

ЗМІСТ

Вступ.....	6
1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ СИНТЕЗУ СИСТЕМИ РЕЛЕЙНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ.....	11
2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ОБ'ЄКТА КУРУВАННЯ ТА ЙОГО ТЕХНОЛОГІЧНІ ДАННІ.....	19
2.1 Опис конструкції та роботи механізму зіштовхувача заготовок обтискного цеху стану.....	18
2.2 Розрахунок потужності і вибір електродвигуна зіштовхувача.....	22
3 ВИБІР ЗАСОБІВ ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ РЕЛЕЙНИХ ЗАКОНІВ КУРУВАННЯ.....	29
3.1 Вибір і обґрунтування системи керування.....	30
3.2 Вибір комплектного тиристорного електроприводу (КТЕ).....	37
3.3 Склад силового трансформатора і згладжуючого дроселя.....	39
3.4 Принципова схема перетворювача різання.....	40
3.5 Математичний опис об'єкта керування.....	42
3.6 Розрахунок основних параметрів елементів системи електроприводу....	43
3.7 Синтез лінійного регулятора струму.....	47
3.8 Синтез лінійного регулятора швидкості.....	49
3.9 Розрахунок задатчика інтенсивності швидкості.....	50
3.10 Моделювання електроприводу механізму зіштовхувача з лінійною системою керування в Matlab/Simulink.....	54
4 СИНТЕЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЛЕЙНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ В ПРОСТОРІ ПРИРОДНИХ КООРДИНАТ.....	65
4.1 Загальні положення синтезу системи методом аналітичного конструювання регуляторів.....	66
4.2 Синтез релейного регулятора струму в просторі природних координат.....	68
4.3 Синтез релейного регулятора швидкості в просторі природних координат.....	71
4.4 Математичне моделювання електроприводу зіштовхувача заготовок з релейною системою керування в Matlab/Simulink.....	72

4.5 Оптимізація демпфуючої дії електропривода з системою модального керування.....	82
4.6 Показники оцінки керованості електромеханічного комплексу.....	90
Висновок.....	94
Перелік посилань.....	95
Додаток А.....	103
Додаток Б.....	105
Додаток В.....	109

ВСТУП

Актуальність теми. У стратегічних напрямках економічного і соціального розвитку, мета перед металургійними підприємствами полягає в піднятті технічного рівня промисловості та підвищенні якості виробленого металу. За цією метою важливо активно відновлювати застарілі основні фонди та впроваджувати передові технології та обладнання.

Необхідність у модернізації прокатного обладнання лише зростає. Це обумовлено тим, що процес прокатки, серед всіх методів обробки металів, користується найбільшою популярністю завдяки безперервності, високій продуктивності та можливості виготовлення продукції різної форми та високої якості.

Здобутки в розвитку напівпровідникової техніки відкривають широкі перспективи для металургії. Застосування регульованих джерел живлення на основі тиристорів із безконтактними системами автоматичного управління стає все більш поширеним. Тиристорні перетворювачі постійного і змінного струму, а також безконтактні комутаційні пристрої широко використовуються. Застосування аналогових і дискретних пристроїв, обчислювальної техніки забезпечує більшу гнучкість керування і розширює можливості автоматизації процесів виробництва.

Електропривод зіштовхувача заготовок у цеху обтиску відіграє ключову роль у забезпеченні ефективності та автоматизації процесів обробки металевих заготовок. Цей пристрій відповідає за передачу сили та контроль за рухом сляба, що важливо для забезпечення точності та стабільності обтискування.

Застосування електроприводу дозволяє точно регулювати швидкість та напрямок руху сляба, що є важливим для досягнення необхідної форми та розмірів обтисканого виробу. Технологічний процес забезпечується використанням сучасних систем автоматичного управління, які взаємодіють з електроприводом для досягнення оптимальних результатів.

Ефективність електроприводу забезпечується його здатністю реагувати на змінні параметри виробничого процесу, такі як розміри сляба, його температура

та інші фактори. Використання сучасних технологій також сприяє зменшенню енерговитрат та підвищенню загальної продуктивності обтискування.

Узагальнено, електропривод зіштовхувача заготовок на блюмінгах відіграє важливу роль у забезпеченні автоматизованого та оптимізованого виробничого процесу, сприяючи високій якості та точності обтискування металевих заготовок.

Вимоги до електроприводу зіштовхувача заготовок мають визначальне значення для забезпечення ефективності, безпеки та стабільності виробничого процесу в обтискувальному цеху. Основні вимоги включають:

- Потужність і керована швидкість: електропривод повинен мати достатню потужність для забезпечення стабільного та потрібного рівня обтискувальної сили, також має бути здатний точно контролювати швидкість руху сляба, щоб досягти необхідної продуктивності та якості обтискування.

- Точність та керування: ефективне керування електроприводом для забезпечення точності руху сляба та уникнення нестабільностей в процесі обтискування. Система керування повинна бути програмованою та гнучкою для адаптації до різних розмірів та типів заготовок.

- Надійність та довговічність: електропривод повинен бути конструйований з високоякісних матеріалів та компонентів для забезпечення надійності та довговічності. Система повинна бути витривалою до інтенсивних робочих умов та має бути легко обслуговуваною.

- Безпека: врахування всіх необхідних стандартів та норм щодо безпеки для персоналу та обладнання. Застосування заходів захисту, щоб уникнути аварійних ситуацій.

- Енергоефективність: врахування принципів енергоефективності для зменшення витрат електроенергії та підвищення сталості виробничого процесу.

- сумісність з іншими системами: забезпечення сумісності електроприводу з іншими системами в цеху обтиску для забезпечення синхронізації та спільної роботи обладнання.

- легкість обслуговування та доступ до компонентів: забезпечення простоти обслуговування та легкого доступу до компонентів для швидкого усунення можливих неполадок.

- автоматизація та інтеграція: можливість інтеграції з автоматизованими системами виробництва для підвищення рівня автоматизації та ефективності виробничого процесу.

Метою даної магістерської роботи є розробка і дослідження статичних і динамічних характеристик електроприводу зіштовхувача заготовок обтискного цеху 1250. Особливістю механізму зіштовхувача сучасного стану є високі вимоги, що пред'являються до динаміки системи, надійності, що забезпечить високу продуктивність стану.

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 зіштовхувача заготовок обтискного цеху 1250 з релейною системою керування в умовах дії дестабілізуючих факторів.

Метою роботи є синтез релейної системи керування електроприводом зіштовхувача заготовок, 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 методом найменших квадратів.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ СИНТЕЗУ СИСТЕМИ РЕЛЕЙНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

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

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

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

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

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

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

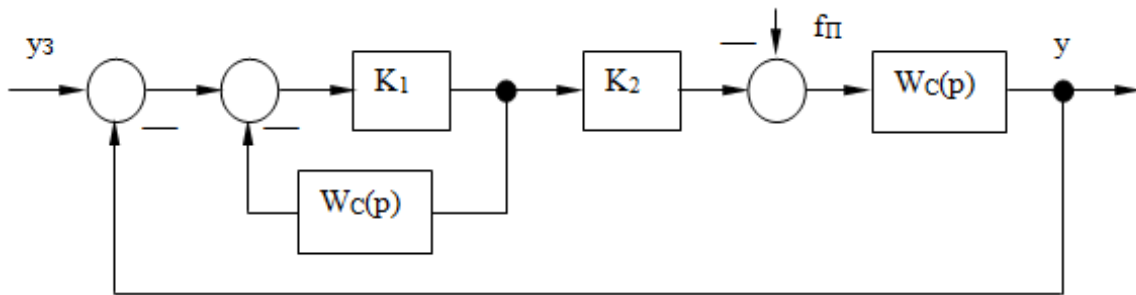


Рисунок 1.1 – Структурна схема замкненої лінійної системи регулювання

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

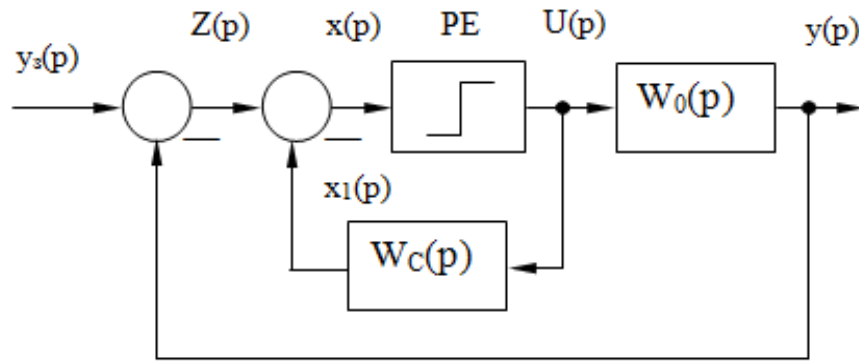


Рисунок 1.2 – Структурна схема системи, що має релейний елемент

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

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

Звідси можна одержати сигнал на виході релейного елемента

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

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

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

звідки

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

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

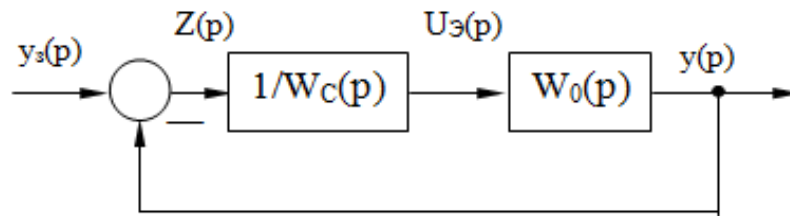


Рисунок 1.3 – Структурна схема лінійної системи, що еквівалентна релейній

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

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

Отримане вище рівняння (1.6) для $Z(p)$ справедливо також і для системи управління, структурна схема якої наведена на рисунку 1.4. 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.

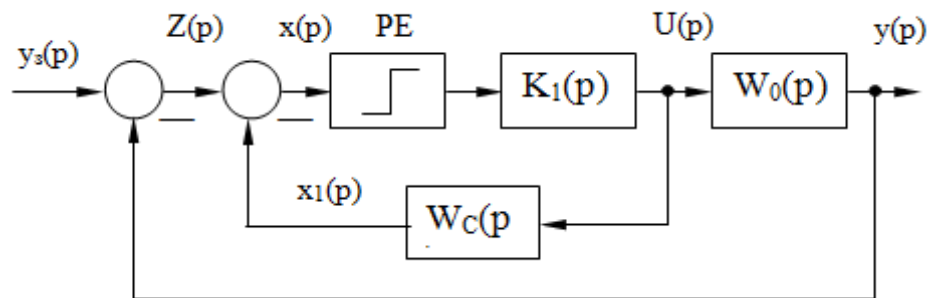


Рисунок 1.4 – Структурна схема системи управління

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).

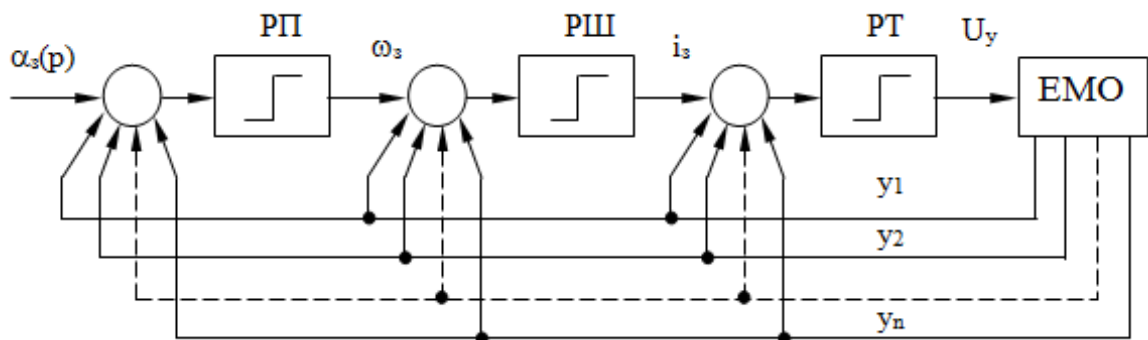


Рисунок 1.5 – Структурна схема оптимальної САУ

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.

