

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ СИНТЕЗУ СИСТЕМИ РЕЛЕЙНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ .....	12
2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ОБ'ЄКТА КУРУВАННЯ ТА ЙОГО ТЕХНОЛОГІЧНІ ДАННІ.....	20
2.1 Опис конструкції та роботи натискного пристрою кліті обтискного стану .....	20
2.2 Технологічні вимоги до електроприводу механізму натискного пристрою прокатної кліті .....	24
2.3 Розрахунок потрібної потужності електродвигунів .....	25
2.4 Вибір електродвигунів й перевірка їх потужності по нагріву.....	32
3 ВИБІР ОБЛАДНАННЯ ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ .....	40
3.1 Вибір і обґрунтування силової частини системи електроприводу .....	40
3.2 Вибір комплектного тиристорного електроприводу.....	45
3.3 Вибір силового трансформатора та згладжувального дроселя .....	48
3.4 Опис принципової схеми натискного пристрою .....	52
3.4.1 Джерела живлення електродвигунів (КТЕ) та система захисту .....	56
3.4.2 Резервування перетворювальної техніки .....	57
3.4.3 Система керування (АСКТП) .....	59
3.5 Вибір комутаційної апаратури.....	62
3.6 Математичний опис об'єкта керування.....	63
3.7 Розрахунок статичних та динамічних параметрів елементів і вузлів системи електроприводу .....	65
4 СИНТЕЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЛЕЙНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ В ПРОСТОРІ ПРИРОДНИХ КООРДИНАТ .....	68
4.1 Загальні положення синтезу системи методом аналітичного конструювання регуляторів .....	69

	5
4.2 Синтез релейного регулятора струму в просторі природних координат .....	71
4.3 Синтез релейного регулятора швидкості в просторі природних координат .....	76
4.4 Синтез релейного регулятора положення в просторі природних координат .....	78
4.4 Розрахунок задатчика траєкторії .....	83
4.5 Математичне моделювання електроприводу натискного пристрою в середовищі Matlab/Simulink .....	87
4.6 Оптимізація за швидкістю методом n-і перемикання режимів малих переміщень позиційного електропривода .....	97
ВИСНОВОК .....	105
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ .....	106
Додаток А .....	113

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Розвиток і вдосконалення технології гарячої прокатки вимагає від виробника прокатного обладнання застосування більш сучасних, оптимальних і ефективних електроприводів, основою яких є електродвигуни. Правильний вибір основних параметрів електродвигунів мінімізує фінансові витрати при виготовленні обладнання і його подальшої експлуатації, оптимізує навантаження і продуктивність, є запорукою успішної та надійної роботи механізмів.

У різноманітності встаткування металургійних цехів особливе місце займають прокатні кліті. Тому що зазначене встаткування дуже дороге й тому не має на увазі резерву дуже важливо зробити правильний вибір силового встаткування. Як об'єкт дослідження й автоматизації в даній роботі прийнятий один із головніших механізмів в прокатній кліті - натискний пристрій. Висока якість роботи даного механізму визначається досконалістю алгоритму керування.

У цей час керування натискними пристроями більшості прокатних станів здійснюється вручну операторами. Урахування багатьох факторів, що визначають якість вихідної продукції, таких як температура металу, хімічний склад сталі, пружні властивості прокатної кліті й ін., залежать від інтуїції оператора, в обов'язки якого крім цього входить контроль роботи інших механізмів ділянки кліті. Тому в роботі прокатного стану нерідкі збої, пов'язані з відмовою натискного механізму.

В даний час найбільш поширеними і масово випускаються промисловістю є системи керування електроприводом, побудовані за принципом підпорядкованого керування. У порівнянні з попередніми їм системами вони мають більшу швидкодію, виконані на базі уніфікованих елементів, що полегшує проектування та складання електрообладнання.

Система автоматичного регулювання (САР) існуючих електроприводів натискних пристроїв як правило трьохконтурні із зовнішнім контуром позиціонування та лінійним регулятором положення, а в більшості випадків

взагалі двоконтурні із зовнішнім контуром швидкості або ЕДС двигуна й внутрішнім контуром струму, тобто САР побудовані без контуру регулювання положення. Точність позиціонування, а отже й товщина металевої заготовки у цьому випадку цілком залежать від професіоналізму операторів стана. САР з лінійним регулятором положення можуть бути настроєні тільки на одне програмне переміщення, а якщо буде потреба відпрацьовування більших або менших програмних переміщень у системі спостерігається «дотягнення» та перерегулювання в графіках перехідних процесів основної регульованої координати, що в більшості випадків неприпустимо з погляду технологічного процесу. Дійсно, як «дотягнення», так і перерегулювання в загальному випадку збільшує розрахунковий час відпрацьовування заданих переміщень, затягуючи процес прокатки блювів; погіршує точність позиціонування верхнього валка, викликає додаткові биття механічної частини натискного пристрою, що виявляє частиною прокатної кліті.

На підставі вищевикладеного доцільно синтезувати систему керування натискним пристроєм, що забезпечує напівавтоматичний режим позиціонування виконавчого органа (роль оператора тут зводиться тільки до завдання в систему передбачених програмою прокатки величин переміщень) та малою чутливістю до параметричних і координатних збурень. Рішення цього завдання дозволить підвищити продуктивність кліті, поліпшити якість вихідної заготовки, знизити число відмов електроустаткування, що у свою чергу забезпечить додатковий економічний ефект.

Безпечна і безаварійна експлуатація систем електропостачання та численних електроприймачів ставить перед працівниками електрохозяйств різнобічні і складні завдання з охорони праці. Здорові та безпечні умови праці електротехнічного персоналу та працівників, які експлуатують електрифіковані виробничі установки, можуть бути забезпечені виконанням науково обґрунтованих правил та норм як при проектуванні і монтажі, так і при їх експлуатації..

В умовах швидкого зростання питомої ваги регульованих електроприводів при суворій економії матеріальних і трудових ресурсів

гідності електроприводу оцінюються не тільки по ефекту, досягнутого в технологічній сфері, але і по тому, якою ціною вони були досягнуті у сфері виробництва і експлуатації обладнання. Тому існує тенденція до глибокої уніфікації пристроїв керування.

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

Серед нелінійних об'єктів керування, безсумнівно, одне з провідних місць займають автоматизовані електроприводи (ЕП), на частку яких припадає більш ніж 60% всієї споживаної енергії, виробленої в промислово розвинених країнах [7-12]. На виробництво електроенергії сьогодні йде близько третини видобутої, найчастіше непоправною, первинної енергії, причому споживання електроенергії весь час зростає. Тому актуальною є задача раціонального використання електроенергії, забезпечення вирішення поставлених завдань управління з мінімально можливими витратами енергії. Одним з можливих шляхів вирішення поставленого завдання є алгоритмічний шлях, тобто розробка таких алгоритмів керування електроприводів, які б забезпечували виконання поставлених завдань керування з мінімальними втратами електроенергії [13-18].

На сьогоднішній день найбільш перспективними з точки зору ККД та компактності конструкції є ЕП на базі електричних машин змінного струму з живленням від силових напівпровідникових перетворювачів напруги, але й

електроприводи постійного струму широко задіяні на діючих підприємствах, особливо на металургійних комбінатах.

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

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

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

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

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

Основоположником останньої є академік С.В. Ємельянов, який виховав цілу плеяду вчених, які зробили істотний внесок у цю теорію. Основною ідеєю цієї теорії є використання для синтезу систем автоматичного керування ковзного режиму - спеціального виду руху, що виникає при певних умовах в релейних системах і властивого тільки їм. Зазначений режим забезпечує в динамічній системі високу якість процесів керування, інваріантність до зовнішніх збурень, малу чутливість до змін динамічних властивостей об'єкта керування.

Подальшим розвитком і узагальненням теорії систем зі змінною

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

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

Бурхливий розвиток силової напівпровідникової техніки присіла до появи нових типів високочастотних силових приладів на основі технологій MOSFET і IGBT, що відкрило широкі можливості по створенню та вдосконаленню провідникових перетворювачів електричної енергії, які є основою для побудови автоматизованого електроприводу в останнє десятиліття в них все активніше - використовуються багатовимірне релейне керування, правда, переважно в контурі регулювання фазних струмів електродвигуна. Про це свідчить зростаюча кількість публікацій. Причому таке регулювання в різних публікаціях називається по-різному: «релейне керування» [8, 9], «розривне керування» [19, 50], частотно-токове керування, «керування на ковзних режимах», "hanging control", "hysteresis current control", current forced control, direct torque control і т.д. З позиції найбільш повного пояснення процесів, що протікають при використанні даного виду керування, краще є використання терміну «керування на ковзних режимах».

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

**Предметом дослідження** є електропривод постійного струму механізму регулювання міжвалкового зазору робочої кліті прокатного стану з релейною системою керування в умовах дії дестабілізуючих факторів.

**Метою** роботи є синтез релейної системи керування електроприводом механізму регулювання міжвалкового зазору робочої кліті, 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;
- визначити залежності показників якості релейної системи від параметрів об'єкта керування.



## 1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ СИНТЕЗУ СИСТЕМИ РЕЛЕЙНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

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

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

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

Таким чином, при синтезі системи управління електроприводом одночасно необхідно забезпечити високу точність 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  $f_{\Pi}$ .

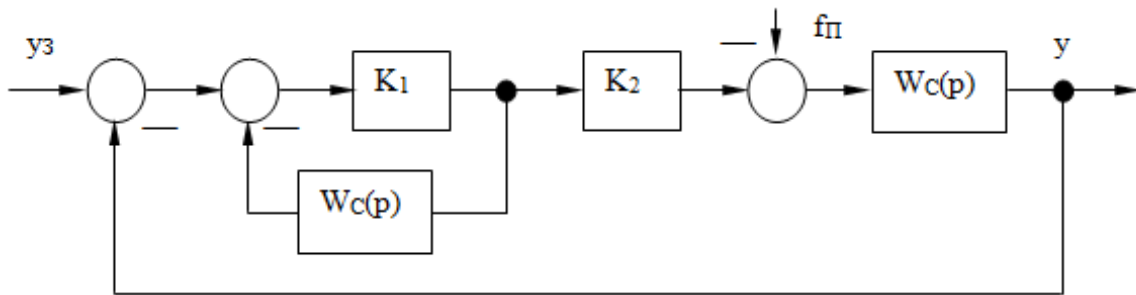


Рисунок 1.1 – Структурна схема замкненої лінійної системи регулювання

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

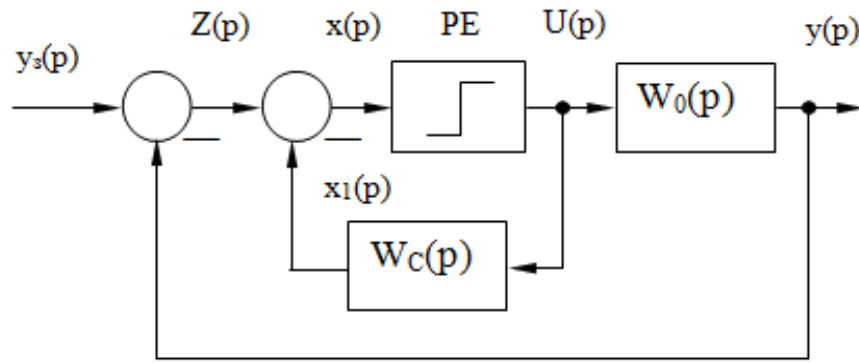


Рисунок 1.2 – Структурна схема системи, що має релейний елемент

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

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

Звідси можна одержати сигнал на виході релейного елемента

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

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

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

звідки

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

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

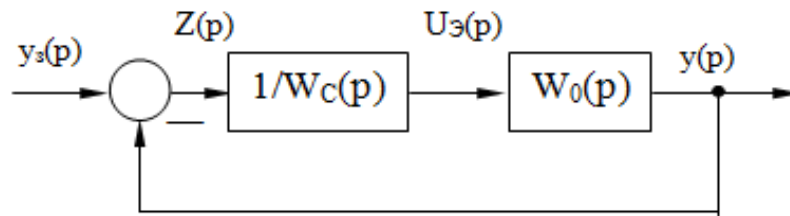


Рисунок 1.3 – Структурна схема лінійної системи, що еквівалентна релейній

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

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

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

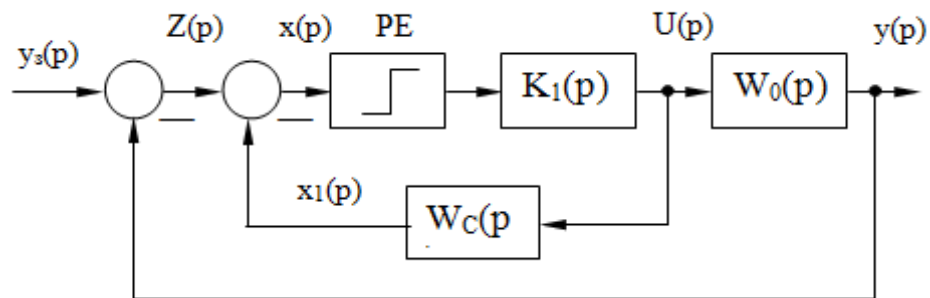


Рисунок 1.4 – Структурна схема системи управління

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

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

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

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

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

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

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

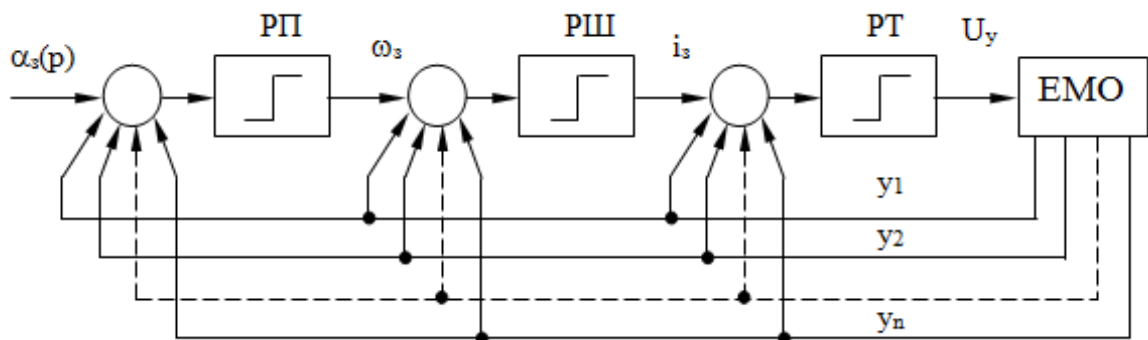


Рисунок 1.5 – Структурна схема оптимальної САУ

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

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

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

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



## 2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ОБ'ЄКТА КУРУВАННЯ ТА ЙОГО ТЕХНОЛОГІЧНІ ДАННІ

### 2.1 Опис конструкції та роботи натискного пристрою кліті обтискного стану

Механізму регулювання міжвалкового зазору кліті або натискний пристрій призначений для зміни відстані/зазору між валками прокатною кліті у відповідності до умов технологічного процесу. На листових, смугових та обтискних станах зазор між валками регулюється переміщення за допомогою натискного пристрою тільки верхнього валка. Зміна зазору між валками здійснюється після кожного пропуску. На конструкцію натискного механізму значний вплив оказує швидкість переміщення робочого валка.

Механізми установки валків завжди працюють спільно з механізмам врівноваження валків, за допомогою яких валки притискаються до натискних гвинтів, а також здійснюється вибірка зазорів і люфтів. При переміщенні валків горизонтальних клітей вниз і при зведенні валків вертикальних клітей механізми установки валків змушені долати зусилля переврівноваження валків, які створюються відповідними гідроциліндрами. Фізично кожне таке переміщення супроводжується натиском на гідроциліндри врівноваження.

Очевидно, що тиск на гідроциліндри врівноваження і натиск на метал у час прокатки послужили причиною того, що в літературі механізми установки валків отримали більш поширене друга назва - натискні пристрої/механізми.

Важливою характеристикою натискного механізму є швидкість переміщення валків. Для реверсивних клітей швидкість переміщення повинна бути такою, щоб виконати установку нового розчину валків за час реверсування розкату на робочому і розкатному рольгангах.

З метою збільшення продуктивності стану час, витрачається на установку верхнього валка, має бути мінімальним. Тому переміщення верхнього валка має відбуватися з більшої швидкістю (наприклад, на блюмінгах ця швидкість доходить до 250 мм/с). Швидкість переміщення натискних гвинтів залежить

також від довжини шляху, який повинен пройти натискний гвинт при установці валка. Цей шлях на обтискних станах у багато разів більше, ніж на листових і тонколистових станах. Тому з метою можливого скорочення пауз при прокатці швидкість переміщення натискних гвинтів у обтискних станів приймають більшою, ніж, наприклад, у листових [61, 62].

На блюмінгах, слябінгах і товстолистових станах переміщення верхнього валка відбувається після кожного пропуску металу через валки, тому з метою скорочення паузи між проходами для установки верхнього валка застосовують швидкохідні натискні механізми з приводом від вертикальних фланцевих електродвигунів через циліндричні шестерні. На рис. 2.1 наведена кінематична схема механізму регулювання міжвалкового зазору прокатної кліті.

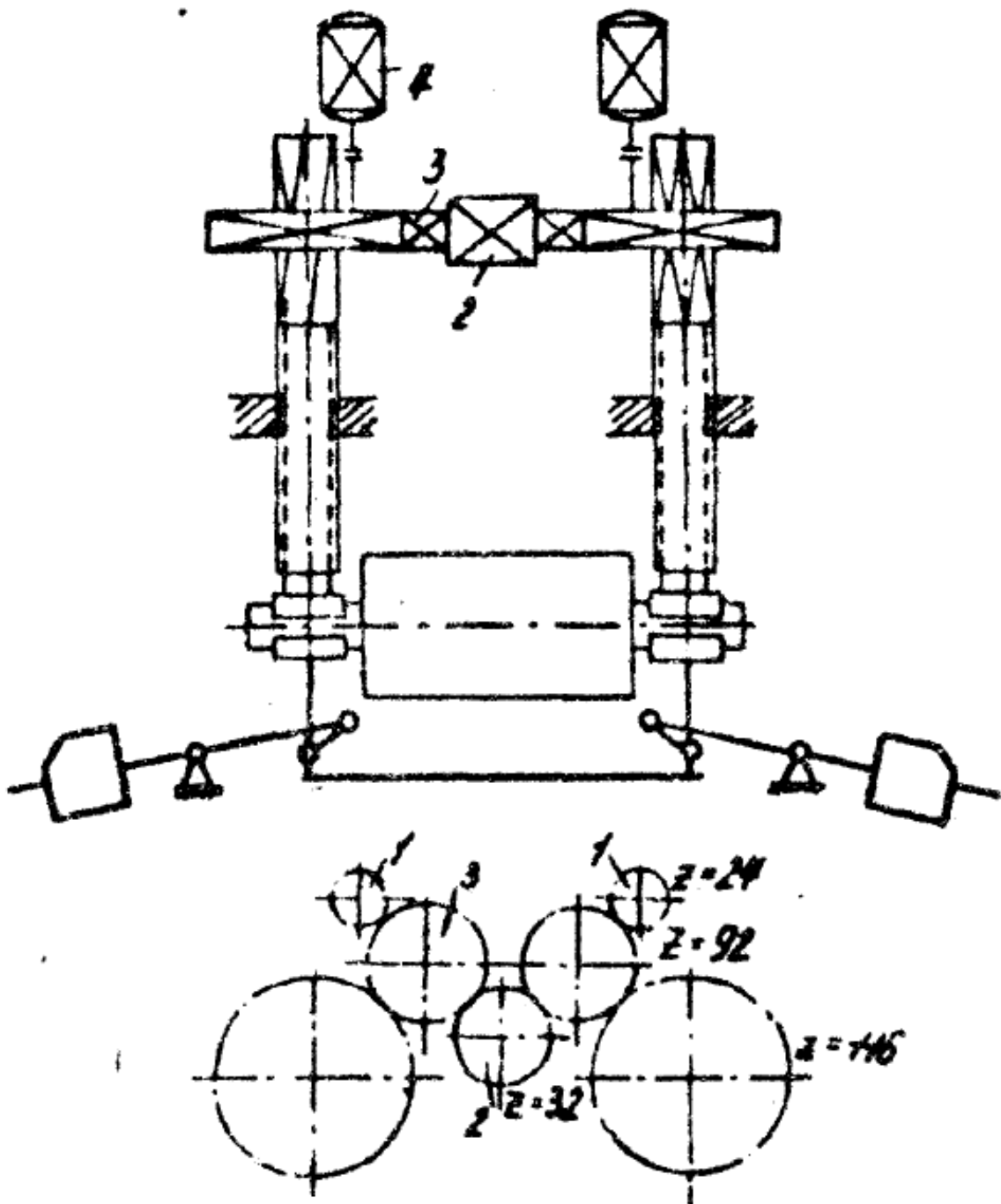
В останні роки розроблено новий механізм установки верхнього валка обтискного стану, що дозволяє здійснити передачу руху від двох вертикальних електродвигунів до натискних гвинтів без черв'ячних редукторів (рис. 1.3). Ця схема передачі простіше і має більш високий ККД. Розділова шестерня за допомогою гідравлічного циліндра може підніматися і виходити із зачеплення з проміжними зубчастими колесами. При цьому виконується незалежний рух натискних гвинтів.

#### Пристрої для врівноваження валків

Якщо той чи інший спосіб подушки верхнього валка були б підвішені до кінців натискних гвинтів і установка верхнього валка відбувалася б тільки переміщенням гвинтів вгору і вниз, то виникли б наступні негативні явища:

- при холостому ході стану під дією маси верхнього валка і його подушок між торцями натискних гвинтів і їх підп'ятників, а також в різьбі натискної гайки неминуче утворилися б зазори. При подальшому завданню металу у валки виникали б динамічні навантаження на шийки валка і на натискні гвинти, які супроводжувалися б сильними ударами;

- розчин між валками ніколи не відповідав би необхідному обтисненню внаслідок невідомої величини зазначених зазорів.



- 1 - шестерня електродвигуна;
- 2 - роз'єднувальна шестерня;
- 3 - проміжна шестерня;
- 4 - електродвигун

Рисунок 2.1 - Кінематична схема натискного пристрою двовалкової реверсивної робочої кліти обтискного стану

Щоб уникнути цих негативних явищ у всіх робочих клітей передбачені спеціальні пристрої для врівноваження верхнього валка і його подушок. За допомогою таких пристроїв подушки верхнього валка завжди щільно притиснуті до торців натискних гвинтів і зазори в з'єднаннях шийки валка з натискною гайкою не утворюються.

Для врівноваження верхнього валка з подушками застосовують пристрої вантажні, гідравлічні і пружинні. В даній кліті використовується вантажне урівноваження. Конструкція цього пристрою проста і вона надійно в експлуатації. У той же час вантажному врівноважуванню властиві такі недоліки: інерція контрвантажів великої маси викликає динамічні навантаження в системі; розташування великих важелів з контрвантажами вимагає поглиблення і ускладнення фундаменту під робочою кліттю; неможливо здійснювати переміщення валка незалежно від натискного механізму.

Електропривод натискного механізму може бути здійснений від одного або декількох двигунів. Найбільш поширений привід натискного пристрою за допомогою двох двигунів, що забезпечує зменшення махового моменту приводу. Зазвичай передбачається можливість спільної і роздільної роботи електродвигунів, для чого механізм обладнується розчіпними муфтами, електромагнітними муфтами або іншими необхідними пристроями [61, 62, 65].

Для електроприводу натискного механізму використовуються двигуни постійного струму, що обумовлено напруженим режимом роботи, необхідністю регулювання швидкості і забезпечення екскаваторної характеристики.

Для збільшення інтенсивності роботи натискного пристрою живлення двигунів повинно здійснюватися від комплектних тиристорних приводів із сучасною системою керування.

При цьому система повинна забезпечувати [61, 62]:

- підтримання заданого прискорення;
- ефективне гальмування;
- підтиск кінців розкату при заданих розчинах валків;
- ефективне безконтактне обмеження ходу.

В табл. 2.1 наведені технічні данні механізму натискного пристрою робочої кліті обтискного стану.

Таблиця 2.1 - Технічні та технологічні данні механізму натискного пристрою двовалкової реверсивної робочої кліті обтискного стану

Найменування параметра	Значення
Передавальне число редуктора	$i_p = 3,08$
Шаг вінта, мм	$h = 64$
Час циклу прокатки заготовки (листа), с	$t_{\text{ц}} = 93,725$
Сумарний момент інерції механізму, приведений до валу двигуна натискного гвинта, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$	$J'_{\text{мех}} = 166$
Статичний момент на валу електродвигуна, Нм	$M_c = 5220$
Існуюча тривалість включень двигуна, в.о.	$\varepsilon_{\text{суц}} = 0,28$
Діаграма переміщень, мм 95, 85, 75, 75, 75, 75, 70, 70, 655, 115, 115, 580, 60, 60, 555, 105, 555, 45	

## 2.2 Технологічні вимоги до електроприводу механізму натискного пристрою прокатної кліті

Натискний пристрій задіяний в технологічному процесі обтискного стану та повинен забезпечувати задану продуктивність при відповідній якості продукції яку випускає підприємство. З метою забезпечення зазначених показників, електрообладнання натискного пристрою має задовольняти як загальним, так і спеціальним технологічним вимогам [61, 62]:

- працездатність;
- безвідмовність;
- надійність;
- ремонтпридатність;
- безвідмовність експлуатації;
- безперебійність;
- економічність;
- стабільність.

Тому що натискний пристрій перебуває в важких умовах, вплив високої температури, вплив газів, електрообладнання повинно відповідати спеціальним вимогам [61, 62]:

- велика частота включень;
- підвищений ККД. Передача великого моменту приводу завдяки застосуванню черв'ячних передач;
- мінімальний час протікання перехідних процесів, що визначає продуктивність;
- електропривод повинен забезпечувати широкий діапазон регулювання

$$\text{швидкості } D_{\omega} = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} = 5:1;$$

- для натискних пристроїв реверсивних станів гарячої прокатки характерна велика кількість включень в годину, в даному випадку порядку 200-220 включень в годину, крім того незалежно від того включені натискні гвинти чи ні вони постійно перебувають під намагнічуванням;
- необхідний, можливо, менший момент інерції;
- пуск повинен бути порівняно плавний, без різких стрибків струму. В іншому випадку виникають удари, що руйнують конструкцію (особливо редуктор);
- електропривод повинен бути позиційним, так як основна функція натискного пристрою - це зміна положення робочого валка;
- електропривод повинен забезпечувати високу швидкодію та точність відпрацювання завдання, тому що привід позиційний, то точність позиціонування становить 0,2 мм;
- однозонне регулювання швидкості;
- висока ступінь надійності роботи системи електроприводу і схеми управління.

### 2.3 Розрахунок потрібної потужності електродвигунів

Для натискних пристроїв з великою частотою включень в годину, тобто на обтискних реверсивних та товстолистових станах гарячої прокатки

застосовуються електродвигуни постійного струму. Для цих натискних гвинтів застосовується привід двома двигунами, причому кінематична схема передбачає можливість роздільної роботи гвинтів. Застосування такого приводу пояснюється прагненням зменшити момент інерції приводу, що особливо важливо при великій частоті включень. З цієї ж причини на обтискних станах існує тенденція до зниження передавального числа редуктора натискного пристрою з заміною черв'ячної передачі циліндричної і з застосуванням двигунів вертикального виконання. Крім того, двохдвигунний електропривод виходить більш компактним і надійним, при виході з ладу одного електродвигуна можна продовжувати роботу з половинною потужністю. Муфти зчеплення дозволяють впливати двома електродвигунами на один натискний гвинт, що іноді необхідно при його заклинюванні.

У табл. 2.1 наведено вихідні дані необхідні для розрахунку потрібної потужності електродвигунів механізму регулювання міжвалкового зазору робочої кліті.

Для розрахунку потужності двигунів позиційних електроприводів натискних гвинтів реверсивних станів, використаний уточнений метод гранично-допустимого часу роботи механізму [61,62]. Запропонований метод вигідно відрізняється від існуючих своєю строгою аналітичністю і структурованістю, а також можливістю гарантованого забезпечення конкретних технологічних вимог, а саме можливістю відпрацювання електроприводом програмних переміщень за час, що не перевищує гранично допустимого часу, обумовленого технологією роботи кожного конкретного механізму.

