

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 Механізм ножиць 2000 тонн обтискного стану 1250 опис роботи та конструкції	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 комплектного тиристорного електроприводу.....	40
3.2 Вибір силового трансформатора та згладжувального дроселя	48
3.3 Опис принципової схеми механізму ножиць	52
3.4 Математичний опис об'єкта керування.....	56
3.5 Розрахунок основних параметрів елементів системи електропривода.....	57
3.6 Синтез регулятора струму.....	59
3.7 Синтез регулятора швидкості	64
3.8 Розрахунки задатчика інтенсивності швидкості.....	68
3.9 Моделювання ЕП ножиць в середовищі Matlab/Simulink з підпорядкованою системою керування	72
4 СИНТЕЗ РЕЛЕЙНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ В ПРОСТОРІ	

	5
ПРИРОДНИХ КООРДИНАТ	84
4.1 Синтезу системи методом аналітичного конструювання регуляторів	87
4.2 Синтез релейного регулятора струму в просторі природних координат	90
4.3 Синтез релейного регулятора швидкості в просторі природних координат	92
4.4 Моделювання релейної системою керування ЕП ножиць в середовищі Matlab/Simulink	95
ВИСНОВОК	103
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ	104
Додаток А	111

ВСТУП

Актуальність теми. Ножиці використовуються для різання гарячого і холодного металопрокату, здійснюючи порізку на мірні довжини, обрізання переднього і заднього кінців, поздовжнє різання широких листів на стрічки та обрізання крайок у формі аркушів.

В залежності від характеру різання використовують різні типи ножиць, такі як ножиці з паралельними, похилими, поперечного різання з катящимся різом, летючі і дискові. В даному випадку, ми розглядаємо ножиці з паралельними ножами.

Ці ножиці застосовуються 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. Є два основних типи конструкції цих ножиць: з верхнім і нижнім різаними, де різання відбувається відповідно верхнім або нижнім ножем.

У сучасних умовах системи керування електроприводом, побудовані за принципом підпорядкованого регулювання, є одними з найбільш розповсюджених і масово вироблених промисловими підприємствами. Порівняно з попередніми системами, вони відрізняються вищою швидкістю, використовують уніфіковані елементи, що полегшує проектування та збірку.

У умовах стрімкого зростання важливості регульованих електроприводів при економії матеріальних та трудових ресурсів, переваги електроприводу оцінюються не лише за досягнутими технологічними покращеннями, а й за економічною ефективністю виробництва та експлуатації обладнання. Тому спостерігається тенденція до глибокої уніфікації систем керування для досягнення кращих результатів у виробництві.

У сучасному світі автоматизації технологічних процесів виникла тенденція до уніфікації принципів синтезу систем керування для складних об'єктів. Ця тенденція спрямована на максимальне врахування та ефективне використання властивостей об'єкта керування [1-6]. При такому підході до проектування систем керування, специфічні властивості об'єкта управління,

обумовлені його фізичною природою, не лише беруться до уваги, а й використовуються для досягнення поставлених завдань. Цей підхід може привести до виникнення нових принципів і законів керування, які не лише забезпечать високу якість управління, але й сприятимуть досягненню високих техніко-економічних показників системи.

У нелінійному світі не існує стандартних або універсальних методів, які би були характерні для лінійної теорії управління. Кожна нелінійність є унікальною і вимагає індивідуального підходу при розробці методів синтезу.

Серед різноманітних нелінійних об'єктів керування, автоматизовані електроприводи (ЕП) займають одне з провідних місць. Більше 60% споживаної енергії в промислово розвинених країнах припадає на їхню частку [7-12]. Отже, вирішення завдань ефективного керування енергоспоживанням є критично важливим. Близько третини виробленої електроенергії витрачається на виробництво електроенергії, і цей показник постійно зростає. Таким чином, є необхідність в раціональному використанні електроенергії та забезпеченні ефективного управління з мінімальними витратами енергії. Алгоритмічний підхід, зокрема розробка алгоритмів керування електроприводами, є одним із можливих шляхів вирішення цієї проблеми [13-18].

У наш час системи електроприводу, збудовані на основі електричних машин змінного струму, які живляться від силових напівпровідникових перетворювачів напруги, визнаються найбільш перспективними з точки зору коефіцієнта корисної дії (ККД) та компактності конструкції. Однак електроприводи постійного струму залишаються широко використовуваними на вже діючих підприємствах, зокрема на металургійних комбінатах.

Типовою особливістю таких електроприводів є релейна нелінійність, що виникає внаслідок роботи сучасних силових пристроїв, які переважно працюють в "ключовому режимі" для мінімізації втрат енергії [8-9, 11, 15-16, 19-22]. Такі динамічні системи мають принципово нелінійну природу і описуються диференціальними рівняннями з розривним керуванням, отже їх називають релейними системами або системами з розривним керуванням.

Історія релейних систем налічує більше століття і починається з використання релейного зворотного зв'язку, запропонованого Ч. Шофільдом в 1836 році [14, 23, 24]. Незважаючи на схильність релейних систем до автоколивань, їх простота реалізації в поєднанні з високими динамічними властивостями та можливістю самоадаптації при зміні параметрів і навантаження забезпечили їм широке застосування і розвиток теорії релейних систем.

Перший етап розвитку теорії релейних систем пов'язаний, передусім, із роботами А.А. Андронова [25], Я.З. Ципкіна [24, 26] та І.Флюгге-Лотца [27, 28]. Подальший розвиток принципової теорії релейних систем привів до виділення таких самостійних напрямків, як:

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

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

Ці напрямки наукових досліджень внесли значний вклад у розвиток теорії та практики керування релейними системами. Визначено, що основоположником цієї теорії є видатний академік С.В. Ємельянов, який виховав висококваліфікований науковий колектив, який здійснив значний прорив у даному науковому напрямку. Ця теорія базується на концепції використання ковзного режиму для синтезу систем автоматичного керування – специфічного виду руху, що виникає у релейних системах за певних умов і є характерним лише для цих систем. Вказаний режим забезпечує високу ефективність у динамічних системах, інваріантність до зовнішніх впливів, а також малу чутливість до змін динамічних характеристик керованого об'єкта.

Далі, із розвитком та узагальненням теорії систем із змінною структурою, виникли нові напрямки, зокрема теорія систем із розривними управліннями [36-41] та теорія бінарних систем [1-2, 7]. Перша з цих теорій ґрунтується на використанні багатовимірного змінного режиму в просторі стану для вирішення завдань керування, тоді як друга базується на принципі бінарного, або двоїстого, характеру сигналів в нелінійних динамічних системах. Це

дозволяє розмістити синтез оператора стабілізації зворотного зв'язку на допоміжну нелінійну систему.

Великий прогрес використання ковзних режимів для керування електроприводами на базі напівпровідникових перетворювачів напруги з релейними регуляторами вже отримав широке застосування [42-45]. Це особливо актуально в контексті переходу до силових напівпровідникових перетворювачів напруги або струму, де силові елементи працюють в ключовому (релейному) режимі. Це відкриває нові можливості для вдосконалення систем управління та оптимізації енергетичних витрат у сучасних електроприводах.

Швидкий прогрес в області напівпровідникової техніки став причиною появи нових високочастотних силових пристроїв, базованих на технологіях MOSFET і IGBT. Це відкрило широкі перспективи для створення та удосконалення провідникових перетворювачів електричної енергії, що в свою чергу є фундаментом для автоматизованих електроприводів. В останнє десятиліття вони зростаюче використовують багатовимірне релейне керування, переважно в регуляційному колі фазних струмів електродвигуна. Це підтверджується збільшенням кількості публікацій, де різні терміни, такі як «релейне керування», «розривне керування», частотно-токове керування, «керування на ковзних режимах», «hanging control», «hysteresis current control», current forced control, direct torque control і інші, використовуються для опису цього виду керування. З позиції найбільш повного розуміння процесів, що відбуваються при використанні даного методу управління, найбільш відповідним є термін «керування на ковзних режимах».

Предметом нашого дослідження є електромагнітні та механічні процеси в електроприводі постійного струму та поліпшення показників якості його функціонування, зокрема, мінімізація статичних та динамічних похибок в роботі швидкості. Ми фокусуємося на дослідженні електропривода постійного струму механізму ножиць блюмінгу масою 2000 тонн з релейною системою керування в умовах впливу дестабілізуючих факторів.

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} .

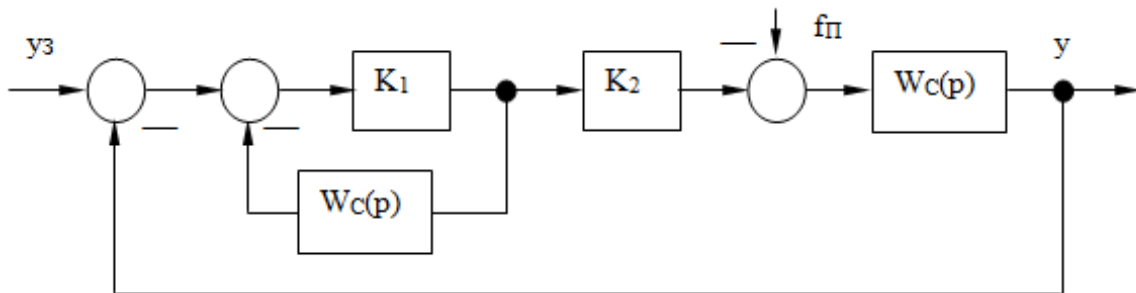


Рисунок 1.1 – Структурна схема замкненої лінійної системи регулювання

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:

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

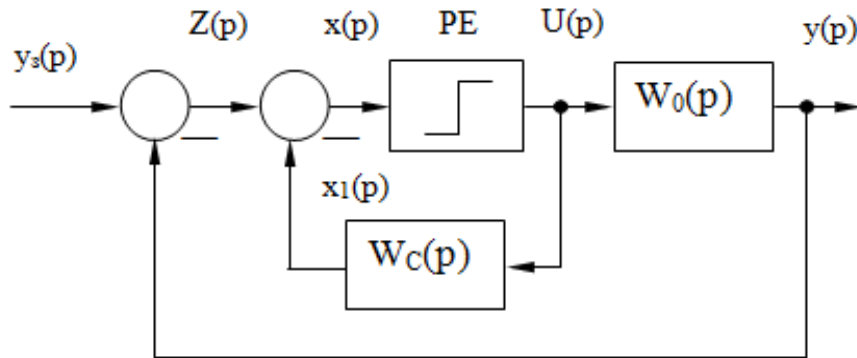


Рисунок 1.2 – Структурна схема системи, що має релейний елемент

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

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

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

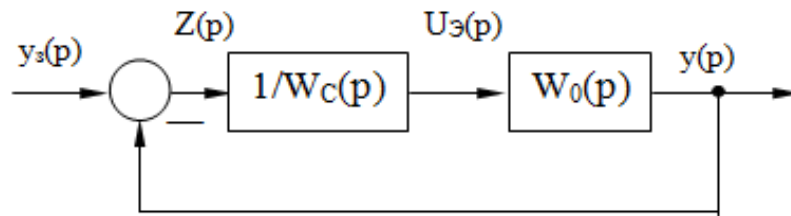


Рисунок 1.3 – Структурна схема лінійної системи,
що еквівалентна оптимальній

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.

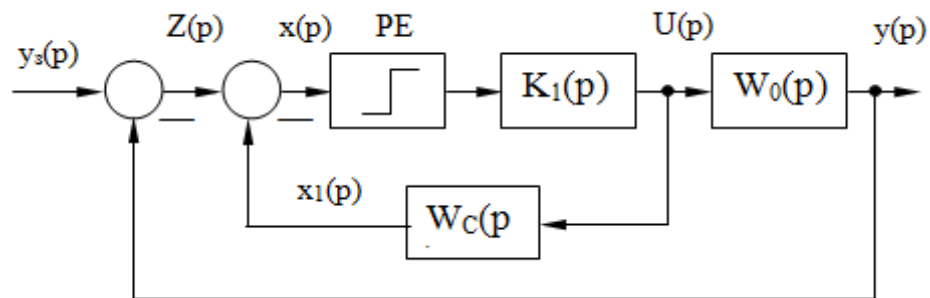


Рисунок 1.4 – Структурна схема системи управління

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).

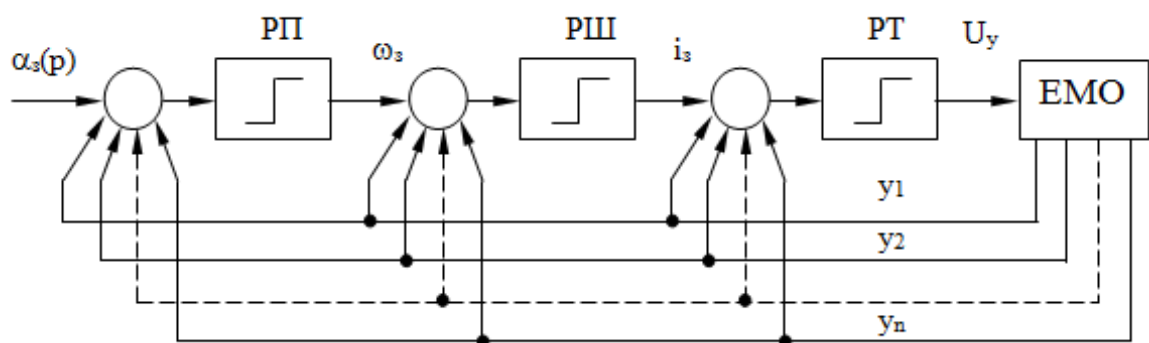


Рисунок 1.5 – Структурна схема оптимальної САУ

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.

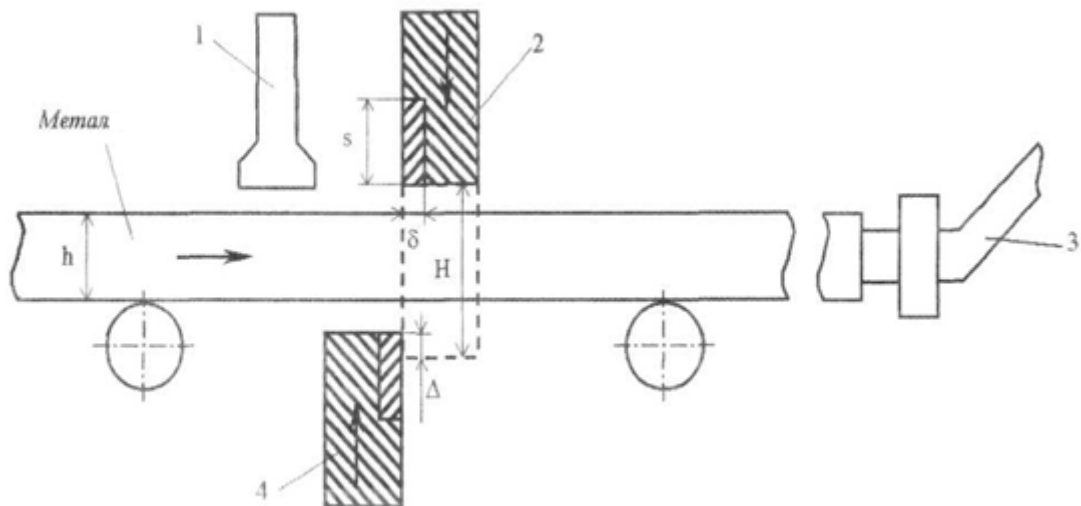
2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ОБ'ЄКТА КУРУВАННЯ ТА ЙОГО ТЕХНОЛОГІЧНІ ДАННІ

2.1 Механізм ножиць 2000 тонн обтискного стану 1250 опис роботи та конструкції

Для розділення гарячого металу з квадратним і прямокутним перерізом на мірно визначені шматки, а також для обрізання передніх і задніх кінців після прокатки на блюмінгах, слябінгах, заготівельних і сортових станах, використовуються ножиці з паралельними лезами. За структурою ножиць для поперечного різання з паралельними лезами можна виділити два типи:

- з верхнім різом (де різання здійснюється верхнім ножем);
- з нижнім різом (де різання відбувається під час руху нижнього ножа).

На рисунку 2.1 подано схему ножиць з паралельними лезами. Ці інструменти виявляються вельми ефективними для обробки гарячого металу, забезпечуючи точність та швидкість в різанні, що робить їх важливим елементом в промислових процесах.



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

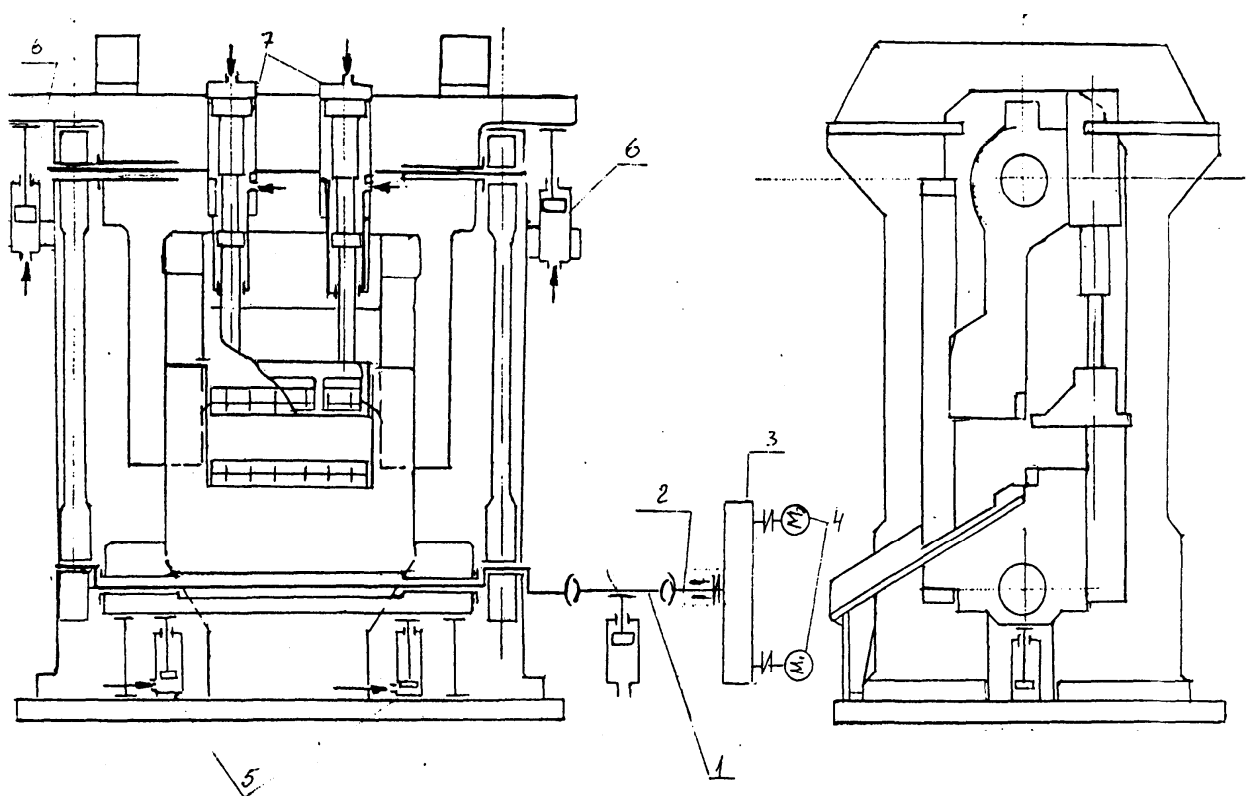
Рисунок 2.1 – Кінематична схема ножиців із паралельними ножами

Ножиці з верхнім різом зазвичай використовують кривошипно-шатунний механізм передачі, що робить їх конструкцію відносно простою. Однак цій конструкції притаманні деякі недоліки, які варто враховувати:

- Після використання таких ножиць утворюються задирки на нижній межі, які можуть ускладнити подальший рух матеріалу по рольгангу.

- Відрізана частина металу разом з верхнім лезом може опуститися нижче рівня рольгангу, що вимагає наявності підйомно-кидаючого столу для корекції цього недоліку.

Насправді, ножиці з нижнім різом не мають таких проблем, проте вони характеризуються складнішою конструкцією. Зокрема, досконалі ножиці можуть бути оснащені плаваючим ексцентриковим валом, що є найбільш оптимальним рішенням у відсутності вищезгаданих недоліків. Вони відзначаються високою ефективністю та точністю в різанні металу. Загальний вигляд таких ножиць представлений на рисунку 2.2.



- 1 – шпиндель ножиць; 2 – провал з підшипником;
- 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 та універсальний шпindel сприяють русі плаваючого ексцентрикового валу, який може здійснювати обертання навколо вертикальної осі, що проходить через підшипники у тязі нижнього ножа, а також навколо горизонтальної осі через підшипники у супорті верхнього ножа при умові його нерухомості.

На етапі початкового руху супорт нижнього ножа, під впливом власної ваги, залишається у початковому положенні, тоді як супорт верхнього ножа, який урівноважений, починає рух і опускається. Після контакту з металом верхній ніж зупиняється, оскільки відрізана частина металу лежить на нерухомому рольгангу. Наступною фазою є підняття нижнього ножа з притиском для виконання різання. Повернення нижнього та верхнього ножів до початкового стану після різання відбувається у зворотному порядку. Команда на зупинку електропривода ножиць у вихідному положенні надходить від колійного командоапарату, пов'язаного з редуктором ножиць.

В залежності від товщини металу різання може відбуватися в ході кругового або коливального циклу роботи. У випадку коливального циклу напрямок обертання електродвигунів змінюється після кожного циклу.

Привід ножиць з паралельними ножами зазвичай реалізується за допомогою електродвигунів постійного струму, які працюють за системою «керований перетворювач – двигун».

До системи електроприводу ексцентрикового валу ножиць блюмінга пред'являються такі вимоги:

- можливість реверсу;
- точність підтримки швидкості у всьому діапазоні регулювання на рівні $\Delta\omega_c = 8-10\%$;
- робота електроприводу в повторно-короткочасному режимі роботи;
- надійне обмеження струму та моменту електродвигунів;
- надійність роботи, простота налагодження та експлуатації.

Зазначені вимоги можна задовольнити шляхом регулювання напруги на якорі електродвигуна. Це дозволяє використовувати стандартний комплексний тиристорний перетворювач для регулювання швидкості, струму та моменту в

заданому діапазоні з обмеженнями, за допомогою регуляторів зі стандартним налаштуванням. Застосовується підпорядковане регулювання координат електроприводу.

Ножиці використовуються для різання гарячого металу, здійснюючи або верхній, або нижній різ. Верхній різ застосовується при обрізанні передньої частини заготовки та подрібненні скрапу, виконуючи рух верхнього ножа при стійкому положенні нижнього. З іншого боку, нижній різ використовується для розрізання заготовок на визначені довжини, виконуючи рух нижнього ножа при стійкому положенні верхнього. Визначення оптимального положення залежить від висоти розрізаної заготовки. З метою забезпечення якісного розрізу, заготовка утримується притискним пристроєм, де гідравлічні циліндри створюють потрібне зусилля притримування, регульоване в межах від 250 кН до 390 кН за допомогою гідравлічної системи.

Для приводу ножиць використовуються два тихохідні двигуни постійного струму, кожен з яких живиться та збуджується окремо від регульованого реверсивного тиристорного перетворювача. Технічні характеристики цього механізму представлені в таблиці 2.1.

Для нагріву двигунів приводу ножиць під час робочих інтервалів використовуються нагрівачі, розташовані під самими двигунами. Упор переміщення служить для регулювання розрізаючої довжини та зупинки розрізаного металу. Рух візка упору в горизонтальній площині відбувається за допомогою двох ходових гвинтів, які приводяться двома двигунами постійного струму через дві пари шаф редукторів.

Напрямок обертання приводних двигунів є взаємно протилежним, а систему приводу додатково гальмують стрічковим гальмом. Обидва двигуни постійного струму з'єднані послідовно та механічно за допомогою загальної шафи редуктора. Якір електродвигуна та обмотка збудження живляться від регульованого тиристорного перетворювача шафового типу. Для охолодження двигунів упору застосовуються вентилятори.

Таблиця 2.1 – Технічна характеристика ножиць 2000 тонн блюмінгу

Назва параметра	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 передніх і задніх станин, з'єднаних поперечиною,

фундаментних плит, та сполучних траверс лівих і правих станин. У середині станин розміщений ріжучий механізм, який включає нижні і верхні санчата (повзуни). З'єднання санчат виконано за допомогою двох шатунів, які насаджені в нижній частині на ексцентриковий валу, проходячи через нижні санчата, і в верхній частині - з'єднувальним валом, проходячи через верхні санчата. Нижні санчата оснащені напрямними ковзаннями, які вставлені в станини з направляючими ковзання.

