

**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 Синтез оптимальної системи керування електроприводом
механізму ножиці блюмінгу

Виконала: студентка групи ЕЕ-21дм

Зубкова А. О.

(прізвище, та ініціали)

_____ (підпис)

Керівник

доц. Морнева М. О.

(прізвище, та ініціали)

_____ (підпис)

Завідувач кафедри

доц. Руднев Є. С.

(прізвище, та ініціали)

_____ (підпис)

Рецензент

_____ (прізвище, та ініціали)

_____ (підпис)

Київ 2022 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.
“ ” 2022 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Зубковій Анастасії Олександрівні
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Синтез оптимальної системи керування електроприводом механізму ножиці блюмінгу

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від “ 12 ” 10 2022 р. № 27/15.23-С

2. Строк подання студентом проекту 23 листопада 2022 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 керування 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). Принципова схема силової частини електропривода (лист 2-3). Функціональна схема та конструкція ЕП (лист 4). Структурна схема та математична модель релейної системи керування ЕП (лист 5). Графіки перехідних процесів (листи 6-7).

6. Консультанти розділів проекту

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

7. Дата видачі завдання 05 вересня 2022 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	4-5 тиждень	
4	Вибір обладнання для реалізації системи електроприводу	6-7 тиждень	
5	Синтез та дослідження релейної системи керування електроприводом	8-9 тиждень	
6	Оформлення пояснювальної записки та демонстраційного матеріалу магістерської роботи	10 тиждень	

Студент _____
(підпис)Зубкова А. О.
(прізвище та ініціали)Керівник проекту _____
(підпис)Морнева М. О.
(прізвище та ініціали)

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 механізму ножиць 2000 тонн обтискного стану 1250	19
2.2 Розрахунок моментів статичних опорів.....	28
2.2 Розрахунок зусилля і моментів опору різання.....	30
2.3 Розрахунок навантажувальної діаграми двигунів	35
2.3.1 Пуск двигуна	35
2.3.2 Рух до моменту врізання у метал	36
2.3.3 Різання металу	36
2.3.4 Гальмування ножиць	37
2.3.4 Сталий рух від закінчення різу до початку гальмування	38
2.4 Перевірка потужності обраного електродвигуна по нагріву.....	39
3 ВИБІР ОБЛАДНАННЯ ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ	40
3.1 Вибір та обґрунтування силової частини системи та способу керування електроприводом	40
3.2 Вибір комплектного тиристорного електроприводу.....	44
3.3 Вибір силового трансформатора та згладжувального дроселя	52
3.4 Опис принципової схеми механізму ножиць	56
3.6 Математичний опис об'єкта керування.....	60
3.7 Розрахунок основних параметрів елементів системи електропривода.....	61
3.8 Синтез регулятора струму	63
3.9 Синтез регулятора швидкості	68
3.10 Розрахунки задатчика інтенсивності швидкості.....	72

	5
3.11 Моделювання електроприводу механізму ножиць з підпорядкованою системою керування в середовищі Matlab/Simulink.....	76
4 СИНТЕЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ В ПРОСТОРИ ПРИРОДНИХ КООРДИНАТ	88
4.1 Загальні положення синтезу системи методом аналітичного конструювання регуляторів	89
4.2 Синтез релейного регулятора струму в просторі природних координат	91
4.3 Синтез релейного регулятора швидкості в просторі природних координат	94
4.4 Математичне моделювання оптимальної системою керування електроприводом механізму ножиць в середовищі Matlab/Simulink	96
ВИСНОВОК.....	104
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	105
Додаток А.....	112

ВСТУП

Актуальність теми. Ножиці застосовуються для поперечного та поздовжнього різання гарячого і холодного металопрокату. Застосовуються наступні види різання металу: порізка металопрокату на мірні довжини; обрізання переднього і заднього кінців; поздовжнє різання широких листів на стрічки; обрізання крайок у аркушів.

Залежно від характеру різання застосовують різну конструкцію ножів, які визначають наступні типи ножиць: з паралельними ножами; з похилими ножами; ножиці поперечного різання з катящимся різом; летючі і дискові. Об'єкт розробки відноситься до ножиць з паралельними ножами.

Для різання гарячого металу квадратного і прямокутного перетину на шматки мірної довжини, а також для обрізки передніх і задніх кінців після прокатки на блюмінгах, слябінгах заготівельних і сортових станах застосовуються ножиці з паралельними ножами. За конструкцією ножиці поперечного з паралельними ножами можуть бути двох типів: з верхнім різом (коли різання відбувається верхнім різом); з нижнім різом (коли різання відбувається при русі нижнього ножа).

На даний час одними з найбільш поширених і масово випущених промисловістю є системи керування електроприводом, побудовані за принципом підпорядкованого регулювання. У порівнянні з попередніми їм системами вони мають більшу швидкодію, виконані на базі уніфікованих елементів, що полегшує проектування та зборку.

В умовах швидкого зростання питомої ваги регульованих електроприводів при суворій економії матеріальних і трудових ресурсів переваги електроприводу оцінюються не тільки за ефектом, досягнутому в технологічній сфері, а й за тим, якою ціною вони досягнуті в сфері виробництва і експлуатації обладнання. Тому існує тенденція до глибокої уніфікації пристроїв управління.

В теперішній час при автоматизації технологічних процесів з'явилося тенденція к пошуку спільних принципів синтезу систем керування для

складних об'єктів, які в максимальній мірі враховували та використовували властивості об'єкта керування [1-6]. При такому підході специфічні властивості об'єкта управління, обумовлені його фізичної природою, не просто враховуються, а ефективно використовуються для досягнення поставленої мети. Саме на цьому шляху можливе виникнення нових принципів і законів керування, які поряд з забезпеченням високої якості керування, забезпечать високі техніко-економічні показники системи. Однак в нелінійному світі немає регулярних шляхів і універсальних методів, характерних для лінійної теорії управління. Кожна нелінійність індивідуальна і породжує свої методи синтезу.

Серед нелінійних об'єктів керування, безсумнівно, одне з провідних місць займають автоматизовані електроприводи (ЕП), на частку яких припадає більш ніж 60% всієї споживаної енергії, виробленої в промислово розвинених країнах [7-12]. На виробництво електроенергії сьогодні йде близько третини видобутої, найчастіше непоправною, первинної енергії, причому споживання електроенергії весь час зростає. Тому актуальною є задача раціонального використання електроенергії, забезпечення вирішення поставлених завдань управління з мінімально можливими витратами енергії. Одним з можливих шляхів вирішення поставленого завдання є алгоритмічний шлях, тобто розробка таких алгоритмів керування електроприводів, які б забезпечували виконання поставлених завдань керування з мінімальними втратами електроенергії [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 нелійними 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. Андронова [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 багатовимірною 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 механізму ножиць 2000 тонн блюмінгу з релейною системою керування в умовах дії дестабілізуючих факторів.

Метою роботи є синтез оптимальної системи керування електроприводом механізму ножиць 2000 тонн блюмінгу, яка має необхідні (високі) показники якості в умовах дії дестабілізуючих факторів.

Для досягнення поставленої мети поставлені наступні завдання:

- розрахувати та вибрати двигун та силове 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.

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 відпрацювання 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} .

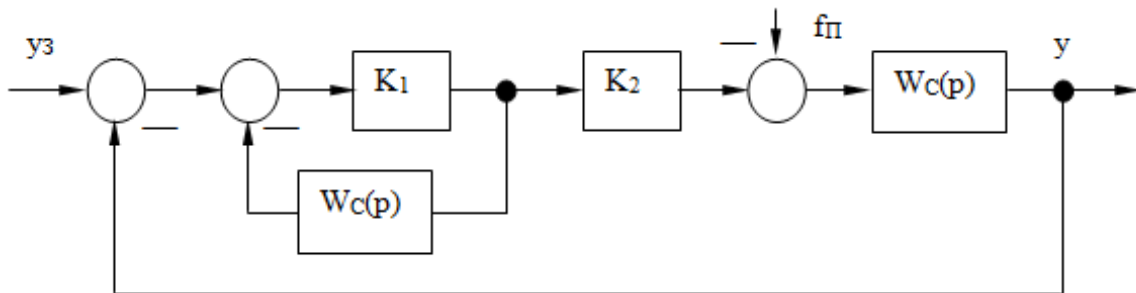


Рисунок 1.1 – Структурна схема замкненої лінійної системи регулювання

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 оптимальної системи, що працює в ковзному режимі, лінійній системі з нескінченно великим коефіцієнтом підсилення.

Ковзний режим роботи оптимальної 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 оптимальної системи за рис. 1.2 можна записати так:

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

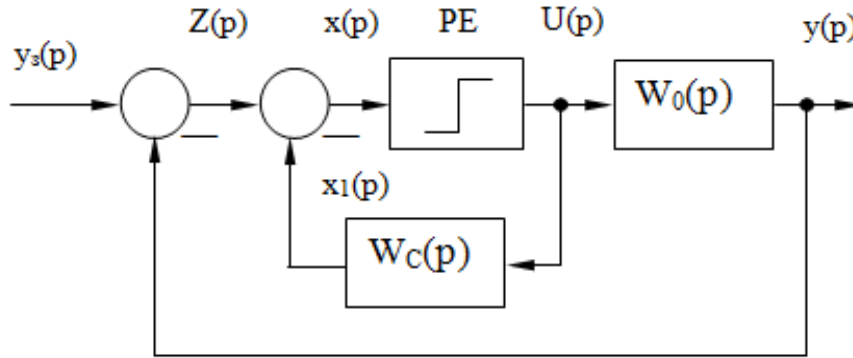


Рисунок 1.2 – Структурна схема системи, що має релейний елемент

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) оптимальної системи для $Z(p)$, одержимо вираз, що описує поведінку оптимальної 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.

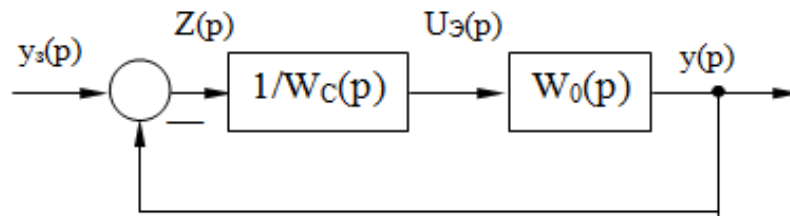


Рисунок 1.3 – Структурна схема лінійної системи, що еквівалентна оптимальній

З порівняння рис. 1.2 та рис. 1.3 видно, що лінійна САУ за структурною схемою рис. 1.3 може бути отримана з оптимальної 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 оптимальної 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.

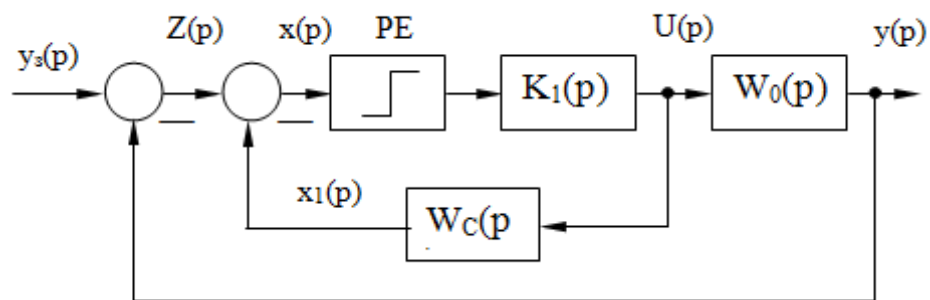


Рисунок 1.4 – Структурна схема системи управління

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).

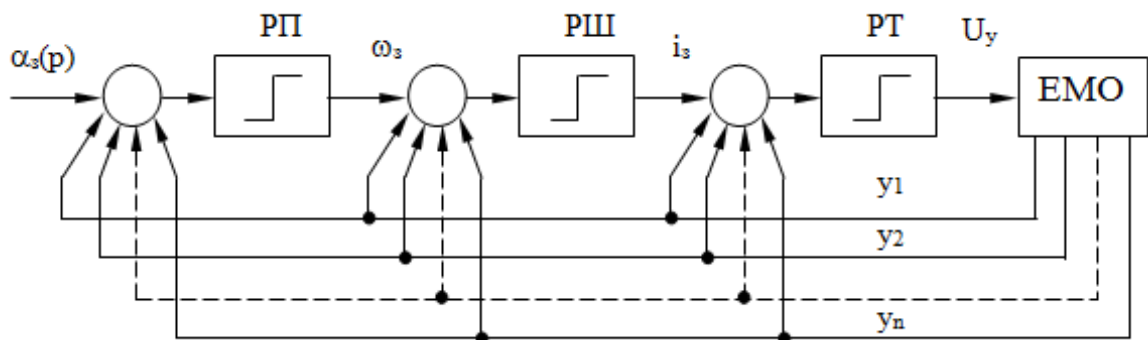


Рисунок 1.5 – Структурна схема оптимальної САУ

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 оптимальної САУ за швидкістю.

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.

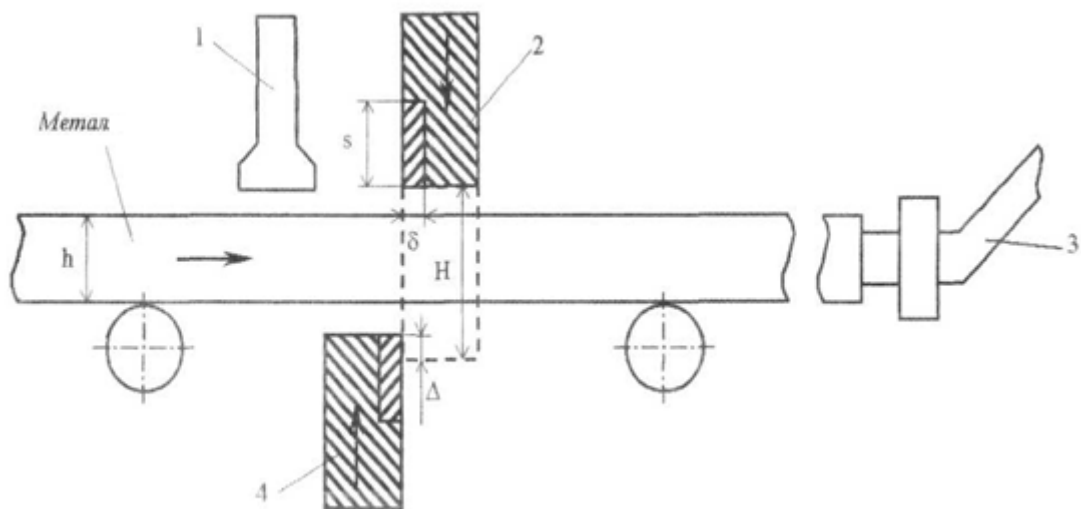
2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ОБ'ЄКТА КУРУВАННЯ ТА ЙОГО ТЕХНОЛОГІЧНІ ДАННІ

2.1 Опис конструкції та роботи механізму ножиць 2000 тонн обтискного стану 1250

Для різання гарячого металу квадратного і прямокутного перетину на шматки мірної довжини, а також для обрізки передніх і задніх кінців його після прокатки на блюмінгах, слябінгах заготівельних і сортових станах застосовуються ножиці з паралельними ножами. За конструкцією ножиці поперечного різання з паралельними ножами можуть бути двох типів:

- з верхнім різом (коли різання відбувається верхнім різом);
- з нижнім різом (коли різання відбувається при русі нижнього ножа).

Схема ножиць з паралельними ножами наведена на рисунку 2.1.



- 1 – притиск;
- 2 – верхній супорт із ножем;
- 3 – пересувний упор;
- 4 – нижній супорт із ножем

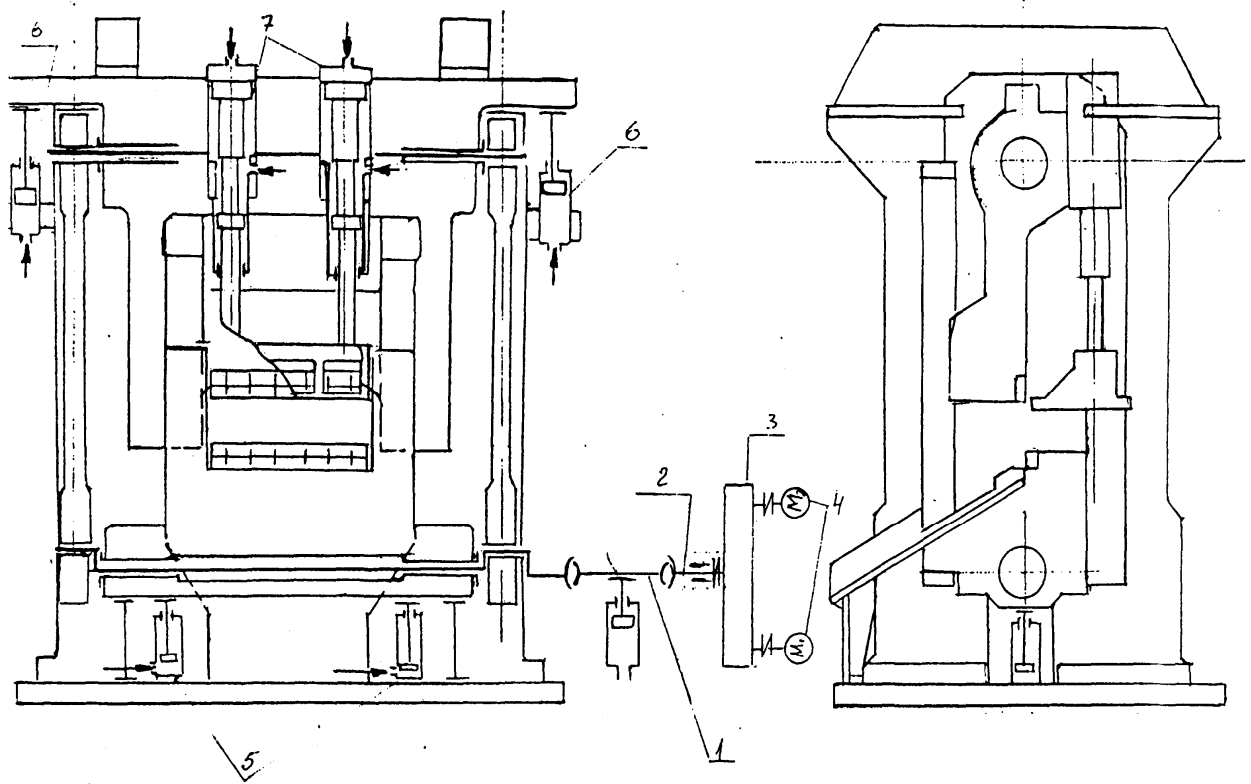
Рисунок 2.1 – Схема ножиць із паралельними ножами

Ножиці з верхнім різом зазвичай мають кривошипно-шатунний передавальний механізм і відносно прості за конструкцією. Однак їм притаманний ряд недоліків:

– після різання, на нижній межі утворюються задирки, що заважають руху по рольгангу;

– відрізана частина металу разом з верхнім ножем опускається нижче рівня рольгангу, тому ножиці повинні мати підйомно-хитаючий стіл.

Ножиці з нижнім різом не мають таких недоліків, однак вони складніше за конструкцією. Найбільш досконалі ножиці з плаваючим ексцентриковим валом. Загальний вид ножиць наведена на рисунку 2.2.



- 1 – шпindelь ножиць;
- 2 – промвал з підшипніком;
- 3 – редуктор;
- 4 – двигуни М1 та М2;
- 5 – нижній циліндр;
- 6 – верхній циліндр;
- 7 – циліндри притиску;

Рисунок 2.2 – Загальний вид та кінематична схема ножиць

Двигуни ножиць, редуктор і універсальний шпindel надають руху плаваючому ексцентриковому валу, який може обертатися як навколо осі, що проходить через підшипники в тязі нижнього ножа, так і навколо осі проходить через підшипники в супорті верхнього ножа за умови його нерухомості.

На початку руху супорт нижнього ножа під дією своєї ваги утримується у початковому положенні. Супорт верхнього ножа урівноважений, тому верхній ніж і притиск приходять у рух і опускаються.

Після зіткнення з металом верхній ніж зупиняється, оскільки метал, що знаходиться під ним лежить на нерухомому рольгангу. Потім починає підніматися нижній ніж з притиском, і виконується різання. Повернення нижнього і верхнього ножів у початковий стан після різання відбувається у зворотному порядку. Команда на зупинку електропривода ножиць у вихідному положенні подається колійним командоапаратом, пов'язаним із редуктором ножиць.

Залежно від товщини металу, що розрізається різання може відбуватися при роботі ножиць по круговому циклу або по коливальному. В останньому випадку після кожного циклу роботи ножиць напрямок обертання електродвигунів змінюється.

Привод ножиць з паралельними ножами зазвичай здійснюється від електродвигунів постійного струму, що працюють за системою «керований перетворювач – двигун».

До електроприводу ексцентрикового валу ножиць блюмінга висувують такі вимоги:

- можливість реверсування;
- точність підтримки швидкості $\Delta_{\omega c} = 8-10\%$ у всьому діапазоні регулювання;
- робота електроприводу в повторно-короткочасному режимі роботи;
- надійне обмеження струму, моменту електродвигунів;
- надійність роботи, простота налагодження та експлуатації.

Дані вимоги можна виконати використовуючи регулювання напруги на якорі двигуна. Це дозволяє зробити стандартний комплексний тиристорний

перетворювач регулюючий швидкість, струм, момент в заданому діапазоні і з заданими обмеженнями за допомогою регуляторів зі стандартним налаштуванням. Використовується підпорядковане регулювання координат ЕП.

Ножиці служать для різання металу в гарячому стані верхнім або нижнім різом. Верхній різ використовується при обрізанні передньої частини заготовки і при подрібненні скрапу. Він виконується верхнім ножом при використанні нижнього ножа. Нижній різ використовується при розрізанні заготовки на необхідні мірні довжини. Виконується нижнім ножом при використанні верхнього ножа, перед здійсненням різку зупиняється у попередньо обраному положенні над верхнім рівнем заготовки. Вибір цього положення залежить від висоти заготовки, що розрізається. Для забезпечення якісного розрізу заготовка при здійсненні різку притиснута притримуючим пристроєм матеріалу. Зусилля притримування розвивається парою гідравлічних циліндрів. Гідравлічна система забезпечує налаштування трьох ступенів зусилля притримування від 250 кН до 390 кН. Ножиці приводяться двома тихохідними двигунами, постійного струму через загальну шафу редукторів. Кожен двигун окремо живиться і збуджується від регулюючого реверсивного тиристорного перетворювача. Технічна характеристика механізму ножиць представлена у таблиці 2.1.

Для нагріву двигунів приводу ножиць під час робочих інтервалів служать нагрівачі, розташовані під самими двигунами. Упор переміщення служить для налаштування необхідної розрізаючої довжини і зупинки металу, що розрізається. Переміщення візка упору з бабою у горизонтальній площині виконується за допомогою двох ходових гвинтів. Гвинти приводяться двома двигунами постійного струму через дві пари шаф редукторів. Напрямок обертання приводних двигунів – взаємно протилежний. Привід додатково гальмується стрічковим гальмом. Два двигуна постійного струму включені послідовно і механічно з'єднані загальною шафою редуктора. Якір електродвигуна та обмотка збудження живляться від регульованого тиристорного перетворювача шафового виконання. Для охолодження двигунів упору застосовуються вентилятори.

Таблиця 2.1 – Технічна характеристика ножиць 2000 тонн блюмінгу

Найменування параметру	Розмірність	Величина
1	2	3
Максимально зусилля різання	кН	20000
Максимальна кількість різів за хвилину	різ/хв	9-13
Перетин слябів максимальне	мм	350×1250
Перетин блюмів максимальне	мм	400×400
Перетин слябів мінімальне	мм	110×590
Перетин блюмів мінімальне	мм	200×200
Температура металу у мінімального перетину при різанні	°С	900-950
Радіус ексцентрика валу	мм	250
Довжина ножів (3 шт.)	мм	1800
Підйом ножів	мм	500
Перекриття ножів	мм	25
Початкове положення ножів під верхньою кромкою роликів	мм	10
Максимальна висота ножів над рівнем роликів	мм	465
Зазор між ножами	мм	3-4
Зусилля притиску максимальне	кН	780
Кількість блюмів, що одночасно розрізаються	шт	2
Максимальний крутний момент на валу ножиць	МНм	7300
Відстань між верхнім і нижнім валом	мм	3545
Час одного різання	с	4,6

1	2	3
Час пуску не більше	с	0,75
Прискорення при пуску не менше	с ⁻²	11,0
Діаметр поршнів і нижніх врівноважують циліндрів полозок	мм	282
Діаметр поршнів циліндрів притиску	мм	250
Максимальна довжина заготовки	мм	2300
Максимальна довжина обрізаної заготовки	мм	1250
Максимальний хід каретки упору	мм	4800
Число підйомів каретки упору в хвилину	-	9
Вага металу, що зупиняється не більше	кг	21000
Швидкість зупинки металу	м/с	0,5
Момент інерції механізму приведений до валу електродвигуна	кг·м ²	4341
Довжина ножів	мм	1800
Максимальна висота ножа над рівнем роликів	мм	465
Передавальне число редуктора	в.о.	5
Максимальний момент на вході на кожному валу	кНм	855
Допустимий момент кожної запобіжної муфти	кНм	1050
Швидкість обертання вхідного вала	с ⁻¹	8,377

Електродвигун підйому каретки потужність 31 кВт, швидкість 585 об/хв; 2 одиниці.

Електродвигун пересування каретки потужність 37 кВт, швидкість 585 об/хв; 2 одиниці.

Мастило механізму ножиць:

– вузел полозок (повзунів) - густа централізована, станція Г-6, періодичність 1 раз в 15 хвилин, точок змащення-28;

– редуктори і двигуни ножиць, вузол врівноваження шпинделя і вкладиші шпинделя - рідка централізована, циркуляційна станція Ж-4.

Таблиця 2.2 – Паспортні дані встановлених електродвигунів 2AS6862F/16

Найменування параметру	Чисельне значення
Номінальна потужність, кВт	$P_H = 3800$
Номінальна напруга, В	$U_H = 800$
Номінальний струм електродвигуна, А	$I_H = 5100$
Номінальна частота обертання, об/хв.	$n_H = 80$
Коефіцієнт корисної дії	$\eta = 0,97$
Маховий момент двигуна, $\text{кг}\cdot\text{м}^2$	$GD^2 = 30000$
Опір обмотки якоря (холодний) при 20°C , Ом	$r_{\text{я}} = 0,0034$
Опір додаткових полюсів (холодний), Ом	$r_{\text{дп}} = 0,001128$
Опір компенсаційної обмотки (холодний), Ом	$r_{\text{ко}} = 0,00218$
Перевантажувальна здатність, $I_{\text{макс}} / I_H$	2,7
Число пар полюсів	$2p = 16$
Число паралельних віток обмотки якоря	$2a = 16$
Магнітний потік (при 80 об/хв та е.р.с $E_0 = 754$ В), Вс	$\Phi = 35,7 \cdot 10^{-2}$

Масило пересувного упору:

– вinti, напрямні каретки: шарнірне з'єднання важеля - густа централізована; станція Г-4 (1) періодичність 1 раз в 1 годину;

– редуктори 3 шт. - рідка заливна, заправні обсяги по 95л.

Основними параметрами механізму ножиць є:

- максимальне зусилля різання P ;

- хід ножів H ;

- довжина ножів L ;

- кількість різів за хвилину (продуктивність).

Ножиці складаються з двох передніх і двох задніх станин, з'єднаних поперечиною; фундаментних плит; сполучних траверс лівих і правих станин. У середині станин посаджений ріжучий механізм, який являє собою нижні і верхні санчата (повзуни). З'єднання санчат виконано двома шатунами, які насаджені в нижній частині на ексцентриковий валу, що проходить через нижні санчата, а у верхній частині - з'єднувальним валом, що проходить через верхні санчата. Нижні санчата мають напрямні ковзання в верхніх санчатах, які посаджені в станинах з направляючими ковзання.

У верхніх і нижніх полозках встановлені ножі для різання металу. Верхній і нижній ножі складаються з 3-х частин. Притиск розташований на верхніх полозках і являє собою державка і два гідравлічних циліндра. У разі невідповідності зазорів і перекриттів на ножах через зношування ріжучого механізму, ножі виготовляють товщі (для зменшення зазорів), під верхні ножі підкладають прокладки (для збільшення перекриття).

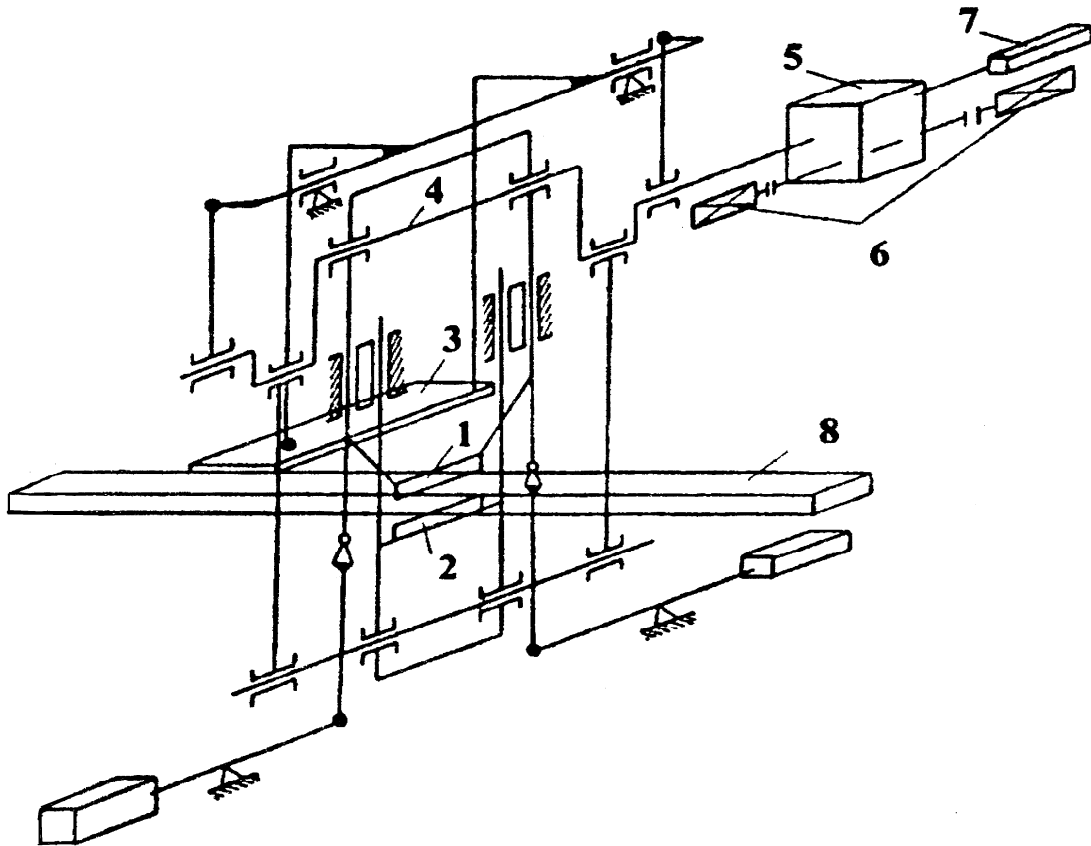
Урівноваження ріжучого механізму виконано двома парами гідравлічних циліндрів. Привід ножиць здійснюється електродвигунами потужністю по 3800 кВт, які передають обертання за допомогою 2-х запобіжних муфт на вхідні вали редуктора. Редуктор з'єднує моменти електродвигунів з двох входів на один вихідний вал і редукує вхідні обороти в співвідношенні 1: 5. Посадка валів на підшипниках кочення.

Масило зубчастого зачеплення і підшипників приводу ножиць циркуляційна під тиском. Вихідний вал редуктора через проміжний вал і шарнірний шпindel з'єднаний з ексцентриковим валом і шатунами ножиць. Урівноваження шпинделя виробляється одним гідроциліндром.

Кінематична схема ножиць приведена на рис. 2.3.

Ножиці з нижнім різанням мають ексцентриковий вал 4. Двигун ножиць 6 і редуктором 5 пускають у хід ексцентриковий вал, який може обертатися як навколо осі, що проходить крізь підшипники в тязі, так і навколо осі, що проходить в супорті. На початок руху супорт нижнього ножа 2 під дією своєї ваги міститься в початковому положенні. Супорт верхнього ножа 1

врівноважен, завдяки цьому верхній ніж і притиск проходять в дію і опускаються.



- 1 верхній ніж;
- 2 нижній ніж;
- 3 притиск;
- 4 плаваючий ексцентриковий вал;
- 5 редуктор;
- 6 - двигуни;
- 7- шляховий командоапарат;
- 8 - метал, який розрізається

Рисунок 2.3 – Кінематична схема ножиць

Після зіткнення з розрізним металом 8 верхній різ зупиняється, тому що метал знаходиться на нерухомому рольгангу. Потім починає підніматися нижньої різ разом з притиском 3, і виконується різання. Повернення нижнього і верхнього ножа в початкове положення після різання відбувається в зворотному порядку. Команда на зупинку електропривода в вихідному положенні подається шляховим вимикачем 7.