При виборі потужності приводних електродвигунів рекомендується попередньо визначити частку потужності електричних машин, що витрачається виключно «на механіку» без урахування інерційності (моменту інерції) якоря / ротора самих машин, оскільки ця величина при проектуванні «з нуля» і до остаточного вибору електродвигунів, як правило, невідома. Так само можна шукані величини визначати і в функції  $J_{\text{дв}}$  с наступною побудовою залежностей  $P_{\text{н треб}}(J_{\text{дв}})$  и  $\lambda_{\text{пт}}(J_{\text{дв}})$ .

У табл. 2.1 наведені розрахункові формули і значення наступних величин:

- допустимий технологічний час відпрацювання  $i$ -го програмного переміщення (з округленням до найближчої величини, кратної 0,5),  $\Delta t_i$ ;
- необхідна лінійна швидкість переміщення робочого органу,  $V_{i \text{ треб}}$ ;
- необхідна величина еквівалентного лінійного прискорення робочого органу при відпрацювання по трикутним тахограми, при  $V_{i \text{ треб}} \leq V_{\text{уст}}$ , а також при відпрацювання по трапецеїдальним тахограми, при  $V_{i \text{ треб}} \geq V_{\text{уст}}$ ;
- реальний час відпрацювання заданих переміщень при  $S_i \leq S_{\text{кр}}$  та  $S_i \geq S_{\text{кр}}$ .

Усталена осьова швидкість переміщення робочого органу:

$$V_{\text{уст}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n V_{i \text{ треб}} = 211,296 \text{ мм/с} \quad (2.1)$$

где  $n$  - загальна кількість переміщень відпрацьованих приводом натискного пристрою в циклі;

$V_{i \text{ треб}}$  - необхідна лінійна швидкість переміщення натискних гвинтів  $i$ -го програмного переміщення, мм/с.

Розрахункова величина критичного переміщення виконавчого органу:

$$S_{\text{кр}} = \frac{V_{\text{уст}}^2}{a_{\text{э max}}} = \frac{211,296^2}{565,937} = 78,889 \text{ мм} \quad (2.2)$$

де  $a_{\text{э max}} = 565,937 \text{ мм/с}^2$  - максимальна необхідна величина еквівалентного прискорення відповідно із табл. 2.1.

Час відпрацювання критичного переміщення виконавчого органу:

$$\Delta t_{S_{\text{кр}}} = \frac{2V_{\text{уст}}}{a_{\text{э max}}} = \frac{2 \cdot 211,296}{565,937} = 0,747 \text{ с} \quad (2.3)$$



Таблиця 2.2 – Розрахунок величин еквівалентних прискорень

$S_i$ , мм	$\Delta t_i$ , с	$V_{i \text{ треб}} = \frac{2S_i}{\Delta t_i}$ , мм/с	$a_{\Delta_i} = \frac{4S_i}{\Delta t_i^2}$ , мм/с <sup>2</sup>	$a_{\Xi_i} = \frac{V_{\text{уст}}^2}{\Delta t_i V_{\text{уст}} - S_i}$ , мм/с <sup>2</sup>	$\Delta t_i \text{ вкл}$ , с
1	1	1	1	1	1
1	95	1	190	1	0
2	85	2	170	2	0
3	75	3	150	3	0
4	75	4	150	4	0
5	75	5	150	5	0
6	75	6	150	6	0
7	70	7	140	7	0
8	70	8	140	8	0
9	655	9	436.667	9	146.048
10	115	10	230	10	463.633
11	115	11	230	11	463.633
12	580	12	386.667	12	146.048
13	60	13	120	13	0
14	60	14	120	14	0
15	555	15	370	15	565.937
16	105	16	210	16	0
17	555	17	370	17	565.937
18	45	18	90	18	0
					0.823
					0.776
					0.728
					0.728
					0.728
					0.728
					0.703
					0.703
					3.473
					0.918
					0.918
					3.118
					0.651
					0.651
					3
					0.87
					3
					0.564

Примітка до таблиці 2.1 9 і 12 проходи забезпечимо ослабленням поля електродвигуна, тоді еквівалентні прискорення 9 і 12 проходів розраховуються:

$$a_{\Xi_9} = \frac{2V_{\text{уст}}^2}{\Delta t_9 2V_{\text{уст}} - S_9}$$

$$a_{\Xi_{12}} = \frac{2V_{\text{уст}}^2}{\Delta t_{12} 2V_{\text{уст}} - S_{12}}$$

Фактична тривалість включення приводних електродвигунів:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \frac{mS_{\text{кр}} + \sum S_i + 2\sqrt{S_{\text{кр}}} \sum \sqrt{S_i}}{V_{\text{уст}} t_{\text{ц}}} = \\ &= \frac{9 \cdot 78,889 + 2860 + 2\sqrt{78,889} \cdot 73,574}{211,296 \cdot 93,725} = 0,246 \end{aligned} \quad (2.4)$$

де  $\sum S_i = 2860$  мм мм - для визначення  $\sum_{i=1}^m S_i$  враховуються тільки ті переміщення, для яких  $S_i > S_{кр}$  ( $m=9$  - кількість переміщень, які більше критичного;

$\Sigma\sqrt{S_i} = 73,574$  - для визначення  $\sum_{i=1}^q \sqrt{S_i}$  підсумовування проводиться для переміщень  $S_i < S_{кр}$  ( $q=9$  - кількість переміщень, які менше критичного);

$t_{ц}$  - час циклу роботи механізму, с.

Перерахунковий коефіцієнт, що враховує постійні втрати в електродвигуні і погіршення умов охолодження в неусталених процесах і в періоди пауз:

$$\xi = \sqrt{1 + \frac{(\varepsilon_k - \varepsilon)}{\varepsilon \left( \frac{\varepsilon}{\beta} - \varepsilon_k + 1 \right)}} \approx \sqrt{\frac{\varepsilon_k}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{1,0}{0,246}} = 2,015 \quad (2.5)$$

де  $\varepsilon_k = 1,0$  - каталожна тривалість включень електродвигунів.

Коефіцієнт часткового змісту переміщень більших критичного в загальній програмі переміщень:

$$k_2 = \frac{\sqrt{S_{кр}} \Sigma\sqrt{S_i} + mS_{кр}}{mS_{кр} + \Sigma S_i + 2\sqrt{S_{кр}} \Sigma\sqrt{S_i}} = \frac{\sqrt{78,889} \cdot 73,574 + 9 \cdot 78,889}{9 \cdot 78,889 + 2860 + 2 \cdot \sqrt{78,889} \cdot 73,574} = 0,28 \quad (2.6)$$

Коефіцієнт перерахунку окружної швидкості двигуна до лінійної швидкості механізму:

$$k_s = \frac{h}{2\pi i_p} = \frac{64}{2 \cdot 3,14 \cdot 3,08} = 3,307 \text{ мм/рад} \quad (2.7)$$

де  $h$  - шаг натискного вінта, мм;

$i_p$  - передавальне число редуктора.

Необхідна швидкість електродвигуна для відпрацювання заданих

переміщень:

$$\omega_{\text{н треб}} = V_{\text{уст}} \frac{1}{k_s} = \frac{211,296}{3,307} = 63,891 \text{ рад/с} \quad (2.8)$$

Момент інерції електродвигуна (поки ця величина не визначена) задаємо в діапазоні  $J_{\text{дв}} = (0 \div 1,5) J'_{\text{мех}}$ , тоді сумарний момент інерції, приведений до валу електродвигуна залежно від  $J_{\text{дв}}$ :

$$J'_{\Sigma}(J_{\text{дв}}) = J'_{\text{мех}} + 2J_{\text{дв}} = (1,0 \div 4,0) J'_{\text{мех}} \quad (2.9)$$

Номінальна необхідна потужність електроприводу, приведена до величини каталожної тривалості включення  $\varepsilon_k = 1,0$  та величина кратності пуско-гальмівних струмів, що забезпечують роботу електроприводу без перегріву для випадку стабілізації динамічного моменту електроприводу:

$$\begin{aligned} P_{\text{н треб}}(J_{\text{дв}}) &= \frac{J'_{\Sigma}(J_{\text{дв}}) \omega_{\text{н треб}}^2}{\Delta t_{S_{\text{кр}}} \xi} \sqrt{8k_2 + \left( \frac{\Delta t_{S_{\text{кр}}} M_c}{J'_{\Sigma}(J_{\text{дв}}) \omega_{\text{н треб}}} \right)^2} = \\ &= \frac{J'_{\Sigma}(J_{\text{дв}}) 63,891^2}{0,747 \cdot 2,015} \sqrt{8 \cdot 0,28 + \left( \frac{0,747 \cdot 5220}{J'_{\Sigma}(J_{\text{дв}}) \cdot 63,891} \right)^2}; \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{\text{п.т}}(J_{\text{дв}}, k_{\text{загр}}) &= k_{\text{загр}} \sqrt{\frac{\xi^2 - \left( \frac{M_c \omega_{\text{н треб}}^2}{P_{\text{н треб}}(J_{\text{дв}})} \right)^2}{2k_2}} = \\ &= k_{\text{загр}} \sqrt{\frac{2,015^2 - \left( \frac{5220 \cdot 63,891}{P_{\text{н треб}}(J_{\text{дв}})} \right)^2}{2 \cdot 0,28}} \end{aligned} \quad (2.11)$$

де  $M_c$  - статичний момент на валу електродвигуна, Нм;

$k_{\text{загр}} = \frac{P_{\text{н треб}}}{P_{\text{н дв}}}$  - коефіцієнт завантаження електродвигунів які

встановлюються, задаємо, наприклад 65%, 75% и 85%.

Для визначення потрібної потужності побудуємо залежність  $P_{н\text{ треб}}(J_{дв})$

и  $\lambda_{п.т}(J_{дв}, k_{загр})$  рис. 2.2.

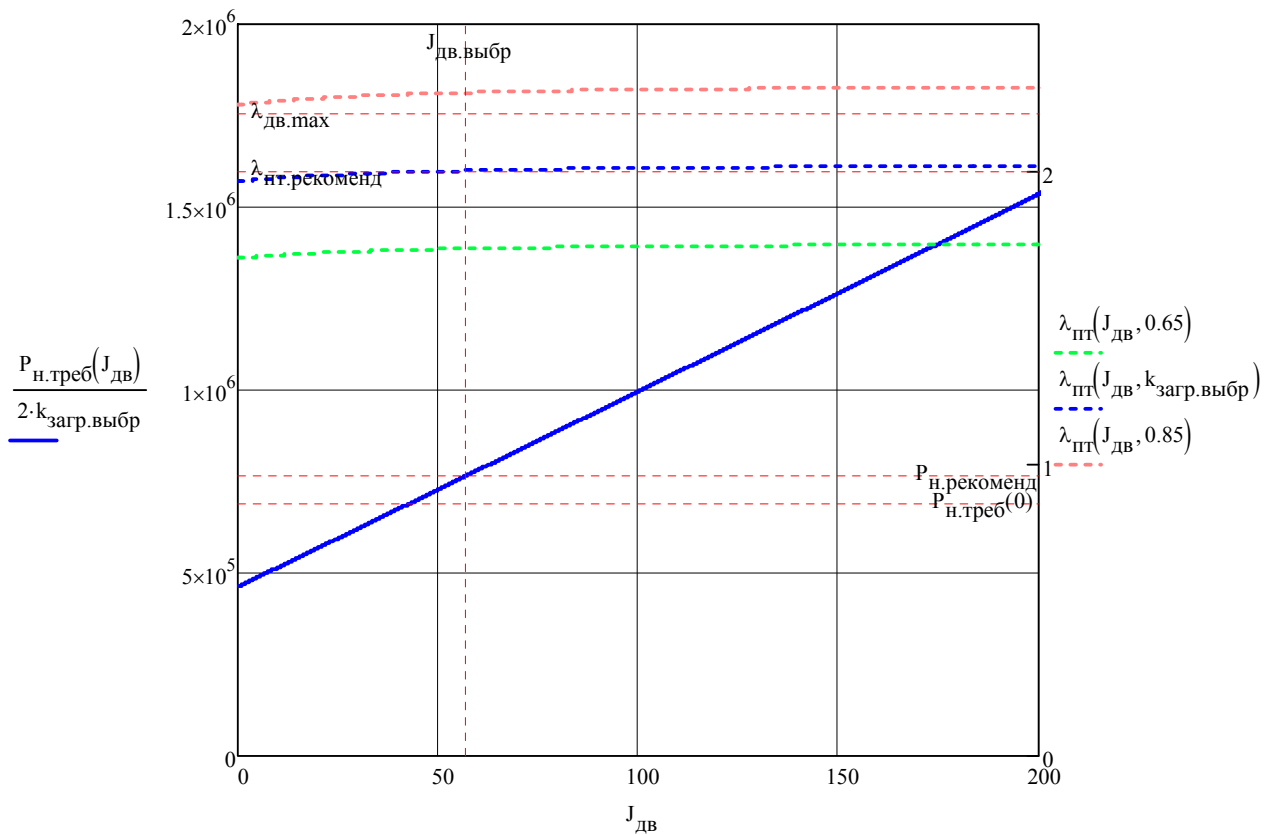


Рисунок 2.2 – Залежність  $P_{н\text{ треб}}(J_{дв})$  и  $\lambda_{п.т}(J_{дв}, k_{загр})$  для різних коефіцієнтів завантаження електродвигунів 65%, 75% и 85% відповідно

Як видно з представлених на рис. 2.2 діаграм поставленим умовам задовольняє електродвигун потужністю від 695 до 1630 кВт (залежно від величини їх власного моменту інерції) і номінальною швидкістю більшою 610,118 об/хв. При цьому завантаження машин по нагріванню вибирається заздалегідь; кратності  $\lambda_{п.т}$  пуско-гальмівних струмів/моментів від 1,7 до 2,2 (вибирається єдина уставка).

Задаємося значенням моментом інерції електродвигуна  $J_{дв} = 57 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$  за залежністю  $P_{н\text{ треб}}(J_{дв})$  и  $\lambda_{п.т}(J_{дв}, k_{загр})$  (рис. 2.2) визначаємо

$P_{н\text{ треб}} = 765,4 \text{ кВт}$  та  $\lambda_{п.т} = 2,0$  при коефіцієнті загрузки  $k_{загр} = 0,75$ .

## 2.4 Вибір електродвигунів й перевірка їх потужності по нагріву

В якості приводних двигунів НУ із каталогу вибираємо два електродвигуни постійного струму концерну Siemens типу 1GH5 454-5NJ40-7MV1 з технічними даними, наведеними в табл. 2.2.

Таблиця 2.3 - Технічні дані електродвигуна постійного струму типу 1GH5 454-5NJ40-7MV1

Найменування параметра	Позначення та чисельне значення
Номінальна потужність, кВт	$P_{\text{н дв}} = 875$
Номінальна напруга, В	$U_{\text{н дв}} = 520$
Номінальний струм, А	$I_{\text{н дв}} = 1780$
Номінальна частота обертання, об/хв	$n_{\text{н дв}} = 620$
Опір обмотки якоря, обмоток додаткових полюсів і компенсаційної обмотки при 120 °С ( $r_{\text{я, дв}}$ ), мОм	$R_a = 12$
Індуктивність обмотки якоря, мГн	$L_a = 0,25$
Максимально допустима частота обертання при зниженні потоку збудження, об/хв	$n_{\text{max дв}} = 915$
Номінальний момент, Нм	$M_{\text{н дв}} = 13500$
Номінальна напруга збудження, В	$U_{\text{нв дв}} = 310$
Момент інерції, кг·м <sup>2</sup>	$J_{\text{дв}} = 57$
Перевантажувальна здатність за током та за моментом	$I_{\text{max}} / I_{\text{н}} = 2,1$ $M_{\text{max}} / M_{\text{н}} = 2,0$

У двигуни вбудовані імпульсні датчики швидкості Heidenhain, тип ROD436.001E2 - 1024 імпульси/оборот.

Для перевірки обраних електродвигунів по нагріванню використаємо уточнений метод гранично-допустимого часу роботи механізму [61, 62].

Як впливає із табл. 2.2, в даній програмі прокатки немає програмних переміщення менше розрахункового критичного переміщення натискних гвинтів; нагрів електродвигунів в основному визначається в цьому випадку

струмами статичного навантаження, а також пуско-гальмівними струмами.

З урахуванням обраного електродвигуна номінальна необхідна потужність електроприводу, приведена до величини каталожної тривалості включення  $\varepsilon_k = 1,0$  та величина кратності пуско-гальмівних струмів, що забезпечують роботу електродвигуна без перегріву для випадку стабілізації динамічного моменту електроприводу:

$$P_{\text{н. треб}} = \frac{J'_{\Sigma} \omega_{\text{н}}^2}{\Delta t_{S_{\text{кр}}} \xi} \sqrt{8k_2 + \left( \frac{\Delta t_{S_{\text{кр}}} M_c}{J'_{\Sigma} \omega_{\text{н}}} \right)^2} = \quad (2.12)$$

$$= \frac{280 \cdot 64,926^2}{0,747 \cdot 2,015} \sqrt{8 \cdot 0,28 + \left( \frac{0,747 \cdot 5220}{280 \cdot 64,926} \right)^2} = 1185,11 \text{ кВт}$$

$$\lambda_{\text{п.т}} = k_{\text{загр}} \sqrt{\frac{\xi^2 - \left( \frac{M_c \omega_{\text{н}}^2}{P_{\text{н. треб}}} \right)^2}{2k_2}} = \quad (2.13)$$

$$= 0,677 \sqrt{\frac{2,015^2 - \left( \frac{5220 \cdot 64,926}{1185,11} \right)^2}{2 \cdot 0,28}} = 1,806$$

де  $J'_{\Sigma} = J_{\text{мех}} + 2J_{\text{дв}} = 166 + 2 \cdot 57 = 280 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$  - сумарний момент інерції, приведений до валу електродвигуна;

$$\omega_{\text{н}} = \frac{\pi n_{\text{н. дв}}}{30} = \frac{3,14 \cdot 620}{30} = 64,926 \text{ рад/с} - \text{номінальна швидкість двигуна};$$

$$k_{\text{загр}} = \frac{P_{\text{н. треб}}}{2P_{\text{н. дв}}} = \frac{1185,11}{2 \cdot 875} = 0,677 - \text{коефіцієнт загрузки встановлених}$$

електродвигунів.

Для оцінки коректності отриманих розрахункових формул розрахуємо потрібну потужність електродвигунів існуючим методом еквівалентних прискорень.

Відповідно до методу еквівалентних прискорень відносно значення еквівалентного моменту повторно-короткочасного режиму роботи із заданою програмою переміщень, наведеного до величини каталожної тривалості

включення  $\varepsilon_k$  для випадку стабілізації динамічного моменту електроприводу при  $\lambda_{п.т} = 1,8$ :

$$M_{п.к*}^{\varepsilon_k} = \sqrt{\frac{(M_{п*}^2 + M_{т*}^2)(\sqrt{S_{кр}} \Sigma \sqrt{S_i} + mS_{кр}) + M_{с*}^2(\Sigma S_i - mS_{кр})}{mS_{кр} + \Sigma S_i + 2\sqrt{S_{кр}} \Sigma \sqrt{S_i}}} \cdot \frac{1}{\xi} =$$

$$= \sqrt{\frac{(2^2 + 1,613^2)(\sqrt{78,889} \cdot 73,574 + 9 \cdot 78,889) + 0,194^2(2860 - 9 \cdot 78,889)}{9 \cdot 78,889 + 2860 + 2\sqrt{78,889} \cdot 73,574}} \cdot \frac{1}{2,015} = 0,677 \quad (2.14)$$

що в точності відповідає отриманим раніше результатами  $k_{загр} = 0,677$ ;

де  $M_{п*} = \lambda_{п.т} + M_{с*} = 1,806 + 0,194 = 2$  - відносна величина пускового моменту електродвигуна;

$M_{т*} = \lambda_{п.т} - M_{с*} = 1,806 - 0,194 = 1,613$  - відносна величина гальмівного моменту електродвигуна;

$$M_{с*} = \frac{M_c}{2M_{н дв}} = \frac{5220}{2 \cdot 13500} = 0,194 - \text{відносна величина статичного моменту.}$$

Наведений розрахунок показує, що застосування обраних електродвигунів допустимо і задовольняє умовам роботи з точки зору нагріву. Для контролю правильності подальшої настройки системи керування електроприводом натискного пристрою розрахуємо час  $\Delta t_{i \text{ вкл}}$ , який витрачається на переміщення натискних гвинтів. Результати цього розрахунку зведені в табл. 2.2. Обчислений час роботи приводу не перевищує допустимого значення пауз  $\Delta t_i$  між пропусками. Отже, при обраній потужності електродвигунів натискний пристрій не лімітує роботу головного приводу і забезпечує необхідну продуктивність стану.

Незважаючи на те, що за технологічними вимогами (див. табл. 2.2) необхідно забезпечити переміщення натискних гвинтів на усталеній швидкості 436,667 мм/с, а реальна швидкість переміщення натискних гвинтів як впливає з розрахунків становить 211,296 мм/с це не позначається на продуктивності прокатного стану, оскільки всі програмні переміщення  $S_i$  відпрацьовуються

електроприводом за час який не перевищує максимально допустимого  $\Delta t_i$ .

На рис. 2.3 – 2.6 наведені тахограми і навантажувальні діаграми роботи електроприводу натискного пристрою за цикл роботи прокатного стану, а також для декількох з програмних переміщень.

Відповідно до отриманих діаграмами середньоквадратичний момент (струм) за цикл роботи механізму:

$$M_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{\sum (M_i^2 t_i)}{t_{\text{ц}}}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{64} (M_i^2 t_i)}{93,725}} = 0,677 \quad (2.15)$$

що в точності відповідає отриманим раніше результатами, які були отримані за методом еквівалентних прискорень і уточненого методу гранично-допустимого часу роботи механізму  $k_{\text{загр}} = 0,677$ .



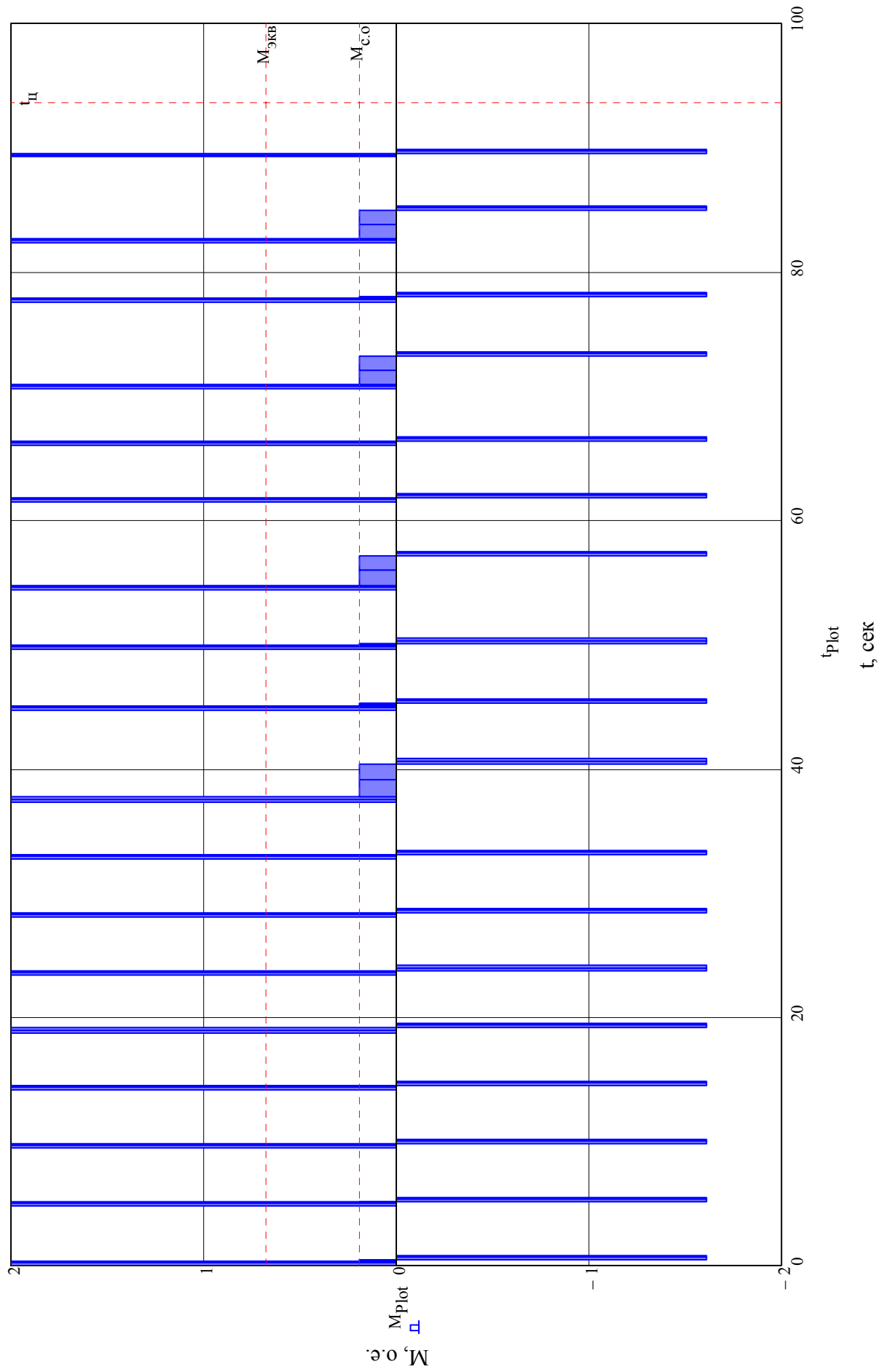


Рисунок 2.3 – Навантажувальна діаграма роботи електроприводу НП за цикл роботи прокатного стану

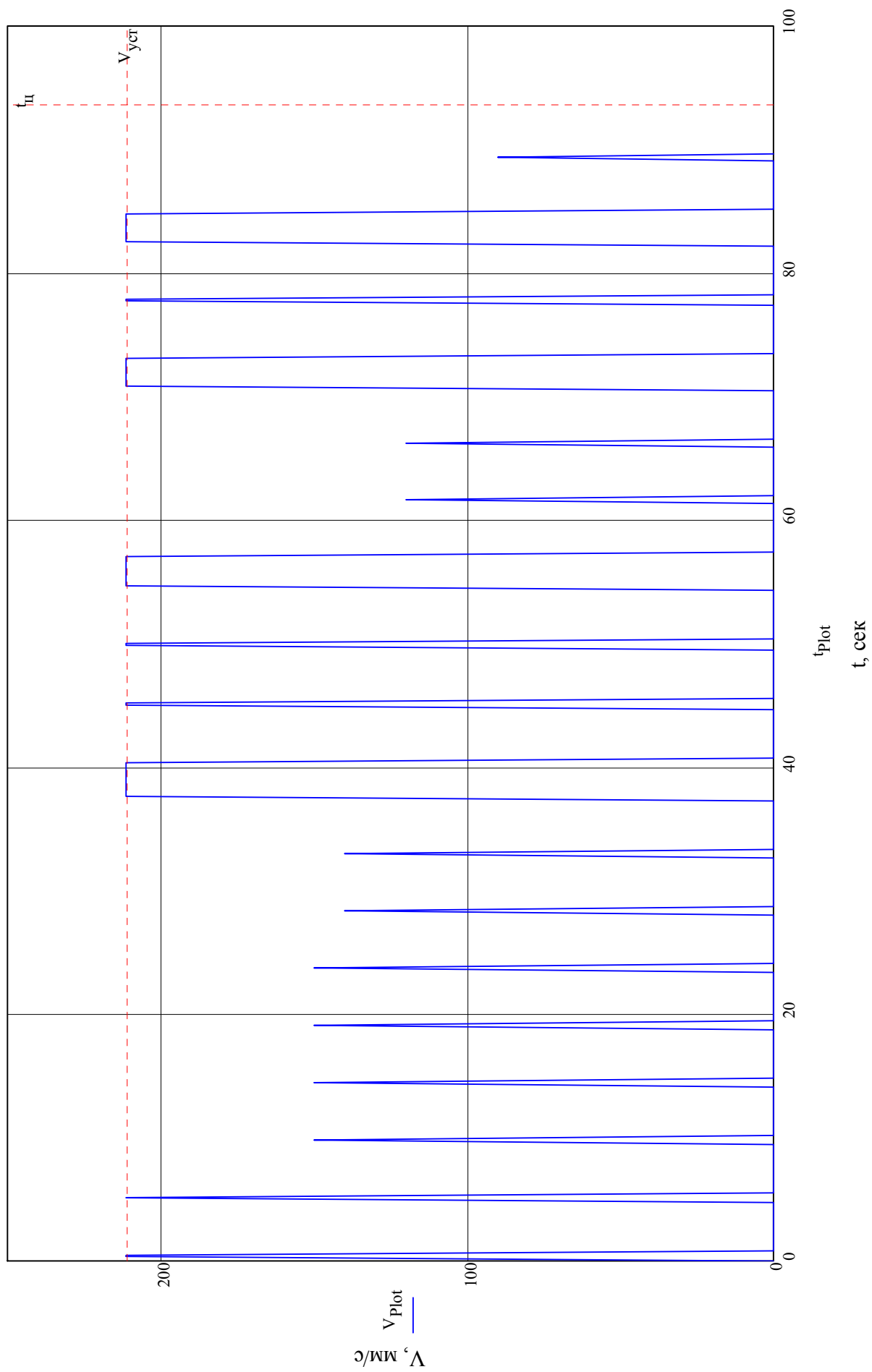


Рисунок 2.4 – Тахограмми руху електроприводу натискного пристрою за цикл роботи прокатного стану