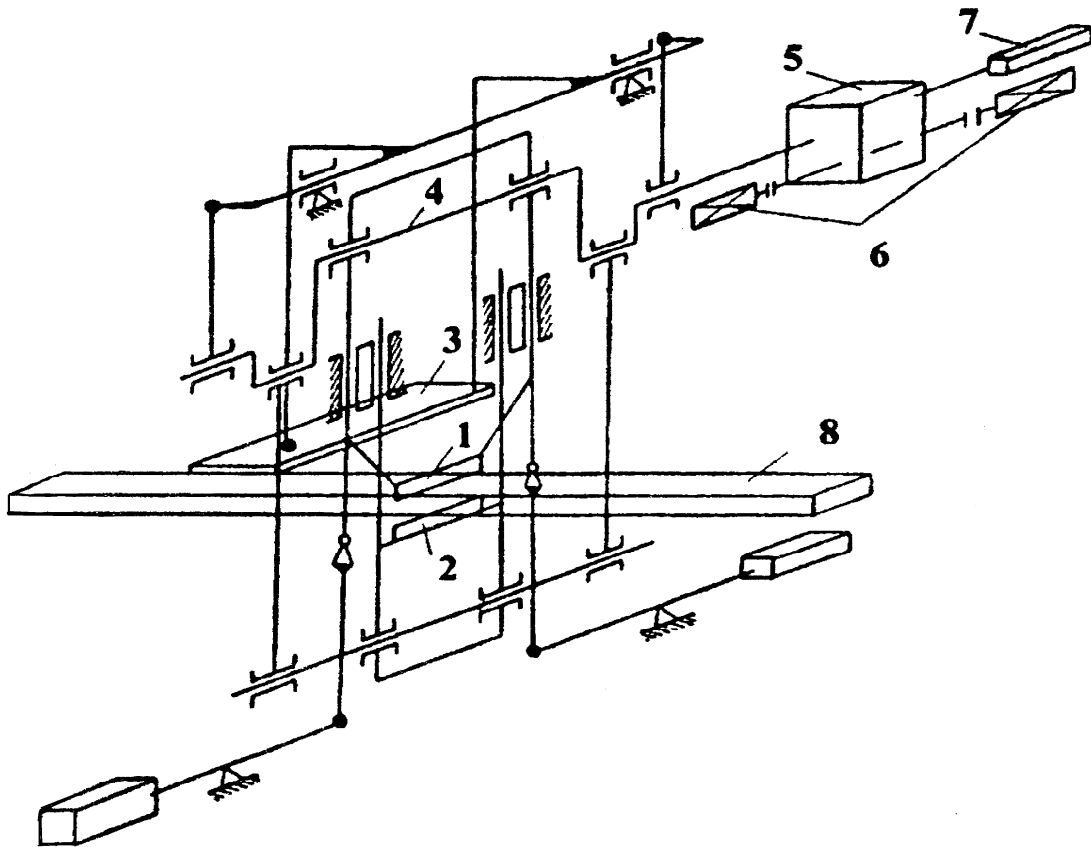
У верхніх і нижніх полозках розміщені ножі для різання металу, кожен з яких складається з трьох частин. Притиск розташований на верхніх полозках і складається з державки та двох гідравлічних циліндрів. У випадку, якщо виникає невідповідність зазорів і перекриттів на ножах через зношування ріжучого механізму, ножі виготовляють товщість (для зменшення зазорів), під верхні ножі підкладають прокладки (для збільшення перекриття).

Урівноваження ріжучого механізму виконано двома парами гідравлічних циліндрів. Привід ножиць забезпечується електродвигунами потужністю 3800 кВт, які передають обертання за допомогою двох 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. Підшипники валів мають кочення.

Масило для зубчастого зачеплення і підшипників приводу ножиць циркулює під тиском. Вихідний вал редуктора через проміжний вал і шарнірний шпindel з'єднаний з ексцентриковим валом і шатунами ножиць. Урівноваження шпинделя здійснюється за допомогою одного гідроциліндра.

Кінематична схема механізму ножиць наведена на рисунку 2.3.

Ножиці з нижнім різанням оснащені ексцентриковим валом 4. Електродвигун ножиць 6 та редуктор 5 приводять в рух ексцентриковий вал, який може здійснювати обертання навколо осі, проходячи через підшипники в тязі, а також навколо осі, що прокладена в супорті. У початковому положенні супорт нижнього ножа 2 знаходиться у стартовому положенні під впливом своєї ваги. Супорт верхнього ножа 1 знаходиться урівноваженим, завдяки чому верхній ніж та притиск вступають в рух і опускаються.



- 1 - ніж верхній;
- 2 - ніж нижній;
- 3 - притиск;
- 4 - ексцентриковий вал плаваючий;
- 5 - редуктор;
- 6 - електродвигуни;
- 7- командоапарат;
- 8 - метал, сляб

Рисунок 2.3 – Кінематична схема ножиць

Після зіткнення з розрізним металом, верхній різ зупиняється, оскільки метал розташований на нерухомому рольгангу. Потім нижній різ разом з притиском починає підніматися, виконуючи процес різання. Повернення верхнього і нижнього ножа в початкове положення після завершення різання відбувається у зворотному порядку. Команда на зупинку електропривода в вихідному положенні подається шляховим вимикачем 7.

Вимоги до механізму ножиць включають в себе ряд технологічних параметрів. Основні серед них – це:

- Надійність: Властивість електропривода виконувати свої функції, зберігаючи стабільні характеристики протягом визначеного періоду часу.

- Працездатність: Здатність електропривода виконувати свої функції при потребі.

- Безвідмовність: Здатність електропривода зберігати свою працездатність без перебоїв.

- Довговічність: Властивість електропривода зберігати свою працездатність на протязі тривалого періоду.

До спеціальних вимог електропривода ножиць належать:

- точна зупинка ножа до 5 мм;
- здатність різання різних сортів металу;
- габарити розрізу 1300/320;
- мінімальна кількість люфтів та зазорів;
- діапазон регулювання відношення максимальної швидкості до мінімальної 3:1;
- оберненість електроприводу;
- тривалість включення - 60%;
- двохзонна регулювання швидкості.

При виборі типу електропривода ножиць необхідно ретельно вивчити технологічний процес, щоб визначити дійсне навантаження, режим роботи ножиць, а також точність зупинки та інші специфічні умови роботи механізму.

2.2 Розрахунок моментів статичних опорів

Момент статичного опору, яким обладують ножиці, на прямому відношенні до зусилля різання металу. Визначення цього зусилля для ножиць з паралельними ножами, обладнаними пристроєм для притискання, розглядається відповідно до формули [64].

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

де τ – питомий опір різанню, який віднесений до всього поперечного перерізу він залежить 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 відносною 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 таблице 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 $t = 900^0\text{C}$

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

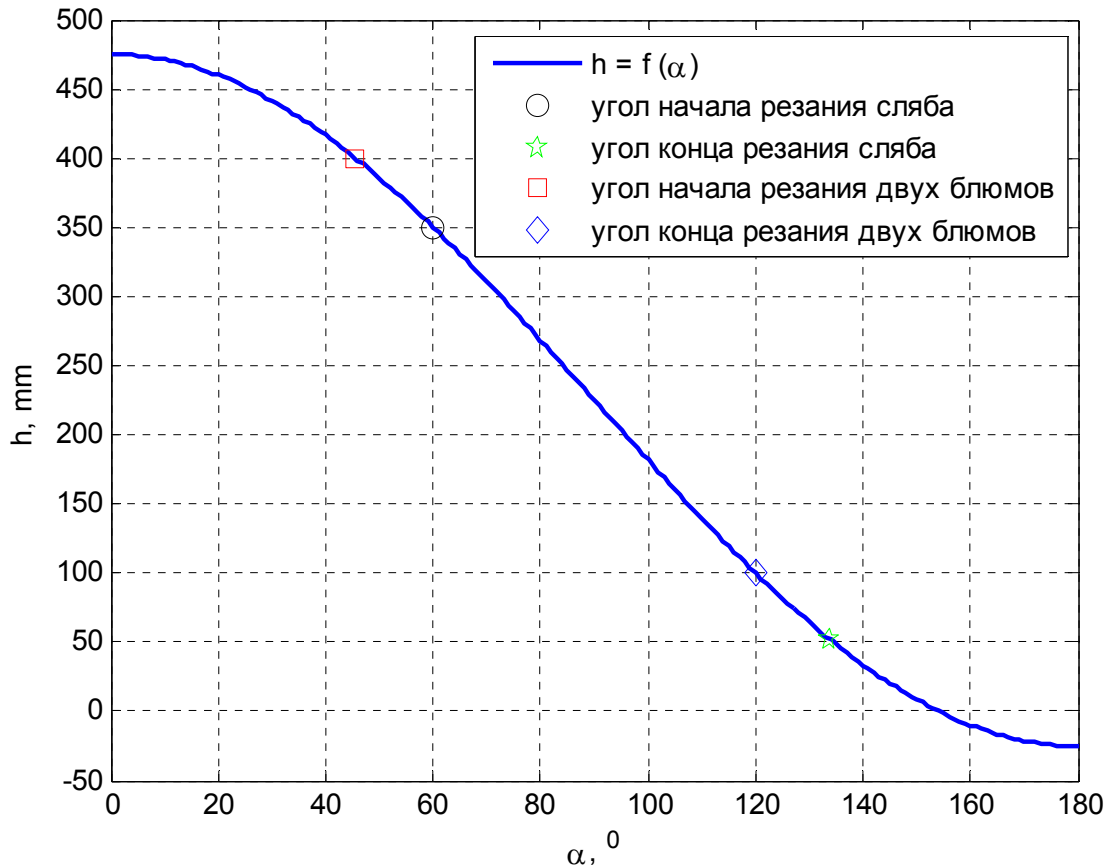


Рисунок 2.4 – Графік залежності між ножами від кута повороту ексцентрикового вала

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:

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

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

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

$A_C = 2,684 \cdot 10^6$ 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.

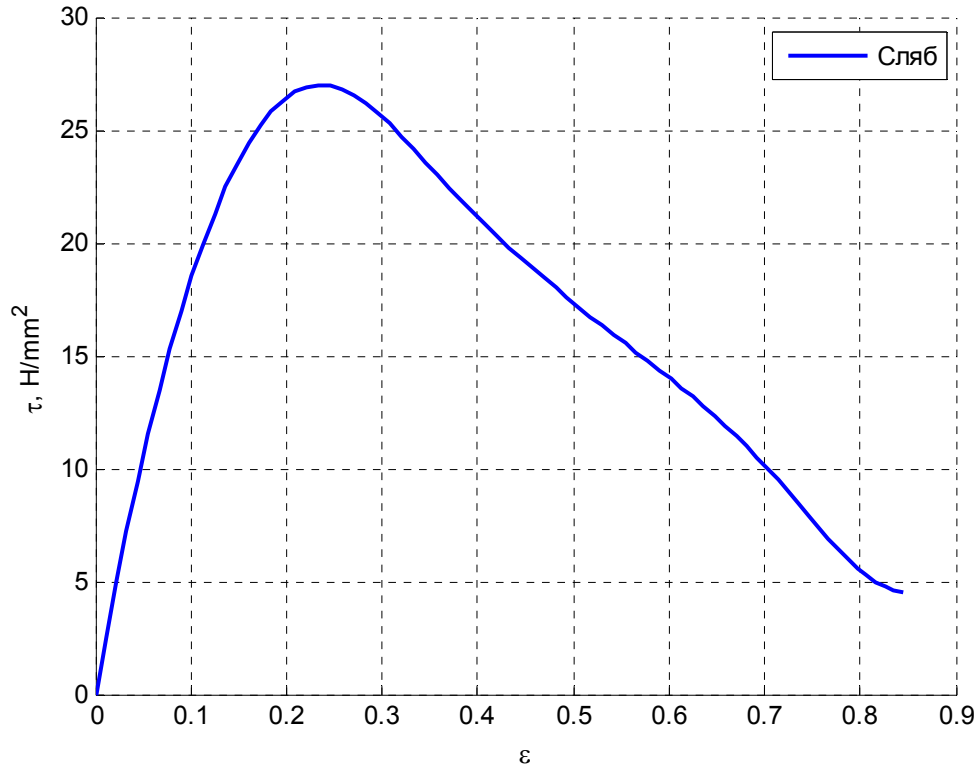


Рисунок 2.5 – Графік залежності питомого опору τ від відносної глибини надрізу ε для слябу

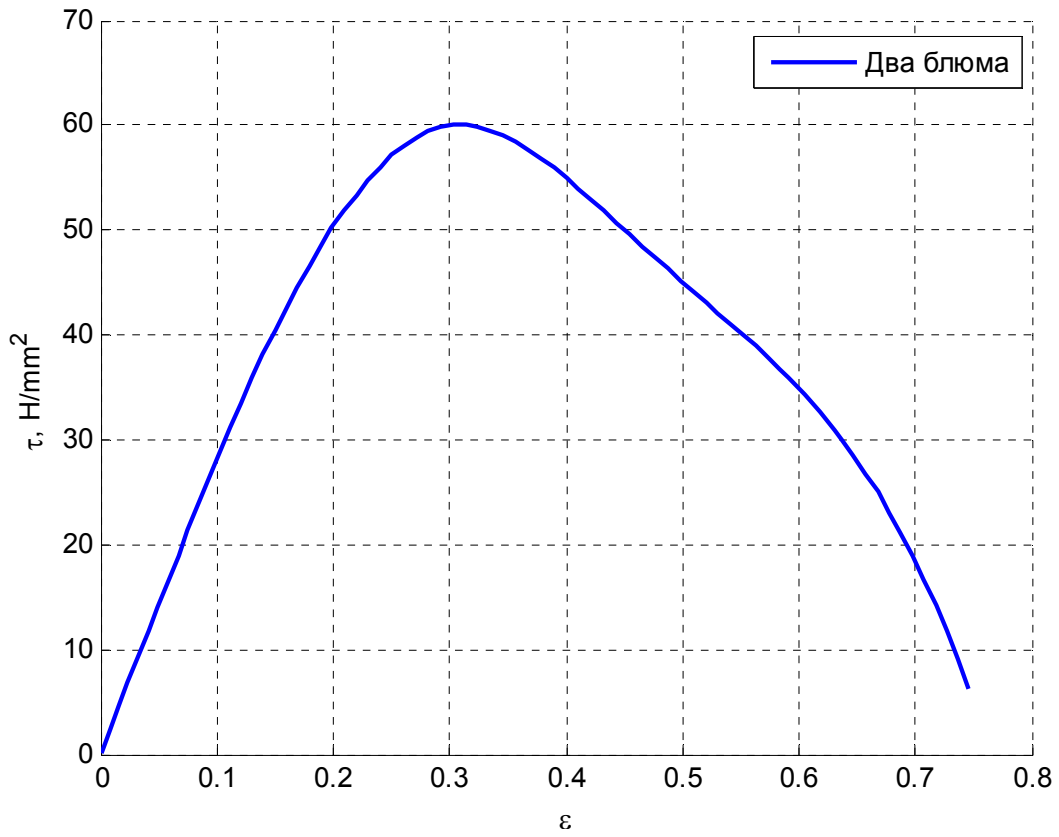


Рисунок 2.6 – Графік залежності питомого опору τ від відносної глибини надрізу ε для двох блюмів

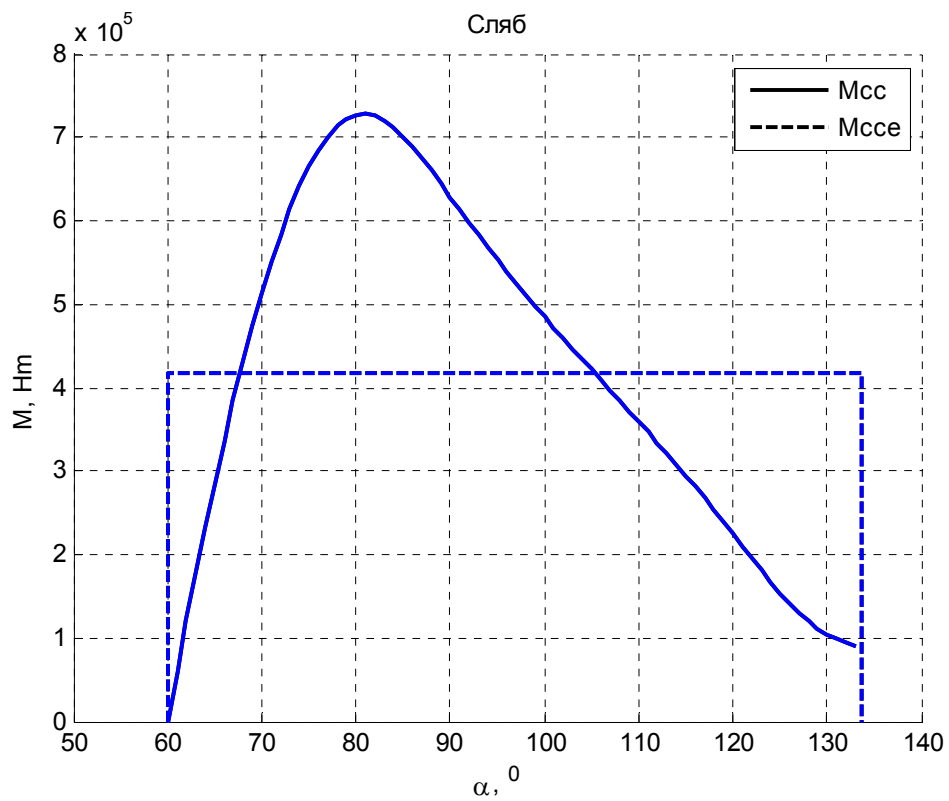


Рисунок 2.7 – Графік залежності моменту статичного опору M_c від кута повороту ексцентрикового валу α для слябу

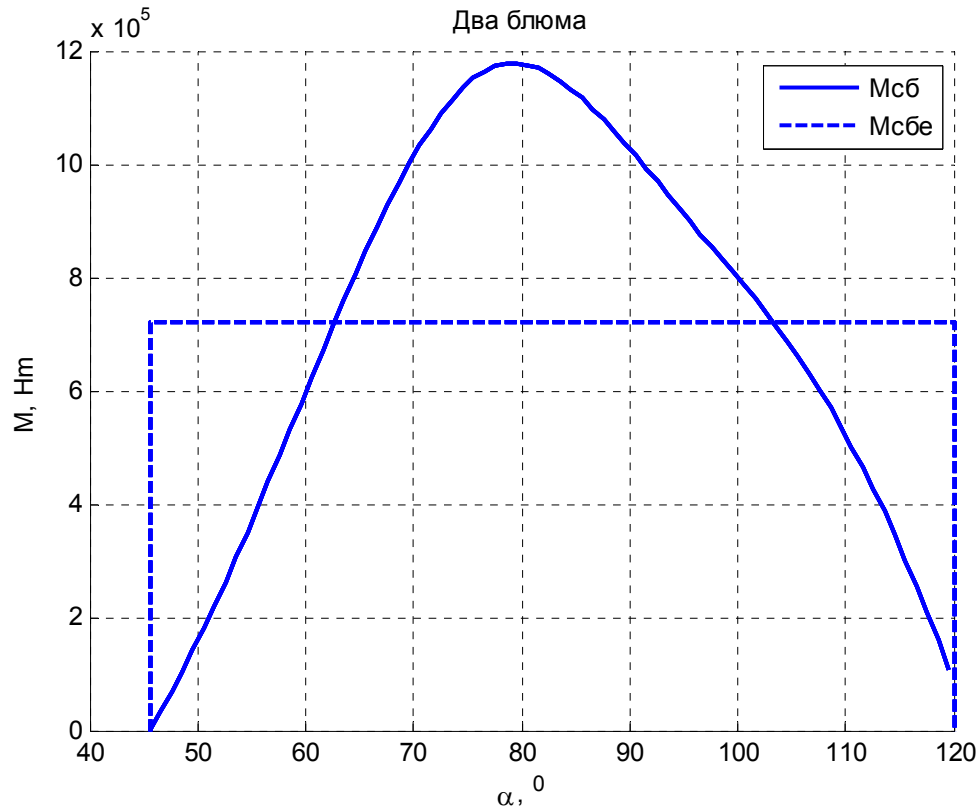


Рисунок 2.8 – Графік залежності моменту статичного опору M_c від кута повороту ексцентрикового валу α для двох блюмів

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:

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

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

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

$M_{CBE} = 7,2 \cdot 10^5 \text{ Hm}$ – 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 різь. 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:

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

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

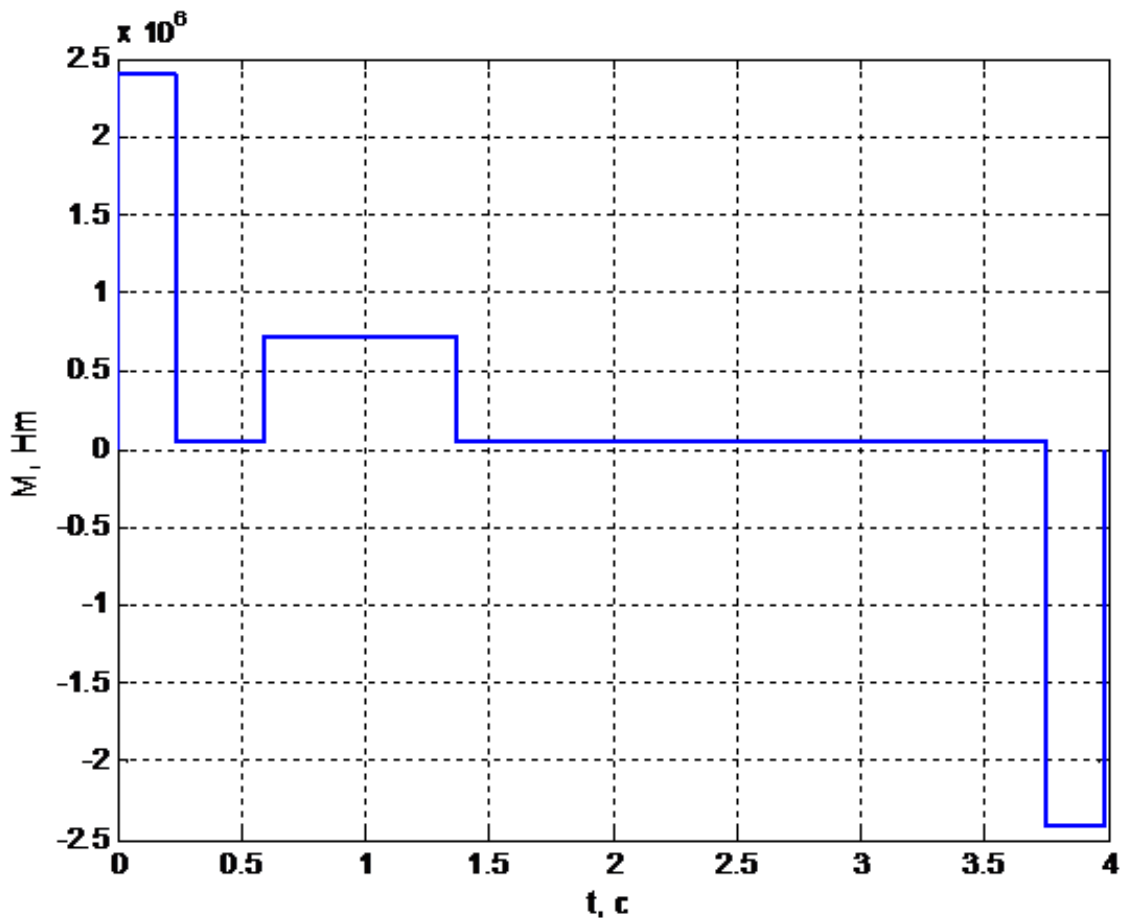


Рисунок 2.9 – Навантажувальна діаграма електроприводу ножиць 2000 тонн блюмінгу 1250

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 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 $I_{\Sigma\max} = 3 I_{n(\text{simoreg})}$. 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	$U_{n1\text{ тп}} = 460$
Номінальний вхідний струм, А	$I_{n1\text{ тп}} = 1575$
Номінальна випрямлена (постійна) напруга, В	$U_{n\text{ тп}} = 875$
Номінальний випрямлений (постійний) струм, А	$I_{n\text{ тп}} = 1900$
Номінальна потужність, кВт	$P_{n\text{ тп}} = 1663$
Номінальна напруга збудження, В	$U_{b\text{ тп}} = 375$
Номінальний струм збудження, А	$I_{b\text{ тп}} = 40$
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 якійного ланцюга, 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.