До механізму ножиць пред'являються такі технологічні вимоги.

До основних вимог належать:

- надійність - це властивість електропривода виконувати необхідні функції, зберігаючи свої експлуатаційні показники і характеристики протягом заданого періоду часу;
- працездатність є стан електропривода, при якому він здатний виконувати свої функції;
- безвідмовність - це властивість електропривода зберігати свою працездатність протягом одного часу;
- довговічність - це властивість електропривода зберігати свою працездатність до певного стану.

До спеціальних вимог електропривода ножиць відносяться:

- точна зупинка ножа до 5мм;
- здатність різання різних сортів металу;
- габарити розрізає 1300/320;
- мінімальна кількість зазорів і люфтів;
- діапазон регулювання - це відношення максимальної швидкості до мінімальної 3:1;
- оборотність приводу.
- тривалість включення - 60%
- двохзонна регуляція швидкості.

При виборі типу електропривода ножиць необхідно детальне вивчення технологічного процесу, для визначення дійсного навантаження, і режиму роботи ножиць, а також точності зупинки і інших специфічних умов роботи механізму.

2.2 Розрахунок моментів статичних опорів

Момент статичного опору ножиць залежить від зусилля різання металу. У свою чергу, зусилля різання для ножиць з паралельними ножами, які працюють з притиском, визначається за формулою [64]:

$$P = \tau \cdot F \quad (2.1)$$

де τ – питомий опір різанню, віднесений до всього поперечного перерізу і залежний від відносної глибини надрізу;

F – площа поперечного перерізу металу, що розрізається.

Питомий опір τ визначається за експериментальними кривими, що виражають питомий опір різання в функції відносної глибини надрізу $\tau = f(\varepsilon)$. Такі криві визначаються для різних марок сталі при різній температурі різання металу.

Під час різання металу товщиною h_0 зв'язок між відсноною глибиною надрізу і відстанню між ножами встановлюється наступною залежністю:

$$h = (1 - \varepsilon) \cdot h_0 \quad (2.2)$$

Зв'язавши відстанню між ножами з кутом повороту ексцентрикового вала, за допомогою виразів (2.1) та (2.2), можна знайти залежність опору різання P в функції α : $P = f(\alpha)$.

Відношення радіусу ексцентрикового вала до довжини тяги нижнього ножа для розглянутих ножиць становить:

$$\frac{r}{l} = \frac{250}{3545} = 0,07 \quad (2.3)$$

При визначенні цього відношення менше 0,1 формула для розрахунку залежності відстані між ножами від кута повороту ексцентрикового вала має вигляд [64]:

$$h = r \cdot (1 + \cos \alpha) - h_{II}, \quad (2.4)$$

де h_{II} – перекриття ножів;

α – кут повороту ексцентрикового вала.

Тоді з урахуванням (2.2):

$$\varepsilon = 1 - \frac{h}{h_0} = 1 - \frac{r \cdot [1 + \cos(\alpha)] - h_{II}}{h_0} \quad (2.5)$$

де h_0 – висота заготовки.

Момент статичного опору з урахуванням (2.3) можна визначити за формулою [64]:

$$M_C = \frac{P \cdot r \cdot \sin(\alpha)}{\eta \cdot i}, \quad (2.6)$$

де η – КПД передачі ножиць, який дорівнює 0,8 [64];

$i = 5$ – передаточне число редуктора.

2.2 Розрахунок зусилля і моментів опору різання

Розрахунок зусилля різання і M_C для слябу з розміром 350×1250 мм при $t = 1100^0\text{C}$ наведено у таблиці 2.3, для двох блюмів перетином 400×400 мм при $t = 900^0\text{C}$ у таблиці 2.4 [64]. Розрахунок виконано за допомогою програми Matlab. Графік залежності відстані між ножами h від кута повороту вала α наведено на рисунку 2.4. В ході розрахунку були визначені:

$\alpha_{PP_C} = 60^\circ$ – кут початку різання слябу;

$\alpha_{PP_B} = 45,57^\circ$ – кут початку різання двох блюмів;

$\alpha_{KP_C} = 133,63^\circ$ – кут кінця різання слябу;

$\alpha_{KP_B} = 120^\circ$ – кут кінця різання двох блюмів;

$\alpha_{P_C} = 73,63^\circ$ – кут різання для слябу;

$\alpha_{P_B} = 74,427^\circ$ – кут різання для двох блюмів.

Таблиця 2.3 – Розрахунок зусилля різання та моменту статичного опору для слябу 350×1250 при $t = 1100^0\text{C}$

α , град	60	70	80	90	100	110	120	130
ε	0	0,113	0,233	0,357	0,481	0,601	0,714	0,816
τ , Н/мм ²	0	20	27	23	18	15	10	8
P , кН	0	8750	11812	10062	7875	6562	4375	3500
M_c , кНм	0	514	727	628	484	394	236	167

Таблиця 2.4 – Розрахунок зусилля різання та моменту статичного опору для двох блюмів 400×400 при $t = 900^{\circ}\text{C}$

α , град	96	100	105	110	115	120	130	132
ε	0	0,092	0,198	0,3	0,4	0,5	0,678	0,71
τ , Н/мм ²	0	26	50	60	55	45	23	20
P , кН	0	2080	4000	4800	4400	3600	1840	1600
M_c , кНм	0	128	241	282	249	194,8	88	74,3

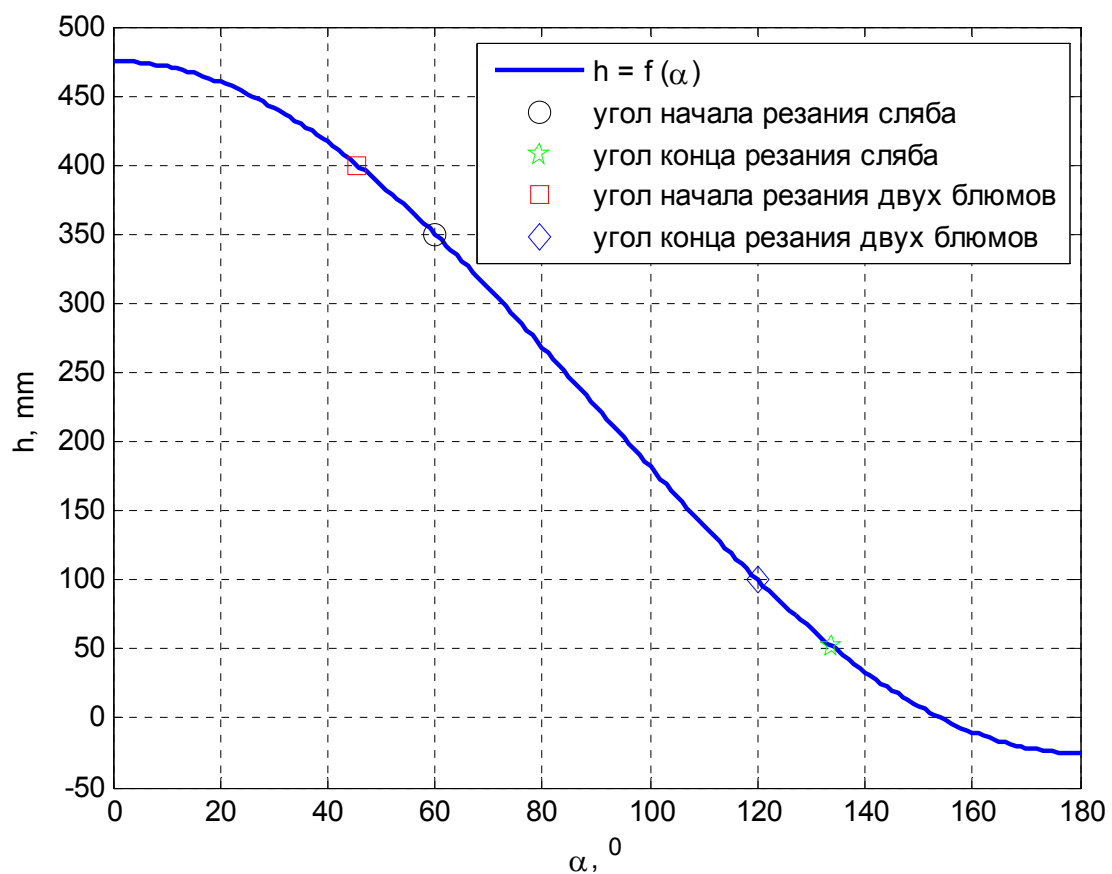


Рисунок 2.4 – Графік залежності між ножами від кута повороту ексцентрикового вала

На рисунках 2.5 та 2.6 наведені відновлені за даними таблиць 2.3. та 2.4. графіки залежностей питомого опору τ від відносної глибини надрізу ε для сляба і двох блюмів. В ході інтеграції цих графіків було отримано дані про роботу різання:

$a_B = 29,26 \text{ Дж} / \text{мм}^2$ – питома робота різання для двох блюмів;

$a_c = 14,02 \text{ Дж} / \text{мм}^2$ – питома робота різання для слябу;

$A_B = 4,68 \cdot 10^6 \text{ Дж}$ – робота різання для двох блюмів;

$A_C = 2,684 \cdot 10^6 \text{ Дж}$ – робота різання для слябу;

На рисунках 2.7 та 2.8 наведено графік залежності моменту статичного опору від кута повороту ексцентрикового валу для слябу і двох блюмів.

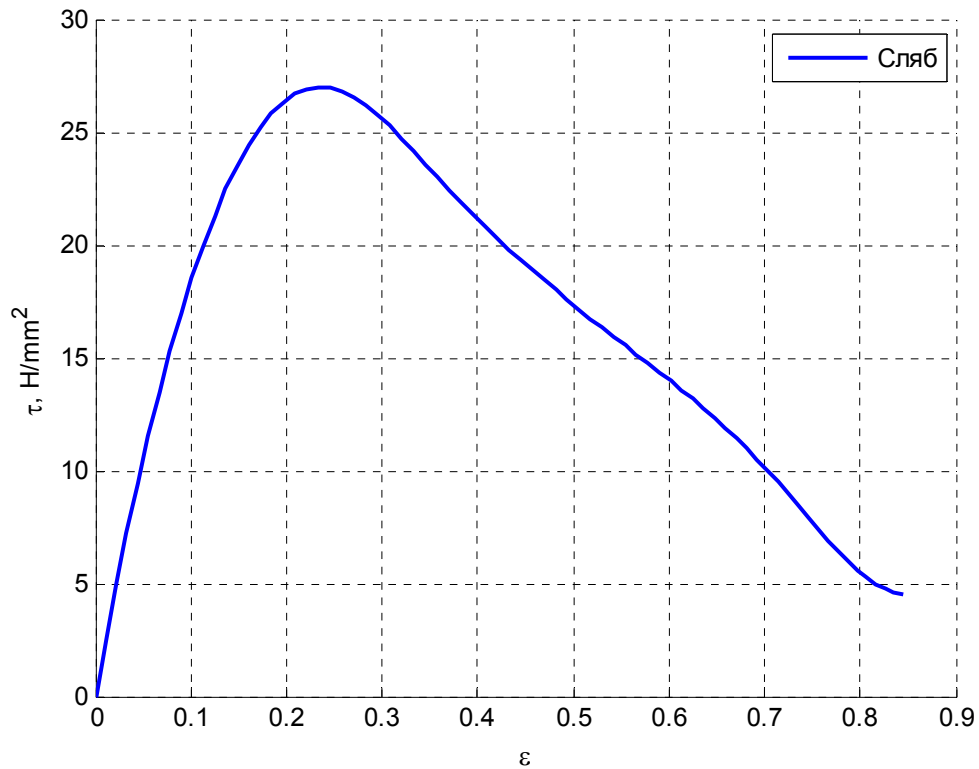


Рисунок 2.5 – Графік залежності питомого опору τ від відносної глибини надрізу ε для слябу

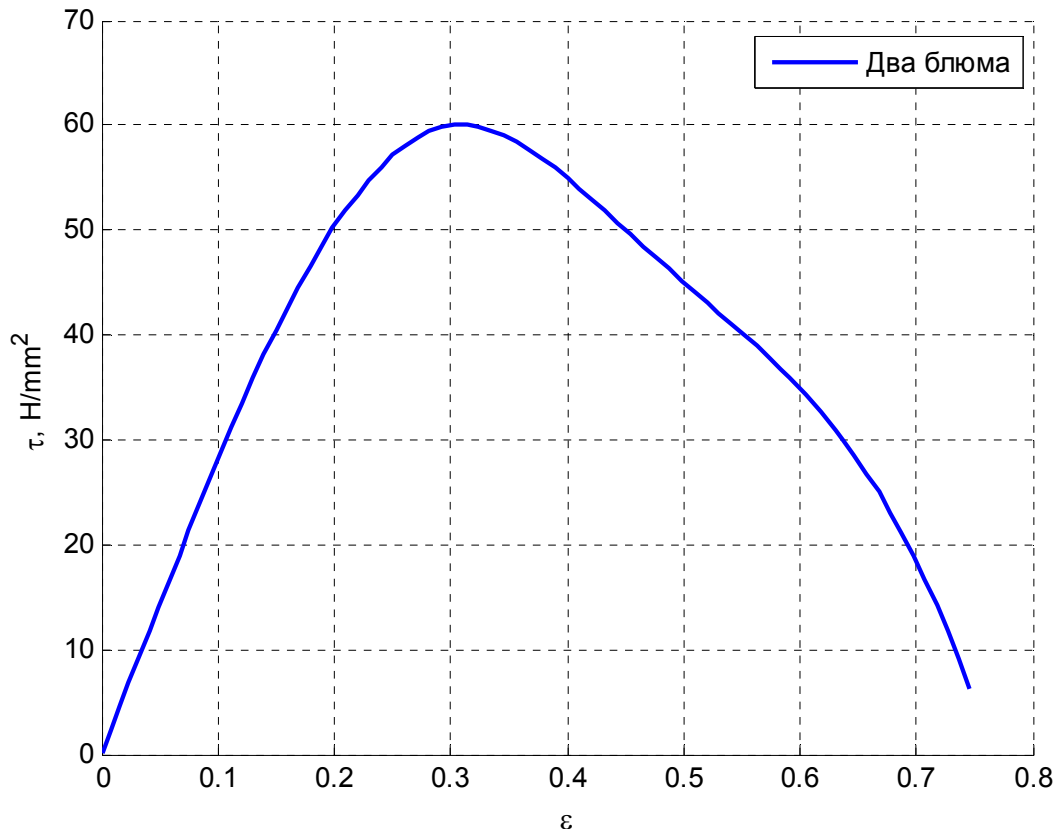


Рисунок 2.6 – Графік залежності питомого опору τ від відносної глибини надрізу ε для двох блюмів

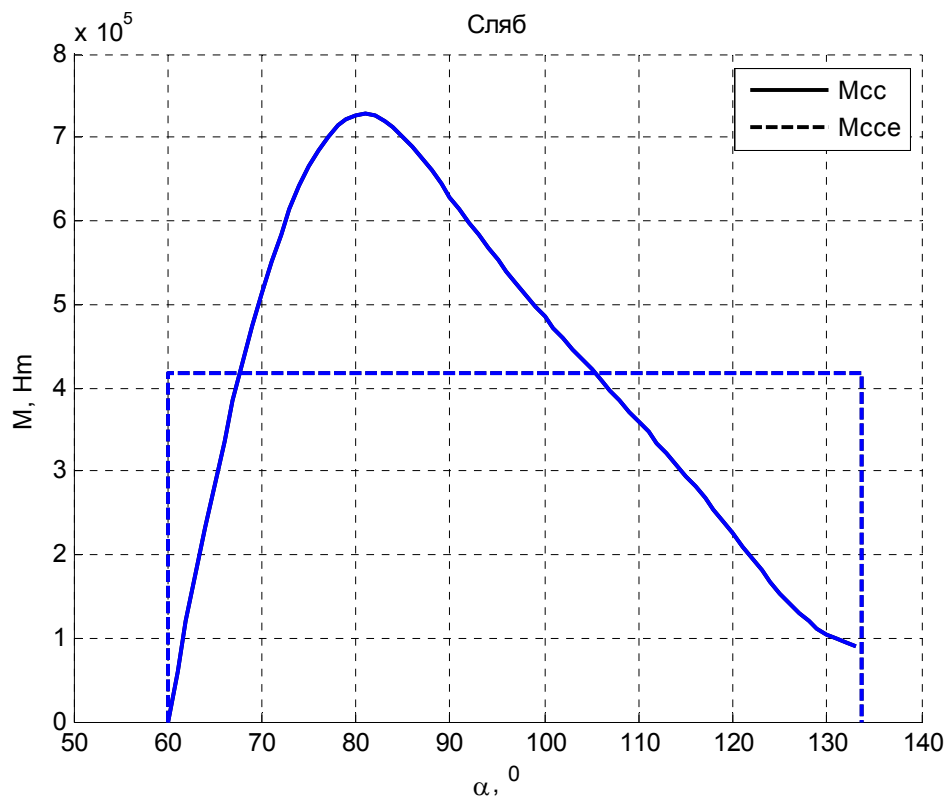


Рисунок 2.7 – Графік залежності моменту статичного опору M_c від кута повороту ексцентрикового валу α для слябу

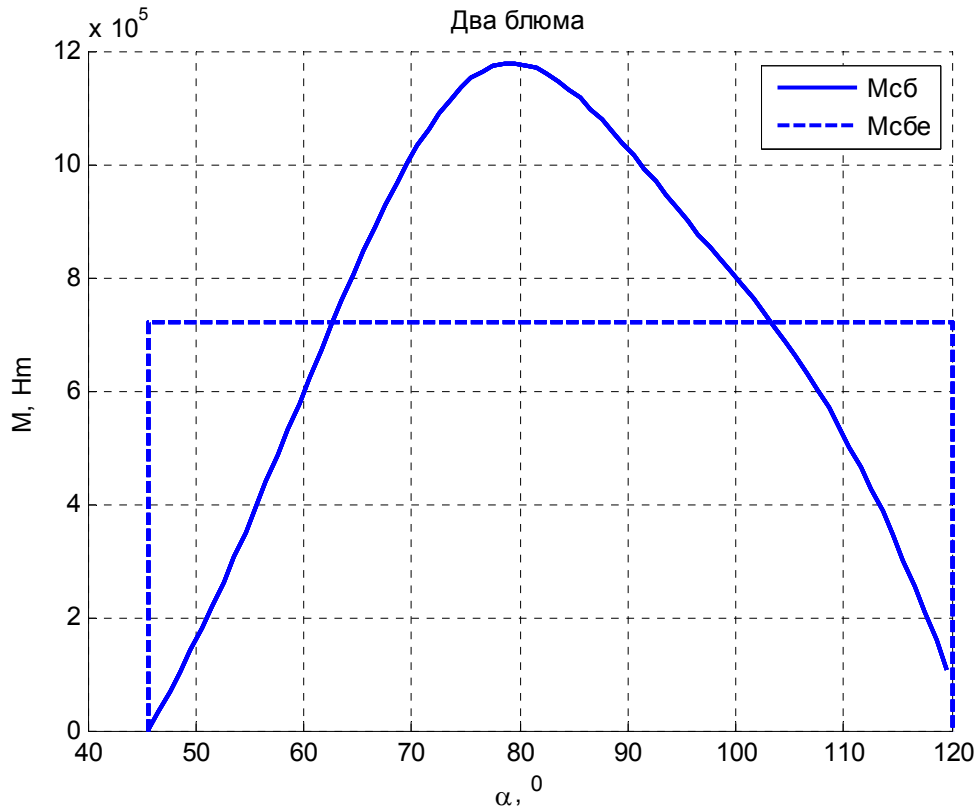


Рисунок 2.8 – Графік залежності моменту статичного опору M_c від кута повороту ексцентрикового валу α для двох блюмів

На рисунках 2.7 и 2.8 введені наступні позначення: M_{CC} , M_{CB} – відповідно момент статичного опору при різанні сляба і двох блюмів; M_{CCE} , M_{CBE} – відповідно еквівалентні моменти опору для тих же типів заготовок.

В ході розрахунку були отримані наступні значення:

$$M_{CC_max} = 7,28 \cdot 10^5 \text{ Нм} \text{ – максимальний момент опору при різанні сляба;}$$

$M_{CB_max} = 1,178 \cdot 10^6 \text{ Нм}$ – максимальний момент опору при різанні двох блюмів;

$$M_{CCE} = 4,177 \cdot 10^5 \text{ Нм} \text{ – еквівалентний момент опору при різанні слябу;}$$

$M_{CBE} = 7,2 \cdot 10^5 \text{ Нм}$ – еквівалентний момент опору при різанні двох блюмів.

Таким чином, для перевірки двигунів приймаємо дані для різання важкого типу сортаменту – рез двох блюмів одночасно:

$$A_{PI3} = A_B = 4,68 \cdot 10^6 \text{ Дж} \text{ – максимальна робота різання;}$$

$M_{C_{\max}} = M_{CB_{\max}} = 1,178 \cdot 10^6 \text{ Нм}$ – момент статичного опору
максимальний;

$M_{CE} = 7,2 \cdot 10^5 \text{ Нм}$ – еквівалентний момент опору;

$\alpha_{PP} = \alpha_{PP_B} = 45,57^\circ$ – кут початку різання;

$\alpha_P = \alpha_{P_B} = 74,427^\circ$ – кут різання.

2.3 Розрахунок навантажувальної діаграми двигунів

2.3.1 Пуск двигуна

Середній динамічний момент двох електродвигунів при пуску приблизно приймаємо рівним (система із задавачем інтенсивності швидкості):

$$M_{\Pi} = 2 \cdot M_H \cdot \lambda - M_{XX}, \quad (2.7)$$

де M_H – номінальний момент двигуна;

M_{XX} – момент холостого ходу.

Номінальний момент двох електродвигунів:

$$M_H = \frac{P_H}{\omega_H} = \frac{2 \cdot 3800 \cdot 10^3}{8,378} = 9,07 \cdot 10^5 \text{ Нм}, \quad (2.8)$$

де

$$\omega_H = \frac{\pi \cdot n_H}{30} = \frac{\pi \cdot 80}{30} = 8,378 \text{ с}^{-1} \quad (2.9)$$

– номінальна швидкість двигуна.

Момент холостого ходу приймаємо рівним:

$$M_{XX} = 0,05 \cdot M_H = 0,05 \cdot 9,07 \cdot 10^5 = 4,54 \cdot 10^4 \text{ Нм}. \quad (2.10)$$

З урахуванням того, що перевантажувальна здатність двигуна становить $\lambda = 2,7$:

$$M_{\Pi} = 2 \cdot 9,07 \cdot 10^5 \cdot 2,7 - 4,54 \cdot 10^4 = 2,4 \cdot 10^6 \text{ Нм}. \quad (2.11)$$

Сумарний момент інерції двох двигунів з механізмом ножиць:

$$J_{\Sigma} = 2 \cdot J_{ДВ} + J_{МЕХ} = 2 \cdot 30000 + 8682 = 68682 \text{ кг} \cdot \text{м}^2. \quad (2.12)$$

Вважаючи, що система керування забезпечить сталість динамічного моменту в перехідному процесі пуску (робота з задатчиком швидкості), розрахуємо час пуску до номінальної швидкості:

$$t_{\Pi} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_H}{M_{\Pi}} = \frac{68682 \cdot 8,387}{2,4 \cdot 10^6} = 0,2393 \text{ с}. \quad (2.13)$$

За цей час ексцентриковий вал повернеться на кут:

$$\alpha_{\Pi} = \frac{180 \cdot \omega_H \cdot t_{\Pi}}{2 \cdot \pi \cdot i} = \frac{180 \cdot 8,387 \cdot 0,2393}{2 \cdot \pi \cdot 5} = 11,489^{\circ}. \quad (2.14)$$

2.3.2 Рух до моменту врізання у метал

Після розгону приводу, ножі продовжують рухатися на встановленій номінальній швидкості до моменту початку різання. Навантаження при цьому визначається моментом холостого ходу $M_{ХХ}$. Визначимо кут руху систему на холостому ході:

$$\alpha_{ХХ1} = \alpha_{ПР} - \alpha_{\Pi} = 45,57 - 11,57 = 34,08^{\circ} \quad (2.15)$$

Час руху при цьому становить:

$$t_{ХХ1} = \frac{\pi \cdot i \cdot \alpha_{ХХ1}}{180 \cdot \omega_H} = \frac{\pi \cdot 5 \cdot 34,08}{180 \cdot 8,387} = 0,355 \text{ с} \quad (2.16)$$

2.3.3 Різання металу

Як показано в [64], під час різання металу робота необхідна для цього процесу може перевищити максимальну роботу, яку можуть виконати приводні двигуни при максимальному допустимому моменті. При такій ситуації різ буде проходити також і за рахунок зниження кінетичної енергії, накопиченої в елементах системи, а відповідно буде відбуватися зниження швидкості приводу

під час різку. Робота необхідна для забезпечення різання становить $A_{PI3} = A_B = 4,68 \cdot 10^6$ Дж. Розрахуємо максимальну роботу, яку можуть виконати приводні електродвигуни:

$$A_{PE3}' = M_{PE3 \max} \cdot \frac{\pi \cdot i \cdot \alpha_P}{180} = 2,4 \cdot 10^6 \cdot \frac{\pi \cdot 5 \cdot 74,427}{180} = 15,58 \cdot 10^6 \text{ Дж} \quad (2.16)$$

де $M_{PE3 \max}$ – максимальний момент, який можуть забезпечити двигуни під час різання. Формула розрахунку збігається з (2.11).

Оскільки $A_{PE3} = 4,68 \cdot 10^6 \text{ Дж} < A_{PE3}' = 15,58 \cdot 10^6 \text{ Дж}$ то перетікання кінетичної енергії під час різання відбуватися не буде. Швидкість різання ω_P буде дорівнювати номінальній швидкості, а еквівалентний момент створюваний двигунами буде дорівнювати розрахунковому еквівалентному моменту опору M_{CE} :

$$\omega_P = \omega_H = 8,378 \text{ рад / с} \quad (2.17)$$

$$M_{PE} = M_{CE} = 7,2 \cdot 10^5 \text{ Нм} \quad (2.18)$$

З огляду на те, що кут різання складає, розрахуємо час різання:

$$t_P = \frac{\pi \cdot \alpha_P}{180 \cdot \omega_P} = \frac{\pi \cdot 74,427}{180 \cdot 8,378} = 0,7753 \text{ с} \quad (2.19)$$

2.3.4 Гальмування ножиць

Як для системи з задавачем інтенсивності швидкості динамічний момент гальмування приймаємо рівним динамічному моменту при пуску:

$$M_T = M_{II} = 2,4 \cdot 10^6 \text{ Нм} \quad (2.20)$$

Кут і час гальмування при цьому теж будуть рівні відповідним величинам процесу пуску:

$$t_T = t_{II} = 0,2393 \text{ с.} \quad (2.21)$$

$$\alpha_T = \alpha_{II} = 11,489^\circ \quad (2.22)$$

2.3.4 Сталий рух від закінчення різку до початку гальмування

З огляду на те, що за один цикл ексцентриковий вал повинен пройти 360 градусів і повернутися у початкове положення, кут повороту між різкою і початком гальмування складе:

$$\begin{aligned}\alpha_{XX2} &= 360 - \alpha_{II} - \alpha_{XX1} - \alpha_P - \alpha_{\Gamma} = \\ &= 360 - 11,489 - 34,08 - 74,427 - 11,489 = 228,5115^{\circ}\end{aligned}\quad (2.23)$$

Час руху при цьому складе:

$$t_{XX2} = \frac{\pi \cdot i \cdot \alpha_{XX2}}{180 \cdot \omega_H} = \frac{\pi \cdot 5 \cdot 228,515}{180 \cdot 8,387} = 2,38 \text{ с} \quad (2.24)$$

Навантажувальна діаграма побудована за розрахованими вище даними наведена на рисунку 2.9.

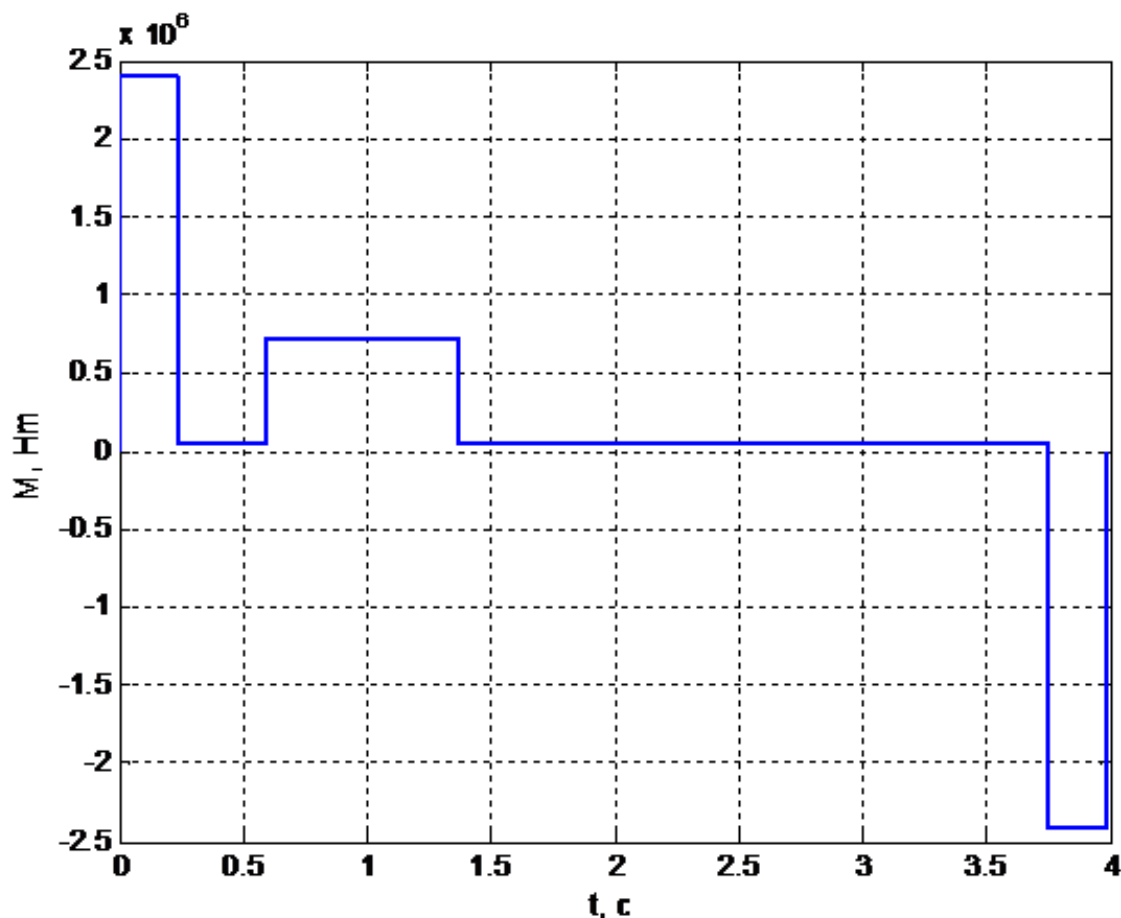


Рисунок 2.9 – Навантажувальна діаграма електроприводу ножиць 2000 тонн блюмінгу 1250

2.4 Перевірка потужності обраного електродвигуна по нагріву

Знаходимо еквівалентний момент двигуна:

$$M_E = \sqrt{\frac{(M_{II} + M_{XX})^2 \cdot t_{II} + M_{XX}^2 \cdot (t_{XX1} + t_{XX2})}{t_{II} + t_{XX1} + t_P + t_{XX2} + t_{\Gamma}} + \frac{(M_{PE} + M_{XX})^2 \cdot t_P + (M_{\Gamma} - M_{XX})^2 \cdot t_{\Gamma}}{t_{II} + t_{XX1} + t_P + t_{XX2} + t_{\Gamma}}}, \quad (2.25)$$

$$M_E = 8,9955 \cdot 10^5 \text{ Нм}$$

Виконаємо перевірку двигуна по нагріву:

$$M_H \geq M_E$$

$$9,07 \cdot 10^5 \text{ Нм} \geq 8,9955 \cdot 10^5 \text{ Нм}$$

Обраний/встановлений двигун 2AS6862F/16 проходить по нагріву.

Завантаження при цьому становить:

$$\frac{M_E}{M_H} = \frac{8,9955 \cdot 10^5}{9,07 \cdot 10^5} = 0,992$$

3 ВИБІР ОБЛАДНАННЯ ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

3.1 Вибір та обґрунтування силової частини системи та способу керування електроприводом

Для живлення якірних ланцюгів електродвигунів і обмоток збудження електричних машин постійного струму застосовуються, головним чином, електромашинні генератори (Г) що обертаються, широтно-імпульсні перетворювачі (ШП) на тиристорах і транзисторах і тиристорні перетворювачі (ТП) змінного струму в постійний. Відповідно до цього силова частина електроприводу може бути зібрана за різними схемами: Г-Д, ШП-Д або ТП-Д.