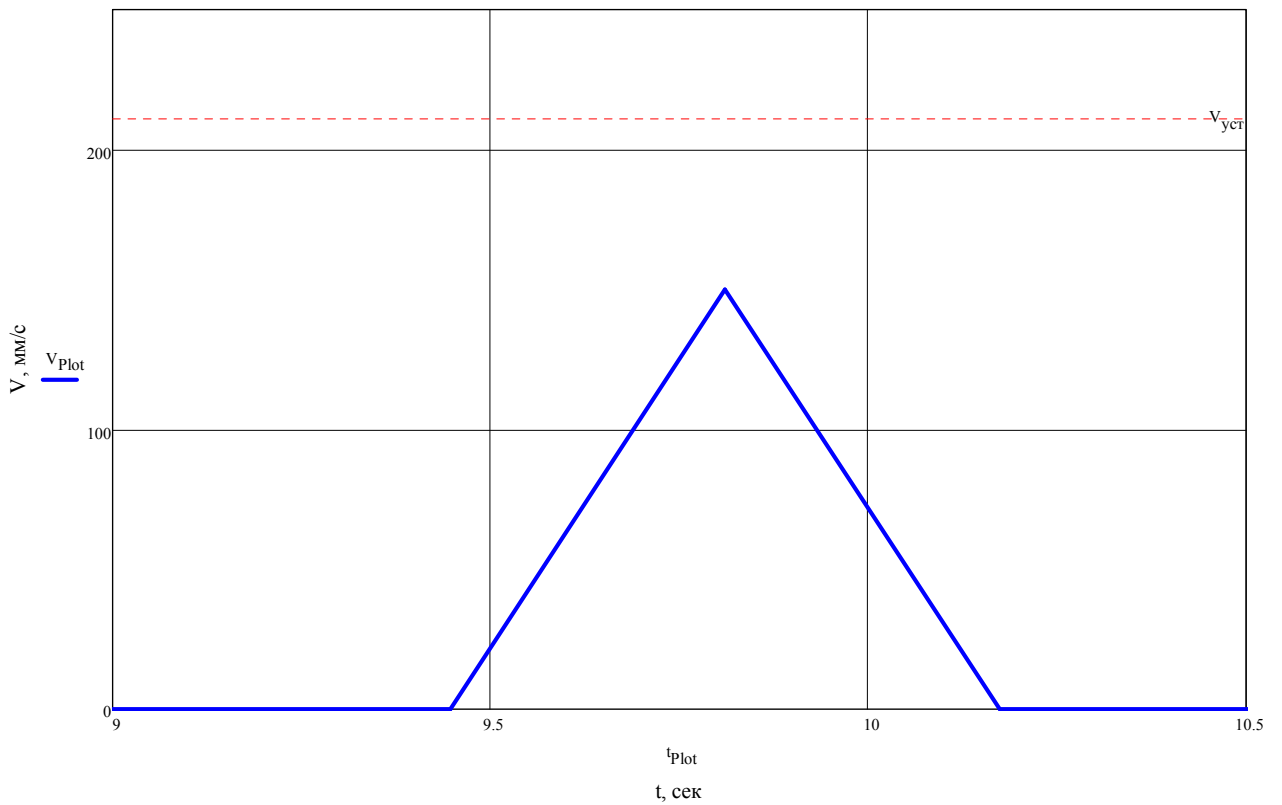
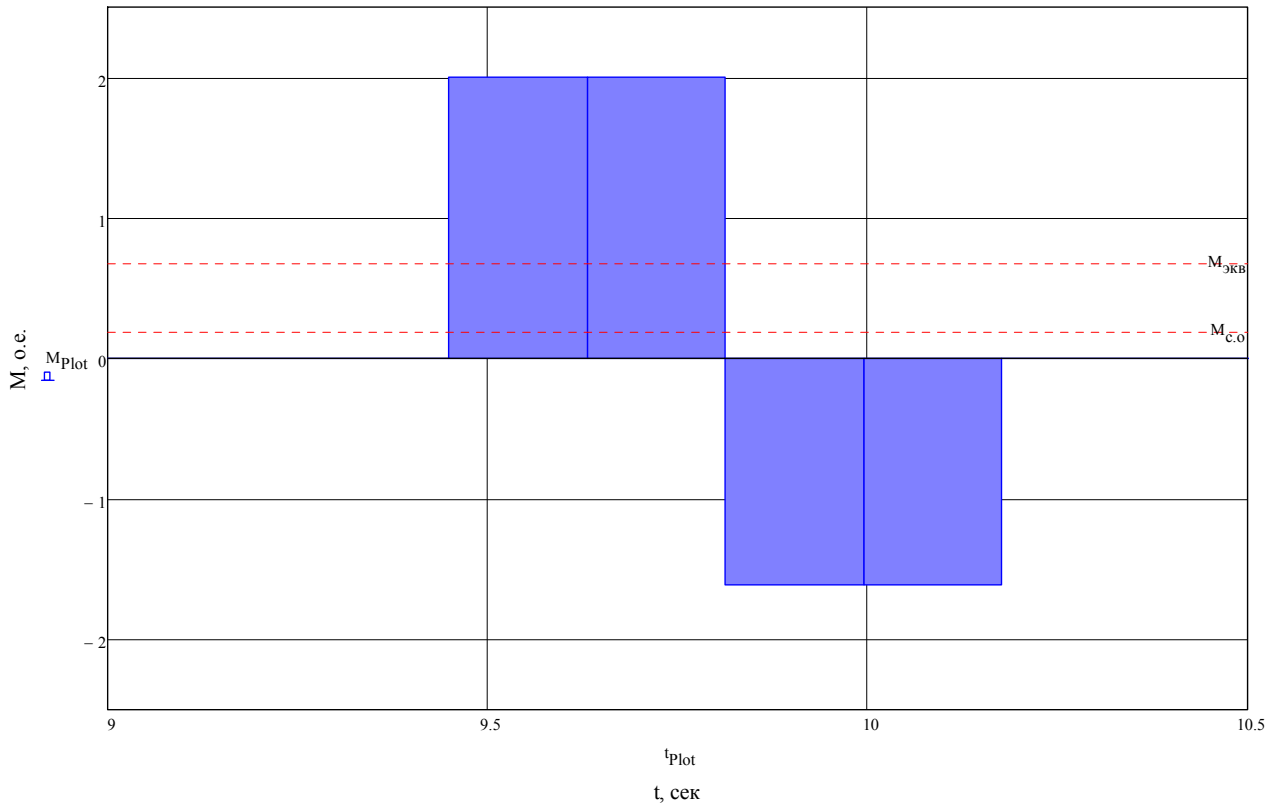


Рисунок 2.5 – Момент та швидкість електродвигунів при відпрацюванні третього програмного переміщення 75 мм

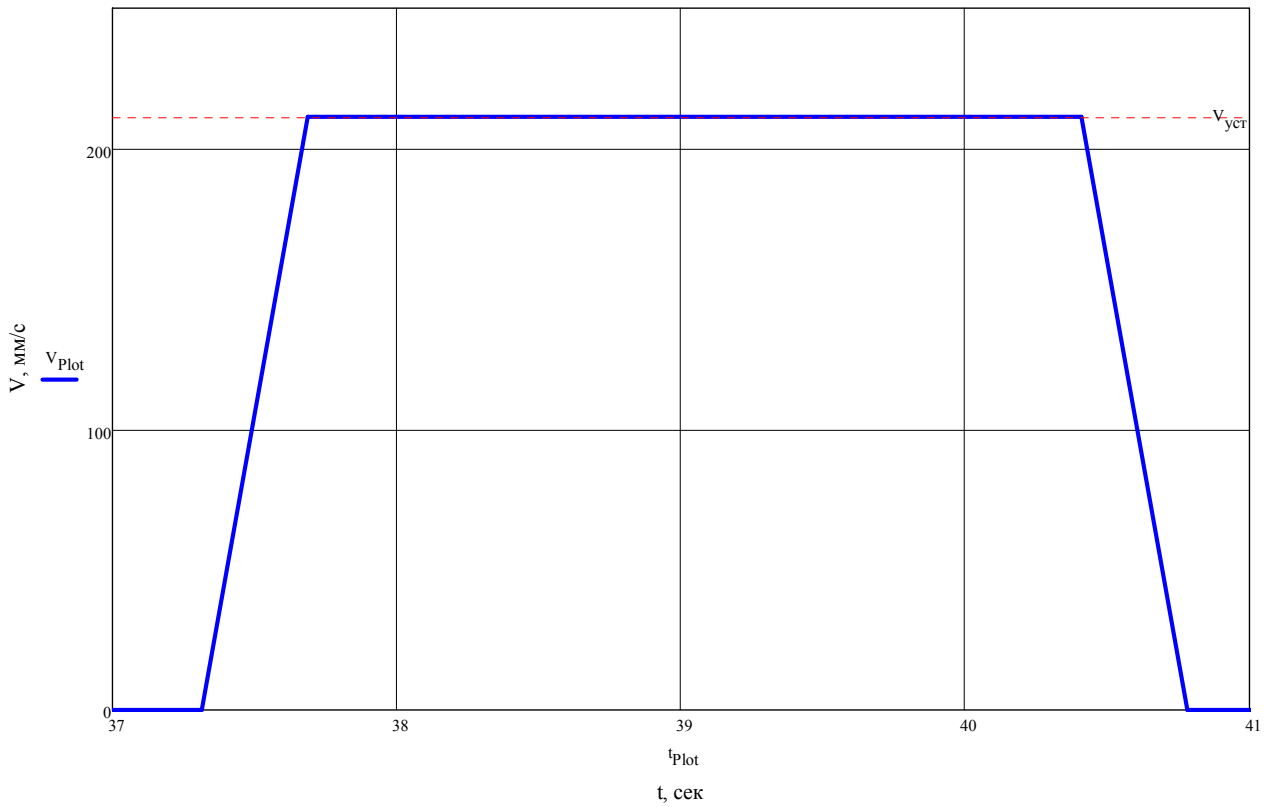
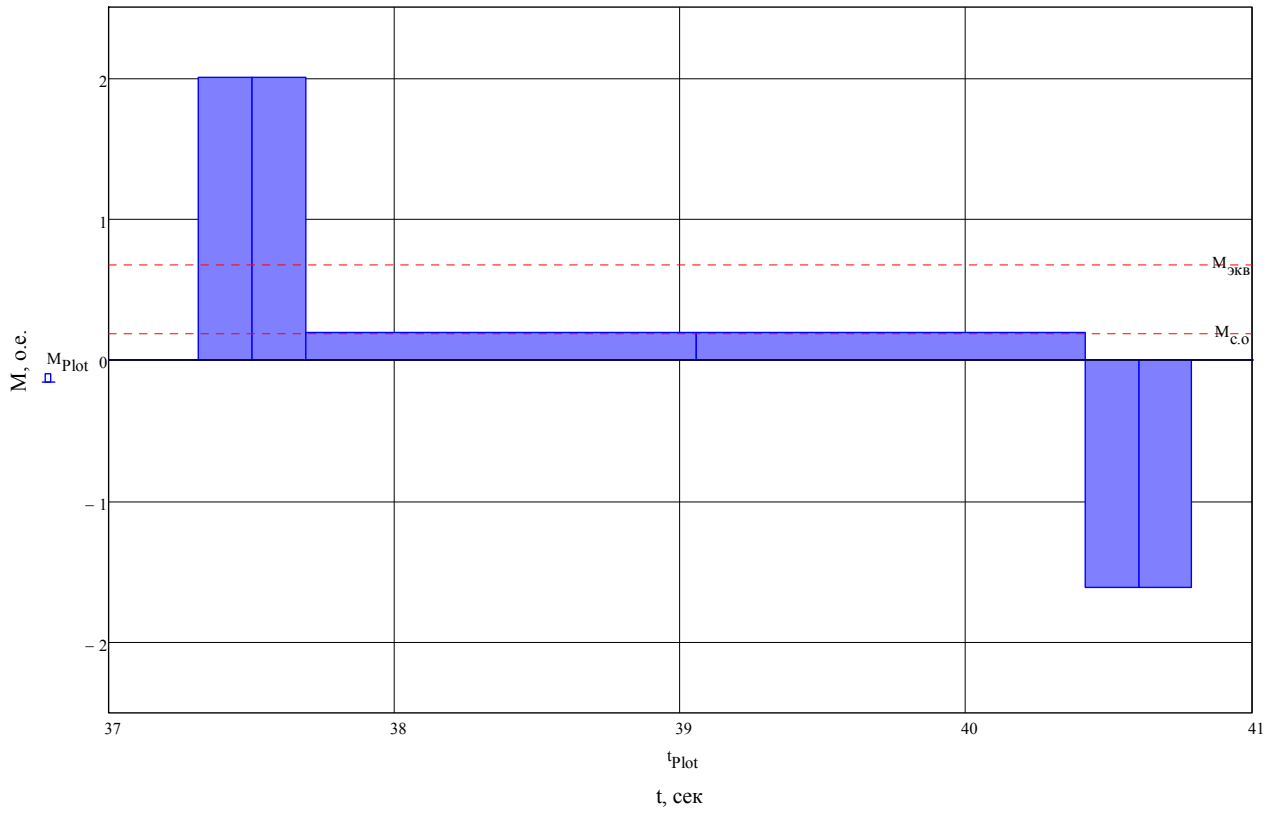


Рисунок 2.6 – Момент та швидкість електродвигунів при відпрацюванні дев'ятого програмного переміщення 655 мм

## **3 ВИБІР ОБЛАДНАННЯ ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ**

### **3.1 Вибір і обґрунтування силової частини системи електроприводу**

З метою забезпечення технологічних вимог електроприводу, усунення виявлених недоліків необхідно вибрати оптимальну систему електроприводу.

Механізми на металургійних підприємствах працюють на двигунах постійного або змінного струму.

Двигун постійного струму має ряд переваг: простота пристрою і управління; практично лінійні регулюючі та механічні характеристики двигуна; легко регулювати частоту обертання, має хороші пускові властивості (великий пусковий момент) так як двигуни постійного струму оборотні, то вони можуть бути використані як в руховому, так і в генераторному режимах.

Двигуни постійного струму відрізняються своєю надійністю, тому їх пропонується використовувати для тих механізмів, які мають особливі (підвищені) вимоги по надійності. Але двигун постійного струму так само має і недоліки: необхідність профілактичного обслуговування колекторно-щіткових вузлів, так як у нього обмежений термін служби через зношення колектора; необхідність в джерелі постійного струму, або наявність перетворювача, велика вартість двигуна і апаратури управління. Використання двигуна постійного струму дозволить вести технологічний процес в кращому режимі.

Вибираємо двигун постійного струму з незалежним збудженням так як він задовольняє спеціальним вимогам в пункті 2.1.

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

Система Г-Д має гарні регульовальні властивості, порівняно невисоку питому вартість і більшим терміном служби. Основною перевагою цієї системи є високий коефіцієнт потужності, крім того, при роботі системи Г-Д не спотворюється форма напруги живильної мережі змінного струму.

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

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

Переваги системи ШПП-Д визначаються перевагами ШПП як джерела живлення, а саме [63]:

- високі динамічні властивості (швидкодія, точність, якість регулювання і т.д.) через відсутність у ШПП додаткових індуктивностей у ланцюзі навантаження, високої частоти комутації й менше істотних нелінійностей перетворювача;

- широкий діапазон регулювання вихідної напруги ( до 1:105);

- високий КПД, тому що втрати потужності на регулюючому елементі ШПП незначні в порівнянні із втратами потужності у випадку безперервного регулювання;

- високий коефіцієнт потужності системи;

- високе використання двигунів по струму через велику частоту комутації й малих пульсацій струму якоря;

- низький вихідний опір перетворювача й тому більш швидкісні й механічні характеристики двигуна;

- мала чутливість до змін температури навколишнього середовища, оскільки регулюючим фактором є час провідності ключа, а не величина внутрішнього опору регулюючого елемента, що має місце при безперервному регулюванні;

- малі габарити й маса;
- постійна готовність до роботи.

Разом з тим ШПП властиві й недоліки:

– імпульсний режим роботи регулюючого елемента приводить до необхідності встановлювати вихідні фільтри, що викликає інерційність процесу регулювання в замкнених системах;

– високі швидкості включення й вимикання струму в силовому ланцюзі ШПП приводять до виникнення радіоперешкод.

У цей час практичне застосування ШПП на напівпровідникових елементах обмежене електроприводами малої й середньої потужності.

В електроприводах середньої й великої потужності широке поширення отримала система ТП-Д. В порівнянні із системою Г-Д ця система електропривода має низку переваг:

- відсутність обертових частин, безшумність у роботі;
- більш високі швидкодія й КПД (КПД системи ТП-Д становить 0,96 ... 0,98, системи Г-Д – 0,76 ... 0,84);
- більш висока точність регулювання завдяки відсутності інерції, що часто забезпечує механізм більшою продуктивністю і високою якістю продукції;
- менша чутливість до впливу газів і забрудненого середовища;
- відсутність складних вентиляційних пристроїв.

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

– погіршення коефіцієнта потужності пропорційно  $\cos\phi$  й зменшення при цьому навантажувальній здатності ТП, що особливо відчутно в приводах великої потужності;

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

– викривлення форми напруги живильної мережі в результаті комутаційних процесів у ТП, що несприятливо позначається на роботі інших електроустановок, що харчуються від цієї мережі, а також на роботі самого ТП, оскільки нерідко сіткова напруга використовується в якості опорного.

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

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

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

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

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

Системи з послідовною корекцією вигідно відрізняються від систем з



паралельною корекцією, особливо при складних структурах об'єкта регулювання, великій кількості регульованих параметрів і високих вимогах до якості регулювання. Прості й зручні для практики способи розрахунків і настроювання контурів систем з послідовною корекцією дозволяють навіть при значних погрішностях у визначенні динамічних параметрів об'єкта регулювання одержати цілком працездатну систему управління електроприводом. Такі системи вводять в експлуатацію методом послідовного настроювання окремих контурів системи управління ( на відміну від систем з паралельною корекцією). Більшою перевагою систем з послідовною корекцією є зручність обмеження кожного з регульованих параметрів на заданому рівні.

Створення практично без інерційних тиристорних і транзисторних перетворювачів з малою потужністю управління й операційних підсилювачів постійного струму, застосовуваних у якості активних коригувальних ланок, забезпечило широке впровадження систем з послідовною корекцією для управління практично всіма видами металургійного електропривода постійного струму.

САР з послідовною корекцією розбивається на ряд контурів, число яких дорівнює числу регульованих параметрів системи. Параметрами регулювання можуть бути: напруга перетворювача, сила струму в головному ланцюзі, швидкість електродвигуна, кутове або лінійне положення робочого механізму, натяг металу, що прокочується, і ін.

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

### 3.2 Вибір комплектного тиристорного електроприводу

Привід кожного гвинта електромеханічного натискного пристрою верхніх валків кліті здійснюється від електродвигуна постійною струму закритого виконання. Живлення якірних ланцюгів електродвигуна електромеханічного натискного пристрою верхніх валків кліті здійснюється від комплектного тиристорного електроприводу (КТЕ).

Основними технічними даними комплектних тиристорних електроприводів є номінальний струм  $I_{н\text{тп}}$  та напруга  $U_{н\text{тп}}$ . Для багатодвигунних електроприводів при послідовному живленні якірних ланцюгів номінального струм перетворювача береться сумарний струм двигунів, через що зростає його потужність, а отже і його ціна.

Номінальна напруга перетворювача визначається номінальною напругою електродвигуна, яка менше номінальної напруги КТП, визначається за ДСТ 25953-83, на 5-15%, що забезпечує необхідний запас на регулювання швидкості й на безпечне інвертування при зниженні напруги живильної мережі, тобто  $U_{н\text{тп}} = (1,05 \div 1,15)U_{н\text{дв}}$ .

Дотримуючись наведених рекомендацій, вибираємо роздільне живлення якірних ланцюгів. Установлюємо на кожний електродвигун по одному тиристорному перетворювачу.

Для встановлених електродвигунів, по каталогах вибираємо реверсивний комплектний електропривод (КТЕ) SIMOREG DC Master концерну Siemens шафового виконання, технічні дані якого наведено в таблиці 3.1. КТЕ однодвигунний. з реверсом струму в якірного 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, натягу, положення, системи захисту і сигналізації перетворювача і електроприводу.

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 (СУ) - мікропроцесорні, уніфіковані між собою, і з іншими виробами (інтелектуальними пультами управління, компенсаторами реактивної потужності, системами діагностики, пристроями віддаленого вводу-виводу).

У системі регулювання буде передбачений блок розподілу навантажень.

Таблиця 3.1 – Технічні дані перетворювача SIMOREG DC MASTER 6RM7095-4GS02

Найменування параметра	Позначення та чисельне значення
Номінальна живлюча 3х фазна напруга, В	$U_{н1\ тп} = 500$
Номінальний вхідний струм, А	$I_{н1\ тп} = 1658$
Номінальна випрямлена (постійна) напруга, В	$U_{н\ тп} = 600$
Номінальний випрямлений (постійний) струм, А	$I_{н\ тп} = 2000$
Номінальна потужність, кВт	$P_{н\ тп} = 1200$
Номінальна напруга збудження, В	$U_{в\ тп} = 373$
Номінальний струм збудження, А	$I_{в\ тп} = 40$
Вага, кг	$m_{тп} = 870$

Однолінійна схема силової частини комплектного електроприводу та конструкція шафи SIMOREG DC MASTER приведені на рис. 3.2 - 3.2.

With SIMOREG DC MASTER 450 A to 850 A, 460 V

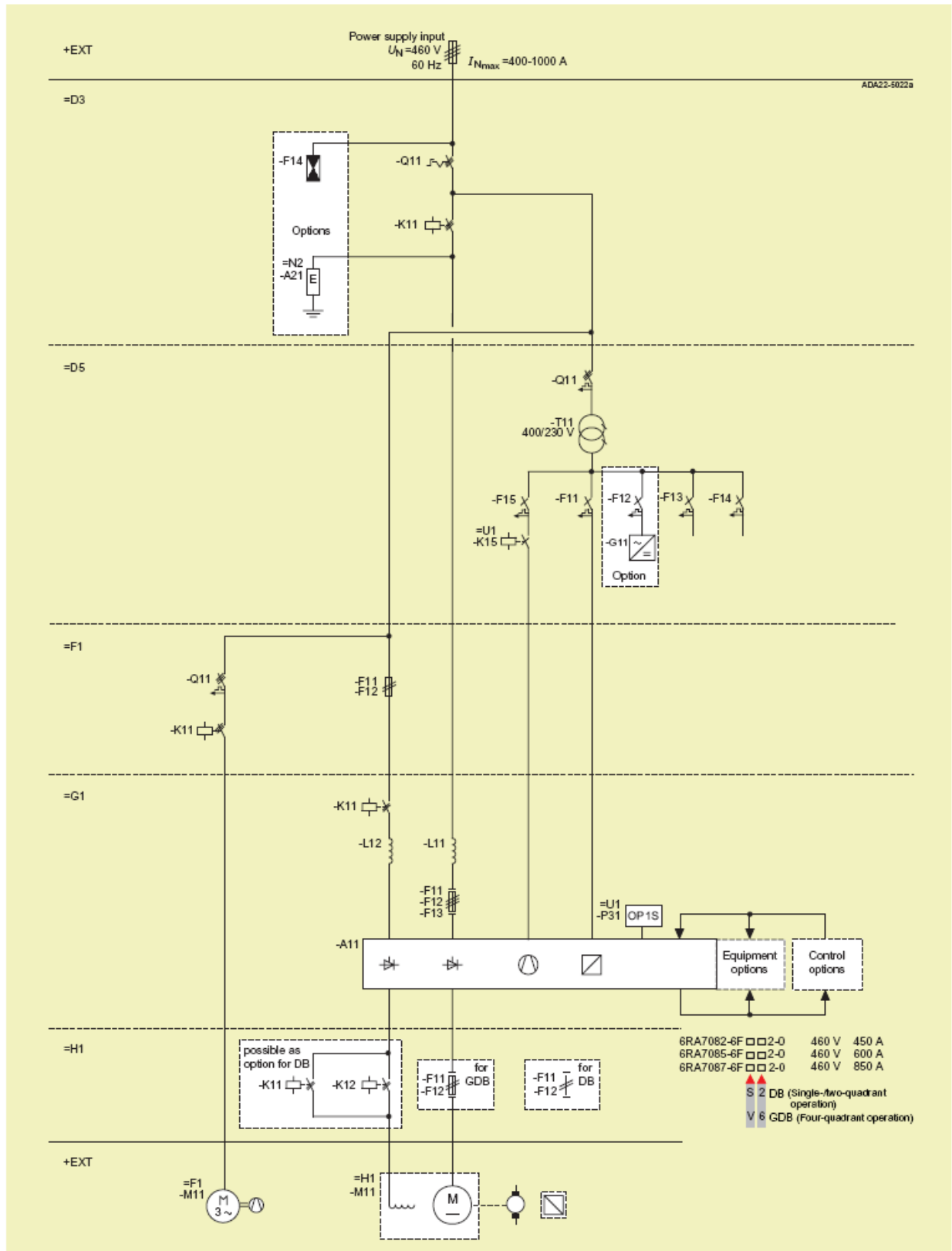


Рисунок 3.1 - Однолінійна схема силової частини комплектного тиристорного електроприводу SIMOREG DC MASTER серії 6RM70

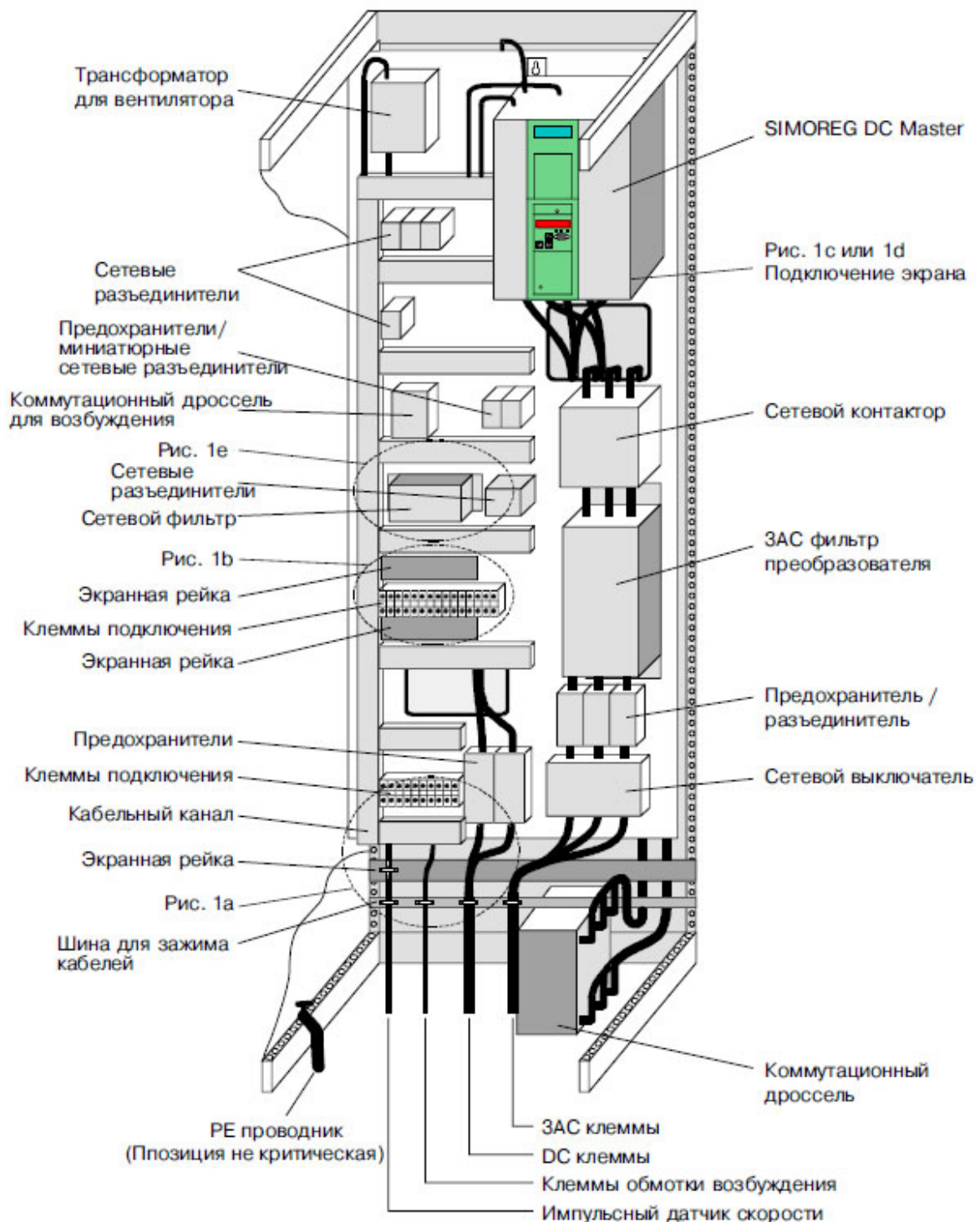


Рисунок 3.2 - Конструкція шафи комплектного тиристорного електроприводу SIMOREG DC MASTER серії 6RM70

### 3.3 Вибір силового трансформатора та згладжувального дроселя

Силовий трансформатор у схемі керованого випрямляча застосовується для узгодження стандартної напруги мережі ( $\sim 380$  В;  $\sim 6$  кВ;  $\sim 10$  кВ) й напруги навантаження. Зменшення напруги на виході тиристорного перетворювача

постійного струму за рахунок зміни кута управління в більшості практичних випадків неприпустимо, тому що це веде до недовикористання по потужності перетворювальної установки й зниженню її енергетичних показників (коефіцієнта потужності). Крім того, трансформатор обмежує струм у режимі короткого замикання, а також швидкість наростання струму в аварійних режимах роботи ТП. Для узгодження ТП з цеховою мережею вибираємо із довідника [68] силовий трансформатор ТСЗП-1600/10УЗ, технічні дані, якого наведено в таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 - Технічні дані силового трансформатора ТСЗП-2500/10УЗ виконання 2 (Y / Δ) для живлення комплектного ЕП

Найменування параметра	Позначення та значення
Первинна номінальна потужність, кВ·А розрахункове значення $S_{1н} = 1,045 \cdot 1,35 \cdot U_{2тр} \cdot I_{днтр} \cdot 10^{-3}$	$P_{тр} = 1979$
Напруга живильної мережі (мережева обмотка), В	$U_{1тр} = 6000$
Номінальна випрямлена напруга (перетворювач), В	$U_{дн} = 660$
Номінальний випрямлений струм (перетворювач), А	$I_{днтр} = 2500$
Вторинна лінійна напруга (вентильна обмотка) $U_{2лн}$ , В	$U_{2тр} = 561$
Вторинний лінійний струм (вентильна обмотка) $I_{2лн}$ , А розрахункове значення $I_{2тр} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{днтр}$	$I_{2тр} = 2042$
Потужність втрат холостого ходу, Вт	$\Delta P_{хх} = 4800$
Потужність втрат короткого замикання, Вт	$\Delta P_{кз} = 14000$
Напруга короткого замикання, %	$U_{кз\%} = 5,2$
Струм холостого ходу, %	$I_{хх\%} = 1$
Вага, кг	$m_{тр} = 7450$

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 [70, приклад 1-24, 1-27].