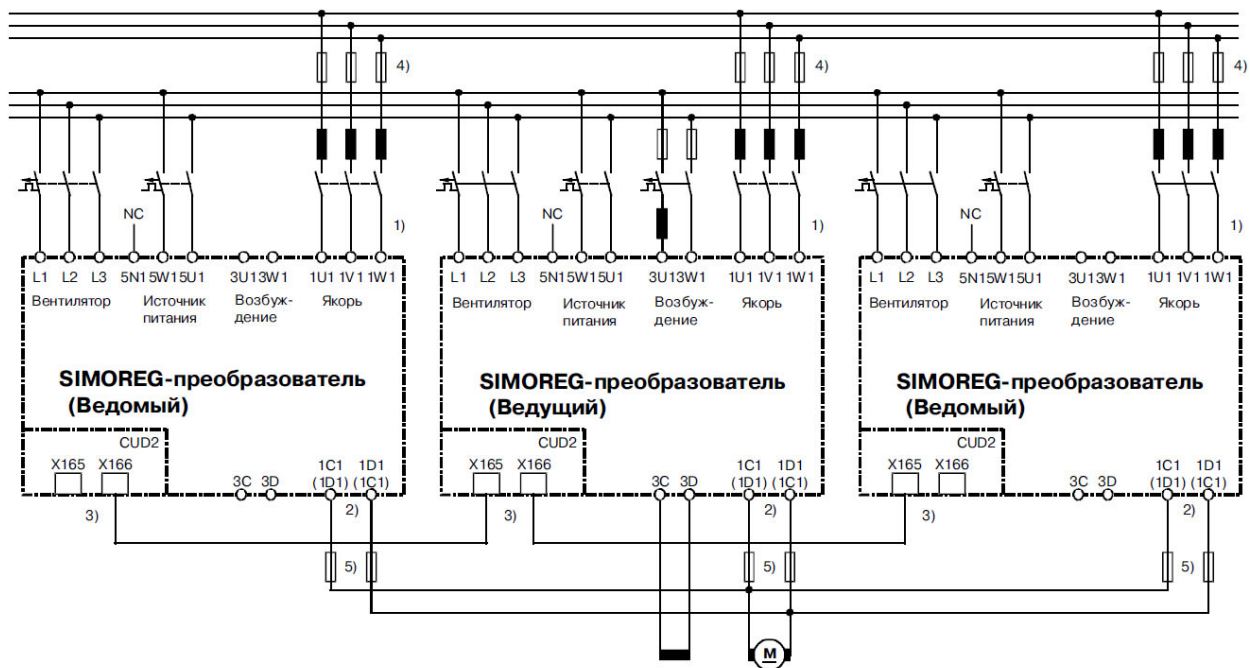


Рисунок 3.1 – Схема паралельного включення перетворювачів SIMOREG DC Master

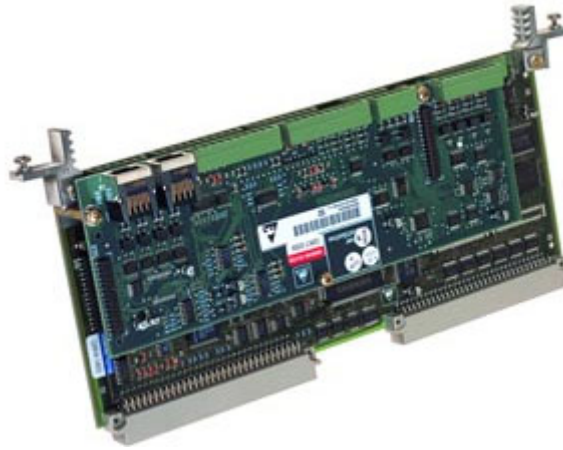
Комплектний пристрій, повністю готове до підключення, що складається з одного або декількох шаф, в яких скомпоновано необхідне обладнання. Шафи, що входять до складу електроприводу, є металеву конструкцію каркасного типу. Системи керування (СК) - мікропроцесорна, уніфіковані між собою, і з іншими виробами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

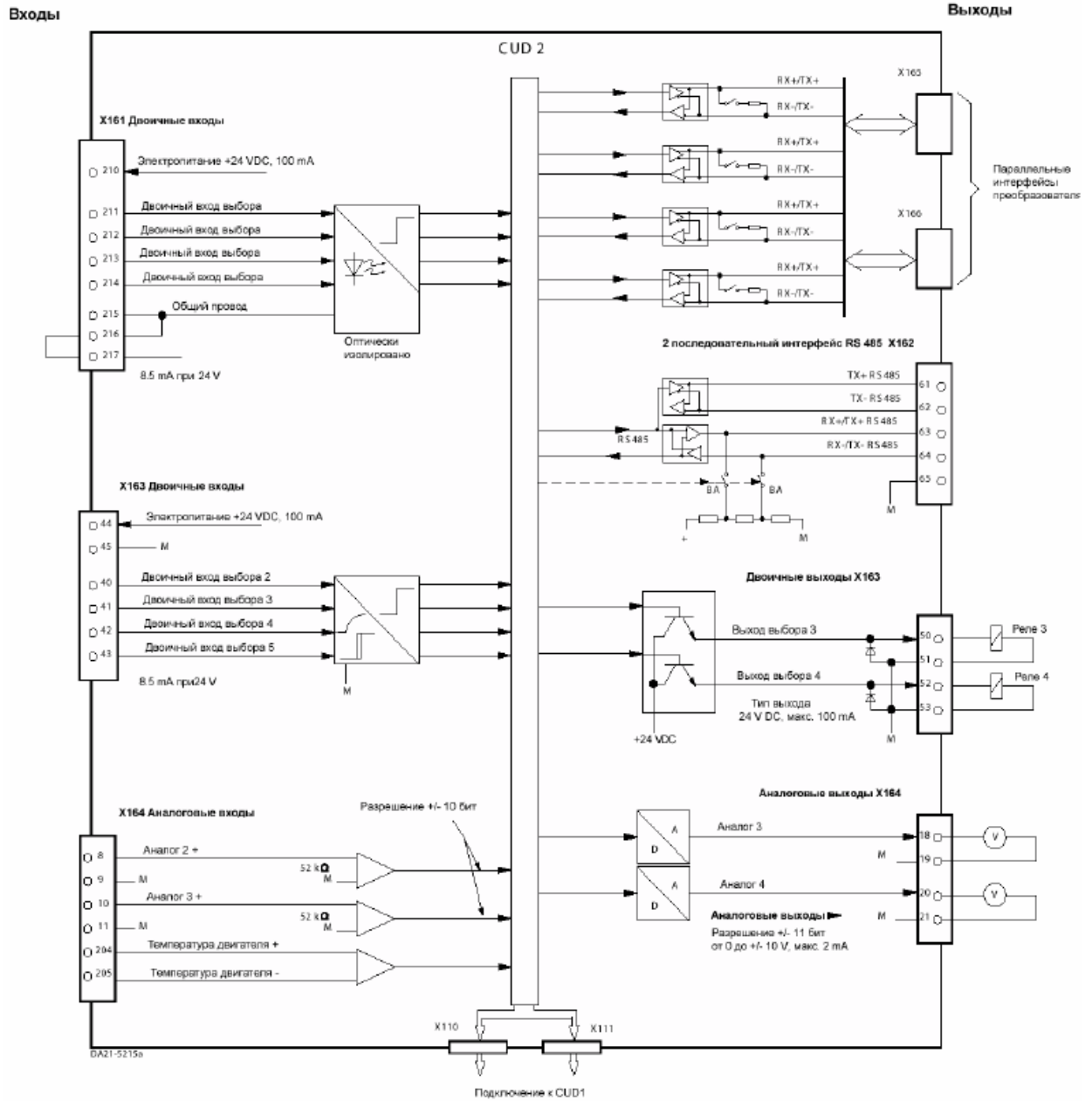
модуль електроніки CUD1 і не вимагає додаткового кріплення. Завдяки цьому в розпорядження надається ряд додаткових входів / виходів. Разом з цими додатковими входами і виходами модуль розширення клем CUD2 надає додатковий послідовний інтерфейс RS 485, а також паралельний інтерфейс для паралельного включення 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) назначения клем

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

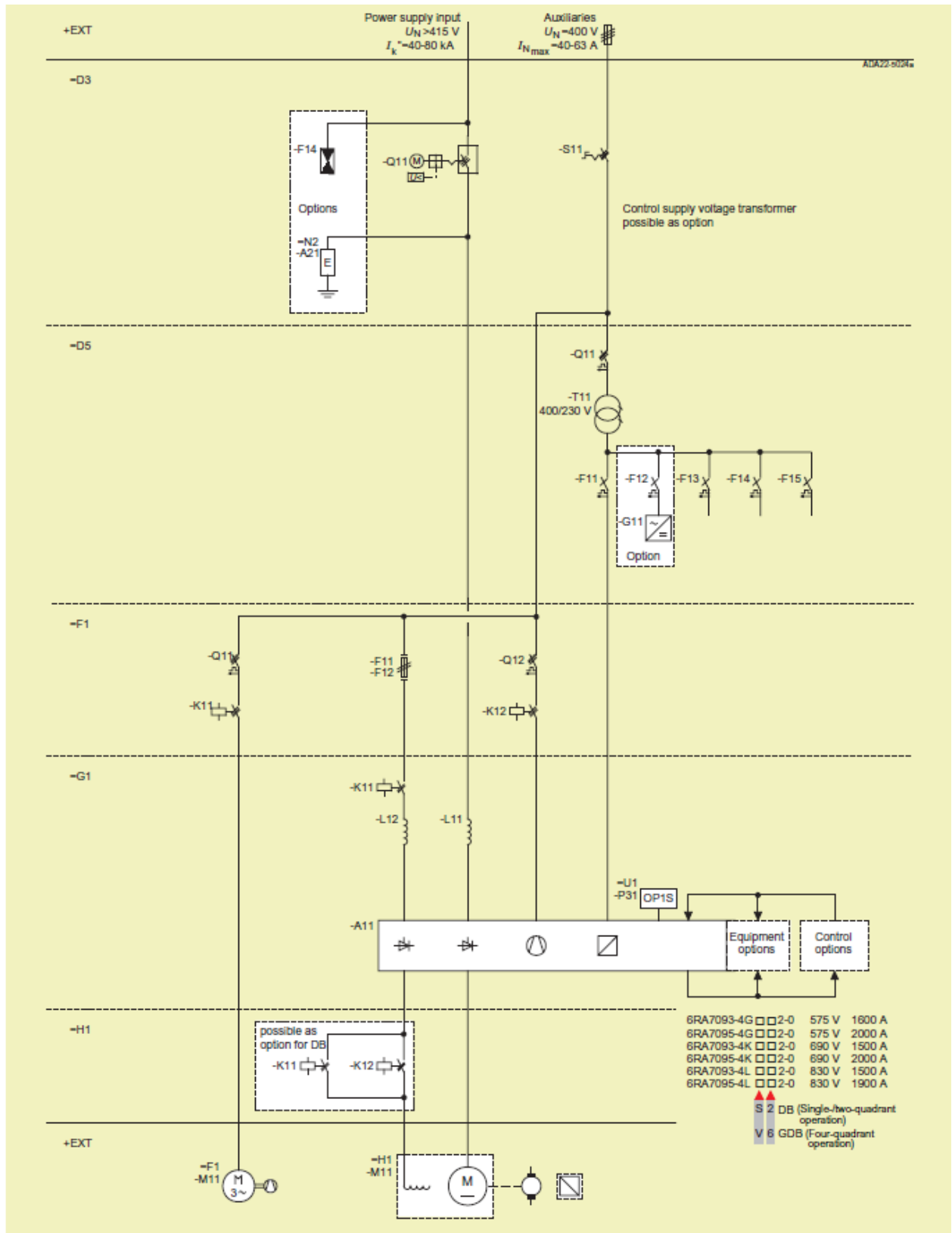


Рисунок 3.3 – Однолінійна схема комплекту електропривода SIMOREG DC MASTER

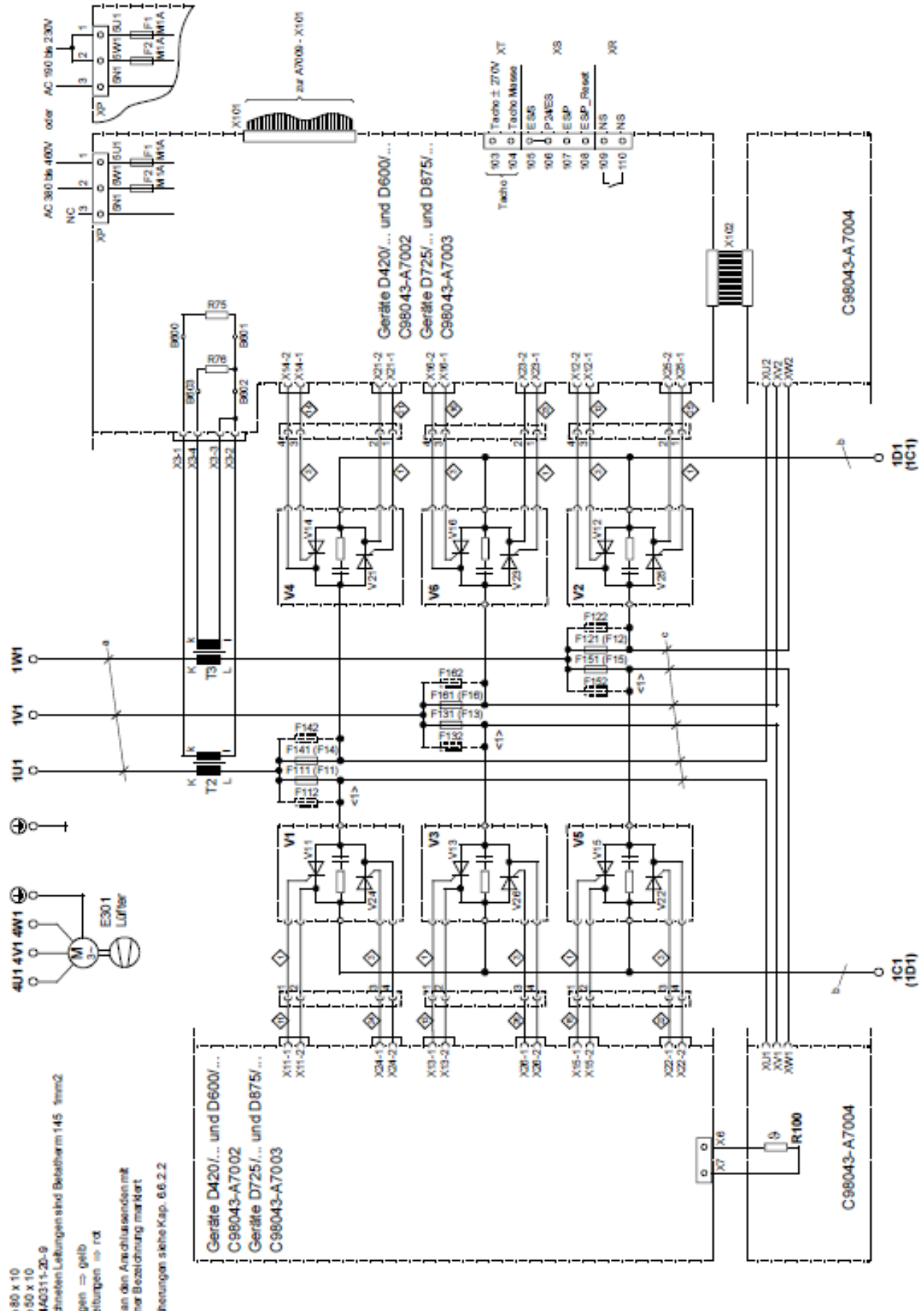


Рисунок 3.4 – Силовая схема подключения комплектного электропривода SIMOREG DC MASTER

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.

3.2 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 $I_{2тр\ тп} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{днтр}$	$I_{2тр} = 5140$
Потужність втрат холостого ходу, Вт	$\Delta P_{хх} = 9700$
Потужність втрат короткого замикання, Вт	$\Delta P_{кз} = 43800$
Напруга короткого замикання, %	$U_{кз\%} = 8,1$
Струм холостого ходу, %	$I_{хх\%} = 0,9$

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;

$U_{2 \text{ тр тп}}$ - 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:

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

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

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

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:

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

де $x_{\text{а тр}}$ - 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	$m_{сд} = 3500$

3.3 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.

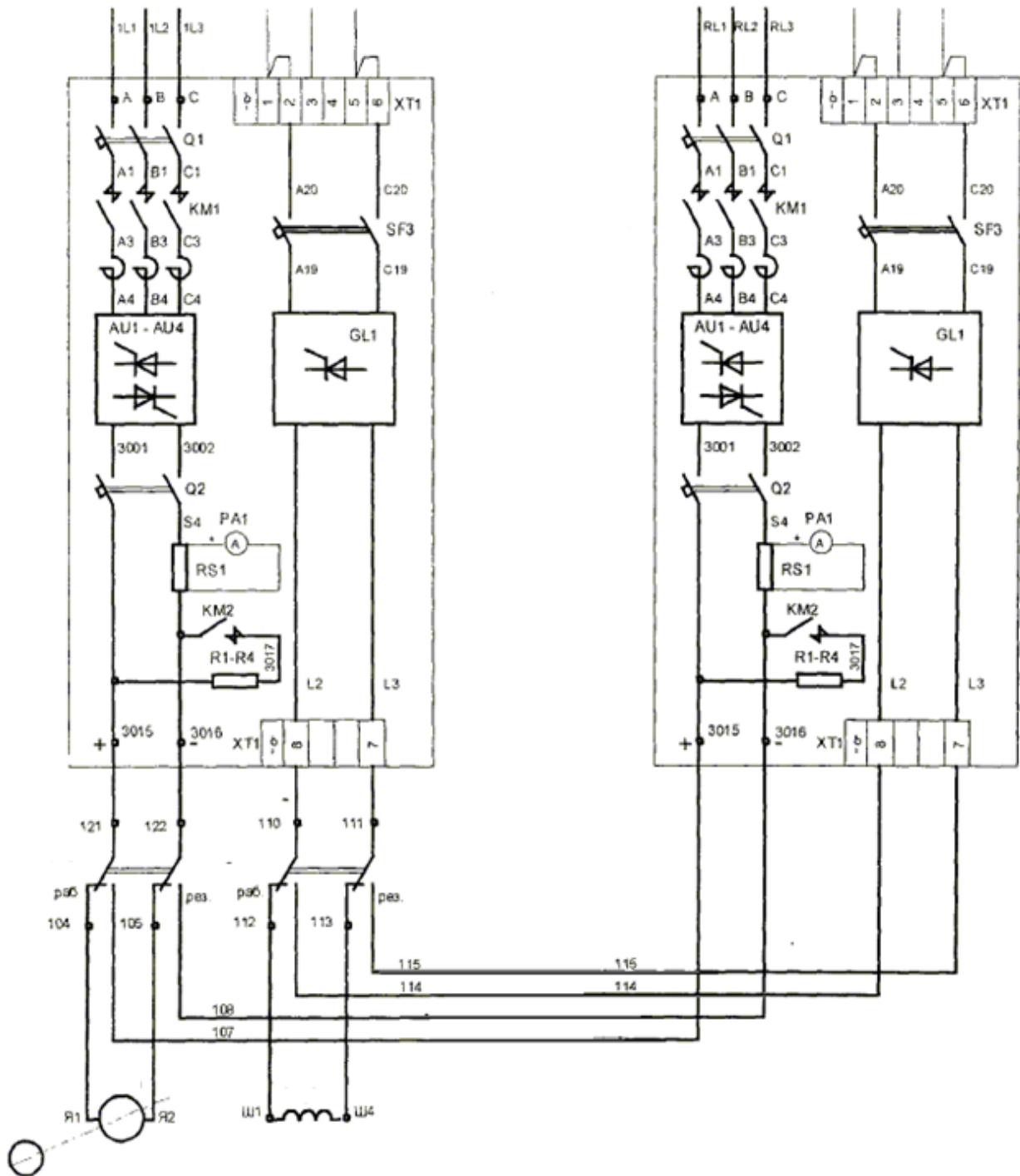


Рисунок 3.5 – Принципова схема силового ланцюга електроприводу механізму ножиць 2000 тонн алюмінію

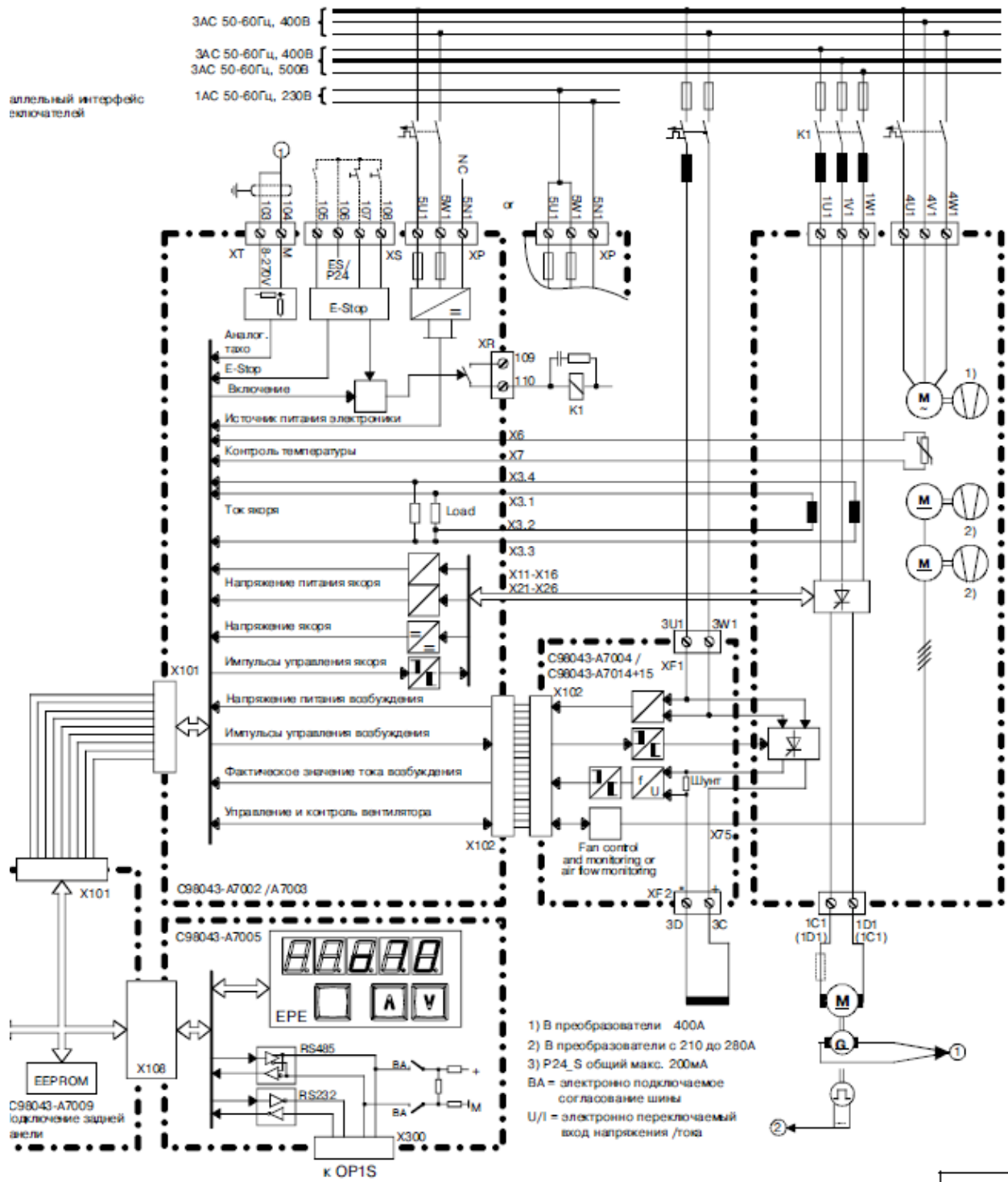


Рисунок 3.6 - Функціональна схема підключення (силова схема) тиристорного електроприводу SIMOREG DC MASTER серії 6RM70

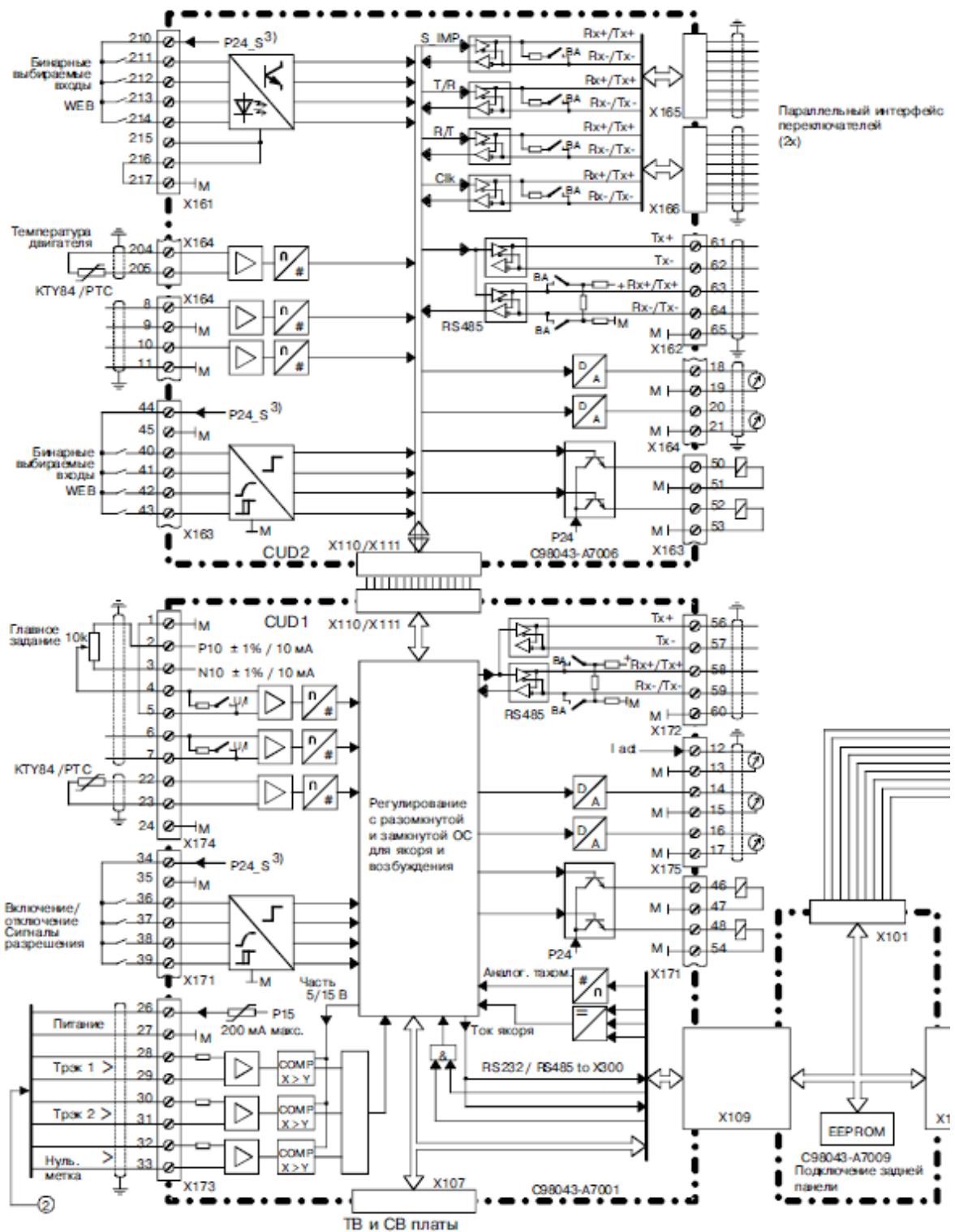


Рисунок 3.7 - Функціональна схема підключення (схема керування) тиристорного електроприводу SIMOREG DC MASTER серії 6RM70

3.4 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.