Система Г-Д володіє хорошими регульовальними властивостями, порівняно невисокою питомою вартістю і великим терміном служби. Основною перевагою цієї системи є високий коефіцієнт потужності, крім того, при роботі системи Г-Д не спотворюється форма напруги живильної мережі змінного струму.

До недоліків цієї системи слід віднести: складність, низький ККД через потрійне перетворення енергії (електричної в механічну і навпаки), великий рівень шуму в процесі роботи, необхідність регулярного і ретельного обслуговування.

В даний час система Г-Д має обмежене застосування в зв'язку з масовим впровадженням перетворювачів на тиристорах і транзисторах. У металургійній промисловості використовується в якості електроприводу великої потужності на деякі прокатних станах (наприклад, обтискних).

Переваги системи ШП-Д визначаються перевагами ШП як джерела живлення, а саме:

– високі динамічні властивості (швидкодія, точність, якість регулювання і т.д.) через відсутність у ШП додаткових індуктивностей в ланцюзі навантаження, високої частоти комутації і менш істотних нелінійностей перетворювача;

- широкий діапазон регулювання вихідної напруги (до $1:10^5$);
- високий ККД, оскільки втрати потужності на регулюючому елементі ШПІ незначні в порівнянні з втратами потужності в разі безперервного регулювання;
- високий коефіцієнт потужності системи;
- високе використання двигунів по струму через велику частоту комутації і малі пульсації струму якоря;
- низький вихідний опір перетворювача і тому більш жорсткі швидкісні і механічні характеристики двигуна;
- мала чутливість до змін температури навколишнього середовища, оскільки регулюючим чинником є час провідності ключа, а не величина внутрішнього опору регулюючого елемента, що має місце при безперервному регулюванні;
- малі габарити і маса;
- постійна готовність до роботи.

Разом з тим ШПІ притаманні і недоліки:

- імпульсний режим роботи регулюючого елемента призводить до необхідності встановлювати вихідні фільтри, що викликає інерційність процесу регулювання в замкнутих системах;
- високі швидкості включення і виключення струму в силовому ланцюзі ШПІ призводять до виникнення радіоперешкод.

В даний час практичне застосування ШПІ на напівпровідникових елементах обмежене електроприводами малої і середньої потужності.

В електроприводах середньої і великої потужності широкого поширення набула система ТП-Д. В порівнянні з системою Г-Д ця система електроприводу має низку переваг:

- відсутність обертових частин, безшумність в роботі;
- вищі швидкодія і ККД (ККД системи ТП-Д становить 0,96...0,98, системи Г-Д - 0,76...0,84);
- більш висока точність регулювання завдяки відсутності інерції, що

часто забезпечує механізму велику продуктивність і високу якість продукції;

- менша чутливість до впливу газів і забрудненого середовища;
- відсутність складних вентиляційних пристроїв.

Разом з тим у порівнянні з системою Г-Д система ТП-Д має такі недоліки:

- погіршення коефіцієнта потужності пропорційно і зменшення при цьому здатності навантаження ТП, що особливо відчутно в приводах великої потужності;

- при глибокому регулюванні крім зменшення коефіцієнта потужності збільшується амплітуда пульсацій в кривих випрямленої напруги і струму, що може несприятливо позначитися на комутації струму приводного двигуна, викликати розриви струму і коливання швидкості обертання двигуна;

- спотворення форми кривої напруги живильної мережі в результаті комутаційних процесів в ТП, що несприятливо позначається на роботі інших електроустановок, які живляться від цієї мережі, а також на роботі самого ТП, оскільки нерідко мережева напруга використовується в якості опорної.

Особливо відзначимо, що перераховані недоліки системи ТП-Д стають вагомими тільки при великій потужності приводу, однак при цьому і її переваги виступають особливо яскраво.

Тиристорні електроприводи (система ТП-Д) мають високі техніко-економічні показники і експлуатаційні переваги, відповідають сучасним вимогам технологічних процесів і по праву стають головним засобом керованого перетворення електричної енергії в механічну.

Для підтримки системою заданих параметрів на необхідному рівні вони, як правило, будуються замкнутими, а підвищення якісних показників їх роботи досягається введенням спеціальних коригувальних ланок (системи з послідовною, паралельною і змішаною корекцією) або організацією модального управління. Системи з паралельною, послідовною і змішаною корекцією зазвичай представляють собою багатоконтурні системи регулювання. Кожна з цих систем має свої переваги і недоліки.

При застосуванні паралельної корекції підвищується стабільність характеристик системи за рахунок ланок, охоплених зворотнім зв'язком. Вплив перешкод на коригуючий пристрій, включений в ланцюг зворотного зв'язку, значно менше, ніж при включенні його в прямий канал системи, оскільки сигнал знімається з виходу системи, що представляє собою фільтр низьких частот.

Основними недоліками паралельної корекції є відносна складність розрахунку системи і велика трудомісткість налаштування. Контур, утворений місцевим зворотнім зв'язком, може сам по собі виявитися нестійким, виникають також труднощі з підсумовуванням сигналів. Крім того, цю систему слід завжди розглядати як єдине ціле, оскільки в більшості випадків зміна одного з параметрів вимагає перерахунку і перебудови всієї системи.

Системи з послідовною корекцією вигідно відрізняються від систем з паралельною корекцією, особливо при складних структурах об'єкта регулювання, великому числі регульованих параметрів і високих вимогах до якості регулювання. Прості і зручні для практики методи розрахунку і настроювання контурів систем з послідовною корекцією дозволяють навіть при значних погрішності у визначенні динамічних параметрів об'єкта регулювання отримати цілком працездатну систему керування електроприводом. Такі системи вводять в експлуатацію методом послідовного налаштування окремих контурів системи управління (на відміну від систем з паралельною корекцією). Великою перевагою систем з послідовною корекцією є зручність обмеження будь-якого з регульованих параметрів на заданому рівні.

Створення практично безінерційних тиристорних і транзисторних перетворювачів з малою потужністю управління і операційних підсилювачів постійного струму, що застосовуються в якості активних коригувальних ланок, забезпечило широке впровадження систем з послідовною корекцією для управління практично всіма видами металургійного електроприводу постійного струму.

САУ з послідовною корекцією розбивається на ряд контурів, число яких дорівнює числу регульованих параметрів системи. Параметрами регулювання

можуть бути: напруга перетворювача, сила струму в головному ланцюзі, швидкість електродвигуна, кутове або лінійне положення робочого механізму, натяг металу, що прокочується і ін.

У системі регулювання з послідовною корекцією головним параметром регулювання є той, який визначає основну мету автоматичного регулювання. Інші параметри - допоміжні, вони підпорядковані головному параметру. Крім того, допоміжні параметри також знаходяться в підпорядкуванні один з іншим. Наприклад, параметр напруги перетворювача підпорядкований параметру струму в головному ланцюзі, а останній підпорядкований параметру швидкості електродвигуна і т.п. Тому системи з послідовною корекцією називають також системами підлеглого управління (регулювання).

3.2 Вибір комплектного тиристорного електроприводу

Приводи постійного струму найчастіше покликані вирішувати завдання економного використання з перевагами щодо надійності, комфортабельного управління і споживчих якостей. Приводи постійного струму мають такі переваги, як: економний режим $4Q$; тривала робота і повний обертальний момент при малій швидкості обертання; високий пусковий момент; великий діапазон регулювання швидкості при постійній потужності; невелика площа, необхідна для установки; надійність.

Основними технічними даними комплектних тиристорних електроприводів є номінальний ток I_n та напруга U_n . Номінальний струм електроприводу вибирається по струму тиристорного перетворювача і повинен бути більше номінального струму двигуна.

Номінальна напруга електроприводу визначається номінальною напругою електродвигуна. Вона менше номінальної напруги ТП, визначена за ДСТУ 25953-83, на 5-10%, що забезпечує необхідний запас на регулювання швидкості та на безпечне інвертування при зниженні напруги мережі живлення.

Для встановлених електродвигунів обираємо реверсивний комплектний електропривод (КЕП) SIMOREG DC Master серії 6RA70 концерну Siemens.

Випрямлячі SIMOREG DC Master - це повністю цифрові компактні пристрої для підключення трьохфазову струму, які служать для живлення якірного ланцюга та обмотки збудження приводів постійного струму з регульованою швидкістю і з номінальним струмом якоря від 15 А до 2000 А. При паралельному включенні компактних пристроїв можлива сила струму до 12000 А.

Обираємо роздільне живлення якірних ланцюгів. Встановлюємо на кожен електродвигун по три перетворювача (один ведучий, два відомих) підключених паралельно, тому що максимальний випрямлений струм одного випрямляча складає 2000 А, а необхідний номінальний струм одного двигуна 5100 А. Допустимий постійний вихідний струм при паралельному включенні становить $I_{\Sigma\max} = 3 I_{н\text{ (simoreg)}}$. Технічні дані встановленого випрямляча SIMOREG DC Master наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Технічні дані перетворювача SIMOREG DC MASTER 6RA7095-4LV62

Найменування параметра	Позначення та чисельне значення
Номінальна живлюча 3х фазна напруга, В	$U_{н1\text{ тп}} = 460$
Номінальний вхідний струм, А	$I_{н1\text{ тп}} = 1575$
Номінальна випрямлена (постійна) напруга, В	$U_{н\text{ тп}} = 875$
Номінальний випрямлений (постійний) струм, А	$I_{н\text{ тп}} = 1900$
Номінальна потужність, кВт	$P_{н\text{ тп}} = 1663$
Номінальна напруга збудження, В	$U_{в\text{ тп}} = 375$
Номінальний струм збудження, А	$I_{в\text{ тп}} = 40$
Вага, кг	$m_{\text{тп}} = 145$

Паралельно можна включити максимум 6 перетворювачів. Через час проходження сигналів при паралельному підключенні декількох перетворювачів ведучий (master) перетворювач слід розташовувати в середині.

Максимальна довжина кабелів інтерфейсу паралельного включення між ведучим і веденими приладами складає 15 м.

Режим резервування. При паралельному включенні перетворювачі SIMOREG DC Master можуть бути використовуватися в режимі резервування. У цьому режимі при відмові одного з перетворювачів (наприклад, через перегорання запобіжника в силовій частині) підтримується робота з рештою перетворювачів SIMOREG.

Справні перетворювачі SIMOREG при відмові одного з них продовжують працювати в безперервному режимі. Цей режим можливий як при відмові веденого, так і провідного перетворювача.

Схема паралельного включення перетворювачів SIMOREG наведена на рис. 3.1. КТЕ однодвигунний. з реверсом струму в якірному ланцюгу, трансформаторне підключення до мережі з лінійним контактором і пристроєм динамічного гальмування, з вбудованим пристроєм збудження двигуна; з програмованими засобами керування, з однозонної системою регулювання швидкості зі зворотним зв'язком за швидкістю від імпульсного датчика швидкості, система автоматичного регулювання струму, напруги, ЕРС, частоти обертання, системи захисту і сигналізації електроприводу.

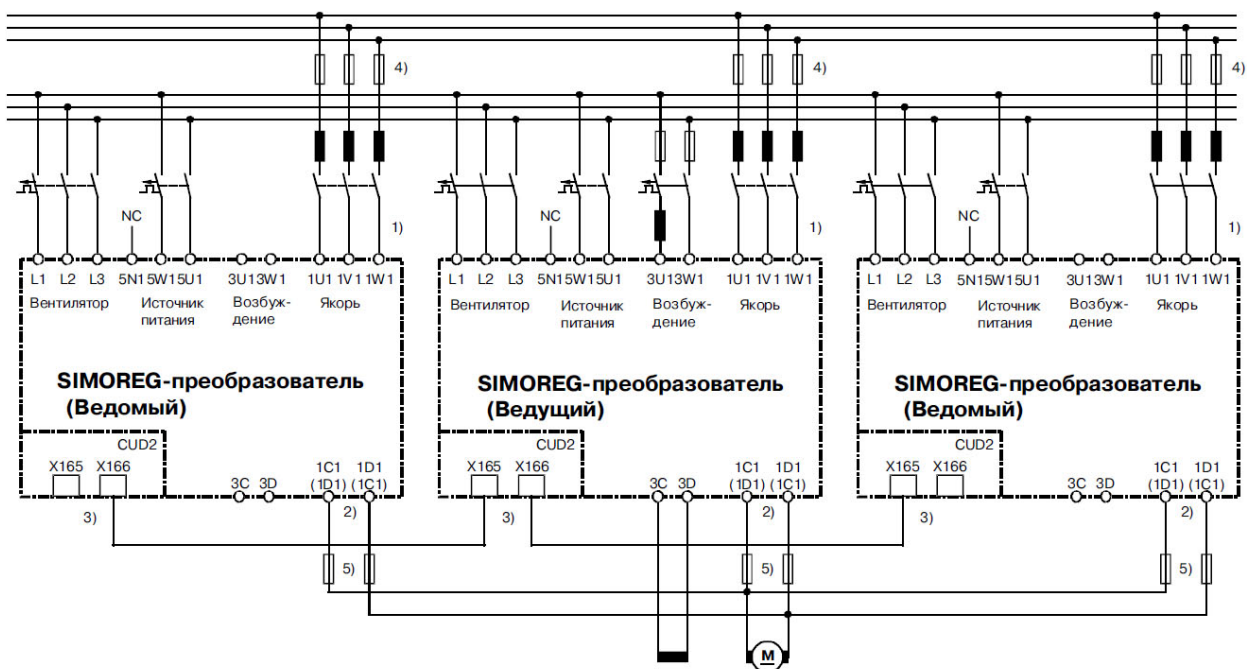


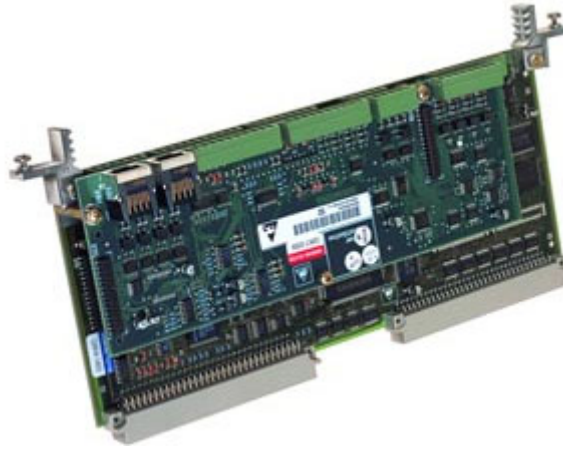
Рисунок 3.1 – Схема паралельного включення перетворювачів
SIMOREG DC Master

Комплектний пристрій, повністю готове до підключення, що складається з одного або декількох шаф, в яких скомпоновано необхідне обладнання. Шафи, що входять до складу електроприводу, є металеву конструкцію каркасного типу. Системи керування (СК) - мікропроцесорна, уніфіковані між собою, і з іншими виробами (інтелектуальними пультами управління, системами діагностики, пристроями віддаленого вводу-виводу).

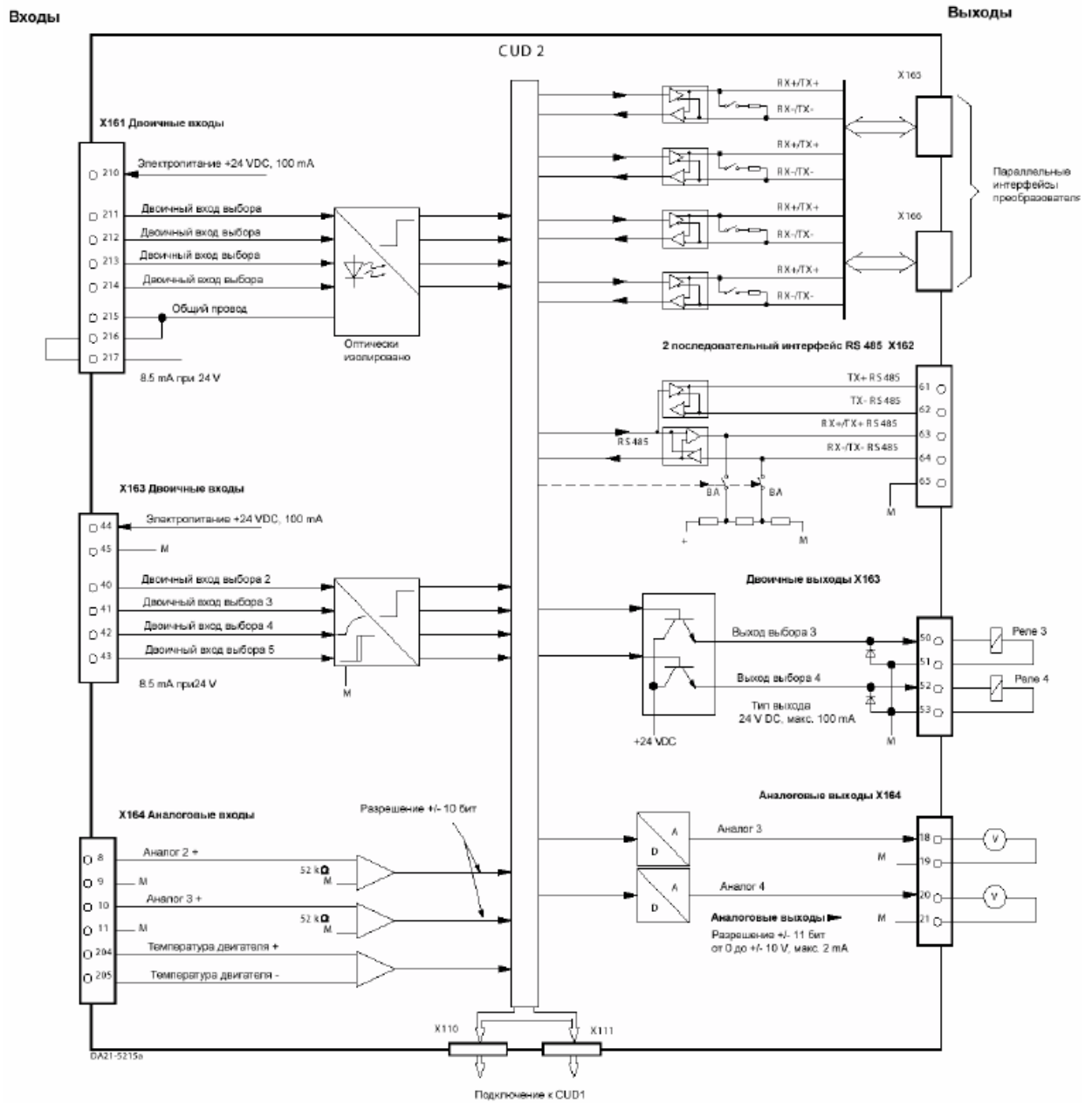
Для паралельного включення для кожного перетворювача потрібно опція «Розширення клем» (CUD2). На розширенні клем знаходяться необхідні для передачі імпульсу запалювання і здійснення комунікацій апаратні засоби і штекерні з'єднання. Модуль розширення клем CUD2 вбудовується в основний модуль електроніки CUD1 і не вимагає додаткового кріплення. Завдяки цьому в розпорядження надається ряд додаткових входів / виходів. Разом з цими додатковими входами і виходами модуль розширення клем CUD2 надає додатковий послідовний інтерфейс RS 485, а також паралельний інтерфейс для паралельного включення до 5-ти блоків живлення.

Зовнішній вигляд та призначення клем модулю розширення клем CUD2 приведено на рис. 3.2.

Однолінійна схема та силова схема підключення комплектного електроприводу SIMOREG DC MASTER приведена на рис. 3.3 та 3.4 [13,14].



а) загальний вигляд



б) призначення клем

Рисунок 3.2 – Модуль розширення клем CUD2 необхідний для паралельного включення перетворювачів SIMOREG DC Master

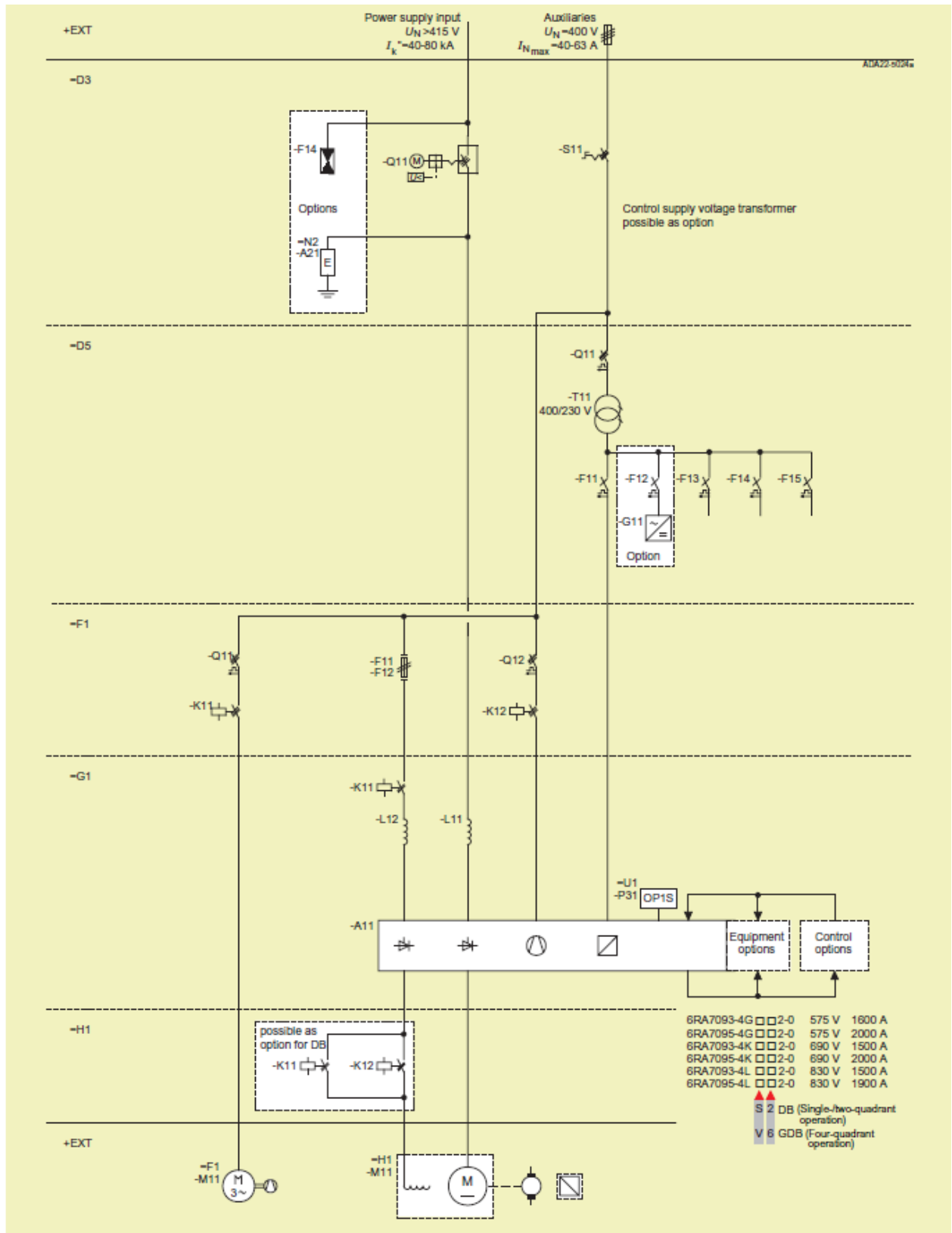


Рисунок 3.3 – Однолінійна схема комплекту електропривода SIMOREG DC MASTER

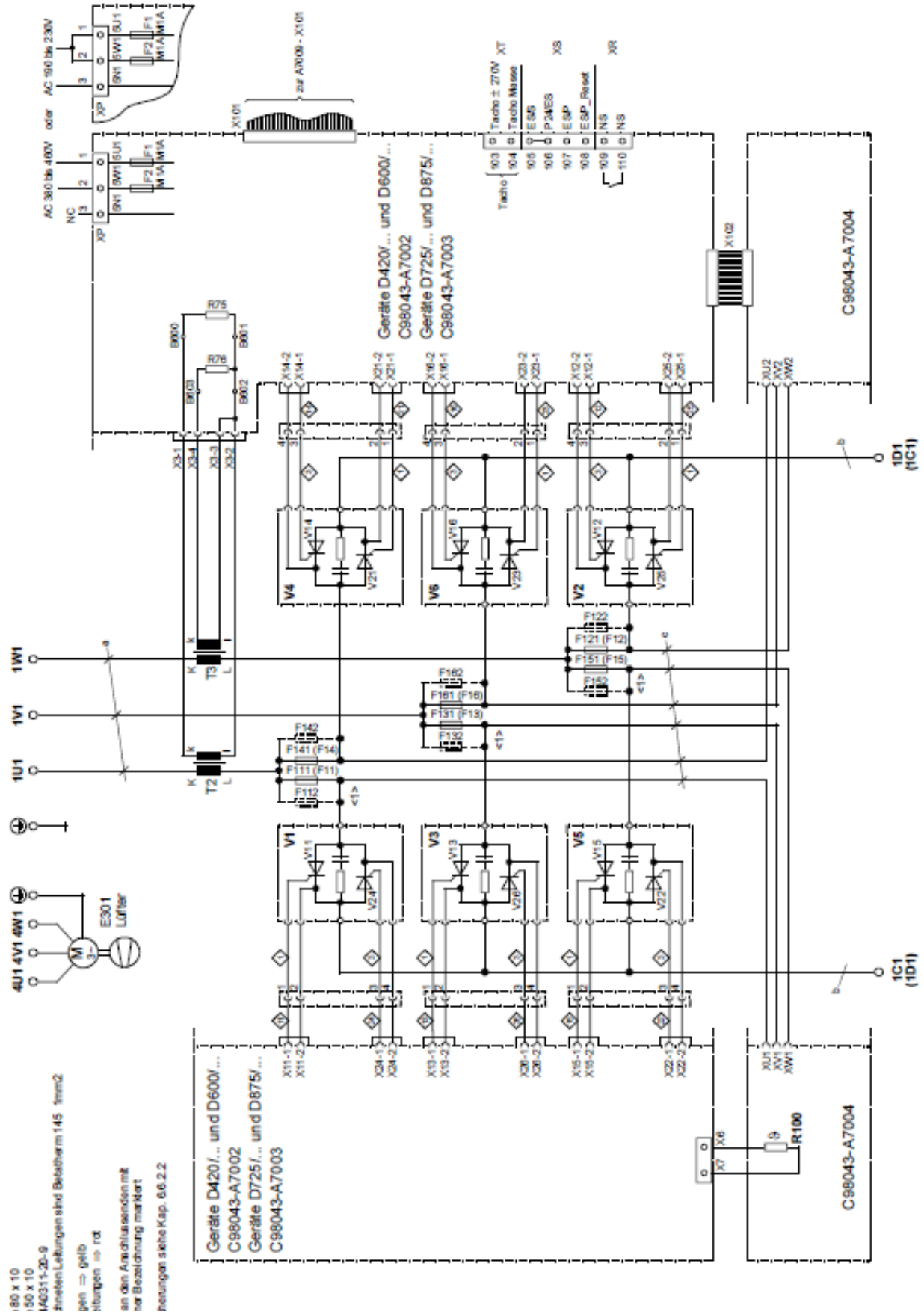


Рисунок 3.4 – Силовая схема подключения комплектного электропривода SIMOREG DC MASTER

Параметрування перетворювача можна так само здійснювати через стандартний РС при використанні відповідного програмного забезпечення. ЕОМ підключається до базового блоку за допомогою послідовного інтерфейсу. Цей інтерфейс використовується під час запуску, для збереження параметрів при відключенні, а так само для діагностики під час роботи. Більш того, оновлене програмне забезпечення перетворювача можна завантажити через цей інтерфейс для зберігання у Flash пам'яті.

У одноквADRANTНИХ перетворювачах ланцюг якоря живиться від повністю керованого трифазного моста, а в чотириквADRANTНИЙ модулях - від двох повністю керованих трифазних мостів, включених зустрічно-паралельно. На схему збудження живлення подається через однофазний напівкерований двонапівперіодний міст.

Напруга живлення якоря і схеми збудження може відрізнитися по частоті (лежати в діапазоні від 45 до 65 Гц). Послідовність чергування фаз джерела живлення якоря значення не має.

Шафа стандартно містить наступні компоненти:

- перетворювач SIMOREG DC MASTER 6RA70 з цифрової мікропроцесорної системою регулювання для ланцюга якоря і ланцюги збудження;

- головний вимикач (= D3-Q11);
- головний контактор (= D3-K11);
- контактор збудження (= G1-K11);
- автоматичний вимикач захисту двигуна;
- автомати захисту допоміжних ланцюгів;
- плавкі запобіжники;
- комутуючі дроселі;
- трансформатор напруги керування;
- елементи індикації і керування;
- з'єднувальні клеми.

3.3 Вибір силового трансформатора та згладжувального дроселя

Силовий трансформатор в схемі керованого випрямляча застосовується для узгодження стандартної напруги мережі (~ 380 В; ~ 6 кВ; ~ 10 кВ) і напруги навантаження. Зменшення напруги на виході ТП постійного струму за рахунок зміни кута управління в більшості практичних випадків неприпустимо, оскільки це веде до недовикористання по потужності перетворювальної установки і зниження її енергетичних показників (коефіцієнта потужності). Крім того, трансформатор обмежує струм в режимі короткого замикання, а також швидкість наростання струму як в робочих, так і в аварійних режимах роботи перетворювача.

Для узгодження перетворювачів з мережею живлення з довідника [7] обираємо силовий трансформатор ТМП-6300/10У2 технічні дані, якого наведені у табл. 3.2.

Таблиця 3.2 - Технічні дані силового трансформатора ТМП-6300/10У2 виконання 5 для живлення комплектного електроприводу

Найменування параметра	Позначення та значення
Первинна номінальна потужність, кВ·А розрахункове значення $S_{1н} = 1,045 \cdot 1,35 \cdot U_{2тр} \cdot I_{днтр} \cdot 10^{-3}$	$P_{тр} = 6280$
Напруга живильної мережі (мережева обмотка), В	$U_{1тр} = 6000$
Номінальна випрямлена напруга (перетворювач), В	$U_{дн} = 825$
Номінальний випрямлений струм (перетворювач), А	$I_{днтр} = 6300$
Вторинна лінійна напруга (вентильна обмотка) $U_{2лн}$, В	$U_{2тр} = 706$
Вторинний лінійний струм (вентильна обмотка) $I_{2лн}$, А розрахункове значення $I_{2тр} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{днтр}$	$I_{2тр} = 5140$
Потужність втрат холостого ходу, Вт	$\Delta P_{xx} = 9700$
Потужність втрат короткого замикання, Вт	$\Delta P_{кз} = 43800$
Напруга короткого замикання, %	$U_{кз\%} = 8,1$
Струм холостого ходу, %	$I_{xx\%} = 0,9$

Оскільки пульсації струму, що протікає в якірному ланцюгу, погіршують тепловий режим електродвигуна й умови його комутації, для їх зменшення застосовується згладжувальний дросель. Зменшення пульсацій напруги на затискачах якоря при включенні дроселя пояснюється тим, що на якір подається сума випрямленої напруги мережі і ЕРС самоіндукції дроселя. Крім цього, введення згладжувального реактора призводить до звуження зони переривчастих струмів, що, в свою чергу, призводить до збільшення жорсткості швидкісних характеристик приводу.

Індуктивність згладжувального дроселя, що включається послідовно з якорем двигуна, вибирається з умови виконання двох вимог:

- забезпечення безперервності струму якоря двигуна в певному діапазоні навантажень і частот обертання двигуна;
- обмеження амплітуди змінної складової струму якоря двигуна.

Нижче наведено розрахунок згладжує дроселя [68].

Значення максимально випрямленої ЕРС (ідеальна випрямлена напруга; напруга на виході перетворювача):

$$E_{d0} = 1,35U_{2 \text{ тр}} = 1,35 \cdot 706 = 953,1 \text{ В} \quad (3.1)$$

де 1,35 - коефіцієнт мостової схеми випрямлення;

$U_{2 \text{ тр}}_{\text{тп}}$ - номінальну напругу на вторинній обмотці силового трансформатора, В.

Кругова частота 1-ої гармоніки випрямленої напруги:

$$\omega_1 = 2\pi f_c m_\phi = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 6 = 1884,956 \text{ Гц} \quad (3.2)$$

де f_c - частота живильної мережі, Гц; m_ϕ - число фаз випрямлення.