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

$$E_{d0} = 1,35U_{2 \text{ тр}} = 1,35 \cdot 561 = 757,35 \text{ В} \quad (3.1)$$

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;  $m_\phi$  - число фаз випрямлення.

Активний, індуктивний та повний опір силового трансформатора:

$$r_{\text{тр тп}} = \frac{\Delta P_{\text{кз}} U_{2 \text{ тр}}^2}{P_{\text{тр}}^2} = \frac{14000 \cdot 561^2}{(1979 \cdot 10^3)^2} = 1,125 \cdot 10^{-3} \quad (3.3)$$

$$z_{\text{тр тп}} = \frac{U_{\text{кз\% тп}} U_{2 \text{ тр}}}{100 I_{2 \text{ тр}} \sqrt{3}} = \frac{5,2 \cdot 561}{100 \cdot 2042 \cdot \sqrt{3}} = 8,248 \cdot 10^{-3} \quad (3.4)$$

$$x_{\text{а тр}} = \sqrt{z_{\text{тр}}^2 - r_{\text{тр}}^2} = \sqrt{(8,248 \cdot 10^{-3})^2 - (1,125 \cdot 10^{-3})^2} = 8,171 \cdot 10^{-3} \quad (3.5)$$

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

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

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

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

Індуктивність силового трансформатора, наведена до ланцюга випрямленого струму:

$$L_{тр} = \frac{x_{а тр}}{2\pi f_c} = \frac{8,171 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 26 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \quad (3.6)$$

де  $x_{а тр}$  - повний опір силового трансформатора.

Необхідна індуктивність згладжувального дроселя:

$$\begin{aligned} L_{сд} &= \frac{e_n E_{d0}}{i_e \omega_1 I_{н дв}} - (2L_{тр} + L_a) = \\ &= \frac{0,24 \cdot 757,35}{0,03 \cdot 1884,956 \cdot 1780} - (2 \cdot 26 \cdot 10^{-6} + 0,25 \cdot 10^{-3}) = 1,5 \text{ мГн} \end{aligned} \quad (4.29)$$

де  $e_n$  - відносна величина ефективного значення пульсацій першої гармоніки випрямленої напруги, може бути підрахована за допомогою рівнянь [70, с. 40], або з графіка [70, с. 47 рис. 1.31]. На цьому графіку зображено залежність  $e_n$  для мостової трифазної схеми випрямлення в функції кута регулювання  $\alpha$ . Приймаємо граничний кут регулювання  $\alpha_{max} = 90$  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 [70, с. 46, 59];

$\omega_1$  - 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;

$L_a$  - індуктивність обмотки якоря електродвигуна, Гн (див. табл. 1.3).

З довідника [65, 68] вибираємо згладжувальний дросель, технічні дані якого наведені в табл. 3.3.

Таблиця 3.3 – Технічні данні згладжувального дроселя типу ФРОС-1800/0,5УЗ

Найменування параметра	Позначення та чисельне значення
Номінальний постійний струм, А	$I_{н\ сд} = 2000$
Номінальна індуктивність, мГн	$L_{н\ сд} = 1,5$
Активний опір, мОм	$r_{а\ сд} = 3,7$
Вага, кг	$m_{сд} = 460$

### 3.4 Опис принципової схеми натискного пристрою

Принципова схема силової частини електромеханічного натискного пристрою верхніх валків кліті приведена на рис. 3.3. Схема підключення тиристорного електроприводу SIMOREG DC MASTER серії 6RM70 приведена на рис. 3.4 - 3.5.

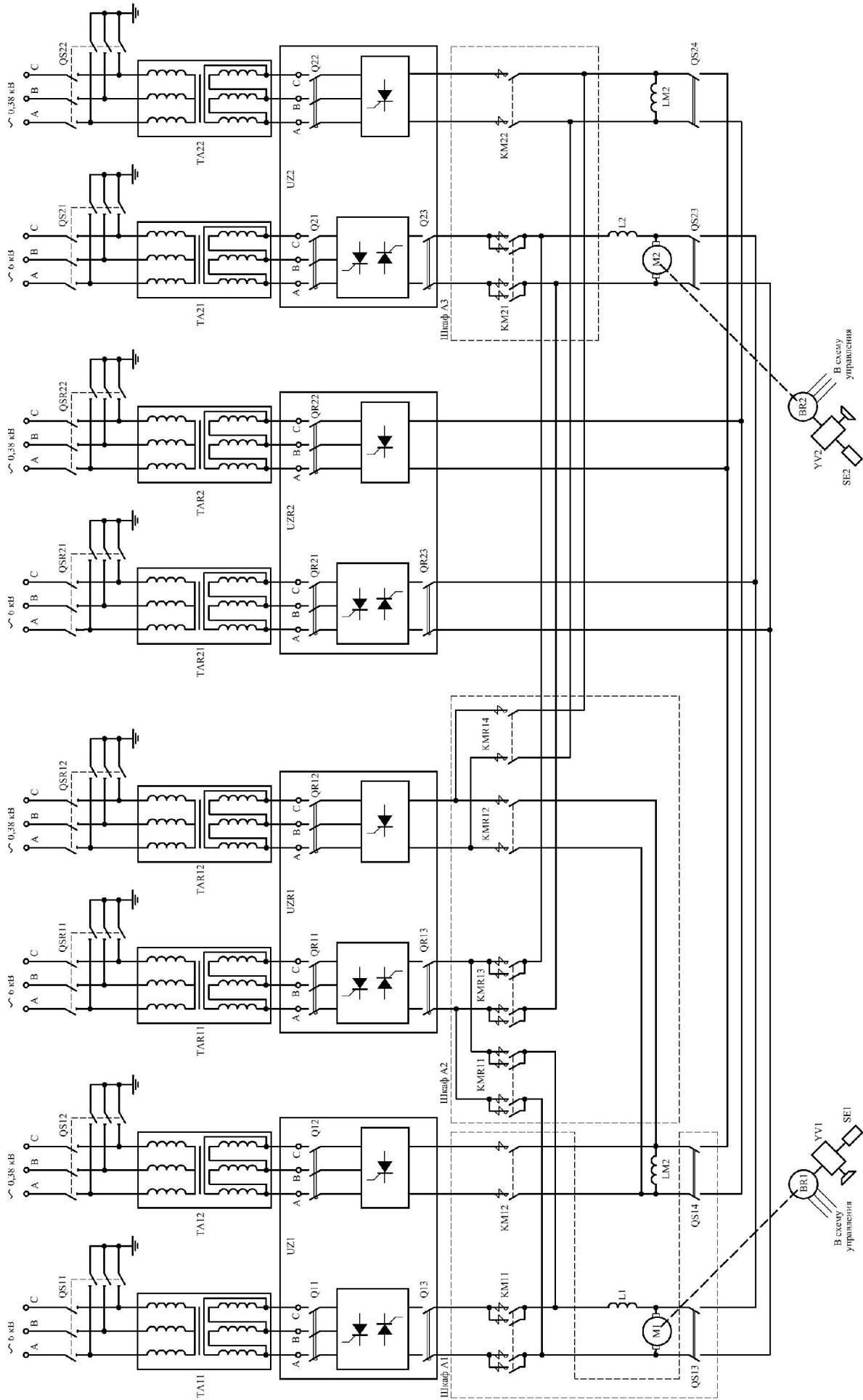


Рисунок 3.3 – Принципова схема силової частини електромеханічного натискного пристрою

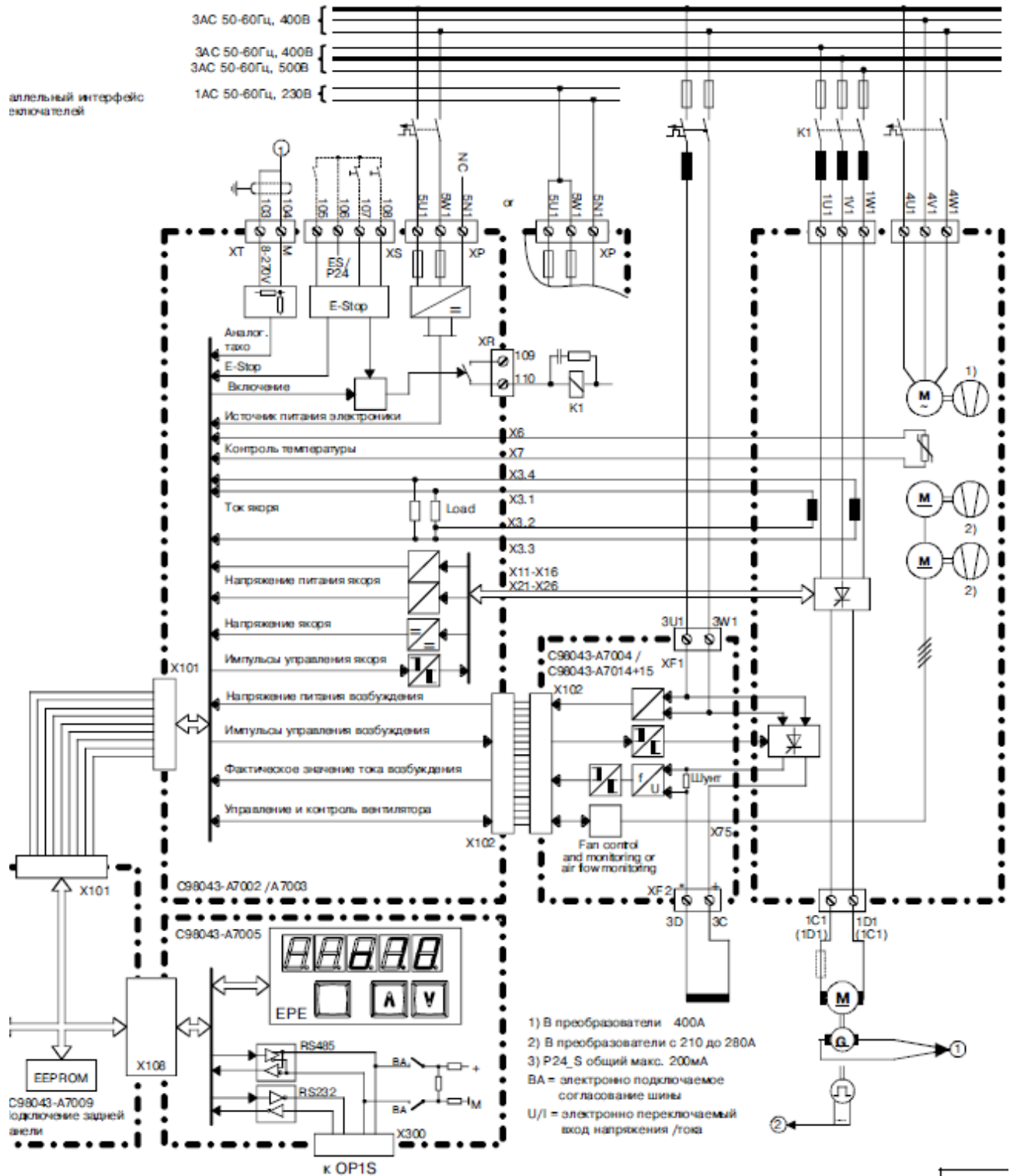


Рисунок 3.4 - Функціональна схема підключення (силова схема) тиристорного електроприводу SIMOREG DC MASTER серії 6RM70

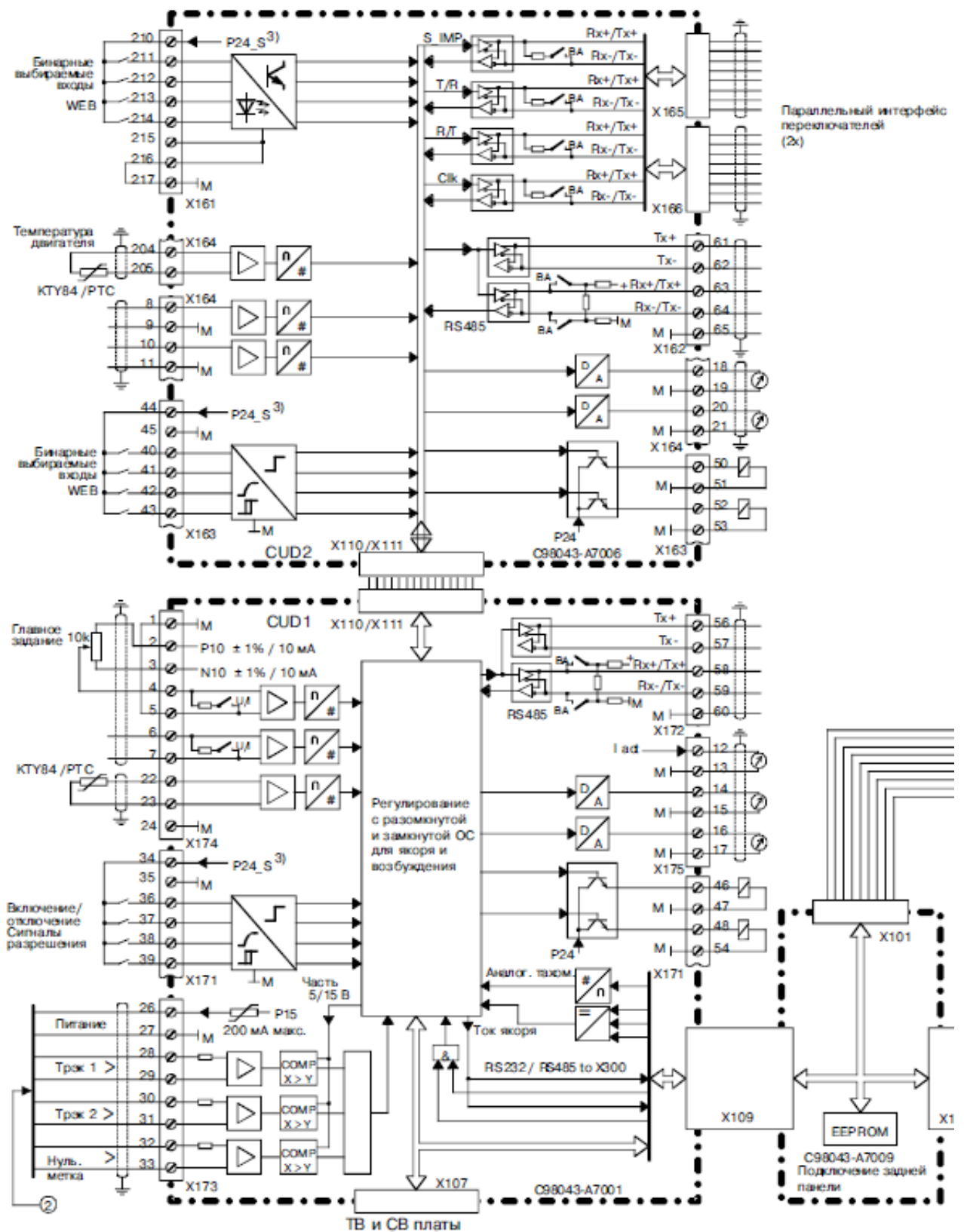


Рисунок 3.5 - Функціональна схема підключення (схема керування) тиристорного електроприводу SIMOREG DC MASTER серії 6RM70

### 3.4.1 Джерела живлення електродвигунів (КТЕ) та система захисту

Привід кожного гвинта електромеханічного натискного пристрою верхніх валків кліті здійснюється від електродвигуна постійною струму закритого виконання з примусовою вентиляцією по розімкненому циклу (див. табл. 1.2).

Живлення якірних ланцюгів електродвигуна електромеханічного натискного пристрою верхніх валків кліті здійснюється від комплектного тиристорного електроприводу концерну Siemens SIMOREG DC MASTER серії 6RM70 (див. табл. 3.1), однодвигуний, з реверсом струму в якірного 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, з мережевими зв'язками Profibus DP та CAN.

Трансформатори сухі ТСЗП-630/10УЗ виконання 1 (Y / Δ) (див. табл.3.2) ТА11 (двигатель М1), ТА21 (двигатель М2) для живлення тиристорного перетворювача. Допустимі поштовхи випрямленого струму 200 %  $I_n$  протягом 15 с. Трансформатори ТА11 та ТА21 живляться від 6 кВ підстанції ПС через шафи високовольтного введення ШВВ1 та ШВВ2.

Схема силова. Схема випрямлення тиристорного перетворювача - трифазний реверсивний міст. У кожному плечі моста напрямки «Вперед» та «Назад» включений один таблеточний тиристор.

Узгодження вхідної напруги тиристорного перетворювача з напругою мережі живлення здійснюється вбудованим трансформатором.

Підключення тиристорних мостів до мережі змінного струму здійснюється автоматичним вимикачем Q11, Q12, Q21, Q21 відповідно.

Випрямлена напруга підключається до навантаження через двополусний автоматичний вимикач Q13 та Q23 і лінійні контактори КМ11 та КМ21.

Оперативне керування автоматичними вимикачами - дистанційне й кнопками, встановленими на двері силової шафи, а також ручне, в залежності від виконання.

Для частих оперативних включень і відключень навантаження

застосовуються контактори КМ11 та КМ21. На клемниках КТЕ виведені контакти реле, що відповідають за стан контакторів КМ11 та КМ21.

Для вибору режимів «Місцеве керування», «Дистанційне керування» встановлено перемикач, що дозволяє виконувати тільки «місцеве» (наприклад, при виконанні налагоджувальних або ремонтних робіт) або тільки «дистанційне» керування контакторами КМ11 та КМ21.

Система захисту. Система захисту реагує на датчики аварій, а також на аварійні ситуації обчислювані програмно.

До датчикам системи захисту відносяться:

- герконові датчики В1, В2, встановлені на стороні змінного струму;
- блок-контакт запобіжників схеми захисту тиристорів від перенапруг;
- датчик аварії збудника (спрацьовує при зниженні струму збудження нижче порогового значення або перевищенні встановленого порога);
- датчик струму якоря;
- датчик напруги якоря;
- датчик струму збудника;
- датчик контролю охолодження силового блоку;

### **3.4.2 Резервування перетворювальної техніки**

В якості резервного агрегату UZR1, для живлення якірних ланцюгів електромеханічного натискного пристрою верхніх валків кліті застосований комплектний тиристорний електропривод SIMOREG DC MASTER серії 6RM70 (див. табл. 3.1), однодвигунний. з реверсом струму в якірного 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, з мережевими зв'язками Profibus DP та CAN.

В якості резервного агрегату UZR2 застосований такий же комплектний електропривод як і UZR1.

Трансформатори сухі ТСЗП-630/10У3 виконання 1 (див. табл.3.2) TAR11

та TAR21 для живлення тиристорного перетворювача електродвигунів. Допустимі поштовхи випрямленого струму  $200\% I_n$  протягом 15 с. Трансформатори TAR11 та TAR21 живляться від 6 кВ підстанції ПС через шафи високовольтного введення ШВBR1 та ШВBR2.

Резервні агрегати UZR1 та UZR2 використовуються як загальні для інших натискних пристроїв клітей прокатного стану, наприклад чистової групи клітей.

З метою забезпечення безперебійної роботи застосована система автоматичного включення резерву (АВР). При цьому електродвигун підключається до резервного тиристорного перетворювача UZR1, а перемикач на резервний тиристорний перетворювач UZR2 здійснюється вручну за допомогою перемикачів QS13, QS14 і QS23, QS24 в шафах управління А1, А2, А3 відповідно.

Перемикач на роботу з резервним UZR1 проводиться в шафах А1, А2, А3 силовими контакторами якірного ланцюга і обмотки збудження.

Перемикач контрольних ланцюгів і ланцюгів керування проводиться в шафах А1, А2, А3 за допомогою реле.

Перемикач електродвигуна на живлення від резервного тиристорного перетворювача проводиться при відключеному живленні основних ланцюгів і зупиненому приводі.

Збірка схеми проводиться кнопкою SB1, яка встановлюється на двері шафи перемикачів на резерв (А1, А3). При цьому виконується контроль стану контакторів шафи А2, що включають двигун до резервного перетворювача UZR1.

Контроль правильності перемикачів на резерв проводиться системою управління. При перемикачів на резерв контакти контактора відповідного перетворювача, робочого або резервного, підключені на дискретний вхід системи управління, дають інформацію в систему управління про необхідність переведення в робочий стан цього перетворювача.

При появі сигналу аварії в робочому КТЕ відбувається динамічне гальмування, після його закінчення - гасіння поля двигуна до нуля. Контроль часу проводиться за допомогою реле часу в шафі перемикачів на резерв.

Виробляється команда на включення контакторів, що включають головний ланцюг і ланцюг збудження двигуна до резервного перетворювача UZR1.

Контактори шафи А2 підключення до резервного перетворювача включаються автоматично за сигналами з шаф А1, А3. При аварії в резервному агрегаті відбувається динамічне гальмування і після його закінчення гасіння поля двигуна до нуля.

### **3.4.3 Система керування (АСКТП)**

Автоматизована система керування технологічним процесом (АСКТП) передбачає два основні режими роботи: ручний та автоматичний.

Ручний режим роботи здійснюється з пульта поста керування ПК оператором. За допомогою органів керування оператор видає необхідні команди і при цьому здійснює візуальний контроль розчину валків по цифровим індикаторам.

Оператор має можливість керувати електроприводами натискних гвинтів спільно, а при ремонтах обладнання - спільно (режим поштовху) або окремо (режим «випробування»). Ручне спільне керування може використовуватися в робочому технологічному режимі при тимчасово непрацездатному автоматичному керуванні.

Автоматичне керування є основним способом управління в робочому технологічному режимі і передбачає програмну перебудову розчину валків відповідно до технологічної схеми прокатки, також видачу відповідних команд на перебудову від АСКТП. Ручне втручання оператора при цьому можливо, але, в основному, оператор здійснює тільки нагляд за процесом прокатки і роботою устаткування. Система автоматизації забезпечує електричну синхронізацію положень натискних гвинтів з похибкою не більше 0,05 мм.

Напівавтоматичне керування є допоміжним режимом і передбачає отримання дозволу оператора на автоматичну перебудову і враховує можливість ручного втручання оператора для коригування програм з метою оптимізації настройки.

Основні технологічні режими передбачають режими «налагоджування»,



«перевалки» та «калібрування».

- Режим «налагоджування» - спільне синхронне переміщення натискних гвинтів відповідно з уставкою завдання розчину робочих валків.

- Режим «перевалка» - спільне синхронне переміщення натискних гвинтів вгору під контролем позиційної системи з максимальною швидкістю до максимального робочого рівня. Такий стан натискних гвинтів забезпечує зміну валків кліті.

- Режим «калібрування» - вибір нульової точки відліку позиційних (кодових) датчиків після завалювання в кліть переточених валків, після тривалої зупинки стану на ремонт, а також після заміни позиційного датчика. У разі короткочасного випадкового зникнення напруги живлення «нулі» відліку позиційних датчиків можуть бути збережені в енергонезалежних запам'ятовуючих пристроях.

Можливий варіант калібрування: при знаходженні циліндрів гідравлічного натискного пристрою (ГНУ) в середньому положенні, оператор дає завдання на рух гвинтів вниз. Рух гвинтів припиняється, коли зусилля в гідроциліндрах ГНУ доходить до невеликого значення. При необхідності, роздільним переміщенням гвинтів, зусилля під правим лівим гвинтами вирівнюються. Після цього, при однакових значеннях зусиль під правим і лівим гвинтами і зупинених натискних гвинтах, проводиться калібрування, тобто вибір початкових точок відліку позиційних датчиків.

Допоміжні технологічні режими: «заміна гвинта» та «обслуговування».

Режим «заміна гвинта» - роздільний підйом і опускання натискних гвинтів без обмеження висоти підйому від колійного вимикача. Цей режим застосовується при заміні гвинта для виведення його із зачеплення з гайкою.

Режим «обслуговування» - дистанційне відключення приводу в обсязі вимог техніки безпеки для виконання робіт на електро-та механообладнанні, встановленому на кліті.

На вхід системи управління КТЕ надходять такі зовнішні аварійні і попереджувальні дискретні сигнали механізму;

- один вхід для контролю стану контактора підключення якірного

ланцюга електродвигуна (контактор призначений для відключення якоря електродвигуна від робочого КТЕ з метою забезпечення автоматичного підключення резервного агрегату АВР). Включене положення контактора АВР дозволяє включення лінійних контакторів КТЕ;

- один вхід для контролю стану контактора підключення обмотки збудження електродвигуна, (контактор призначений для забезпечення автоматичного підключення резервного агрегату). Включене положення контактора АВР дозволяє включення лінійних контакторів КТЕ. Відключення цього контактора можливо тільки при струмі збудження, що дорівнює нулю;

- один вхід реле контролю перевищення швидкості. При замиканні контакту реле контролю перевищення швидкості лінійні контактори КТЕ повинні відключитися;

- один вхід для контролю вентиляції електродвигуна. При наявності вентиляції дозволені «Готовність» та включення лінійних контакторів, а при відключенні системи вентиляції лінійні контактори не відключати і інформація про зникнення сигналу надходить на термінал і в діагностику КТЕ (попереджувальний сигнал);

- один вхід для контролю наявності мастила на механізмі. Наявність сигналу дозволяє включення лінійних контакторів. При наявності змащення дозволені «Готовність» та включення лінійних контакторів, а при відключенні системи змащення лінійні контактори не відключати і інформація про зникнення сигналу надходить на термінал і в діагностику КТЕ (попереджувальний сигнал);

- один вхід аварійного відключення оператором з посту керування лінії стану. Відключається лінійні контактори і сигнал видається в систему діагностики КТЕ;

- один вхід для підключення колійного контактного вимикача, який призначений для відключення двигуна в крайньому верхньому положенні натискного гвинта. Після відключення рух можливий тільки вниз.

