К50-6, ємністю 2 мкФ.

Вибираємо стабілітрон VD типу КС210Б: напруга стабілізації - 10 В.

3.8 Моделювання електроприводу маніпулятора з підпорядкованою системою керування в середовищі Matlab/Simulink

Цифрове моделювання розрахованої системи здійснюється в середовищі моделювання динамічних систем Matlab/Simulink. Створена Simulink-модель швидкісної системи підпорядкованого керування електроприводом ножиців, що має у своєму составі ПІ-регулятор струму, ПІ-регулятор швидкості й задатчик інтенсивності швидкості наведена на рис. 3.16.

При реалізації регуляторів струму й швидкості в цифровій моделі враховувалося їхнє насичення. Наприклад, при побудові моделі ПІ-регулятора недостатньо обмежити тільки лише його вихідну напругу за допомогою блоку Saturation, оскільки внутрішня інтегральна складова блоку при цьому може накопичувати в перехідному процесі значення, що перевершують передбачуваний поріг насичення. Із цієї причини використання стандартного блоку PID-controller, представленого в бібліотеці Simulink Extras/Additional Lincr неприпустимо. Моделі регуляторів коректно враховують поріг насичення регулятора $U_{y.max} = 10$ В.

Графіки перехідних процесів (швидкість обертання двигуна; струм якірного ланцюга системи; ЕРС силового перетворювача; вихідна напруга регулятора положення; вихідна напруга регулятора швидкості; вихідна напруга регулятора струму; вихідна напруга задатчика інтенсивності швидкості) отримані як при номінальних параметрах об'єкта керування, так і при їхній варіації наведено на рис. 3.17 - 3.23.

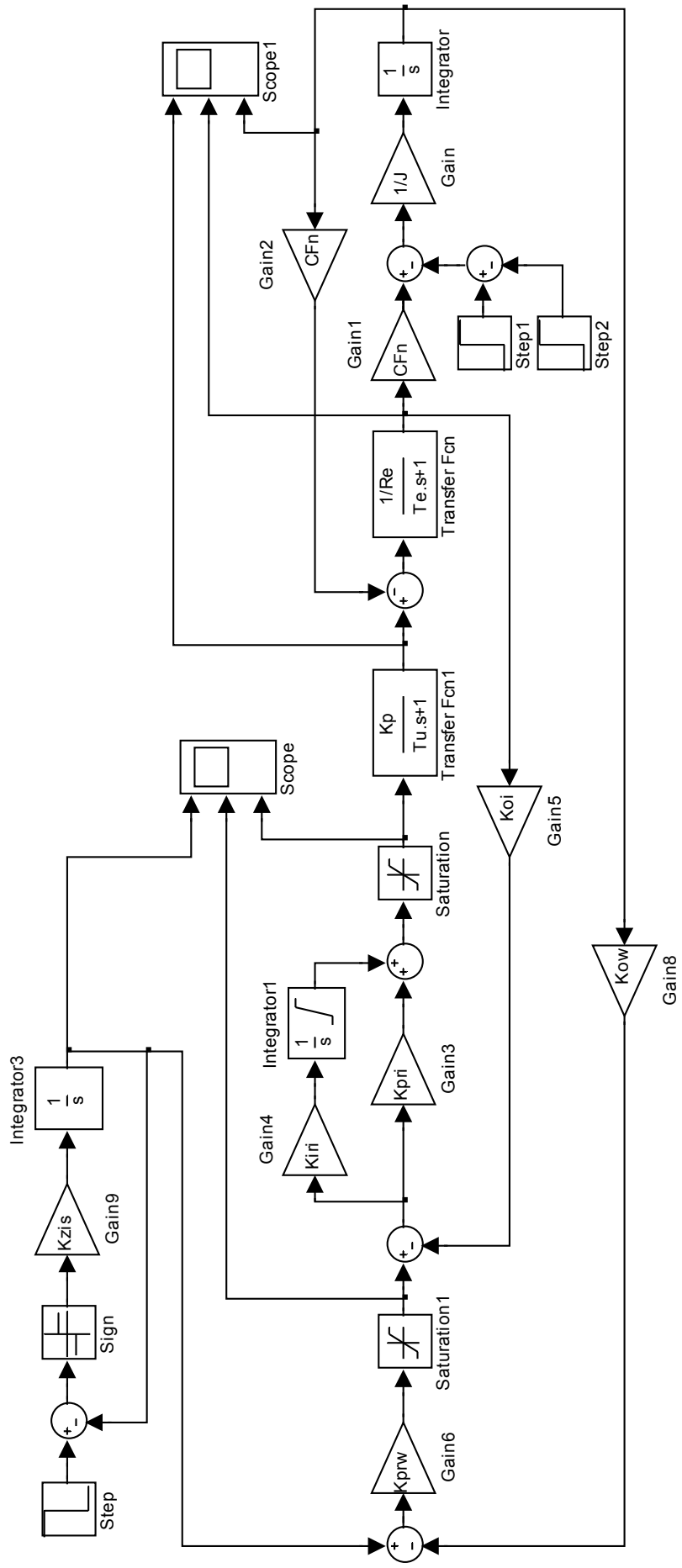


Рисунок 3.16 – Simulink-модель швидкісної системи підпорядкованого керування

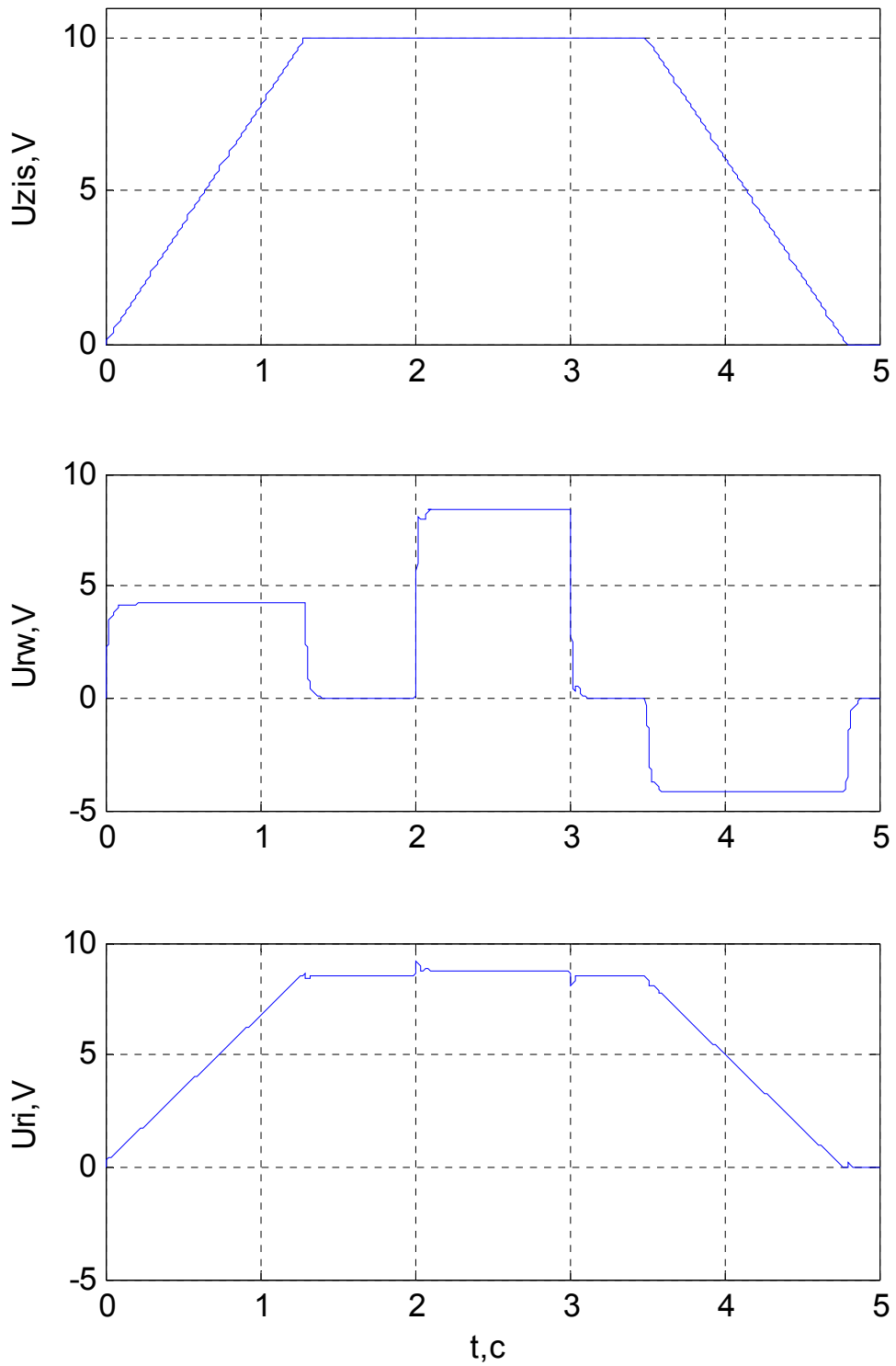


Рисунок 3.17 – Перехідні процеси на виході регуляторів і ЗШ
при розгоні та гальмуванні

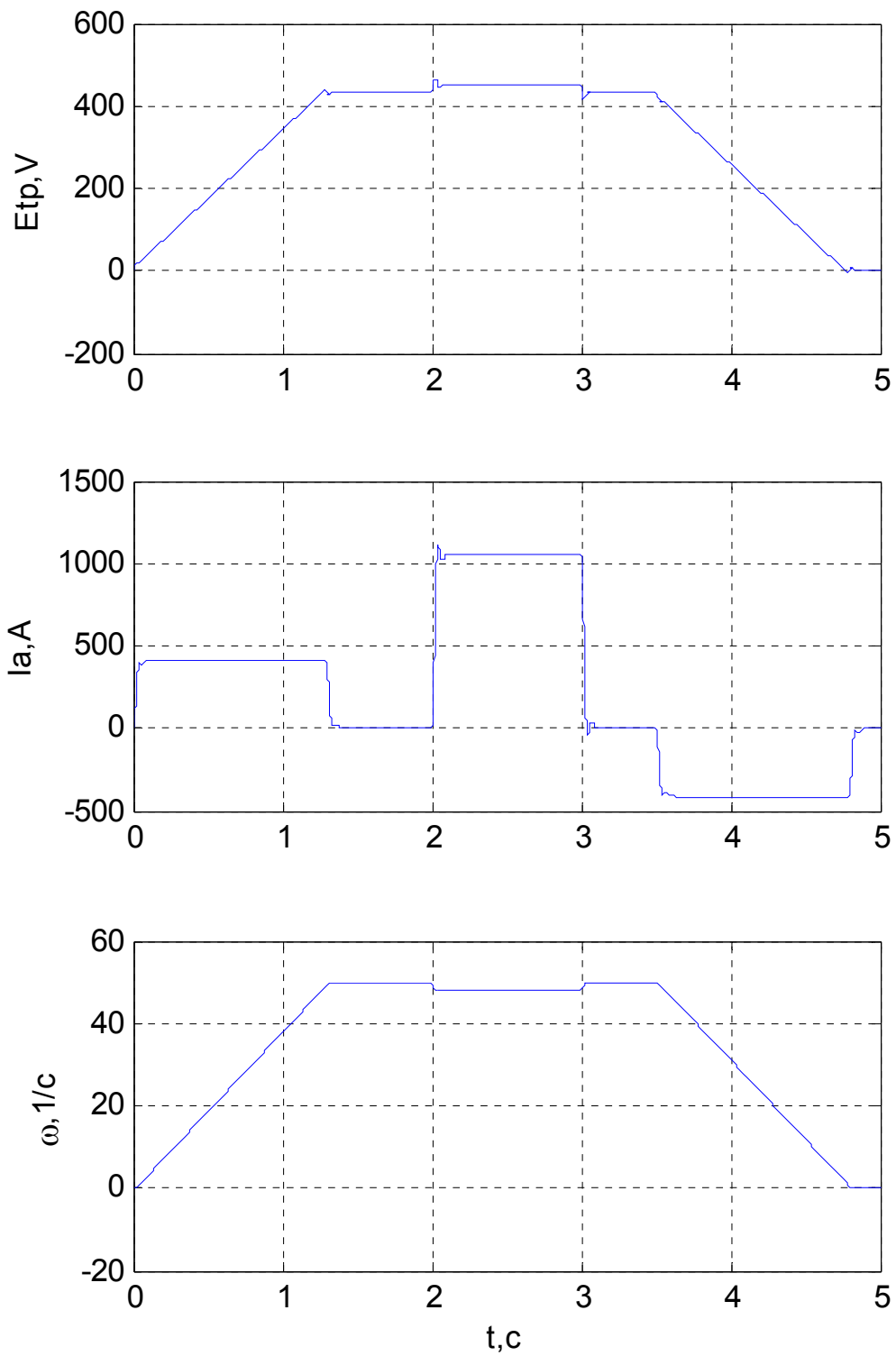


Рисунок 3.18 – Перехідні процеси ЕРС перетворювача, струму і швидкості двигуна при розгоні та гальмуванні

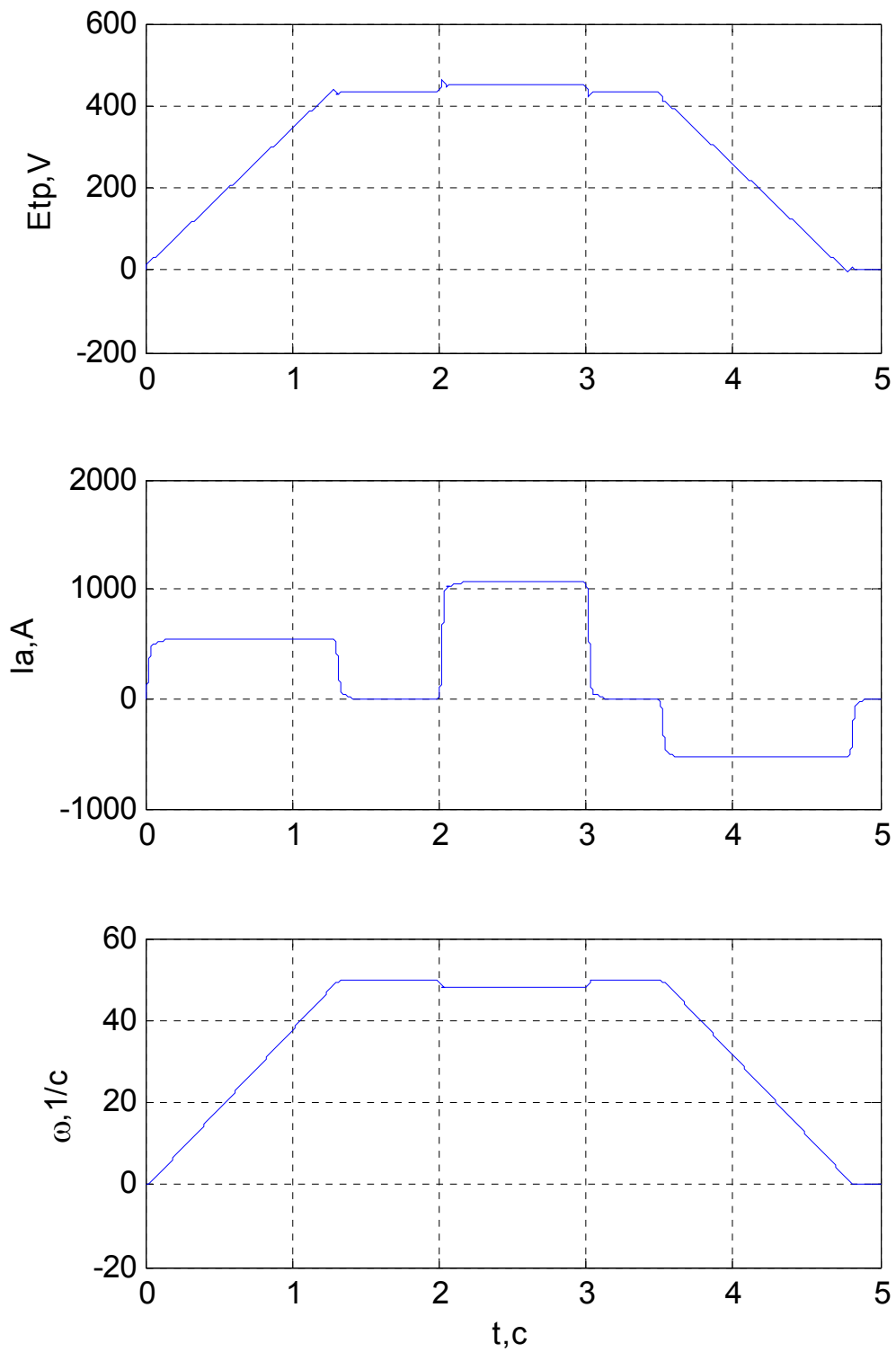


Рисунок 3.19 – Перехідні процеси швидкості і струму двигуна і ЕРС перетворювача при $1,3 \cdot J_{\Sigma}$