Активний, індуктивний та повний опір силового трансформатора:

$$r_{\text{тр}}_{\text{тп}} = \frac{\Delta P_{\text{кз}} U_{2 \text{ тр}}^2}{P_{\text{тр}}^2} = \frac{43800 \cdot 706^2}{(6280 \cdot 10^3)^2} = 0,554 \cdot 10^{-3} \quad (3.3)$$

$$z_{\text{тр}} = \frac{U_{\text{кз\%}} \cdot U_{2 \text{ тр}}}{100 I_{2 \text{ тр}} \sqrt{3}} = \frac{8,1 \cdot 706}{100 \cdot 5140 \cdot \sqrt{3}} = 6,423 \cdot 10^{-3} \quad (3.4)$$

$$x_{a \text{ тр}} = \sqrt{z_{\text{тр}}^2 - r_{\text{тр}}^2} = \sqrt{6,423 \cdot 10^{-3} - 0,554 \cdot 10^{-3}} = 6,4 \cdot 10^{-3} \quad (3.5)$$

де $\Delta P_{\text{кз}}$ - потужність втрат короткого замикання трансформатора, Вт;

$P_{\text{тр}}$ - потужність трансформатора, В·А;

$U_{\text{кз\%}}$ - напруга короткого замикання трансформатора, %;

$I_{2 \text{ тр}}$ - діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора, А.

Індуктивність силового трансформатора, наведена до ланцюга випрямленого струму:

$$L_{\text{тр}} = \frac{x_{a \text{ тр}}}{2\pi f_c} = \frac{6,4 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 20,37 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \quad (3.6)$$

де $x_{a \text{ тр}}$ - повний опір силового трансформатора.

Індуктивність обмотки якоря двигуна визначається за емпіричною формулою [68]:

$$L_{\text{дв}} = k \frac{30 \cdot U_{\text{н}}}{\pi \cdot n_{\text{н}} \cdot I_{\text{н}} \cdot p} = 0,1 \frac{30 \cdot 800}{3,14 \cdot 165 \cdot 5100 \cdot 8} = 0,234 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} \quad (3.7)$$

де k – постійний коефіцієнт, що залежить від конструкції електродвигуна ($k = 0,1$ - для компенсованих машин; $k = 0,5 \dots 0,6$ – для некомпенсованих машин);

$U_{\text{н}}$ – номінальна напруга електродвигуна;

$I_{\text{н}}$ – номінальний струм електродвигуна;

$p = 8$ – число пар полюсів електродвигуна;

$n_{\text{н}}$ – номінальна частота обертання електродвигуна.

Пульсації випрямленої напруги призводять до пульсації випрямленого струму, які погіршують комутацію двигуна та збільшують його нагрівання. Вплив пульсацій на комутацію двигунів виражається у звужуванні зони темної

комутації порівняно з живленням від генератора постійного струму та у появі іскріння під щітками.

Для обмеження нагрівання та поліпшення комутації двигуна з допомогою згладжувальних реакторів обмежують (згладжують) амплітуду змінної складової. При цьому звичайно виходять з допустимого рівня пульсацій випрямленого струму для двигуна при номінальній швидкості та номінальній напрузі. Оцінка ведеться за діючим значенням основної гармоніки, яке повинно складати від 2 до 15 % номінального струму двигуна залежно від його потужності та діапазону регулювання швидкості. Із збільшенням потужності двигуна, а також при значному діапазоні регулювання швидкості допустимий рівень пульсації випрямленого струму зменшується.

Розрахункову індуктивність згладжувального дроселя, необхідну для забезпечення потрібного рівня пульсацій випрямленого струму можна визначити за наступною формулою [68]:

$$L_{\text{сд}} = \frac{e_n E_{\text{d0}}}{i_e \omega_1 I_{\text{н дв}}} - (2L_{\text{тр}} + L_{\text{дв}}) =$$

$$= \frac{0,24 \cdot 953,1}{0,04 \cdot 1884,956 \cdot 5100} - (2 \cdot 20,37 \cdot 10^{-6} + 0,234 \cdot 10^{-3}) = 0,32 \text{ мГн} \quad (3.8)$$

де e_n - відносна величина ефективного значення пульсацій першої гармоніки випрямленої напруги, може бути підрахована за допомогою рівнянь [68], або з графіка [64]. На цьому графіку зображено залежність e_n для мостової трифазної схеми випрямлення в функції кута регулювання α . Приймаємо граничний кут регулювання $\alpha_{\text{max}} = 90$ ел. град, тоді значення $e_n = 0,24$;

E_{d0} - значення максимально випрямленої ЕРС, В;

i_e - відносна величина ефективного значення пульсацій першої гармоніки випрямленої струму. $i_e = 0,02 \div 0,05$, нижня межа береться для електроприводу середньої і великої потужності, а верхній - для електроприводу малої потужності [68];

ω_1 - кругова частота 1-ої гармоніки випрямленої напруги, Гц;

$I_{н\ дв}$ - номінальний струм якоря електродвигуна (струм навантаження перетворювача), А (див. табл. 1.3);

$L_{тр}$ - індуктивність силового трансформатора, наведена до ланцюга випрямленого струму, Гн;

$L_{дв}$ - індуктивність обмотки якоря електродвигуна, Гн.

Вибираємо згладжувальний дросель, технічні дані якого наведені в табл. 3.3.

Таблиця 3.3 – Технічні данні згладжувального дроселя типу СРОСЗ 5000МУХЛ4 (послідовне з'єднання ланцюгів обмотки реактора)

Найменування параметра	Позначення та чисельне значення
Втрати в міді, Вт	$P_{сдм} = 5810$
Номінальний постійний струм, А	$I_{н\ сд} = 6300$
Номінальна індуктивність, мГн	$L_{н\ сд} = 0,32$
Активний опір, мОм	-
Вага, кг	$m_{сд} = 3500$

3.4 Опис принципової схеми механізму ножиць

Принципова схема силового ланцюга ножиць 2000 тонн блюмінгу наведена на рис. 3.5. У якості резервного агрегату UZR, для живлення електродвигуна застосований КЕП SIMOREG DC MASTER. Перемикання електродвигуна на живлення від резервного тиристорного перетворювача проводиться при відключеному живленні основних ланцюгів і зупиненому приводі.

Схема підключення тиристорного електроприводу SIMOREG DC MASTER серії 6RM70 приведена на рис. 3.6 - 3.7.

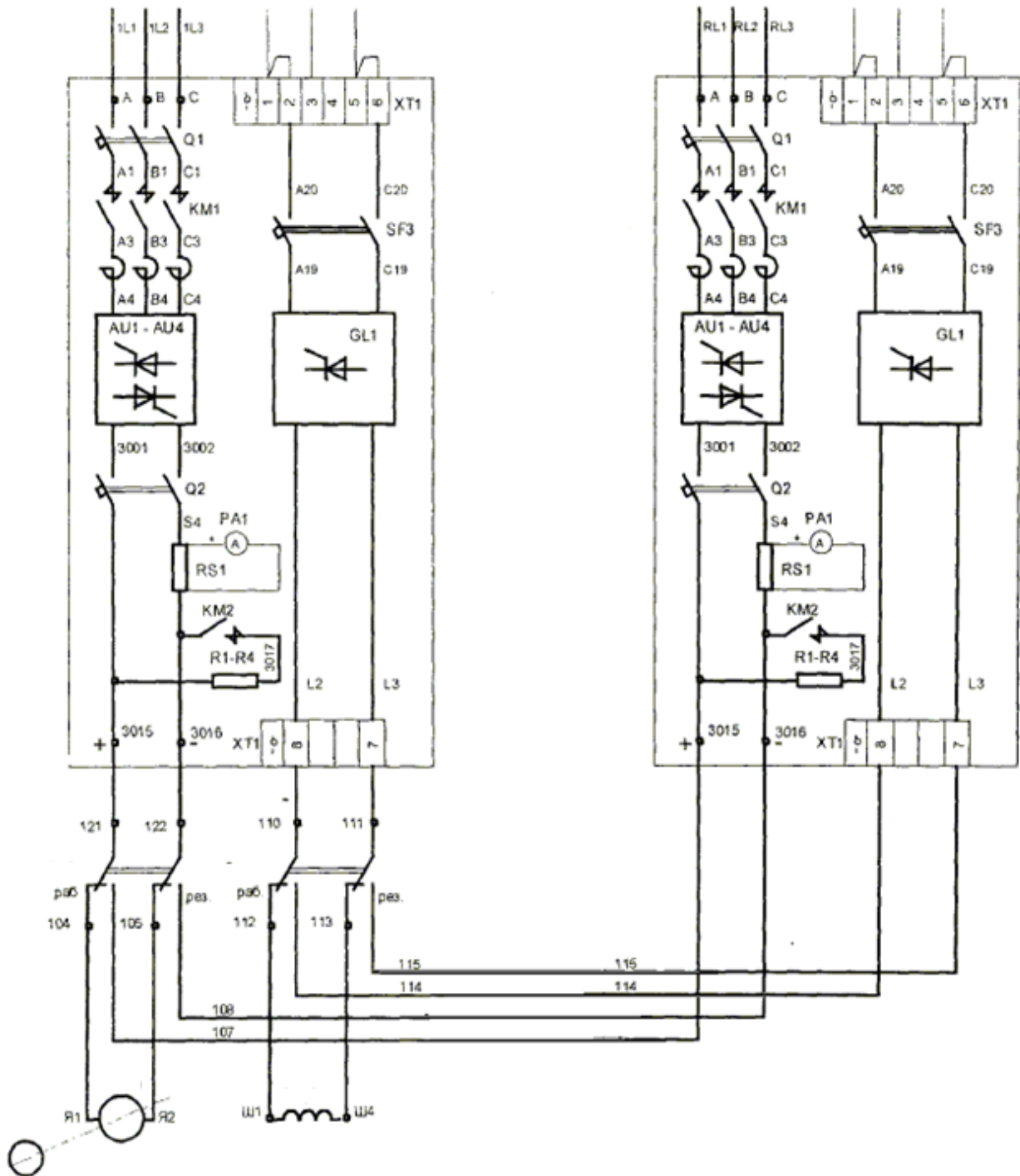


Рисунок 3.5 – Принципова схема силового ланцюга електроприводу механізму ножиць 2000 тонн блюмінгу

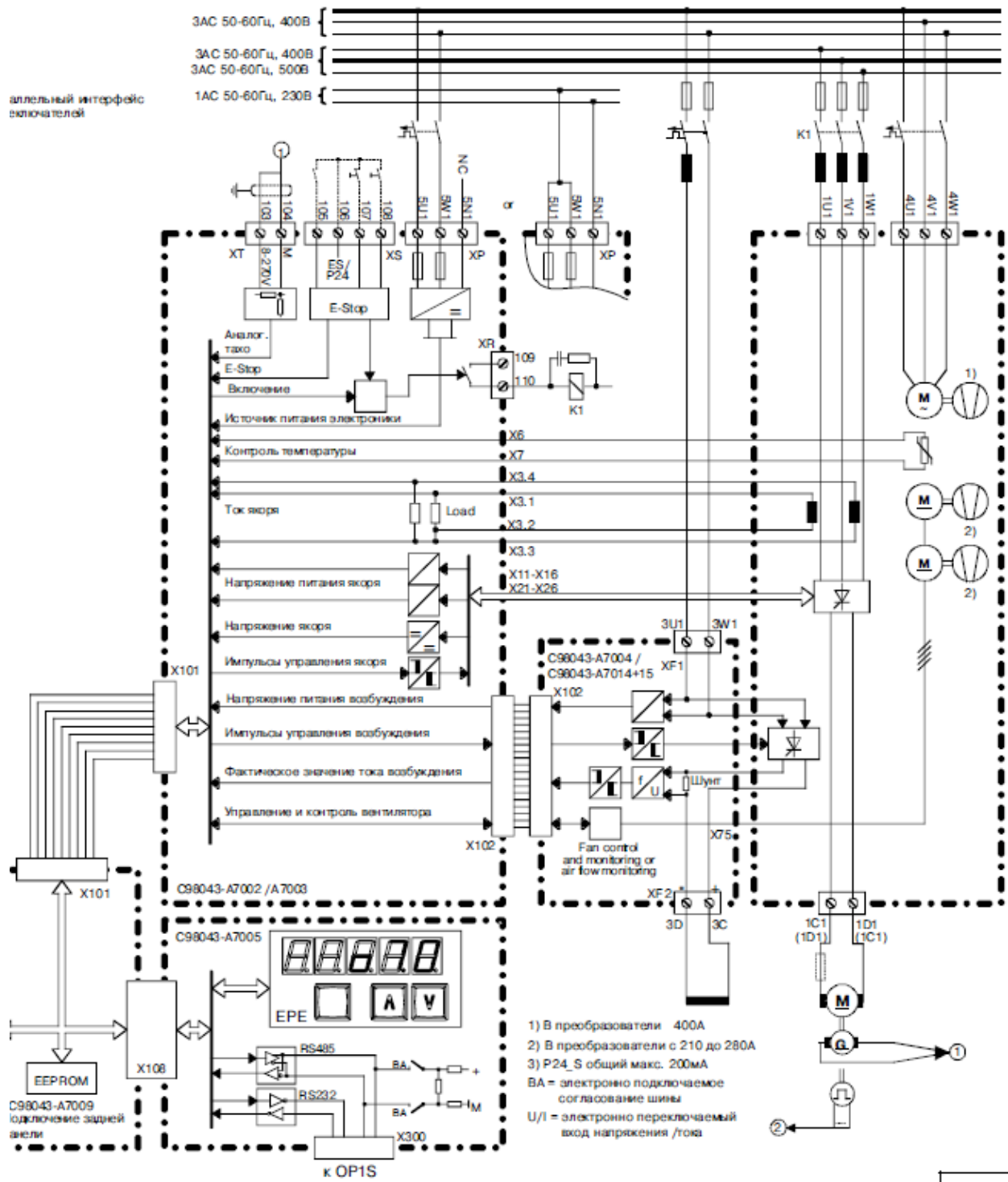


Рисунок 3.6 - Функціональна схема підключення (силова схема) тиристорного електроприводу SIMOREG DC MASTER серії 6RM70

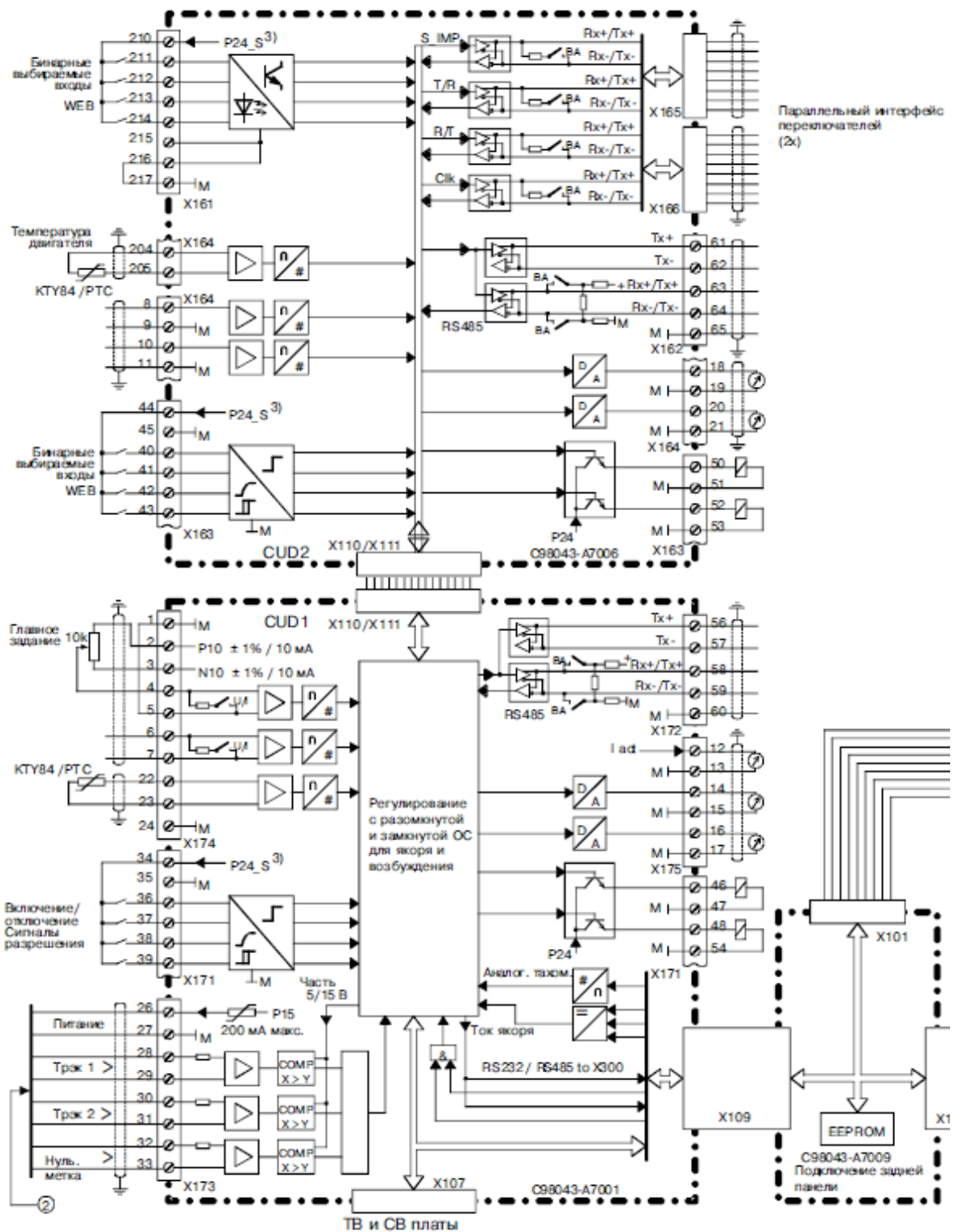


Рисунок 3.7 - Функціональна схема підключення (схема керування) тиристорного електроприводу SIMOREG DC MASTER серії 6RM70

3.6 Математичний опис об'єкта керування

При синтезі системи керування затверджуються звичайні для систем електропривода допущення, лінеаризуючі силову частину об'єкта керування – двигун і регульоване джерело живлення ланцюга якоря. При математичному описі не враховується вплив пружних елементів, вплив гістерезису, вихрових струмів і реакції якоря. Коефіцієнти передач і сталі часу структурних елементів електропривода ухвалюються незмінними.

Об'єктом керування в даній системі виступає тиристорний перетворювач, електродвигун і механічна частина.

Тиристорний перетворювач, як елемент системи регулювання, є нелінійним дискретним пристроєм. Його специфічні особливості полягають у наступному. Керування ТП здійснюється дискретно, тому що після відмикання чергового тиристора зміна сигналу керування 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 напруги живлення останнього тиристора, що проводив струм у зв'язку з неможливістю закрити по ланцюгу керування відкритий тиристор. Останнє явище одержало назву неповної керуваності ТП.

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 ТП: безперервна, у якій ТП представляється аперіодичною ланкою з коефіцієнтом $k_{\text{ТП}}$ і сталої часу

$\tau_{\mu} = \frac{\pi}{m\omega_0}$ й імпульсна. Надалі, при синтезі САК буде використана безперервна

модель ТП.

Система регулювання обраного тиристорного перетворювача двохпроцесорна, усі регулятори (струму якоря, швидкості, е.р.с. двигуна, струму порушення й т.п.) побудовані з функціональних блоків, реалізованих програмно. Внаслідок того, що швидкодія мікропроцесорів досить висока, ресурсів, яких крім усього іншого вистачає для реалізації системи захистів і

сигналізації, здійснення моніторингу стану електропривода, діагностики збоїв і попереджень, інтерфейсу оператора й т.п., синтез системи регулювання може бути здійснений відповідно до традиційного настроювання контурів по модульному й симетричному оптимумах, причому сама система регулювання вважається безперервною. Детальні структурні схеми відповідних контурів регулювання перетворювача SIMOREG DC Master будуть представлені в наступних розділах при синтезі САР.

Таким чином, електродвигун представимо у вигляді трьох типових ланок (рис. 3.7): аперіодичної ланки першого порядку (електрична частина двигуна) і інтегруючої ланки (механічна частина), охоплених негативному зворотним зв'язком по е.р.с двигуна.

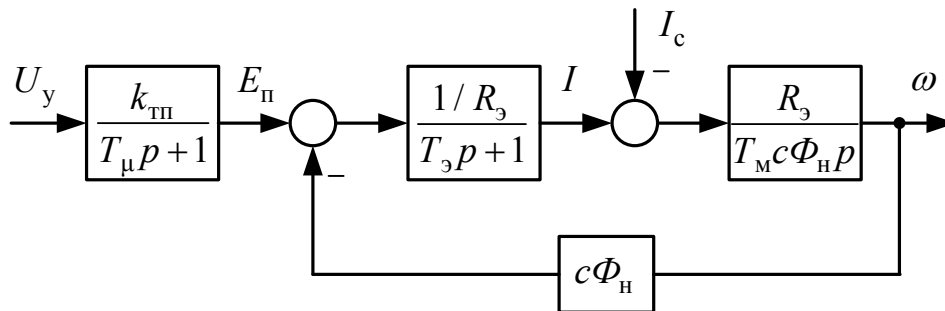


Рисунок 3.7 – Структурна схема силової частини електропривода

3.7 Розрахунок основних параметрів елементів системи електропривода

Сумарний опір якорного ланцюга електродвигуна:

$$\begin{aligned} r_{\text{я.дв}} &= \beta(r_{\text{я}} + r_{\text{дп}} + r_{\text{ко}}) = \\ &= 1,32(0,0034 + 0,001128 + 0,00218) = 0,0089 \text{ Ом} \end{aligned} \quad (3.9)$$

де $\beta = 1,32$ – температурний коефіцієнт двигуна, що враховує зміну опору при нагріванні машини на 80°C ;

$r_{\text{я}} = 0,0034$ Ом – опір обмотки якоря (холодний) при 20°C ;

$r_{\text{дп}} = 0,001128$ Ом – опір додаткових полюсів (холодний);

$r_{\text{ко}} = 0,00218$ Ом – опір компенсаційної обмотки (холодний).

Активний опір трансформатора (комутаційний опір) викликаний

реактивністю розсіювання:

$$r_k = \frac{m_\phi \cdot x_a}{2\pi} = \frac{6 \cdot 6,4 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14} = 6,111 \cdot 10^{-3} \text{ Ом} \quad (3.10)$$

де $m_\phi = 6$ – число фаз випрямлення;

x_a – повний опір силового трансформатора.

При синусоїдальній напрузі опору СІФУ перетворювача характеристика вхід-вихід ТП лінійна і коефіцієнт передачі ТП по напрузі розраховується за формулою:

$$k_{\text{ТП}} = \frac{E_{\text{д0}}}{U_{y \text{ max}}} = \frac{953,1}{10} = 95,31 \quad (3.11)$$

де $U_{y \text{ max}} = 10$ В – максимальна керуюча напруга ТП.

Еквівалентний активний опір якріного ланцюга системи ТП-Д:

$$\begin{aligned} R_\Sigma &= r_{\text{я.дв}} + 2r_{\text{тр}} + r_k + r_{\text{ш}} = \\ &= 0,0089 + 2(0,554 \cdot 10^{-3}) + 6,111 \cdot 10^{-3} + 0,89 \cdot 10^{-3} = 0,018 \text{ Ом} \end{aligned} \quad (3.12)$$

де $r_{\text{я.дв}}$ – активний опір якріного ланцюга двигуна;

$r_{\text{тр}}$ – активний опір силового трансформатора;

r_k – комутаційний опір, Ом;

$r_{\text{ш}} = 0,1r_{\text{я.дв}}$ – активний опір шин або кабелю, що з'єднують ТП з якорем двигуна, Ом.

Еквівалентна індуктивність якріного ланцюга системи ТП-Д:

$$\begin{aligned} L_\Sigma &= L_{\text{дв}} + 2L_{\text{тр}} + L_{\text{н сд}} = \\ &= 1,225 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 33,019 \cdot 10^{-6} + 0,32 \cdot 10^{-3} = 0,0006 \text{ Гн} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Сумарний момент інерції електропривода (двох двигунів з механізмом ножиць):

$$J'_\Sigma = 2 \cdot \frac{GD^2}{4} + J_{\text{мех}} = 2 \cdot \frac{30000}{4} + 4341 = 19341 \text{ кг} \cdot \text{м}^2 \quad (3.14)$$

де GD^2 – маховий момент двигуна (див. табл. 1.2), $\text{кг}\cdot\text{м}^2$;

$J_{\text{мех}}$ момент інерції механізму приведений до валу електродвигуна (див. табл. 1.1), $\text{кг}\cdot\text{м}^2$.

Коефіцієнт двигуна (постійна двигуна):

$$c\Phi_{\text{H}} = \frac{U_{\text{H}} - I_{\text{H}}r_{\text{я.дв}}}{\omega_{\text{H}}} = \frac{800 - 5100 \cdot 0,0089}{8,373} = 90,07 \text{ Вс} \quad (3.15)$$

де $\omega_{\text{H}} = 8,373 \text{ 1/с}$ - номінальна швидкість електродвигуна.

Електромагнітна постійна часу системи ТП-Д:

$$T_{\text{э}} = \frac{L_{\text{э}}}{R_{\text{э}}} = \frac{0,0006}{0,018} = 0,033 \text{ с} \quad (3.16)$$

Електромеханічна постійна часу електроприводу:

$$T_{\text{м}} = \frac{J'_{\Sigma}R_{\text{э}}}{c\Phi_{\text{H}}^2} = \frac{19341 \cdot 0,018}{90,07^2} = 0,043 \text{ с} \quad (3.17)$$

Постійну часу ТП через наявність в ньому і взагалі в системі малих неврахованих інерційні, приймаємо $T_{\mu} \approx 5 \text{ мс}$ - мала некомпенсована часу.

Співвідношення електромеханічної постійної часу до електромагнітної $T_{\text{м}} / T_{\text{э}} = 0,043 / 0,033 = 1,28$.

3.8 Синтез регулятора струму

При розгляді контуру регулювання струму будемо вважати, що електромеханічна стала часу набагато більша електромагнітної постійної часу $T_{\text{э}}$. Можна також зневажати зворотним зв'язком по ЕРС двигуна, вважаючи її збурюючим впливом у контурі струму.

Структурна схема контуру струму представлена на рисунку 3.8.

У якості малої сталої часу контуру струму затверджуємо малу сталу ТП $T_{\mu} = 5 \text{ мс}$. Налаштовуємо контур струму на модульний оптимум.

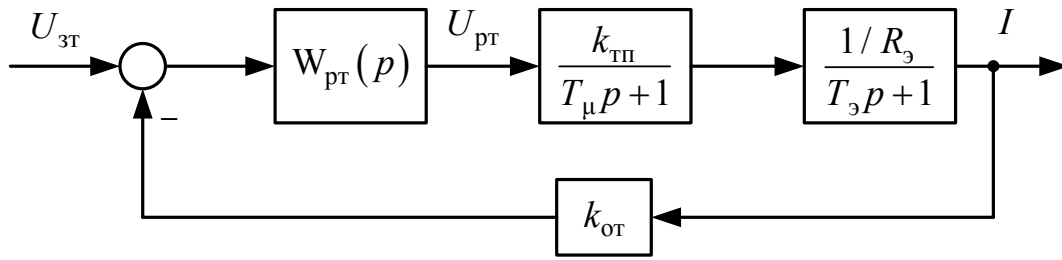


Рисунок 3.8 - Структурна схема контуру струму

Передатна функція регулятора має вигляд:

$$W_{\text{пт}}^{\text{м}}(p) = \frac{R_{\text{э}}(T_{\text{э}}p + 1)}{k_{\text{тп}}k_{\text{от}}2T_{\mu}p} = \frac{R_{\text{э}}(T_{\text{э}}p + 1)}{k_{\text{тп}}k_{\text{от}}T_{\text{от}}p} = k_{\text{птП}} + \frac{k_{\text{птИ}}}{p} \quad (3.17)$$

Пропорційна та інтегральна частина Пі-регулятора струму:

$$k_{\text{птП}} = \frac{R_{\text{э}}T_{\text{э}}}{k_{\text{тп}}k_{\text{от}}T_{\text{от}}} = \frac{0,2 \cdot 0,03}{55,21 \cdot 0,01613 \cdot 0,01} = 0,647 \quad (3.18)$$

$$k_{\text{птИ}} = \frac{1}{T_{\text{пт}}} = \frac{R_{\text{э}}}{k_{\text{тп}}k_{\text{от}}T_{\text{от}}} = \frac{0,2}{55,21 \cdot 0,01613 \cdot 0,01} = 22,353 \quad (3.19)$$

$$T_{\text{пт}} = \frac{k_{\text{тп}}k_{\text{от}}T_{\text{от}}}{R_{\text{э}}} = \frac{55,21 \cdot 0,01613 \cdot 0,01}{0,2} = 0,045$$

де $T_{\text{э}}$ – електромагнітна стала часу системи ТП-Д;

$k_{\text{тп}}$ – коефіцієнт передачі ТП по напрузі;

$$k_{\text{от}} = \frac{U_{\text{зт.мак}}}{I_{\text{мак}}} = \frac{10}{620} = 0,01613 \quad \text{В/А} \quad - \quad \text{коефіцієнт передачі ланцюга}$$

зворотного зв'язка по струму;

$$U_{\text{зт.мак}} = 10 \text{ В} \quad - \quad \text{максимальний сигнал завдання на струм};$$

$I_{\text{мак}} = 2,5I_{\text{н}} = 2,5 \cdot 248 = 620 \text{ А}$ – максимально допустимий струм якоря двигуна (струм упору);

$T_{\text{от}} = 2T_{\mu} = 2 \cdot 0,005 = 0,01 \text{ с}$ – стала часу інтегрування контуру струму при настроюванні на модульний оптимум.

Функціональну схему контуру регулювання струму якоря, реалізовану у перетворювачі програмно на базі відповідних блоків, представлено на рис 3.9. Розраховані величини пропорційної й інтегральної частин регулятора струму при налагодженні електропривода необхідно встановити в параметрах P155.F і P156.F відповідно.

Для формування сигналу, пропорційного реальному струму якоря двигунів використовується канал аналогового входу (клеми X173.4 і X173.5 на рис. 3.10), на який подається напруга з датчика напруги, підключеного до вимірювального шунта. Шунт необхідно встановити у якірному ланцюзі двигуна. Далі сигнал фільтрується апаратним згладжуванням, оцифровується аналого-цифровим перетворювачем A/D, нормується за величиною до 100% параметром P701.F і далі при необхідності інвертується за допомогою параметра P703, програмно фільтрується й на виході конектора K0011 виходить програмний сигнал, пропорційний реальному току.