- два виходи для дискретних (сухий контакт) сигналів:

- один замикає контактний вихід «готовність приводу»;

- один замикає контактний вихід «аварія приводу».

При аварії приводу після відключення лінійних контакторів і завершення роботи динамічного гальмування необхідно виконати гасіння поля електродвигуна з метою забезпечення перемикання контакторів АВР в ланцюзі збудження електродвигуна без струму. Необхідна витримка часу забезпечується схемою шафи АВР. (Необхідна пауза для спадання струму (до 6 с) і тільки після цього перемикання).

За мережею Profibus DP в програмований контролер видається сигнал готовності приводу, що включає сигнал готовності КТЕ і включений стан лінійного контактора, аварія. Приймаються сигнали дозволу на пуск приводу (дозвіл на прийняття завдання) і завдання на швидкість приводу.

Всі завдання системи керування виконуються програмно-апаратним способом. Вихідними сигналами системи керування є керуючі імпульси тиристорного перетворювача головних ланцюгів і збудника, впливу на живлення електромагнітного гальма і апарати захисту КТЕ, індикація режимів роботи і причин аварійних відключень, а також формування сигналів. Вихідні сигнали формуються в функції зовнішніх завдань і величин координат електроприводу.

### 3.5 Вибір комутаційної апаратури

Номінальна напруга автоматичного вимикача повинно бути не менше діючої напруги того ланцюгу, де він встановлюється:

- для Q11, QR11, Q21, QR21 діюча лінійна напруга вторинної обмотки трансформатора для живлення тиристорного перетворювача  $U_{2лн}$  (див. табл. 3.2);

- для Q12, QR12, Q22, QR22 діюча лінійна напруга вторинної обмотки трансформатора для живлення тиристорного збудника;

- для Q13, QR13, Q23, QR23, QS13, QS23 ідеальна випрямлена напруга (значення максимально випрямленою ЕРС)  $E_{d0\text{ тп}}$ .

- для QS14, QS24 значення напруги збудження перетворювача.

Номинальний струм електромагнітного розчеплювача повинен бути не менше діючого значення струму ланцюга, де він встановлюється з урахуванням можливих експлуатаційних перевантажень:

$$\text{- для Q11, QR11, Q21, QR21: } I_{\text{н расц}} \geq k_{\text{эп}} I_{2 \text{ тр тп}};$$

$$\text{- для Q12, QR12, Q22, QR22: } I_{\text{н расц}} \geq k_{\text{эп}} I_{2 \text{ тр тв}};$$

$$\text{- для Q13, QR13, Q23, QR23, QS13, QS23: } I_{\text{н расц}} \geq k_{\text{эп}} I_{\text{н дв}};$$

$$\text{- для QS14, QS24: } I_{\text{н расц}} \geq k_{\text{эп}} I_{\text{в тп}}.$$

де  $k_{\text{эп}} = 1,2 \div 2$  - коефіцієнт експлуатаційної перевантаження;

$I_{2 \text{ тр тп}} = 2042 \text{ А}$  - вторинний лінійний струм для живлення тиристорного перетворювача;

$$I_{\text{н дв}} = 1780 \text{ А} - \text{номинальний струм електродвигуна};$$

$$I_{\text{в тп}} = 40 \text{ А} - \text{номинальний струм збудження перетворювача}.$$

### 3.6 Математичний опис об'єкта керування

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

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

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

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

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

САР буде використана безперервна модель тиристорного перетворювача.

Система регулювання обраного тиристорного перетворювача двохпроцесорна, усі регулятори (струму якоря, швидкості, е.р.с. двигуна, струму збудження 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. 3.6): аперіодичної ланки першого порядку (електрична частина двигуна) і інтегруючої ланки (механічна частина), охоплених негативному зворотним зв'язком по е.р.с. двигуна. Ланка переходу від окружної швидкості електродвигуна до положення - інтегратор з коефіцієнтом передачі  $k_{\text{мех}} (A)$ .

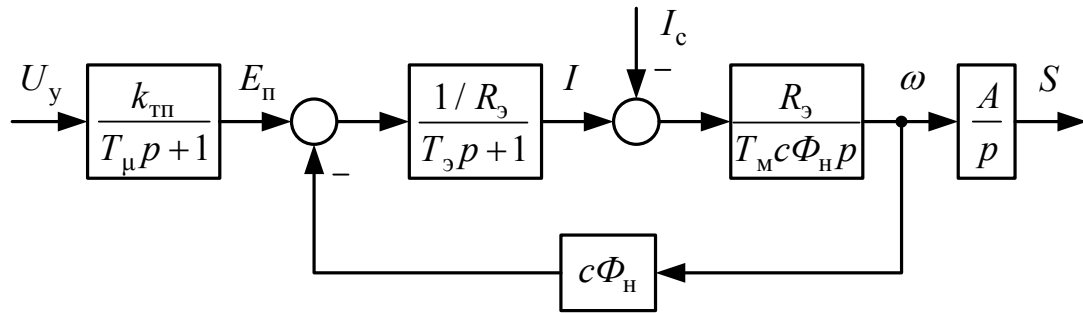


Рисунок 3.6 – Структурна схема силової частини позиційного електроприводу

### 3.7 Розрахунок статичних та динамічних параметрів елементів і вузлів системи електроприводу

При синусоїдальній опорній напрузі системи імпульсно-фазового керування (СІФУ) перетворювача характеристика вхід-вихід ТП лінійна і коефіцієнт передачі ТП по напрузі розраховується за формулою [16, 17]:

$$k_{\text{тп}} = \frac{E_{\text{д0}}}{U_{\text{у max}}} = \frac{757,35}{10} = 75,73 \quad (3.1)$$

де  $E_{\text{д0}}$  – значення максимально випрямленою ЕРС, В.

$U_{\text{у max}} = 10$  В – максимальна керуюча напруга перетворювача.

Коефіцієнт пропорційності між швидкістю обертання та ЕРС двигуна:

$$c_e = \frac{U_{\text{н дв}} - I_{\text{н дв}} r_{\text{я.дв}}}{n_{\text{н дв}}} = \frac{520 - 1780 \cdot 12 \cdot 10^{-3}}{620} = 0,8 \quad (3.2)$$

де  $U_{\text{н дв}}$  – номінальна напруга двигуна (див. табл. 4.24), В;

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

$r_{\text{я.дв}} = R_a$  – опір обмотки якоря при 120 °С, Ом;

$n_{\text{н дв}}$  - номінальна частота обертання двигуна, об/хв.

Активний опір трансформатора (комутаційний опір) викликаний реактивністю розсіювання:

$$r_k = \frac{m_\phi \cdot x_a}{2\pi} = \frac{6 \cdot 8,171 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14} = 7,803 \text{ мОм} \quad (3.2)$$

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

$x_a$  - повний опір силового трансформатора.

Еквівалентний активний опір якірного ланцюга системи ТП-Д:

$$\begin{aligned} R_\Delta &= r_{\text{я.дв}} + r_{\text{а.ср}} + 2r_{\text{тр}} + r_k + r_{\text{ш}} = \\ &= 12 + 3,7 + 2 \cdot 1,125 + 7,803 + 1,2 = 0,028 \text{ Ом} \end{aligned} \quad (3.3)$$

де  $r_{\text{а.ср}}$  - активний опір згладжувального дроселя (див. табл. 4.25), мОм;

$r_{\text{тр}}$  - активний опір силового трансформатора, мОм;

$r_k$  - комутаційний опір, мОм;

$r_{\text{ш}} = 0,1r_{\text{я.дв}} = 0,1 \cdot 12 = 1,2$  мОм - активний опір кабелю, що з'єднують ТП з

якорем двигуна (загальний ланцюг випрямленого струму).

Еквівалентна індуктивність якірного ланцюгу системи ТП-Д:

$$\begin{aligned} L_\Delta &= L_{\text{дв}} + 2L_{\text{тр}} + L_{\text{н.ср}} = \\ &= 0,25 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 26 \cdot 10^{-6} + 1,5 \cdot 10^{-3} = 0,0018 \text{ Гн} \end{aligned} \quad (3.4)$$

$L_{\text{дв}} = L_a$  - індуктивність обмотки якоря, Гн;

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

$L_{\text{н.ср}}$  - номінальна індуктивність згладжувального дроселя, Гн.

Електромагнітна постійна часу системи ТП-Д:

$$T_\Delta = \frac{L_\Delta}{R_\Delta} = \frac{0,0018}{0,028} = 0,064 \text{ с} \quad (3.5)$$

$L_\Delta$  та  $R_\Delta$  - еквівалентні індуктивність та опір системи ТП-Д.

Коефіцієнт двигуна (постійна двигуна):

$$c\Phi_H = \frac{U_{H\text{ ДВ}} - I_{H\text{ ДВ}} r_{я,ДВ}}{\omega_{H\text{ ДВ}}} = \frac{520 - 1780 \cdot 12 \cdot 10^{-3}}{64,93} = 7,68 \text{ Вс} \quad (3.6)$$

де  $\omega_{H\text{ ДВ}} = \frac{\pi n_{H\text{ ДВ}}}{30} = \frac{3,14 \cdot 620}{30} = 64,93 \text{ 1/с}$  - кутова номінальна швидкість

електродвигуна.

Електромеханічна постійна часу системи ТП-Д:

$$T_M = \frac{J'_\Sigma R_\Omega}{c\Phi_H^2} = \frac{280 \cdot 0,028}{7,68^2} = 0,134 \text{ с} \quad (3.7)$$

де  $J'_\Sigma = J'_{\text{мех}} + 2J_{\text{ДВ}} = 166 + 2 \cdot 57 = 280 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$  - сумарний момент інерції електроприводу;

$J'_{\text{мех}}$  - сумарний момент інерції механізму, приведений до валу двигуна натискного гвинта,  $\text{кг} \cdot \text{м}^2$  (див. табл. 4.24);

$J_{\text{ДВ}}$  - момент інерції електродвигуна,  $\text{кг} \cdot \text{м}^2$ .

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

Передавальний коефіцієнт механізму, що зв'язує кут повороту вала з величиною переміщення механізму, визначимо по заданому критичного переміщенню  $S_{\text{зк}}$ :

$$A = \frac{S_{\text{кр}} M_{\text{дин}}}{J'_\Sigma \omega_H^2} = \frac{78,89 \cdot 48,692 \cdot 10^3}{280 \cdot 64,93^2} = 3,25 \text{ мм/рад} \quad (3.8)$$

где  $S_{\text{кр}}$  - величина критичного переміщення виконавчого органу, мм;

$M_{\text{дин}} = \lambda_{\text{п.т}} M_{H\text{ ДВ}} = 1,8 \cdot 2 \cdot 13500 = 48,692 \cdot 10^3 \text{ Нм}$  - динамічний момент двох двигунів;

$\lambda_{\text{п.т}} = 1,8$  - величина кратності пуско-гальмівних струмів, що забезпечують роботу електродвигуна без перегріву;

$M_{H\text{ ДВ}} = 13500 \text{ Нм}$  - номінальний момент одного електродвигуна.



## 4 СИНТЕЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЛЕЙНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ В ПРОСТОРИ ПРИРОДНИХ КООРДИНАТ

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

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

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

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

#### 4.1 Загальні положення синтезу системи методом аналітичного конструювання регуляторів

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

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

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

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

де  $\eta_i = X_i - X_i^*$

У векторній формі:

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

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

Перетворимо початкову систему диференціальних рівнянь:

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

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

Завдання вирішується методом динамічного програмування. Напишемо рівняння Беллмана:

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

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

Функція Ляпунова для будь-яких лінійних систем:

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

у векторній формі:

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

Тоді керування визначається за формулою:

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

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

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

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

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

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

де  $A_V$  - вектор коефіцієнтів функції Ляпунова;

$K$  - вектор коефіцієнтів критерію якості.

## 4.2 Синтез релейного регулятора струму в просторі природних координат

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

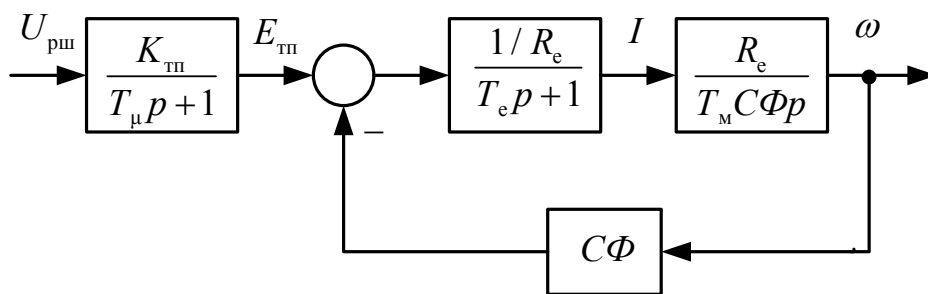


Рисунок 4.1 - Структурна схема об'єкта керування РТ

Математичний опис об'єкта керування РТ має вигляд:

$$\begin{cases} (T_e p + 1)I = 1/R_e (E_{\pi} - C\Phi\omega) \\ T_M C\Phi\omega p = R_e I \\ (T_{\mu} p + 1)E_{\pi} = K_{\pi} U_{pc} \end{cases} \quad (4.9)$$

Система рівнянь, що описує об'єкт керування РС в формі Коші:

$$\begin{cases} pI = -\frac{1}{T_e} I - \frac{C\Phi}{R_e T_e} \omega + \frac{1}{R_e T_e} E_{\pi} \\ p\omega = \frac{R_e}{T_M C\Phi} I \\ pE_{\pi} = -\frac{1}{T_{\mu}} E_{\pi} + \frac{K_{\pi}}{T_{\mu}} U_{pc} \end{cases} \quad (4.10)$$

Наводимо керовані координати та керуючу напругу до відносним одиницям:

$$X_1 = \frac{I}{I_M}; \quad X_2 = \frac{\omega}{\omega_M}; \quad X_3 = \frac{E_{\text{п}}}{E_{\text{пм}}}; \quad U = \frac{U_{\text{pc}}}{U_M} \quad (4.11)$$

де  $I_M$  - максимальне значення струму, яке слід прийняти  $I_M = 2,5I_N$ ;

$\omega_M$  - максимальне значення швидкості, яке слід прийняти  $\omega_M = \omega_N$ ;

$E_{\text{пм}}$  - максимальне значення ЕРС тиристорного перетворювача, яке слід прийняти  $E_{\text{пм}} = E_{\text{п}}$ ;

$U_M$  - максимальне значення напруги, що управляє, яке слід прийняти  $U_M = 10 \text{ В}$

У відносних одиницях маємо:

$$\begin{cases} pI_M X_1 = -\frac{I_M}{T_e} X_1 - \frac{C\Phi\omega_M}{R_e T_e} X_2 + \frac{E_{\text{пм}}}{R_e T_e} X_3 \\ p\omega_M X_2 = \frac{R_e I_M}{T_M C\Phi} X_1 \\ pE_{\text{пм}} X_3 = -\frac{E_{\text{пм}}}{T_\mu} X_3 + \frac{K_{\text{п}} U_M}{T_\mu} U \end{cases} \quad (4.12)$$

Перетворимо:

$$\begin{cases} pX_1 = -\frac{1}{T_e} X_1 - \frac{C\Phi\omega_M}{R_e T_e I_M} X_2 + \frac{E_{\text{пм}}}{R_e T_e I_M} X_3 \\ pX_2 = \frac{R_e I_M}{T_M C\Phi\omega_M} X_1 \\ pX_3 = -\frac{1}{T_\mu} X_3 + \frac{K_{\text{п}} U_M}{T_\mu E_{\text{пм}}} U \end{cases} \quad (4.13)$$

Запишемо систему рівнянь в наступному вигляді:

$$\begin{cases} pX_1 = b_{11}X_1 + b_{12}X_2 + b_{13}X_3 \\ pX_2 = b_{21}X_1 \\ pX_3 = b_{33}X_3 + n_3U \end{cases} \quad (4.14)$$

де

$$b_{11} = -\frac{1}{T_e}; \quad b_{12} = -\frac{C\Phi\omega_M}{R_e T_e I_M}; \quad b_{13} = \frac{E_{\text{ПМ}}}{R_e T_e I_M};$$

$$b_{21} = \frac{R_e I_M}{T_M C\Phi\omega_M};$$

$$b_{33} = -\frac{1}{T_\mu}; \quad n_3 = \frac{K_{\text{П}} U_M}{T_\mu E_{\text{ПМ}}}$$

Розрахунок коефіцієнтів системи рівнянь (4.14) виконаний за допомогою прикладної програми Matlab і знаходиться в додатку А.

Переходимо до координат обуреного руху:

$$\eta_1 = X_1 - X_1^*; \quad \eta_2 = X_2 - X_2^*; \quad \eta_3 = X_3 - X_3^* \quad (4.15)$$

де  $X_1^*$ ,  $X_2^*$ ,  $X_3^*$  - бажані траєкторії руху керованих координат.

Після введення змінних фазового простору обуреного руху система рівнянь (4.14) перетвориться в систему диференціальних рівнянь збуреного руху:

$$\begin{cases} p\eta_1 = b_{11}\eta_1 + b_{12}\eta_2 + b_{13}\eta_3 \\ p\eta_2 = b_{21}\eta_1 \\ p\eta_3 = b_{33}\eta_3 + n_3 U \end{cases} \quad (4.16)$$

Функція Ляпунова для системи третього порядку:

$$V = A_{11}\eta_1^2 + 2A_{12}\eta_1\eta_2 + 2A_{13}\eta_3\eta_1 + A_{22}\eta_2^2 + 2A_{23}\eta_2\eta_3 + A_{33}\eta_3^2 \quad (4.17)$$

Критерій якості:

$$J = \min_U \int_0^\infty (k_{11}\eta_1^2 + 2k_{12}\eta_1\eta_2 + 2k_{13}\eta_1\eta_3 + k_{22}\eta_2^2 + 2k_{23}\eta_2\eta_3 + k_{33}\eta_3^2) dt \quad (4.18)$$

де  $k$  - вагові коефіцієнти при оптимізованій фазовій координаті (штрафи на помилку)  $\eta$  в просторі обуреного руху;

$A$  - коефіцієнти функції Ляпунова.

Алгоритм керування РС має вигляд:

$$U_{\text{PC}} = -U_M \text{sign} \left[ n_3 \frac{\partial V}{\partial \eta_3} \right] = -U_M \text{sign} [A_{13}\eta_1 + A_{23}\eta_2 + A_{33}\eta_3] \quad (4.19)$$

де коефіцієнти функції Ляпунова  $A_{13}$ ,  $A_{23}$ ,  $A_{33}$  знаходимо з рівняння

Барбашина:

$$\begin{bmatrix} b_{11} & b_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{11} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ b_{13} & 0 & b_{11} + b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & b_{13} & 0 & 0 & b_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{13} \\ A_{22} \\ A_{23} \\ A_{33} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_{11} \\ 2k_{12} \\ 2k_{13} \\ k_{22} \\ 2k_{23} \\ k_{33} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

При синтезі РС вважаємо, що  $k_{11} = 1$ ,  $k_{12} = k_{13} = k_{22} = k_{23} = k_{33} = 0$ .

$$\begin{bmatrix} b_{11} & b_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{11} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ b_{13} & 0 & b_{11} + b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & b_{13} & 0 & 0 & b_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{13} \\ A_{22} \\ A_{23} \\ A_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Звідси знаходимо необхідні коефіцієнти:

$$A_{13pc} = \frac{\begin{bmatrix} b_{11} & b_{21} & -1 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{11} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ b_{13} & 0 & 0 & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{33} \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} b_{11} & b_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{11} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ b_{13} & 0 & b_{11} + b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & b_{13} & 0 & 0 & b_{33} \end{bmatrix}} \quad (4.22)$$

$$A_{23\text{pc}} = \frac{\begin{bmatrix} b_{11} & b_{21} & 0 & 0 & -1 & 0 \\ b_{12} & b_{11} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ b_{13} & 0 & b_{11} + b_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{13} & 0 & 0 & b_{33} \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} b_{11} & b_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{11} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ b_{13} & 0 & b_{11} + b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & b_{13} & 0 & 0 & b_{33} \end{bmatrix}} \quad (4.23)$$

$$A_{33\text{pc}} = \frac{\begin{bmatrix} b_{11} & b_{21} & 0 & 0 & 0 & -1 \\ b_{12} & b_{11} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ b_{13} & 0 & b_{11} + b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & b_{13} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} b_{11} & b_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{11} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ b_{13} & 0 & b_{11} + b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & b_{13} & 0 & 0 & b_{33} \end{bmatrix}} \quad (4.24)$$

Нормуємо коефіцієнти функції Ляпунова:

$$a_{13\text{pc}} = \frac{A_{13\text{pc}}}{A_{13\text{pc}}} = 1; \quad a_{23\text{pc}} = \frac{A_{23\text{pc}}}{A_{13\text{pc}}}; \quad a_{33\text{pc}} = \frac{A_{33\text{pc}}}{A_{13\text{pc}}}.$$

Отримуємо алгоритм керування РС:

$$\begin{aligned} U_{\text{pc}} &= -U_{\text{м}} \text{sign} \left[ a_{13\text{pc}} \eta_1 + a_{23\text{pc}} \eta_2 + a_{33\text{pc}} \eta_3 \right] = \\ &= -U_{\text{м}} \text{sign} \left[ X_1 - X_1^* + a_{23\text{pc}} (X_2 - X_2^*) + a_{33\text{pc}} (X_3 - X_3^*) \right] = \\ &= U_{\text{м}} \text{sign} \left[ X_1^* + a_{23\text{pc}} X_2^* + a_{33\text{pc}} X_3^* - X_1 - a_{23\text{pc}} X_2 - a_{33\text{pc}} X_3 \right] \end{aligned} \quad (4.25)$$



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

Алгоритм управління РС

$$U_{pш} = -U_m \operatorname{sign} \left[ n_3 \frac{\partial V}{\partial \eta_3} \right] = -U_m \operatorname{sign} [A_{13}\eta_1 + A_{23}\eta_2 + A_{33}\eta_3], \quad (4.26)$$

де коефіцієнти функції Ляпунова  $A_{13}$ ,  $A_{23}$ ,  $A_{33}$  знаходимо з рівняння Барбашина:

$$\begin{bmatrix} 0 & b_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{22} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ 0 & b_{23} & b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & b_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & b_{23} & b_{22} + b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & b_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{13} \\ A_{22} \\ A_{23} \\ A_{33} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_{11} \\ 2k_{12} \\ 2k_{13} \\ k_{22} \\ 2k_{23} \\ k_{33} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

При синтезі РШ вважаємо, що  $k_{11} = 1$ ,  $k_{12} = k_{22} = k_{31} = k_{32} = k_{33} = 0$ .

$$\begin{bmatrix} 0 & b_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{22} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ 0 & b_{23} & b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & b_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & b_{23} & b_{22} + b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & b_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{13} \\ A_{22} \\ A_{23} \\ A_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Звідси знаходимо шукані коефіцієнти:

$$A_{13\text{рш}} = \begin{array}{c} \left[ \begin{array}{cccccc} 0 & b_{21} & -1 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{22} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ 0 & b_{23} & 0 & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & b_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{23} & b_{22} + b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & b_{33} \end{array} \right] \\ \hline \left[ \begin{array}{cccccc} 0 & b_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{22} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ 0 & b_{23} & b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & b_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & b_{23} & b_{22} + b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & b_{33} \end{array} \right] \end{array} \quad (4.29)$$

$$A_{23\text{рш}} = \begin{array}{c} \left[ \begin{array}{cccccc} 0 & b_{21} & 0 & 0 & -1 & 0 \\ b_{12} & b_{22} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ 0 & b_{23} & b_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & b_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & b_{23} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{33} \end{array} \right] \\ \hline \left[ \begin{array}{cccccc} 0 & b_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{22} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ 0 & b_{23} & b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & b_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & b_{23} & b_{22} + b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & b_{33} \end{array} \right] \end{array} \quad (4.30)$$

Обчислення коефіцієнтів функції Ляпунова  $A_{13\text{рш}}$ ,  $A_{23\text{рш}}$ ,  $A_{33\text{рш}}$  виконано за допомогою прикладної програми Matlab і знаходиться в додатку А.

$$A_{33\text{рш}} = \begin{bmatrix} 0 & b_{21} & 0 & 0 & 0 & -1 \\ b_{12} & b_{22} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ 0 & b_{23} & b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & b_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & b_{23} & b_{22} + b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & 0 \\ \hline 0 & b_{21} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{22} & 0 & b_{21} & 0 & 0 \\ 0 & b_{23} & b_{33} & 0 & b_{21} & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & b_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & b_{23} & b_{22} + b_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & b_{33} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Нормуємо коефіцієнти функції Ляпунова:

$$a_{13\text{рш}} = \frac{A_{13\text{рш}}}{A_{13\text{рш}}} = 1; \quad a_{23\text{рш}} = \frac{A_{23\text{рш}}}{A_{13\text{рш}}}; \quad a_{33\text{рш}} = \frac{A_{33\text{рш}}}{A_{13\text{рш}}}.$$

Отримуємо алгоритм керування РШ:

$$\begin{aligned} U_{\text{рш}} &= -U_{\text{м}} \text{sign} [a_{13\text{рш}} \eta_1 + a_{23\text{рш}} \eta_2 + a_{33\text{рш}} \eta_3] = \\ &= -U_{\text{м}} \text{sign} [X_1 - X_1^* + a_{23\text{рш}} (X_2 - X_2^*) + a_{33\text{рш}} (X_3 - X_3^*)] = \\ &= U_{\text{м}} \text{sign} [X_1^* + a_{23\text{рш}} X_2^* + a_{33\text{рш}} X_3^* - X_1 - a_{23\text{рш}} X_2 - a_{33\text{рш}} X_3] \end{aligned} \quad (4.32)$$

#### 4.4 Синтез релейного регулятора положення в просторі природних координат

Схема об'єкт керування регулятора положення приведена від рис. 4.2.