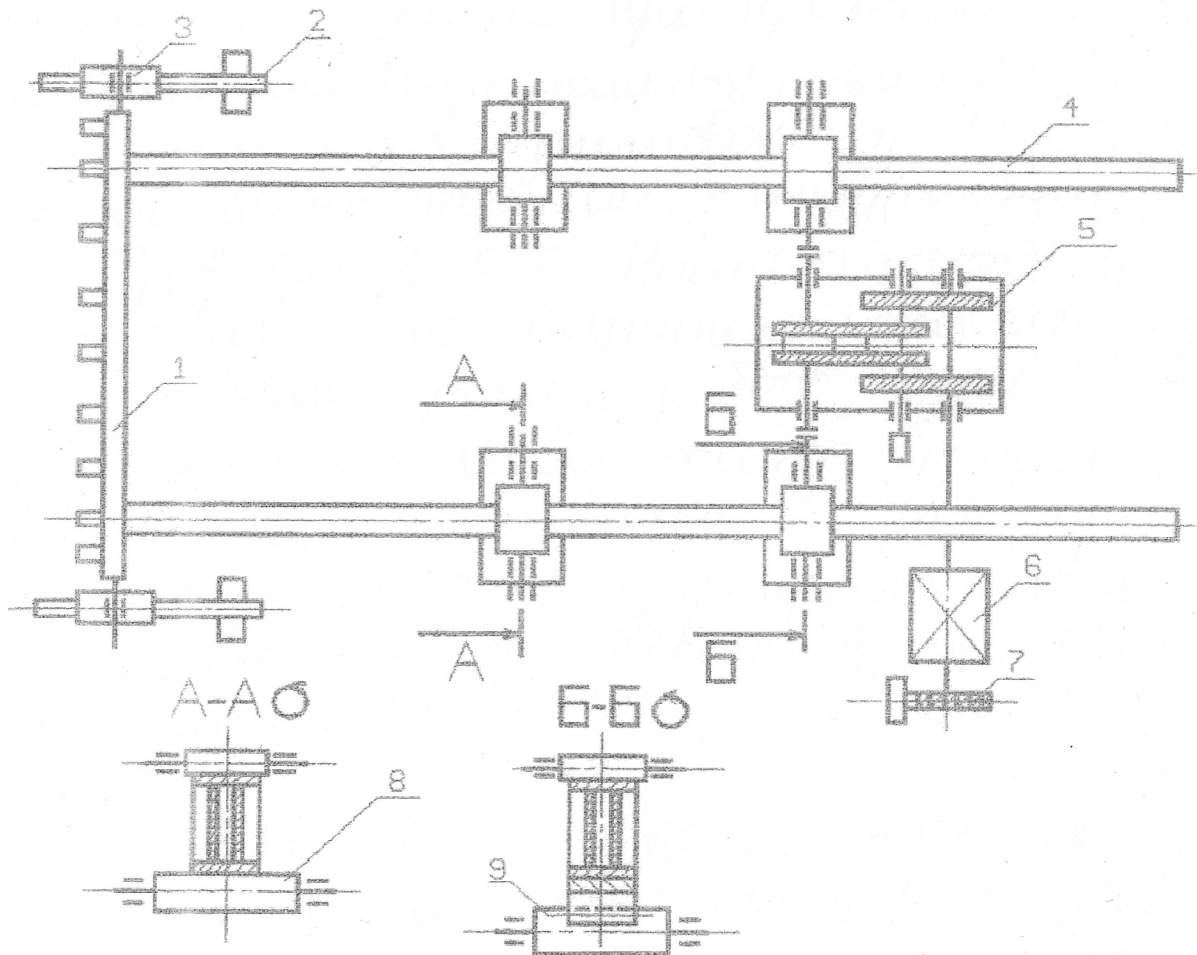
2 МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС ОБ'ЄКТА КУРУВАННЯ ТА ЙОГО ТЕХНОЛОГІЧНІ ДАННІ

2.1 Опис конструкції та роботи механізму зіштовхувача заготовок обтискного цеху

Характеристика обтискного стану 1250 наведено у додатку А.

Зіштовхувач заготовок обтискного стану 1250 призначений для зіштовхування блюмів і заготовок з рольгангів на штабелюючий стіл і стелаж. Принцип роботи полягає в наступному: сляб по транспортувальним рольгангам доставляється в зону зіштовхувача. Зіштовхувач здійснює переміщення заготовок на штабелюючий стіл. Швидкість переміщення однієї заготовки становить 0,51 м/с. Після того, як сляб займе своє місце на столі, заштовхувач на підвищеній швидкості повертається на вихідне положення для подальшого переміщення заготовки. В цей час штабелюючий стіл опускається на величину, рівну товщині заготовки. Процес повторюється ще 3 рази, але на 4-й раз не повертається назад, а чекає повного підйому столу. Для переміщення стопи з 4-х заготовок на стелаж. При цьому швидкість становить 0,255 м/с. Потім повернення на вихідне положення. Кінематична схема зіштовхувача приведена на рис. 2.1.

Найбільше зусилля при зіштовхуванні стоп металу по стелажу дорівнює 60тс. Цикл надходження заготовок від 17 до 30 с. Редуктор типу 1630-ЦД2, з передавальним числом рівним 20,025. Номінальний режим роботи двигуна закрито закритого виконання 60 хв, основний режим роботи ПВ = 40%. Відношення максимальної частоти обертання до номінальної становить 3,8 - 4,9. При регулюванні двигунів допустимо збільшення напруження до 440 В, щодо номінального 220 В [61, 62].



- | | |
|--------------------|-------------------|
| 1 - лінійка; | 6 - електричний |
| 2 - опорна балка; | двигун; |
| 3 - опорний каток; | 7 - гальмо; |
| 4 - штанга; | 8 - опорний вал; |
| 5 - редуктор; | 9 - приводний вал |

Рисунок 2.1 - Кінематична схема зіштовхувача заготовок

Зіштовхувач повинен забезпечувати цикл роботи з надходженням заготовок через 17 с. Це найважчий режим роботи через велику кількість включень. При недотриманні циклу в 17 з відбуватиметься накопичення заготовок на рольгангі, що врешті-решт призведе до затримки в роботі стану.

Також слід сказати про те, що бездоганна робота зіштовхувача залежить від багатьох факторів, але найголовнішим залишається людський фактор. Тільки при наявності кваліфікованого персоналу можлива оптимальна робота. Таким чином, єдино можлива вимога - це підтримка швидкості при роботі зіштовхувача.

Також пред'являються наступні вимоги:

- висока частота включень в годину;
- висока динаміка;
- реверсивний режим роботи;
- надійність;
- автоматизована робота механізму;
- можливість резервування.

Технічні дані зіштовхувача заготовок наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 - Технічні дані зіштовхувача заготовок

Найменування параметру	Значення
Найбільша маса сляба, т	10
Середня маса сляба, т	8
Робочий хід штанг, м (Н)	3,1
Повний хід штанг, м (Н)	5,1
Швидкість переміщення при зіштовхуванні стопи металу, м/с	0,255
Швидкість переміщення при зіштовхуванні одного сляба, м/с	0,51
Зворотний холостий хід штанги, м/с	1,02
Маса штанги, кг	5990
Маса рейки, кг	690
Маса лінійки, кг	210
Діаметр напрямних роликів, м	0,35
Передавальне число редуктора	20,075

На рис. 1.2 приведена тахограма роботи електроприводу зіштовхувача.

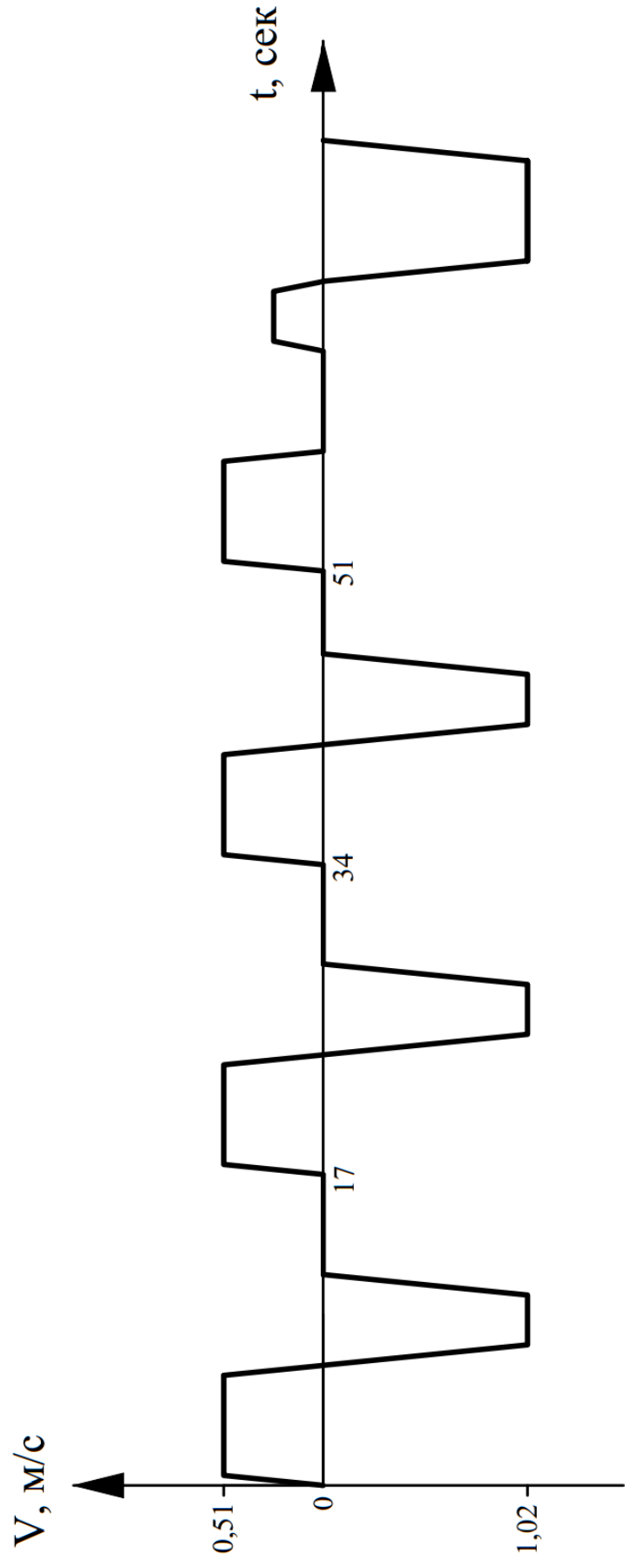


Рисунок 1.2 – Тахограма роботи електроприводу зіштовхувача стану 1250

2.2 Розрахунок потужності і вибір електродвигуна зіштовхувача

Вимогам до електроприводу зіштовхувача найбільш повно задовольняє привід постійного струму. Двигуни постійного струму допускають широкий діапазон регулювання швидкості, мають велику перевантажувальну здатність. Тому в даний час для приводу механізму встановлений електродвигун типу Д818 ($P = 185$ кВт, $n = 450$ об/хв, $J = 27,5$ кг • м², $U = 220$ В).