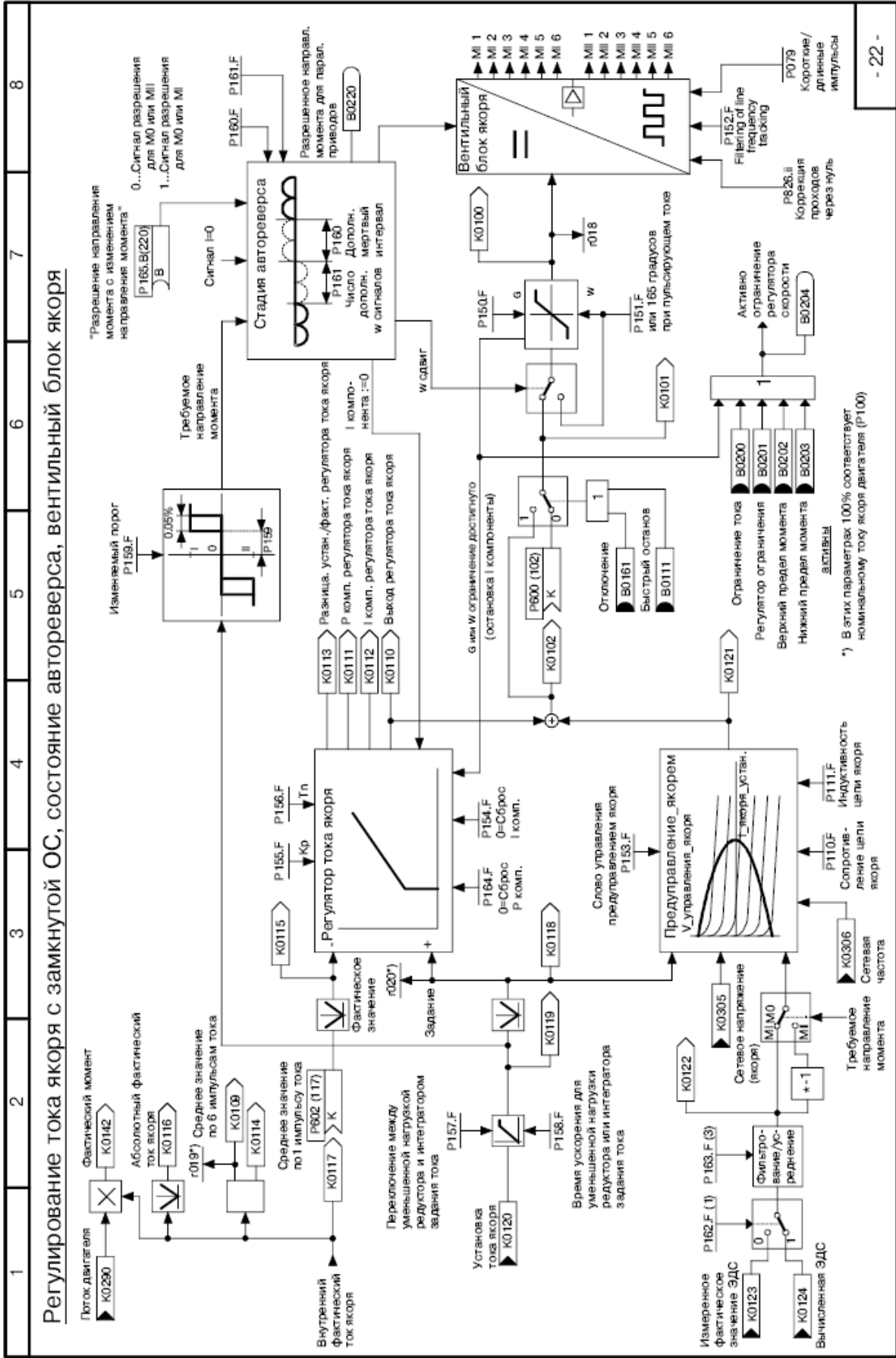


Рисунок 3.9 – Функціональна схема контуру регулювання струму в перетворювачі SIMOREG DC Master

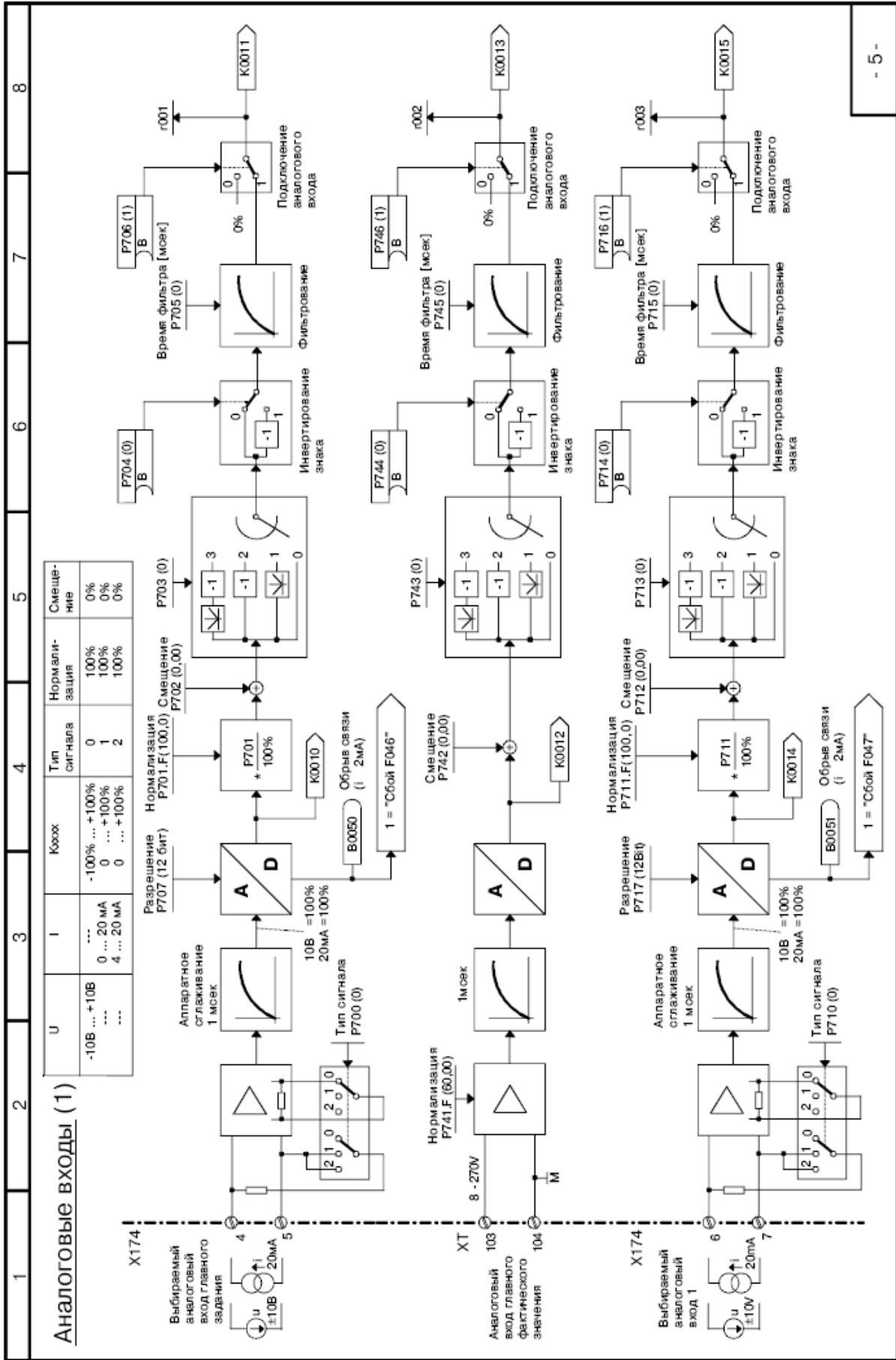


Рисунок 3.10 – Канал формирования сигнала зворотного зв'язку по струму в перетворювачі SIMOREG DC Master

3.9 Синтез регулятора швидкості

Структурна схема контуру швидкості зі згорнутим контуром струму (оскільки T_μ - мала постійна часу, то значенням $T_{от}T_\mu$ можна зневажити) наведено на рисунку 3.11.

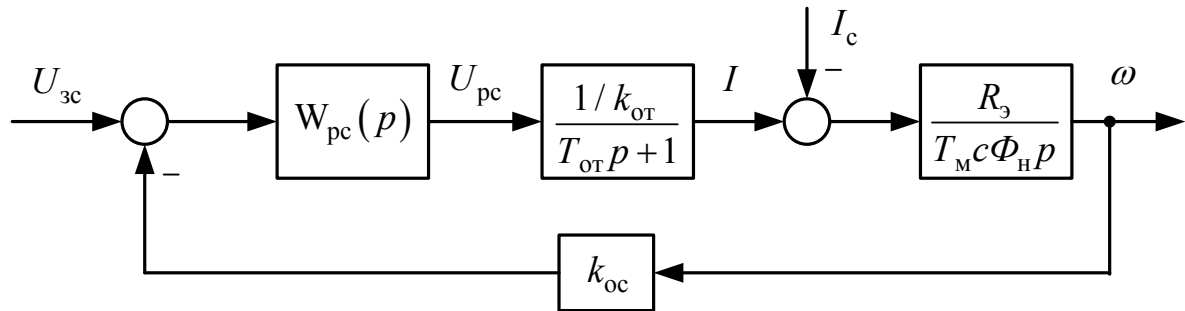


Рисунок 3.11 - Структурна схема контуру швидкості

Регулятор швидкості організований по пропорційному П-закону керування з настроюванням на модульний оптимум. Регулятор для забезпечення необхідних динамічних параметрів повинен компенсувати електромеханічну постійну часу системи T_M , а також малу постійну часу контуру швидкості T_{oc} . У цьому випадку передатна функція регулятора швидкості має вигляд:

$$W_{pc}^c(p) = \frac{T_M c \Phi_H k_{от}}{R_э k_{oc} 2T_{от}} = \frac{T_M c \Phi_H k_{от}}{R_э k_{oc} T_{oc}} = k_{pc\Pi} \quad (3.20)$$

Пропорційна частина П-регулятора швидкості:

$$k_{pc\Pi} = \frac{T_M c \Phi_H k_{от}}{R_э k_{oc} T_{oc}} = \frac{0,043 \cdot 90,07 \cdot 0,00078}{0,018 \cdot 1,193 \cdot 0,02} = 7,054 \quad (3.21)$$

де T_M – електромеханічна постійна часу системи ТП-Д;

$$k_{oc} = \frac{U_{зс.max}}{\omega_{max}} = \frac{10}{8,378} = 1,193 \text{ Вс} \text{ – коефіцієнт передачі ланцюга зворотного}$$

зв'язка по швидкості;

$$U_{зс.max} = 10 \text{ В – максимальний сигнал завдання на швидкість;}$$

$$\omega_{max} = \omega_H = 8,378 \text{ 1/с – максимальна швидкість електродвигуна;}$$

$T_{oc} = 2T_{от} = 2 \cdot 0,01 = 0,02$ с – постійна часу інтегрування контуру швидкості при настроюванні на симетричний оптимум.

Функціональна схема контуру регулювання швидкості, реалізованого в перетворювачі SIMOREG DC Master програмно на базі відповідних блоків, представлена на рисунку 4.6. Розраховані величини пропорційної й інтегральної частин регулятора швидкості при налагодженні електропривода необхідно встановити в параметрах P550.F, P225.F і P226.F відповідно.

У якості датчика швидкості вибираємо імпульсний датчик RVI 58N – 1024 імпульсів/оберт.

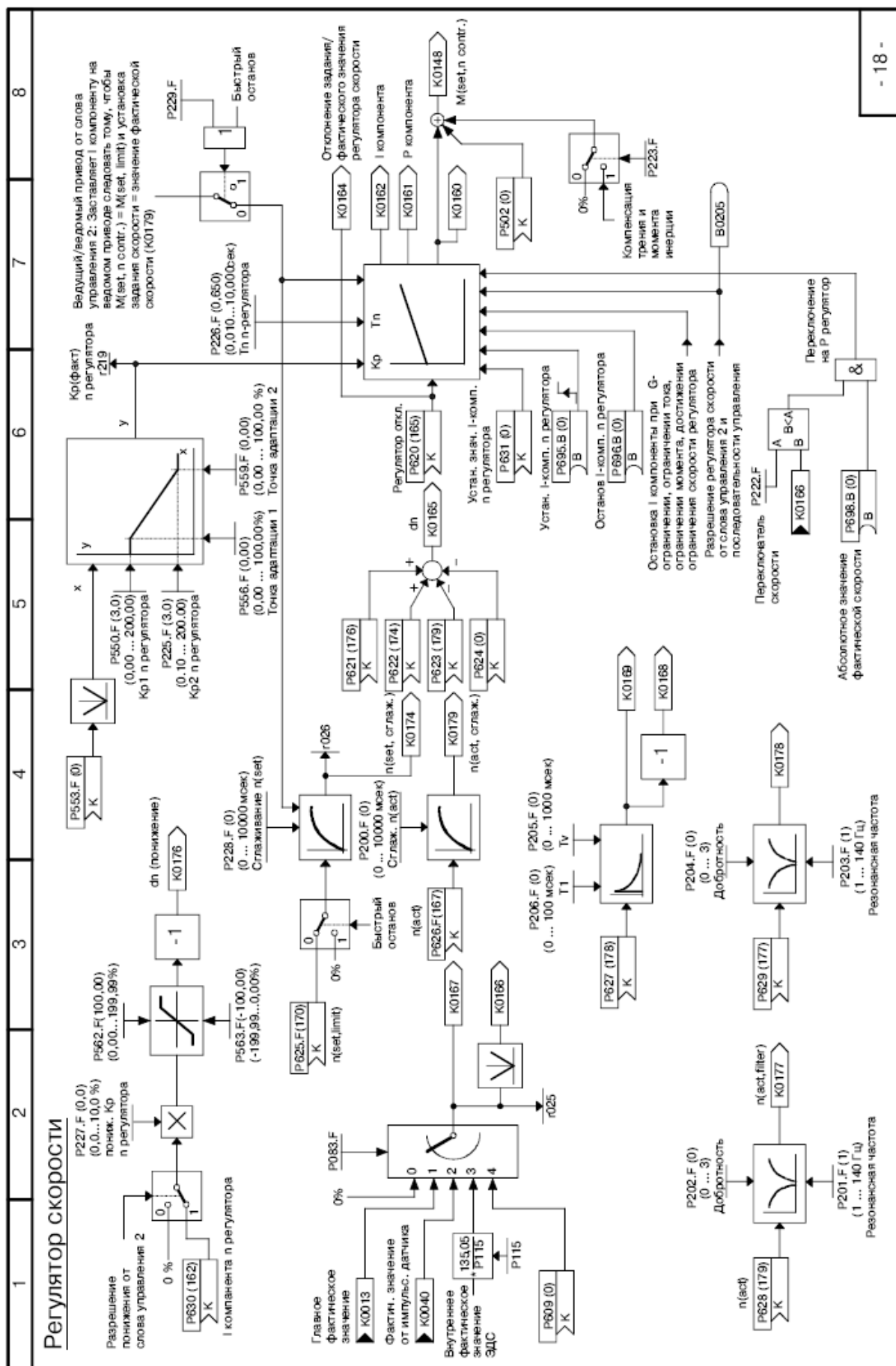


Рисунок 3.12 – Функціональна схема регулятора швидкості у перетворювачі SIMOREG DC Master

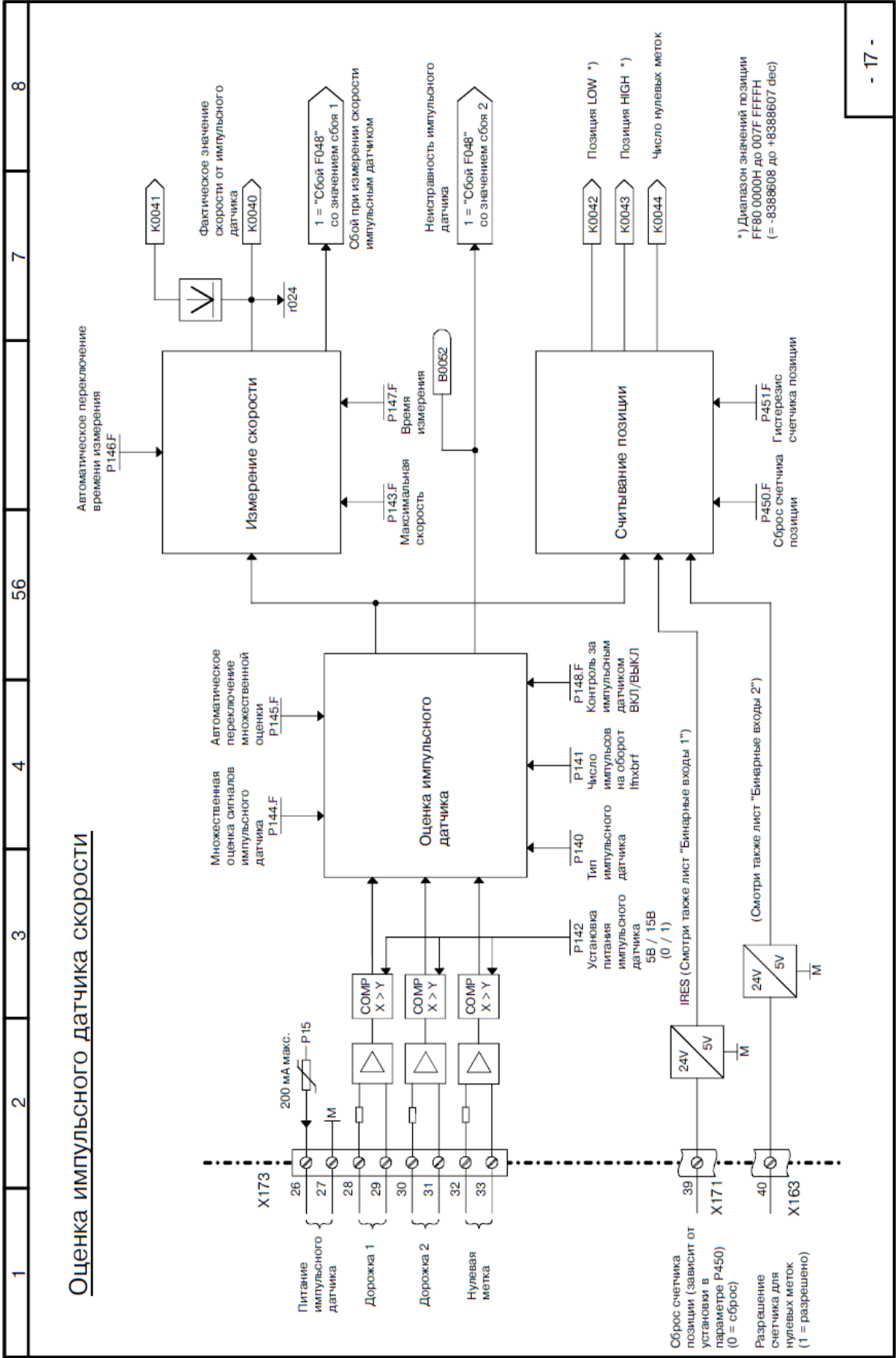


Рисунок 3.13 – Функціональна схема регулятора швидкості у перетворювачі SIMOREG DC Master

3.10 Розрахунки задатчика інтенсивності швидкості

Для розгону й гальмування двигуна з динамічним струмом, меншим вставки 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 наведена на рисунку 3.14.

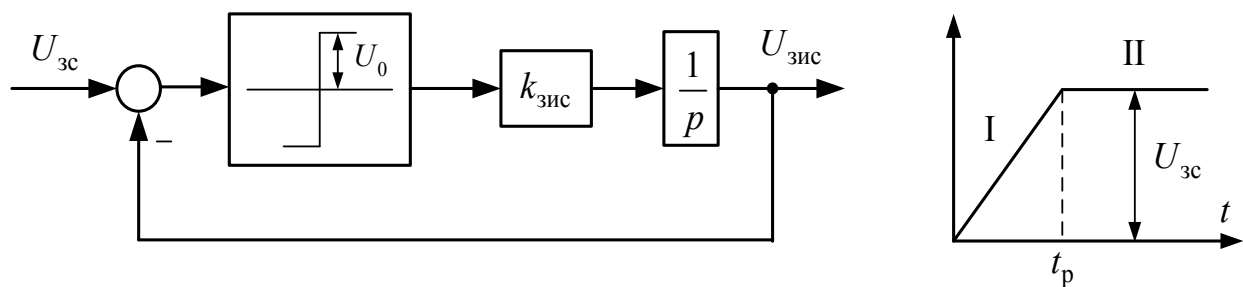


Рисунок 3.14 - Структурна схема задатчика інтенсивності швидкості

Вихідні напруги задатчика інтенсивності можна описати наступними рівняннями:

I ділянка:

$$U_{\text{зис}}^{\text{I}} = U_0 k_{\text{зис}} t_p = \frac{R_{\text{э}}}{T_{\text{м}} c \Phi_{\text{н}}} \frac{I_{\text{дин}} U_{\text{зс}}}{\omega_{\text{з.уст}}} t_p \quad (3.24)$$

II ділянка:

$$U_{\text{зис}}^{\text{II}} = U_{\text{зс}} \quad (3.25)$$

де $I_{\text{дин}} = \lambda_{\text{п.т}} I_{\text{н дв}} = 1,766 \cdot 2 \cdot 635 = 2243,2$ А – заданий динамічний струм;

$\omega_{\text{з.уст}} = \omega_{\text{н}}$ 1/с – усталена швидкість (швидкість транспортування злитка),

відповідна $U_{\text{зс}}$;

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

$U_0 = 10$ В - полка релейного елемента.

Зі співвідношення (3.24) визначимо час розгону двигуна до встановленої швидкості та порівняємо з (2.13) $t_{II} = 0,239$ с:

$$t_p = \frac{T_M c \Phi_H}{R_\Sigma} \cdot \frac{\omega_{з.уст}}{I_{дин}} = \frac{0,043 \cdot 90,07}{0,018} \cdot \frac{8,378}{1,5 \cdot 5100} = 0,235 \text{ с} \quad (3.26)$$

Коефіцієнт передачі задатчика інтенсивності:

$$k_{зис} = \frac{U_{зс}}{t_p} = \frac{10}{1,93} = 5,168 \text{ В/с} \quad (3.27)$$

Функціональна схема задатчика інтенсивності швидкості, реалізованого в перетворювачі SIMOREG DC Master програмно на базі відповідних блоків, представлена на рисунку 3.15.

На рисунку 3.16 наведена структурна схема швидкісної системи підпорядкованого керування електропривода.

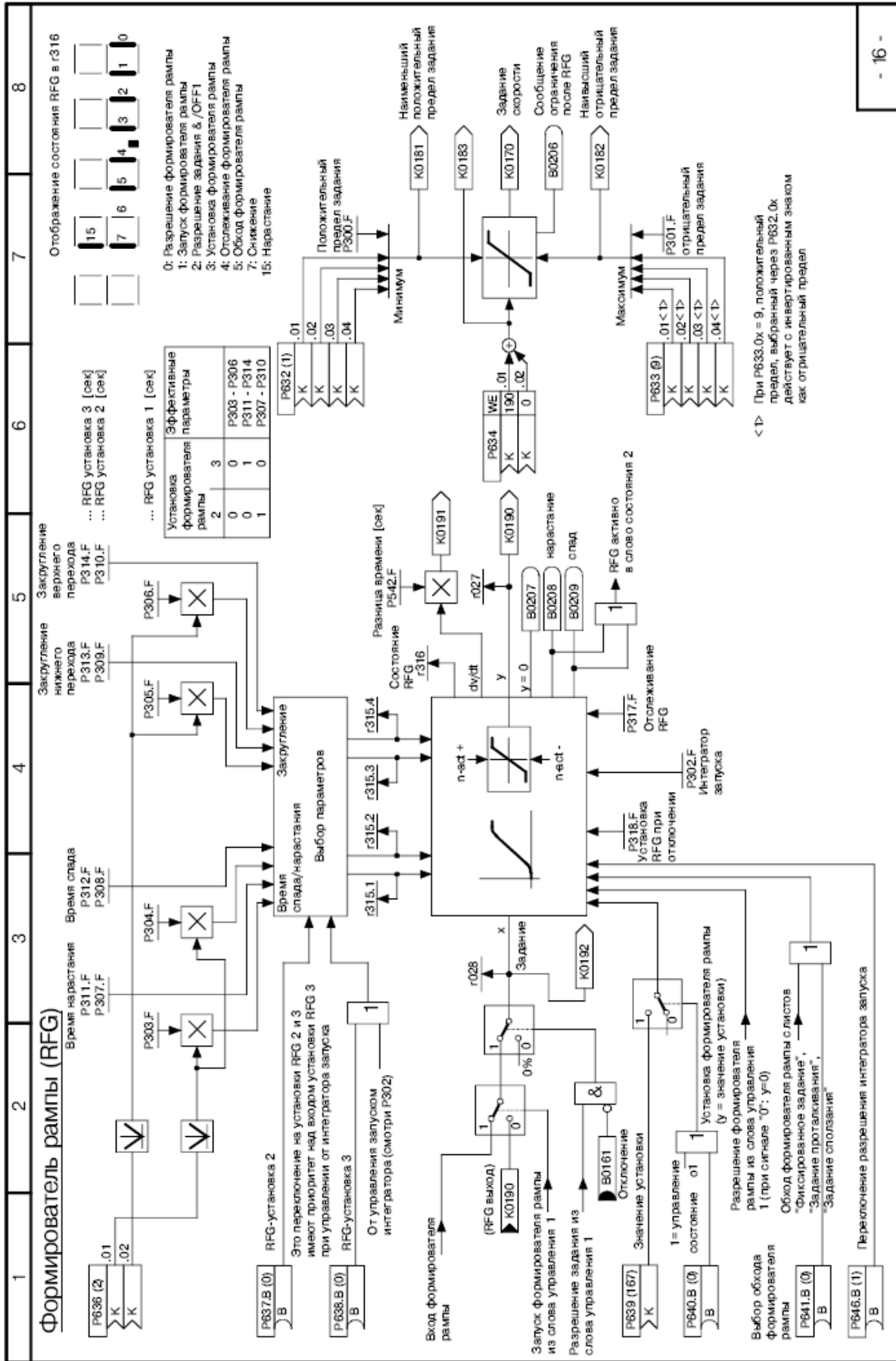


Рисунок 3.15 – Функціональна схема задавачка інтенсивності в перетворювачі SIMOREG DC Master

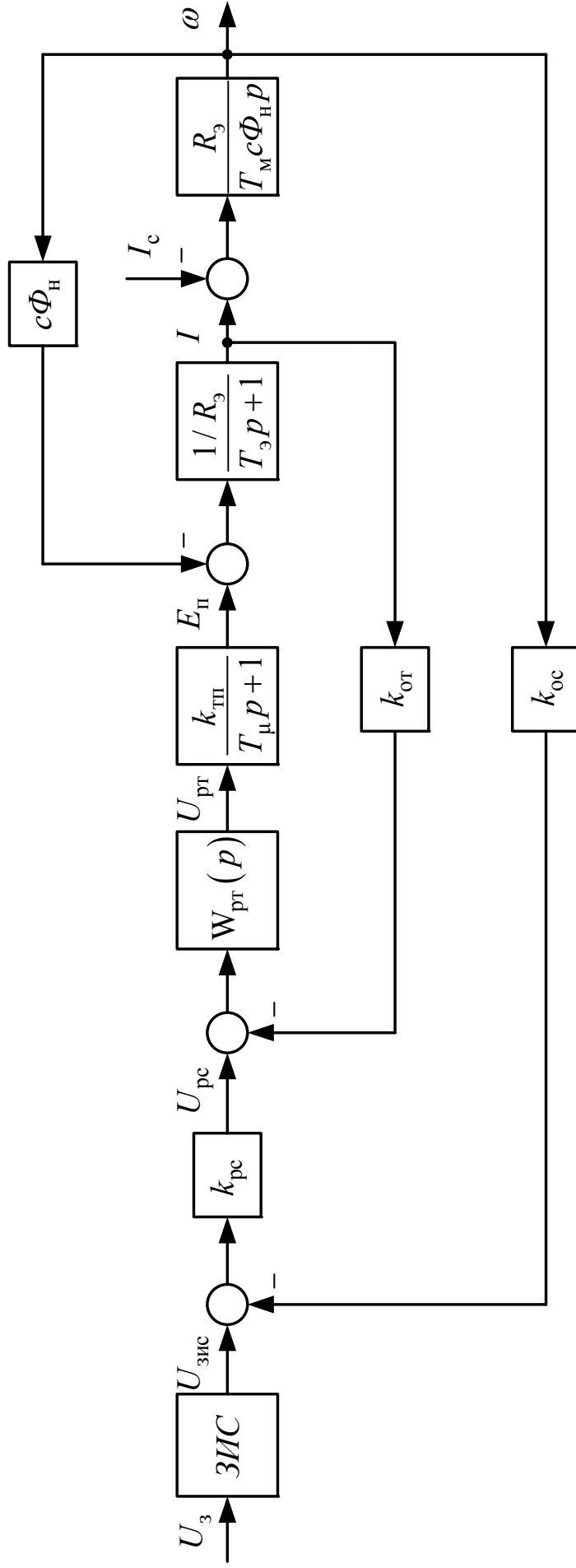


Рисунок 3.16 – Структурна схема швидкісної системи підпорядкованого керування

3.11 Моделювання електроприводу механізму ножиць 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, П-регулятор швидкості й задатчик інтенсивності швидкості наведена на рис. 3.17. Внутрішні структури підсистем (Subsystem) типових вузлів схеми наведені на рис. 3.18 - 3.19.

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 Linc не неприпустимо. Моделі регуляторів коректно враховують поріг насичення регулятора $U_{y.max} = 10$ В (див. рис. 3.20).

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. 3.22 - 3.37.

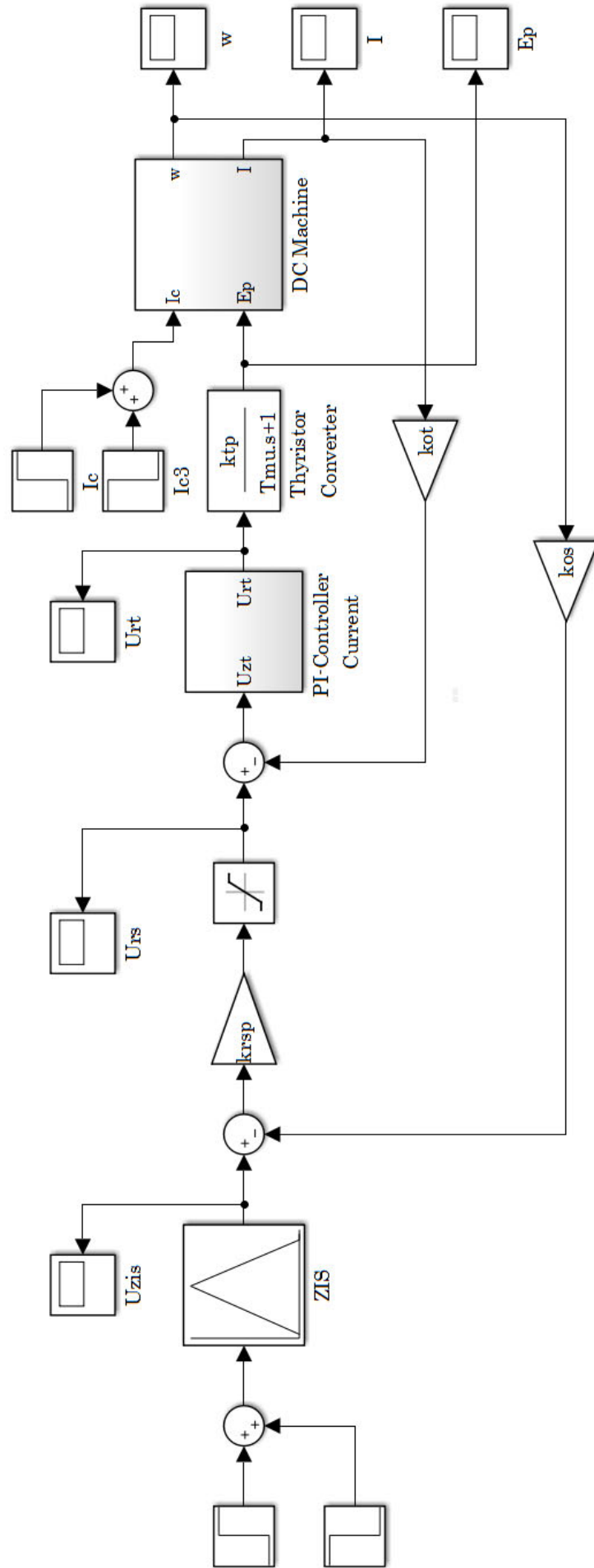


Рисунок 3.17 – Simulink-модель швидкісної системи підпорядкованого керування

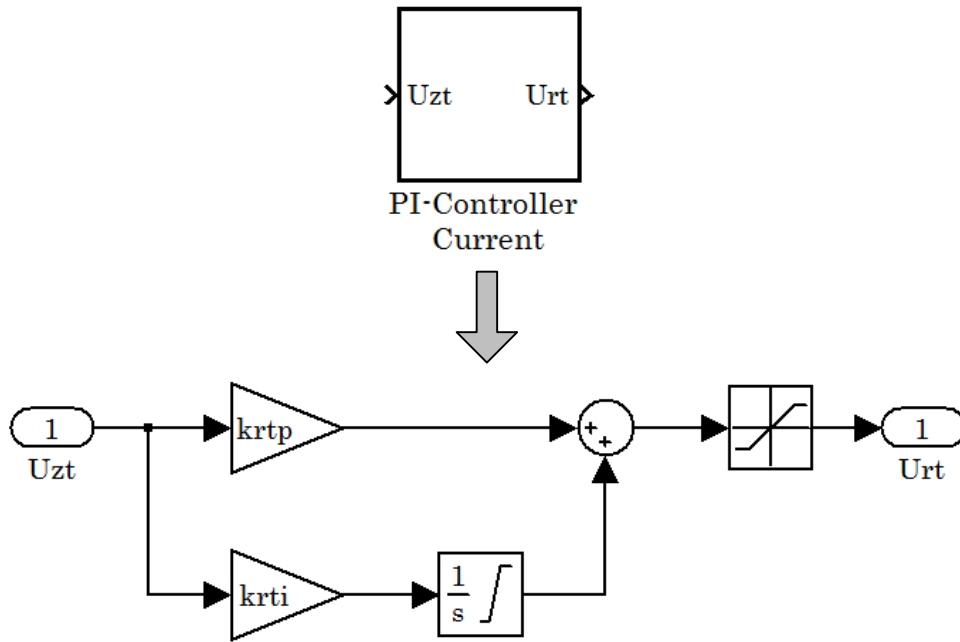


Рисунок 3.18 – Підсистема «ПІ-регулятор» струму (PI-Controller Current) і швидкості (PI-Controller Speed), що враховує поріг насичення регулятора