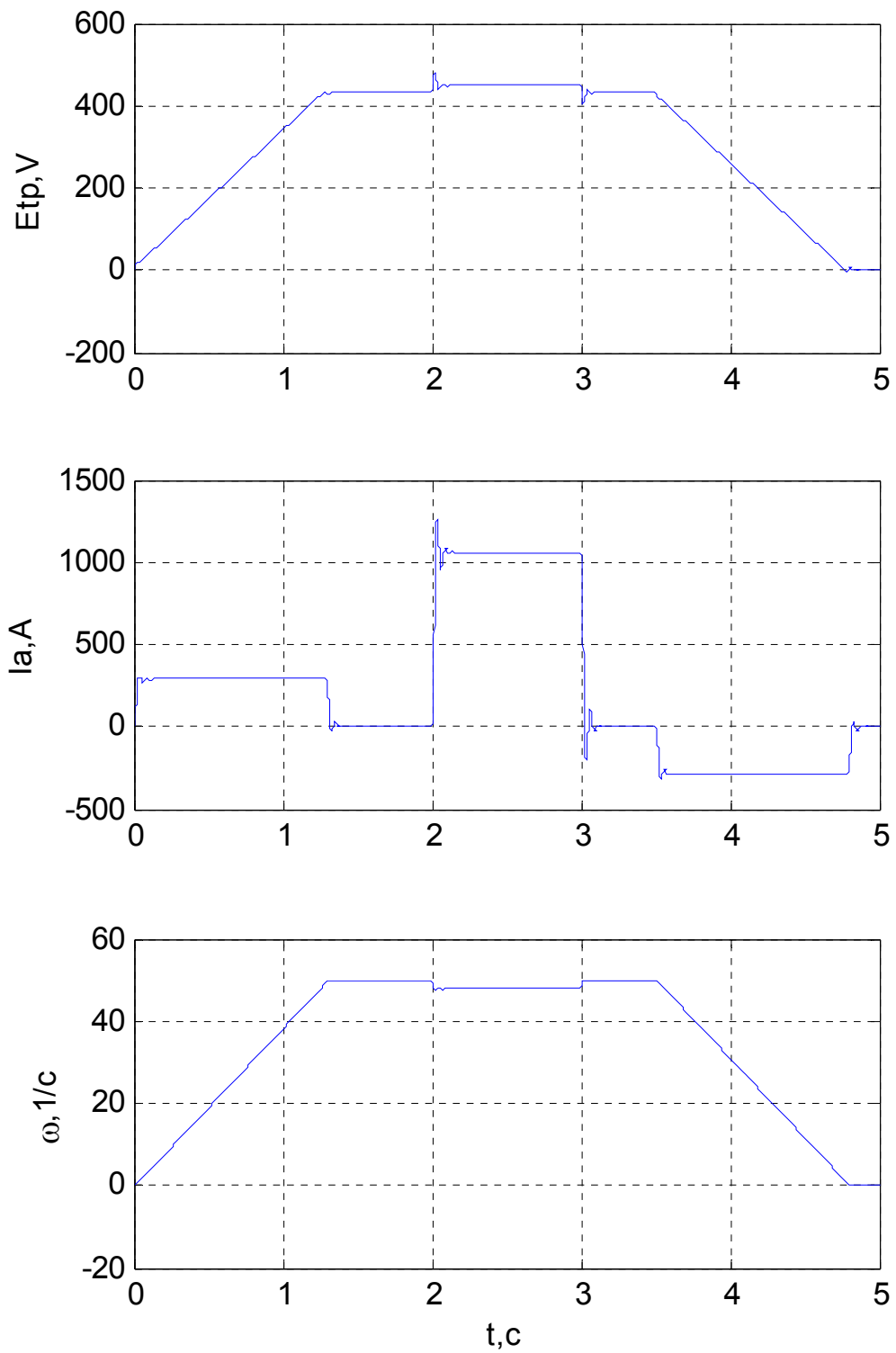


Рисунок 3.20 – Перехідні процеси швидкості і струму двигуна і ЕРС перетворювача при $0,7 \cdot J_2$

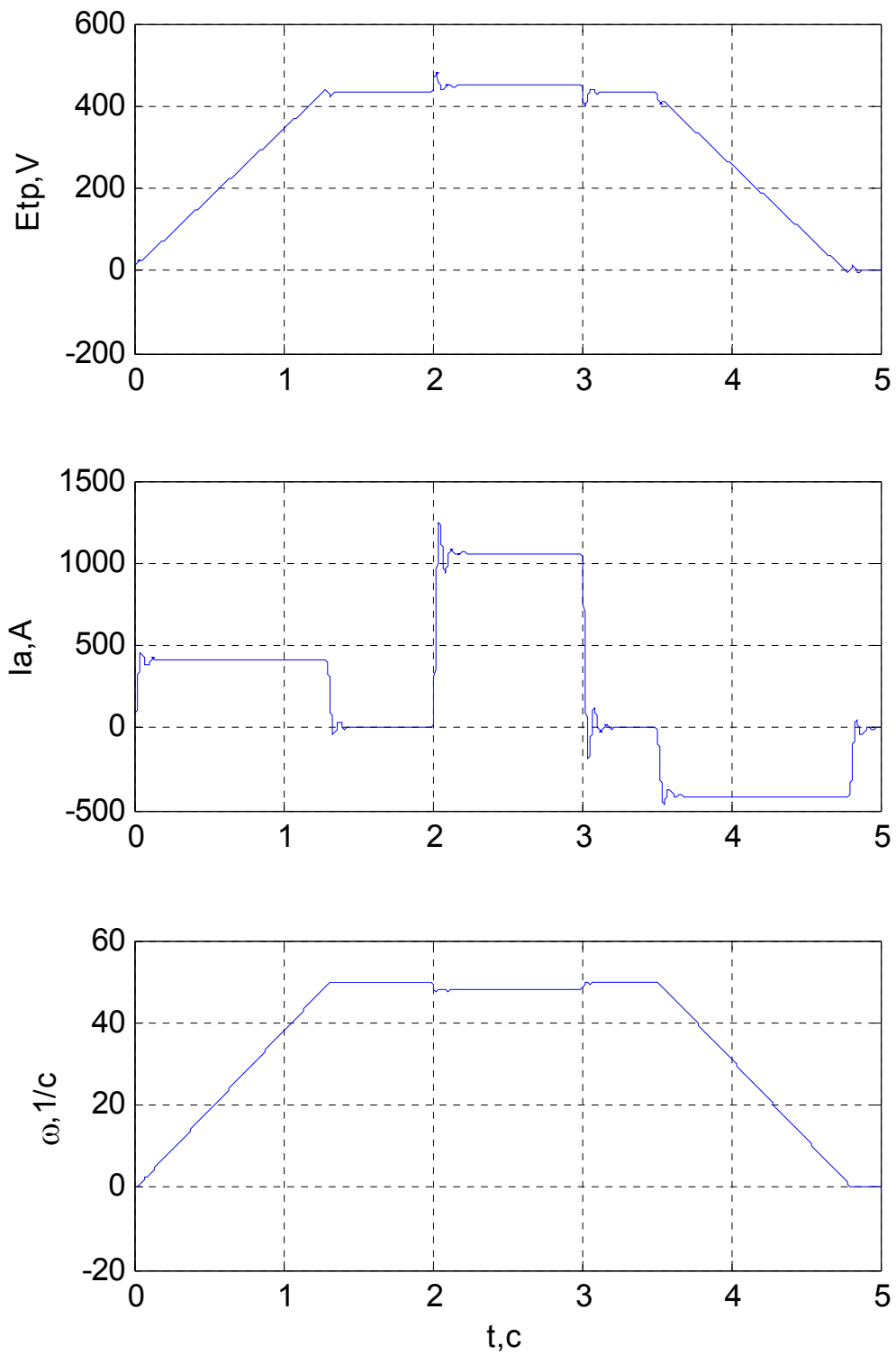


Рисунок 3.21 – Перехідні процеси швидкості і струму двигуна і ЕРС перетворювача при $1,5 \cdot T_{\omega}$

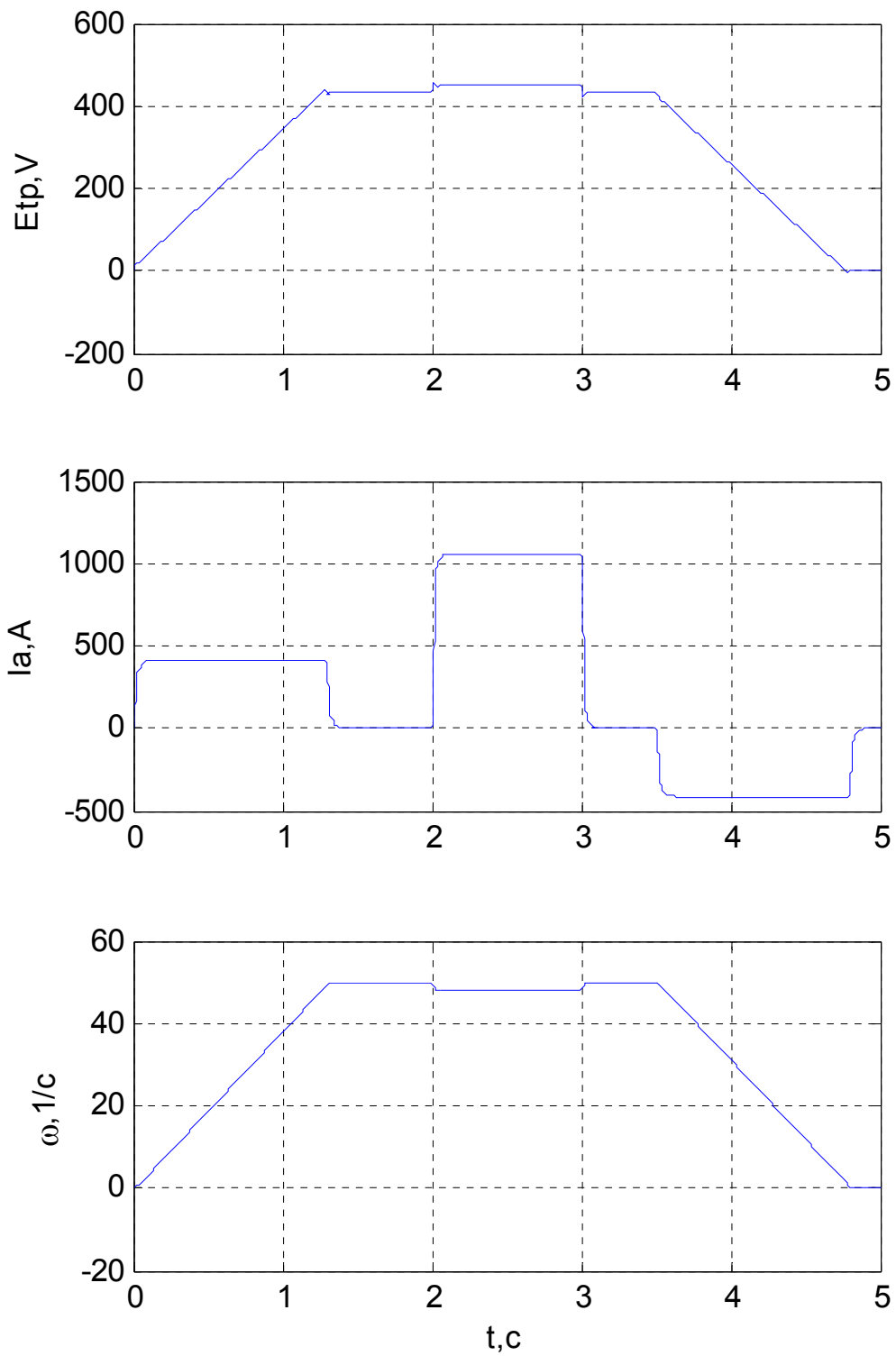


Рисунок 3.22 – Перехідні процеси швидкості і струму двигуна і ЕРС перетворювача при $0,7 \cdot T_{\theta}$

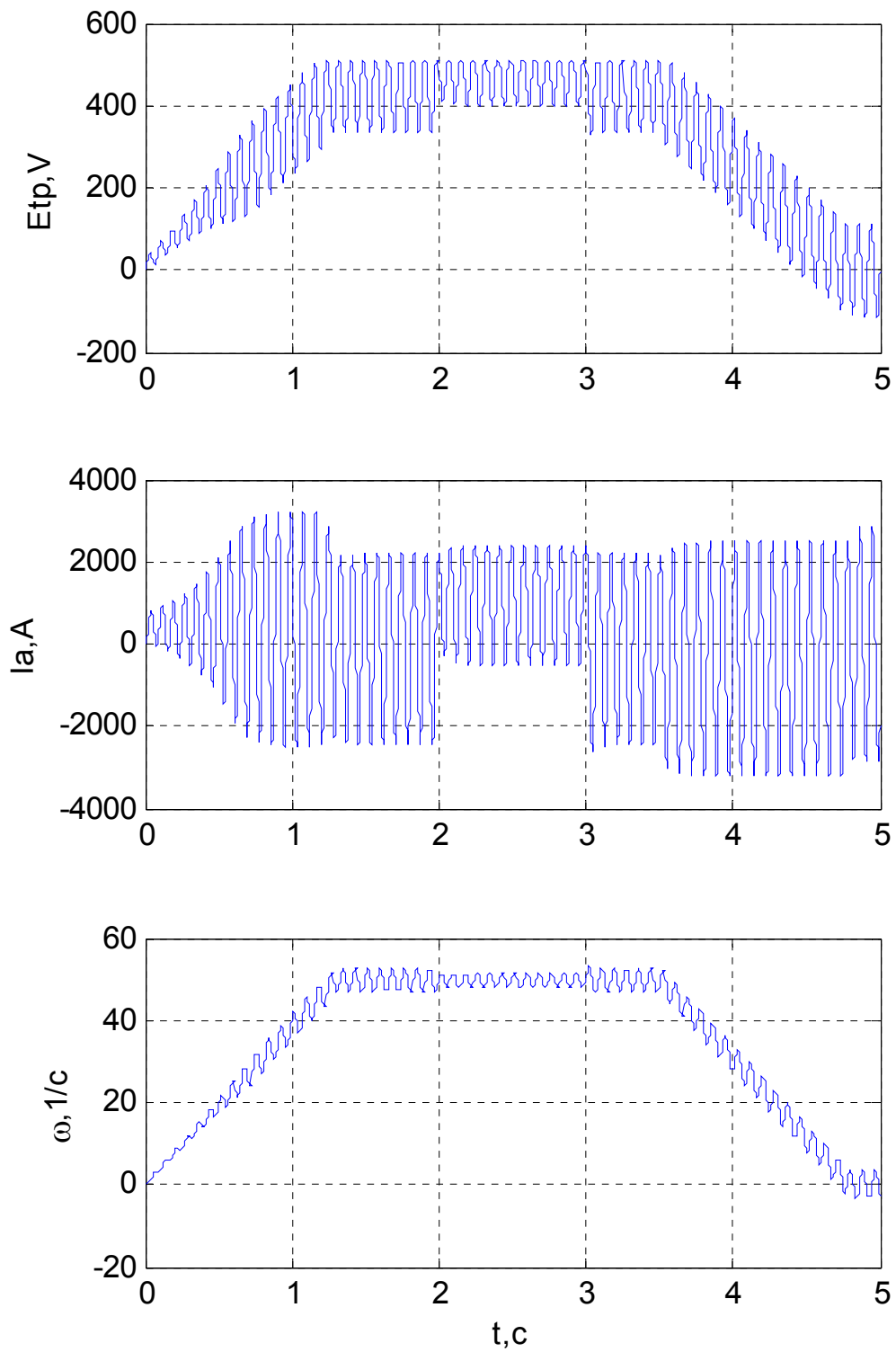


Рисунок 3.23 – Перехідні процеси при обриві зворотного зв'язку по струму

4 СИНТЕЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЛЕЙНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ В ПРОСТОРИ ПРИРОДНИХ КООРДИНАТ

При розробці системи керування електроприводом певного класу механізмів можливе успішне застосування аналітичного конструювання регуляторів, за допомогою якого синтезуються структурні схеми управління, що забезпечують рух електроприводу з виконанням заданого критерію якості.