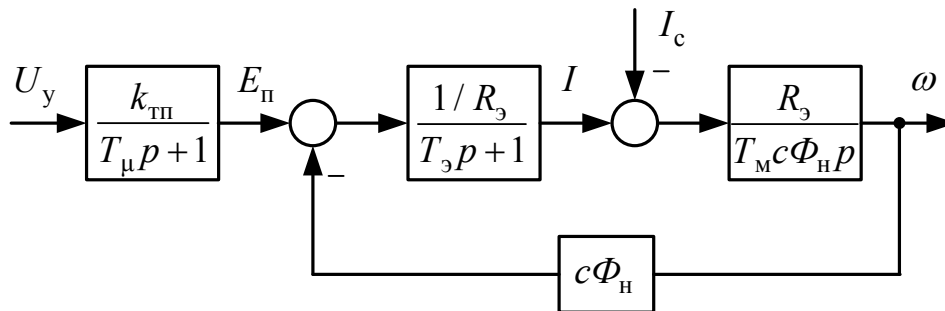


Рисунок 3.7 – Структурна схема силової частини електропривода

3.5 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), кГм^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):

$$c\Phi_H = \frac{U_H - I_H r_{\text{я.дв}}}{\omega_H} = \frac{800 - 5100 \cdot 0,0089}{8,373} = 90,07 \text{ Вс} \quad (3.15)$$

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

Електромагнітна постійна часу системи ТП-Д:

$$T_э = \frac{L_э}{R_э} = \frac{0,0006}{0,018} = 0,033 \text{ с} \quad (3.16)$$

Електромеханічна постійна часу електроприводу:

$$T_M = \frac{J'_\Sigma R_э}{c\Phi_H^2} = \frac{19341 \cdot 0,018}{90,07^2} = 0,043 \text{ с} \quad (3.17)$$

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 $T_M / T_э = 0,043 / 0,033 = 1,28$.

3.6 Синтез регулятора струму

При розгляді контуру регулювання струму будемо вважати, що електромеханічна стала часу набагато більша електромагнітної постійної часу $T_э$. 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.

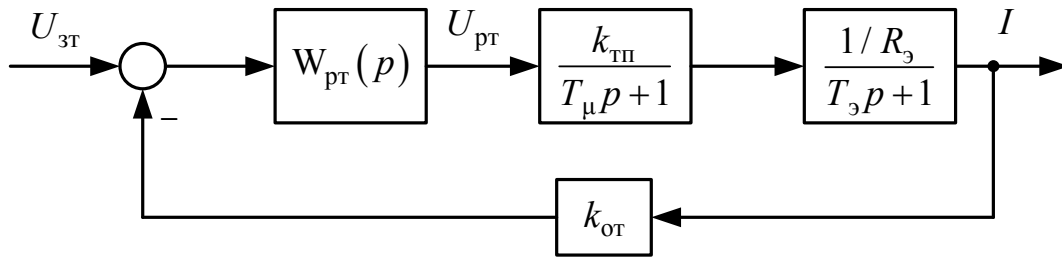


Рисунок 3.8 - Структурна схема контуру струму

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;

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

зворотного зв'язка по струму;

$U_{\text{зт.мак}} = 10 \text{ В}$ – 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.

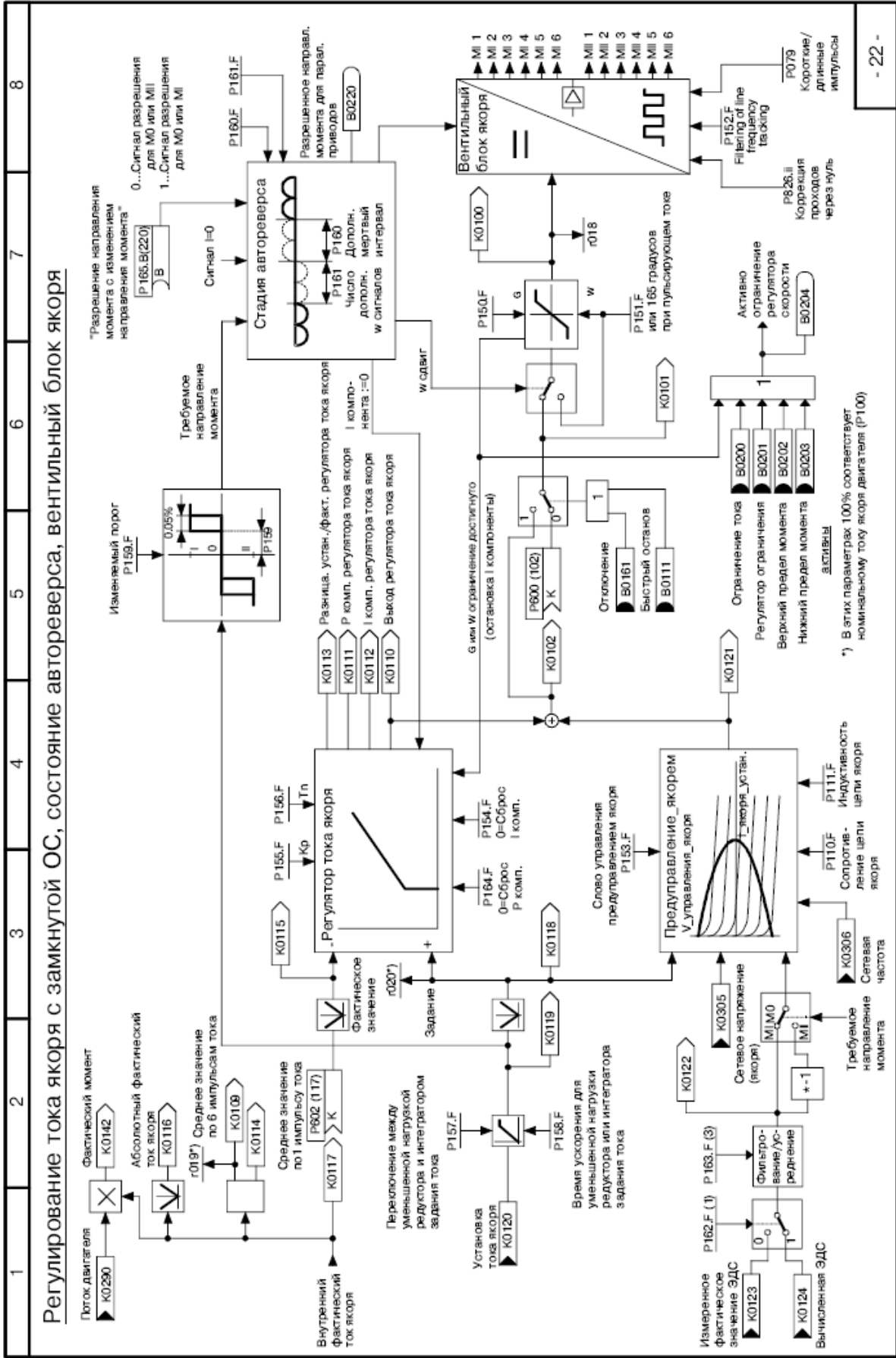


Рисунок 3.9 – Функціональна схема контуру регулювання струму в перетворювачі SIMOREG DC Master

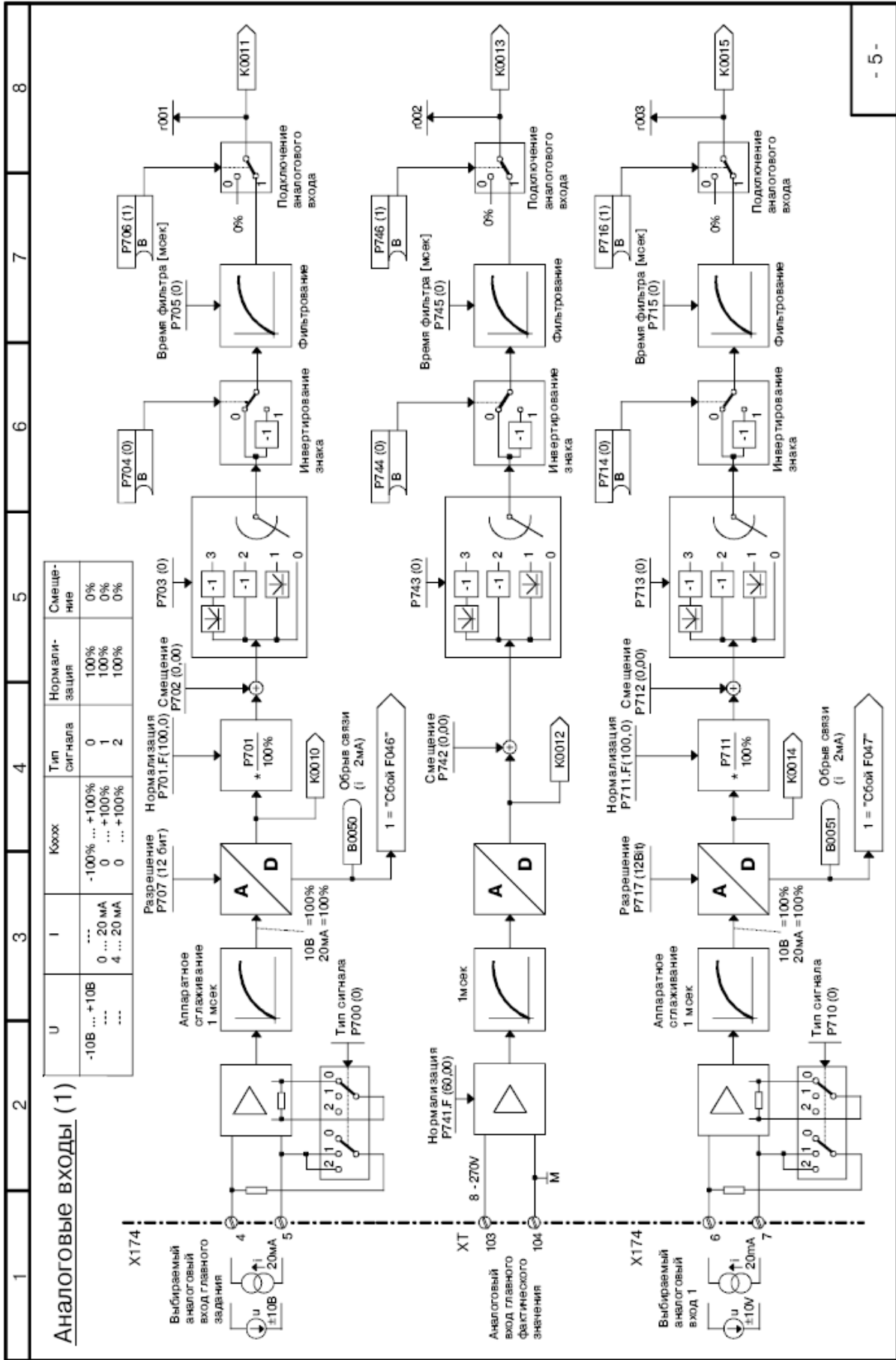


Рисунок 3.10 – Канал формування сигналу зворотного зв'язку по струму в перетворювачі SIMOREG DC Master

3.7 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.

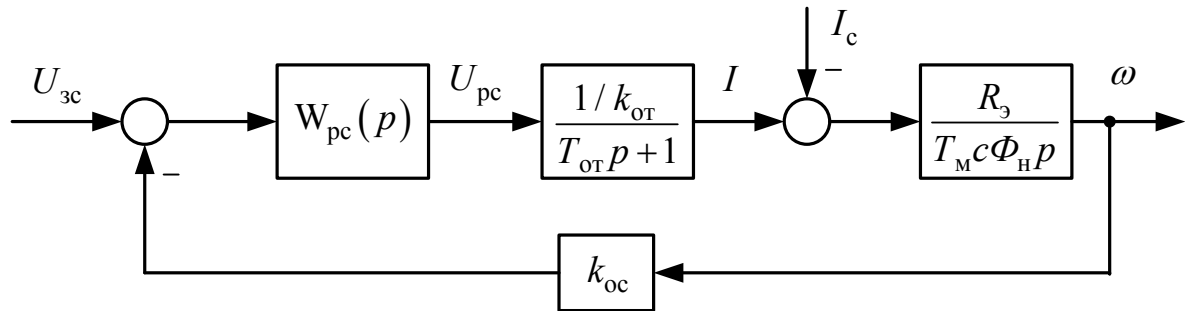


Рисунок 3.11 - Структурна схема контуру швидкості

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;

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

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

$T_{oc} = 2T_{от} = 2 \cdot 0,01 = 0,02$ 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.

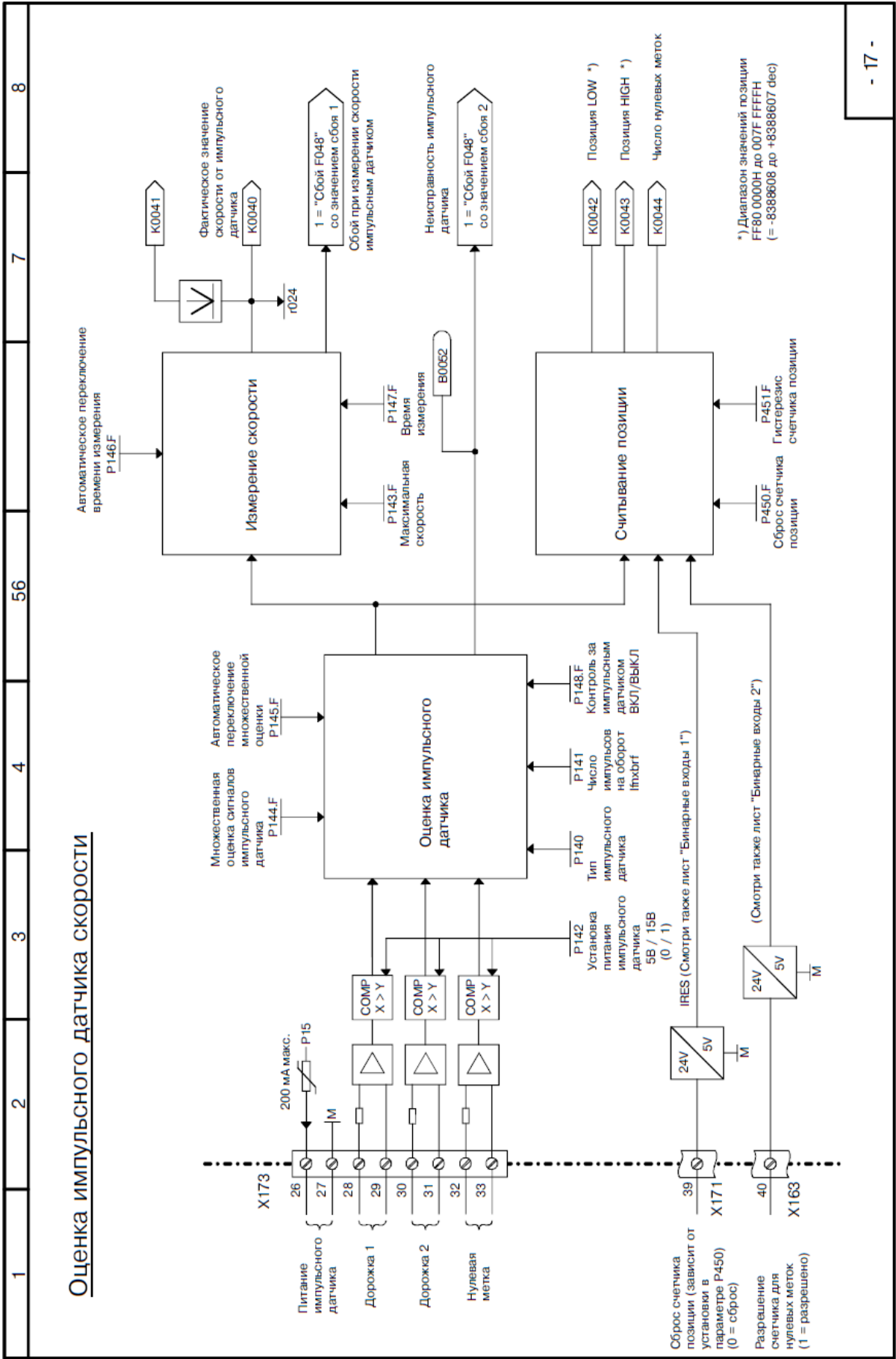


Рисунок 3.13 – Функціональна схема регулятора швидкості у перетворювачі SIMOREG DC Master

3.8 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.

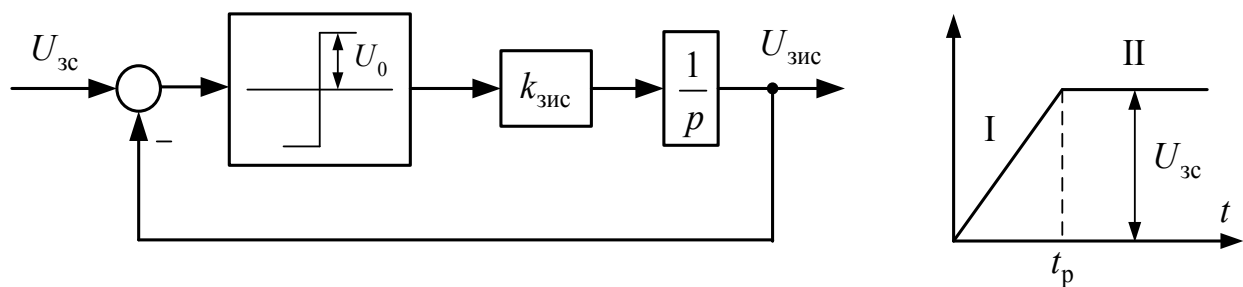


Рисунок 3.14 - Структурна схема задатчика інтенсивності швидкості

Вихідні напруги задатчика інтенсивності можна описати наступними рівняннями:

I ділянка:

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

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.

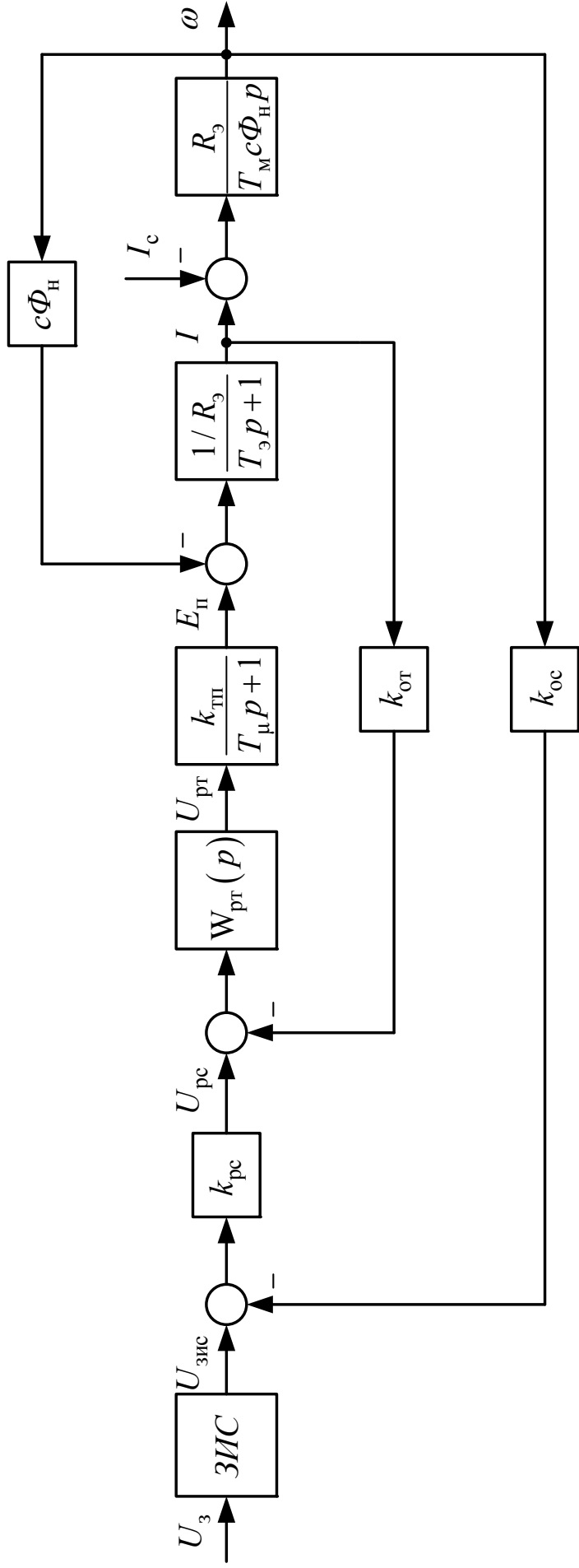


Рисунок 3.16 – Структурна схема швидкісної системи підпорядкованого керування

3.9 Моделювання ЕП ножиць в середовищі Matlab/Simulink з підпорядкованою системою керування

Цифрове моделювання розрахованої системи здійснюється в середовищі моделювання динамічних систем Matlab/Simulink. Створена Simulink-модель швидкісної системи підпорядкованого керування електроприводом ножиць, 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 Liner 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.