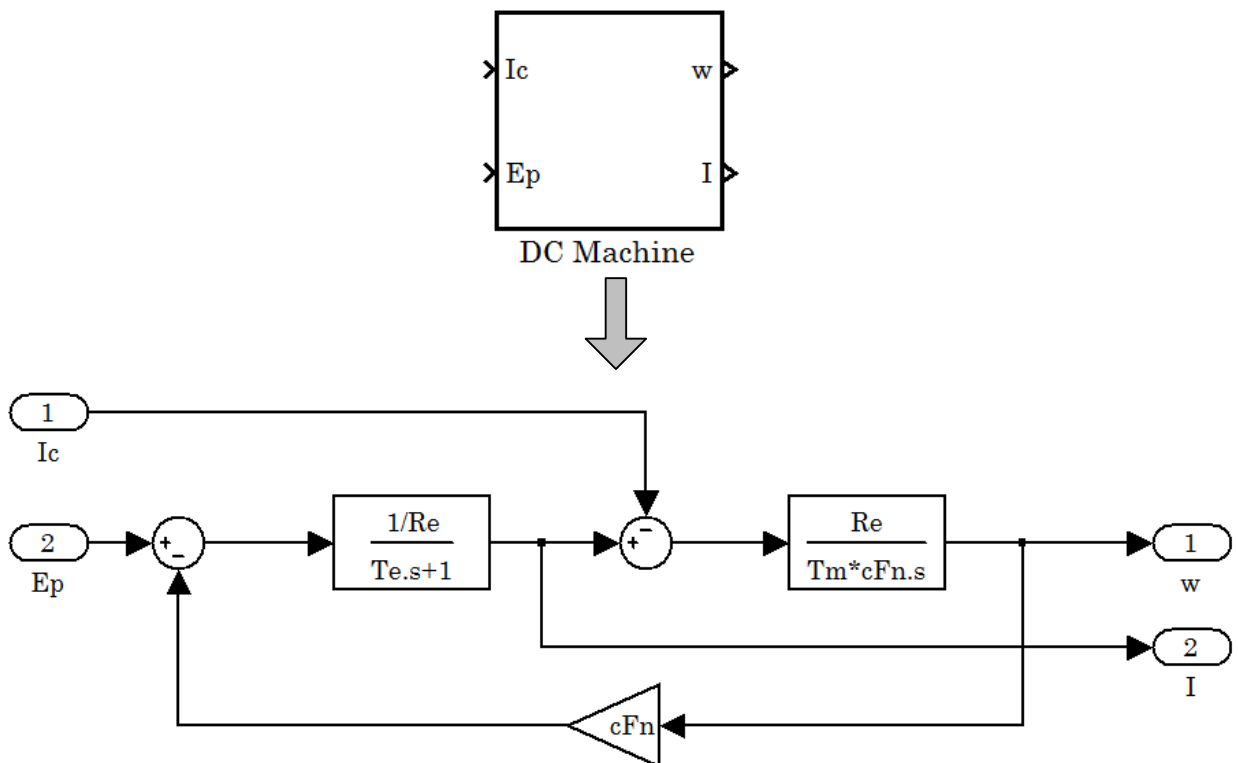


Рисунок 3.19 – Внутрішня структура підсистеми двигуна постійного струму (DC Machine)

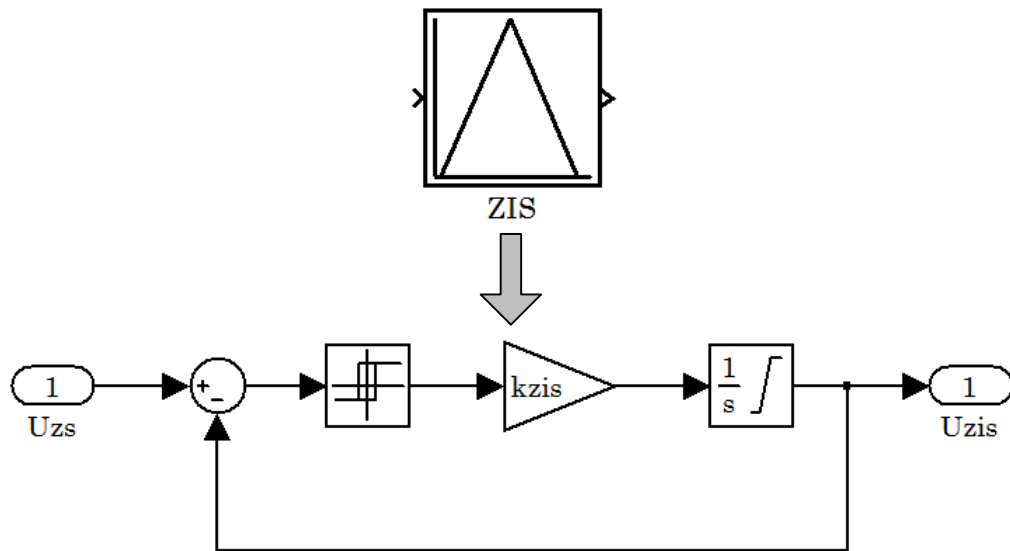


Рисунок 3.20 – Підсистема «Задатчик інтенсивності швидкості» (ZIS), що реалізує раціональну динаміку

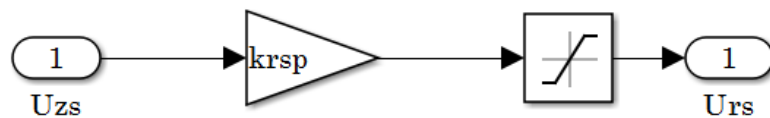


Рисунок 3.21 – Simulink-модель П-регулятора швидкості, що враховує поріг насичення регулятора

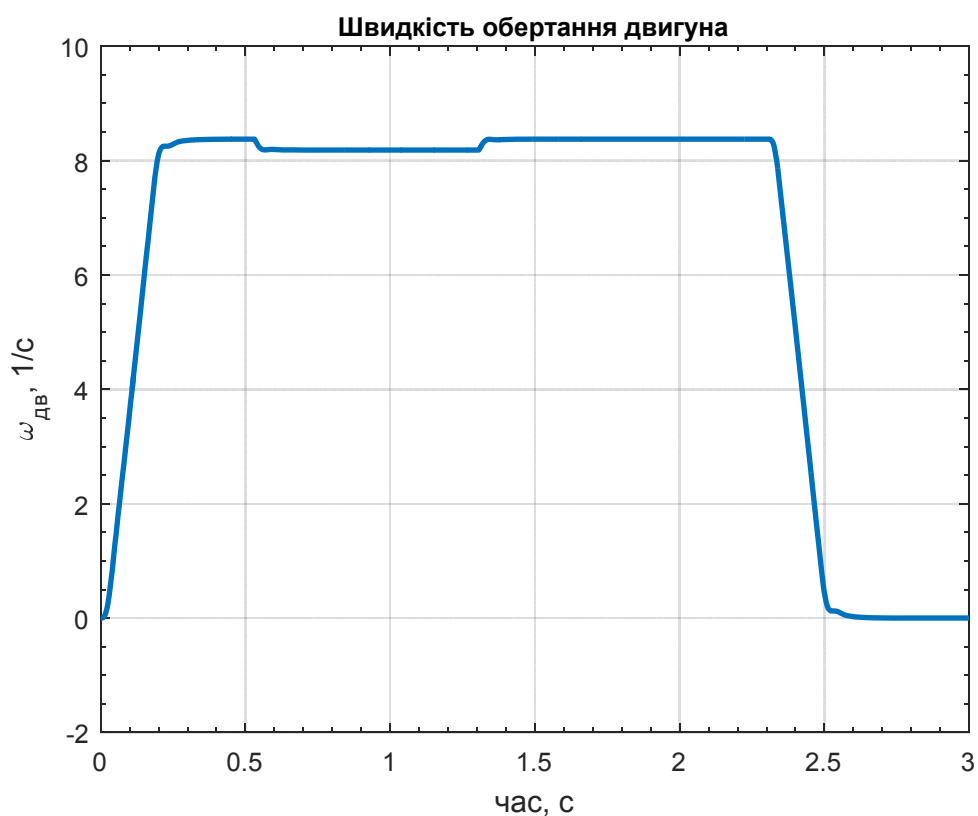


Рисунок 3.22 – Графік перехідного процесу швидкості обертання двигуна ($I_c = 0,4I_H$)

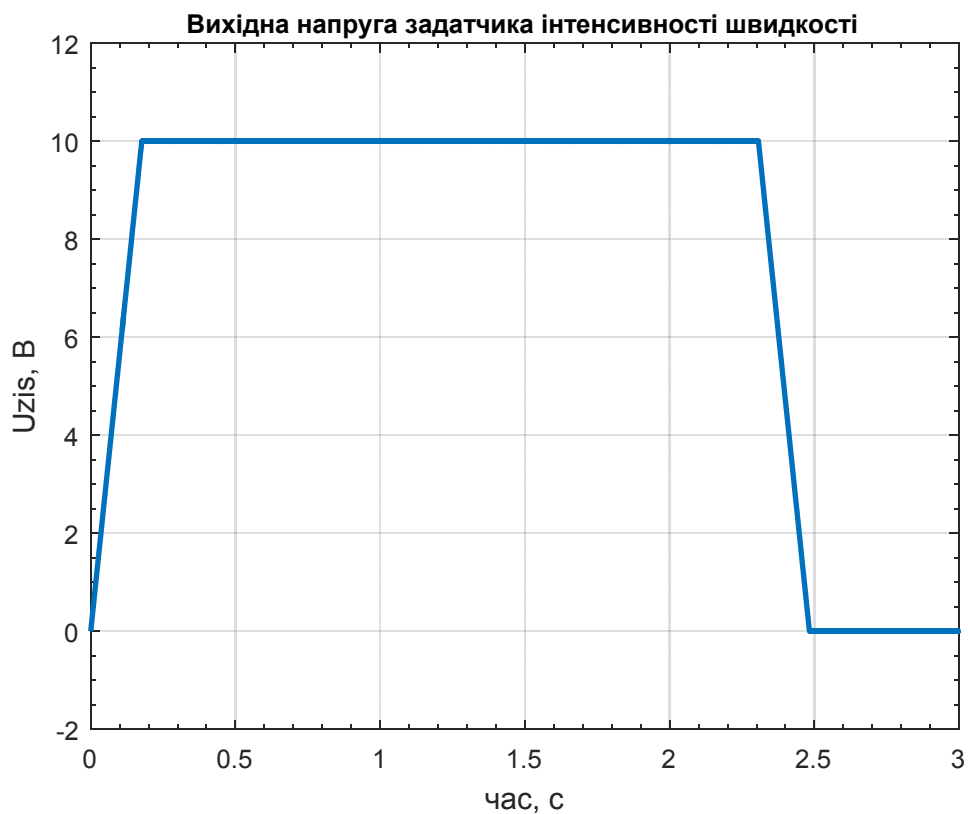


Рисунок 3.23 – Графік перехідного процесу напруги задатчика інтенсивності швидкості ($I_c = 0,4I_H$)

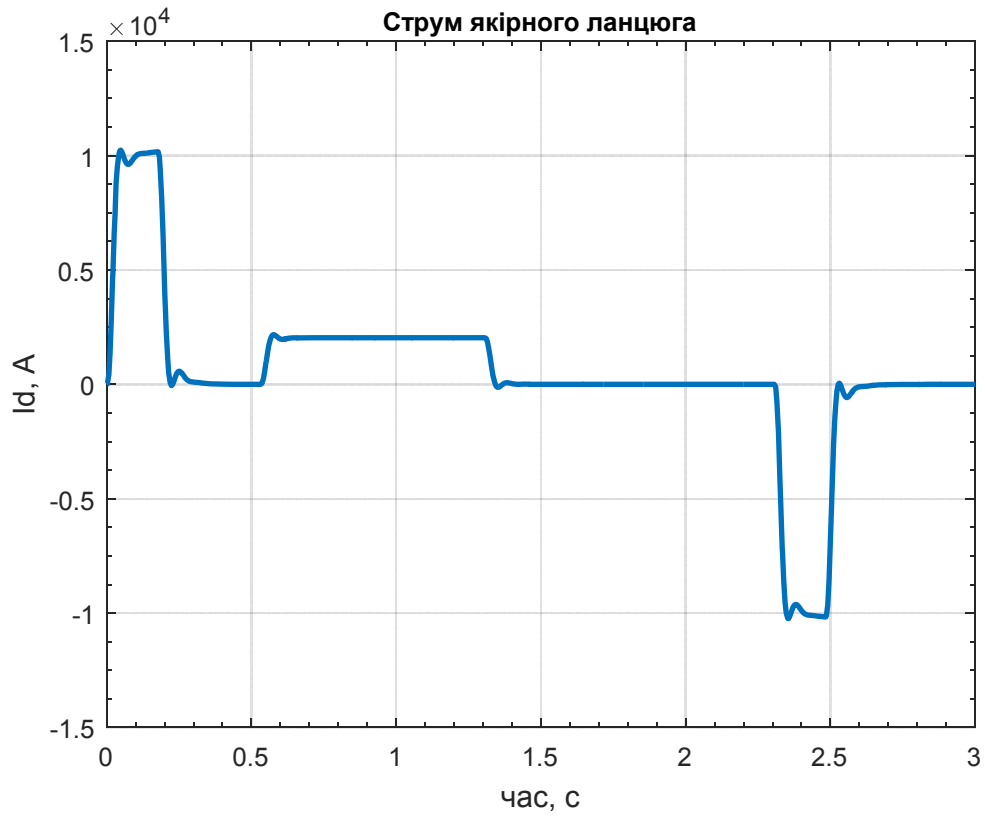


Рисунок 3.24 – Графік переходного процесу струму якоря ($I_c = 0,4I_H$)

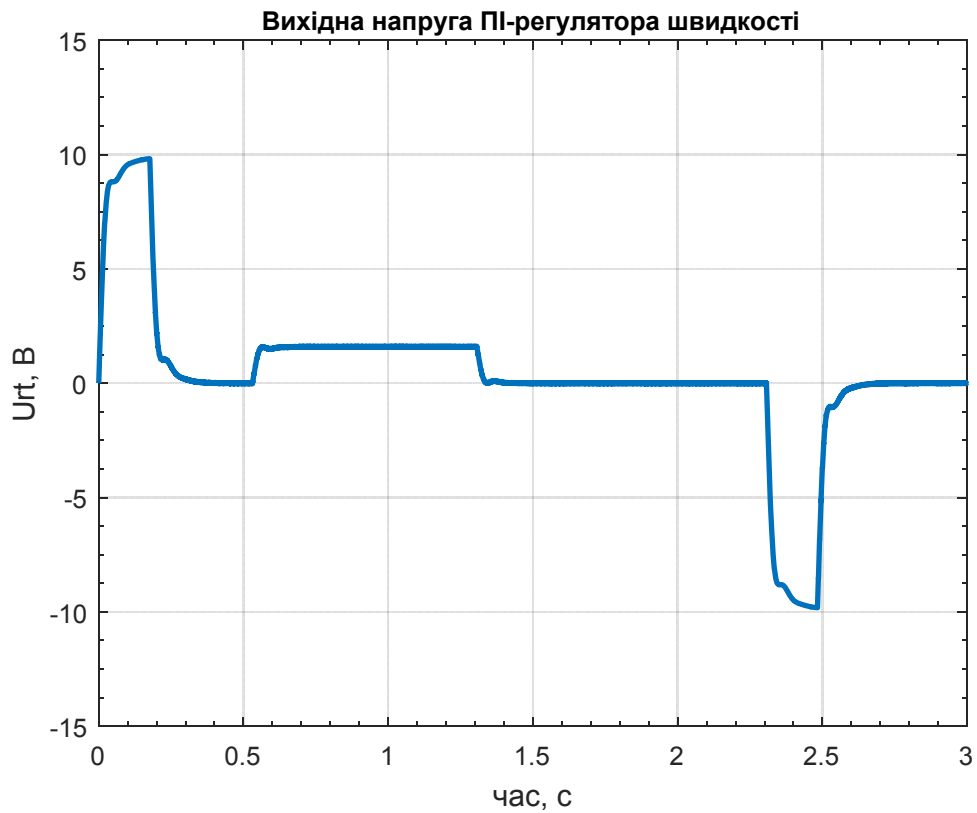


Рисунок 3.25 – Графік переходного процесу напруги ПІ-регулятора швидкості ($I_c = 0,4I_H$)

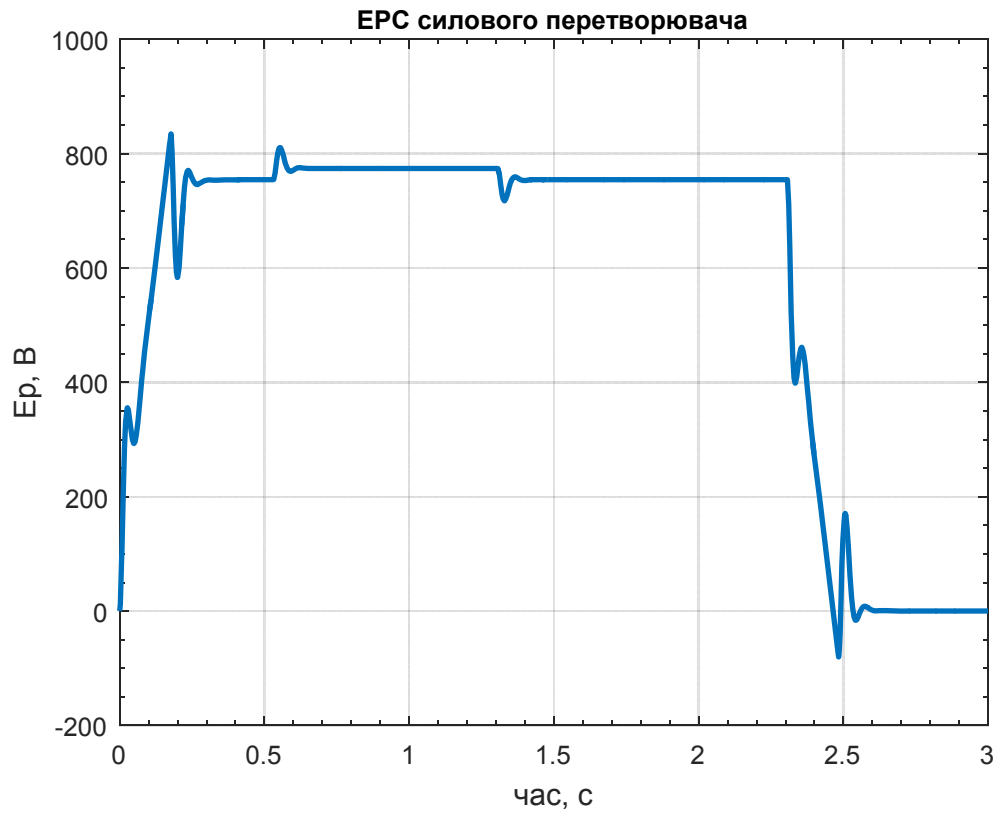


Рисунок 3.26– Графік переходного процесу ЕРС тиристорного перетворювача ($I_c = 0,4I_H$)

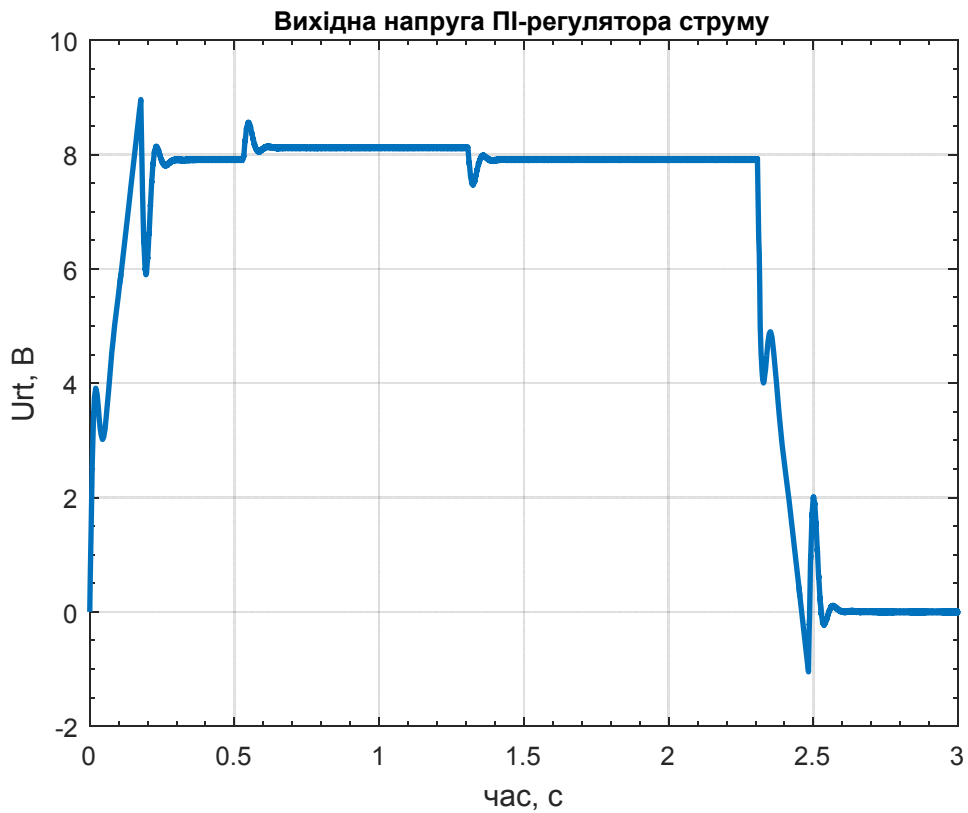


Рисунок 3.27 – Графік переходного процесу напруги ПІ-регулятора струму ($I_c = 0,4I_H$)

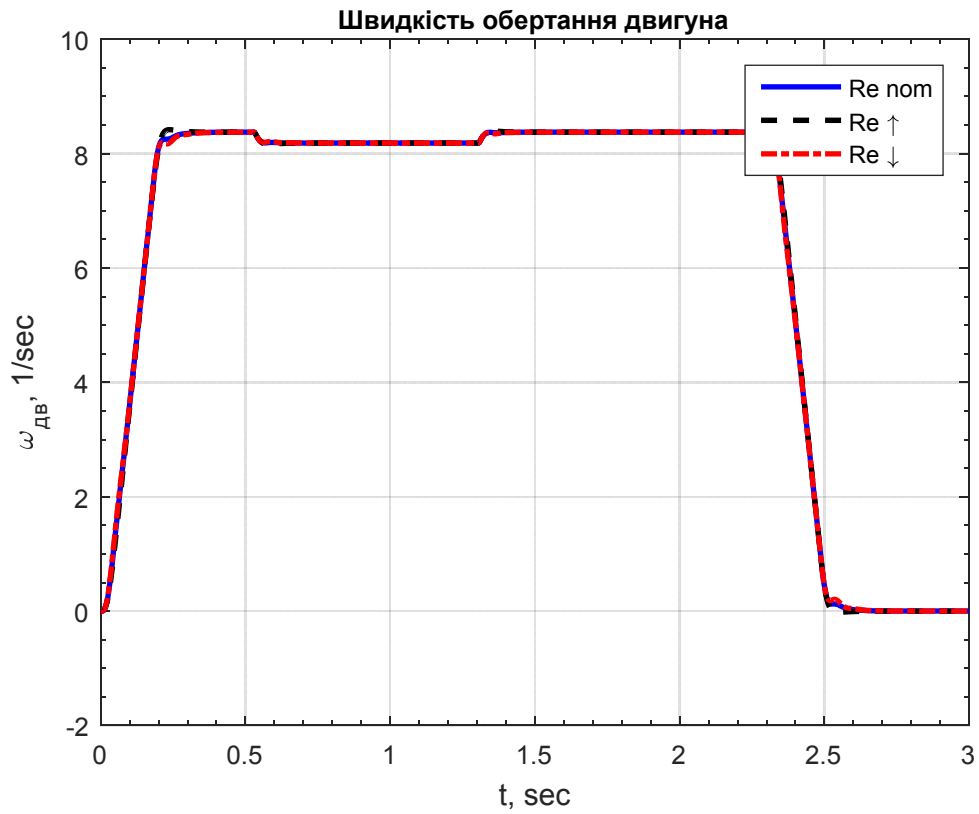


Рисунок 3.28 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні R_e у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

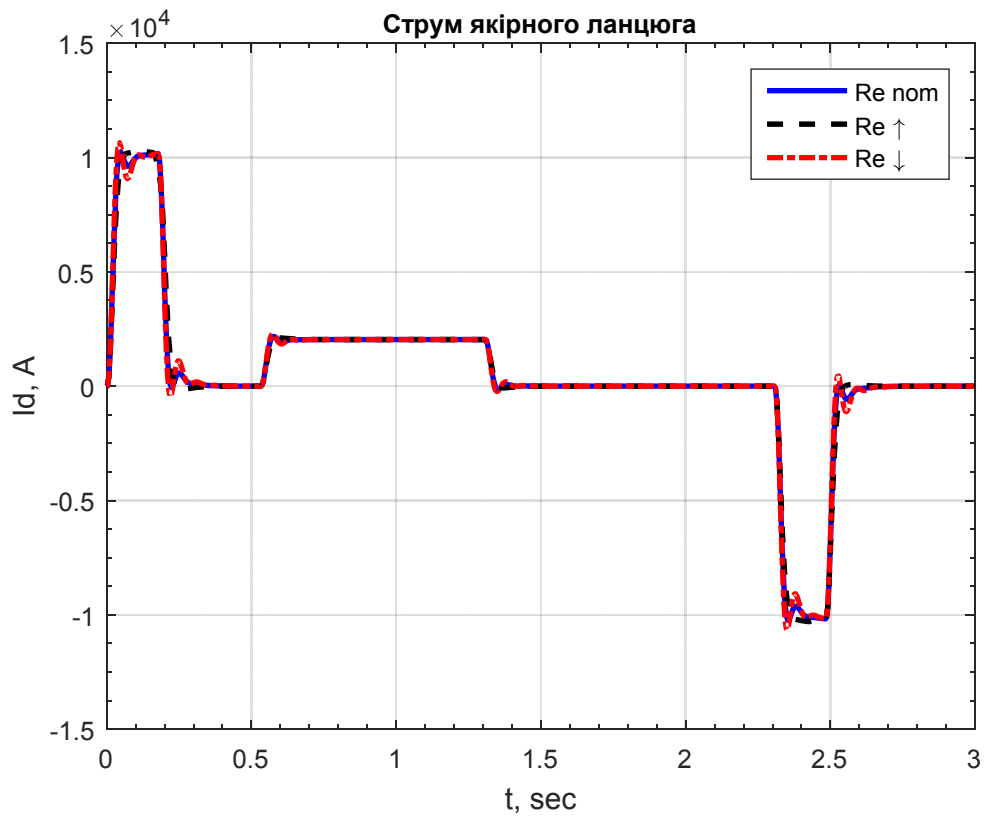


Рисунок 3.29 – Графіки перехідного процесу струму якоря при зміні R_e у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

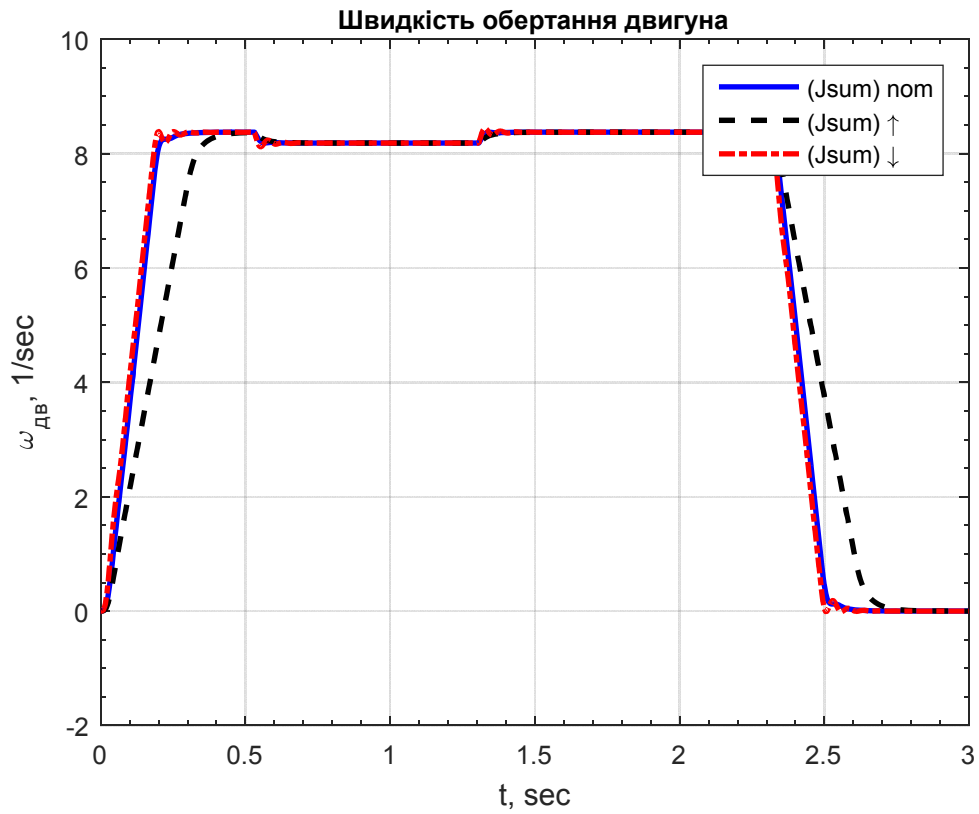


Рисунок 3.30 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні J_{Σ} у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

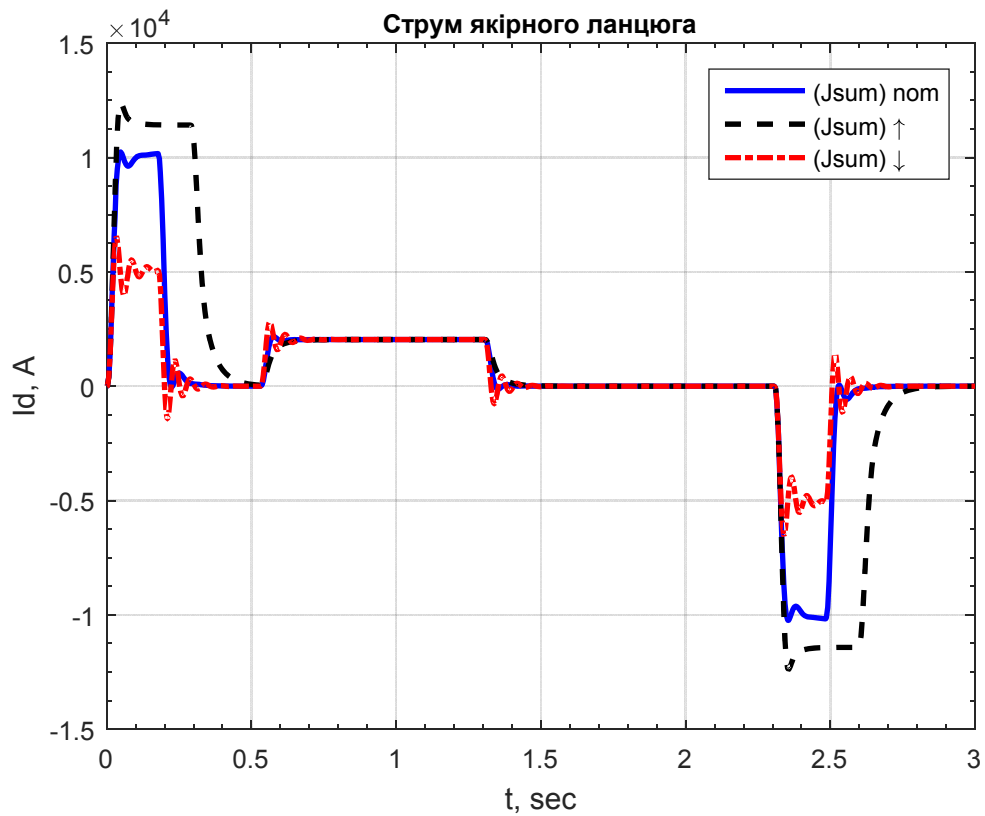


Рисунок 3.31 – Графіки перехідного процесу струму якоря при зміні J_{Σ} у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

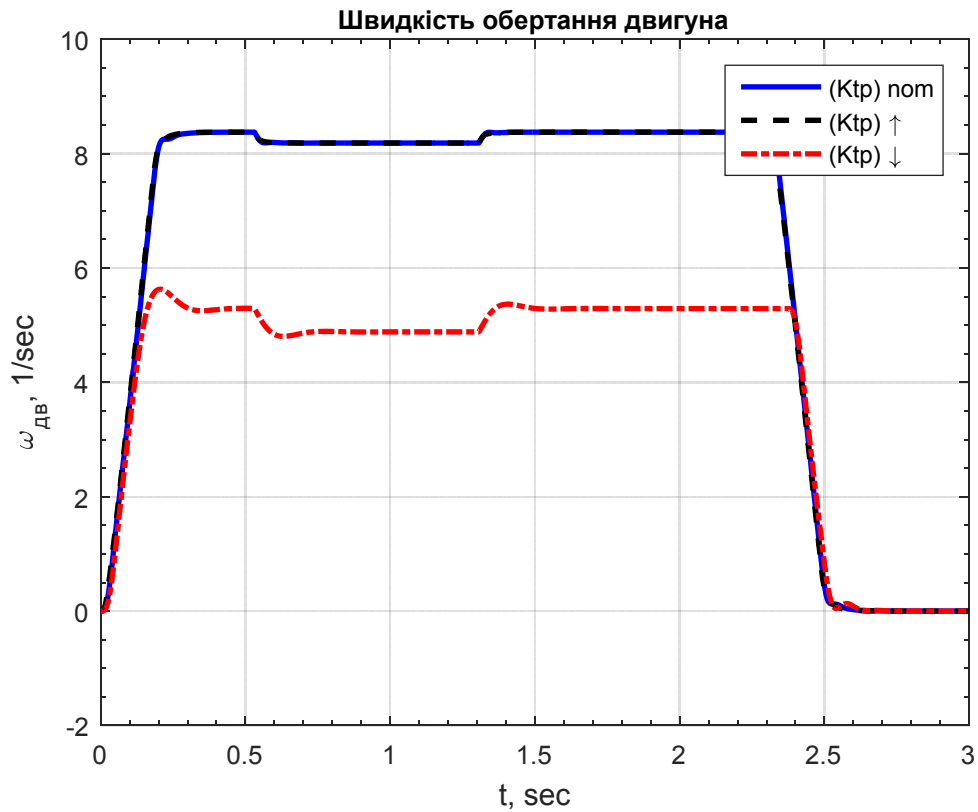


Рисунок 3.32 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні коефіцієнту передачі ТП у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