Двигуни серії Д (краново-металургійні) характеризуються високою кратністю крутного моменту, виконуються під напругою 220 і 440 В, мають тихохідне і швидкохідне виконання. Двигуни допускають збільшення швидкості в 2-2,5 рази ослабленням їх потоку збудження, причому в цьому режимі максимальний крутний момент не повинен перевершувати $0,8 M_{\text{ном}}$ для двигунів 220 В і $0,64 M_{\text{ном}}$ для двигунів 440 В. Двигуни з номінальною напругою 220 В допускають збільшення частоти обертання в 2 рази з підвищенням напруги до 440 в, максимальний крутний момент при цьому не повинен перевищувати $1,5 M_{\text{ном}}$. При живленні двигунів від ТП з мостовою схемою випрямлення вони допускають роботу без згладжуючих реакторів.

З метою зниження втрат вартості електропривода розглянемо встановлення для приводу механізму зіштовхування двигун серії Д типу Д816 (тихохідний, обмотка збудження паралельна із стабілізуючою обмоткою). Двигун вибираємо на номінальну напругу 220 В з метою зниження вартості силової частини ТП, оскільки регулювання частоти обертання здійснюється підвищенням напруги в 2 рази. Відповідно до [61, 64] номінальні дані двигуна Д816, які представлені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Номінальні дані двигуна Д816

Найменування	Величина
Номінальна потужність $P_{\text{н}}$, кВт	150
Номінальна напруга $U_{\text{н}}$, В	220
Номінальна частота обертання n , об/хв	470
Номінальний струм $I_{\text{н}}$, А	745

Опір обмотки якоря $R_{я}$, Ом	0,0059
Опір обмотки додаткових полюсів $R_{дп}$, Ом	0,0032
Опір паралельної обмотки $R_{в}$, Ом	26,4
Опір стабілізуючою обмотки $R_{ст}$, Ом	0,0011
Момент інерції двигуна J , кг · м ²	16,25

Таблиця 2.3 - Порівняльний розрахунок часу роботи електроприводу, перевірка двигунів по нагріву

Розрахункова величина і формула	Тип двигуна	
	Д816	Д818
1	2	3
1 Номінальна потужність P_n , кВт	150	185
2 Номінальна частота обертання n , об/хв	470	450
3 Момент інерції якоря $J_{дв}$, кг·м ²	16,25	27,5
4 Момент інерції редуктора J_p , кг·м ²	4,125	4,125
5 Номінальна частота обертання двигуна ω_n , рад/с	49,218	47,124
6 Частота обертання зворотн. ходу штанги $\omega_{обр} = 2\omega_n$, рад/с	98,437	94,248
7 Лінійна швидкість при номінальній частоті обертання $V_n = \frac{D \cdot \omega_n}{2i}, \text{ м/с}$	0,53	0,507
8 Лінійна швидкість при зворотному ході штанги $V_{обр} = 2V_n, \text{ м/с}$	1,059	1,014
9 Сумарний момент інерції, приведений до валу двигуна: а) без інерції моменту переміщуваних заготовок (блюмів) $J_x = J_{об} + J_p + (2m_{ш} + 2m_p + m_{л}) \left(\frac{V_n}{\omega_n} \right)^2, \text{ кг} \cdot \text{м}^2$	21,946	33,196
б) з урахуванням моменту інерції сляба (блюмів)	22,872	34,122

$J_{1cl} = J_{об} + J_p + (2m_u + 2m_p + m_l + m_{1cl}) \left(\frac{V_n}{\omega_n} \right)^2, \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ <p>в) з урахуванням моменту інерції стопи заготовок (блюмів)</p> $J_{\Sigma} = J_{об} + J_p + (2m_u + 2m_p + m_l + \Sigma m_{cl}) \left(\frac{V_n}{\omega_n} \right)^2, \text{ кг} \cdot \text{м}^2$	25,651	36,901
<p>10 Номінальний момент двигуна:</p> $M_n = \frac{P_n \cdot 1000}{\omega_n}, \text{ кН}$	3,048	3,926
<p>11 Гальмівний і пусковий момент двигуна</p> $M_{II} = M_T = 1,5M_n, \text{ кН}$	4,571	5,889
<p>12 Зіштовхування 1-го сляба</p> <p>а) час пуску</p> $t_{II1} = \frac{J_{1cl} \cdot \omega_n}{M_{II} - M_{c1}}, \text{ с}$ <p>б) час гальмування</p> $t_{T1} = \frac{J_{1cl} \cdot \omega_n}{M_{II} + M_{c2}}, \text{ с}$ <p>в) час усталеного руху</p> $t_{y1} = \frac{H_1 - V_n(t_{II1} + t_{T1})}{V_n}, \text{ с}$	0,254	0,28
<p>13 Зворотний хід:</p> <p>а) час пуску</p>	0,476	0,534

<p>б) час гальмування</p> $t_{П2} = \frac{J_x \cdot \omega_{обp}}{M_T - M_X}, c$ <p>в) час усталеного руху</p> $t_{T2} = \frac{J_x \cdot \omega_{обp}}{M_T + M_X}, c$ $t_{V2} = \frac{H_1 - V_{обp} (t_{П2} + t_{T2})}{V_{обp}}, c$	0,469	0,528
<p>14 Зіштовхування стопи на стелаж:</p> <p>а) час пуску</p> $t_{П8} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_n}{M_{П} + M_{C\Sigma}}, c$ <p>б) час гальмування</p> $t_{T8} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \omega_n}{M_{T8} + M_{C\Sigma}}, c$	0,308	0,321
<p>в) час усталеного руху</p> $t_{V8} = \frac{H_2 - H_1 - V_n (t_{П8} + t_{T8})}{V_n}, c$	3,218	3,35
<p>15 Зворотний хід</p> <p>а) час пуску</p> $t_{П9} = \frac{J_x \cdot \omega_{обp}}{M_{П} - M_X}, c$ <p>б) час гальмування</p> $t_{T9} = \frac{J_x \cdot \omega_{обp}}{M_T + M_X}, c$	0,476	0,534
	0,469	0,528

в) час усталеного руху		
$t_{v9} = \frac{H_2 - V_{обр} (t_{п9} + t_{т9})}{V_{обр}}, c$	3,87	3,967
16 Час підняття столу t_{09}, c	2	2
17 Сума часів зупинки t_{08} и t_{09}, c		
а) при $N=17$	0,554	
б) при $N=30$	13,554	12,912
18 Сума часів зупинки t_{01} и t_{02}, c		
а) при $N=17$	8,219	7,829
б) при $N=30$	21,219	20,829
19 Час включення $t_{вкл}, c$	40,788	42,6
20 Час циклу $t_{ц}, c$		
а) при $N=17$	68	68
б) при $N=30$	120	120
21 Відносна тривалість включення ε :		
а) при $N=17$	0,6	0,626
б) при $N=30$	0,34	0,355
22 Сума часів пуску $t_{пΣ}, c$	3,229	3,578
23 Сума часів гальмування $t_{тΣ}$	3,082	3,453
24 Сума часів усталеного руху $t_{vΣ}$	34,477	35,57
25 Сума часів зупинки $t_{0Σ}$		
а) при $N=17$	27,212	25,4
б) при $N=30$	79,212	77,4
26 Еквівалентний момент двигуна, віднесений до фактичної тривалості включення (при $\beta = 1$)		
а) при $N=17$	1403	1902
б) при $N=30$	1056	1431
27 Коефіцієнт завантаження двигуна по струму при		

<p>відхиленні температури навколишнього середовища від стандартної</p> $\chi = \sqrt{1 - \frac{\Delta\tau}{\tau} * (a + 1)};$ $\Delta\tau = V_c - 40 = 70 - 40 = 30^0\text{C};$ $\tau_{\text{дон}} = T_{\text{дон}} - 40 = 110 - 40 = 70^0\text{C}$ $a = 1$	0,378	0,378
<p>28 Еквівалентний момент двигуна, віднесений до ПВ = 100%</p> $M_{\Sigma K} = M_{\Sigma} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{100}}}, \text{Нм}$ <p>а) при $N=17$ б) при $N=30$</p>	<p>1087 615,824</p>	<p>1505 1484</p>
<p>29 Коефіцієнт завантаження по моменту</p> $k = \frac{M_{\Sigma K}}{M_{HK}}$ <p>а) при $N=17$ б) при $N=30$</p>	<p>0,943 0,535</p>	<p>1,014 0,575</p>

3 ВИБІР ЗАСОБІВ ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ЛІНІЙНИХ ТА РЕЛЕЙНИХ ЗАКОНІВ КУРУВАННЯ

3.1 Вибір і обґрунтування системи керування

Для підтримки системою заданих параметрів на необхідному рівні вони, зазвичай, будуються замкненими, а підвищення якісних показників їх роботи досягається введенням спеціальних коригувальних ланок (системи з послідовною, паралельною й змішаною корекцією) або організацією модального керування. 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 настроювання. 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 керування

електроприводом. Такі системи вводять в експлуатацію методом послідовного настроювання окремих контурів системи керування (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 безінерційних тиристорних і транзисторних перетворювачів з малою потужністю керування й операційних підсилювачів постійного струму, застосовуваних у якості активних коригувальних ланок, забезпечило широке впровадження систем з послідовною корекцією для керування практично всіма видами металургійного електропривода постійного струму.

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

На базі уніфікованих блоків пристроїв керування і регулювання створені і серійно випускаються електротехнічною промисловістю комплектні тиристорні пристрої та комплектні тиристорні електроприводи.

Комплектні тиристорні пристрої являють собою сукупність тиристорного перетворювача, комплектного пристрою регулювання і

необхідної апаратури захисту і керування. КТЕ містить, крім перерахованих елементів, один або декілька електродвигунів з датчиками швидкості і джерело струму збудження (керований або некерований).

В даний час для керування механізмом зіштовхувача використовується КТЕ II-го покоління. У проекті пропонується замінити морально застарілий КТЕ II-го покоління на більш сучасний 5 покоління.

Нова серія комплектних тиристорних електроприводів постійного струму розроблена на базі виробів III-го покоління (КТЕ) з повною заміною систем керування. Нова система керування виконана у вигляді малогабаритного моноблока, вбудованого в силові шафи перетворювачів на струмі до 1000 А і в шафи керування для перетворювачів на струмі 1600 ... 12500 А. Застосована елементарна база провідних світових виробників.

Серія КТЕ Запорізького виробничого об'єднання «Перетворювач» з легкістю замінює серії АТ, АТР, АТВ потужністю до 1000 кВт. Відрізняються поліпшеними динамічними якостями, точністю в статичних режимах, а також меншими габаритами. Як вже було описано, особливістю серії є широке застосування інтегральних мікросхем для систем регулювання, захисту і сигналізації. Серія включає електроприводи з роздільним і спільним керуванням групами ТП в залежності від вимог, що пред'являються до механізму, КТЕ випускають в реверсивному і нереверсивному виконанні з номінальною випрямленою напругою 220 і 930 В при силі струму від 10 до 12500 А, живлення здійснюється від мережі 0,4 ; 6; 10 кВ.

Основними технічними даними комплектних тиристорних електроприводів є номінальний струм $I_{н\ тп}$ і напруга $U_{н\ тп}$. Для багатодвигунових електроприводів при послідовному живленні якірних ланцюгів, за номінальний струм перетворювача приймається сумарний струм двигунів, через що зростає його потужність, а отже і його ціна. При роздільному живленні якірних ланцюгів номінальний струм перетворювача повинен бути більше ніж номінальний струм якоря обраного електродвигуна $I_{н\ дв} = 745\ А$.