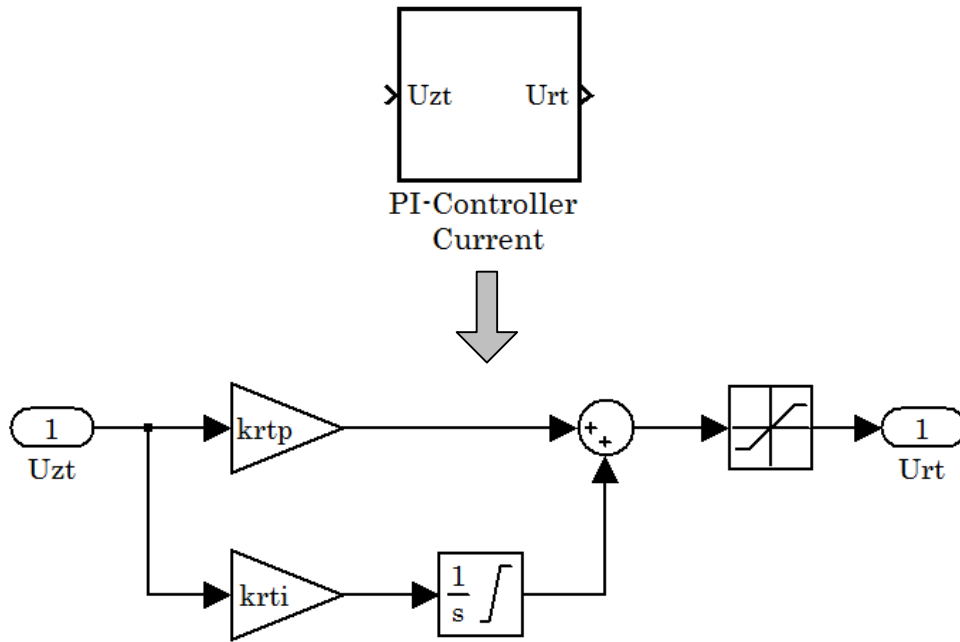


Рисунок 3.18 – Підсистема «ПІ-регулятор» струму (PI-Controller Current) і швидкості (PI-Controller Speed), що враховує поріг насичення регулятора

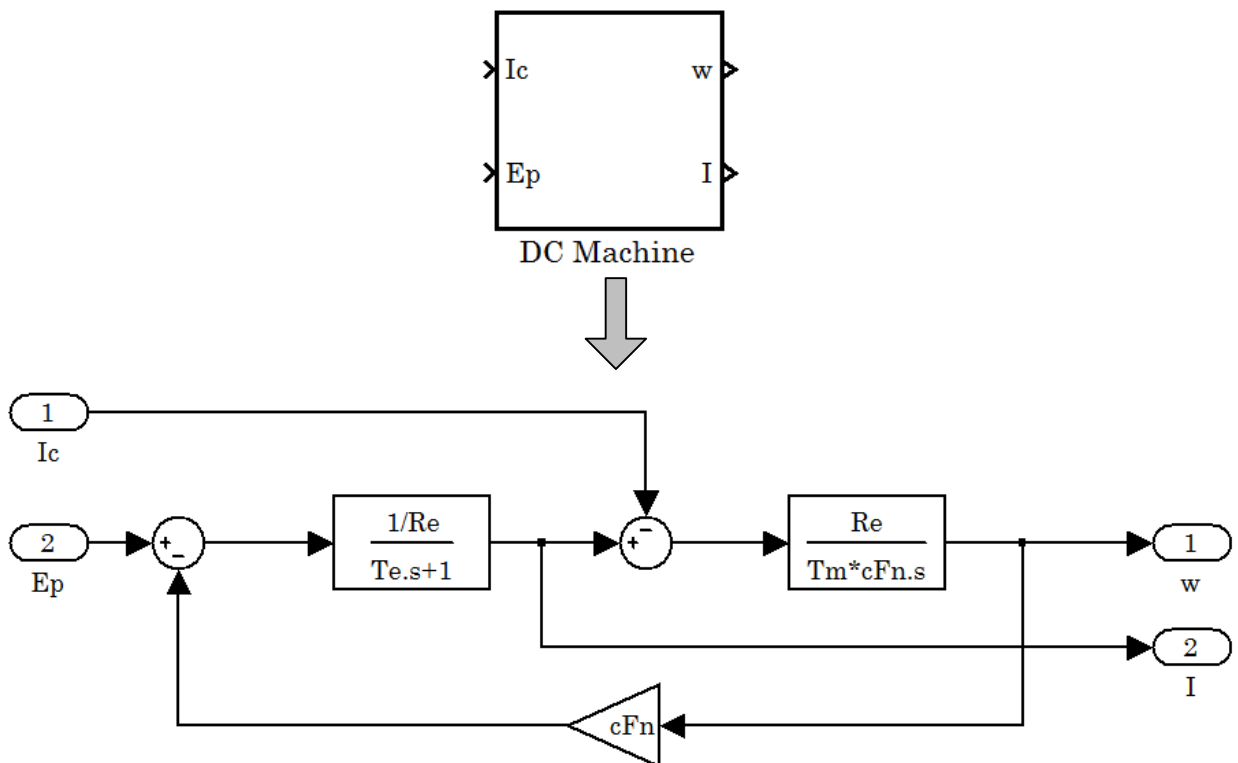


Рисунок 3.19 – Внутрішня структура підсистеми двигуна постійного струму (DC Machine)

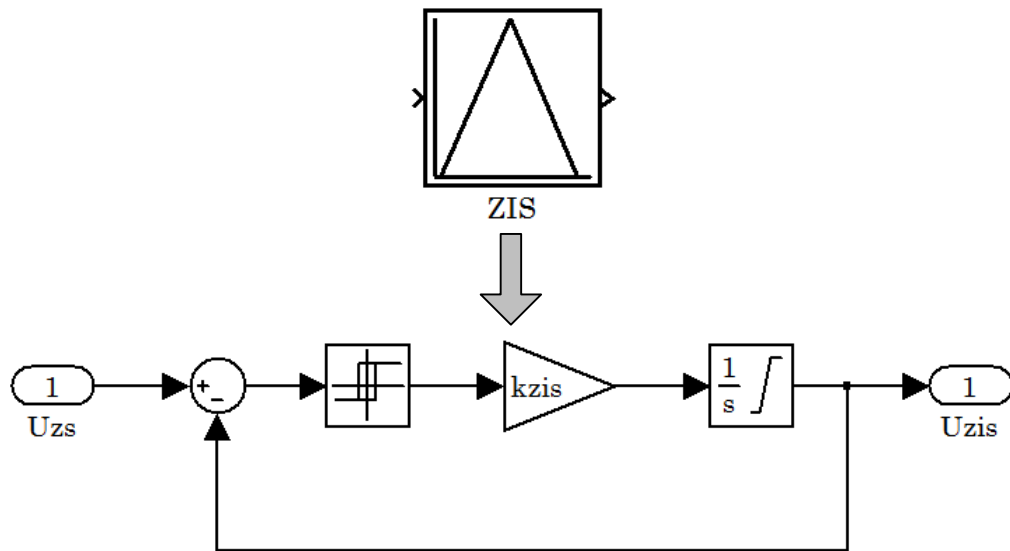


Рисунок 3.20 – Підсистема «Задатчик інтенсивності швидкості» (ZIS), що реалізує раціональну динаміку

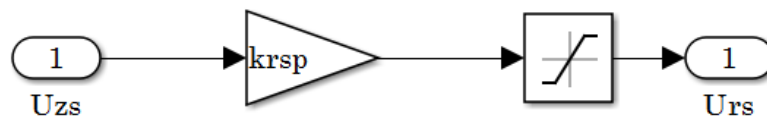


Рисунок 3.21 – Simulink-модель П-регулятора швидкості, що враховує поріг насичення регулятора

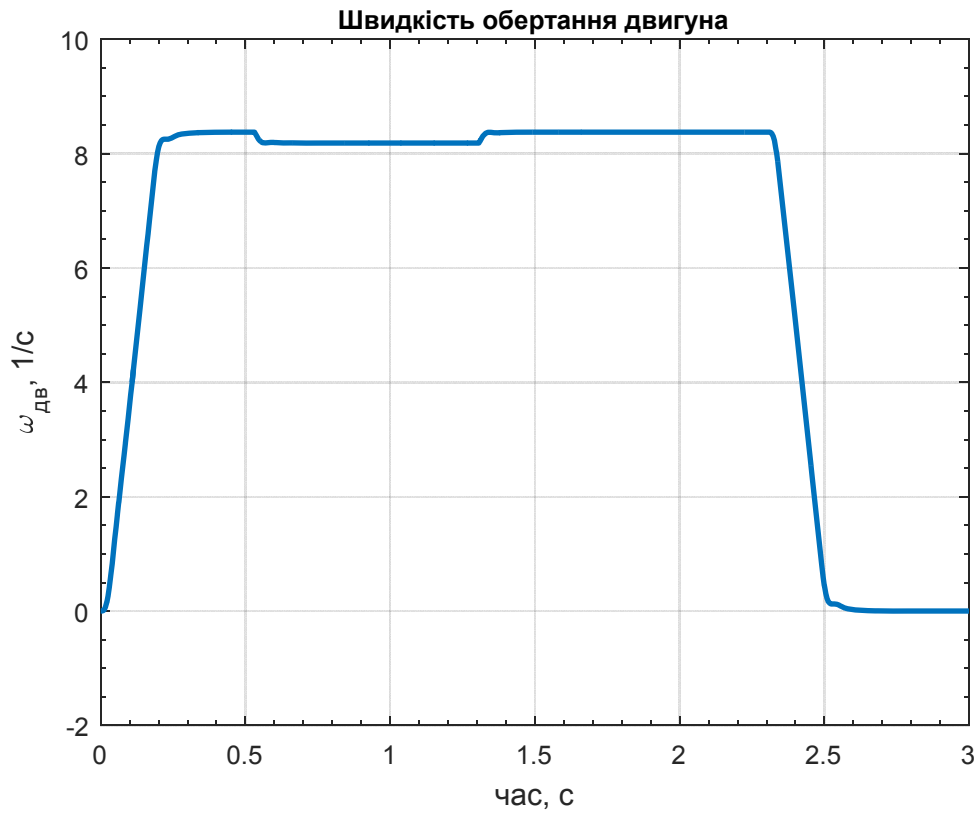


Рисунок 3.22 – Графік перехідного процесу швидкості обертання двигуна ($I_c = 0,4I_H$)

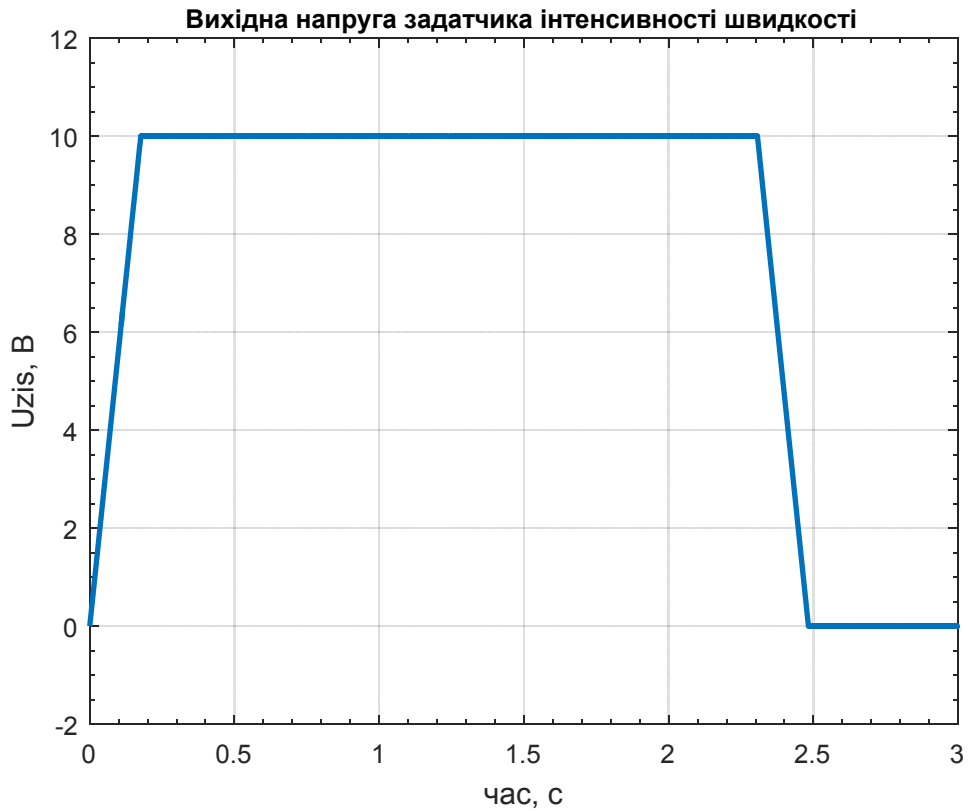


Рисунок 3.23 – Графік перехідного процесу напруги задатчика інтенсивності швидкості ($I_c = 0,4I_H$)

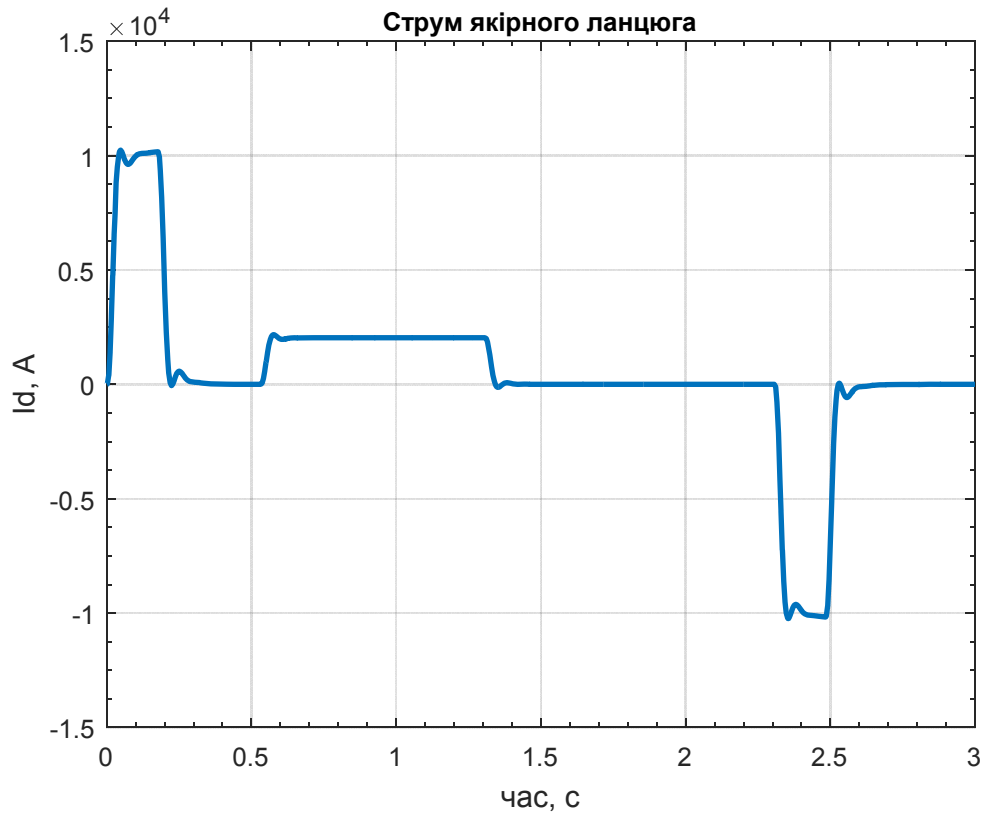


Рисунок 3.24 – Графік переходного процесу струму якоря ($I_c = 0,4I_H$)

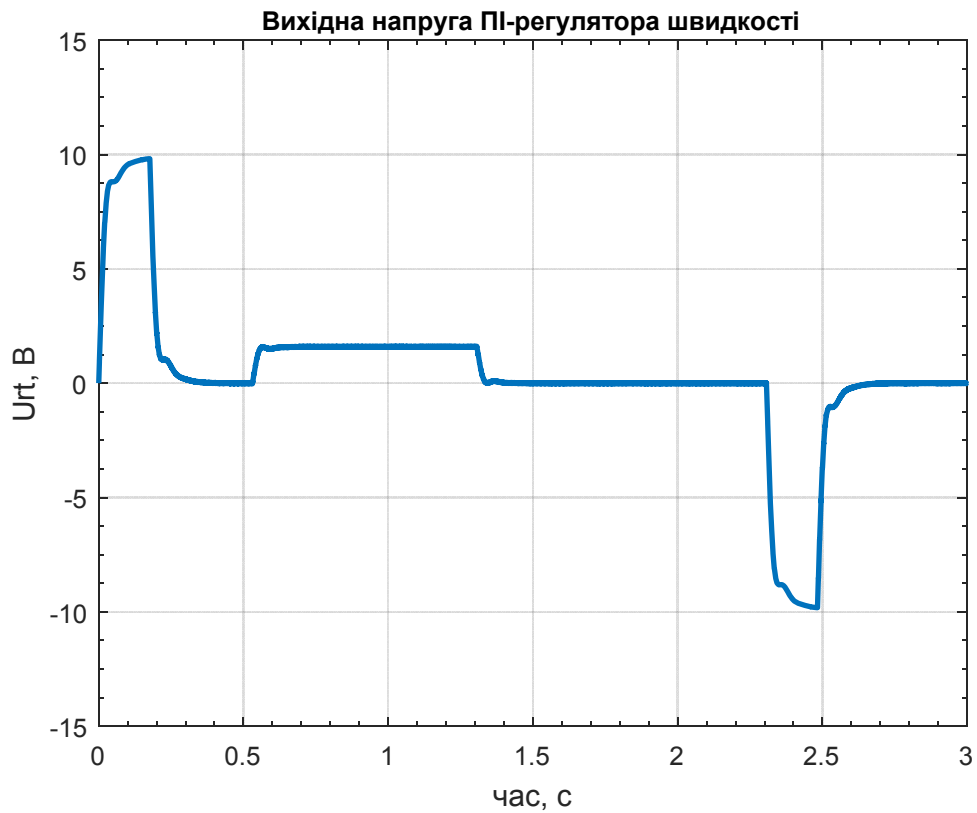


Рисунок 3.25 – Графік переходного процесу напруги ПІ-регулятора швидкості ($I_c = 0,4I_H$)

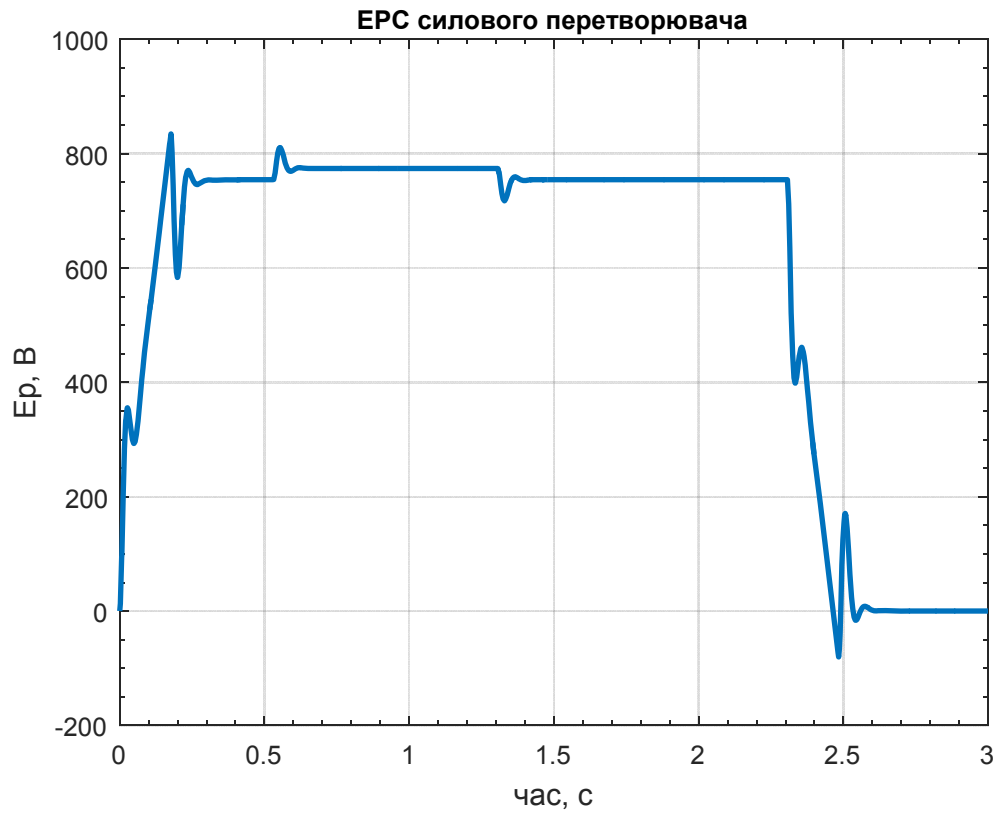


Рисунок 3.26– Графік перехідного процесу ЕРС тиристорного перетворювача ($I_c = 0,4I_H$)

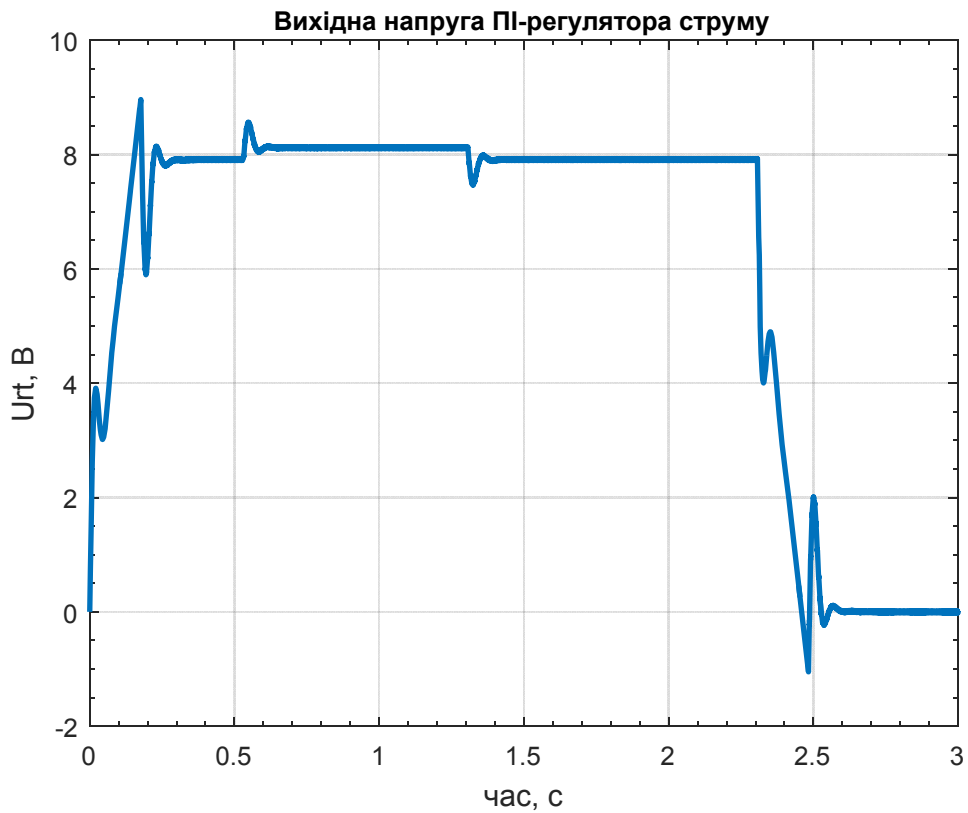


Рисунок 3.27 – Графік перехідного процесу напруги ПІ-регулятора струму ($I_c = 0,4I_H$)

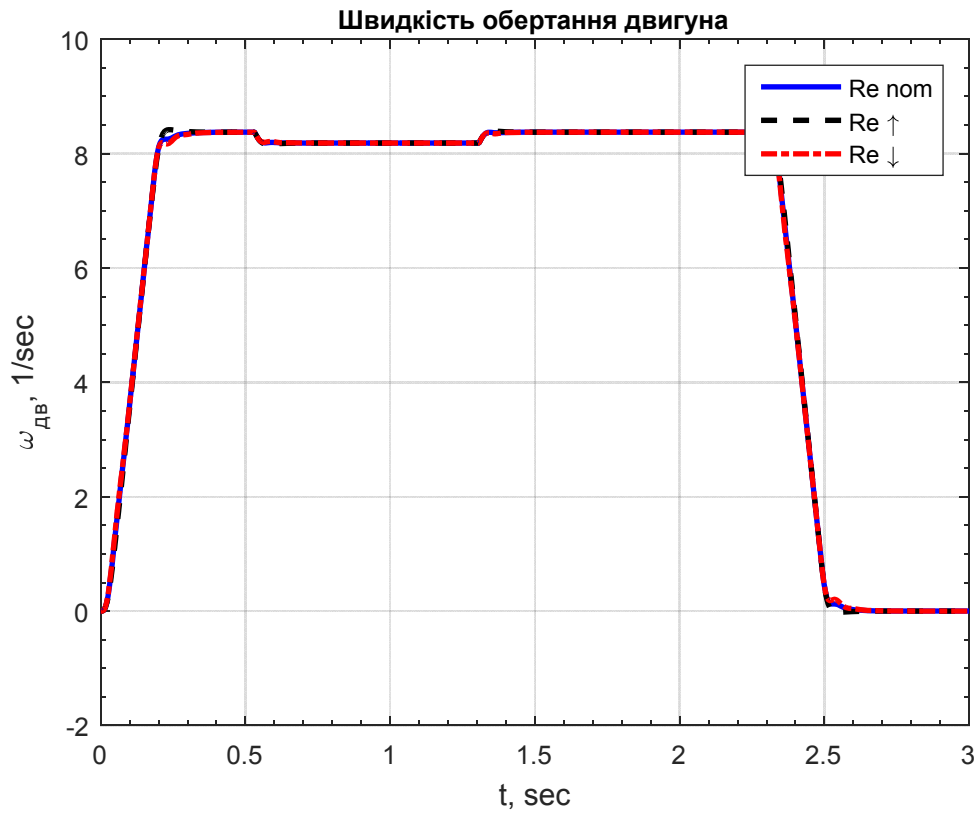


Рисунок 3.28 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні R_e у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