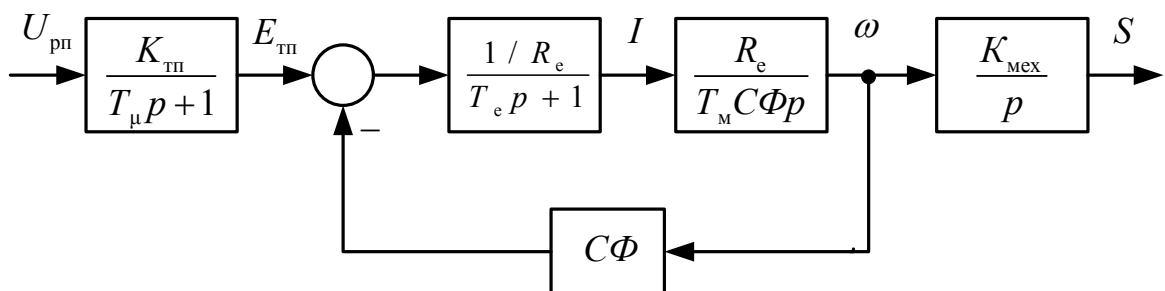


Рисунок 4.2 – Структурна схема об'єкта керування РП

Математичний опис об'єкта керування РП має вигляд:

$$\begin{cases} pS = K_{\text{мех}} \omega \\ T_M C\Phi \omega p = R_e I \\ (T_e p + 1)I = 1 / R_e (E_{\text{п}} - C\Phi \omega) \\ (T_{\mu} p + 1)E_{\text{п}} = K_{\text{п}} U_{\text{pc}} \end{cases} \quad (4.33)$$

Система рівнянь, що описує об'єкт керування РП в формі Коші:

$$\begin{cases} pS = K_{\text{мех}} \omega \\ p\omega = \frac{R_{\text{э}}}{T_M C\Phi} I \\ pI = -\frac{1}{T_e} I - \frac{C\Phi}{R_e T_e} \omega + \frac{1}{R_e T_e} E_{\text{п}} \\ pE_{\text{п}} = -\frac{1}{T_{\mu}} E_{\text{п}} + \frac{K_{\text{п}}}{T_{\mu}} U_{\text{pc}} \end{cases} \quad (4.34)$$

Наводимо керовані координати та керуючу напругу до відносних одиниць:

$$X_1 = \frac{S}{S_M}; \quad X_2 = \frac{\omega}{\omega_M}; \quad X_3 = \frac{I}{I_M}; \quad X_4 = \frac{E_{\text{п}}}{E_{\text{пМ}}}; \quad U = \frac{U_{\text{pc}}}{U_M} \quad (4.35)$$

де  $S_M$  – максимальний хід механізму, приймаємо в 10 разів більше критичного переміщення:

У відносних одиницях маємо:

$$\begin{cases} pS_M X_1 = K_{\text{мех}} \omega_M X_2 \\ p\omega_M X_2 = \frac{R_e I_M}{T_M C\Phi} X_3 \\ pI_M X_3 = -\frac{C\Phi \omega_M}{R_e T_e} X_2 - \frac{I_M}{T_e} X_3 + \frac{E_{\text{пМ}}}{R_e T_e} X_4 \\ pE_{\text{пМ}} X_4 = -\frac{E_{\text{пМ}}}{T_{\mu}} X_4 + \frac{K_{\text{п}} U_M}{T_{\mu}} U \end{cases} \quad (4.36)$$

Перетворимо:

$$\left\{ \begin{array}{l} pX_1 = \frac{K_{\text{мех}} \omega_M}{S_M} X_2 \\ pX_2 = \frac{R_e I_M}{T_M C \Phi \omega_M} X_3 \\ pX_3 = -\frac{C \Phi \omega_M}{R_e T_e I_M} X_2 - \frac{1}{T_e} X_3 + \frac{E_{\text{пм}}}{R_e T_e I_M} X_4 \\ pX_4 = -\frac{1}{T_\mu} X_4 + \frac{K_{\text{п}} U_M}{T_\mu E_{\text{пм}}} U \end{array} \right. \quad (4.37)$$

Запишемо систему рівнянь в наступному вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} pX_1 = b_{12} X_2 \\ pX_2 = b_{23} X_3 \\ pX_3 = b_{32} X_2 + b_{33} X_3 + b_{34} X_4 \\ pX_4 = b_{44} X_4 + n_4 U \end{array} \right. \quad (4.38)$$

де

$$b_{12} = \frac{K_{\text{мех}} \omega_M}{S_M};$$

$$b_{23} = \frac{R_e I_M}{T_M C \Phi \omega_M};$$

$$b_{32} = -\frac{C \Phi \omega_M}{R_e T_e I_M}; \quad b_{33} = -\frac{1}{T_e}; \quad b_{34} = \frac{E_{\text{пм}}}{R_e T_e I_M};$$

$$b_{44} = -\frac{1}{T_\mu}; \quad n_4 = \frac{K_{\text{п}} U_M}{T_\mu E_{\text{пм}}}$$

Розрахунок коефіцієнтів системи рівнянь (4.51) виконаний за допомогою прикладної програми Matlab та знаходиться в додатку А.

Переходимо до координат збуреного руху:

$$\eta_1 = X_1 - X_1^*; \quad \eta_2 = X_2 - X_2^*; \quad \eta_3 = X_3 - X_3^* \quad \eta_4 = X_4 - X_4^* \quad (4.39)$$

Після введення змінних фазового простору обуреного руху система рівнянь (4.51) перетвориться в систему диференціальних рівнянь обуреного руху:

$$\begin{cases} p\eta_1 = b_{12}\eta_2 \\ p\eta_2 = b_{23}\eta_3 \\ p\eta_3 = b_{32}\eta_2 + b_{33}\eta_3 + b_{34}\eta_4 \\ p\eta_4 = b_{44}\eta_4 + n_4U \end{cases} \quad (4.40)$$

Матриця Барбашина має вигляд:

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & 0 & b_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{23} & b_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{34} & b_{44} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 & b_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{23} & b_{33} & 0 & b_{32} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{34} & b_{44} & 0 & b_{32} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & 0 & b_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & b_{34} & b_{33} + b_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{34} & b_{44} \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Оскільки визначник матриці Барбашина  $|C|=0$ , рівняння Барбашина не має рішення. Тому скористаємося наступним штучним прийомом - покладемо, що передавальна функція механізму:

$$W_{\text{мех}}(p) = \frac{K_{\text{мех.1}}}{T_1 p + 1}, \quad (4.42)$$

$$\text{де } T_1 \rightarrow \infty; \quad K_{\text{мех.1}} = T_1 K_{\text{мех}} \quad \frac{K_{\text{мех.1}}}{T_1} \approx K_{\text{мех}}$$

Диференціальне рівняння, що описують рух механізму:

$$pS = -\frac{1}{T_1}S + \frac{K_{\text{мех.1}}}{T_1}\omega = -\frac{1}{T_1}S + K_{\text{мех}}\omega \quad (4.43)$$

З урахуванням цього рівняння скорегуємо систему (4.40):

$$\begin{cases} p\eta_1 = b_{11}\eta_1 + b_{12}\eta_2 \\ p\eta_2 = b_{23}\eta_3 \\ p\eta_3 = b_{32}\eta_2 + b_{33}\eta_3 + b_{34}\eta_4 \\ p\eta_4 = b_{44}\eta_4 + n_4U \end{cases} \quad (4.44)$$

де  $b_{11} = -\frac{1}{T_1} \rightarrow 0$ .

Функція Ляпунова для системи четвертого порядку:

$$V = A_{11}\eta_1^2 + 2A_{12}\eta_1\eta_2 + 2A_{13}\eta_1\eta_3 + 2A_{14}\eta_1\eta_4 + A_{22}\eta_2^2 + 2A_{23}\eta_2\eta_3 + 2A_{24}\eta_2\eta_4 + A_{33}\eta_3^2 + 2A_{34}\eta_3\eta_4 + A_{44}\eta_4^2 \quad (4.45)$$

Критерій якості:

$$J = \min_U \int_0^{\infty} (k_{11}\eta_1^2 + 2k_{12}\eta_1\eta_2 + 2k_{13}\eta_1\eta_3 + 2k_{14}\eta_1\eta_4 + k_{22}\eta_2^2 + 2k_{23}\eta_2\eta_3 + 2k_{24}\eta_2\eta_4 + k_{33}\eta_3^2 + 2k_{34}\eta_3\eta_4 + k_{44}\eta_4^2) dt \quad (4.46)$$

Алгоритм керування РП має вигляд:

$$U_{\text{рп}} = -U_{\text{м}} \text{sign} \left[ n_4 \frac{\partial V}{\partial \eta_4} \right] = -U_{\text{м}} \text{sign} [A_{14}\eta_1 + A_{24}\eta_2 + A_{34}\eta_3 + A_{44}\eta_4] \quad (4.47)$$

де коефіцієнти функції Ляпунова  $A_{14\text{рп}}$ ,  $A_{24\text{рп}}$ ,  $A_{34\text{рп}}$ ,  $A_{44\text{рп}}$  знаходимо з рівняння Барбашина:

$$\begin{bmatrix} b_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{11} & b_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{23} & b_{11} + b_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{34} & b_{11} + b_{44} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 & b_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{23} & b_{33} & 0 & b_{32} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{34} & b_{44} & 0 & b_{32} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & 0 & b_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & b_{34} & b_{33} + b_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{34} & b_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{13} \\ A_{14} \\ A_{22} \\ A_{23} \\ A_{24} \\ A_{33} \\ A_{34} \\ A_{44} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_{11} \\ 2k_{12} \\ 2k_{13} \\ 2k_{14} \\ k_{22} \\ 2k_{23} \\ 2k_{24} \\ k_{33} \\ 2k_{34} \\ k_{44} \end{bmatrix}$$

При синтезі РП вважаємо, що

$$k_{11} = 1, \quad k_{12} = k_{13} = k_{14} = k_{22} = k_{23} = k_{24} = k_{33} = k_{34} = k_{44} = 0.$$

$$\begin{bmatrix} b_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_{12} & b_{11} & b_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{23} & b_{11} + b_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{34} & b_{11} + b_{44} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_{12} & 0 & 0 & 0 & b_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{23} & b_{33} & 0 & b_{32} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_{12} & 0 & b_{34} & b_{44} & 0 & b_{32} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & 0 & b_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{23} & b_{34} & b_{33} + b_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_{34} & b_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ A_{13} \\ A_{14} \\ A_{22} \\ A_{23} \\ A_{24} \\ A_{33} \\ A_{34} \\ A_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Звідси знаходимо необхідні коефіцієнти функції Ляпунова  $A_{14\text{рп}}$ ,  $A_{24\text{рп}}$ ,  $A_{34\text{рп}}$ ,  $A_{44\text{рп}}$  розрахунок яких наведено у додатку А.

Нормуємо коефіцієнти функції Ляпунова:

$$a_{14\text{рп}} = \frac{A_{14\text{рп}}}{A_{14\text{рп}}} = 1; \quad a_{24\text{рп}} = \frac{A_{24\text{рп}}}{A_{14\text{рп}}}; \quad a_{34\text{рп}} = \frac{A_{34\text{рп}}}{A_{14\text{рп}}}; \quad a_{44\text{рп}} = \frac{A_{44\text{рп}}}{A_{14\text{рп}}}.$$

Отримуємо алгоритм керування РП:

$$\begin{aligned} U_{\text{рп}} &= -U_{\text{м}} \text{sign} [A_{14} \eta_1 + A_{24} \eta_2 + A_{34} \eta_3 + A_{44} \eta_4] = \\ &= -U_{\text{м}} \text{sign} [X_1 - X_1^* + a_{24\text{рп}} (X_2 - X_2^*) + a_{34\text{рп}} (X_3 - X_3^*) + a_{44\text{рп}} (X_4 - X_4^*)] = \\ &= U_{\text{м}} \text{sign} [X_1^* + a_{24\text{рп}} X_2^* + a_{34\text{рп}} X_3^* + a_{44\text{рп}} X_4^* - X_1 - a_{24\text{рп}} X_2 - a_{34\text{рп}} X_3 - a_{44\text{рп}} X_4] \end{aligned}$$

Структурні схеми релейної позиційної системи з контролем природних фазових координат приведена на рисунку 4.3.

#### 4.4 Розрахунок задатчика траєкторії

Для формування бажаних траєкторій керованих координат (положення, швидкості, струму) розрахуємо задатчик траєкторії, який являє собою оптимальну за швидкодією позиційну систему другого порядку. Синтез



задатчика здійснюється виходячи з відомого закону зміни прискорення в позиційній системі:

$$A_{зп} = A_{\max} \operatorname{sign}\left[S_3 - S_{зп} - \frac{0,5}{A_{\max}} V_{зп} |V_{зп}|\right], \quad |V_{зп}| \leq V_{\max} \quad (4.48)$$

де  $A_{зп}$  – лінійне прискорення,  $V_{зп}$  – лінійна швидкість,  $S_{зп}$  – лінійне переміщення,  $S_3$  – завдання на положення,  $A_{\max}$  – максимальне прискорення:

$$A_{\max} = \frac{R_e K_{\text{мех}}}{T_M C \Phi} I_J \quad (4.49)$$

$V_{\max}$  – максимальна швидкість:

$$V_{\max} = K_{\text{мех}} \omega_M \quad (4.50)$$

Координата задатчика  $S_{зп}$  служить сигналом завдання на положення релейного системи регулювання. Дві інших координати  $V_{зп}$  та  $A_{зп}$  можна використовувати для формування бажаних траєкторій руху внутрішніх змінних об'єкта - струму та швидкості двигуна (в системі з контролем вихідних координат), першої та другої похідної положення (в системі з контролем вихідної координати та її похідних). Бажані траєкторії струму та швидкості двигуна можуть бути сформовані на базі змінних задатчика наступним чином:

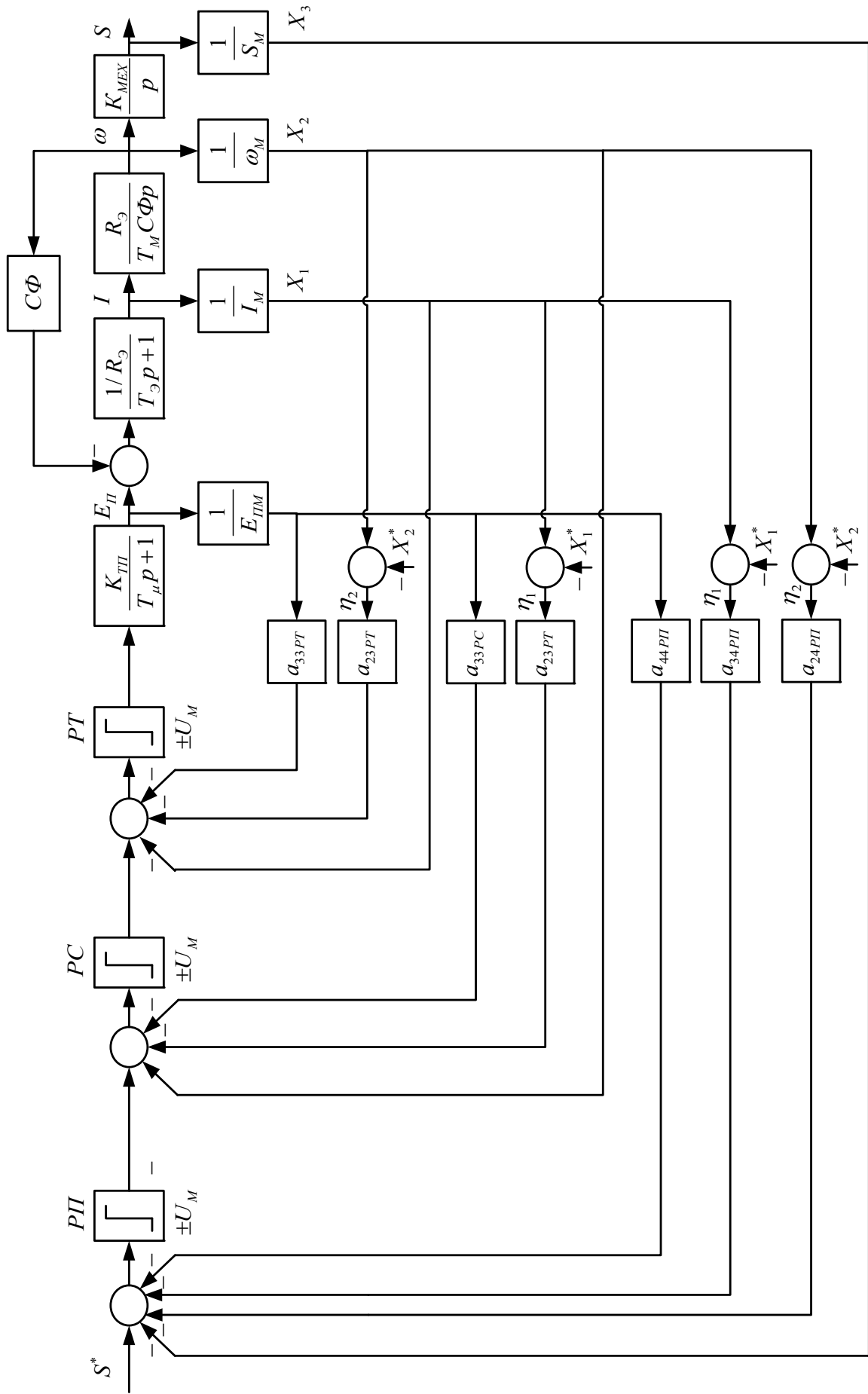


Рисунок 4.3 – Структурна схема позиційної релейної системи

$$I^* = A_{3\Pi} \frac{T_M C \Phi}{R_e K_{MEX}}, \quad \omega^* = \frac{V_{3\Pi}}{K_{MEX}} \quad (4.51)$$

Тоді повний пакет бажаних траєкторій для системи з контролем вихідних координат визначається так:

$$X_1^* = \frac{I^*}{I_M}, \quad X_2^* = \frac{\omega^*}{\omega_M}, \quad X_3^* = \frac{S_{3\Pi}^*}{S_M} \quad (4.52)$$

Структурна схема задатчика положення в системі з контролем вихідних координат приведена на рис.4.4.

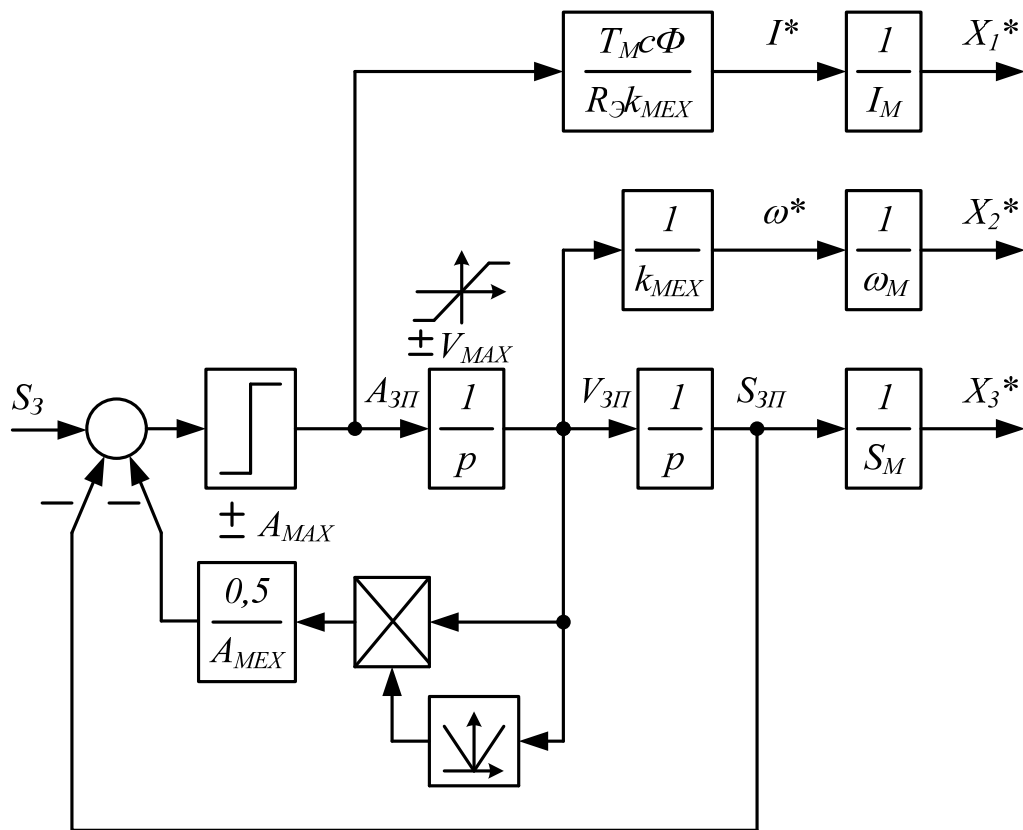


Рисунок 4.4 – Структурна схема задатчика траєкторії в системі з контролем вихідних координат

#### **4.5 Математичне моделювання електроприводу натискного пристрою в середовищі Matlab/Simulink**

Дослідження перехідних процесів в релейній системі керування електроприводом проводиться за допомогою пакета прикладних програм Matlab/Simulink. Математична модель позиційної релейної системи приведена на рис. 4.4.

Графіки перехідних процесів (переміщення механізму; швидкість обертання двигуна; струм якірного ланцюга системи; ЕРС силового перетворювача; вихідна напруга задатчика інтенсивності швидкості) наведені на рис. рис. 4.5 - 4.25.



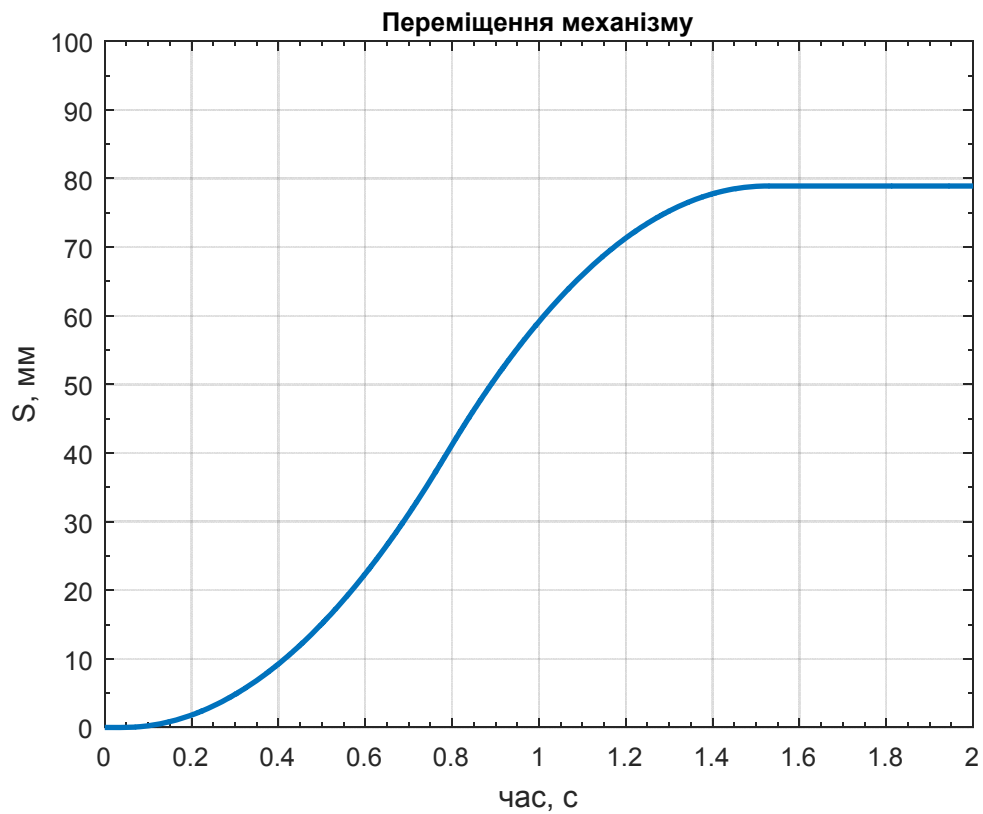


Рисунок 4.5 - Графік перехідного процесу відпрацювання критичного переміщення  $S_{кр} = 78,9$  мм механізму  $I_c = 0,2I_H$

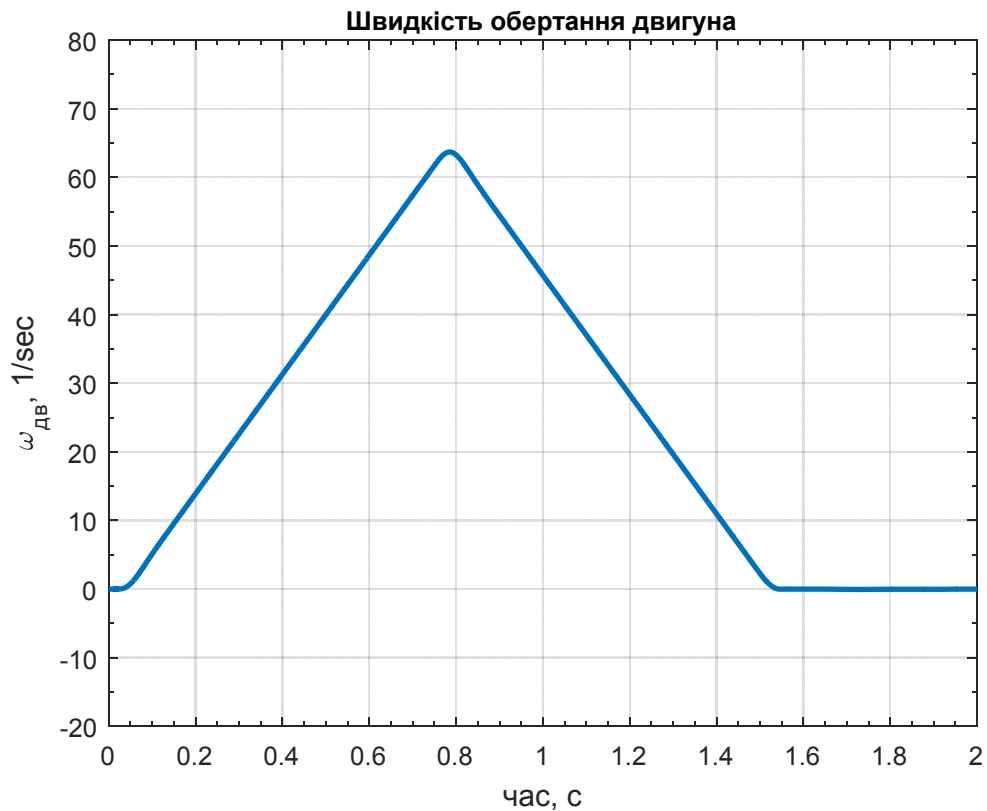


Рисунок 4.6 - Графік перехідного процесу швидкості обертання двигуна  $I_c = 0,2I_H$

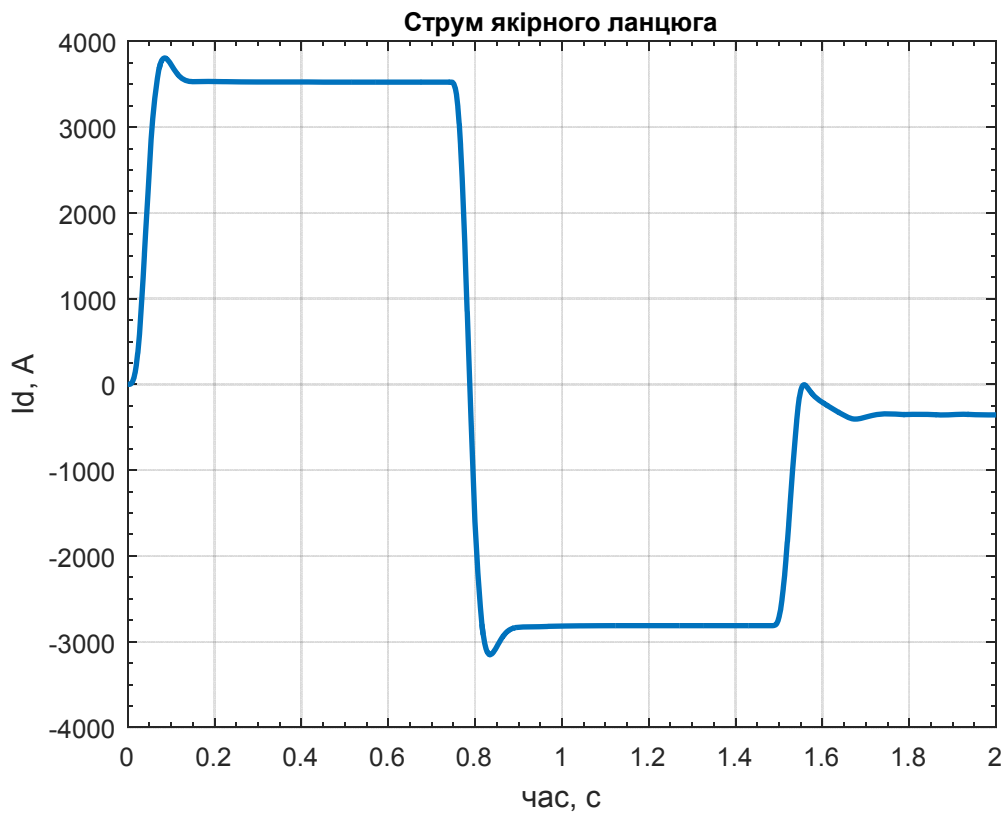


Рисунок 4.7 - Графік перехідного процесу струму якоря електроприводу  $I_c = 0,2I_H$