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

Для встановленого електродвигуна, з каталогу вибираємо реверсивний комплектний тиристорний електропривод серії КТЕ типу КТЕ5-АС-800/440-ЕТ2937-С33-УХЛ4, з трансформатором ТСЗП 630/10УЗ.

Структура умовного позначення комплектних тиристорних перетворювачів 5-го покоління:

- призначення: А - для якірного ланцюга двигуна постійного струму;
- конструктивне виконання: С - шафове виконання;
- номінальний вихідний струм: 800 А;
- номінальна вихідна напруга: 440 В;
- вид охолодження: Е - природне повітряне;
- спосіб підключення до силової мережі живлення: Т - трансформаторне;
- виконання силової схеми: 2 - 6-пульсна реверсивна схема.

На рис. 3.1 наведена схема підключення перетворювача до двигуна.

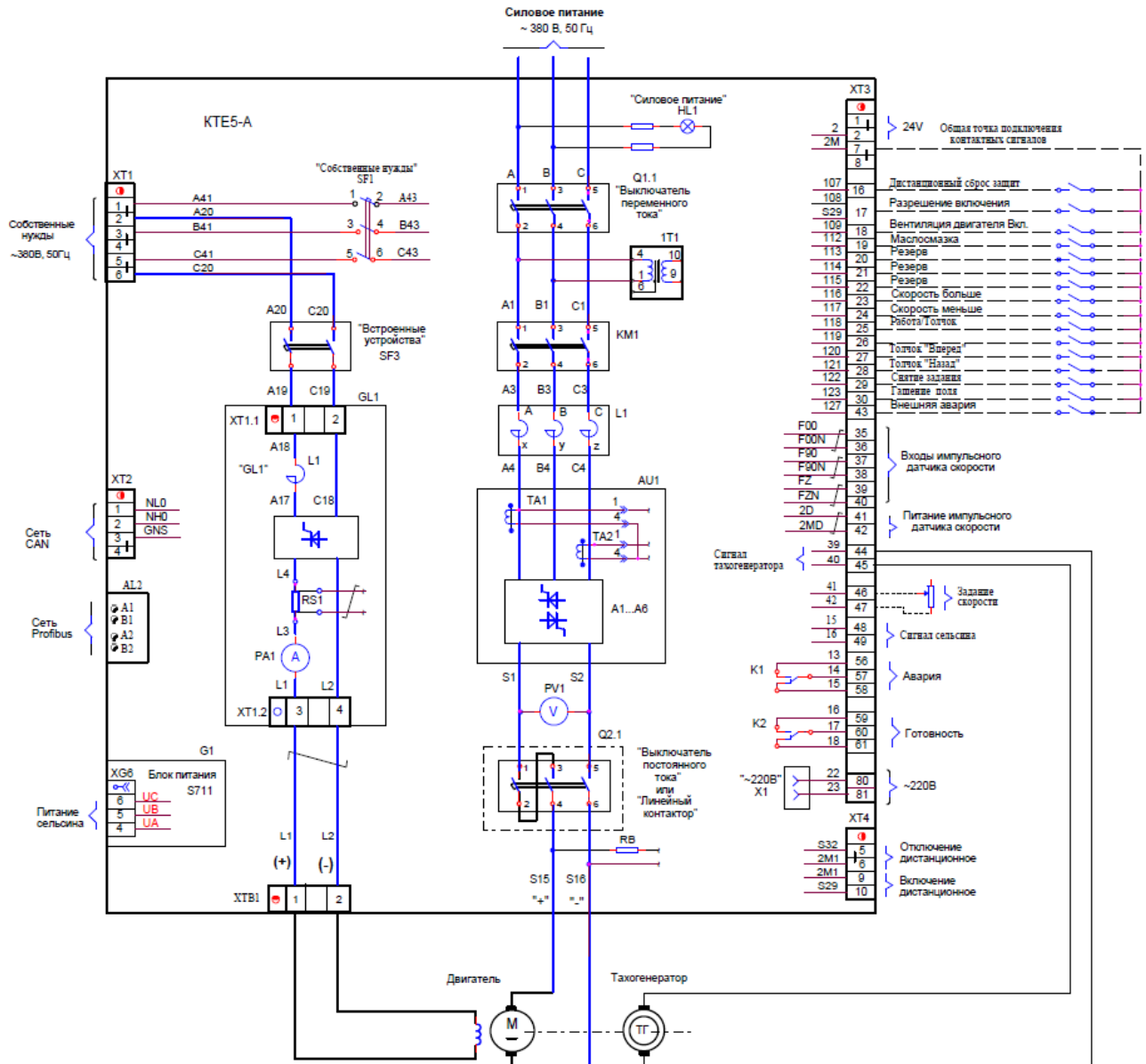


Рисунок 3.1 – Схема підключення комплектного перетворювача до двигуна

В основі виробу - шестипульсний тиристорний керуваний перетворювач з системою керування, що дозволяє регулювати напругу постійного струму в широкому діапазоні.

Крім того, виріб має систему допоміжних пристроїв (пристрій живлення обмотки збудження, пристрій керування електромагнітним гальмом, пристрій живлення обмотки збудження тахогенератора), систему автоматичного регулювання струму, напруги, ЕРС, частоти обертання, натягу, положення, системи захисту і сигналізації перетворювача і електроприводу.

Комплектний пристрій, повністю готовий до підключення, що складається з одного або декількох шаф, в яких скомпоновано необхідне

обладнання. Шафи, що входять до складу електроприводу, являють собою металеву конструкцію каркасного типу. Зовнішній вигляд шафи представлений на рисунку 3.2.



Рисунок 3.2 - Зовнішній вигляд перетворювача шафового виконання

Системи керування (СК) - мікропроцесорні, уніфіковані між собою, і з іншими виробами (інтелектуальними пультами керування, компенсаторами реактивної потужності, системами діагностики, пристроями віддаленого вводу-виводу, збудниками синхронних двигунів, незалежними системами збудження і самозбудження турбо- і гідрогенераторів, пускателями).

Загальна площа друкованих плат СК значно зменшена (більш ніж в 3,5 рази) за рахунок використання сучасної елементної бази з високим ступенем інтеграції.

Системи керування і регулювання дозволяють приймати і обробляти сигнали будь-яких датчиків - імпульсних, кодових, сельсинов, датчиків температури й ін., В тому числі датчиків з послідовними каналами зв'язку.

Комплектація СК, в тому числі низьковольтні (реле, клемні присоединітелі й ін.), виконана з елементів провідних світових виробників - Intel, Burr Brown, Motorola, Texas Instruments й ін.

СК має швидкодіючі двопровідні інтерфейси для зв'язку з обладнанням верхнього рівня, в тому числі інших постачальників.

Зв'язок з електрообладнанням інших постачальників - датчиками, ПКУ, пультами, системами автоматизації - виконується радіально, прийомом і передачею стандартних, нормалізованих дискретних і аналогових сигналів і по швидкодіючій інформаційній мережі послідовної зв'язку.

У комплексних поставках, де постачальник є виробником КТЕ, пультів і засобів автоматизації використовується мережа CAN, контролер якої вбудований в плату процесора всіх систем керування. Передача сигналів по мережі відповідає стандарту ISO 11898.

За вимогами замовника КТЕ можуть бути адаптовані для зв'язку з обладнанням інших постачальників по мережах Profibus, Modbus й ін.

Для включення в інформаційну мережу сигналів реле, технологічних датчиків встановлюваних на механізмах і т.п., в окремих конструктивах поставляються пристрої віддаленого вводу/виводу (ПВВ). ПВВ виконані на уніфікованій з КТЕ елементній базі і дозволяють з найменшими витратами кабельної продукції підключати віддалені від КТЕ джерела сигналів.

Базові системи керування мають вбудовані апаратні засоби для прийому сигналів датчиків з'єднаних з валом двигуна - тахогенераторів, імпульсних датчиків з різною кількістю імпульсів на оберт, сельсинов. Сигнали імпульсних датчиків використовуються для регуляторів швидкості та положення. Для прийому сигналів тахогенераторів КТЕ мають подільники напруги, а для імпульсних датчиків - вбудоване джерело живлення.

Склад КТЕ наведено на рисунку 3.3.

- Q1 - трьохполюсний автоматичний вимикач;
- Q2 - двополюсний автоматичний вимикач
- КМ - лінійний контактор
- В - пристрій живлення обмотки збудження
- М - пристрій живлення електромагнітного гальма;
- Д - динамічний гальмо;
- Т1 - трансформатор (за вказівкою в замовленні - поставка високовольтного трансформатора і шафи високовольтного введення);
- Т - блок живлення тахогенератора;
- ZZ - селсин датчик кута повороту

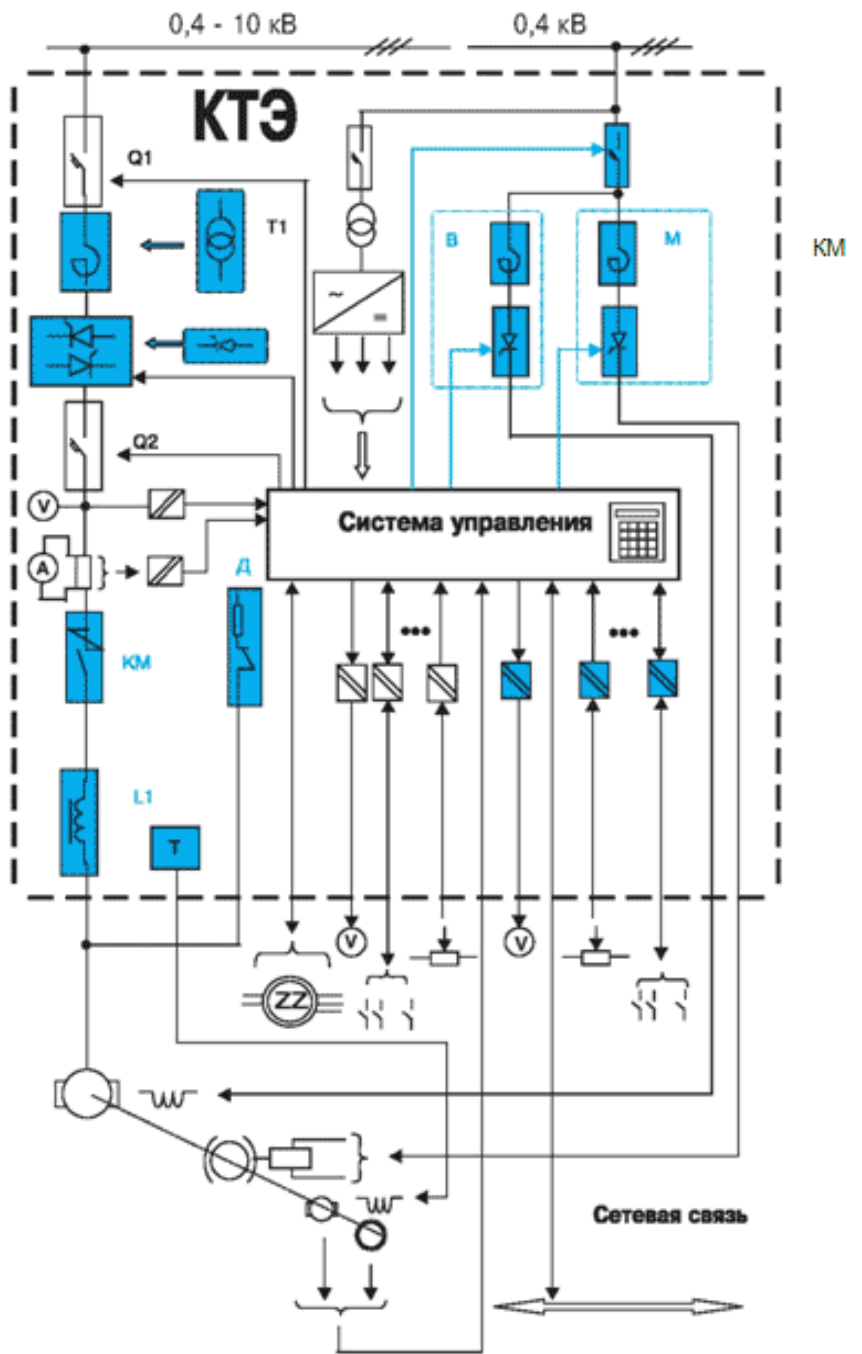


Рисунок 3.3 - Склад перетворювача шафового виконання

3.3 Вибір силового трансформатора і згладжуючого дроселя

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

Для узгодження тиристорного перетворювача з мережею живлення вибираємо силовий трансформатор ТСЗП-630/10УЗ, технічні дані якого наведені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1 - Технічні дані силового трансформатора ТСЗП-630/10УЗ виконання 2 для живлення тиристорного перетворювача