Найбільш перспективним для вирішення завдань синтезу систем оптимального управління є метод динамічного програмування Р. Белмана. Застосування цього методу з використанням в якості критерію оптимальності мінімуму інтегральної помилки дозволяє отримати алгоритм оптимального управління регулятора, не тільки оптимізуючи прийнятий функціонал якості, а й забезпечує стійкість руху фазових координат об'єкта управління.

Якщо силові частини об'єкта управління описуються лінійними диференціальними рівняннями і в якості критерію оптимальності приймається мінімум інтегральної квадратичної помилки, за допомогою зазначеної методики можна отримати алгоритми оптимальних управлінь в функції фазових координат. Це забезпечує легку реалізацію такої системи управління, так як всі зворотні зв'язки виявляються жорсткими. Однак статична помилка в такій системі, що виникає при наявності статичного моменту на валу, не дорівнює нулю і по своїй величині близька до помилки одноразово інтегрує лінійної системи. У зв'язку з цим актуальним є створення системи з гнучкою зворотним зв'язком по одній лише вихідній координаті. Статизм такої системи дорівнює нулю, що відповідає вимогам.

Застосування в якості регуляторів фазових координат релейних елементів, що працюють в ковзному режимі, дозволяє без втрат стійкості отримати дуже великі коефіцієнти підсилення. Тим самим забезпечується не тільки оптимізація управління, а інваріантність системи до параметричних збурень.

4.1 Загальні положення синтезу системи методом аналітичного конструювання регуляторів

В основі метода аналітичного конструювання регуляторів (АКР) лежать інтегральні квадратичні критерії якості. Завдання АКР полягає в тому, що для об'єкта, рух якого описується системою лінійних диференціальних рівнянь.

$$\frac{dX_i}{dt} = \sum_{j=1}^n a_{ij} X_j + b_i U, \quad i = 1, \dots, n, \quad (3.1)$$

де всі координати X_i і управління U задані у відносних одиницях, необхідно синтезувати алгоритм управління, який надає мінімум функціоналу якості

$$J(U) = \min \int_0^{\infty} \sum_{k,l=1}^n K_{kl} \eta_k \eta_l dt, \quad (3.2)$$

де $\eta_i = X_i - X_i^*$

У векторній формі:

$$\dot{X} = AX + BU;$$

$$J(U) = \min \int_0^{\infty} \sum_{k,l=1}^n (\vec{\eta}, K \vec{\eta}) dt. \quad (3.3)$$

Перетворимо початкову систему диференціальних рівнянь:

$$\frac{d\eta_i}{dt} = \sum_{j=1}^n a_{ij} \eta_j + b_i U, \quad i = 1, \dots, n; \quad (3.4)$$

$$\dot{\eta} = A\eta + BU.$$

Завдання вирішується методом динамічного програмування. Напишемо рівняння Беллмана:

$$\min_U \left[\sum_{k,l=1}^n K_{kl} \eta_k \eta_l + \sum_{i=1}^n \frac{\partial f}{\partial \eta_i} \left(\sum_{j=1}^n a_{ij} \eta_j + b_i U \right) \right] = 0. \quad (3.5)$$

Оскільки не всі оптимальні керування можуть виявитися стійкими, використання функції Ляпунова V в якості опції Беллмана f одночасно забезпечить стійкість системи.

Функція Ляпунова для будь-яких лінійних систем:

$$V = \sum_{i,j=1}^n A_{ij} \eta_i \eta_j$$

у векторній формі:

$$\mathbf{V} = (\vec{\eta}, \mathbf{A}\vec{\eta}).$$

Тоді керування визначається за формулою:

$$U = -\text{sign} \sum_{i=1}^n b_i \frac{\partial V}{\partial \eta_i}. \quad (3.6)$$

Для синтезу алгоритму керування досить знайти потрібні коефіцієнти функції Ляпунова A_{ij} ($A_{ij} = A_{ji}$). Визначити A_{ij} можна, вирішивши матричне рівняння Барбашина:

$$\mathbf{C}\mathbf{A}_V = -\mathbf{K},$$

$$\begin{bmatrix} C_{(11,11)} & C_{(12,11)} & \dots & C_{(ij,11)} & \dots & C_{(nn,11)} \\ C_{(11,12)} & C_{(12,12)} & \dots & C_{(ij,12)} & \dots & C_{(nn,12)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{(11,kl)} & C_{(12,kl)} & \dots & C_{(ij,kl)} & \dots & C_{(nn,kl)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{(11,nn)} & C_{(12,nn)} & \dots & C_{(ij,nn)} & \dots & C_{(nn,nn)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ \dots \\ \dots \\ A_{nn} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} K_{11} \\ 2K_{12} \\ \dots \\ \dots \\ K_{nn} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

де C - матриця Барбашина, елементи якої розраховуються по наступних правилах:

$$C_{(ij,kl)} = \begin{cases} 0 & , \text{если } i \neq k, j \neq l \\ a_{jl} & , \text{если } i = k, j \neq l \\ a_{ii} + a_{jj} & , \text{если } i = k, j = l, i \neq j \\ a_{ii} & , \text{если } i = k = j = l; \end{cases} \quad (3.8)$$

де A_V - вектор коефіцієнтів функції Ляпунова;

K - вектор коефіцієнтів критерію якості.

4.2 Синтез релейного регулятора струму в просторі природних координат

Структурна схема об'єкта керування регулятора струму (РТ) приведена на рис.4.1.

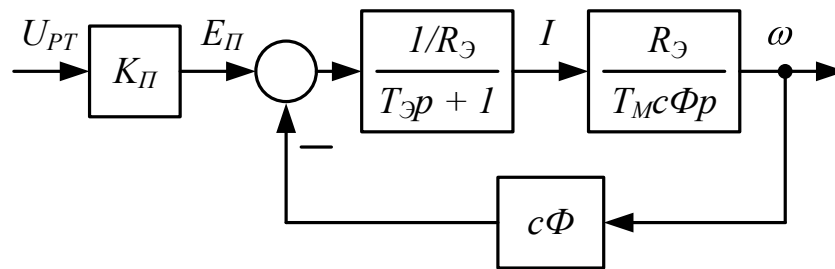


Рисунок 4.1 - Структурна схема об'єкта керування РТ

Математичний опис об'єкта керування РТ має вигляд:

$$\begin{cases} \dot{I} = -\frac{1}{T_\Theta} I - \frac{c\Phi}{R_\Theta T_\Theta} \omega + \frac{K_{PI}}{R_\Theta T_\Theta} U_{PT} \\ \dot{\omega} = \frac{R_\Theta}{T_M c\Phi} I. \end{cases} \quad (3.9)$$

Наводимо керовані координати і напруга до відносним одиницям

$$X_1 = \frac{I}{I_M}; \quad X_2 = \frac{\omega}{\omega_M}; \quad U = \frac{U_{PT}}{U_M}, \quad (3.10)$$

де I_M , ω_M , U_M – максимальні значення величин, які слід прийняти

$$I_M = 2,5I_H; \quad \omega_M = \omega_H; \quad U_M = 10B.$$

У відносних одиницях маємо:

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = -\frac{I}{T_{\mathcal{E}}} X_1 - \frac{c\Phi\omega_M}{R_{\mathcal{E}}T_{\mathcal{E}}I_M} X_2 + \frac{K_{II}U_M}{R_{\mathcal{E}}T_{\mathcal{E}}I_M} U \\ \dot{X}_2 = \frac{R_{\mathcal{E}}I_M}{T_M c\Phi\omega_M} X_1. \end{cases} \quad (3.11)$$

$$\eta_1 = X_1 - X_1^*; \quad \eta_2 = X_2 - X_2^*, \quad (3.12)$$

де X_1^* , X_2^* - бажані траєкторії руху керованих координат.

$$\begin{cases} \dot{\eta}_1 = a_{11}\eta_1 + a_{12}\eta_2 + b_1U \\ \dot{\eta}_2 = a_{21}\eta_1, \end{cases} \quad (3.13)$$

де

$$a_{11} = -\frac{1}{T_{\mathcal{E}}};$$

$$a_{12} = -\frac{c\Phi\omega_M}{R_{\mathcal{E}}T_{\mathcal{E}}I_M};$$

$$b_1 = \frac{K_{II}U_M}{R_{\mathcal{E}}T_{\mathcal{E}}I_M};$$

$$a_{21} = \frac{R_{\mathcal{E}}I_M}{T_M c\Phi\omega_M}.$$

Для зменшення трудомісткості виконання розрахунку коефіцієнтів системи (3.13) і всі подальші розрахунки виконані за допомогою системи Matlab, у якій було розроблені програмні коди (m-файли).

Функція Ляпунова для системи другого порядку

$$V = A_{11}\eta_1^2 + 2A_{12}\eta_1\eta_2 + A_{22}\eta_2^2. \quad (3.14)$$

Критерій якості

$$J(U) = \int_0^{\infty} (k_{11}\eta_1^2 + 2k_{12}\eta_1\eta_2 + k_{22}\eta_2^2) dt. \quad (3.15)$$

Алгоритм управління РТ має вигляд:

$$U_{PT} = -U_M \text{sign} \left[b_1 \frac{\partial V}{\partial \eta_1} \right] = -U_M \text{sign} [A_{11}\eta_1 + A_{12}\eta_2], \quad (3.16)$$

Коефіцієнти функції Ляпунова A_{11} , A_{12} знаходимо з рівняння Барбашина:

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & 0 \\ a_{12} & a_{11} & a_{21} \\ 0 & a_{12} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{22} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_{11} \\ 2k_{12} \\ k_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

При синтезі РТ вважаємо, що $k_{11} = 1$, $k_{12} = k_{22} = 0$.

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & 0 \\ a_{12} & a_{11} & a_{21} \\ 0 & a_{12} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Звідси знаходимо потрібні коефіцієнти:

$$A_{11} = \frac{\begin{vmatrix} -1 & a_{21} & 0 \\ 0 & a_{11} & a_{21} \\ 0 & a_{12} & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} a_{11} & a_{21} & 0 \\ a_{12} & a_{11} & a_{21} \\ 0 & a_{12} & 0 \end{vmatrix}} = \frac{-(-a_{12}a_{21})}{a_{11}(-a_{12}a_{21})} = -\frac{1}{a_{11}};$$

$$A_{12} = \frac{\begin{vmatrix} a_{11} & -1 & 0 \\ a_{12} & 0 & a_{21} \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} a_{11} & a_{21} & 0 \\ a_{12} & a_{11} & a_{21} \\ 0 & a_{12} & 0 \end{vmatrix}} = \frac{0}{a_{11}(-a_{12}a_{21})} = 0.$$

Отримуємо алгоритм керування РТ:

$$U_{PT} = -U_M \text{sign} \left[-\frac{1}{a_{11}} (X_1 - X_1^*) \right] = U_M \text{sign} [X_1^* - X_1] \quad (3.19)$$

4.3 Синтез релейного регулятора швидкості в просторі природних координат

Об'єкт керування регулятора швидкості (РС) також як і при синтезі РТ описується системою рівнянь виду (3.1) за винятком того, що функцією, яка керує, є напруга РС U_{PC} .

Алгоритм управління РС

$$U_{PC} = -U_M \operatorname{sign} \left[b_1 \frac{\partial V}{\partial \eta_1} \right] = -U_M \operatorname{sign} [A_{11}\eta_1 + A_{12}\eta_2], \quad (3.20)$$

коефіцієнти A_{11} , A_{12} знаходимо, вирішуючи рівняння виду (3.2), в якому підставимо наступні значення коефіцієнтів критерію якості:

$$k_{11} = k_{12} = 0, \quad k_{22} = 1.$$

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & 0 \\ a_{12} & a_{11} & a_{21} \\ 0 & a_{12} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

звідки знаходимо

$$A_{11} = \frac{\begin{vmatrix} 0 & a_{21} & 0 \\ 0 & a_{11} & a_{21} \\ -1 & a_{12} & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} a_{11} & a_{21} & 0 \\ a_{12} & a_{11} & a_{21} \\ 0 & a_{12} & 0 \end{vmatrix}} = \frac{-a_{21}^2}{a_{11}(-a_{12}a_{21})} = \frac{a_{21}}{a_{11}a_{12}} ; ;$$

$$A_{12} = \frac{\begin{vmatrix} a_{11} & 0 & 0 \\ a_{12} & 0 & a_{21} \\ 0 & -1 & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} a_{11} & a_{21} & 0 \\ a_{12} & a_{11} & a_{21} \\ 0 & a_{12} & 0 \end{vmatrix}} = \frac{a_{11}a_{21}}{a_{11}(-a_{12}a_{21})}.$$

$$\begin{aligned}
 U_{PC} &= -U_M \operatorname{sign} \left[\frac{a_{21}}{a_{11}a_{12}} (X_1 - X_1^*) - \frac{1}{a_{12}} (X_2 - X_2^*) \right] = \\
 &= U_M \operatorname{sign} \left[\frac{a_{21}}{a_{11}} (X_1 - X_1^*) - X_2 + X_2^* \right] = \\
 &= U_M \operatorname{sign} \left[X_2^* - X_2 - \frac{R_\vartheta I_M T_\vartheta}{T_M c \Phi \omega_M} (X_1 - X_1^*) \right] = \\
 &= U_M \operatorname{sign} \left[X_2^* - X_2 - k_{\omega i} (X_1 - X_1^*) \right],
 \end{aligned}
 \tag{3.22}$$

де $U_M = 10B$, $k_{\omega i} = \frac{R_\vartheta I_M T_\vartheta}{T_M c \Phi \omega_M}$.

Структурні схеми релейної системи з контролем природних фазових координат приведена на рисунку 4.2.