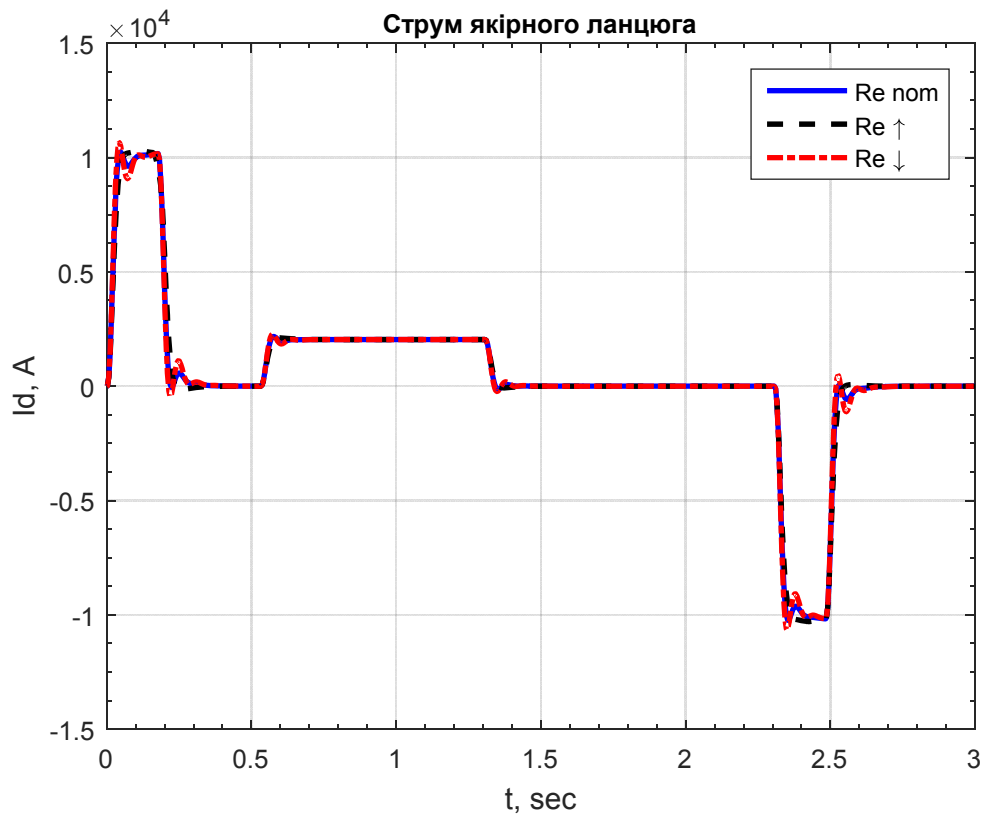


Рисунок 3.29 – Графіки перехідного процесу струму якоря при зміні R_e у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

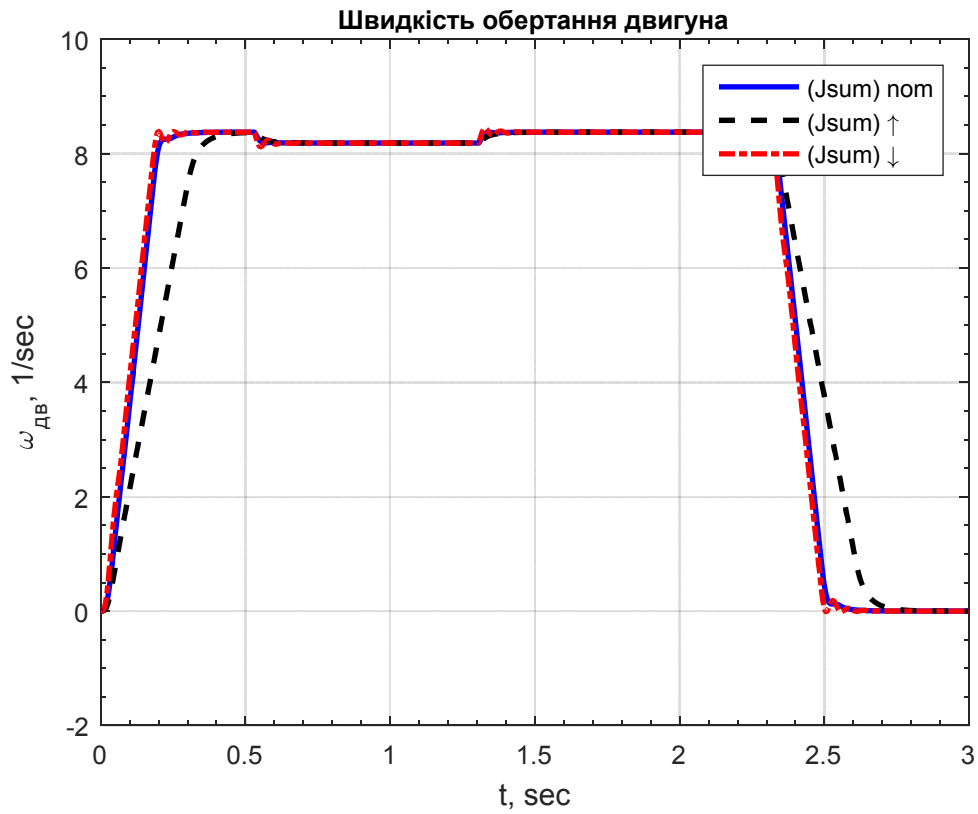


Рисунок 3.30 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні J_{Σ} у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

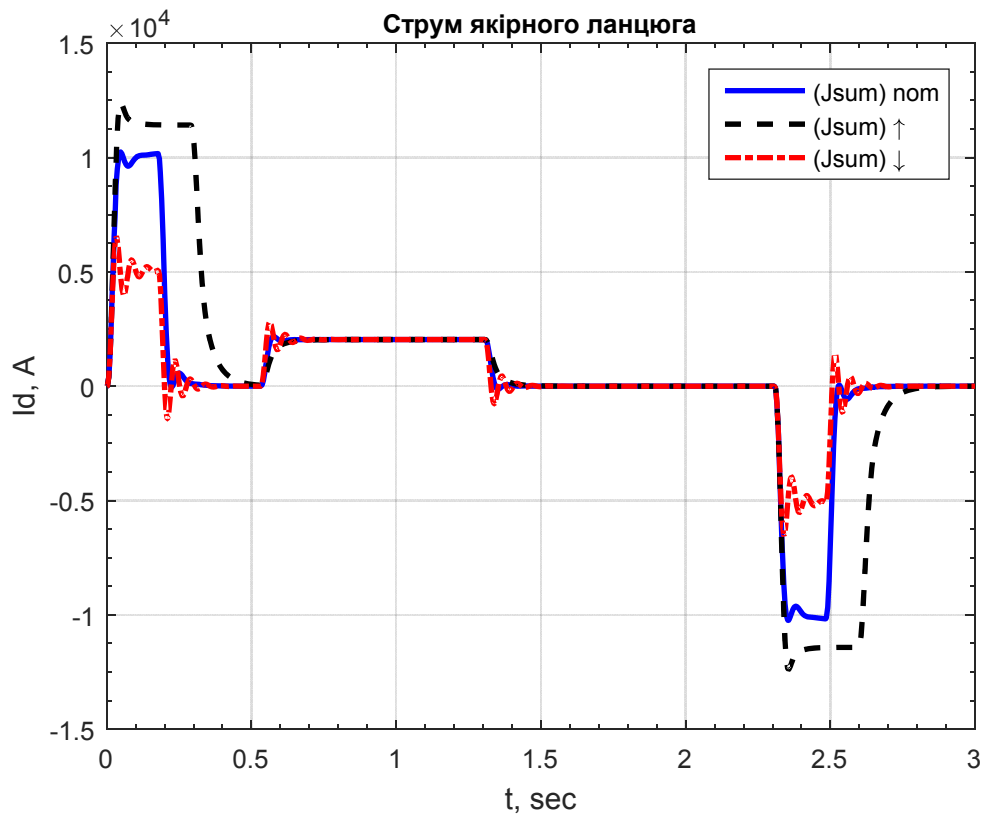


Рисунок 3.31 – Графіки перехідного процесу струму якоря при зміні J_{Σ} у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

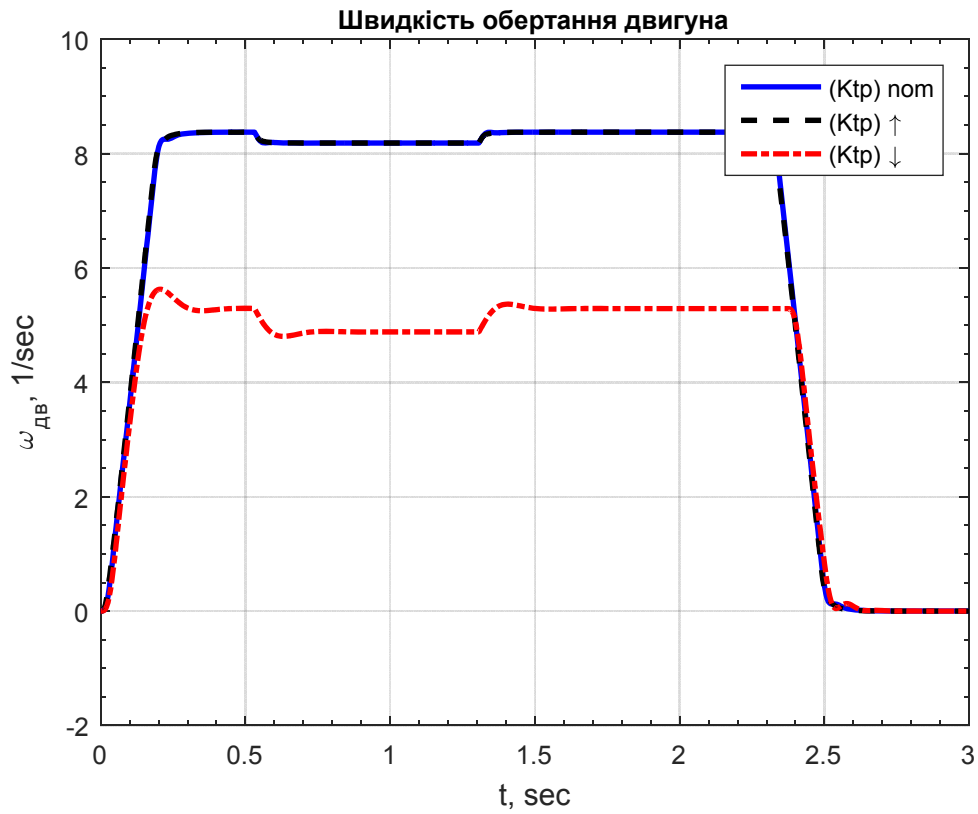


Рисунок 3.32 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні коефіцієнту передачі ТП у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

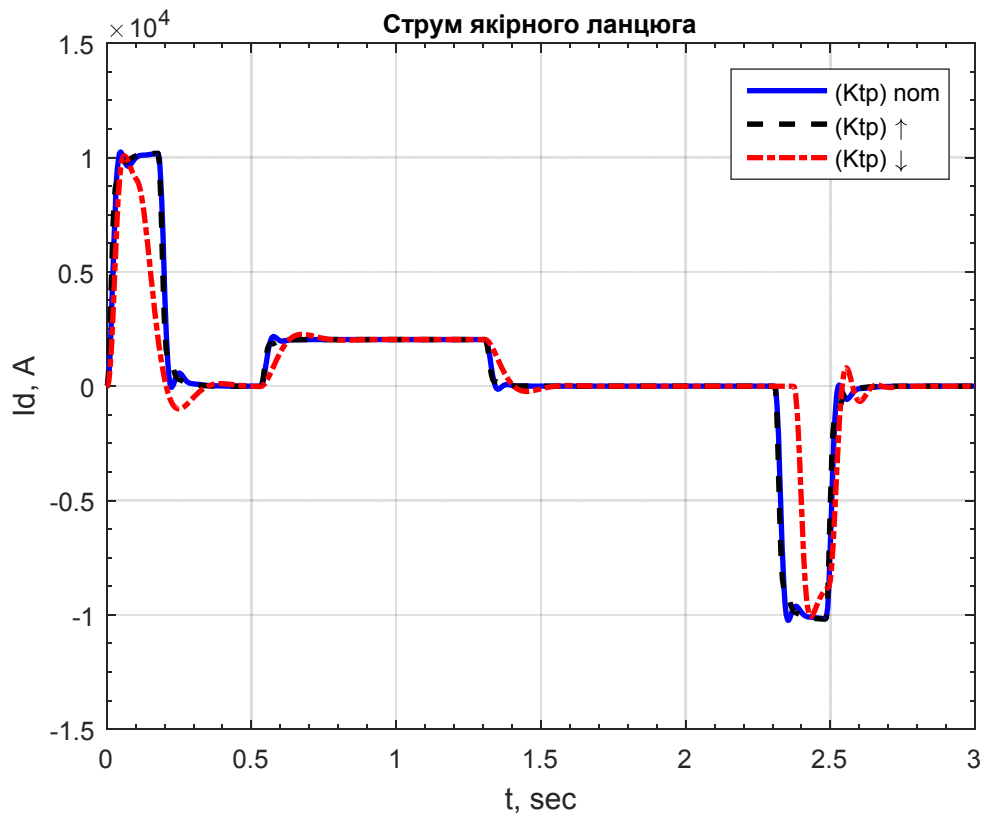


Рисунок 3.33 – Графіки перехідного процесу струму якоря при зміні коефіцієнту передачі ТП у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

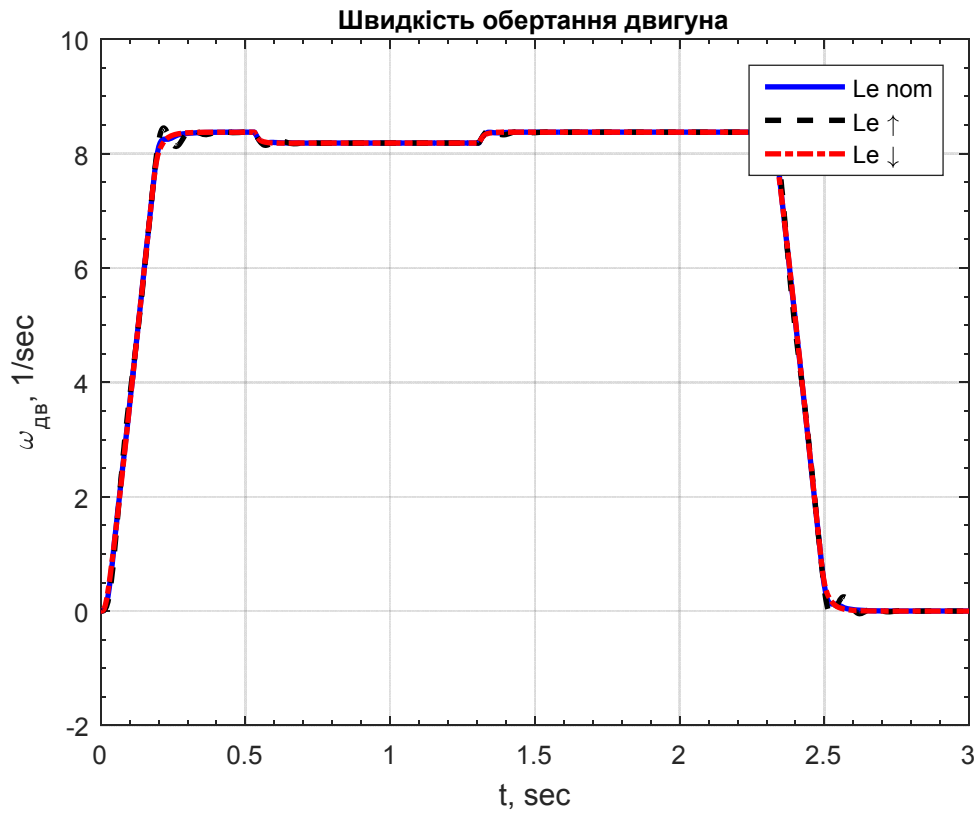


Рисунок 3.34 – Графіки перехідного процесу швидкості при зміні еквівалентної індуктивності системи у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

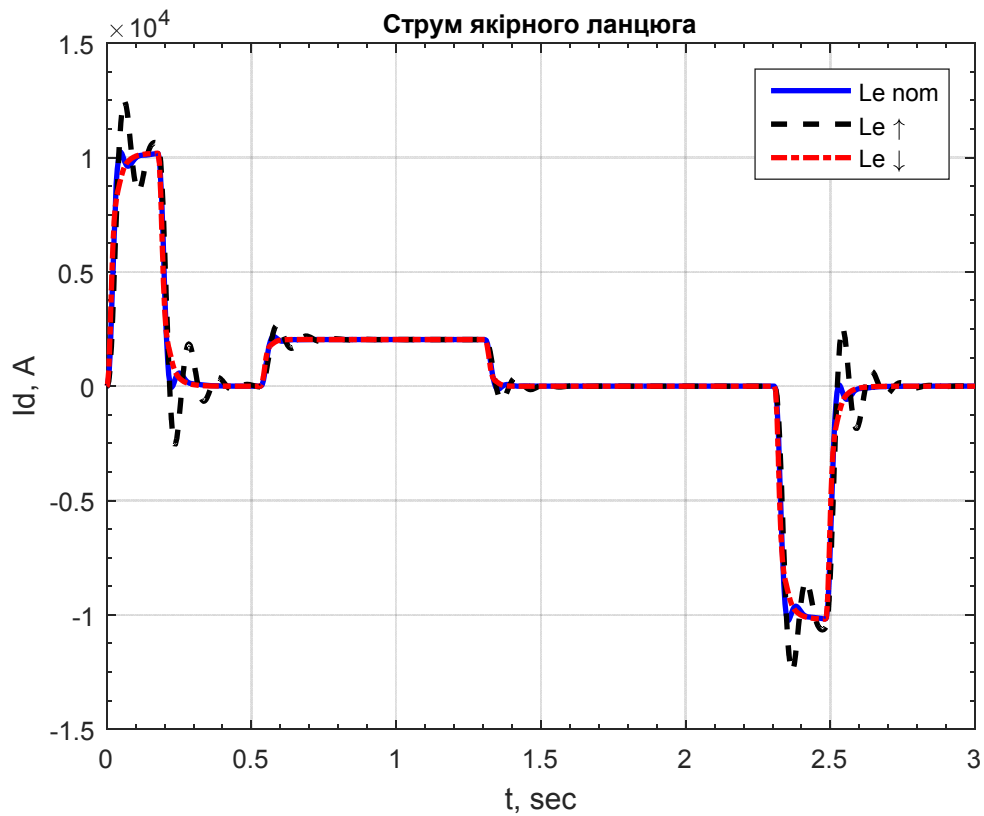


Рисунок 3.35 – Графіки перехідного процесу струму якоря при зміні еквівалентної індуктивності системи у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

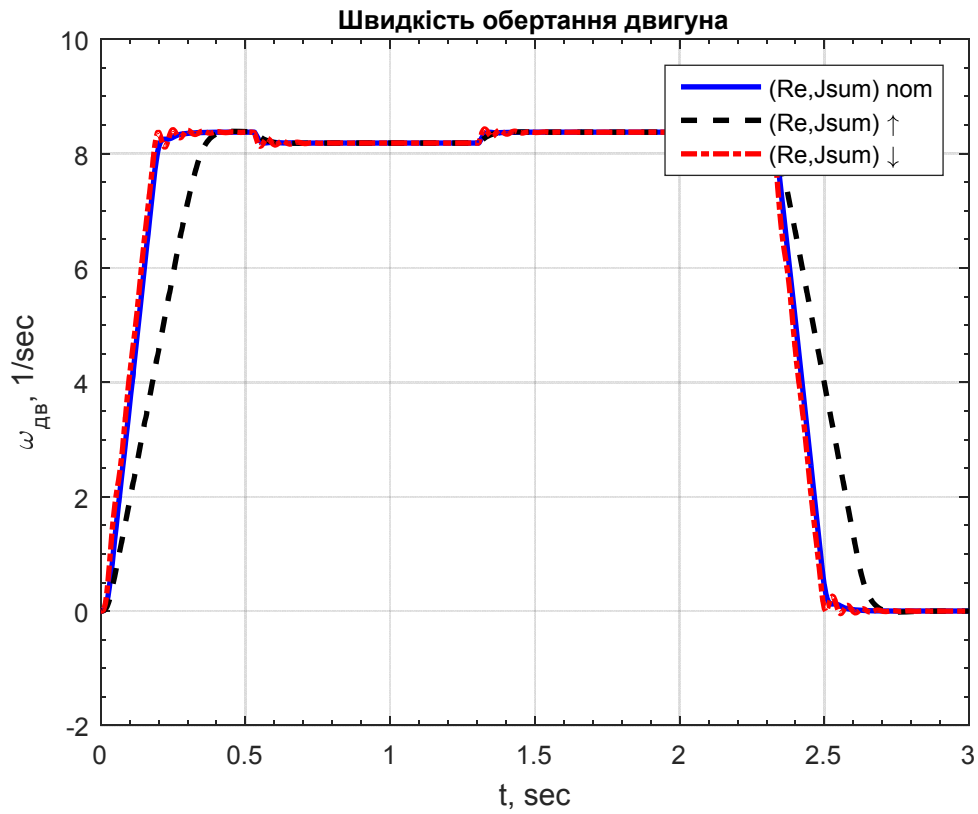


Рисунок 3.36 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при сумарній зміні R_e та J_{Σ} у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

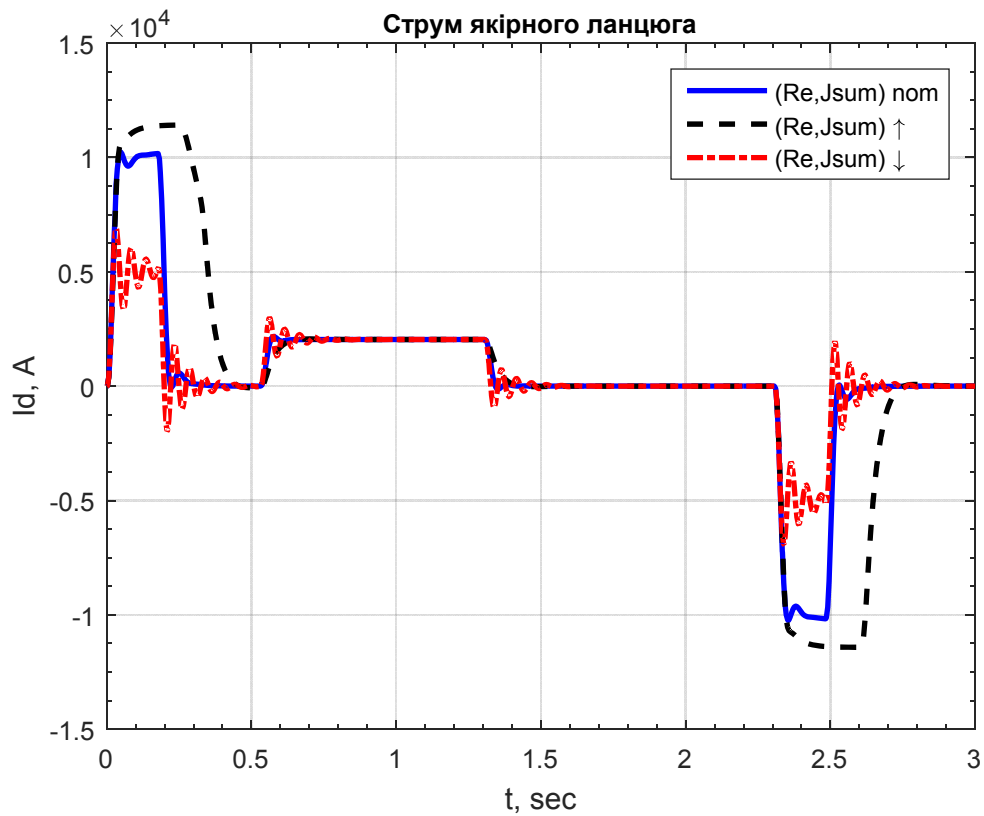


Рисунок 3.37 – Графіки перехідного процесу струму якоря при сумарній зміні R_e та J_{Σ} у 2 рази ($I_c = 0,4I_H$)

4 СИНТЕЗ РЕЛЕЙНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ В ПРОСТОРІ ПРИРОДНИХ КООРДИНАТ

Під час розробки системи управління для певного класу механізмів можна успішно використовувати аналітичне конструювання регуляторів. Цей метод дозволяє синтезувати структурні схеми управління, які забезпечують рух електроприводу з виконанням заданого критерію якості. Процес аналітичного конструювання регуляторів - це метод, який використовує аналіз математичних моделей і систем управління для розробки оптимальних стратегій управління та регулювання. Цей метод дозволяє синтезувати регулятори, які забезпечують ефективний та точний контроль над рухом об'єкта управління.

В аналітичному конструюванні регуляторів використовують математичні методи та моделі для визначення параметрів регулятора. Цей підхід дозволяє аналізувати структуру системи управління, враховуючи різноманітні параметри та умови роботи.

Під час аналітичного конструювання регуляторів важливо враховувати вимоги до якості управління, стійкості системи та можливість компенсації різних збурень. Метод дозволяє ретельно розглядати математичні моделі системи та розробляти регулятори, які відповідають специфікаціям та вимогам конкретного додатка.

Такий аналіз може включати в себе вивчення динаміки системи, визначення передачі функцій та розробку алгоритмів управління. Аналітичне конструювання регуляторів є важливим етапом в розробці ефективних та надійних систем управління для різноманітних технічних застосувань.