Найменування параметру	Позначення та чисельне значення
Потужність, кВ А	$P_{\text{тр тп}} = 580$
Номінальна первинна напруга, В	$U_{1 \text{ тр тп}} = 6000$
Номінальна вторинна напруга, В	$U_{2 \text{ тр тп}} = 410$
Чинне значення струму вторинної обмотки, А	$I_{2 \text{ тр тп}} = 816$
Потужність втрат холостого ходу, Вт	$\Delta P_{\text{хх тп}} = 2100$
Потужність втрат короткого замикання, Вт	$\Delta P_{\text{кз тп}} = 6000$
Напруга короткого замикання, %	$U_{\text{кз}\% \text{ тп}} = 5,9$
Струм холостого ходу, %	$I_{\text{хх}\% \text{ тп}} = 2$
Маса, кг	$m_{\text{тр тп}} = 2450$

3.4 Принципова схема перетворювача

Принципова схема силовий частини КТЕ приведена на рис. 3.4.

Перевагу у виборі перетворювача даного типу віддано наступним причинам:

1. Вартість КТЕ5 в порівнянні з перетворювачами іноземних фірм (Siemens, Lenze, ABB і т.п.) набагато нижче через відсутність посередників при купівлі обладнання і необхідності сплати митних платежів.

2. Якість регулювання, що забезпечується перетворювачами КТЕ5, достатньо для виконаного завдання, тоді як перетворювачі вищезгаданих фірм мають більшу функціональність і більш високі якісні параметри. Відповідно, віддаючи їм перевагу, ми платимо за ті функції, які не будуть затребувані.

3. Сервісне обслуговування перетворювача обходиться дешевше.

4. Інтерфейс КТЕ5 російськомовний, а значить може бути освоєний обслуговуючим персоналом у більш короткий термін.

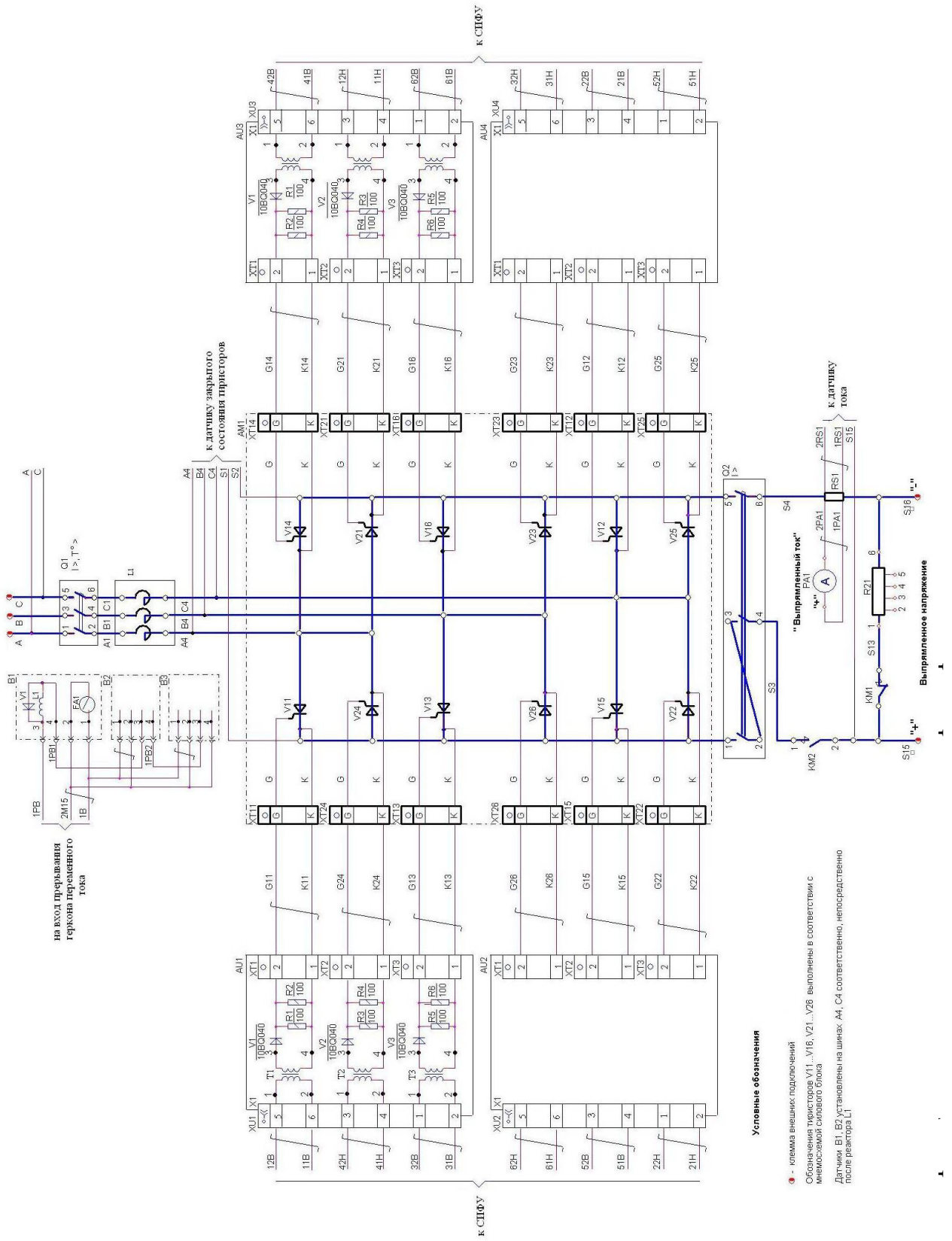


Рисунок 3.

3.5 Математичний опис об'єкта керування

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

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

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

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

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

САР буде використана безперервна модель тиристорного перетворювача.

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. 3.5): аперіодичної ланки першого порядку (електрична частина двигуна) і інтегруючої ланки (механічна частина), охоплених негативному зворотним зв'язком по е.р.с двигуна.

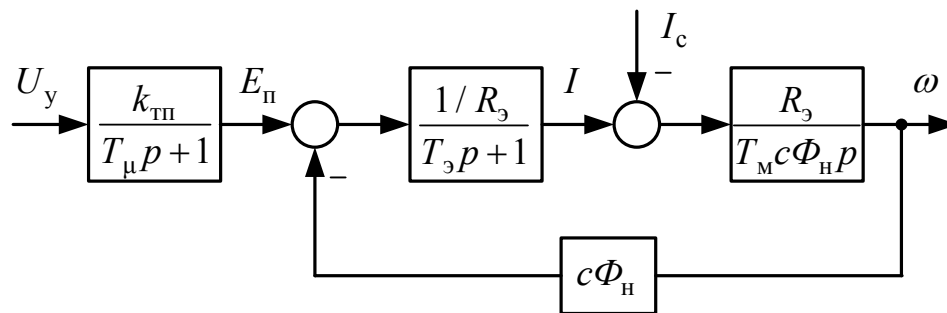


Рисунок 3.5 – Структурна схема силової частини електропривода

3.6 Розрахунки основних параметрів елементів системи електропривода

Значення максимально випрямленою ЕРС (напряга на виході тиристорно перетворювача):

$$E_{d0\text{ тп}} = 1,35U_{2\text{ тр тп}} = 1,35 \cdot 410 = 553,5 \text{ В} \quad (3.1)$$

де 1,35 - коефіцієнт мостової схеми випрямлення;

$U_{2\text{ тр тп}}$ - номінальна напряга на вторинній обмотці силового трансформатора, В (див. табл. 3.2).

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 мережі живлення, 50 Гц;

m_ϕ - число фаз випрямлення 6.

Активний, індуктивний і повний опір силового трансформатора:

$$r_{\text{тр тп}} = \frac{\Delta P_{\text{кз тп}} U_{2 \text{ тр тп}}^2}{P_{\text{тр тп}}^2} = \frac{6000 \cdot 410^2}{(580 \cdot 10^3)^2} = 2,998 \cdot 10^{-3} \quad (3.3)$$

$$z_{\text{тр тп}} = \frac{U_{\text{кз\% тп}} U_{2 \text{ тр тп}}}{100 I_{2 \text{ тр тп}} \sqrt{3}} = \frac{5,9 \cdot 410}{100 \cdot 816 \cdot \sqrt{3}} = 17,115 \cdot 10^{-3} \quad (3.4)$$

$$x_{\text{а тр тп}} = \sqrt{z_{\text{тр тп}}^2 - r_{\text{тр тп}}^2} = \sqrt{17,115 \cdot 10^{-3} - 2,998 \cdot 10^{-3}} = 14,117 \cdot 10^{-3} \quad (3.5)$$

де $\Delta P_{\text{кз тп}}$ - потужність втрат короткого замикання трансформатора, 8000 Вт;

$P_{\text{тр тп}}$ - потужність трансформатора, 580 кВ А;

$U_{\text{кз\% тп}}$ - напруга короткого замикання трансформатора, 5,9%;

$I_{2 \text{ тр тп}}$ - діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора, 816 А.

Індуктивність силового трансформатора, наведена до ланцюга випрямленого струму:

$$L_{\text{тр тп}} = \frac{x_{\text{а тр тп}}}{2\pi f_c} = \frac{14,117 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 44,96 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \quad (3.6)$$

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

Індуктивність якоря двигуна визначається емпіричною формулою:

$$L_{\text{дв}} = k \frac{U_{\text{н}}}{2p \cdot n_{\text{н}} \cdot I_{\text{н}}} = 6 \frac{220}{2 \cdot 470 \cdot 745} = 1,885 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} \quad (3.7)$$

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

$U_{\text{н}} = 220 \text{ В}$ - номінальна напруга електродвигуна;

$I_{\text{н}} = 745 \text{ А}$ - номінальний струм електродвигуна;

$2p = 2$ - число пар полюсів електродвигуна;

$n_{\text{н}} = 470 \text{ об/хв}$ - номінальна частота обертання електродвигуна.

Сумарний опір якірного ланцюга електродвигуна:

$$r_{\text{я.дв}} = \beta (r_{\text{я}} + r_{\text{дп}} + r_{\text{ст}}) = 1,32 (0,0059 + 0,0032 + 0,0011) = 0,013 \text{ Ом} \quad (3.8)$$

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

$r_{\text{я}} = 0,0059 \text{ Ом}$ - опір обмотки якоря (холодну) при 20°C ;

$r_{\text{дп}} = 0,032 \text{ Ом}$ - опір додаткових полюсів (холодний);

$r_{\text{ст}} = 0,011 \text{ Ом}$ - стабілізуючою обмотки.