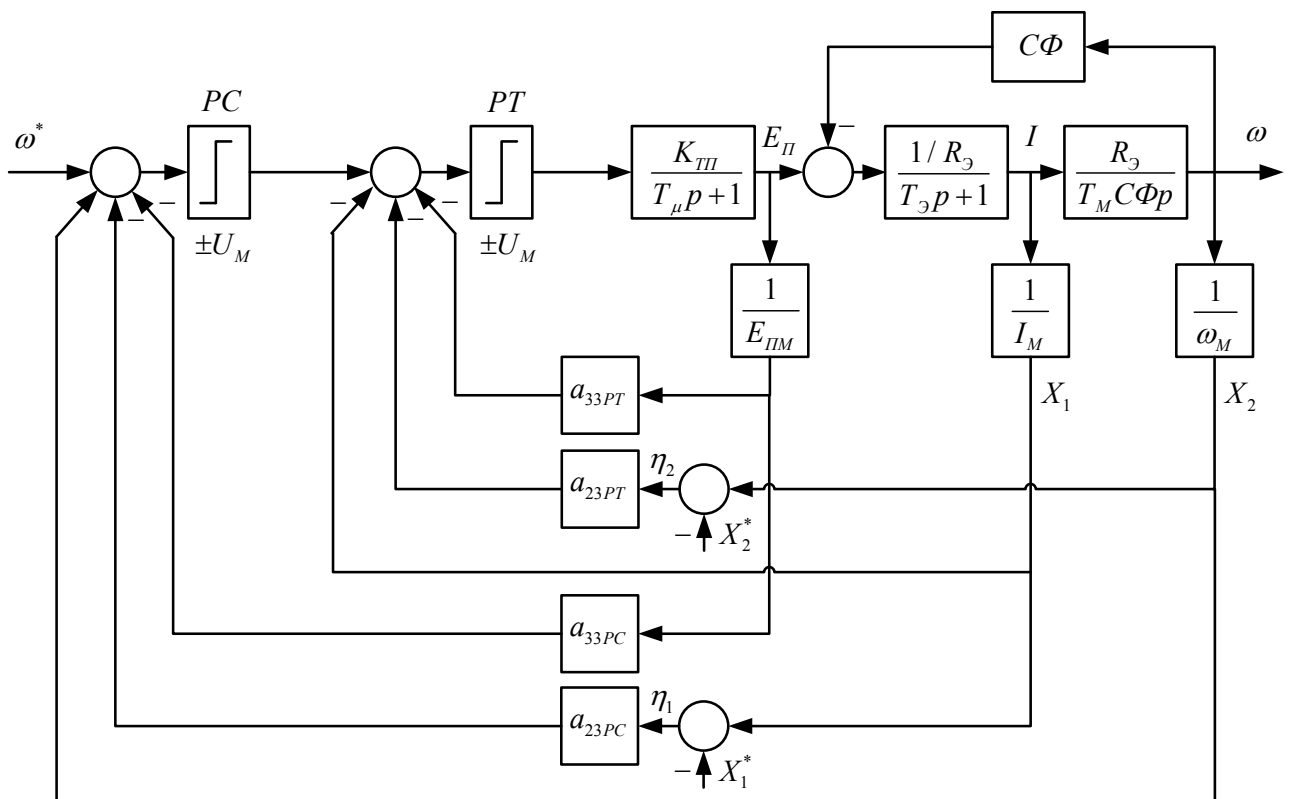


Рисунок 4.2 – Структурна схема релейної системи з контролем природних фазових координат

4.4 Математичне моделювання електроприводу маніпулятора з релейною системою керування в середовищі Matlab/Simulink

Дослідження перехідних процесів в релейній системі керування електроприводом, синтезованої в просторі похідних, проводиться за допомогою пакета прикладних програм Matlab/Simulink. Математична модель системи приведена на рисунках 3.3 - 3.5. Робота релейної системи досліджувалася за такою самою програмою як і класична система підпорядкованого регулювання. З графіків перехідних процесів (рис. 3.6 – 3.15) видно, що в релейній системі процеси мають кращу якість, а система має більшу точність. Крім того, в релейній системі при зміні сталих часу практично не змінюється якість перехідних процесів.

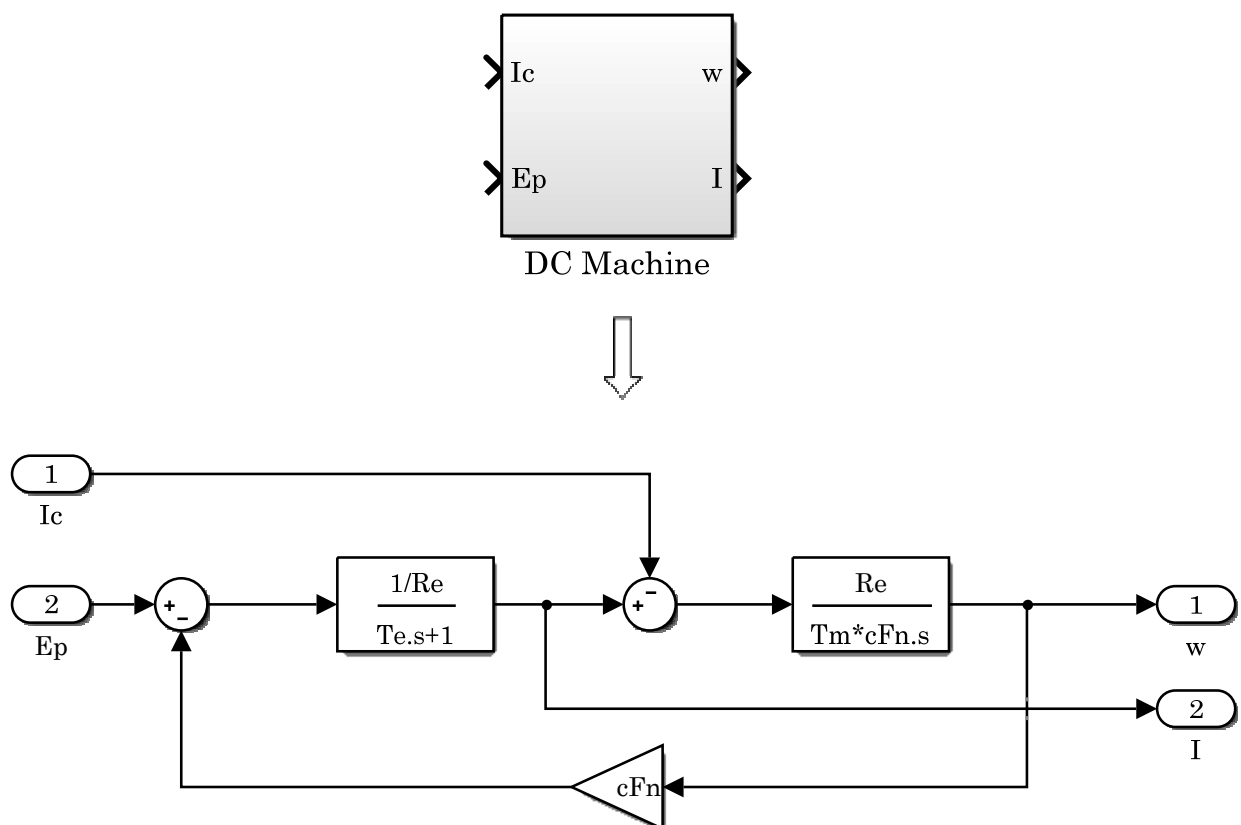


Рисунок 4.3 – Внутрішня структура підсистеми двигуна постійного струму (DC Machine)

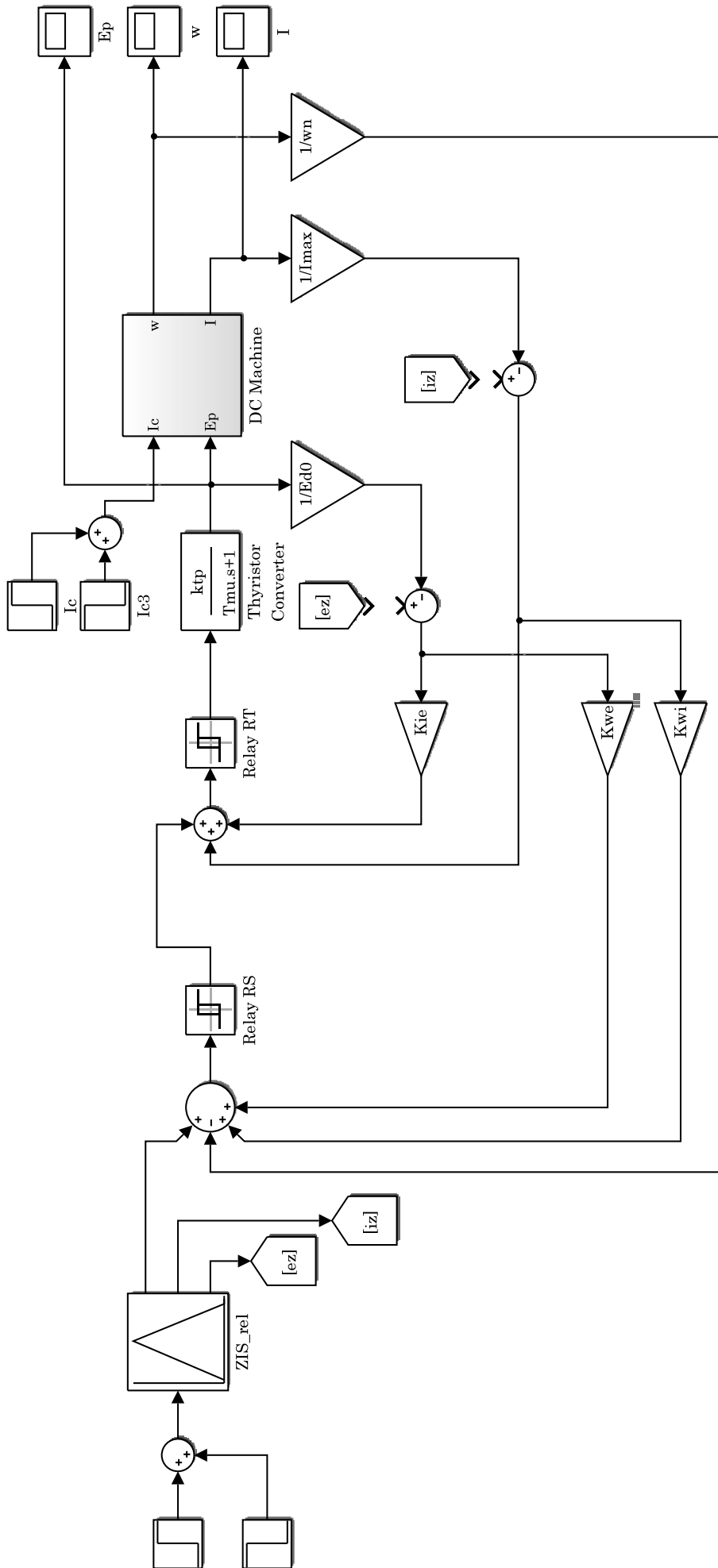


Рисунок 4.4 – Simulink-модель релейной системы керування електроприводом

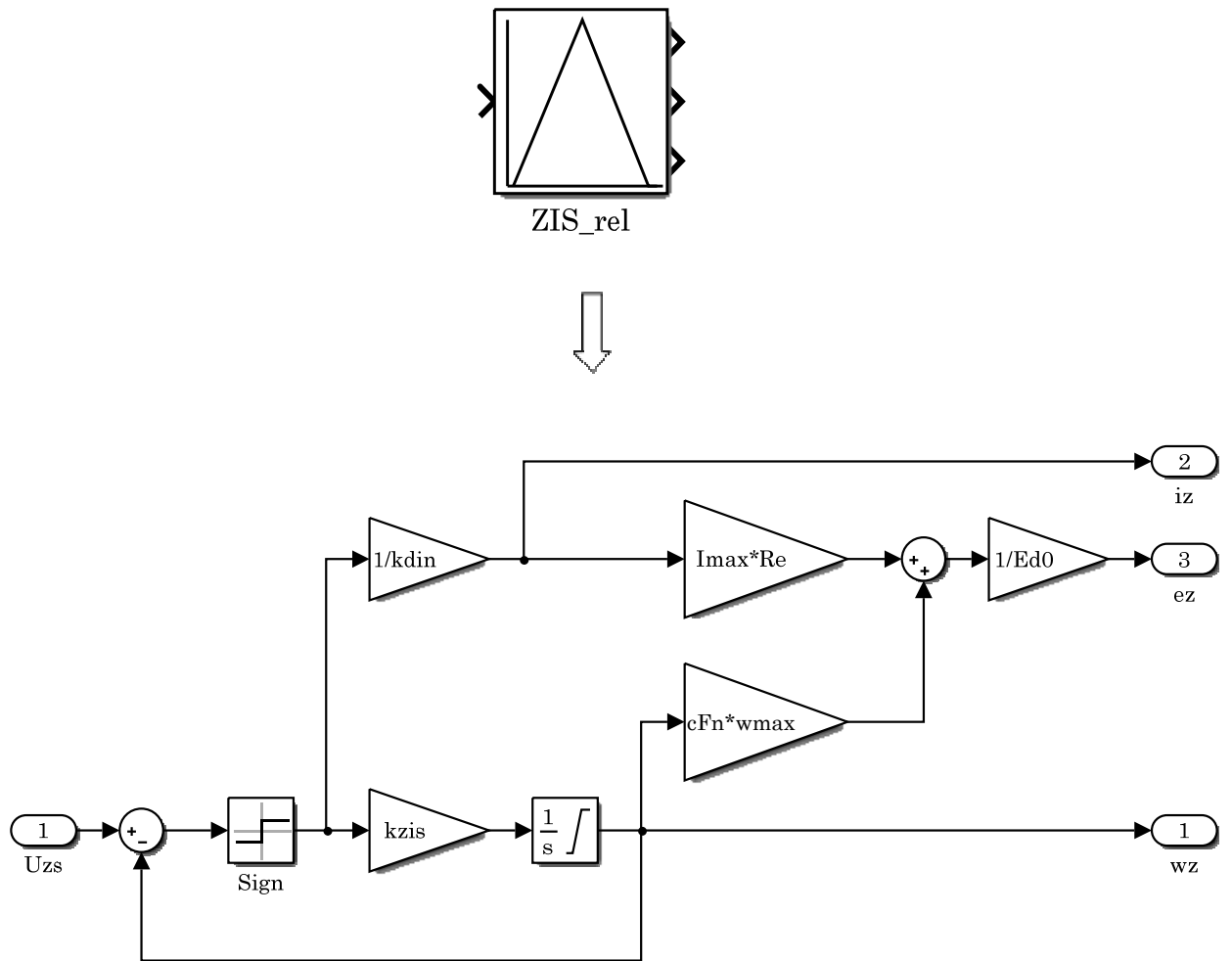


Рисунок 4.5 – Підсистема «Задатчик інтенсивності швидкості» (ZIS_rel), що реалізує раціональну динаміку

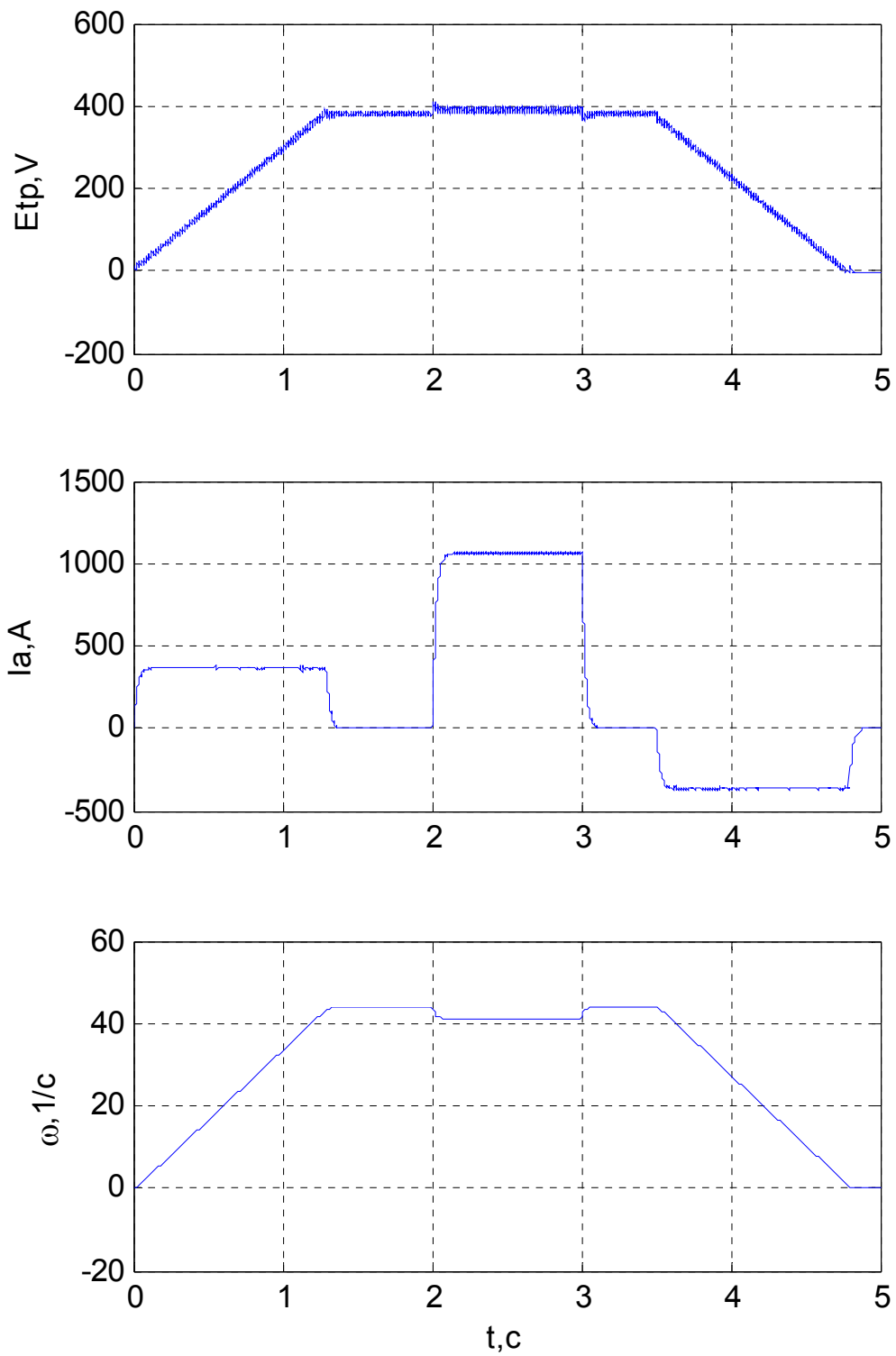


Рисунок 4.6 – Графіки перехідних процесів ЕП з релейною САР:
 ЕРС перетворювача, струм та швидкість двигуна при пуску та гальмуванні