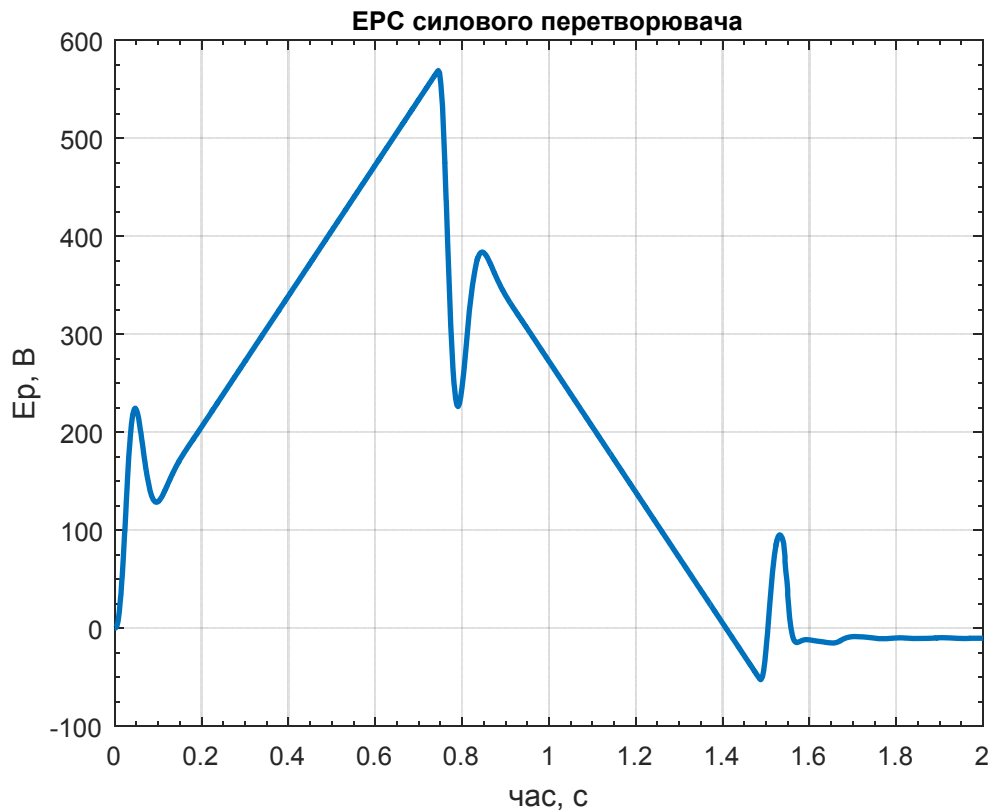


Рисунок 4.8 - Графік перехідного процесу ЕРС тиристорного перетворювача  $I_c = 0,2I_H$

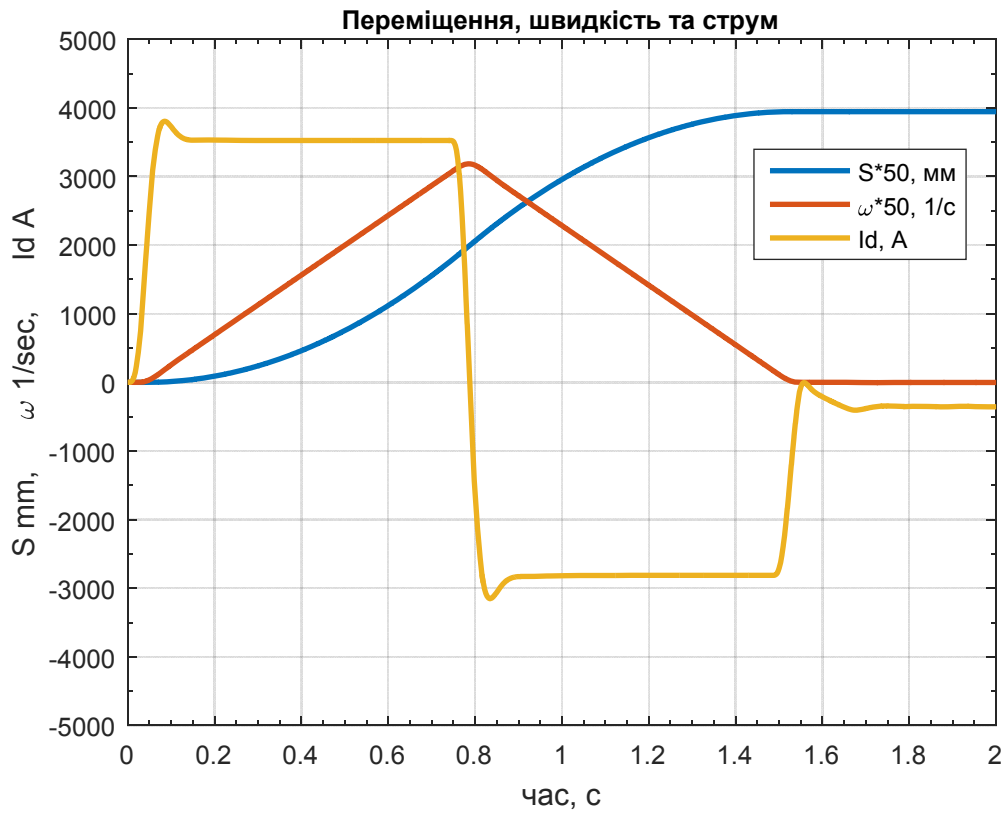


Рисунок 4.9 - Графік перехідного процесу переміщення, швидкості та струму електродвигуна  $I_c = 0,2I_H$

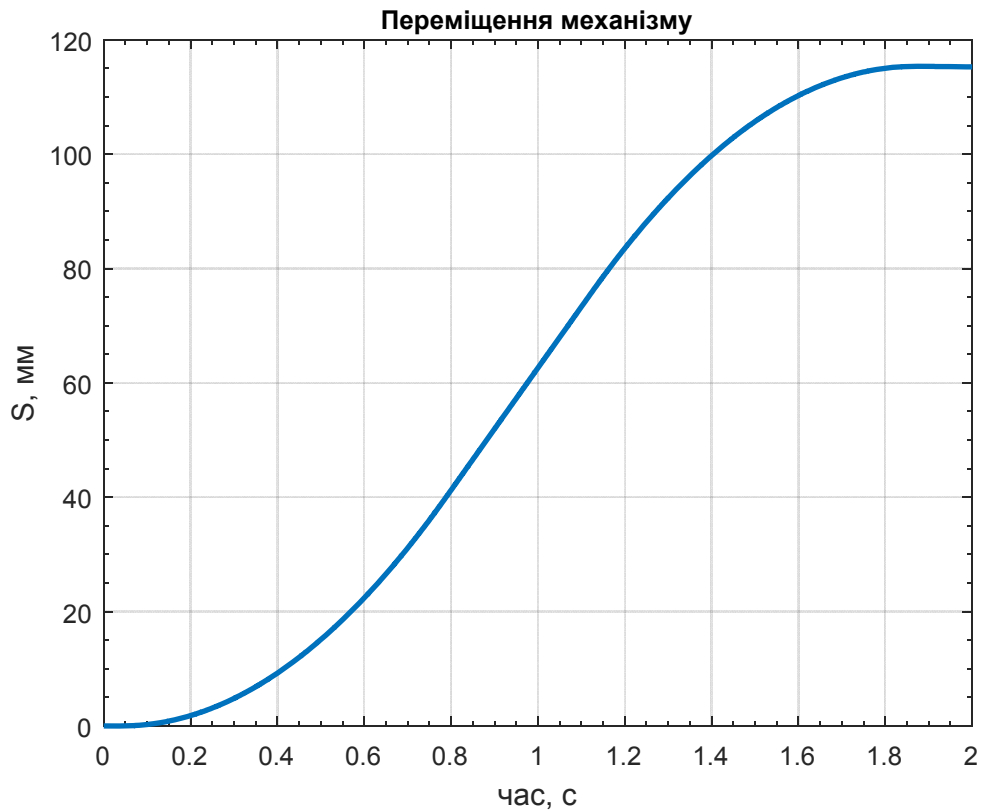


Рисунок 4.10 - Графік перехідного процесу переміщення механізму при  $S = 85 \text{ мм} > S_{кр} \text{ мм}$   $I_c = 0,2I_H$



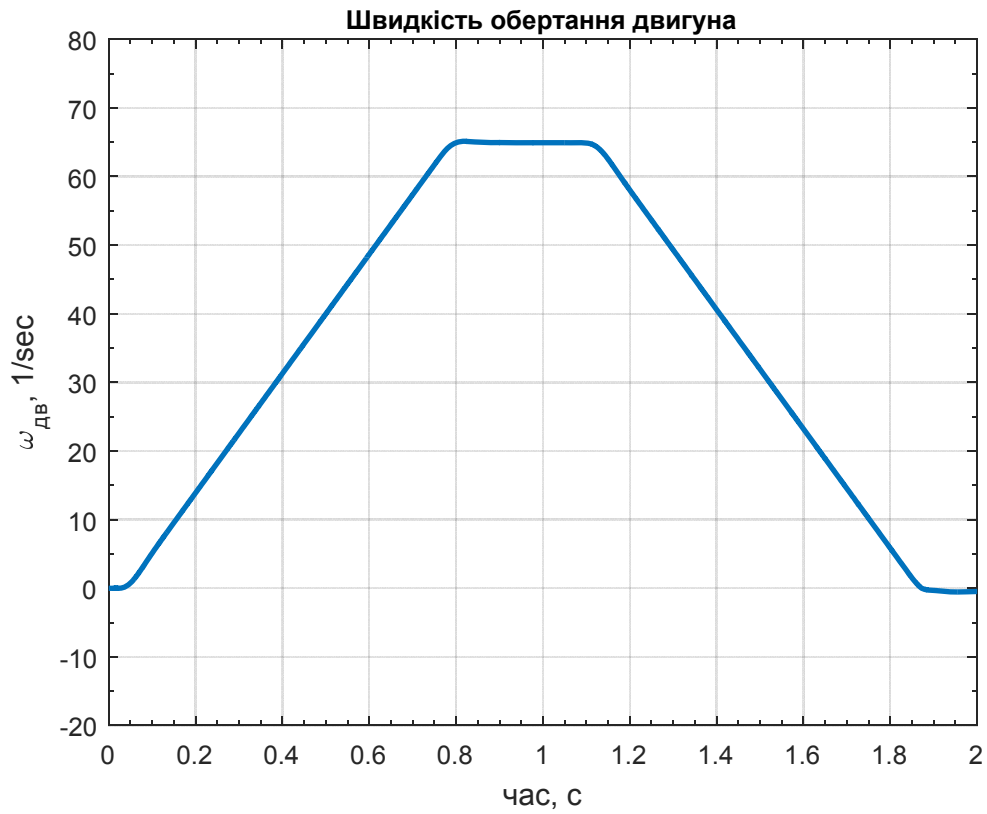


Рисунок 4.11 - Графік перехідного процесу швидкості обертання двигуна при  $S = 85 \text{ мм} > S_{кр} \text{ мм}$   $I_c = 0,2I_H$

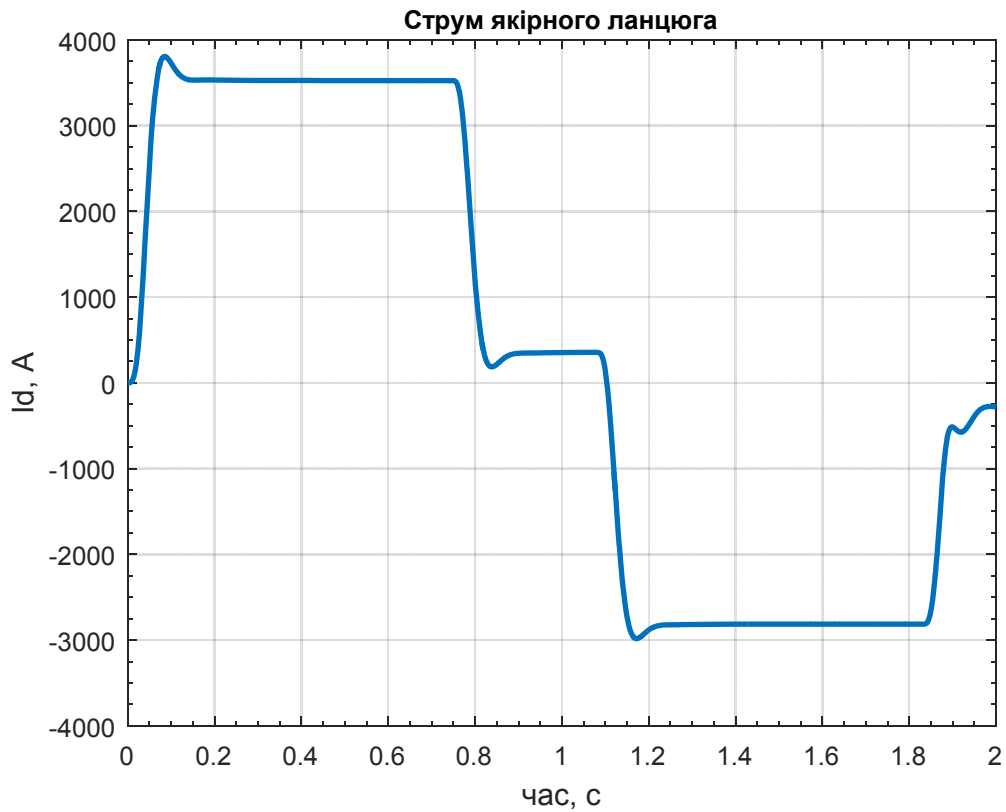


Рисунок 4.12 - Графік перехідного процесу струму якоря двигуна при  $S = 85 \text{ мм} > S_{кр} \text{ мм}$   $I_c = 0,2I_H$

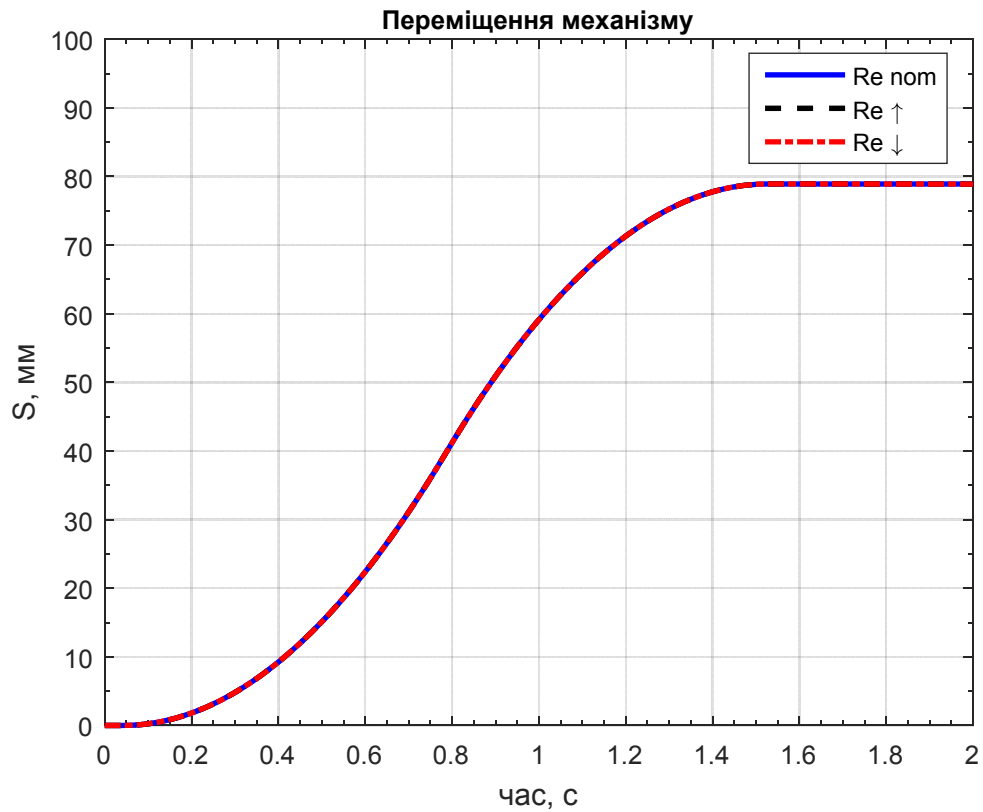


Рисунок 4.13 - Графік перехідного процесу переміщення механізму при зміні  $R_3$  в 2 рази,  $S = S_{кр}$ ;  $I_c = 0,2I_H$

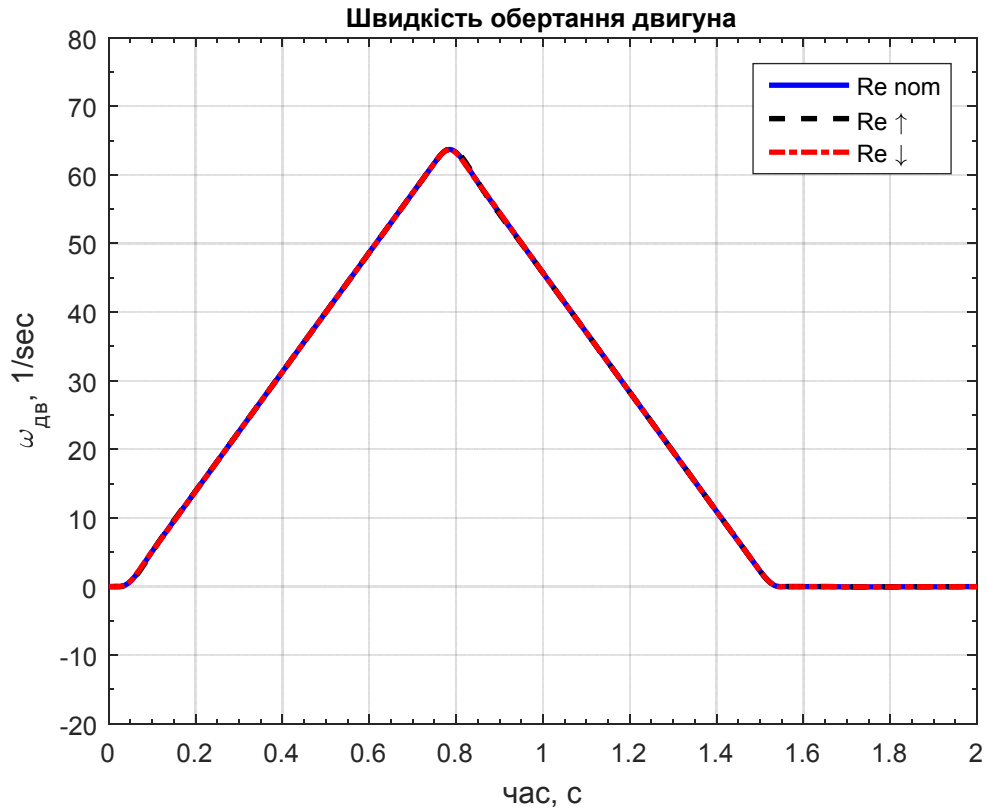


Рисунок 4.14 - Графік перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні  $R_3$  в 2 рази,  $S = S_{кр}$ ;  $I_c = 0,2I_H$

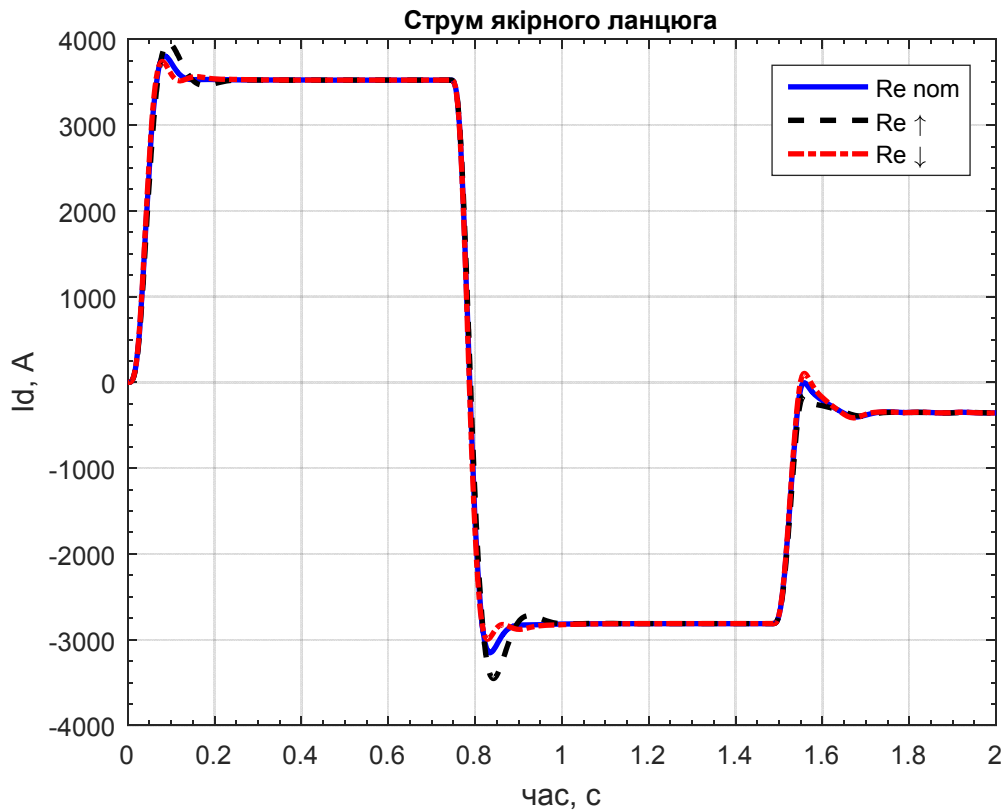


Рисунок 4.16 - Графік перехідного процесу струму якоря двигуна при зміні  $R_3$  в 2 рази,  $S = S_{кр}$ ;  $I_c = 0,2I_H$

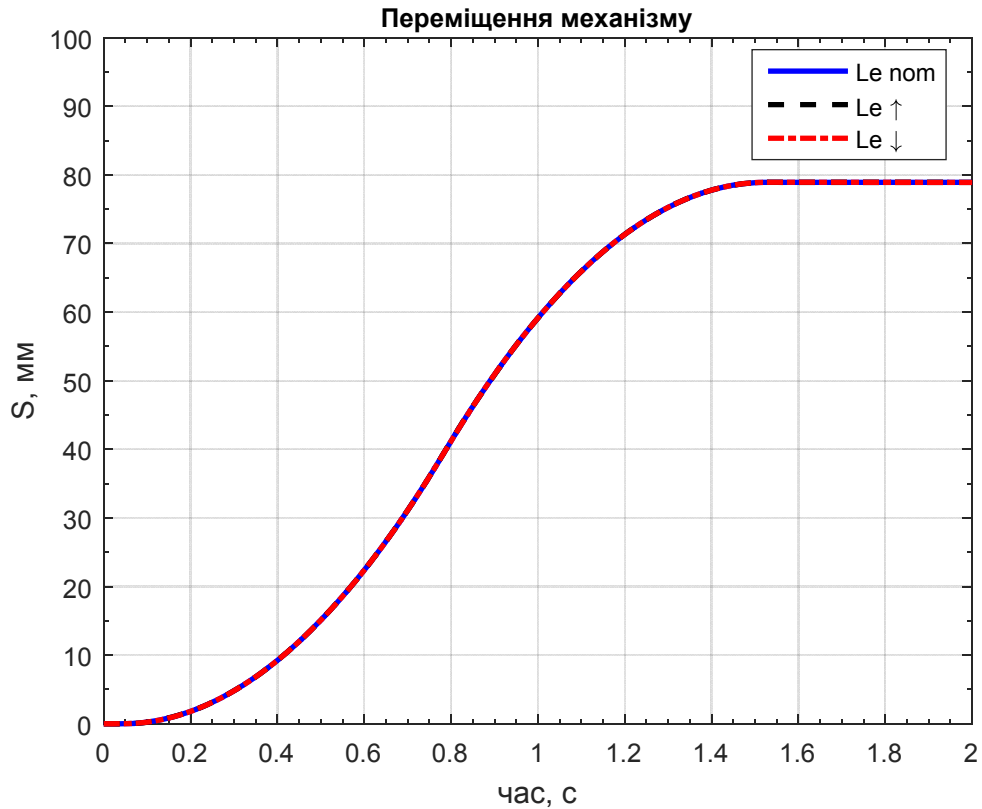


Рисунок 4.17 - Графік перехідного процесу переміщення механізму при зміні  $L_3$  в 2 рази,  $S = S_{кр}$ ;  $I_c = 0,2I_H$

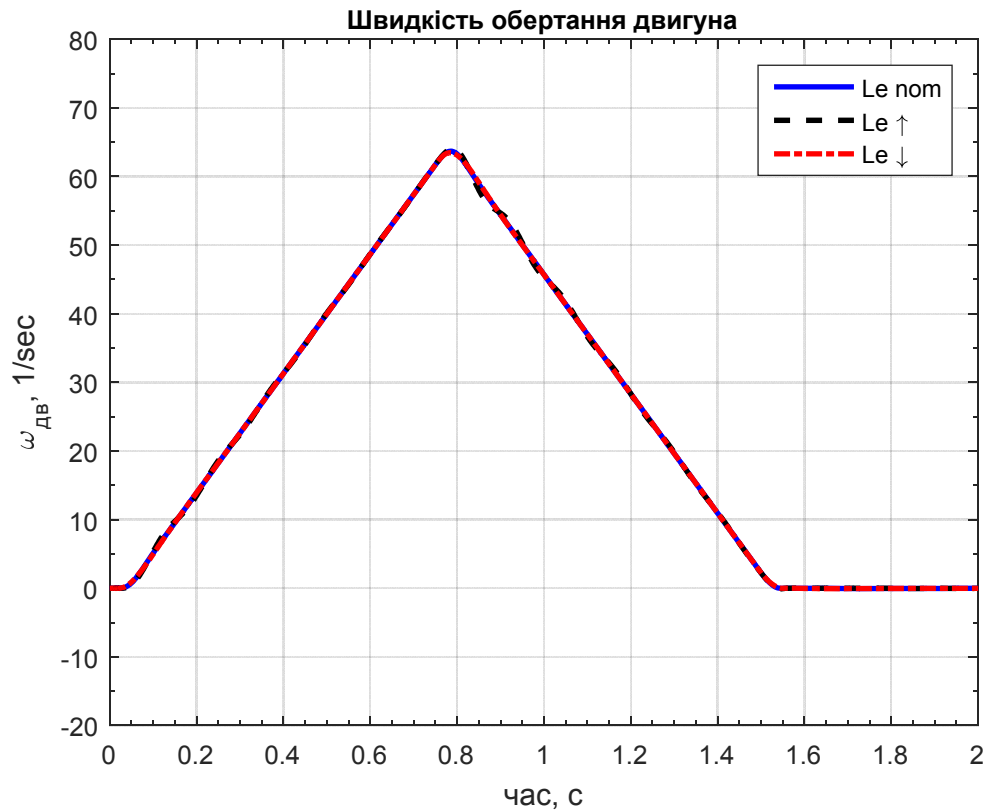


Рисунок 4.18 - Графік перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні  $L_\sigma$  в 2 рази,  $S = S_{\text{кр}}$ ;  $I_c = 0,2I_H$

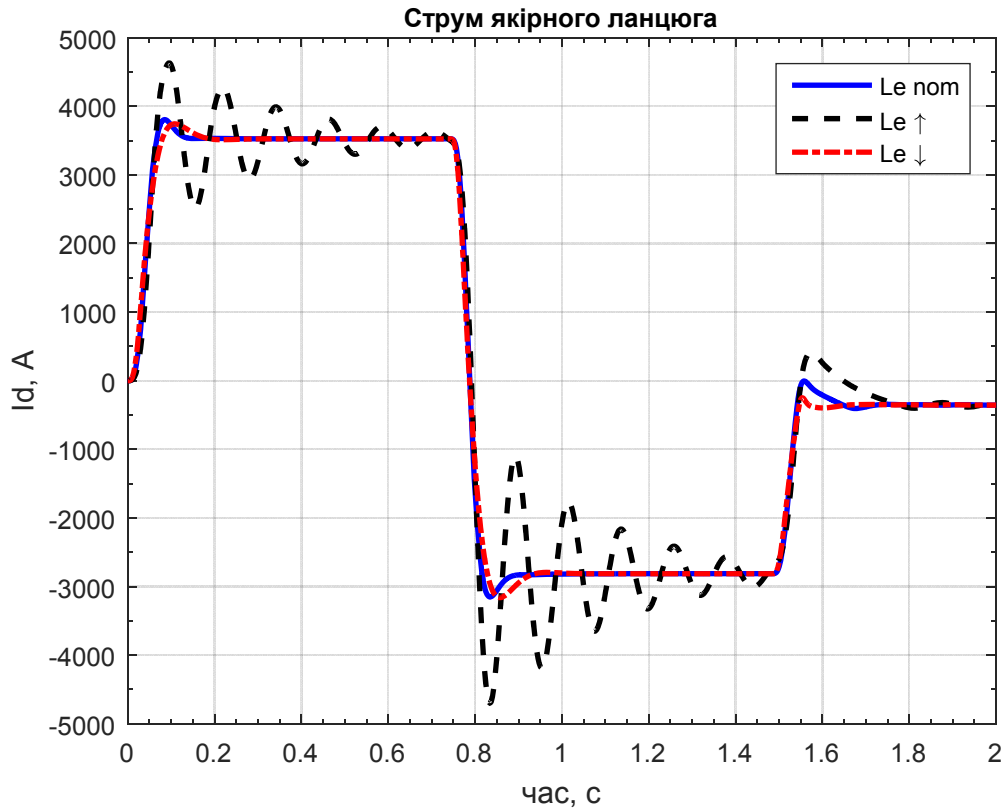


Рисунок 4.19 - Графік перехідного процесу струму якоря двигуна при зміні  $L_\sigma$  в 2 рази,  $S = S_{\text{кр}}$ ;  $I_c = 0,2I_H$