Активний опір трансформатора (комутаційний опір) викликаний реактивністю розсіювання:

$$r_{\text{к}} = \frac{m_{\text{ф}} \cdot x_{\text{а}}}{2\pi} = \frac{6 \cdot 14,117 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14} = 13,488 \cdot 10^{-3} \text{ Ом} \quad (3.9)$$

де $m_{\text{ф}} = 6$ - число фаз випрямлення;

$x_{\text{а}} = 14,117 \text{ мОм}$ - повний опір силового трансформатора.

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

$$k_{\text{ТП}} = \frac{E_{\text{д0}}}{U_{\text{у max}}} = \frac{553,5}{10} = 55,35 \quad (3.10)$$

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

Еквівалентний активний опір якірного ланцюга системи ТП-Д:

$$R_{\text{э}} = r_{\text{я.дв}} + 2r_{\text{тр}} + r_{\text{к}} + r_{\text{ш}} \quad (3.11)$$

$$R_{\text{э}} = 0,013 + 2 \cdot (2,998 \cdot 10^{-3}) + 13,488 \cdot 10^{-3} + 0,0013 = 0,042 \text{ Ом}$$

де $r_{\text{я.дв}} = 0,013 \text{ мОм}$ - активний опір якірного ланцюга двигуна;

$r_{\text{тр}} = 2,998 \text{ мОм}$ - активний опір силового трансформатора;

$r_{\text{к}} = 13,488 \text{ мОм}$ - комутаційний опір;

$r_{\text{ш}} = 0,1r_{\text{я.дв}} = 0,1 \cdot 0,013 = 0,0013 \text{ мОм}$ - активний опір шин або кабелю, що

з'єднують ТП з якорем двигуна.

Еквівалентна індуктивність якірного ланцюга системи ТП-Д:

$$L_{\text{э}} = L_{\text{дв}} + 2L_{\text{тр}} = 1,885 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 44,96 \cdot 10^{-6} = 1,975 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} \quad (3.12)$$

Сумарний момент інерції механізму і стопи, приведений до валу електродвигуна (2.9):

$$\begin{aligned} J'_{\Sigma} &= J_{\text{дв}} + J_{\text{р}} + (2m_{\text{ш}} + 2m_{\text{р}} + m_{\text{л}} + \Sigma m_{\text{сл}}) \left(\frac{V_{\text{н}}}{\omega_{\text{н}}} \right)^2 = \\ &= 16,25 + 4,125 + (2 \cdot 5990 + 2 \cdot 690 + 210 + 32000) \left(\frac{0,53}{49,218} \right)^2 = \\ &= 25,651 \text{ кг} \cdot \text{м}^2 \end{aligned} \quad (3.13)$$

де $J_{\text{дв}} = 16,25 \text{ кгм}^2$ - момент інерції електродвигуна (див. табл. 2.1);

$J_{\text{р}} = 4,125 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ - момент інерції ролика;

Коефіцієнт двигуна (стала двигуна):

$$c\Phi_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{н}} r_{\text{я.дв}}}{\omega_{\text{н}}} = \frac{220 - 745 \cdot 0,013}{49,218} = 4,271 \text{ Вс} \quad (3.14)$$

де $\omega_{\text{н}} = 49,218 \text{ 1/с}$ - номінальна швидкість електродвигуна.

Електромагнітна стала часу системи ТП-Д:

$$T_3 = \frac{L_3}{R_3} = \frac{1,975 \cdot 10^{-3}}{0,042} = 0,047 \text{ с} \quad (3.15)$$

Електромеханічна стала часу електроприводу:

$$T_M = \frac{J'_\Sigma R_3}{c \Phi_H^2} = \frac{25,651 \cdot 0,034}{4,271^2} = 0,06 \text{ с} \quad (3.16)$$

Сталу часу ТП через наявність в ньому і взагалі в системі малих неврахованих інерційностей, приймаємо $T_\mu \approx 5 \text{ мс}$. Оскільки двигуни серії Д допускають роботу без згладжуючого реактора, то вибір його не вироблений. Таке рішення зменшить вартість і масогабаритні показники електроприводу.

3.7 Синтез лінійного регулятора струму

При розгляді контуру регулювання струму будемо вважати, що електромеханічна стала часу набагато більша електромагнітної сталої часу T_3 . Можна також знехтувати зворотним зв'язком по ЕРС двигуна, вважаючи її збурюючим впливом в контурі струму.

Структурна схема контуру струму представлена на рисунку 3.6.

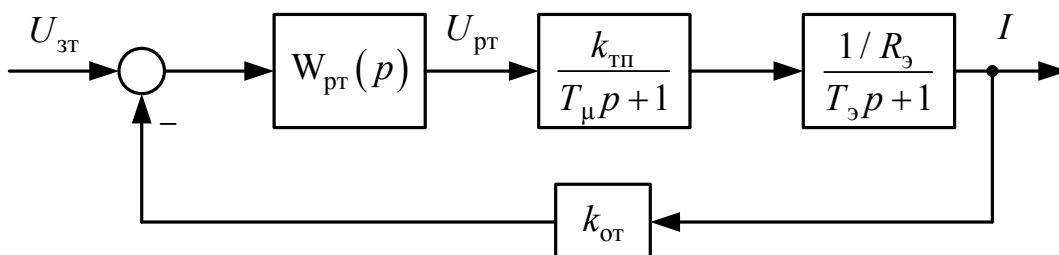


Рисунок 3.6 - Структурна схема контуру струму

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

Передавальна функція регулятора має вигляд:

$$W_{\text{рті}}^{\text{м}}(p) = \frac{R_3(T_3 p + 1)}{k_{\text{тп}} k_{\text{от}} 2T_{\mu} p} = \frac{R_3(T_3 p + 1)}{k_{\text{тп}} k_{\text{от}} T_{\text{от}} p} = k_{\text{рті}} + \frac{k_{\text{ртіИ}}}{p}. \quad (3.17)$$

Пропорційна та інтегральна частина ПІ-регулятора струму:

$$k_{\text{рті}} = \frac{R_3 T_3}{k_{\text{тп}} k_{\text{от}} T_{\text{от}}} = \frac{0,042 \cdot 0,047}{55,35 \cdot 0,0054 \cdot 0,01} = 0,66; \quad (3.18)$$

$$k_{\text{ртіИ}} = \frac{R_3}{k_{\text{тп}} k_{\text{от}} T_{\text{от}}} = \frac{0,042}{55,35 \cdot 0,0054 \cdot 0,01} = 14,05 \quad (3.19)$$

де $T_3 = 0,047$ с - електромагнітна стала часу системи ТП-Д;

$k_{\text{тп}} = 55,35$ - коефіцієнт передачі ТП по напрузі;

$$k_{\text{от}} = \frac{U_{\text{зт.мах}}}{I_{\text{мах}}} = \frac{10}{1862,5} = 0,0054 \text{ В/А} - \text{коефіцієнт передачі ланцюга}$$

зворотного зв'язку по струму;

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

$I_{\text{мах}} = 2,5 I_{\text{н}} = 2,5 \cdot 745 = 1862,5$ А - максимально допустимий струм якоря двигуна (струм упору);

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

Функціональна схема контуру регулювання струму якоря, реалізована в перетворювачі програмно на базі відповідних блоків. Розраховані величини пропорційної і інтегральної частин регулятора струму при налагодженні електроприводу встановлюються в параметрах блоку.

Для формування сигналу, пропорційного реальному струму якоря двигунів використовується канал аналогового входу, на які подається напруга з датчика напруги, підключеного до вимірювального шунту. Шунт необхідно встановити в якірний ланцюг двигуна.

3.8 Синтез лінійного регулятора швидкості

Структурна схема контуру швидкості зі згорнутим контуром струму (оскільки T_μ - мала стала часу, то множенням $T_{от}T_\mu$ можна знехтувати) приведена на рисунку 3.7.

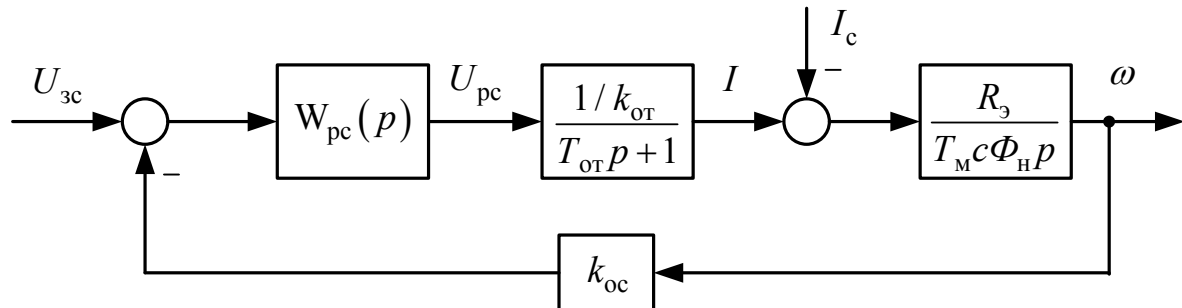


Рисунок 3.7 - Структурна схема контуру швидкості

Регулятор швидкості оптимізований по пропорційному (П) закону керування з налаштуванням на модульний оптимум. Регулятор для забезпечення необхідних динамічних параметрів повинен компенсувати електромеханічну сталу часу системи T_M , а також малу сталу часу контуру швидкості $T_{ос}$. В цьому випадку передавальна функція регулятора швидкості має вигляд:

$$W_{рс}^c(p) = \frac{T_M c \Phi_H k_{от}}{R_э k_{ос} 2T_{от}} = \frac{T_M c \Phi_H k_{от}}{R_э k_{ос} T_{ос}} = k_{рсП}. \quad (3.20)$$

Пропорційна частина П-регулятора швидкості:

$$k_{рсП} = \frac{T_M c \Phi_H k_{от}}{R_э k_{ос} T_{ос}} = \frac{0,06 \cdot 4,271 \cdot 0,0054}{0,042 \cdot 0,102 \cdot 0,02} = 16,151, \quad (3.21)$$

де $T_M = 0,2$ с - електромеханічна стала часу системи ТП-Д;

$$k_{ос} = \frac{U_{зс.мах}}{\omega_{мах}} = \frac{10}{98,437} = 0,102 \text{ Вс} - \text{коєфіцієнт передачі ланки зворотнього}$$

зв'язку за швидкістю;

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

$\omega_{\max} = \omega_{\text{обр}} = 2\omega_{\text{н}} = 98,437 \text{ 1/с}$ - максимальна швидкість електродвигуна;

$T_{\text{ос}} = 2T_{\text{от}} = 2 \cdot 0,01 = 0,02 \text{ с}$ - стала часу інтегрування контуру швидкості

при налаштуванні на симетричний оптимум.

Функціональна схема контуру регулювання швидкості, реалізованого в перетворювачі програмно на базі відповідних блоків. Регулятори координат в КТЕ5 реалізовані програмно на базі мікроконтролера Fujitsu. Коефіцієнти посилення є уставками в каналі обробки завдання.

3.9 Розрахунок задатчика інтенсивності швидкості

Для розгону і гальмування двигуна з динамічним струмом, меншим уставки струмообмеження ($I_{\max} = 2,5I_{\text{н}}$) необхідно на вході регулятора швидкості встановити задатчик інтенсивності швидкості (ЗІШ). Він перетворює ступінчастий сигнал завдання швидкості в лінійно змінюючийся сигнал в часі. Стале значення напруги виходу ЗІШ, яке подається на вхід регулятора швидкості, так само вхідного сигналу. Структурна схема задатчика інтенсивності приведена на рисунку 3.8.