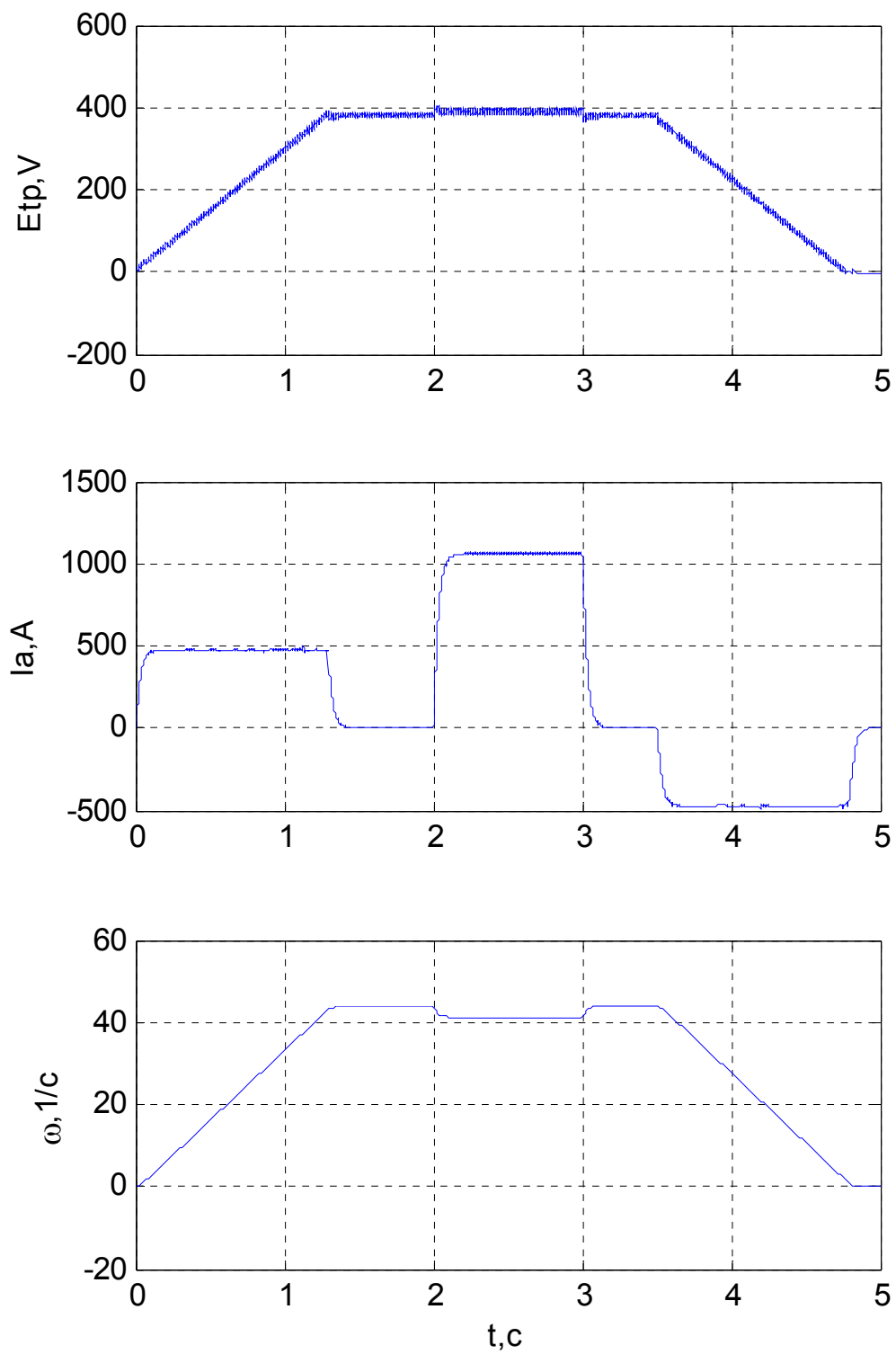


Рисунок 4.7 – Графіки перехідних процесів ЕП з релейною САР:
 ЕРС перетворювача, струм і швидкість двигуна при варіації $1,3 \cdot J_{\Sigma}$

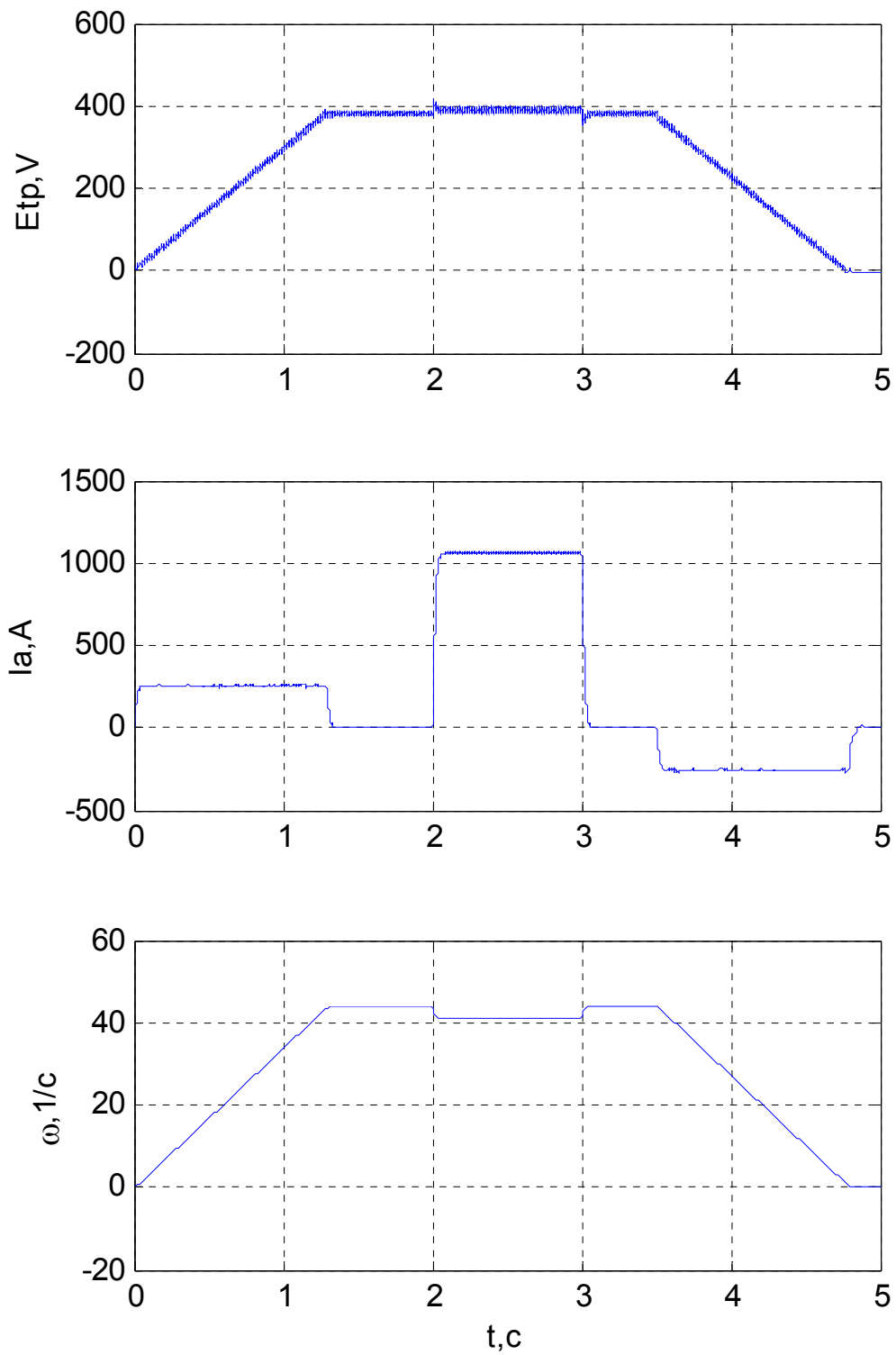


Рисунок 4.8 – Графіки перехідних процесів ЕП з релейною САР:
 ЕРС перетворювача, струм і швидкість двигуна при варіації $0,7 \cdot J_{\Sigma}$

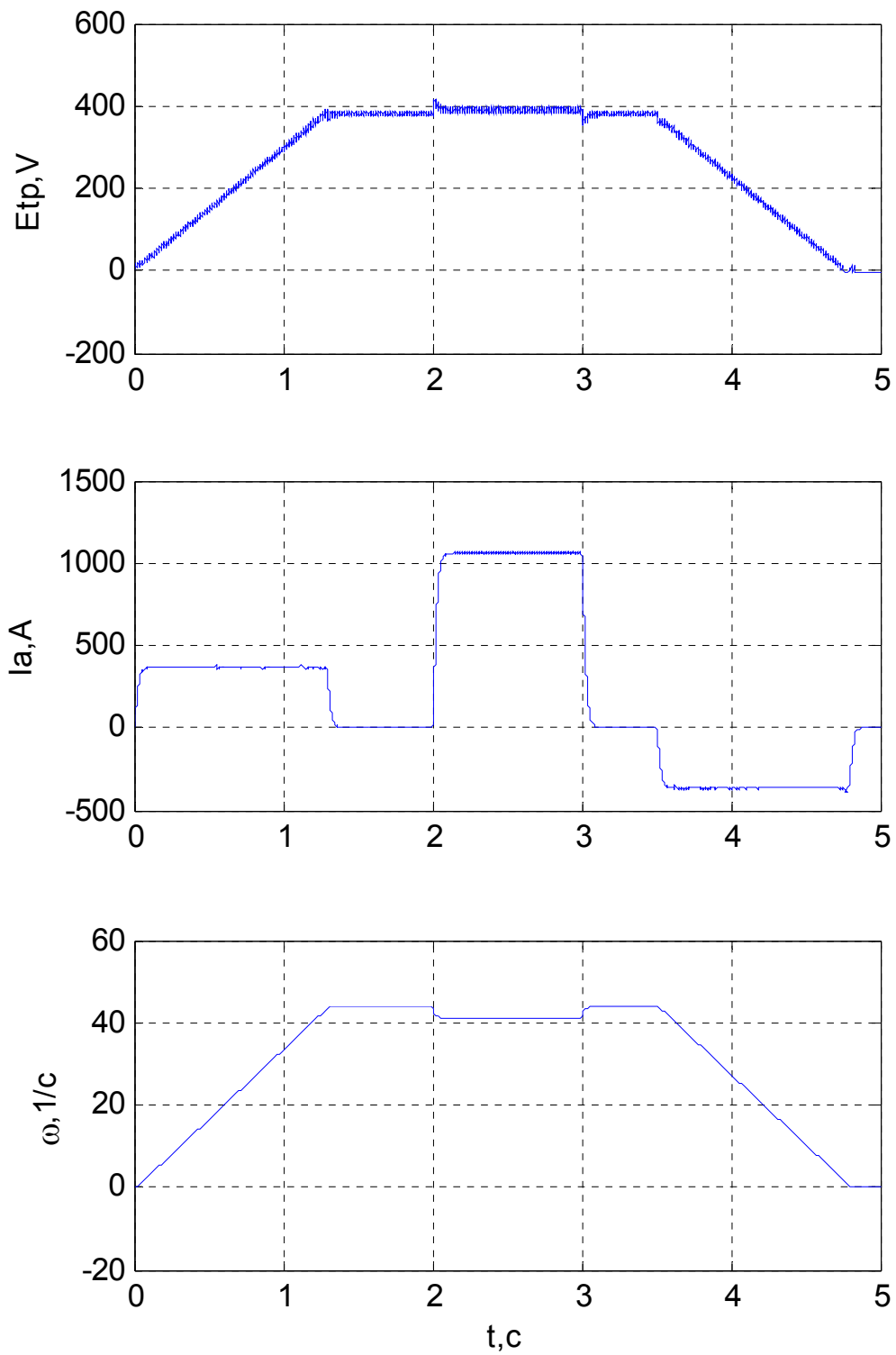


Рисунок 4.9 – Графіки перехідних процесів ЕП з релейною САР: ЕРС перетворювача, струм і швидкість двигуна при варіації $1,5 \cdot T_e$

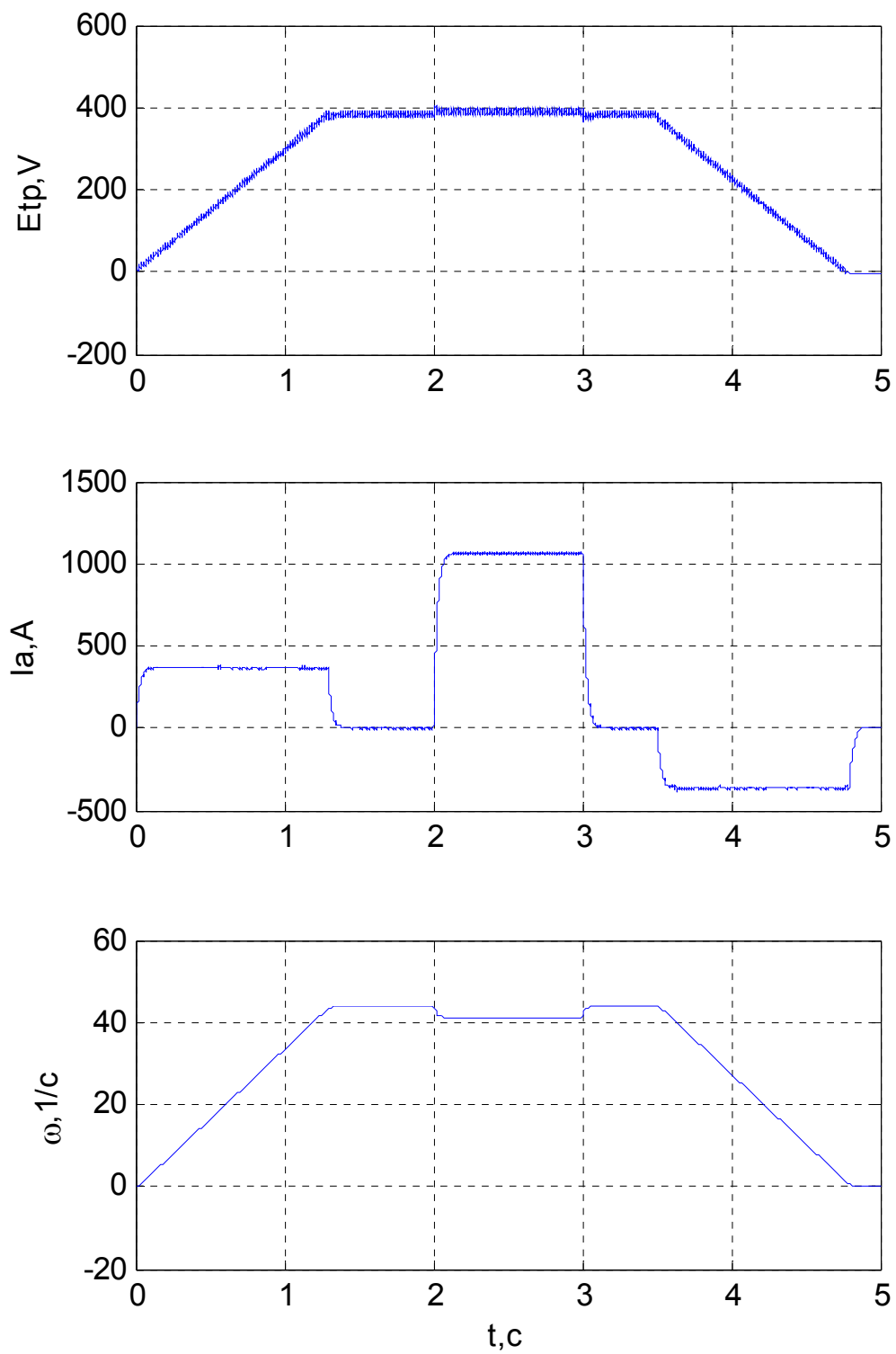


Рисунок 4.10 – Графіки перехідних процесів ЕП з релейною САР: ЕРС перетворювача, струм і швидкість двигуна при варіації $0,7 \cdot T_e$

4.5 Електропривод постійного струму координатного маніпулятора

Для багатьох довгоходових виробничих механізмів, таких як машини термічного різання (МТР) та лазерні технологічні комплекси (ЛТК), які вимагають високої швидкодії та широких меж регулювання швидкості переміщення робочих органів, найбільш доцільним є використання лінійних двигунів постійного струму (ЛДПТ). Це впливає з загальних тенденцій розвитку електроприводів двокоординатних маніпуляторів, оскільки застосування традиційних систем з перетворювачами обертального руху в поступальний, на базі прецизійних кулькогвинтових пар (КВП), при довжині ходу більше 3 м ускладнює отримання необхідних динамічних та точносних характеристик [72, 73].