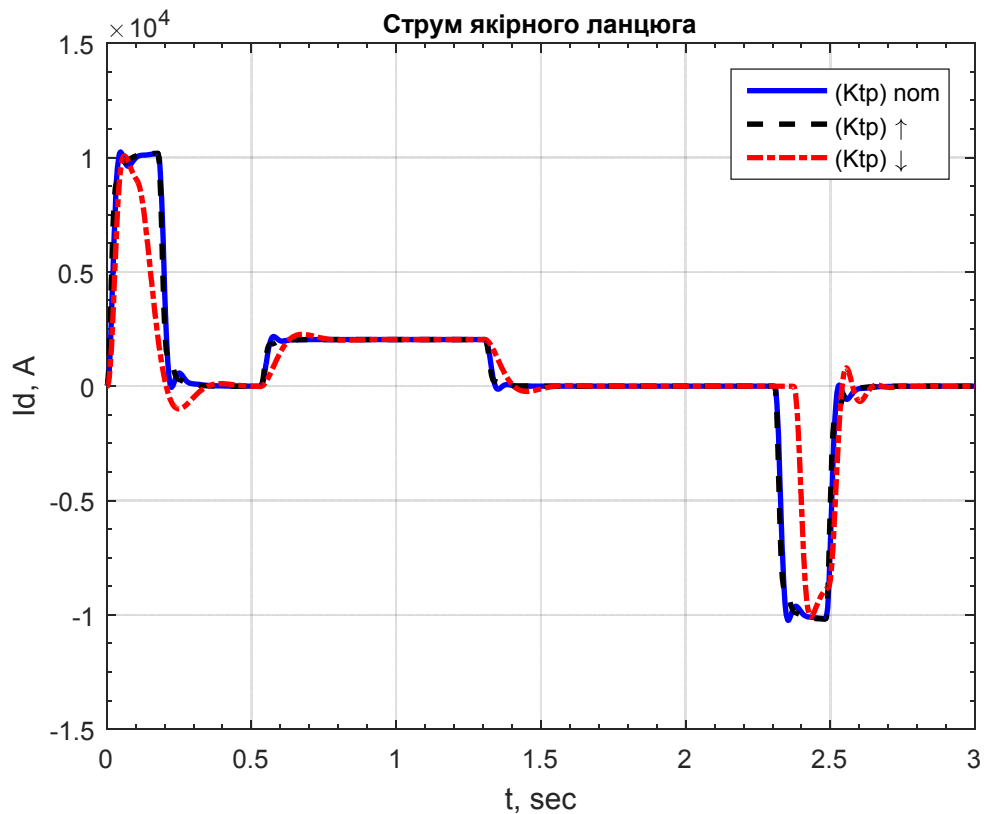


Рисунок 3.33 – Графіки перехідного процесу струму якоря при зміні коефіцієнту передачі ТП у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

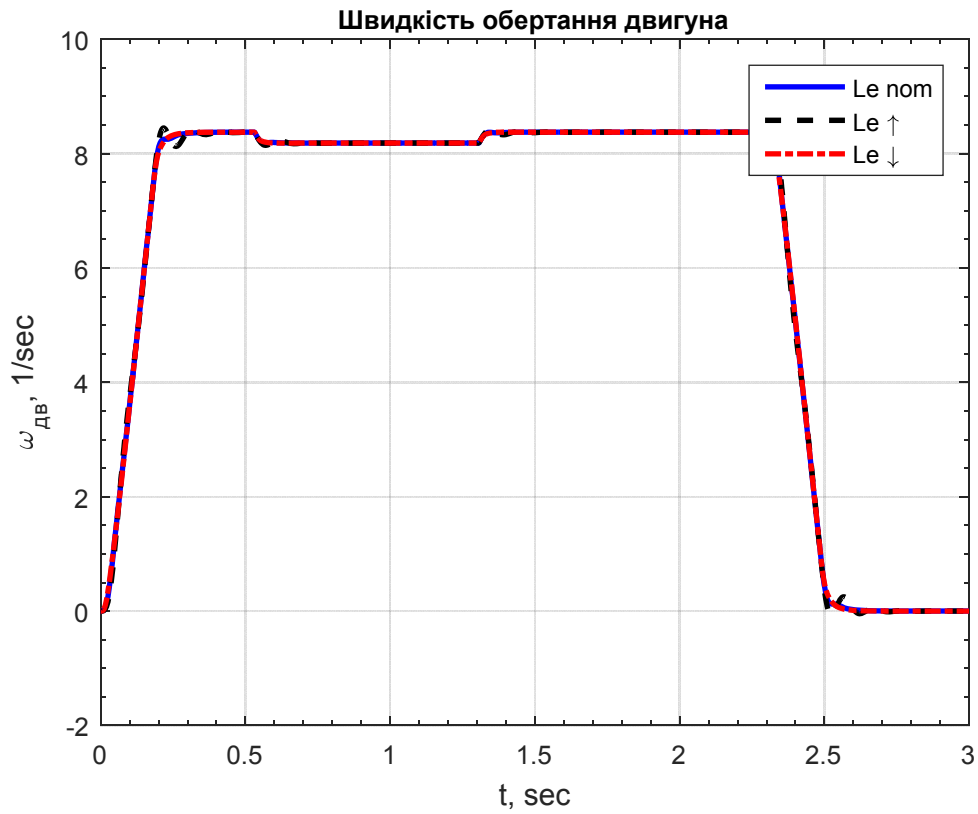


Рисунок 3.34 – Графіки перехідного процесу швидкості при зміні еквівалентної індуктивності системи у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

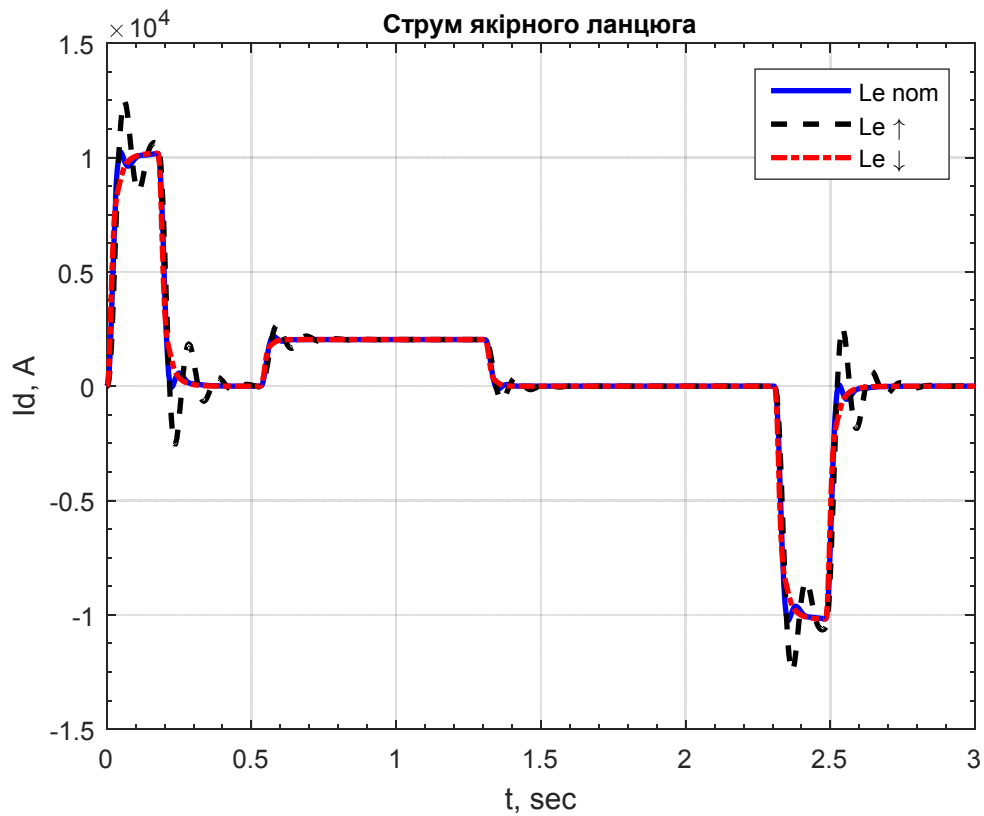


Рисунок 3.35 – Графіки перехідного процесу струму якоря при зміні еквівалентної індуктивності системи у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

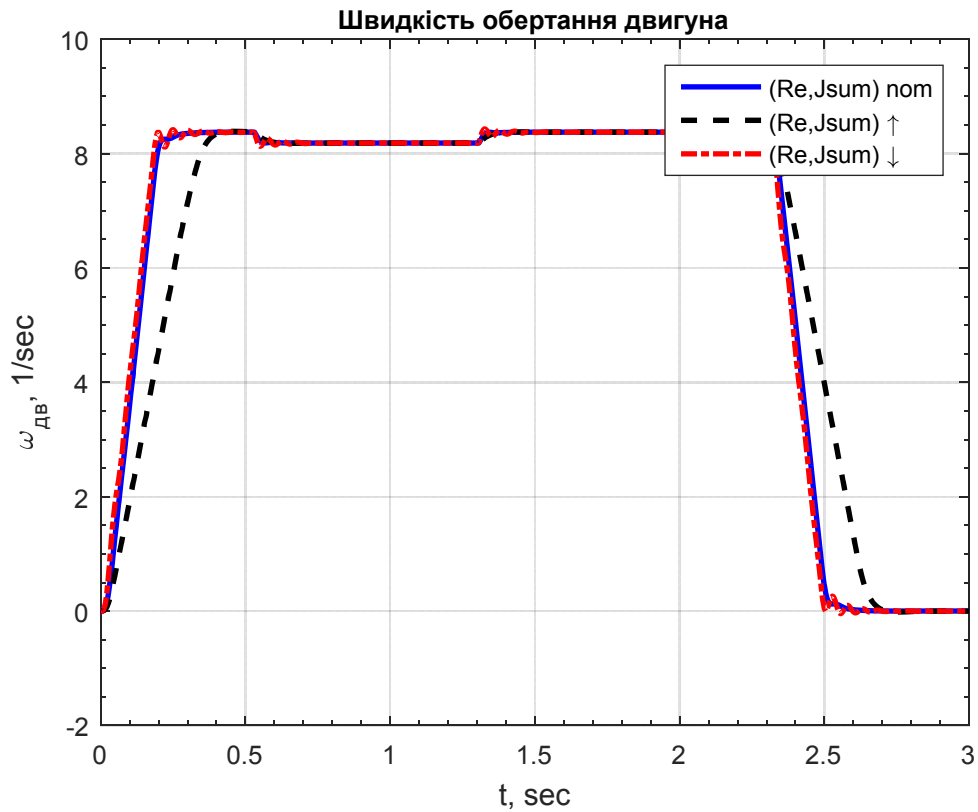


Рисунок 3.36 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при сумарній зміні R_e та J_{Σ} у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

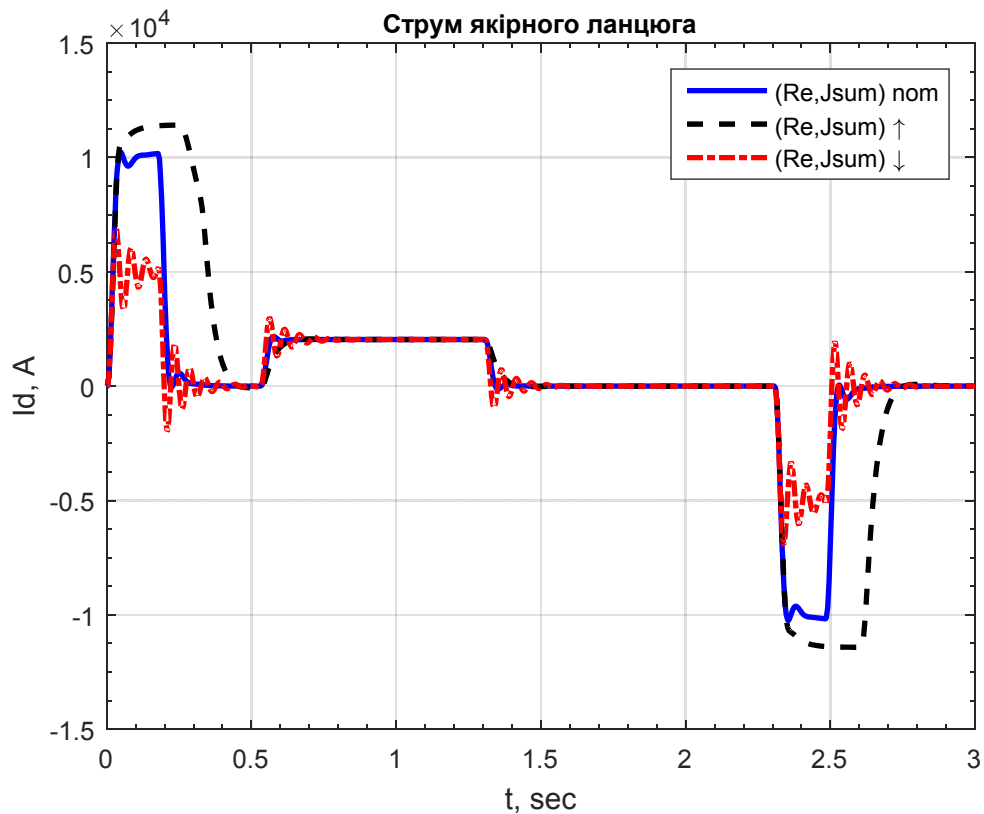


Рисунок 3.37 – Графіки перехідного процесу струму якоря при сумарній зміні R_e та J_{Σ} у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

4 СИНТЕЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ В ПРОСТОРІ 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.

$$\frac{dX_i}{dt} = \sum_{j=1}^n a_{ij} X_j + b_i U, \quad i = 1, \dots, n, \quad (4.1)$$

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

$$J(U) = \min \int_0^{\infty} \sum_{k,l=1}^n K_{kl} \eta_k \eta_l dt, \quad (4.2)$$

де $\eta_i = X_i - X_i^*$

У векторній формі:

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

$$J(U) = \min \int_0^{\infty} \sum_{k,l=1}^n (\bar{\eta}, K \bar{\eta}) dt. \quad (4.3)$$

Перетворимо початкову систему диференціальних рівнянь:

$$\frac{d\eta_i}{dt} = \sum_{j=1}^n a_{ij} \eta_j + b_i U, \quad i = 1, \dots, n; \quad (4.4)$$

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

Завдання вирішується методом динамічного програмування. Напишемо рівняння Беллмана:

$$\min_U \left[\sum_{k,l=1}^n K_{kl} \eta_k \eta_l + \sum_{i=1}^n \frac{\partial f}{\partial \eta_i} \left(\sum_{j=1}^n a_{ij} \eta_j + b_i U \right) \right] = 0. \quad (4.5)$$

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:

$$U = -\text{sign} \sum_{i=1}^n b_i \frac{\partial V}{\partial \eta_i}. \quad (4.6)$$

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

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

$$\begin{bmatrix} C_{(11,11)} & C_{(12,11)} & \dots & C_{(ij,11)} & \dots & C_{(nn,11)} \\ C_{(11,12)} & C_{(12,12)} & \dots & C_{(ij,12)} & \dots & C_{(nn,12)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{(11,kl)} & C_{(12,kl)} & \dots & C_{(ij,kl)} & \dots & C_{(nn,kl)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{(11,nn)} & C_{(12,nn)} & \dots & C_{(ij,nn)} & \dots & C_{(nn,nn)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ \dots \\ \dots \\ A_{nn} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} K_{11} \\ 2K_{12} \\ \dots \\ \dots \\ K_{nn} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

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

$$C_{(ij,kl)} = \begin{cases} 0 & , \text{если } i \neq k, j \neq l \\ a_{jl} & , \text{если } i = k, j \neq l \\ a_{ii} + a_{jj} & , \text{если } i = k, j = l, i \neq j \\ a_{ii} & , \text{если } i = k = j = l; \end{cases} \quad (4.8)$$

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.

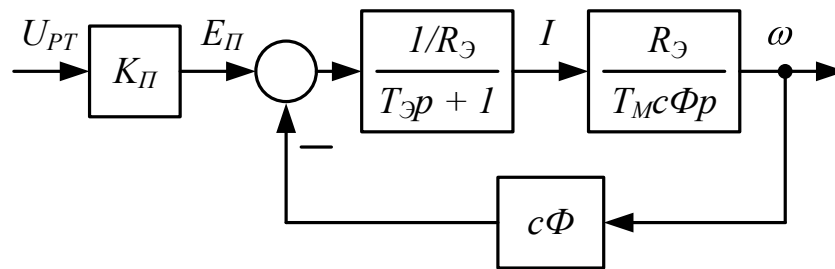


Рисунок 4.1 - Структурна схема об'єкта керування РТ

Математичний опис об'єкта керування РТ має вигляд:

$$\begin{cases} \dot{I} = -\frac{1}{T_\Theta} I - \frac{c\Phi}{R_\Theta T_\Theta} \omega + \frac{K_{PI}}{R_\Theta T_\Theta} U_{PT} \\ \dot{\omega} = \frac{R_\Theta}{T_M c\Phi} I. \end{cases} \quad (4.9)$$

Наводимо керовані координати і напруга до відносним одиницям

$$X_1 = \frac{I}{I_M}; \quad X_2 = \frac{\omega}{\omega_M}; \quad U = \frac{U_{PT}}{U_M}, \quad (4.10)$$

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:

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = -\frac{I}{T_{\mathcal{E}}} X_1 - \frac{c\Phi\omega_M}{R_{\mathcal{E}}T_{\mathcal{E}}I_M} X_2 + \frac{K_{II}U_M}{R_{\mathcal{E}}T_{\mathcal{E}}I_M} U \\ \dot{X}_2 = \frac{R_{\mathcal{E}}I_M}{T_M c\Phi\omega_M} X_1. \end{cases} \quad (4.11)$$

$$\eta_1 = X_1 - X_1^*; \quad \eta_2 = X_2 - X_2^*, \quad (4.12)$$

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

$$\begin{cases} \dot{\eta}_1 = a_{11}\eta_1 + a_{12}\eta_2 + b_1U \\ \dot{\eta}_2 = a_{21}\eta_1, \end{cases} \quad (4.13)$$

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 (4.13) і всі подальші розрахунки виконані за допомогою системи Matlab, у якій було розроблені програмні коди (m-файли).

Функція Ляпунова для системи другого порядку

$$V = A_{11}\eta_1^2 + 2A_{12}\eta_1\eta_2 + A_{22}\eta_2^2. \quad (4.14)$$

Критерій якості

$$J(U) = \int_0^{\infty} (k_{11}\eta_1^2 + 2k_{12}\eta_1\eta_2 + k_{22}\eta_2^2) dt. \quad (4.15)$$

Алгоритм управління РТ має вигляд:

$$U_{PT} = -U_M \operatorname{sign} \left[b_1 \frac{\partial V}{\partial \eta_1} \right] = -U_M \operatorname{sign} [A_{11}\eta_1 + A_{12}\eta_2], \quad (4.16)$$

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

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & 0 \\ a_{12} & a_{11} & a_{21} \\ 0 & a_{12} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{22} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_{11} \\ 2k_{12} \\ k_{22} \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

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

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & 0 \\ a_{12} & a_{11} & a_{21} \\ 0 & a_{12} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

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:

$$U_{PT} = -U_M \operatorname{sign} \left[-\frac{1}{a_{11}} (X_1 - X_1^*) \right] = U_M \operatorname{sign} [X_1^* - X_1] \quad (4.19)$$

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 (4.1) за винятком того, що функцією, яка керує, є напруга РС U_{PC} .

Алгоритм управління РС

$$U_{PC} = -U_M \operatorname{sign} \left[b_1 \frac{\partial V}{\partial \eta_1} \right] = -U_M \operatorname{sign} [A_{11}\eta_1 + A_{12}\eta_2], \quad (4.20)$$

коефіцієнти A_{11} , A_{12} знаходимо, вирішуючи рівняння виду (4.2), в якому підставимо наступні значення коефіцієнтів критерію якості:

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

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & 0 \\ a_{12} & a_{11} & a_{21} \\ 0 & a_{12} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

звідки знаходимо

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

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

$$\begin{aligned}
 U_{PC} &= -U_M \text{sign} \left[\frac{a_{21}}{a_{11}a_{12}} (X_1 - X_1^*) - \frac{1}{a_{12}} (X_2 - X_2^*) \right] = \\
 &= U_M \text{sign} \left[\frac{a_{21}}{a_{11}} (X_1 - X_1^*) - X_2 + X_2^* \right] = \\
 &= U_M \text{sign} \left[X_2^* - X_2 - \frac{R_\vartheta I_M T_\vartheta}{T_M c \Phi \omega_M} (X_1 - X_1^*) \right] = \\
 &= U_M \text{sign} \left[X_2^* - X_2 - k_{\omega i} (X_1 - X_1^*) \right],
 \end{aligned}
 \tag{4.22}$$

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

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

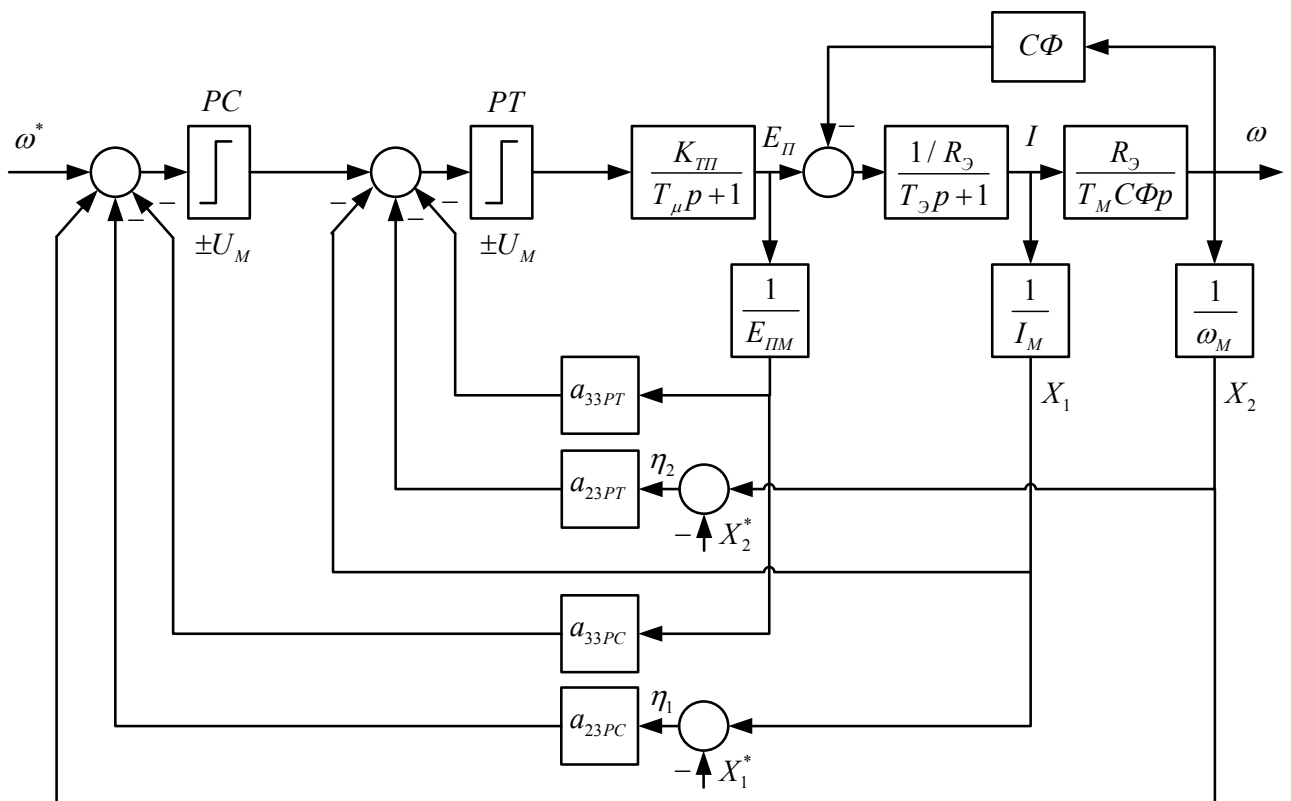


Рисунок 4.2 – Структурна схема оптимальної системи з контролем природних фазових координат

4.4 Математичне моделювання оптимальної системою керування електроприводом механізму ножиць в середовищі Matlab/Simulink

Дослідження перехідних процесів в оптимальній системі керування електроприводом, синтезованої в просторі похідних, проводиться за допомогою пакета прикладних програм Matlab/Simulink. Математична модель системи приведена на рисунках 4.3 - 4.5. Робота оптимальної системи досліджувалася за такою самою програмою як і класична система підпорядкованого регулювання. З графіків перехідних процесів (рис. 4.6 – 4.15) видно, що в оптимальній системі процеси мають кращу якість, а система має більшу точність. Крім того, в оптимальній системі при зміні сталих часу практично не змінюється якість перехідних процесів.

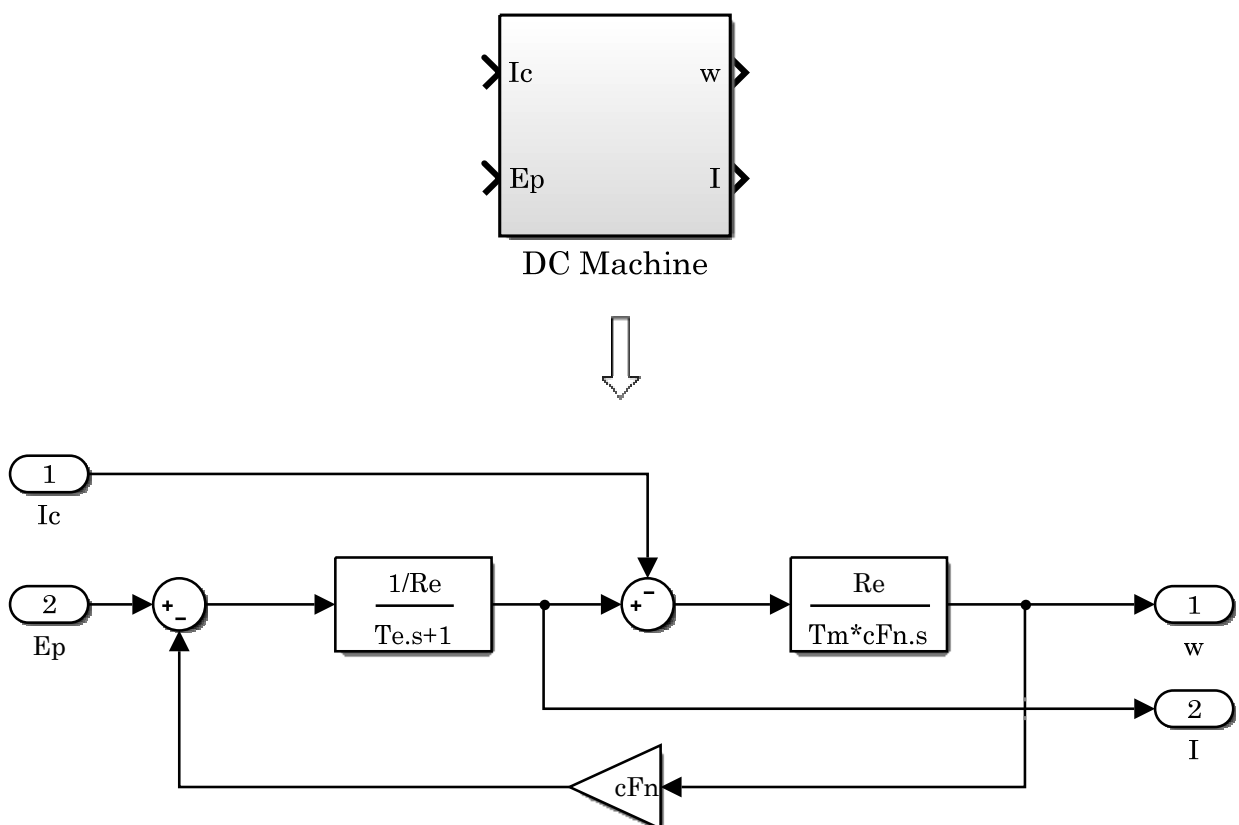


Рисунок 4.3 – Внутрішня структура підсистеми двигуна постійного струму (DC Machine)