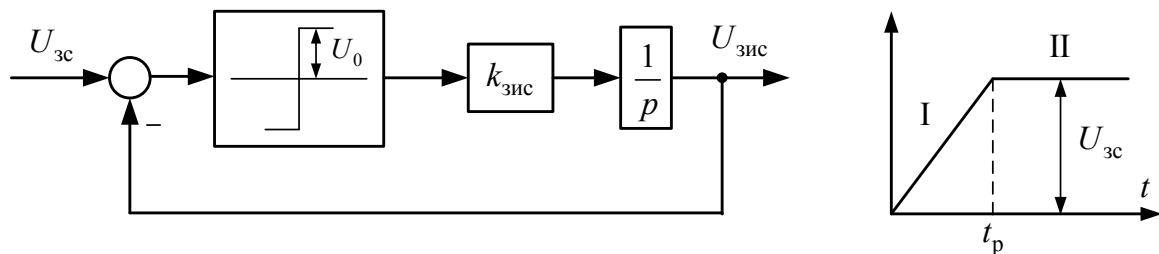


Рисунок 3.8 - Структурна схема задатчика інтенсивності швидкості

Вихідну напругу задатчика інтенсивності можна описати наступними рівняннями:

I участок:

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

II участок:

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

де $I_{\text{дин}} = 1,5I_{\text{н}} = 1,5 \cdot 745 = 1117,5 \text{ А}$ - заданий динамічний струм;

$\omega_{\text{з.уст}} = 49,218 \text{ 1/с}$ - стала швидкість, відповідна $U_{\text{зс}}$;

$U_{\text{зс}} = 10 \text{ В}$ - напруга на вході ЗШ (задаюча напруга);

$U_0 = 10 \text{ В}$ - полка релейного елемента.

Зі співвідношення (3.24) визначимо час розгону двигуна до встановивши-шейся швидкості:

$$t_p = \frac{T_{\text{м}} c \Phi_{\text{н}}}{R_{\text{э}}} \cdot \frac{\omega_{\text{з.уст}}}{I_{\text{дин}}} = \frac{0,06 \cdot 4,271}{0,042} \cdot \frac{49,218}{1117,5} = 0,27 \text{ с.} \quad (3.26)$$

Коефіцієнт передачі задатчика інтенсивності:

$$k_{\text{зис}} = \frac{U_{\text{зс}}}{t_p} = \frac{10}{0,27} = 37,03 \text{ В/с} \quad (3.27)$$

Функціональна схема задатчика інтенсивності швидкості, реалізованого в перетворювачі SIMOREG DC Master програмно.

На рисунку 3.9 приведена функціональна схема відкритої структури регуляторів перетворювача серії КТЕ5.

На рисунку 3.10 наведені структурна схема швидкісної системи підпорядкованого керування електроприводу.

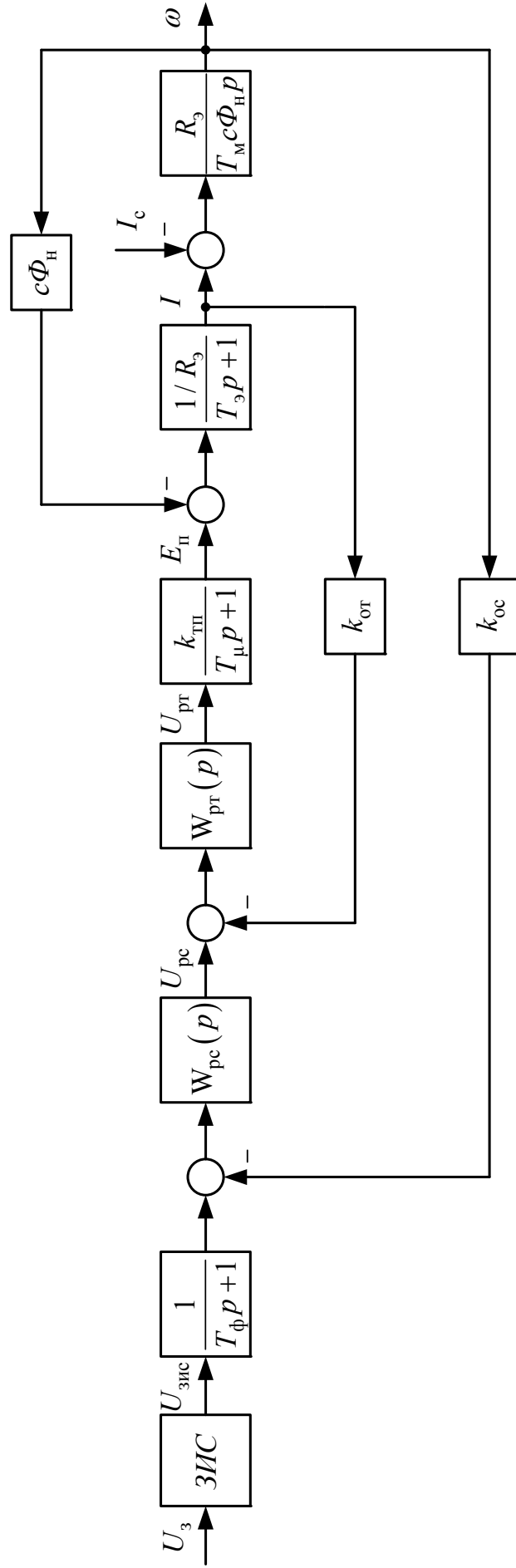


Рисунок 3.10 – Структурна схема швидкісної системи підпорядкованого керування

3.10 Моделювання електроприводу механізму зіштовхувача з лінійною системою керування в Matlab/Simulink

Цифрове моделювання розрахованої системи здійснюється в середовищі моделювання динамічних систем Matlab/Simulink. Створена Simulink-модель швидкісної системи підпорядкованого керування електроприводом ножиців, що має у своєму составі ПІ-регулятор струму, ПІ-регулятор швидкості й задатчик інтенсивності швидкості наведена на рис. 3.11. Внутрішні структури підсистем (Subsystem) типових вузлів схеми наведені на рис. 3.12 - 3.13.

При реалізації регуляторів струму й швидкості в цифровій моделі враховувалося їхнє насичення. Наприклад, при побудові моделі ПІ-регулятора недостатньо обмежити тільки лише його вихідну напругу за допомогою блоку Saturation, оскільки внутрішня інтегральна складова блоку при цьому може накопичувати в перехідному процесі значення, що перевершують передбачуваний поріг насичення. Із цієї причини використання стандартного блоку PID-controller, представленого в бібліотеці Simulink Extras/Additional Linc не неприпустимо. Моделі регуляторів коректно враховують поріг насичення регулятора $U_{y.max} = 10$ В (див. рис. 3.14).

Графіки перехідних процесів (швидкість обертання двигуна; струм якірного ланцюга системи; ЕРС силового перетворювача; вихідна напруга регулятора положення; вихідна напруга регулятора швидкості; вихідна напруга регулятора струму; вихідна напруга задатчика інтенсивності швидкості) отримані як при номінальних параметрах об'єкта керування, так і при їхній варіації наведено на рис. 3.15 - 3.28.

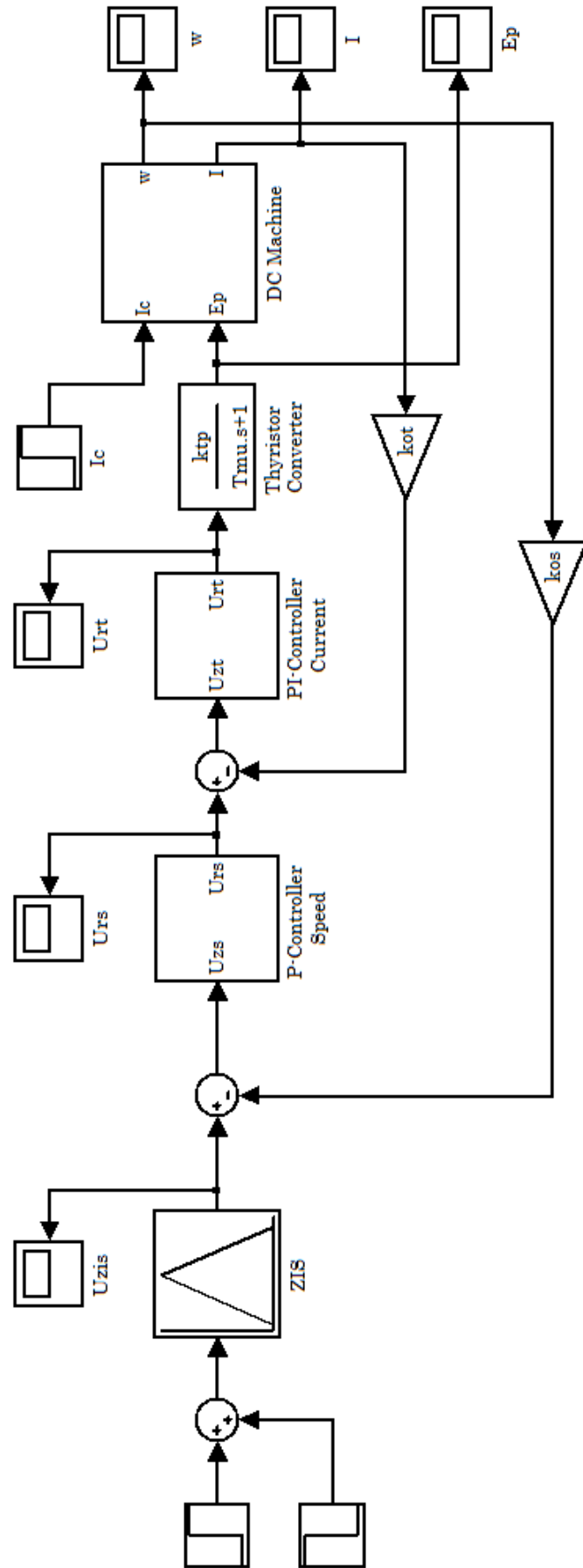


Рисунок 3.11 – Simulink-модель швидкісної системи підпорядкованого керування

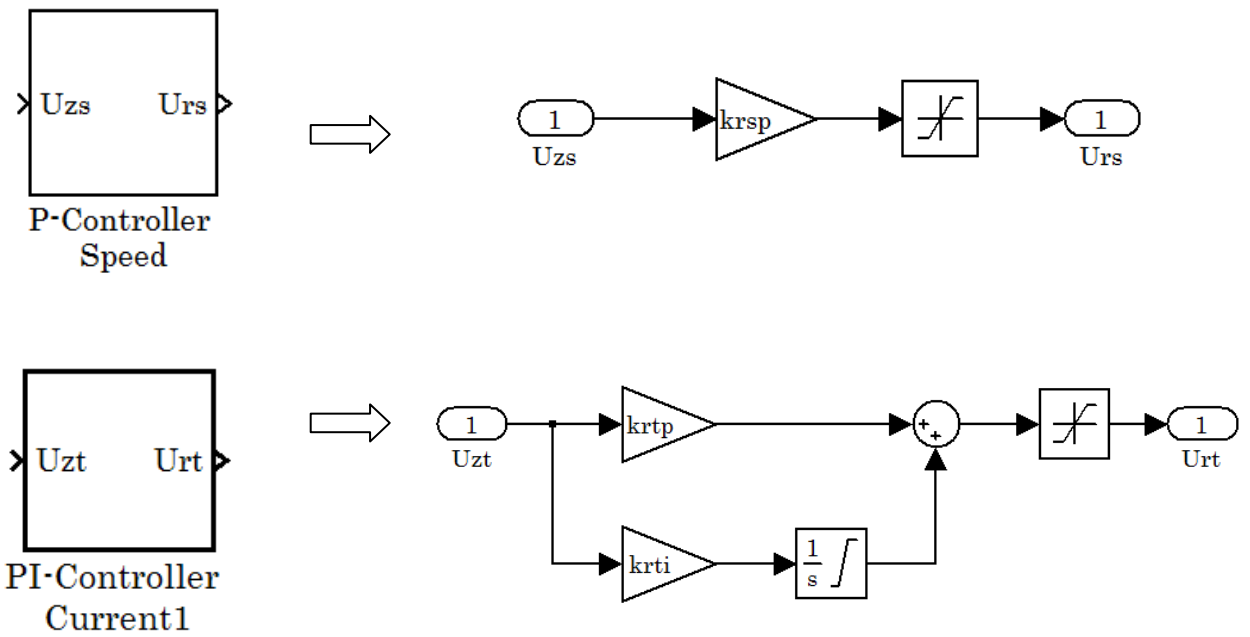


Рисунок 3.12 – Підсистема «ПІ-регулятор» струму (PI-controller Current) і швидкості (P-Controller Speed), що враховує поріг насичення регулятора