Лінійні двигуни постійного струму легко вбудовуються в конструкцію маніпулятора, що значно спрощує кінематику та забезпечує точність позиціонування завдяки прямому приводу поступально переміщуваних елементів механізму. Використання лінійних двигунів дозволяє уникнути використання дорогих шпинделів і поліпшити динамічні та точнісні характеристики, зменшити інерційність та вплив зносу елементів механічного перетворювача руху, а також знизити рівень вібрацій.

При використанні лінійних двигунів постійного струму в механізмі виключається потреба в системі перетворення руху, що поліпшує динамічні та точнісні характеристики, а також зменшує інерційність та вплив зносу елементів механізму. У результаті спрощується конструкція, що призводить до підвищення надійності.

Лінійний двигун постійного струму, який вбудований в маніпулятор ЛТК, повинен володіти високою швидкістю і забезпечувати прискорення переміщуваних мас до 20 м/с. Для досягнення цього лінійний двигун повинен мати конструкцію, яка забезпечує 5-6 кратне перевищення максимального тягового зусилля до номінального при відповідному форсуванні струму якоря. Також важливо, щоб лінійний двигун мав високий питомий показник, ставлення маси рухомої частини до тягового зусилля в номінальному режимі.

Аналіз поставлених вимог вказує на те, що необхідні характеристики можуть бути досягнуті застосуванням в довгоходових координатних маніпуляторах (МТР, ЛТК) слідкуючого електроприводу на основі безконтактних лінійних двигунів постійного струму з напівпровідниковими комутаторами. Розробка комутаторів враховує досвід їхнього проектування та впровадження в системах автоматизованого електроприводу промислових установок з обертальними двигунами постійного струму [74, 75].

На функціональній схемі лінійного двигуна з напівпровідниковим комутатором (рис. 4.11) виділяються наступні блоки:

- Блок управління (БУ), який відповідає за керування роботою лінійного двигуна.
- Блок силових ключів (БСК), який регулює потік струму і напругу в обмотці якоря для забезпечення потрібного режиму роботи.
- Рухома частина лінійного двигуна постійного струму разом з обмоткою якоря (Я), яка виконує поступальний рух.
- Датчик положення ротора (якоря) (ДПР), що жорстко пов'язаний з якорем двигуна та використовується для зчитування актуального положення.
- Керуючий сигнал реверсу (X_p), який визначає напрямок руху лінійного двигуна.

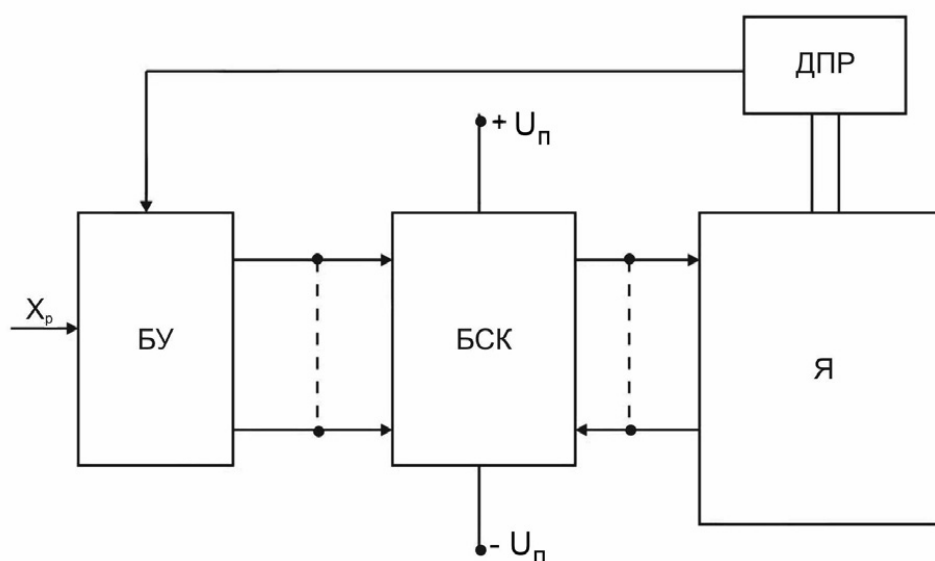


Рисунок 4.11 - Функціональна схема лінійного двигуна постійного струму з напівпровідниковим комутатором

Ця система дозволяє ефективно керувати роботою лінійного двигуна, забезпечуючи необхідні характеристики для довгоходових координатних маніпуляторів.

При активації сигналу "Хр" і впливі сигналів від датчика положення ротора (ДПР), блок управління (БУ) генерує сигнали для силових ключів (БСК). Ці сигнали відповідають положенню ДПР і відкривають відповідні силові ключі, створюючи шлях для току від позитивного полюса джерела живлення через обмотку якоря до негативного полюса.

На блок-схемі напівпровідникового комутатора (рис. 4.12) тиристорний міст (ТМ) під впливом сигналів від датчика положення якоря (ДПЯ) комутує обмотку двигуна. Тиристорний міст включає ключ (КЛ1), який, будучи послідовно з'єднаний з ТМ, відкриває пару тиристорів ТМ і забезпечує протікання струму через обмотку двигуна.

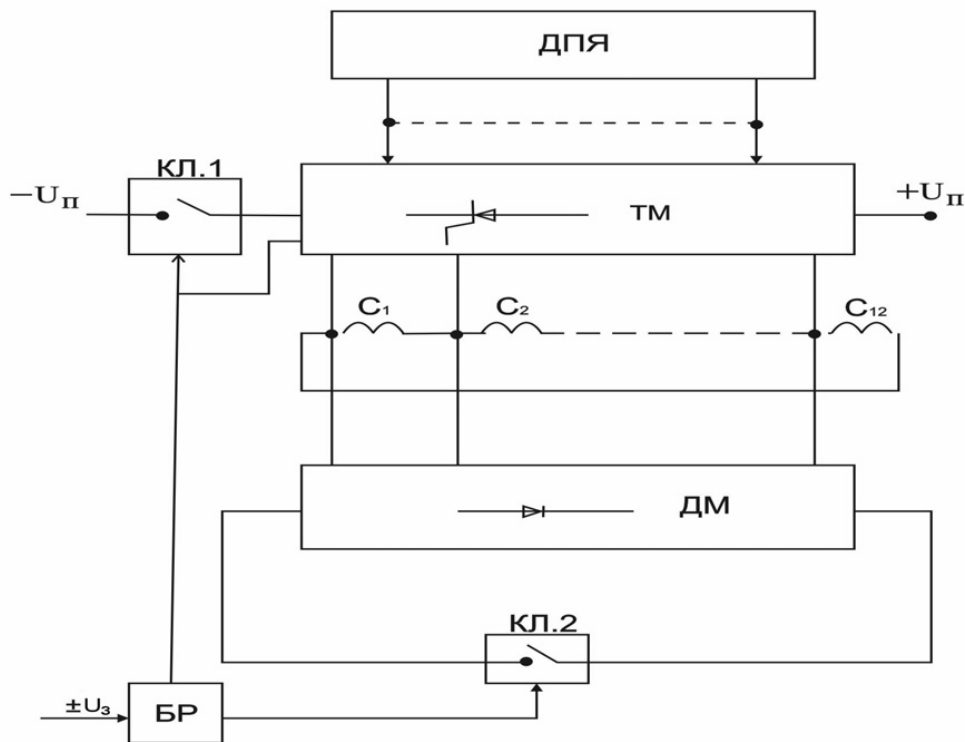


Рисунок 4.12 - Блок-схема напівпровідникового комутатора лінійного двигуна постійного струму

Діодний міст (ДМ) і ключ (КЛ2) утворюють замкнутий ланцюг для струмів ЕРС самоіндукції і протидії ЕРС двигуна при замиканні ключа КЛ1. Ключі КЛ1 і КЛ2 працюють в протифазі: КЛ1 відкритий - КЛ2 закритий, КЛ1

закритий - КЛ2 відкритий. Управління ключами здійснюється за допомогою сигналів блоку регулювання (БР).

Така конфігурація дозволяє забезпечувати ефективне керування рухом лінійного двигуна відповідно до сигналів датчика положення якоря, забезпечуючи потрібний режим роботи та стабільність системи.

Сигнал напруги задання (U_z), що введений на вхід блоку регулювання (БР), перетворюється в два широкоімпульсних сигнали, які подаються на входи ключів (КЛ1 і КЛ2). При збільшенні напруги U_z , ширина імпульсу, що поступає на керуючий вхід КЛ1, збільшується пропорційно, в той час як на керуючий вхід КЛ2 зменшується.

Розглянутий напівпровідниковий комутатор забезпечує ефективну роботу лінійного двигуна в різних режимах, таких як руховий режим, динамічне гальмування та противключення. Ця конфігурація також дозволяє реалізувати роботу лінійного двигуна в режимах, аналогічних традиційним обертовим двигунам постійного струму.

На рисунку 4.13 представлена функціональна схема напівпровідникового комутатора з кільцевим включенням секцій обмотки якоря лінійного двигуна постійного струму.

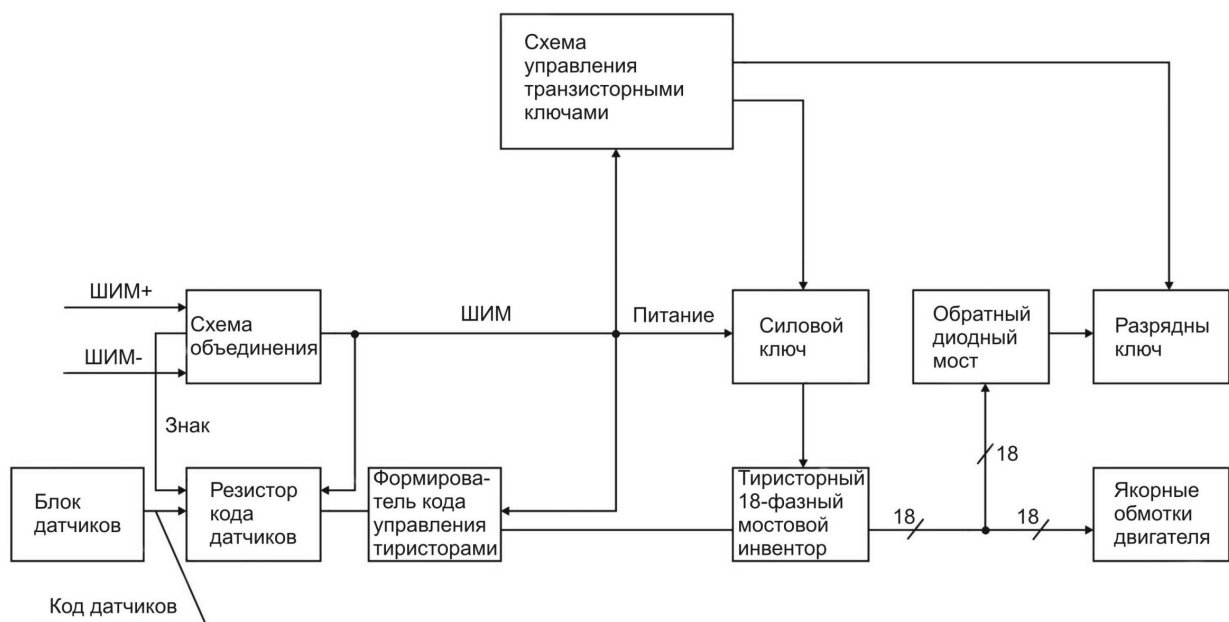


Рисунок 4.13 – Функціональна схема комутатора

Система управління лінійним двигуном постійного струму використовує ШІМ (широтно-імпульсний модулятор) для формування сигналів управління транзисторними силовими ключами, які живлять дванадцятифазний бруківці інвертор напруги. До цього інвертора підключені якірні обмотки двигуна.

ШІМ призначений для генерації сигналів управління з позитивним і негативним напрямками руху. Ці сигнали потім об'єднуються для формування сигналу "знак" (напрямок руху) і загального сигналу "ШІМ". Ці сигнали подаються на схеми управління транзисторними ключами.

Інформація про стан якірних обмоток двигуна отримується від блоку датчиків. Шестиразрядний код датчиків стробірується за допомогою сигналу ШІМ і потрапляє в регістр коду датчиків. Це забезпечує непорушеність коду управління тиристорами під час активної частини сигналу ШІМ. Стробірований код датчиків подається на формувач коду управління тиристорами, де за позитивним фронтом сигналу ШІМ формуються імпульси для відпереження тиристорів відповідно до заданого алгоритму.

Для визначення положення секції обмотки якоря використовується датчик положення якоря (ДПЯ), який повинен відповідати ряду вимог, таких як компактні розміри, низьке енергоспоживання, стійкість до роботи в широкому діапазоні температур і висока повторюваність вихідних сигналів при повторенні положень.

В системі управління лінійним двигуном постійного струму використовуються різні типи датчиків положення якоря для визначення його положення щодо полюсних виступів. Розгляньмо деякі з цих типів датчиків:

Трансформаторні датчики: одинарні та диференціальні трансформаторні датчики є ефективними датчиками, які працюють на змінному струмі. Диференціальний трансформаторний датчик, зокрема, відрізняється високою крутизною вихідного сигналу.

Ємнісні датчики: ємнісні датчики положення працюють на принципі зміни ємності при переміщенні їх спільно з якорем відносно полюсної структури. Вони можуть бути технологічно простими, але вимагають живлення від спеціального генератора синусоїдальної форми високої частоти.

Індуктивні датчики: індуктивні датчики працюють як самозбуджувані генератори високочастотних коливань, в контур якого включена індуктивність.

Магнітні датчики: використання магнітного поля в зазорі між полюсним виступом і зубцем якоря з подальшим вимірюванням за допомогою магнітоопор, магнітодіодів або датчиків Холла є ефективним методом визначення положення якоря.

Фотоелементи: фотоелементи можуть також використовуватися як датчики положення, оскільки вони не піддаються впливу магнітного поля. Їх можна використовувати для визначення положення якоря.

Принципова схема блоку управління електроприводом для лазерних технологічних комплексів, що використовують лінійний двигун постійного струму, показана на рисунку 4.14. Також, на рисунку 4.15 представлені електричні принципові схеми і діаграми сигналів для пояснення пристрою і роботи складових частин блоку управління.