Метод динамічного програмування Р. Белмана вважається найбільш перспективним для вирішення завдань синтезу систем оптимального управління. Використання цього методу з критерієм оптимальності у вигляді мінімуму інтегральної помилки дозволяє отримати алгоритм оптимального управління регулятора, який не тільки оптимізує прийнятий функціонал якості, але й забезпечує стійкість руху фазових координат об'єкта управління.

Метод динамічного програмування є потужним і універсальним інструментом для оптимізації послідовних рішень у задачах, де декілька рішень взаємодіють та впливають одне на одного. Цей метод застосовується в широкому спектрі областей, таких як управління, економіка, штучний інтелект, теорія ігор та інші.

Ідея динамічного програмування полягає в розбитті складної задачі на менші підзадачі та ефективному вирішенні їх. Процедура динамічного програмування використовує принцип оптимальності, щоб знаходити оптимальні рішення для кожної підзадачі та об'єднувати їх, створюючи оптимальне рішення для всієї задачі.

Основні етапи методу динамічного програмування включають:

- Формулювання принципу оптимальності: Опис рішення задачі за допомогою рекурентних виразів, що використовують принцип оптимальності.
- Розбиття задачі: Розділення великої задачі на менші підзадачі для спрощення вирішення.
- Рекурсивне вирішення підзадач: Знаходження оптимального рішення для кожної підзадачі, можливо, за допомогою рекурсії.
- Мемоізація або таблиці: Збереження проміжних результатів для уникнення повторних обчислень та оптимізації швидкості вирішення.
- Побудова оптимального рішення: Об'єднання оптимальних рішень підзадач для отримання оптимального рішення всієї задачі.

Метод динамічного програмування відкриває можливості для ефективного розв'язання задач, які в інших умовах можуть бути вкрай складними.

Якщо силові частини об'єкта управління описуються лінійними диференціальними рівняннями, а критерієм оптимальності є мінімум інтегральної квадратичної помилки, то зазначеною методикою можна отримати алгоритми оптимальних управлінь в функції фазових координат. Це полегшує реалізацію системи управління, оскільки всі зворотні зв'язки виявляються жорсткими. Важливим аспектом є статична помилка, яка може виникнути внаслідок статичного моменту на валу. У системі з гнучким зворотним зв'язком по одній лише вихідній координаті статична помилка дорівнює нулю,

відповідаючи вимогам.

Використання релейних елементів, які працюють в ковзному режимі, у якості регуляторів фазових координат дозволяє досягти великих коефіцієнтів підсилення без втрат стійкості. Це не лише оптимізує управління, але і забезпечує інваріантність системи до параметричних збурень.

Релейні системи в ковзному режимі виявляють високу ефективність та гнучкість, що робить їх популярними в різноманітних застосунках. Ось деякі ключові аспекти використання релейних елементів в ковзному режимі:

- Гнучкість і простота: релейні системи в ковзному режимі відзначаються простотою та гнучкістю у використанні. Це дозволяє легко впроваджувати та конфігурувати системи управління.

- Висока стійкість: релейні системи в ковзному режимі відзначаються високою стійкістю, що робить їх ефективними в умовах невизначеності та змінних умов.

- Можливості оптимізації: застосування релейних елементів в ковзному режимі дозволяє оптимізувати систему керування з метою досягнення бажаних характеристик та реакцій.

- Великі коефіцієнти підсилення: релейні системи можуть працювати з великими коефіцієнтами підсилення, що робить їх ефективними для задач з точністю та швидкодією.

- Сприяння стійкості до збурень: релейні системи в ковзному режимі можуть бути менш чутливими до певних видів збурень, що дозволяє підтримувати стійкість системи в різних умовах.

- Застосування в системах керування рухом: використання релейних елементів особливо актуально в системах керування рухом, де точність і стійкість є критичними факторами.

- Метод для уникнення статичної помилки: релейні системи можуть бути використані для уникнення статичної помилки, що виникає в системах зі зворотнім зв'язком, де можливі зміни в зовнішніх умовах.

Загалом використання релейних елементів у ковзному режимі дозволяє досягати високої ефективності та стійкості в системах управління та автоматики.

4.1 Синтезу системи методом аналітичного конструювання регуляторів

Метод аналітичного конструювання регуляторів (АКР) базується на використанні інтегральних квадратичних критеріїв якості. Основна мета АКР полягає в тому, щоб для об'єкта, рух якого описується системою лінійних диференціальних рівнянь, розробити ефективний регулятор.

Цей метод є потужним інструментом у сфері управління системами, де необхідно досягти визначених цілей якості та динамічної відповіді. Основні характеристики та аспекти методу аналітичного конструювання регуляторів включають:

- Інтегральні квадратичні критерії якості: АКР використовує інтегральні квадратичні критерії якості для оцінки та оптимізації роботи системи. Ці критерії враховують якість регулювання, швидкість відгуку та інші параметри.

- Лінійні диференціальні рівняння: об'єкт управління в АКР описується системою лінійних диференціальних рівнянь. Це дозволяє використовувати лінійну теорію керування для аналізу та синтезу регуляторів.

- Метод динамічного програмування: в деяких випадках АКР використовує метод динамічного програмування, зокрема, ідеї Річарда Белмана. Цей метод дозволяє оптимізувати функціонали якості та отримувати оптимальні керування.

- Управління лінійними системами: основна область застосування АКР - це управління лінійними системами. Вона може використовуватися для підтримки стабільності, точності та інших характеристик систем.

- Ефективність та точність: АКР дозволяє досягти високої ефективності та точності управління, враховуючи інтегральні квадратичні критерії, що допомагають оптимізувати параметри системи.

Застосування методу аналітичного конструювання регуляторів робить його корисним інструментом для інженерів та науковців, що працюють у галузі автоматичного керування та управління системами.

Завдання АКОР 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 та керування U задані, необхідно синтезувати алгоритм управління, який забезпечить мінімізацію функціоналу якості.

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

де $\eta_i = X_i - X_i^*$ X_i^*

У формі векторів:

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

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

Зробимо перетворення систему диференціальних рівнянь:

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

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

Вирішимо завдання методом динамічного програмування, тоді 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 (релейні) управління можуть бути стійкими, використання функції Ляпунова V в якості «опції» Беллмана f одночасно надасть системі стійкості.

Функція Ляпунова для лінійних систем:

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

у векторній формі:

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

Тоді управління визначається за виразом:

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

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

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

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

де C – матриця Барбашина. Елементи матриці знайдемо по правилам:

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

де A_V - вектор коефіцієнтів функції Ляпунова;

K - вектор коефіцієнтів необхідного 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.

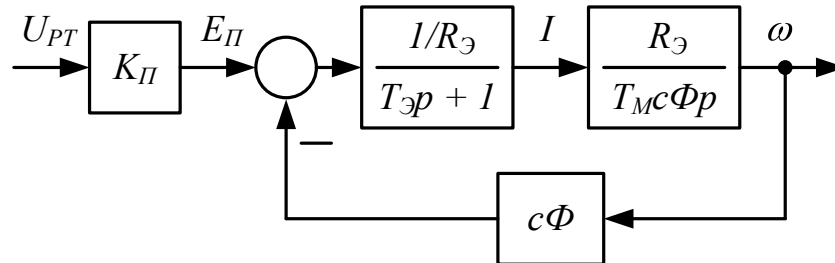


Рисунок 4.1 - Структурна схема об'єкта керування РТ

Математичний опис об'єкта керування РТ має вигляд:

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

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:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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.

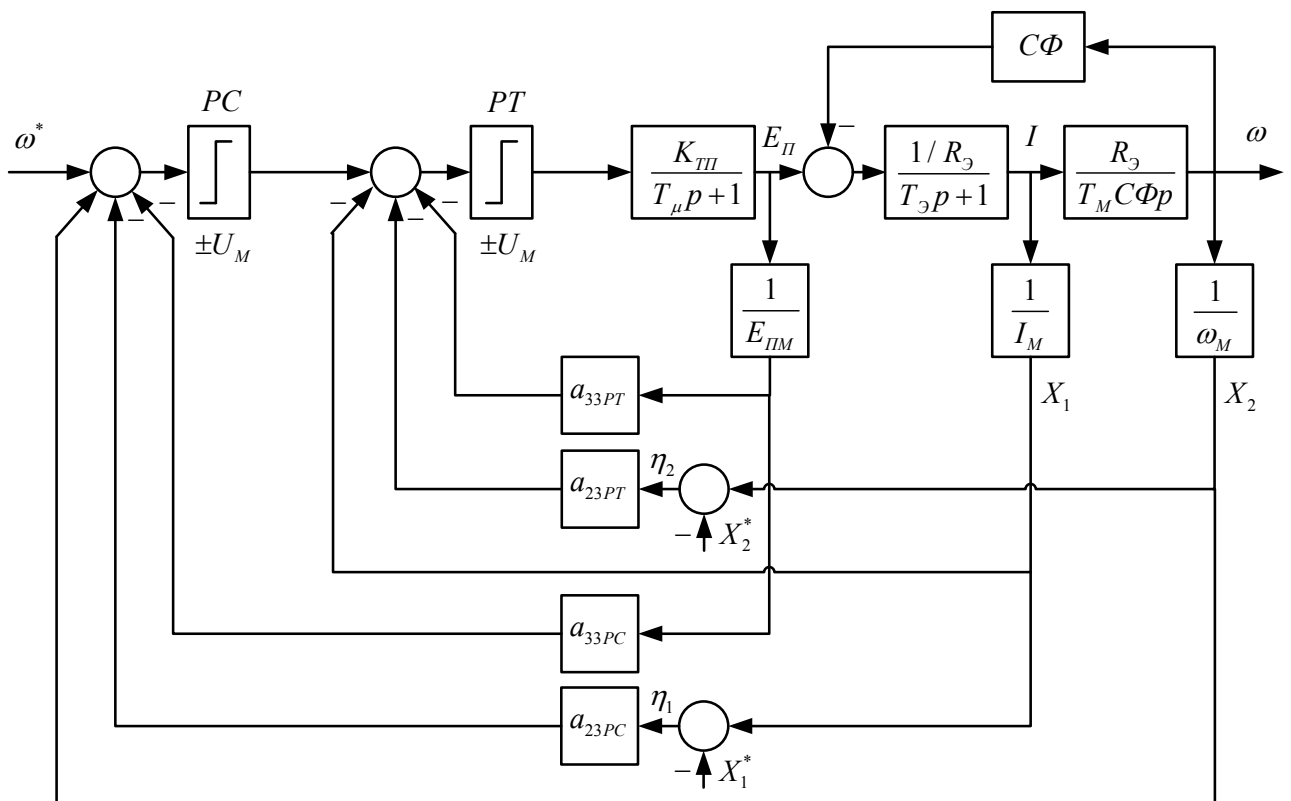


Рисунок 4.2 – Структурна схема оптимальної системи з контролем природних фазових координат

4.4 Моделювання релейної системою керування ЕП ножиць в середовищі Matlab/Simulink

Дослідження перехідних процесів в релейній системі керування електроприводом, яку було синтезовано в просторі похідних, виконано за допомогою набору прикладних програм Matlab/Simulink. Математична модель системи представлена на рисунках 4.3 - 4.5. Оптимальна система була порівняна з класичною системою підпорядкованого регулювання, використовуючи однакову програму для обох випадків. З аналізу графіків перехідних процесів (рис. 4.6 – 4.15) видно, що в оптимальній системі спостерігається покращена якість процесів та вища точність. Більш того, у випадку оптимальної системи якість перехідних процесів майже не змінюється при зміні сталих часу, що є значущим перевагою цієї системи.

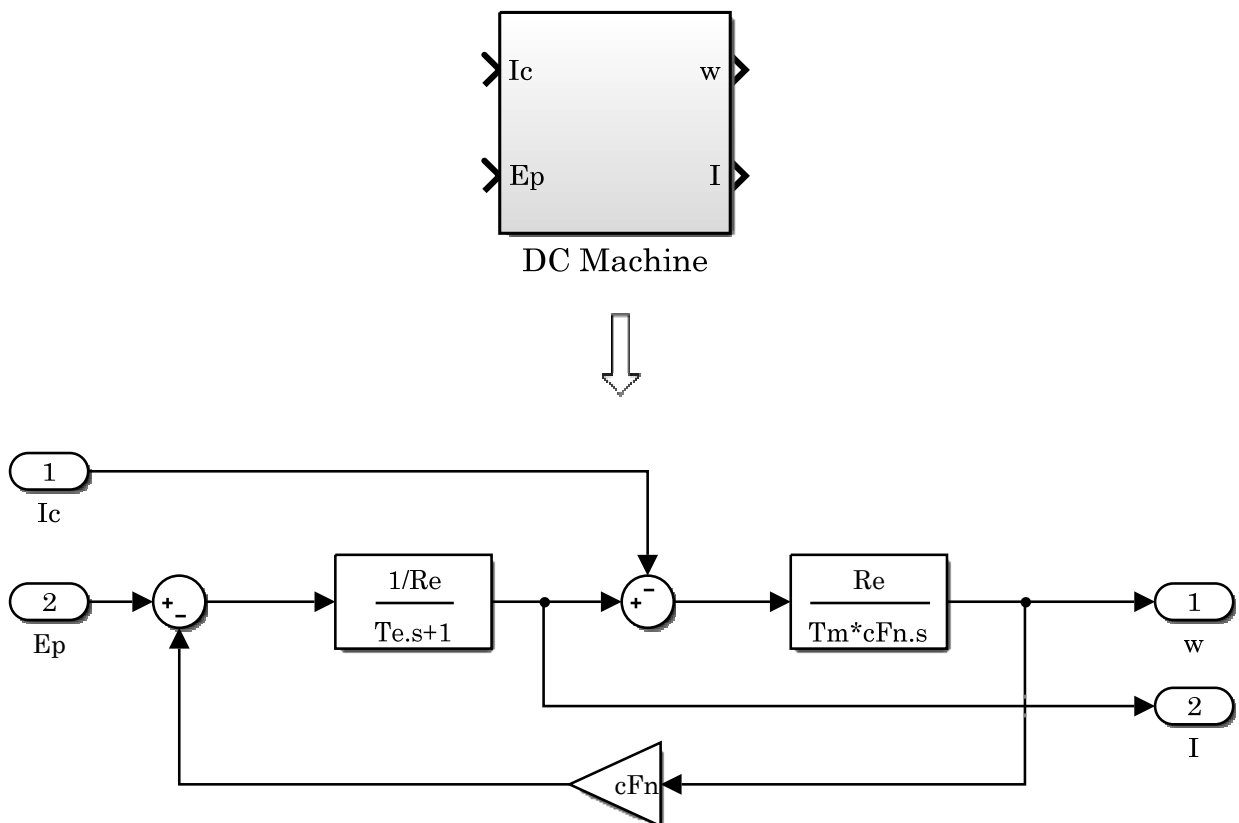


Рисунок 4.3 – Внутрішня структура підсистеми електродвигуна постійного струму (DC Machine)

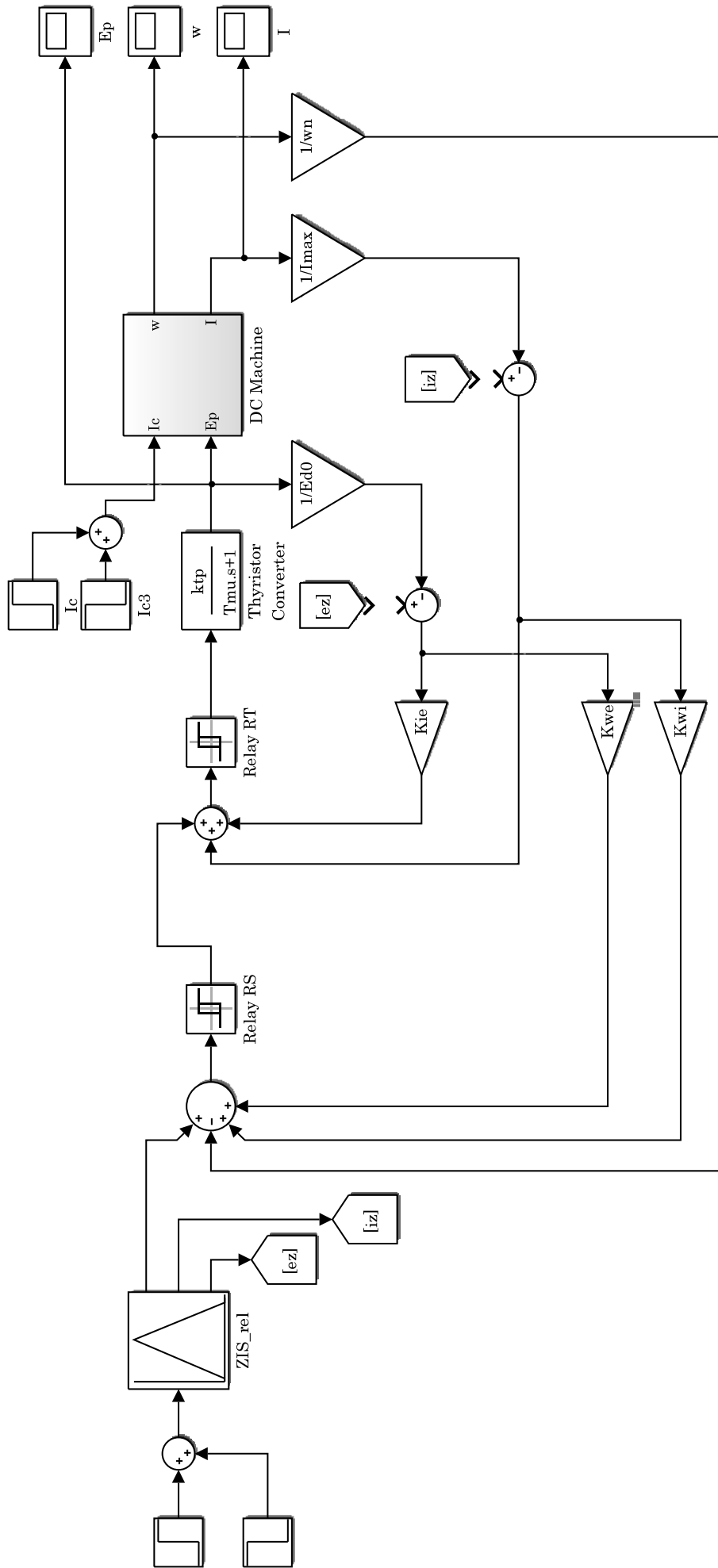


Рисунок 4.4 – Математична Simulink-модель релейної системи керування електроприводом

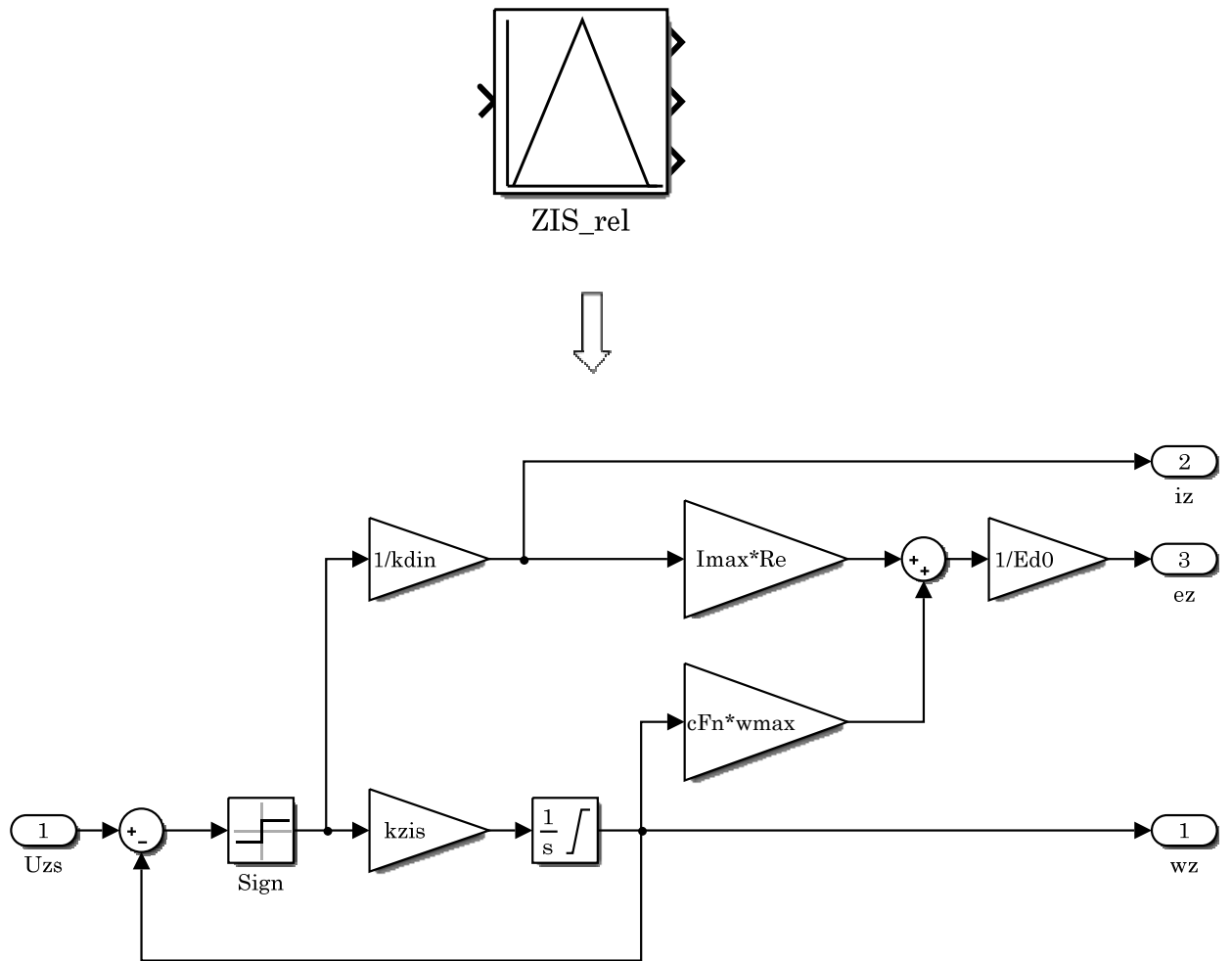


Рисунок 4.5 – SubSystem «Задатчик інтенсивності швидкості» (ZIS_rel), що реалізує раціональну динаміку

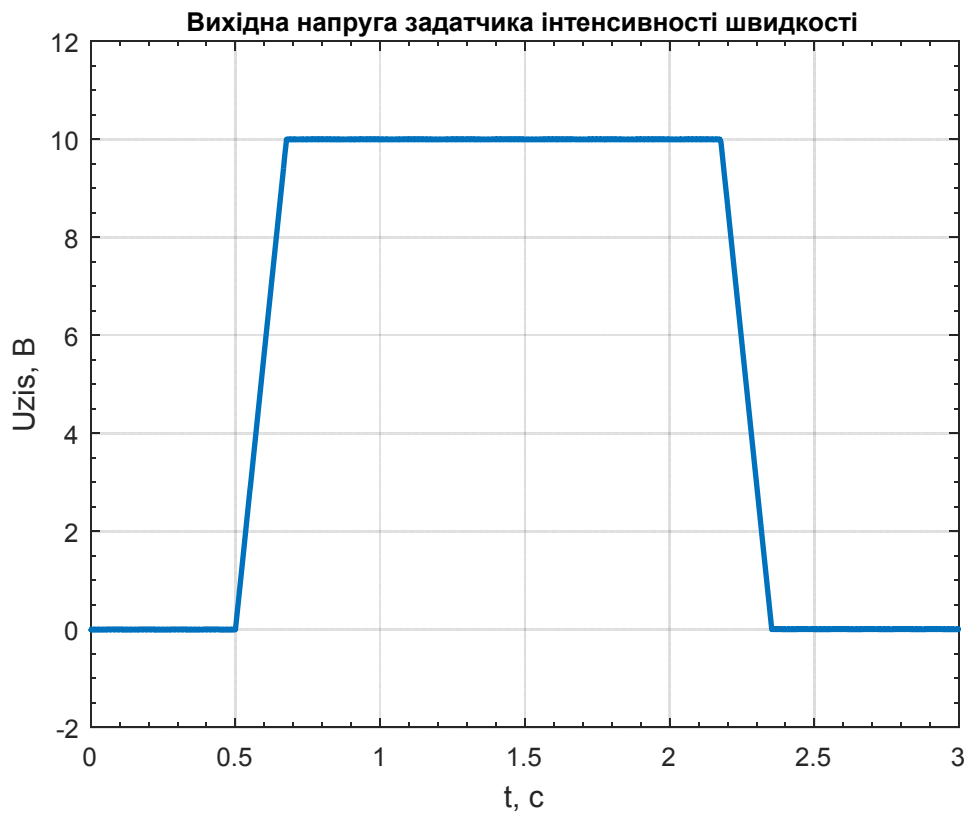


Рисунок 4.6 – Перехідний процес вихідної напруги ЗШІ в релейній системі керування ЕП