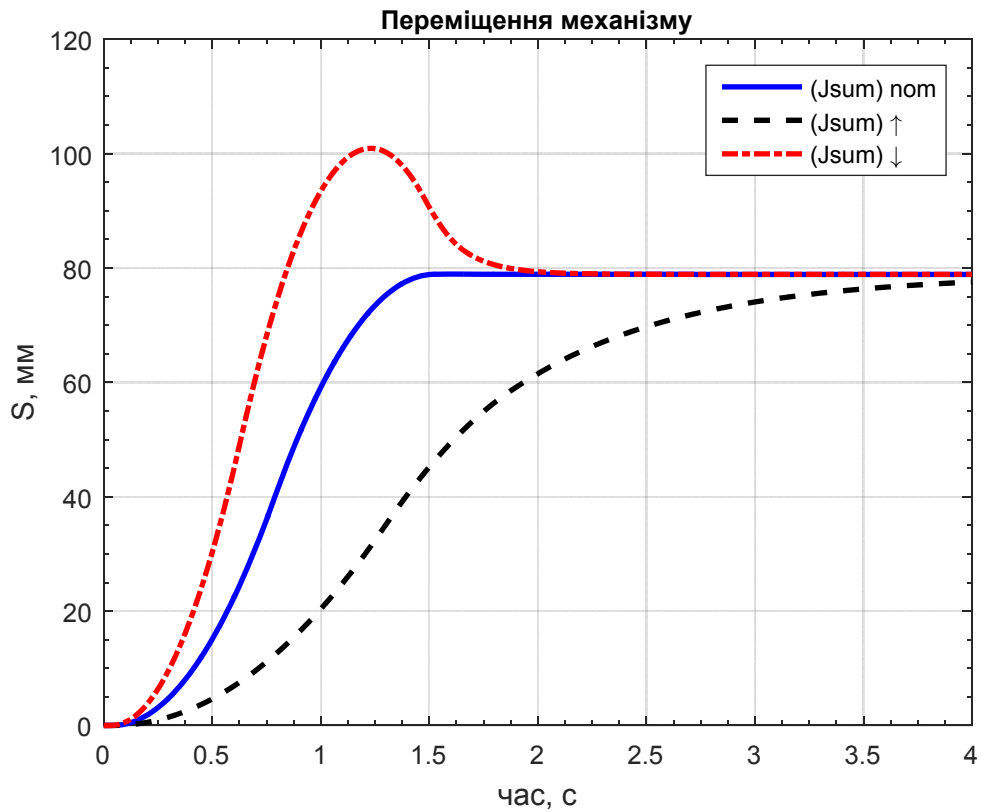


Рисунок 4.20 - Графік перехідного процесу переміщення механізму при зміні  $J'_{\Sigma}$  в 2 рази,  $S = S_{\text{кр}}$ ;  $I_c = 0,2I_n$

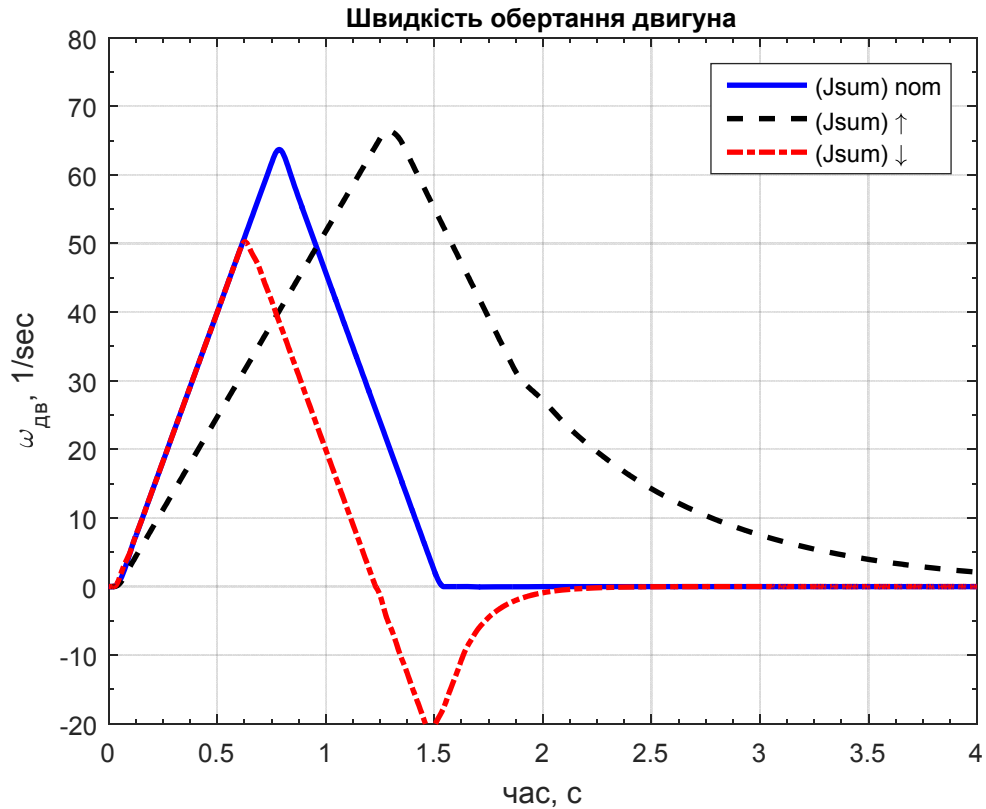


Рисунок 4.21 - Графік перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні  $J'_{\Sigma}$  в 2 рази,  $S = S_{\text{кр}}$ ;  $I_c = 0,2I_n$

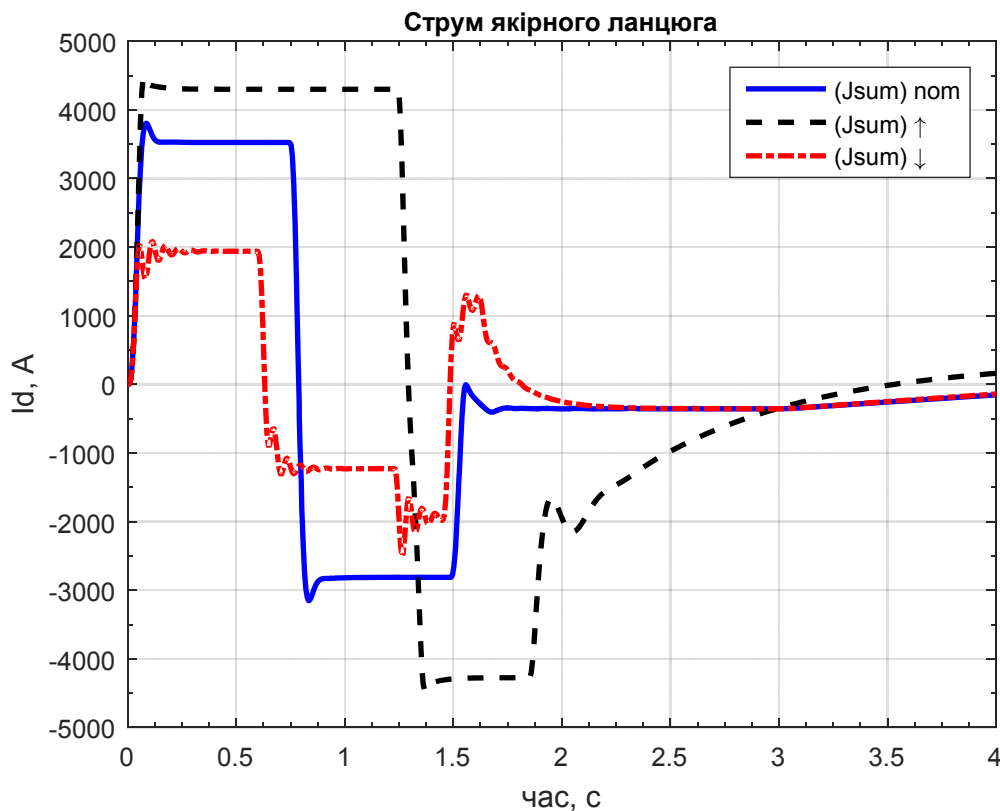


Рисунок 4.22 - Графік перехідного процесу струму якоря двигуна при зміні  $J'_\Sigma$  в 2 рази,  $S = S_{кр}$ ;  $I_c = 0,2I_n$

#### 4.6 Оптимізація за швидкодією методом n-і перемикання режимів малих переміщень позиційного електропривода

Отримано співвідношення заданої величини переміщення та параметрів релейної системи регулювання, які забезпечують оптимальний за швидкодією перехідний процес позиційного електроприводу.

Релейна система з каскадно-підлеглим включенням регуляторів здатна забезпечити оптимальний за швидкодією перехідний процес в умовах обмеження проміжних координат позиційного електроприводу. Величина відпрацьовується стрибком положення робочого органу має визначальний вплив на форму траєкторій такого процесу. У свою чергу, розрахункові траєкторії використовуються при визначенні параметрів регуляторів систем оптимального управління. Тому швидкодію системи з фіксованими настройками, виконаними для режиму великих переміщень, помітно знижується при відпрацюванні малих і середніх переміщень.

Для оптимізації за швидкодією технічно простих релейних систем підпорядкованого регулювання з лінійними функціями перемикачів в умовах досягнення всіма змінними стану рівнів обмеження розроблений метод N-ї перемикачів [72, 73]. У роботах [74, 75] була виконана модифікація даного методу для ще одного окремого випадку оптимального процесу, властивого системі з порівняно повільним внутрішнім контуром.

Поширення мікропроцесорних засобів керування електроприводами робить актуальною розробку способів адаптації регуляторів, синтезованих методом N-ї перемикачів, до зміни умов перебігу перехідних процесів. Передумовою до успішного функціонування адаптивної системи служить гранична простота розрахунків, виконуваних при синтезі даним методом, що допускає модифікацію налаштувань регуляторів в реальному часі. Метою роботи є розробка алгоритму оптимізації режиму малих переміщень релейного системи на підставі величини заданого переміщення.

Динаміка позиційного електроприводу описується системою диференціальних рівнянь

$$\left. \begin{aligned} p\phi = \omega; p\omega = \varepsilon = \frac{k_p \cdot c}{J} \cdot (i - i_c) \\ p\varepsilon = a = \frac{k_p \cdot c}{J} \cdot \frac{u - R \cdot i - c \cdot \omega}{L} \end{aligned} \right\}, \quad (4.51)$$

де  $\phi, \omega, \varepsilon, a$  - відповідно кутові положення, швидкість, прискорення і ривок виконавчого валу,  $u$  - напруга перетворювача;  $k_p, R, L, J, c = k\Phi$  - параметри електромеханічної системи.

У режимі малих переміщень єдиною координатою, що досягає рівня обмеження, є ривок, або N-я похідна положення, де  $N = 3$  - порядок системи. На малюнку 1 представлені типові тимчасові діаграми, що відповідають даним умовам протікання оптимального перехідного процесу. Нагадаємо, що в методі N-ї перемикачів [72] приймається допущення про сталість N-й похідної вихідної координати на інтервалах сталості керуючого впливу.

Величини, позначені на рис. 4.23 як максимальні, є для даного режиму не рівнями обмеження, а найбільшими досягаються в перехідному процесі

значеннями. На відміну від режиму великих переміщень, ці значення не визначені до початку перехідного процесу, а цілком залежать від величини стрибка задає впливу. Завдяки виключно простому виду розрахункової траєкторії (рис. 1) і незмінності її форми у всьому діапазоні малих переміщень може бути встановлена однозначна аналітична зв'язок між величиною відпрацьовується стрибка положення і максимумами проміжних координат, які, в свою чергу, є вихідними даними для синтезу регуляторів.

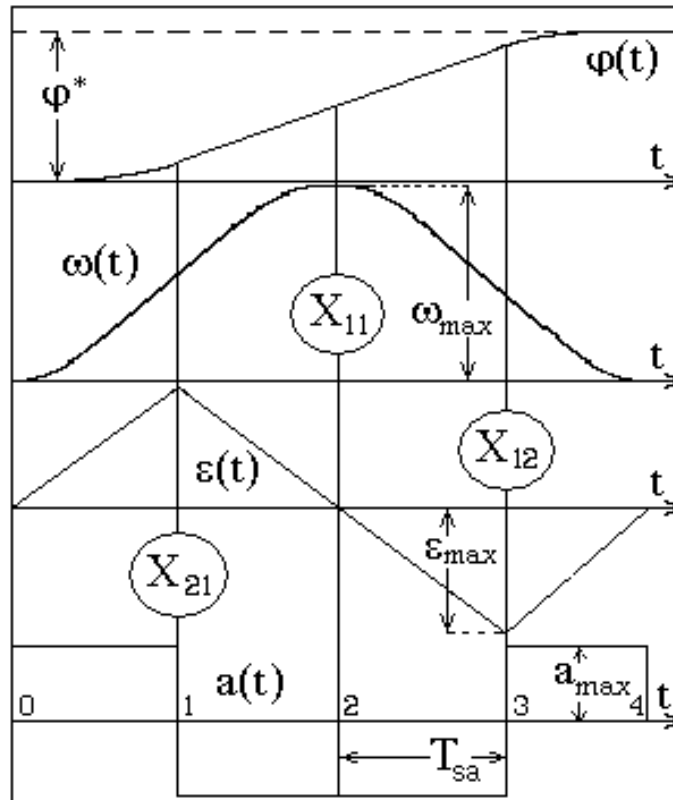


Рисунок 4.23 - Траєкторії режиму малих переміщень

Розіб'ємо траєкторію оптимального за швидкістю процесу відпрацювання малого переміщення  $\phi^*$  на чотири ділянки, межі яких на рис. 4.23 відзначені точками 0 - 4. Завдяки допущенню про стабілізацію ривка на інтервалах  $T_{sa}$  на рівнях  $\pm a_{\max}$ , значення змінних стану в точках 1 - 4 розраховуються як суми ряду Тейлора з кінцевим числом членів.

При нульових початкових умовах значення вектору стану в точці 1

складуть: 
$$\omega_1 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2};$$



$$\varepsilon_1 = \varepsilon_{\max} = a_{\max} \cdot T_{sa}; \quad \phi_1 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^3}{6}.$$

Значення вектора стану в точці 2:

$$\omega_2 = \omega_1 - a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2} + \varepsilon_{\max} \cdot T_{sa},$$

$$\varepsilon_2 = \varepsilon_{\max} - a_{\max} \cdot T_{sa} = 0;$$

Тоді, з урахуванням  $\varepsilon_{\max} = a_{\max} \cdot T_{sa}$ , маємо:

$$\omega_2 = a_{\max} \cdot T_{sa}^2;$$

$$\phi_2 = \phi_1 + \omega_1 \cdot T_{sa} + \varepsilon_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2} - a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^3}{6},$$

з урахуванням  $\omega_1 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2}$ ,  $\varepsilon_{\max} = a_{\max} \cdot T_{sa}$ , отримаємо:

$$\phi_2 = a_{\max} \cdot T_{sa}^3$$

Продовживши інтегрування за допомогою аналогічних викладок, знайдемо величину кутового переміщення  $\phi_4 = 2 \cdot a_{\max} \cdot T_{sa}^3$  в кінцевій точці оптимального за швидкодією перехідного процесу, яку будемо вважати рівною заданій величині стрибка  $\phi^*$ . Звідси для будь-якої зміни вхідного сигналу  $\phi^*$ , що належить діапазону малих переміщень приводу  $-\phi_{mn} \leq \phi^* \leq \phi_{mn}$ , може бути визначена тривалість інтервалу

$$T_{sa} = \sqrt[3]{\frac{|\phi^*|}{2 \cdot a_{\max}}}, \quad (4.52)$$

через яку, як було вище показано, в досить компактній формі виражаються змінні стану в точках стрибкоподібних змін ривка 1 - 4 (рис. 4.23), відповідних точкам перемикання регуляторів.

Релейний система управління позиційним електроприводом (4.51) з каскадно-підлеглим включенням регуляторів реалізує алгоритми:

$$\left. \begin{aligned} u_{pn} &= \omega^* = \omega_{\max} \cdot \text{sign}(\phi^* - \phi - K_{\phi\omega} \cdot \omega - K_{\phi\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{pc} &= \varepsilon^* = \varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{py} &= u^* = U_{\max} \cdot \text{sign}(\varepsilon^* - \varepsilon) \end{aligned} \right\} \quad (4.53)$$

де символом \* відмічені задані значення відповідних змінних, як вхідний, так і сформовані регуляторами.

Для синтезу оптимального за швидкодією регулятора положення методом N-ї перемикань необхідно вирішити систему двох лінійних алгебраїчних рівнянь для двох невідомих коефіцієнтів зворотних зв'язків  $K_{\phi\omega}, K_{\phi\varepsilon}$ :

$$\left. \begin{aligned} \Delta\phi_{11} - K_{\phi\omega} \cdot \omega_{11} - K_{\phi\varepsilon} \cdot \varepsilon_{11} &= 0 \\ \Delta\phi_{12} - K_{\phi\omega} \cdot \omega_{12} - K_{\phi\varepsilon} \cdot \varepsilon_{12} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.54)$$

Ці рівняння складаються для двох характерних точок  $X_{11}, X_{12}$  оптимальної перехідної траєкторії. Перемикання регулятора положення в цих точках задасть відповідно початок гальмування і початок стопоріння приводу.

Для оптимізації за швидкодією регулятора швидкості системи (4.53) слід знайти коефіцієнт  $K_{\omega\varepsilon}$  зворотного зв'язку щодо прискорення, що забезпечує перемикання регулятора в характерній точці  $X_{21}$  оптимальної траєкторії, відповідної початку скидання прискорення при завершенні розгону. Для цього слід вирішити рівняння

$$\Delta\omega_{21} - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon_{21} = 0, \quad (4.55)$$

отримується з умови перемикання регулятора швидкості в характерній точці  $X_{21}$ .

Підставивши знайдені вище при виконанні інтегрування значення фазових координат в точці перемикання 1, яка відповідає характерній точці,

$X_{21}$  рівні  $\varepsilon_{21} = \varepsilon_1 = \varepsilon_{\max} = a_{\max} \cdot T_{sa}$ ;  $\Delta\omega_{21} = \omega_1 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2}$ , в рівнянні (4.55),

отримаємо  $a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2} - K_{\omega\varepsilon} \cdot a_{\max} \cdot T_{sa} = 0$ , звідки знайдемо

$$K_{\omega\varepsilon} = \frac{T_{sa}}{2}. \quad (4.56)$$

Підставивши значення фазових координат в точках 2, 3, відповідних характерних точках  $X_{11}, X_{12}$ , рівні  $\omega_{12} = \omega_3 = \omega_1 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2}$ ;

$$\varepsilon_{12} = \varepsilon_3 = -a_{\max} \cdot T_{sa} \quad ; \quad \omega_{12} = \omega_3 = \omega_1 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2} \quad ; \quad \Delta\phi_{12} = \phi^* - \phi_3 = \phi_1 = a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^3}{6} \quad ;$$

$$\varepsilon_{11} = 0 \quad ; \quad \omega_{11} = \omega_2 = a_{\max} \cdot T_{sa}^2 \quad ; \quad \Delta\phi_{11} = \phi^* - \phi_2 = \phi_2 = a_{\max} \cdot T_{sa}^3 \quad ;$$

в систему (4.54) отримаємо

$$\left. \begin{aligned} a_{\max} \cdot T_{sa}^3 - K_{\phi\omega} \cdot a_{\max} \cdot T_{sa}^2 &= 0 \\ a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^3}{6} - K_{\phi\omega} \cdot a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2} + K_{\phi\varepsilon} \cdot a_{\max} \cdot T_{sa} &= 0 \end{aligned} \right\}$$

З першого рівняння знайдемо

$$K_{\phi\omega} = T_{sa} \quad , \quad (4.57)$$

Підставивши  $K_{\phi\omega}$  в друге рівняння, отримаємо

$$a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^3}{6} - T_{sa} \cdot a_{\max} \cdot \frac{T_{sa}^2}{2} + K_{\phi\varepsilon} \cdot a_{\max} \cdot T_{sa} = 0 \quad ,$$

звідки знайдемо

$$K_{\phi\varepsilon} = \frac{T_{sa}^2}{2} - \frac{T_{sa}^2}{6} = \frac{T_{sa}^2}{3} \quad . \quad (4.58)$$

Формули (4.56 - 4.58) демонструють залежність коефіцієнтів зворотних зв'язків виключно від тривалості інтервалів сталості ривка на розрахунковій траєкторії, яка, в свою чергу, однозначно пов'язана з величиною відпрацьовується переміщення згідно (4.52).

Поряд з розрахунком коефіцієнтів зворотних зв'язків, перенастроювання системи (4.53) на мале переміщення вимагає також присвоєння рівнями обмеження проміжних координат нових значень

$$\varepsilon_{\max} = a_{\max} \cdot T_{sa} \quad ; \quad \omega_{\max} = a_{\max} \cdot T_{sa}^2 \quad (4.59)$$

пов'язаних з величиною  $\phi^*$ .

Максимальний розрахунковий рівень ривка визначається амплітудою керуючого впливу і не підлягає зміні. Його величина використовується в (4.52) і повинна бути розрахована заздалегідь з урахуванням граничних рівнів внутрішніх зворотних зв'язків в системі (4.51).

Остаточно алгоритм адаптації релейного системи підлеглого регулювання до здійснення малого переміщення довільної величини відповідно до розрахункової оптимальної за швидкодією траєкторією зводиться до виконання послідовності обчислень за формулами: (4.52), (4.56), (4.57), (4.58), (4.59), причому сама траєкторія і коріння (4.54), (4.55) в явному вигляді не розраховуються.

Можливість однозначного виразу всіх коефіцієнтів зворотних зв'язків системи (4.53) через єдиний параметр  $T_{sa}^2$  дозволяє аналітично виконати оцінку стійкості ковзають режимів регуляторів, налаштованих на оптимальну за швидкодією відпрацювання малих переміщень.

Очевидно, що ковзає режим підсистеми регулювання швидкості стійкий, оскільки характеристичне рівняння:

$$K_{\omega\varepsilon} \cdot p + 1 = 0$$

завжди має негативний корінь завдяки позитивному значенню  $K_{\omega\varepsilon}$ , що розраховується відповідно до (6). Характеристичне рівняння регулятора положення

$$\frac{T_{sa}^2}{3} \cdot p^2 + T_{sa} \cdot p + 1 = 0$$

завжди має комплексно пов'язані коріння з негативною дійсною частиною

$$p_{1,2} = -\frac{3}{2 \cdot T_{sa}} \pm j \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot T_{sa}} .$$

Для регуляторів, синтезованих методом N-і перемикачів, характерно входження в ковзний режим в малій околиці точки рівноваги, що робить несуттєвою коливальність квазіустановленого руху системи управління.

Результати настройки регуляторів даним методом на відпрацювання перехідних режимів з більш складними оптимальними траєкторіями перевіряються на предмет стійкості ковзають режимів тільки чисельно.

Запропонований у вигляді послідовності обчислень за формулами (4.52), (4.56-4.59) алгоритм визначення параметрів релейного системи підлеглого регулювання як функцій задаючого впливу може бути використаний для

настройки позиційного електроприводу на оптимальну за швидкістю відпрацювання довільного малого переміщення із забезпеченням сталого змінного режиму в статиці. В контексті методу N-і перемикачів розрахунок характерних точок перемикачів релейних регуляторів служить допоміжним елементом оригінальної процедури визначення параметрів замкнутої по вектору стану системи на підставі бажаного виду її тимчасової характеристики..

## ВИСНОВОК

На підставі результатів теоретичних досліджень можна зробити наступні висновки:

1. Стосовно до об'єкта керування – позиційний електропривод натискного пристрою кліті обтискного стану на базі електродвигуна постійного струму показана можливість використання релейних САР для відпрацювання заданої швидкості з високими показниками якості.

2. Методами оптимального (релейного) керування синтезовані регулятори струму, швидкості та положення, 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. Розглянуто співвідношення заданої величини переміщення та параметрів релейної системи регулювання, які забезпечують оптимальний за швидкодією перехідний процес позиційного електроприводу.

**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, 1984.1. - С. 161 - 174.

2(44). Емельянов С.В. Новые типы обратной связи / Емельянов С.В., Коровин С.К. – М.: Наука. Физматлит, 1997. - 352 с.

3(68). Петров Б.Л. Исследования по теории много связных систем / Сб. под ред. Петрова Б.Л.-М.: Наука, 1982. - 152 с.

4(72). Колмановский В.Б. Устойчивость и периодические режимы регулируемых систем с последействием / Колмановский В.Б., Носов В. Р. - М: Наука, 1984.1. - 448 с.

5(80). Куржанский А.Б. Управление и наблюдение в условиях неопределенности / Куржанский А.Б. - М.: Наука, 1977. -392 с.

6(104). Поляк Б.Т. Робастная устойчивость и управление / Поляк Б.Т., Щербаков П.С. - М.: Наука, 2002. - 303с.

7(43). Емельянов С.В. Применение координатно-параметрической обратной связи при синтезе систем автоматического управления / Емельянов С.В., Коровин С.К., Сизиков В.И. - Проблемы управления и теория информации, т. 10 № 4, 1984.1.- С. 237 - 254.1.

8(65). Ильинский Н.Ф. Основы электропривода / Ильинский Н.Ф. – М.: Издательство МЭИ, 2004. - 221 с.

9(66). Ильинский Н.Ф. Общий курс электропривода / Ильинский Н.Ф., Козаченко В.Ф. - М.: Энергоатомиздат, 1992. - 544 с.

10(83). Леонхард В. Регулируемые электроприводы переменного тока / Леонхард В. - Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, т.76, №4, 1988. - С. 196 - 239.

11(154). Цыпкин Я.4. Информационная теория идентификации / Цыпкин Я.4. – М.: Наука, 1995. - 336 с.

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



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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

72. Садовой А.В., Дерез А.Л. Оптимизация по быстродействию релейных систем подчиненного регулирования методом N-i переключений. // Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника, электропривод», "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика" – Харьков, 2004, №43. – С. 53 - 56.

73. Садовой А.В., Дерез А.Л. Параметрический синтез позиционных релейных систем подчиненного регулирования методом N-i переключений. // Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника, электропривод», "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика" – Харьков, 2005, №45. – С. 71 - 73.

74. Садовой А.В., Дерез А.Л. Рациональное ограничение ускорения электроприводов, синтезируемых методом N-i переключений. // Вестник КГПУ. Выпуск 3/2006 (38), Кременчуг, 2006. – с. 21-22.

75. Садовой А.В., Дерез А.Л. Ограничение рывка в системе управляемый преобразователь-двигатель при оптимизации по быстродействию. – В тематическом выпуске "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика" межведомственного научно-технического сборника «Электромашиностроение и электрооборудование», - Киев, Техника, 2006. – С. 64-65.

## Додаток А

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

```

Sk = 78.89;           % Заданное критическое перемещение, мм
Un = 520;            % Номинальное напряжение электродвигателя, В
In = 1780;           % Номинальный ток электродвигателя, А
n = 620;             % Номинальная частота вращения, об/мин
Jd = 57;             % Момент инерции двигателя, кгм2
Ra = 12e-3;          % Сопротивление якорной цепи двигателя, Ом
Ed0 = 757.35;        % Максимально выпрямленная ЭДС
преобразователя, В
Re = 0.028*1;        % Эквивалентное сопротивление якорной цепи
системы, Ом
Le = 0.0018*1;       % Эквивалентная индуктивность якорной цепи
системы ТП-Д, Гн
Tmu = 5e-3;          % Малая постоянная времени ТП, с
Uymax = 10;          % Максимальное управляющее напряжение, В
Jsum = 280*1;        % Суммарный приведенный момент инерции ЭП,
кгм2
% -----
wn = pi*n/30;        % Номинальная угловая скорость вращения
двигателя, 1/с
ktp = (Ed0/Uymax)*1;% 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
Idin = 1.8*In;       % Динамический ток, А
Mdin = cFn*Idin;% Динамический момент, Нм
A = Sk*Mdin/(Jsum*wn^2); % Передаточный коэффициент
механизма, мм/рад
Ic = 0.2*In;         % Статический ток

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

```

```

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

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

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

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

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

re=Re;
Te=Te;

%ktp=52;
Tu=Tmu;

```

```

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

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

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%5

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

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

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

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

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

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

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

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

% ob`ekt upravlenija (v estestvennix)

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

```



```
b21i=0;
b22i=-1/Tu;

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

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

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

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