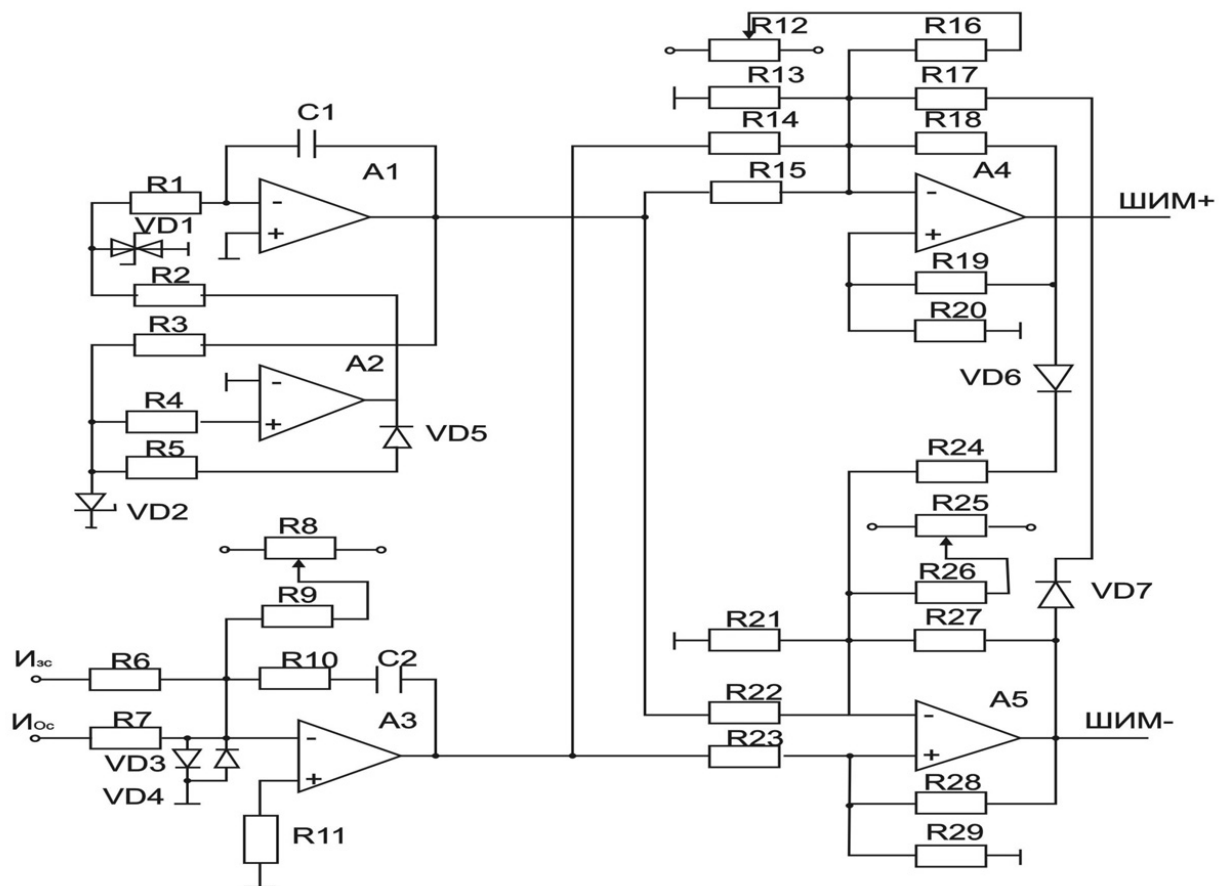


Рисунок 4.14 – Схема принципова блоку керування ЕП

На представленій схемі показаний регулятор швидкості, що включає в себе операційні підсилювачі А3 та їх зобов'язуючі елементи. Вихідний сигнал цього регулятора подається на виходи ШІМ-1 і ШІМ-2, реалізовані на операційних підсилювачах А4 і А5 відповідно. Ці сигнали відповідають модуляції вхідного сигналу з відповідною полярністю, тобто ШІМ-1 модулює негативний сигнал, а ШІМ-2 – позитивний.

Модуляцію вхідного сигналу здійснюється за допомогою сигналу трикутної форми, що надходить на входи ШІМ-1 і ШІМ-2 від генератора. Генератор трикутної форми створений на основі двох операційних підсилювачів А1 і А2, кожен з яких має свої зобов'язуючі елементи. А1 використовується для створення інтегратора, а А2 для побудови тригера з великим гістерезисом.

Діаграми сигналів генератора, ШІМ-1 і ШІМ-2 подано на рисунку 5, що ілюструє принцип широтно-імпульсної модуляції вихідного сигналу регулятора. На рисунку 4.15 а показано вихідний сигнал трикутної форми з виходу операційного підсилювача. На рисунку 4.15 б представлено змінюючийся сигнал на виході регулятора А3 при його негативних значеннях. Цей сигнал порівнюється з сигналом трикутної форми на виході А5, який представляє ШІМ-1, і на його виході отримуємо широтно-модульовані сигнали, зображені на рисунку 4.15, в. З цих діаграм видно, що зміна сигналів U11 і U12 призводить до зміни сигналів ширини T11 і T12 відповідно.

У випадку, коли на виході регулятора з'являється сигнал позитивної полярності (рис. 4.15, г), він порівнюється з трикутною напругою на вході ШІМ-2, що призводить до формування широтно-модульованого сигналу для регулятора з тривалістю T21 і T22 (рис. 4.15, д).

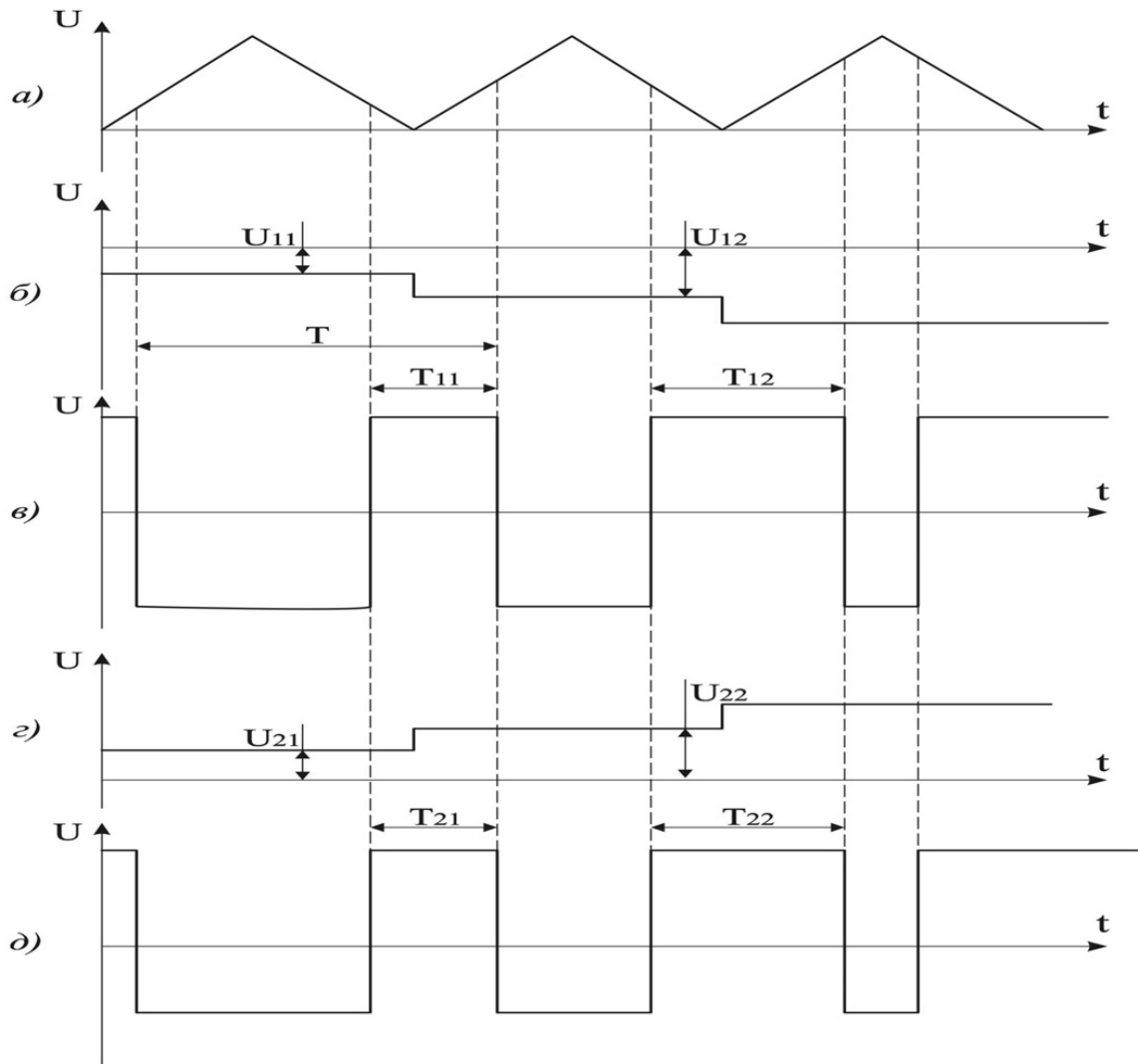


Рисунок 4.15 – Діаграма сигналів блоку управління ЕП

При цьому варто зазначити, що операційний підсилювач А5 перебуватиме в негативній області насичення, що означає, що вихідний сигнал модуляції буде рівним нулю. Аналізуючи діаграми, можна визначити, що при однаковій амплітуді негативного і позитивного сигналів регулятора, модульовані сигнали також матимуть однакову тривалість, а саме $T_{11} = T_{21}$ та $T_{12} = T_{22}$. Також можна спостерігати, що із збільшенням напруги на виході регулятора ширина імпульсів T_{11} , T_{12} зростатиме пропорційно. Довжина імпульсу T_{11} свідчить про час, протягом якого струм проходить через двигун від джерела живлення. Протягом інтервалу часу $T - T_{11}$ або $T - T_{12}$ струм через двигун від джерела живлення не протікає.

За допомогою резисторів R12 і R25 регулюється рівень відгуку операційних підсилювачів А4 і А5, так щоб сигнал з тривалістю T_{11} не

зменшувався до нуля при сигналі на виході регулятора, що дорівнює нулю.

На основі систематизованих даних, розроблені та виготовлені напівпровідниковий комутатор з кільцевим включенням обмоток якоря та лінійний двигун постійного струму. Випробування проводилися для лінійного двигуна постійного струму з параметрами $U_n = 48 \text{ В}$, $I_n = 7,5 \text{ А}$, $V_n = 0,2 \text{ м/с}$, з тяговим номінальним зусиллям $F_n = 285 \text{ Н}$, в замкнутій системі автоматичного регулювання швидкості.

Результати випробувань підтверджують можливість досягнення вказаних параметрів координатного електроприводу з використанням лінійного двигуна постійного струму із напівпровідниковим комутатором.

ВИСНОВОК

На підставі результатів теоретичних досліджень можна зробити наступні висновки:

1. Стосовно до об'єкта керування – електропривод маніпулятора блюмінгу 1150 на базі електродвигуна постійного струму показана можливість використання релейних САР для відпрацьовування заданої швидкості з високими показниками якості.

2. Методами оптимального (релейного) керування синтезовані регулятори струму та швидкості, що забезпечує низьку чутливість системи до параметричних збурень.

3. Розроблені програмні коди (набір m-файлів) у середовищі Matlab, що дозволяють проектувати оптимальні САР для інших електромеханічних об'єктів.

4. Результати математичного моделювання з використанням середовища моделювання динамічних систем Matlab/Simulink підтверджують основні теоретичні положення, сформульовані в науковій праці. Створені цифрові математичні моделі електропривода постійного струму з оптимальними регуляторами.

5. Зроблено порівняльний аналіз показників якості роботи системи підпорядкованого керування та релейної системи.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1(42). Емельянов С.В. Пути развития типов обратных связей и их применение при построении замкнутых динамических систем / Емельянов С.В., Коровин С.К. - Проблемы управления и теории информации, т. 10 № 3, 1984.1. - С. 161 - 174.
- 2(44). Емельянов С.В. Новые типы обратной связи / Емельянов С.В., Коровин С.К. – М.: Наука. Физматлит, 1997. - 352 с.
- 3(68). Петров Б.Л. Исследования по теории много связных систем / Сб. под ред. Петрова Б.Л.-М.: Наука, 1982. - 152 с.
- 4(72). Колмановский В.Б. Устойчивость и периодические режимы регулируемых систем с последействием / Колмановский В.Б., Носов В. Р. - М: Наука, 1984.1. - 448 с.
- 5(80). Куржанский А.Б. Управление и наблюдение в условиях неопределенности / Куржанский А.Б. - М.: Наука, 1977. -392 с.
- 6(104). Поляк Б.Т. Робастная устойчивость и управление / Поляк Б.Т., Щербаков П.С. - М.: Наука, 2002. - 303с.
- 7(43). Емельянов С.В. Применение координатно-параметрической обратной связи при синтезе систем автоматического управления / Емельянов С.В., Коровин С.К., Сизиков В.И. - Проблемы управления и теория информации, т. 10 № 4, 1984.1.- С. 237 - 254.1.
- 8(65). Ильинский Н.Ф. Основы электропривода / Ильинский Н.Ф. – М.: Издательство МЭИ, 2004. - 221 с.
- 9(66). Ильинский Н.Ф. Общий курс электропривода / Ильинский Н.Ф., Козаченко В.Ф. - М.: Энергоатомиздат, 1992. - 544 с.
- 10(83). Леонхард В. Регулируемые электроприводы переменного тока / Леонхард В. - Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, т.76, №4, 1988. - С. 196 - 239.
- 11(154). Цыпкин Я.4. Информационная теория идентификации / Цыпкин Я.4. – М.: Наука, 1995. - 336 с.

- 12(157). Щипанов Г.В. Теория и методы проектирования автоматических регуляторов / Щипанов Г.В. - Автоматика и телемеханика, № 1, 1939.- С. 49 - 66.
- 13(9). Баховцев И.А. О синтезе алгоритмов управления для АИН с ШИМ / Баховцев И.А., Зиновьев Г.С. - В кн.: Тиристорные преобразователи, Новосибирск: НЭТИ, 1985. - С. 23 - 34.
- 14(45). Железко Ю.С. Расчет, анализ и нормирование электроэнергии в электрических сетях / Железко Ю.С. – М.: Энас, 2005. - 280 с.
- 15(46). Забродин Ю.С. Промышленная электроника / Забродин Ю.С. - М.: Высшая школа, 1982. - 496 с.
- 16(48). Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники / Зиновьев Г.С. - Новосибирск: Изд-во Новосиб. гос, тех ун-та, 2005. - 664 с.
- 17(60). Изосимов Д.Б. Улучшение качества энергопотребления полупроводниковыми преобразователями с ШИМ / Изосимов Д.Б., Рывкин С.Е. - Электричество, №4, 1996. - С. 48 - 55.
- 18(205). Holtz J. Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion / Holtz J. - Proceedings of the IEEE, vol. 82, no. 8, 1994. - pp. 1194-1214.
- 19(15). Борцов Ю.А. Автоматические системы с разрывным управлением / Борцов Ю.А., Юнгер И.Б. - Л.: Онсргоиздат, 1986. - 168 с.
- 20(88). Макмарри У. Топология схем энергетической электроники / Макмарри У. - Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, т.76, №4, 1988. - С. 137-150.
- 21(149). Филиппов А.Ф. Система дифференциальных уравнений с несколькими разрывными функциями / Филиппов А.Ф. - Математические заметки, т. 27, №2, 1980. - С. 255 -266.
- 22(168). Basknays I. Investigation on High Speed SRD Incorporating Amorphous Iron / Basknays I. - Proceedings of EPE'95,1995. pp. 382 - 395.
- 23(2). Айзерман М. А. Краткий очерк становления и развития классической теории регулирования и управления / Айзерман М.А. - Автоматика и телемеханика №7, 1994. - С. 1-18.