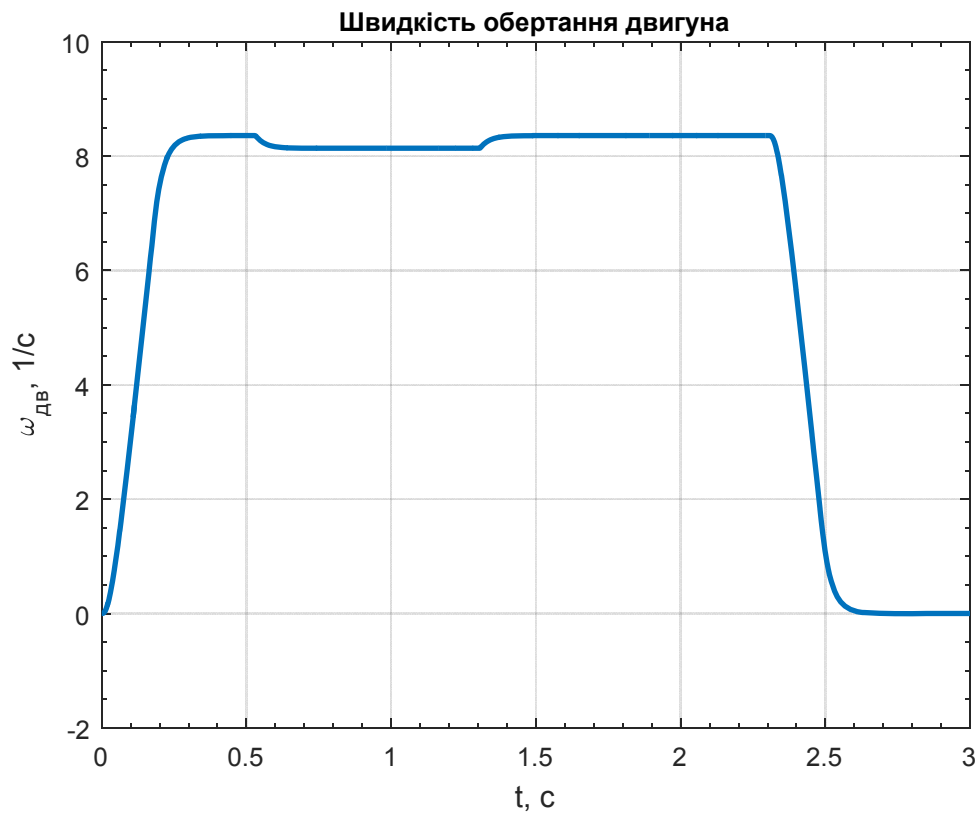


Рисунок 4.7 – Перехідний процес частоти обертання двигуна (навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній САК

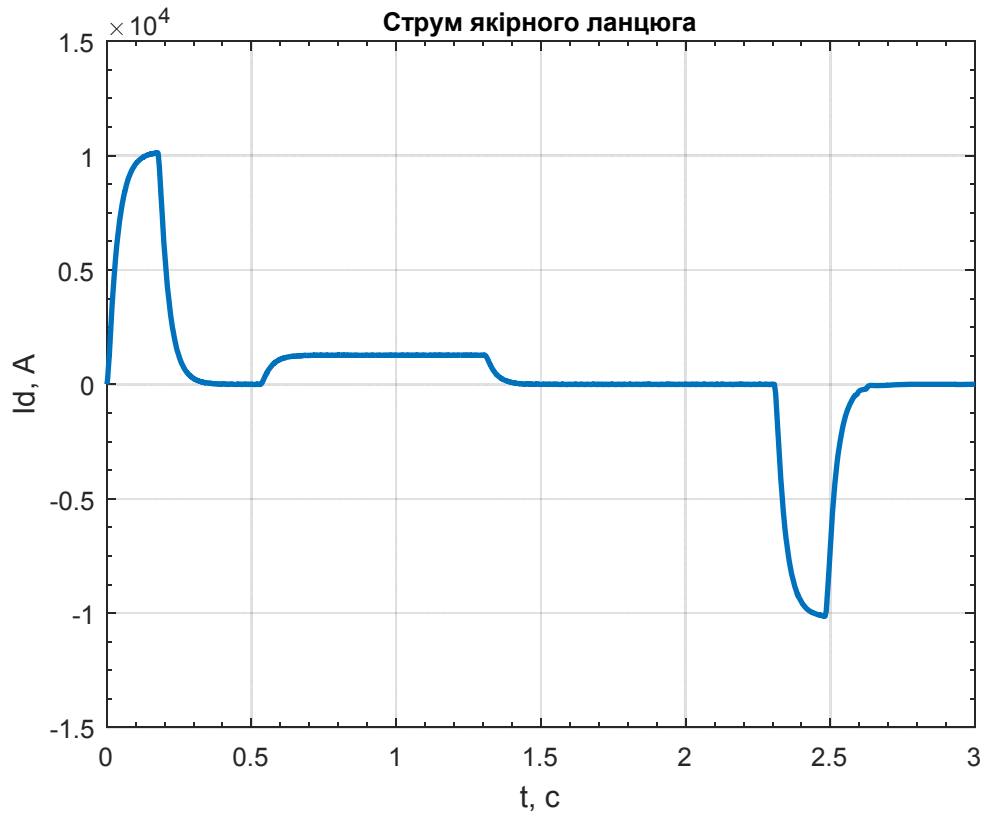


Рисунок 4.8 – Перехідний процес струму двигуна (навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній САК

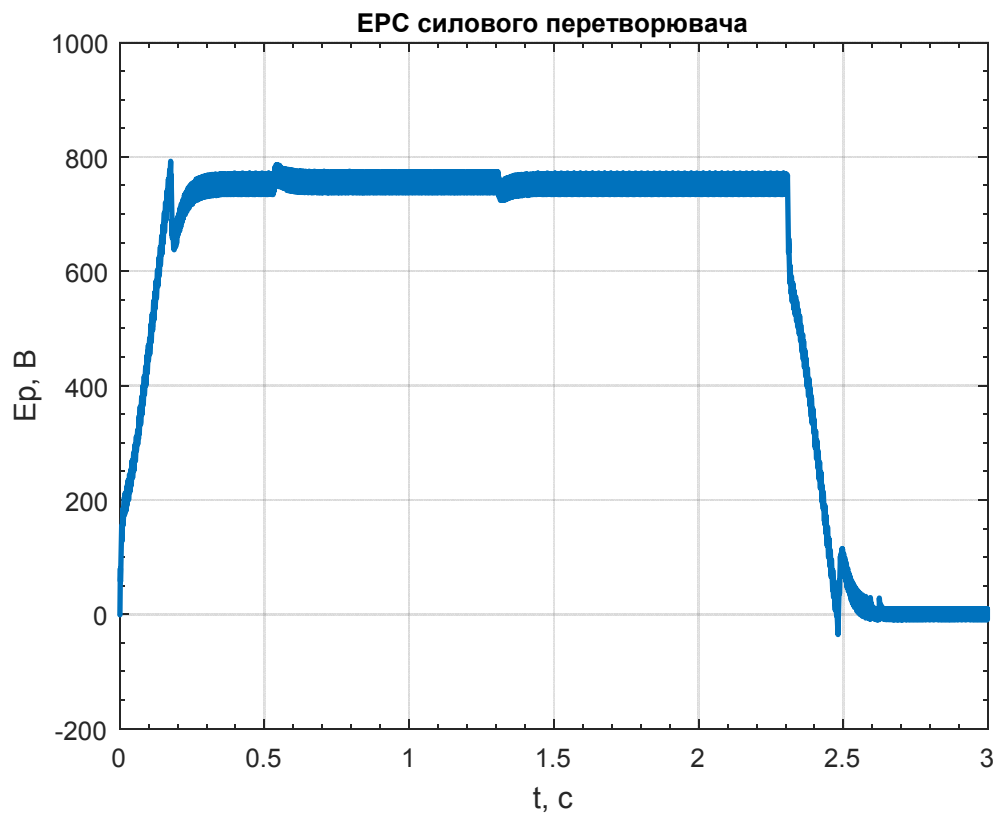


Рисунок 4.9 – Перехідний процес ЕРС тиристорного перетворювача (навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній САК

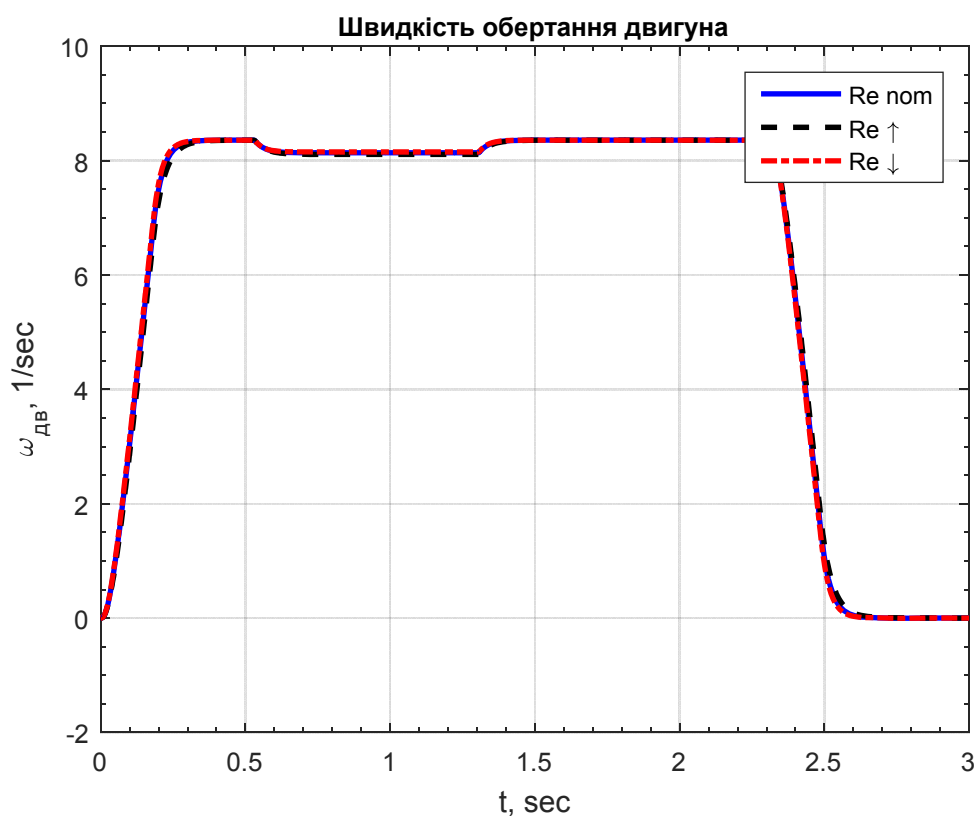


Рисунок 4.10 – Графіки перехідного процесу частоти обертання двигуна при зміні R_3 в 2 рази (навантаження $I_c = 0,4I_H$) в релейній САК

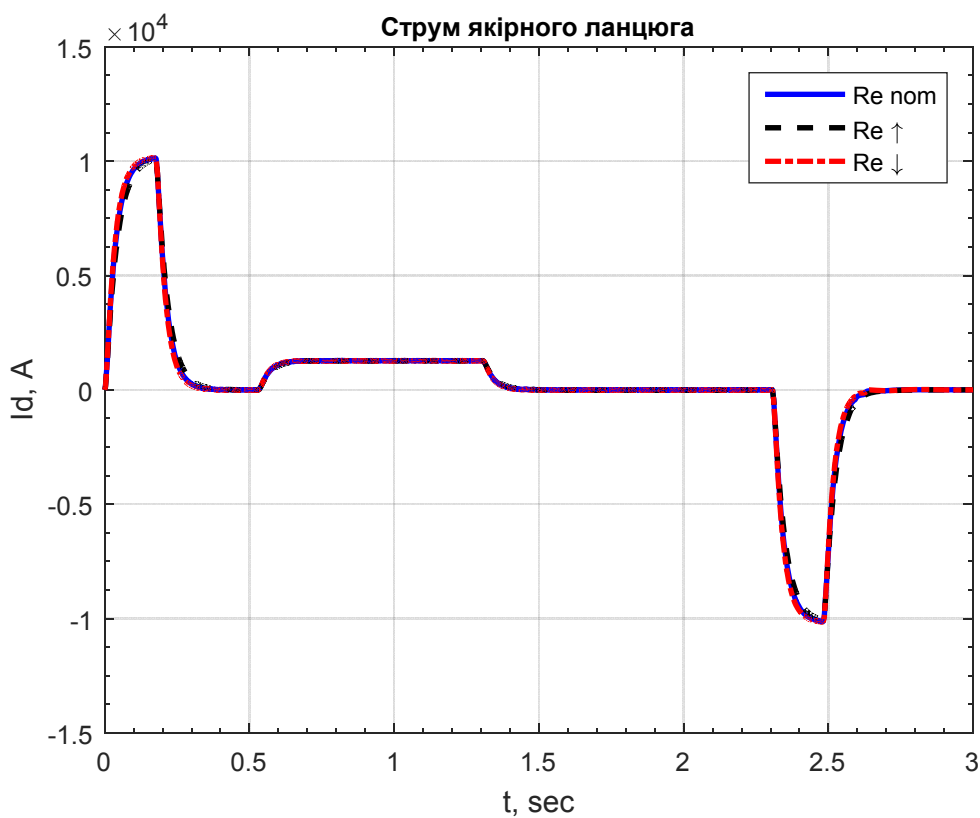


Рисунок 4.11 – Графіки перехідного процесу струму двигуна при зміні R_3 в 2 рази (навантаження $I_c = 0,4I_H$) в релейній САК

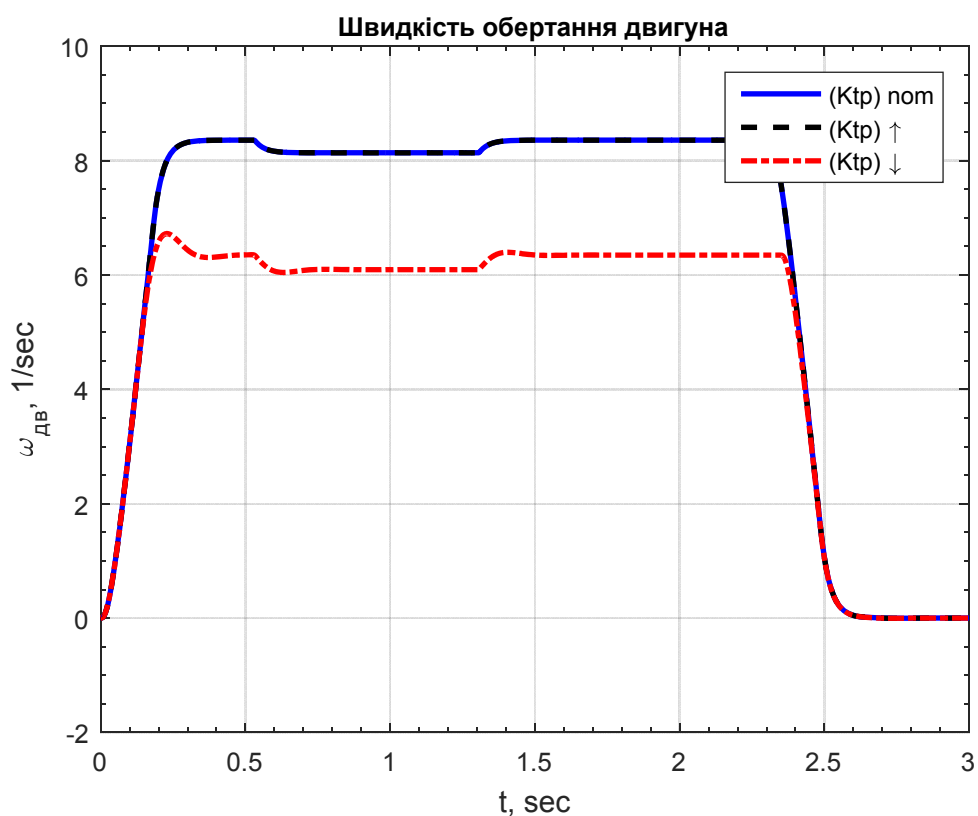


Рисунок 4.12 – Графіки перехідного процесу частоти обертання двигуна при зміні k_p в 2 рази (навантаження $I_c = 0,4I_H$) в релейній САК

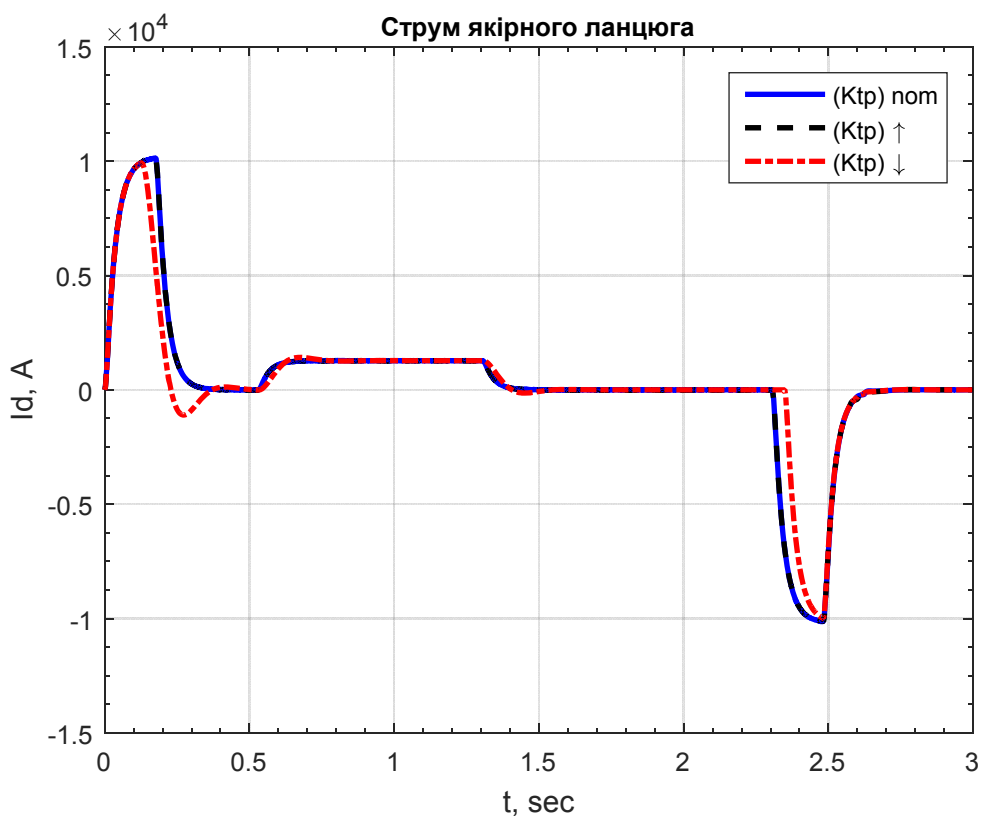


Рисунок 4.13 – Графіки перехідного процесу струму двигуна при зміні k_p в 2 рази (навантаження $I_c = 0,4I_H$) в релейній САК

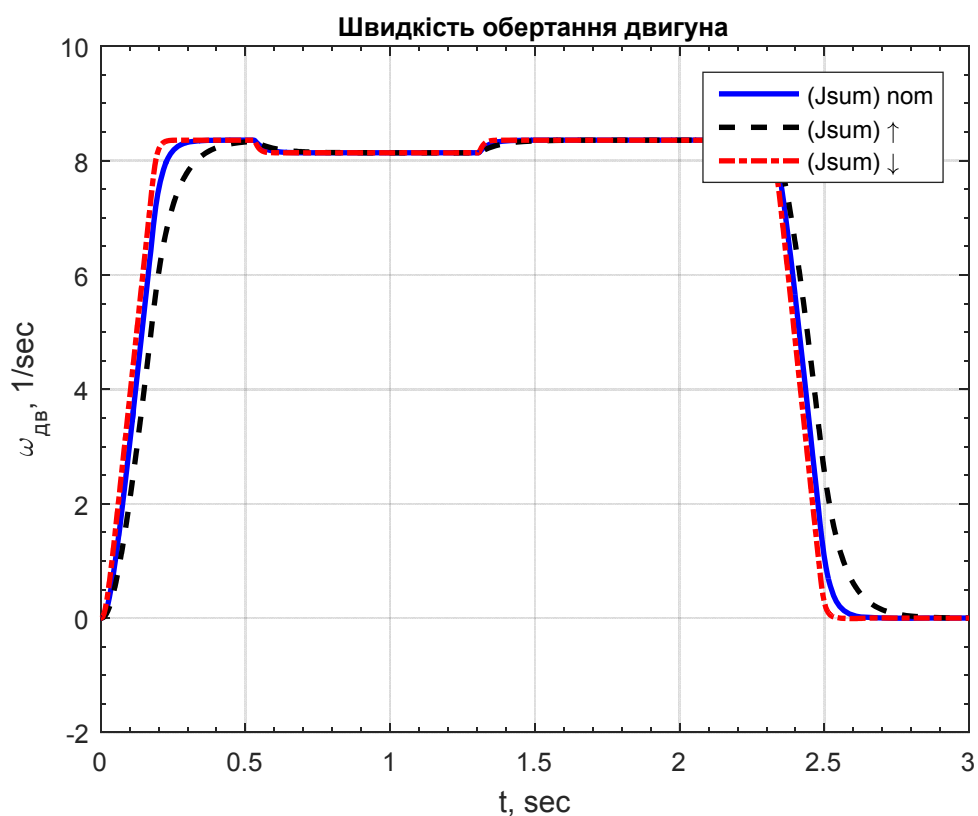


Рисунок 4.14 – Графіки перехідного процесу частоти обертання двигуна при зміні J'_{Σ} в 2 рази (навантаження $I_c = 0,4I_H$) в релейній САК

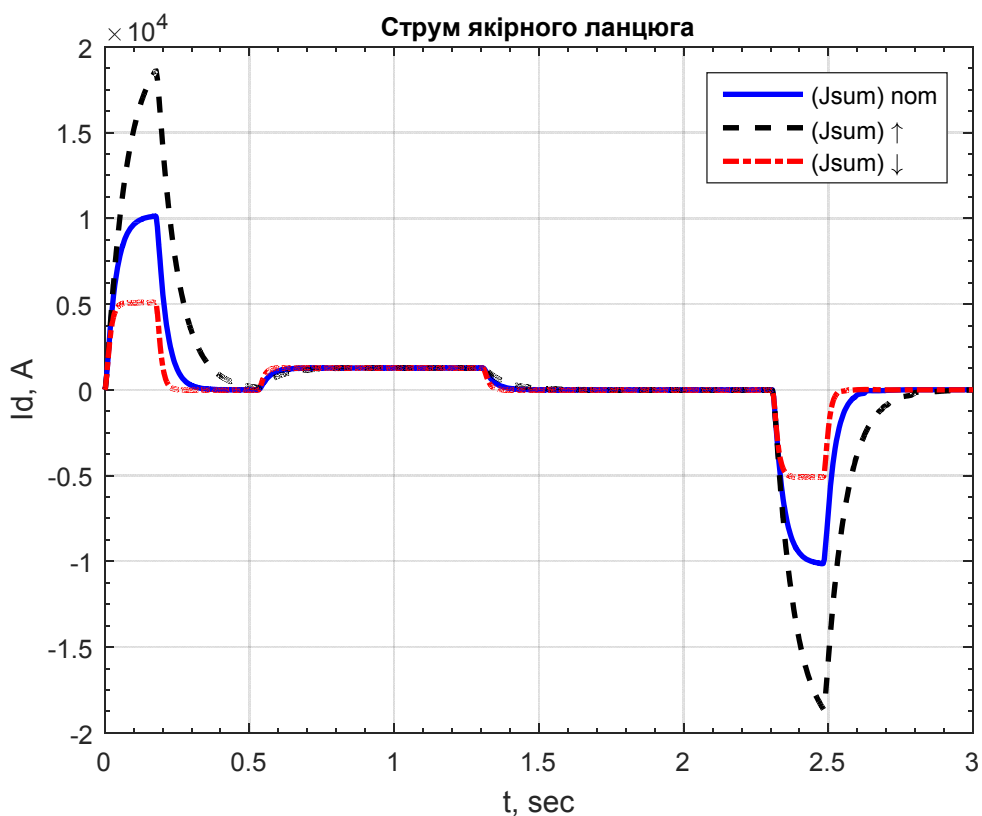


Рисунок 4.15 – Графік перехідного процесу струму двигуна при зміні J'_{Σ} в 2 рази (навантаження $I_c = 0,4I_H$) в релейній САК

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). Basknays I. Investigation on High Speed SRD Incorporating Amorphous Iron / Basknays I. - Proceedings of EPE'95,1995. pp. 382 - 395.
- 23(2). Айзерман М. А. Краткий очерк становления и развития классической теории регулирования и управления / Айзерман М.А. - Автоматика и телемеханика №7, 1994. - С. 1-18.

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

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

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

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

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

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

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

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

45(147). Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления / Уткин В.И. – М.: Наука, 1984.4. - 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

```