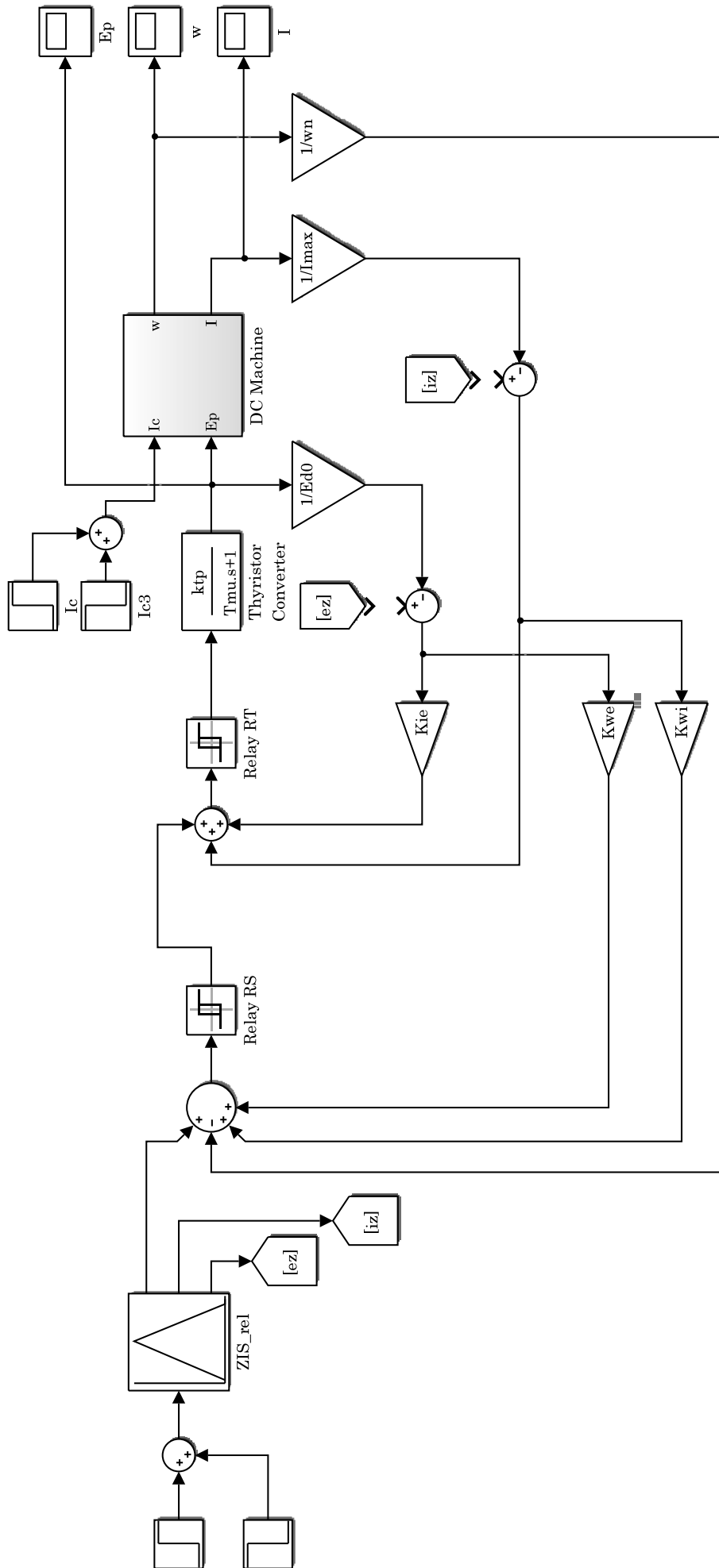


Рисунок 4.4 – Simulink-модель оптимальної системи керування електроприводом

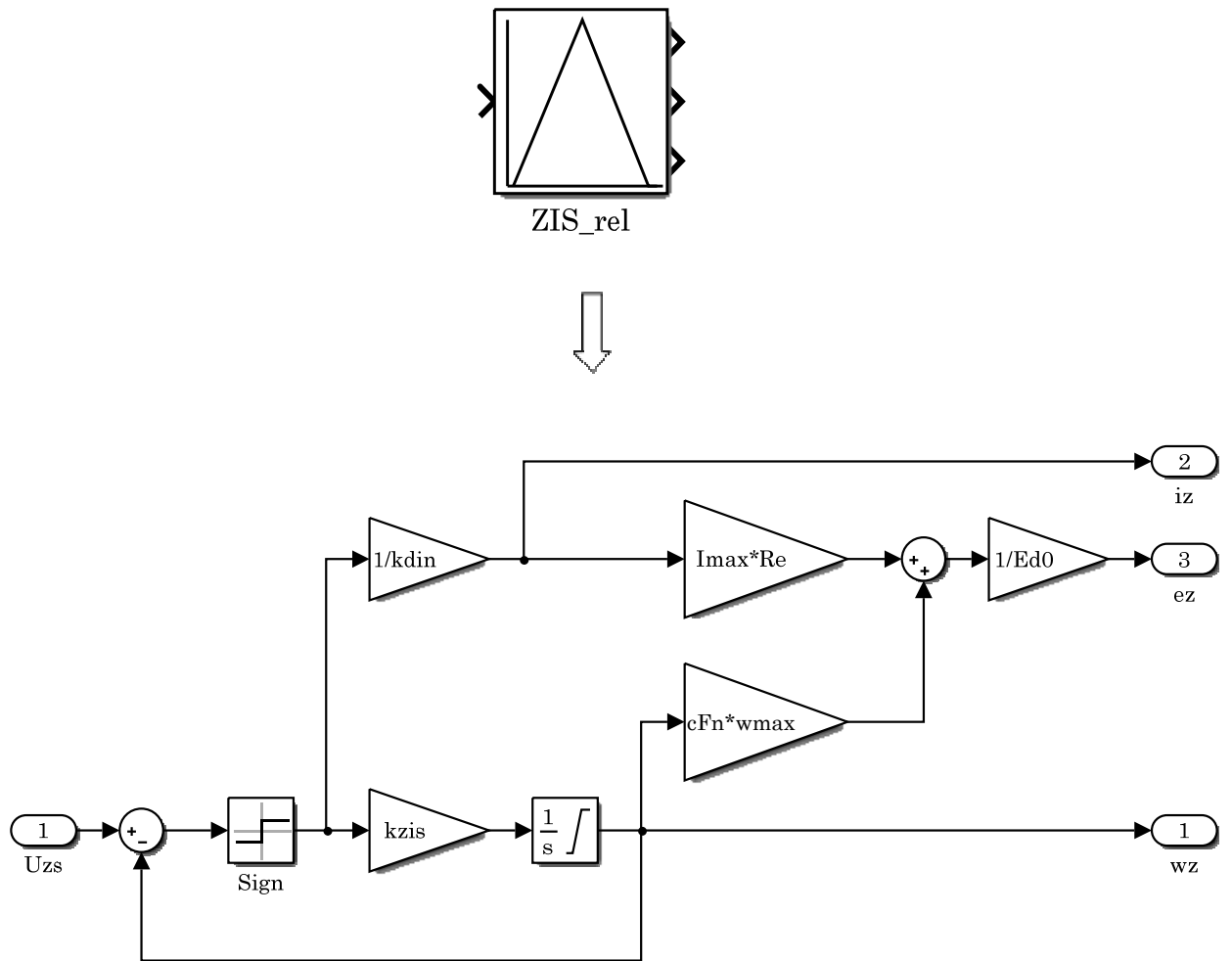


Рисунок 4.5 – Підсистема «Задатчик інтенсивності швидкості» (ZIS_rel), що реалізує раціональну динаміку

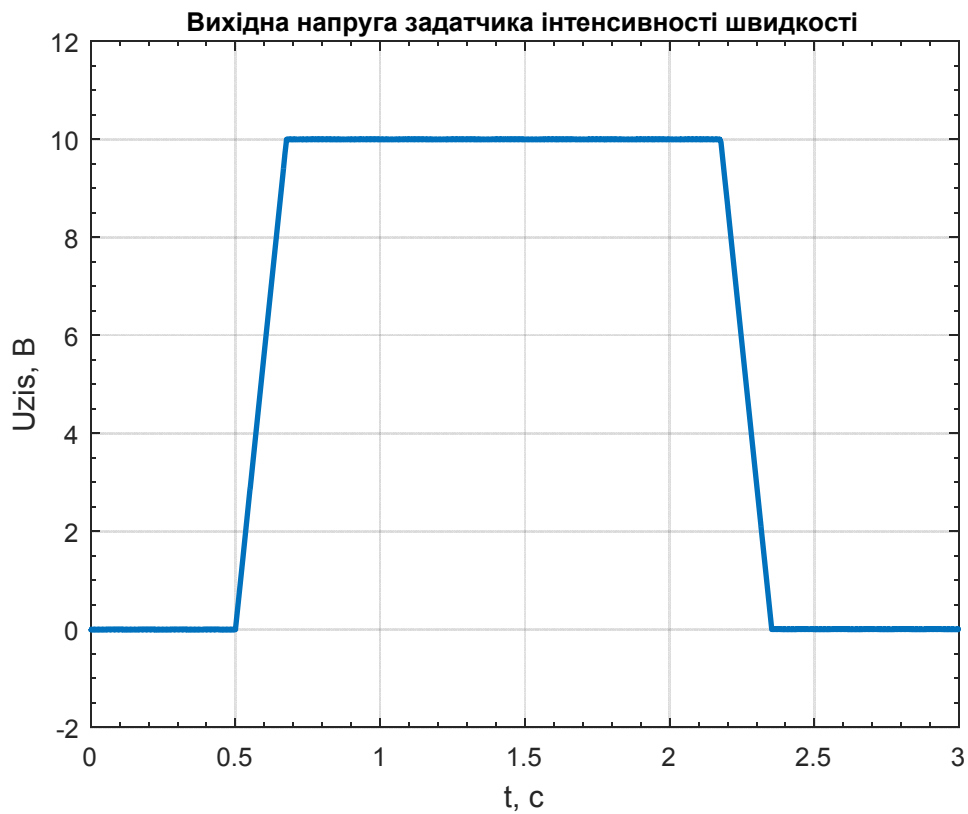


Рисунок 4.6 – Графік перехідного процесу напруги задатчика інтенсивності швидкості в оптимальній системі

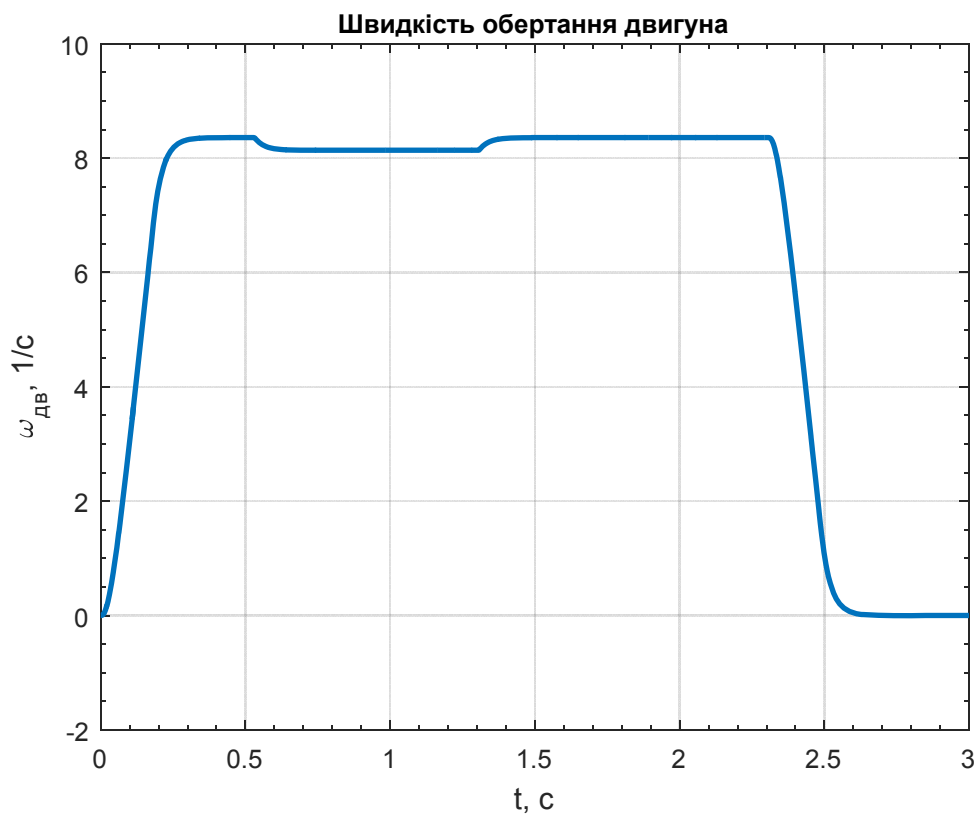


Рисунок 4.7 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна ($I_c = 0,3I_H$) в оптимальній системі

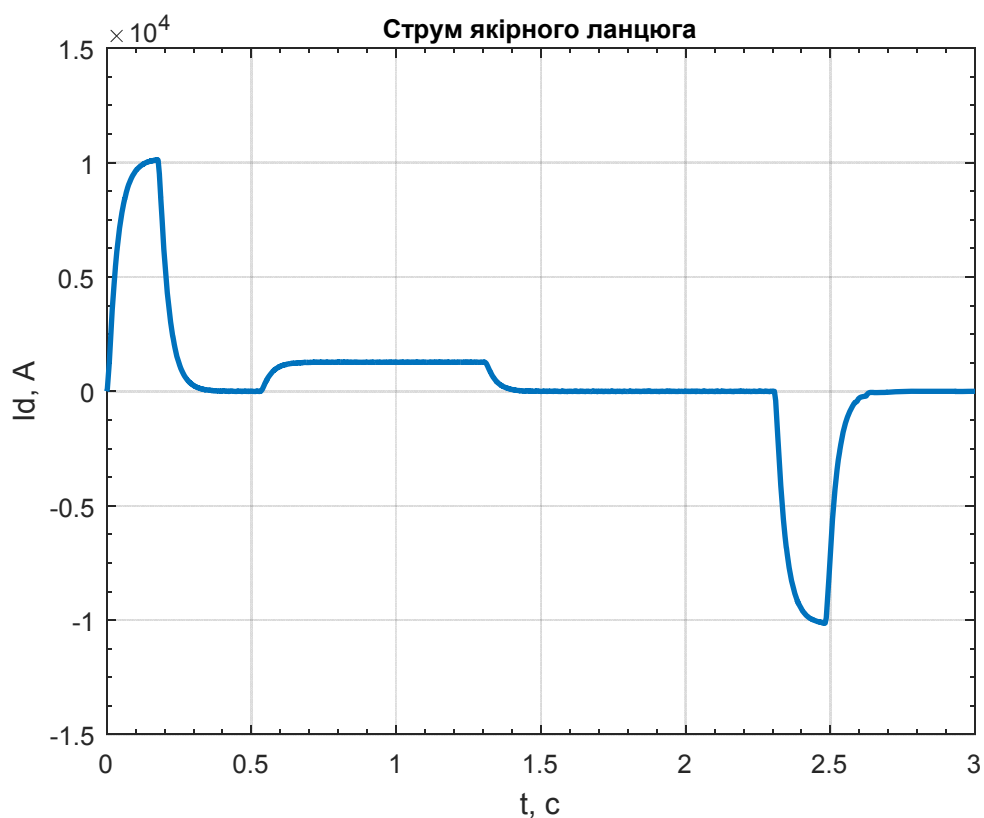


Рисунок 4.8 – Графік перехідного процесу струму якоря ($I_c = 0,3I_H$) в оптимальній системі

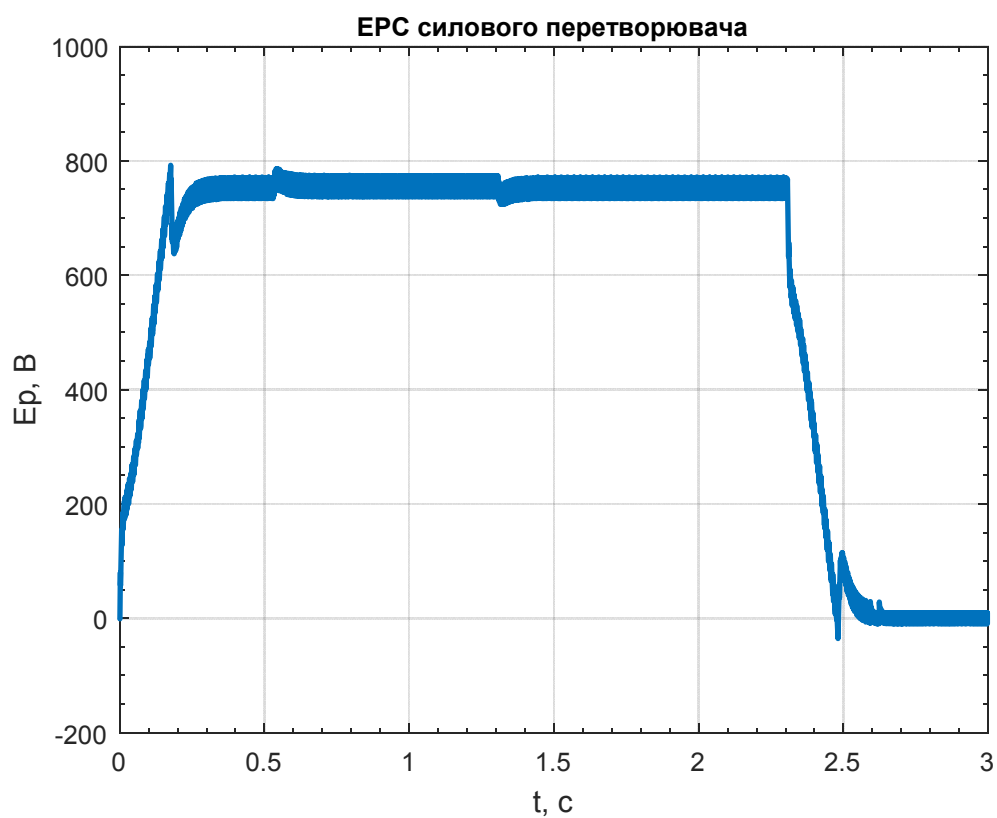


Рисунок 4.9 – Графік перехідного процесу ЕРС тиристорного перетворювача ($I_c = 0,3I_H$) в оптимальній системі

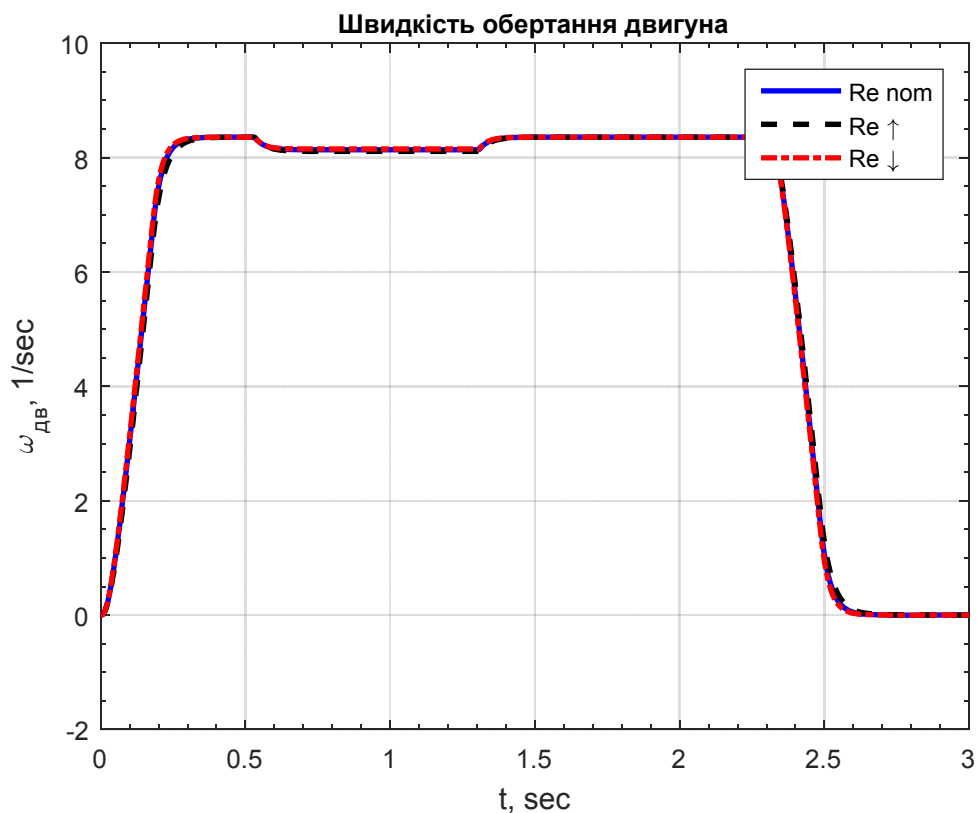


Рисунок 4.10 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні R_s в 2 рази ($I_c = 0,4I_H$) в оптимальній системі

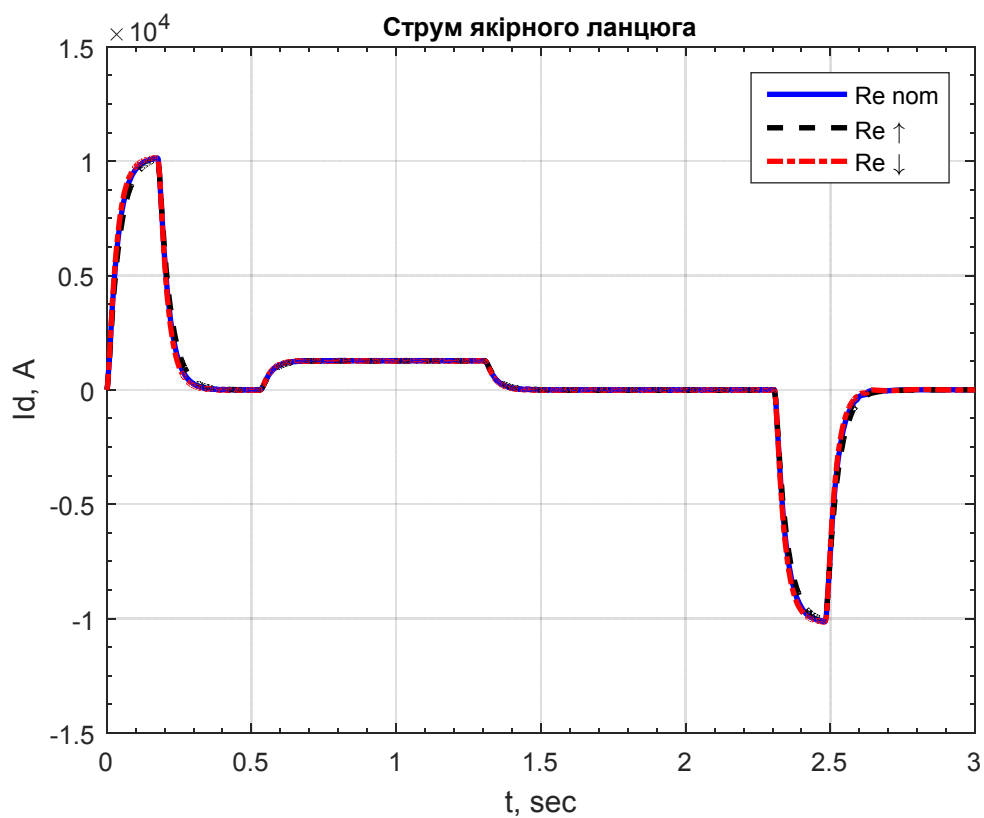


Рисунок 4.11 – Графік перехідного процесу струму якоря при зміні R_s в 2 рази ($I_c = 0,4I_H$) в оптимальній системі

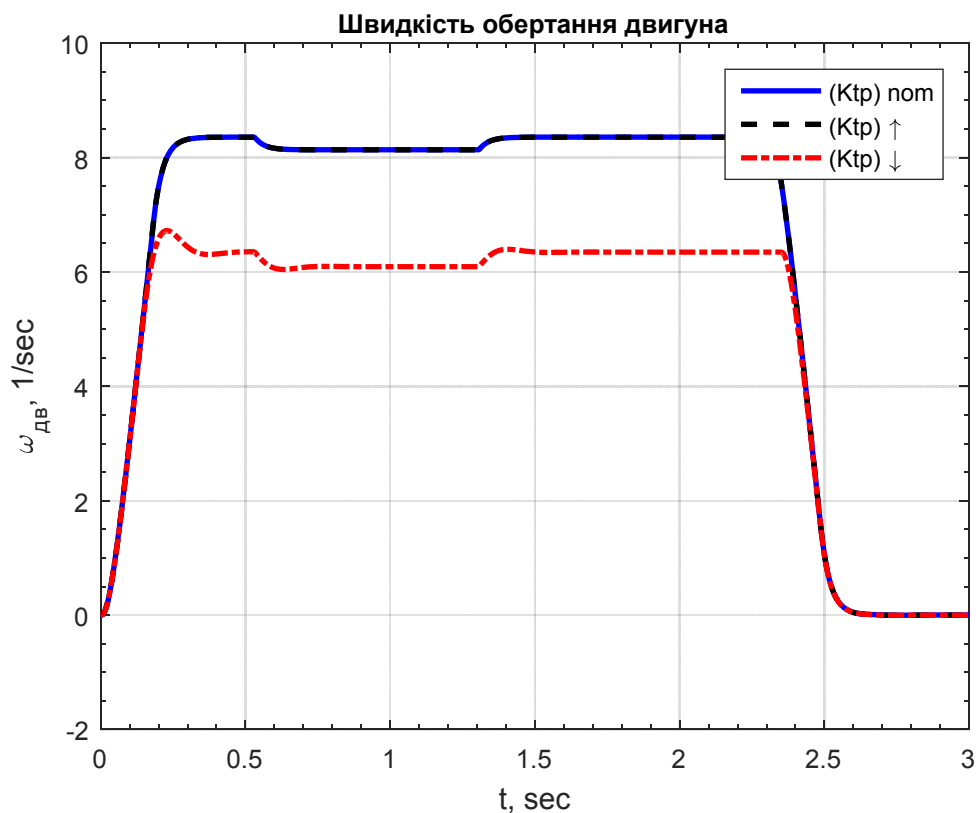


Рисунок 4.12 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні $k_{\text{п}}$ в 2 рази ($I_{\text{с}} = 0,4I_{\text{н}}$) в оптимальній системі

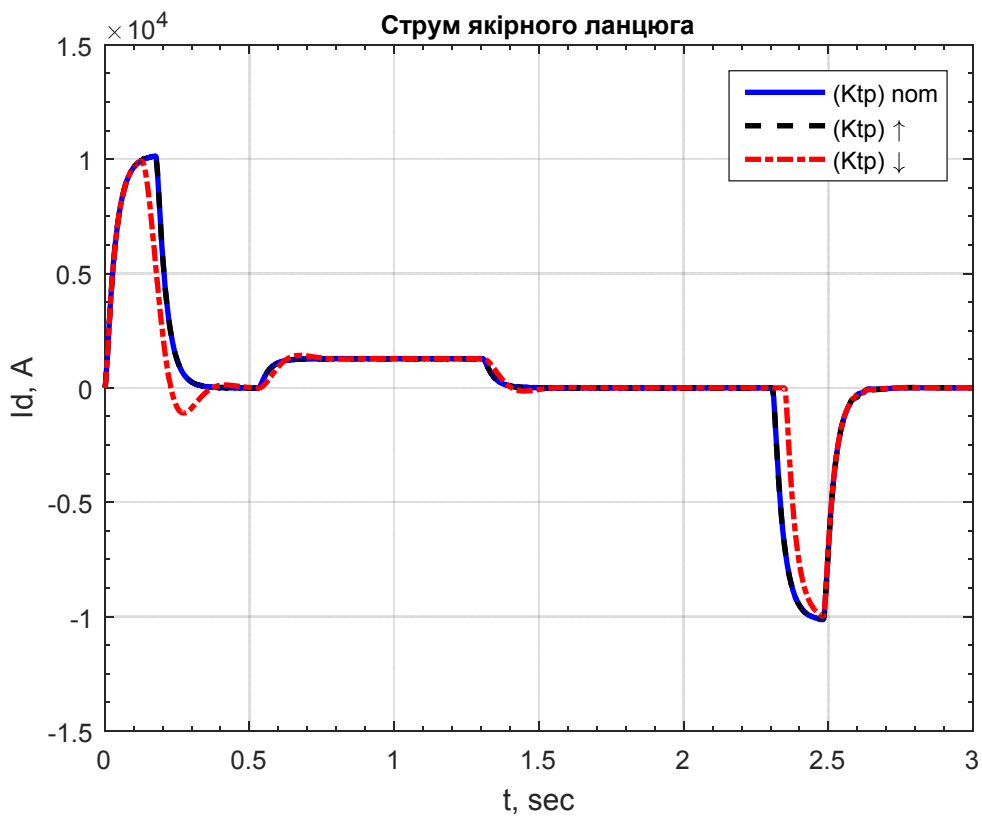


Рисунок 4.13 – Графік перехідного процесу струму якоря при зміні $k_{\text{п}}$ в 2 рази ($I_{\text{с}} = 0,4I_{\text{н}}$) в оптимальній системі

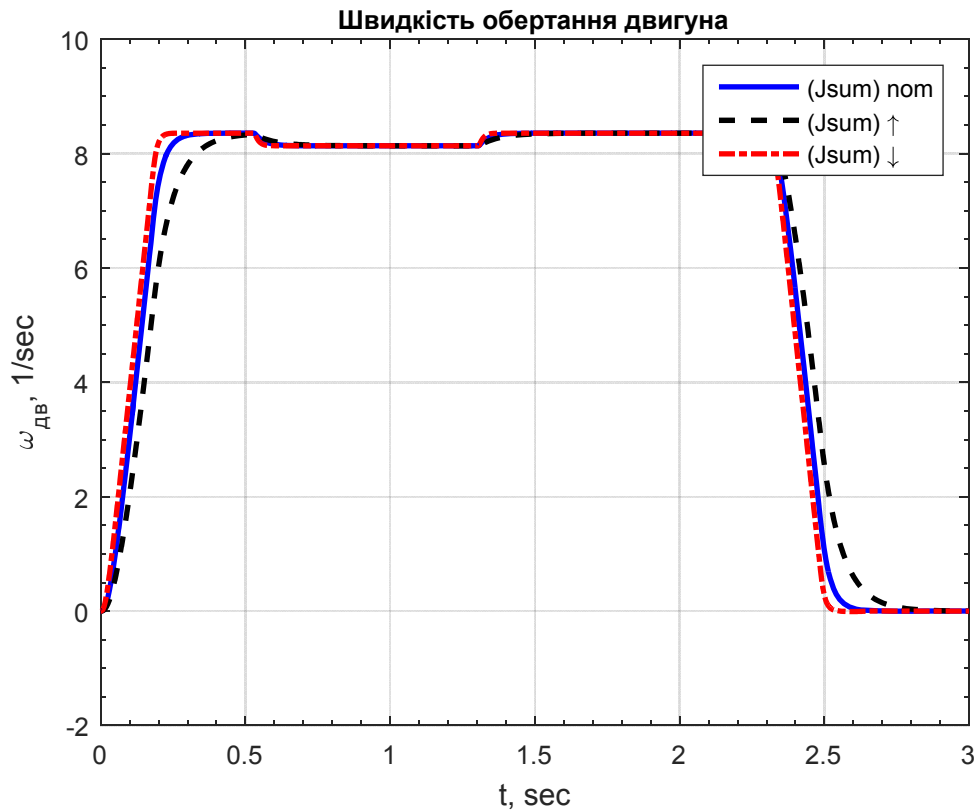


Рисунок 4.14 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні J'_{Σ} в 2 рази ($I_c = 0,4I_H$) в оптимальній системі

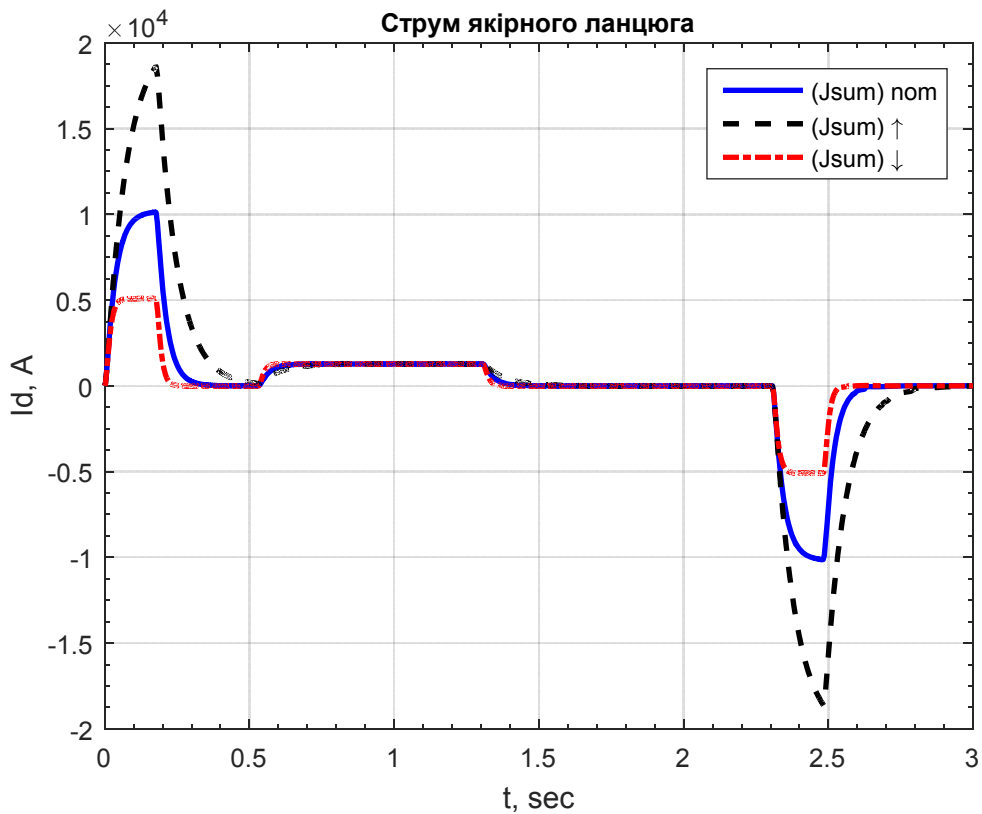


Рисунок 4.15 – Графік перехідного процесу струму якоря при зміні J'_{Σ} в 2 рази ($I_c = 0,4I_H$) в оптимальній системі

ВИСНОВОК

На підставі результатів теоретичних досліджень можна зробити наступні висновки:

1. Стосовно до об'єкта керування – електропривод механізму ножиць зусиллям різання 2000 тонн блюмінгу на базі електродвигуна постійного струму показана можливість використання оптимальних САР для відпрацювання 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 двох систем керування електроприводом підпорядкованої та оптимальної.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

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, 1984.4. - 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, 1984.4. - 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, 1984.4.- С. 237 - 254.4.

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.А. Информационная теория идентификации / Цыпкин Я.А. – 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). Backnays I. Investigation on High Speed SRD Incorporating Amorphous Iron / Backnays 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, 1984.4. - 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.

54.4. Гарнов Б. К., Рабинович В. В., Вишневецкий Л. М. Унифицированные системы автоуправления электроприводом в металлургии. – М.: Металлургия, 1974.4. – 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, 1984.4. – 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. 436-444.4.

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.

64.4. 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.

64. 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 04.4.15.09-94.4.

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, 1974.4. – 440 с.

74.4. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниково-вых систем в MatLab 6.0: Учебное пособие. – СПб.: Корона принт, 2004.4. – 320 с.

72. Адлер Ю. П., Маркова Е. В., Грановский Ю. В. Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий. – М.: Наука, 1976. – 280 с.

74. Демидович Б. П., Марон И. А., Шувалова Э. З. Численные методы анализа: приближение функций, дифференциальные и интегральные уравнения. Учебное пособие. 3-е изд., перераб. – М.: Наука, 1967. – 368 с.

Додаток А

Скрипт-програма розрахунку параметрів регуляторів лінійної та оптимальної 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=4.4.5; % 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, Вc
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 = 4.4.65;
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
% kor = (Uoutmax/Sk); % Коэффициент обратной связи, В/мм
% kr = kor*0.89; % Коэффициент обратной связи, В/мм (0.89 - затяжка)
% krp = kor*2*cFn*Idin/(kor*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)
b1lw=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 upravljenij

```

```

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

```

```

% ob`ekt upravljenja (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

```