- 24(151). Метод фазовой плоскости в теории релейных систем / Флюггелотн И. – М.: Физматгиз, 1959. - 176 с.
- 25(1). Андропов А.А. Теория колебаний / Андропов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. - М.: Физматгиз, 1959. - 916 с.
- 26(152). Цыпкин Я.4. Релейные автоматические системы / Цыпкин Я.4. – М.: Наука, 1974. - 575 с.
- 27(150). Флоренцев С.Н. Современная элементная база электроники / Флоренцев С.Н., Ковалев Ф.И. - Электротехника, № 4, 1996. - С. 5-12.
- 28(191). Fitzgerald A.E. Electric Machinery / Fitzgerald A.E., Kingsley C., Umans S.D. - McGraw Hill Professional, 2002. - 704 p.
- 29(13). Бесекерский В.А. Теория систем автоматического регулирования / Бесекерский В.А., Попов Е.П. – М.: Наука, 1972. - 768 с.
- 30(28). Воронов А.Л. Теория автоматического управления. В 2-х ч / Воронов А.Л. и др. - М: Высшая школа, 1986.ч.1 - 367 с., ч.2 - 504 с.
- 31(30). Гелиг А.Х. Динамика импульсных систем и нейронных сетей / Гелиг А.Х. - Л.: Изд-во Ленингр. Ун-та, 1982. - 192 с.
- 32(77). Кунцевич В.М. Нелинейные системы управления с частотно-широотно-импульсной модуляцией / Кунцевич В.М., Чеховой Ю.Н. - Киев: Техніка, 1970. - 340с.
- 33(39). Емельянов С.В. Системы автоматического управления с переменной структурой / Емельянов С.В. – М.: Наука, 1967. - 336 с.
- 34(40). Теория систем с переменной структурой / [Емельянов С.В., Уткин В.И., Таран В.А. и другие].– М.: Наука, 1970. - 592 с.
- 35(138). Старикова М.В. Автоколебания и скользящий режим в системах автоматического регулирования / Старикова М.В. - М.: Машгиз, 1962. - 195 с.
- 36(3). Айзерман М.А. Основы теории разрывных систем Ч.1 / Айзерман М.А. Пятницкий Е.С. - Автоматика и телемеханика №7, 1974. - с. 33 - 47.
- 37(37). Принцип блочного управления. Ч.1 / [Дракунов С.В., Изосимов Д.Е, Лукьянов А.Г. и другие]. -Автоматика и телемеханика №5, 1990. - С. 38 -47.

38(54). Изосимов Д.Б. Векторный подход к синтезу скользящих режимов. Симплексные алгоритмы / Изосимов Д.Б., Байда С.В. - Автоматики и телемеханика, №7, 1985. - С. 56-64.

39(143). Уткин В.И. Задачи управления асинхронным электроприводом / Уткин В.И. - Автоматика и телемеханика, №12, 1994. - С. 53 - 65.

40(144). Уткин В.И. Скользящие режимы и их применение в системах с переменной структурой / Уткин В.И. – М.: Наука, 1974. - 274 с.

41(195). Fridman L.M. Singular perturbation analyses of chattering in relay control systems / Fridman L.M. - IEEE Transactions on Automatic Control, vol 47, no. 12, 2002. - pp. 2079 - 2084.

42(103). Электропривод летательных аппаратов / [Полковников В.А., Петров Б.И., Попов Б.Н. и другие] - М.: Машиностроение, 1990. - 360 с.

43(109). Рабинович Л.В. Методы фазовой плоскости в теории и практике релейных следящих систем / Рабинович Л.В. – М.: Энергия, 1965. - 115 с.

44(110). Динамика следящих приводов / [Рабинович Л. В., Петров Б.И., Полковников В.А. и другие]. - М.: Машиностроение, 1982. - 348 с.

45(147). Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления / Уткин В.И. – М.: Наука, 1984.1. - 368 с.

46. Горелов П.В. Релейно-модальное управление двухмассовыми электромеханическими системами / Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут» // Горелов П.В., Мотченко А.И., Морозов Д.И.. - Харків: НТУ «ХПИ», 2008, № 30. – С.120-124.

47. Мотченко А.И., Марченко В.И. Квазиоптимальный по быстродействию релейный электропривод с заданными динамическими свойствами // Труды науч.-техн. конф. "Следящие электроприводы промышленных установок, роботов и манипуляторов". – Челябинск, 1986. – С.16

48. Яблонь В.П. Синтез релейных систем следящего электропривода повышенной точности с низкой чувствительностью к параметрическим и координатным возмущениям: Дис ... канд. техн. наук: 05.09.04. – Донецк, 1999. – 207 с.

49. Зеленов А.Б. Синтез та цифрове моделювання систем управління електроприводів постійного струму з електромашинними, електромагнітними та імпульсними перетворювачами: Навч. посібн. // Зеленов А.Б., Шевченко І.С., Яблонь В.П., Нікітін М.Г. – Алчевськ: ДонДТУ, 2007. – 373 с.

50(89). Марчук Г.И. Методы вычислительной математики / Марчук Г.И. – М.: Наука, 1980. - 535 с.

54.1. Гарнов Б. К., Рабинович В. В., Вишневецкий Л. М. Унифицированные системы автоуправления электроприводом в металлургии. – М.: Металлургия, 1974.1. – 215 с.

52. Мееров М. В. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. – М.: Наука, 1967. – 424 с.

54. Летов А. М. Математическая теория процессов управления. – М.: Наука, 1984.1. – 256 с.

54. Красовский Н. Н. К теории аналитического конструирования регуляторов / Н. Н. Красовский, А. М. Летов. – Автоматика и телемеханика, 1962. – № 6. – С. 713-719.

55. Петров Ю. П. Вариационные методы теории оптимального управления. – М. – Л.: Энергия, 1965. – 200 с.

56. Чистов В. П. Оптимальное управление электрическими приводами постоянного тока / В. П. Чистов, В. М. Бондаренко, В. А. Святославский. – М.: Энергия, 1968. – 232 с.

57. Красовский А. А. Аналитическое конструирование контуров управления летательными аппаратами. – М.: Машиностроение, 1969. – 240 с.

58. Летов А. М. Аналитическое конструирование регуляторов. I. – Автоматика и телемеханика, 1960. – № 4. – С. 436-444.1.

59. Летов А. М. Аналитическое конструирование регуляторов. II. – Автоматика и телемеханика, 1960. – № 5. – С. 561-568.

60. Летов А. М. Аналитическое конструирование регуляторов. III. – Автоматика и телемеханика, 1960. – № 6. – С. 661-665.

61. Коцюбинский В.С. Выбор мощности электропривода общепромышленных механизмов: Учебное пособие. – 2-е изд., перераб. и доп. / В.С. Коцюбинский. – Алчесвк: ДонГТУ, 2007. – 205 с.

62. Зеленов А.Б. Выбор мощности электропривода механизмов прокатных станов: Учебное пособие / А.Б. Зеленов. – К.: УМК ВО, 1990. – 200 с.

63. Перельмутр В.И. Системы управления тиристорными электроприводами / В.И. Перельмутр, В.А. Сидоренко. – К.: Техника, 1985. – 320 с.

64. Двигатели постоянного тока ряда Д: Паспорт 04.1.10.09-94.1.

65. Переходченко В.А. Расчет мощности электродвигателей широкополосных станов горячей прокатки / В.А. Переходченко. – Х.: Изд-во «Форт», 2009. – 384 с.

66. Комплектные тиристорные электроприводы: Справочник / И.Х. Евзеров, А.С. Горобец, Б.И. Мошкович и др.; Под ред. канд. техн. наук В.М. Перельмутра. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 319 с.

67. Целиков А.И. Машины и агрегаты металлургических заводов. Т.4. Машины и агрегаты для производства и отделки проката / А.И. Целиков, П.И. Полухин, В.М. Гребник и др. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Металлургия, 1988. – 680 с.

68. Пілецький В.Т. Вибір елементів реверсивних тиристорних перетворювачів електроприводів постійного струму / В.Т. Пілецький. – К.: ІСДО, 1994. – 148 с.

69. Инструкция по эксплуатации КТЕ5-А для приводов постоянного тока с регулируемой скоростью.

70. Башарин А.В. Примеры расчетов автоматизированного электропривода / А.В. Башарин, Ф.Н. Голубев, В.Г. Кепперман. – Л.: Энергия, 1974.1. – 440 с.

71. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниково-вых систем в MatLab 6.0: Учебное пособие. – СПб.: Корона принт, 2004.1. – 320 с.

72. Разработка и исследование многокоординатного стола на линейных двигателях постоянного тока. Отчет Одесского политехнического института по теме № 950-24. /В.В. Гололобов, А.Д. Ивлев. – Одесса: ОПИ, гос. регистрационный № 01850071078, 1988. - 124 с.

73. Разработка, теоретические и экспериментальные исследования комплектного двухкоординатного линейного электропривода для машин термической резки. Отчет Одесского политехнического института по теме № 425-20. /В.Т. Беликов, А.Д. Ивлев. - Одесса: ОПИ, гос. регистрационный № 77077611, 1982. - 72 с.

74. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины. - М.: Высш. шк., 1990. - 416 с.

75. Авдолоткин Н.П. и др. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока. -Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 148 с.

76. Домрачев В.Г., Матвеевский В.Р., Смирнов Ю.С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений. Справ. пособие. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 216 с.

77. Фрер Ф., Орттенбургер Ф. Введение в электронную технику регулирования. Пер. с нем. - М.: Энергия, 1973. – 246 с.

Додаток А

Скрипт-програма розрахунку параметрів регуляторів
лінійної та релейної системи в пакеті MATLAB

```

Un = 440;           % Номинальное напряжение электродвигателя, В
In = 274;           % Номинальный ток электродвигателя, А
n = 490;           % Номинальная частота вращения, об/мин
Jd = 10.25;        % Момент инерции двигателя, кгм2
Ra = 0.0805;       % Сопротивление якорной цепи двигателя, Ом
Ed0 = 552.15;      % Максимально выпрямленная ЭДС
преобразователя, В
Re = 0.177*1;      % Эквивалентное сопротивление якорной цепи
системы, Ом
Le = 0.0075;       % Эквивалентная индуктивность якорной цепи
системы ТП-Д, Гн
Tmu = 5e-3;        % Малая постоянная времени ТП, с
Uymax = 10;        % Максимальное управляющее напряжение, В
%-----
wn = pi*n/30;      % Номинальная угловая скорость вращения
двигателя, 1/с
Jsum = 32.02*1;    % Суммарный приведенный момент инерции ЭП,
кгм2
ktp = (Ed0/Uymax)*0.75; % Коэффициент усиления тиристорного
преобразователя
Te = Le/Re;        % Электромагнитная пост. времени системы ТП-
Д, с
cFn = (Un-In*Ra)/wn; % Произведение потока на конст. пост.
двиг-ля, Вc
Tm = Jsum*Re/cFn^2; % Электромеханическая пост. времени ЭП,
с
kdin=4.1.5; % отношение динамического тока к номинальному
Idin = kdin*In; % Динамический ток, А
Mdin = cFn*Idin; % Динамический момент, Нм
%A = Sk*Mdin/(Jsum*wn^2); % Передаточный коэффициент
механизма, мм/рад
Ic = 0.3*In;       % Статический ток
%Ic = 1480.1/cFn;

%-----%
%% 2. Синтез ПИ-РТ (модульный оптимум)
%-----%
Imax = 2.5*In;     % Максимально допустимый ток якоря (ток
упора), А
kot = Uymax/Imax; % Коэффициент передачи цепи обратной связи
по току, В/А
Tot = 2*Tmu;       % Постоянная времени интегрирования контура
тока, с
krtp = Re*Te/(ktp*kot*Tot); % Пропорциональная часть ПИ
регулятора тока
krti = Re/(ktp*kot*Tot); % Интегральная часть ПИ
регулятора тока
Wrt = krtp + tf(krti,[1 0]); % ПФ ПИ-РТ

```

```

%-----%
% Синтез ПИ-РС (симметричный оптимум)
wmax = wn;           % Максимальная скорость двигателя, 1/с
%wmax = wn;
kos = Uymax/wmax; % Коэффициент передачи цепи обратной связи
по скорости, Вс
Tos = 2*Tot;        % Постоянная времени контура скорости, с
krsp = Tm*cFn*kot/(Re*kos*Tos); % Пропорциональная часть
ПИ-РС
krsi = Tm*cFn*kot/(Re*kos*2*Tos^2); % Интегральная часть ПИ-
РС
Wrs = krsp + tf(krsi,[1 0]); % ПФ ПИ-РС

% Фильтр
Tf = 8*Tmu;         % Постоянная времени фильтра, Tf = 2*Tos
Wf = tf(1,[Tf 1]); % ПФ фильтра
%-----%

% Расчет задатчика интенсивности скорости
%tp = Tm*cFn*wmax/(Re*Idin); % Время разгона до
установившейся скорости, с
tp = ((Tm*cFn*wmax)/(Re*Idin))/1;
%tp = 0.2393;
%tp = Jsum*wmax/Mdin; % Время разгона до
установившейся скорости, с
%tp = 4.1.65;
kzis = 1/tp; % Коэффициент передачи ЗИС, В/с
%kzis = Uymax/tp; % Коэффициент передачи ЗИС, В/с
%-----%

% % Расчет параметров позиционного контура
% Uoutmax = 110; % Максимальное вых. напряжение ФЧВ,
В
% kop = (Uoutmax/Sk); % Коэффициент обратной связи, В/мм
% kp = kop*0.89; % Коэффициент обратной связи, В/мм
(0.89 - затяжка)
% krp = kos*2*cFn*Idin/(kop*Jsum*wn*A); % Коэффициент
линейного РП
%% 4. Синтез релейной системы
%-----%
%система pozisionnaja (s)

% % file modeli -> rel_pozisija_est.mdl
% 3 regulatora (v estestv koordinatax)
%clear all
un=Un;
in=In;
nn=n;
ra=Ra;
%wn=4.1415*nn/30;
cf=cFn;

re=Re;
Te=Te;

```

```

%ktp=52;
Tu=Tmu;

J=Jsum;
%Tm=J*re/(cf^2);

Kdin=kdin; % otnochenie dinamich toka k nominalnomu
traz=tp;
%Ic=0.5*in;

%%%%%%%%%%5

Uum=Uymax;
im=Imax;
wm=wmax;
%wm=un/cf;
Epm=Ed0;

% ===== regulator skorosti =====

% ob`ekt upravlenija (v estestvennix)
b11w=0;
b12w=(re*im)/(cf*Tm*wm);
b13w=0;
b21w=-(cf*wm)/(re*Te*im);
b22w=-1/Te;
b23w=Epm/(re*Te*im);
b31w=0;
b32w=0;
b33w=-1/Tu;

m3w=ktp*Uum/(Tu*Epm);

Aow=[b11w b12w b13w;b21w b22w b23w;b31w b32w b33w];
Uw=[0 0 m3w];

% matrica Barbachina
Bw=[b11w b21w b31w 0 0 0;
    b12w b11w+b22w b32w b21w b31w 0;
    b13w b23w b11w+b33w 0 b21w b31w;
    0 b12w 0 b22w b32w 0;
    0 b13w b12w b23w b22w+b33w b32w;
    0 0 b13w 0 b23w b33w];
Kw=[-1;0;0;0;0;0];
Aw=inv(Bw)*Kw;

Kwi=Aw(5)/Aw(3);
Kwe=Aw(6)/Aw(3);
Kw=1; % :-)
KW=[Kw Kwi Kwe] %-> vector-stroka upravlenij

% ===== regulator toka =====

% ob`ekt upravlenija (v estestvennix)

```

```
b11i=-1/Te;
b12i=(1/(re*Te))*(Epm/im);

b21i=0;
b22i=-1/Tu;

m2i=ktp*Uum/(Tu*Epm);

Aoi=[b11i b12i;b21i b22i];
Ui=[0 m2i];

% matrica Barbachina
Bi=[b11i b21i 0;
    b12i b11i+b22i b21i;
    0 b12i b22i];
Ki=[-1;0;0];
Ai=inv(Bi)*Ki;

Kie=Ai(3)/Ai(2);
Ki=1; % :-)
KI=[Ki Kie] %-> vector-stroka upravljenij
```