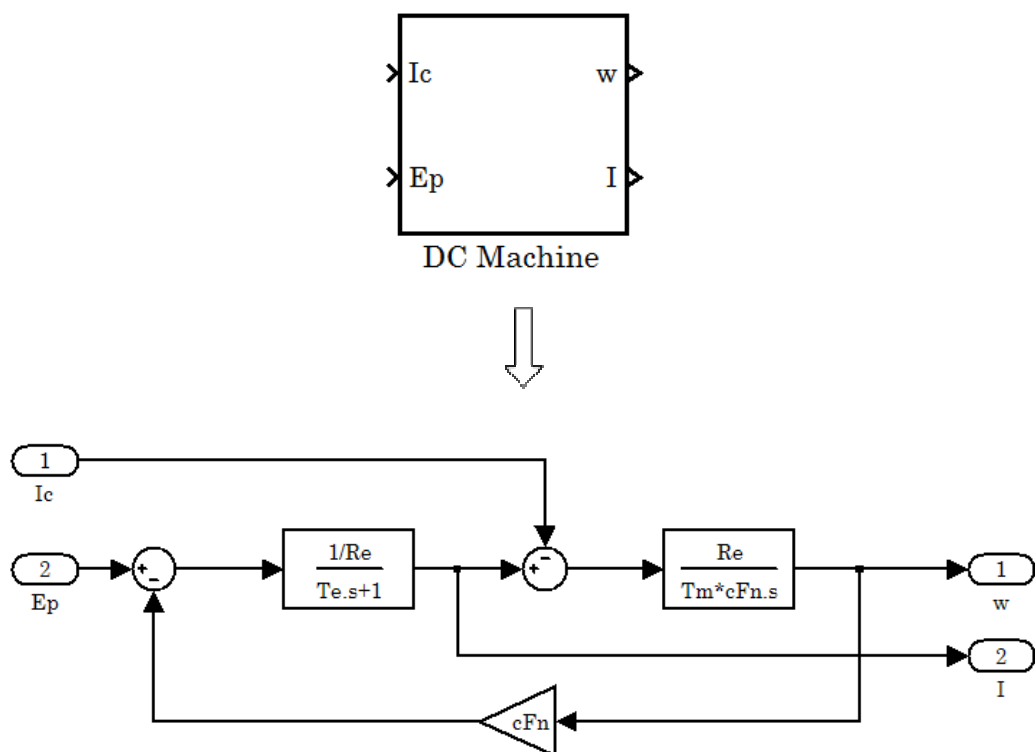


Рисунок 3.13 – Внутрішня структура підсистеми двигуна постійного струму (DC Machine)

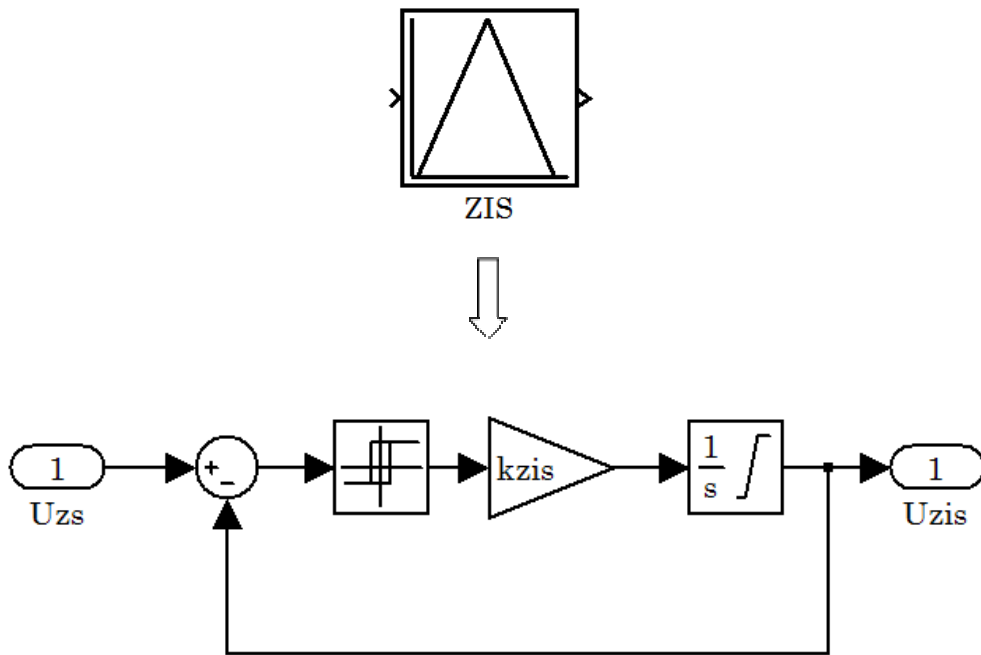


Рисунок 3.14 – Підсистема «Задатчик інтенсивності швидкості» (ZIS), що реалізує раціональну динаміку



Рисунок 3.15 – Графік перехідного процесу напруги задатчика інтенсивності швидкості



Рисунок 3.16 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна ($I_c = 0,3I_H$)

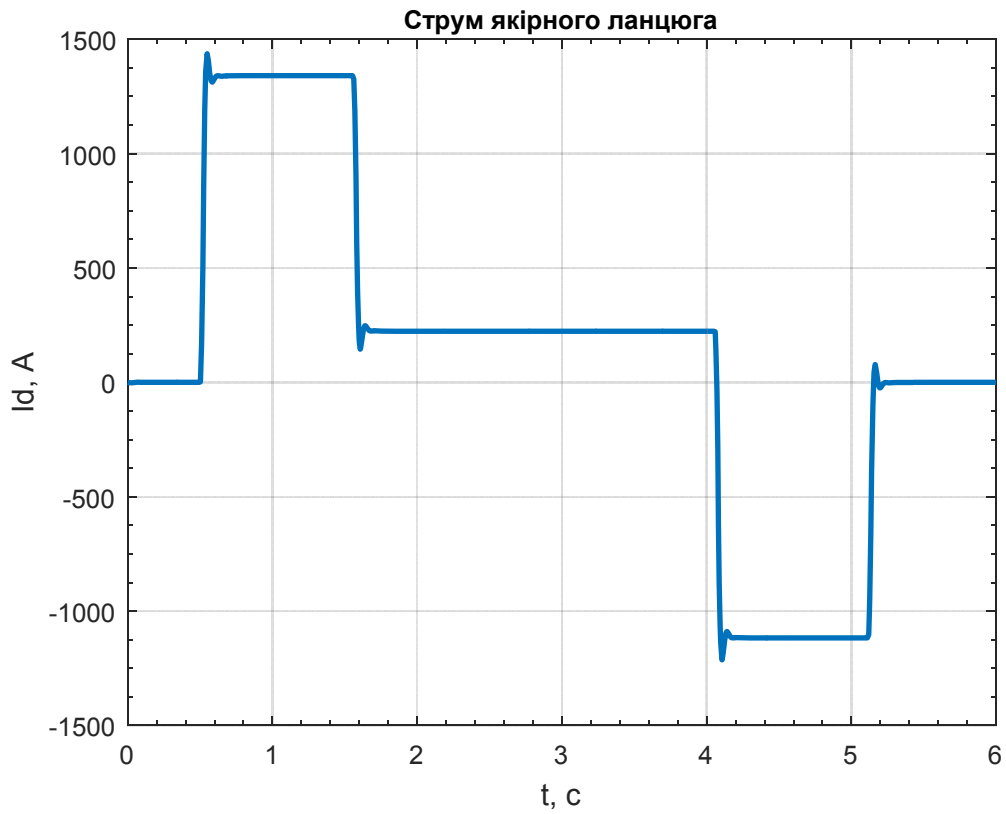


Рисунок 3.17 – Графік перехідного процесу струму якоря ($I_c = 0,3I_H$)

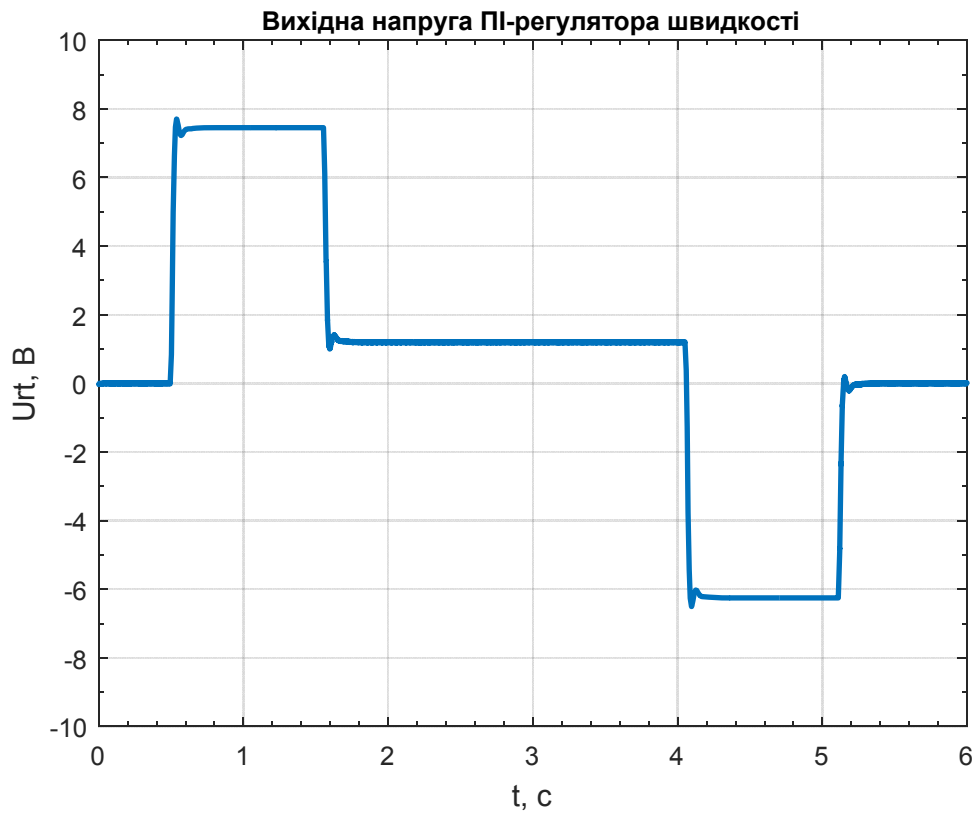


Рисунок 3.18 – Графік перехідного процесу напруги ПІ-регулятора швидкості ($I_c = 0,3I_H$)

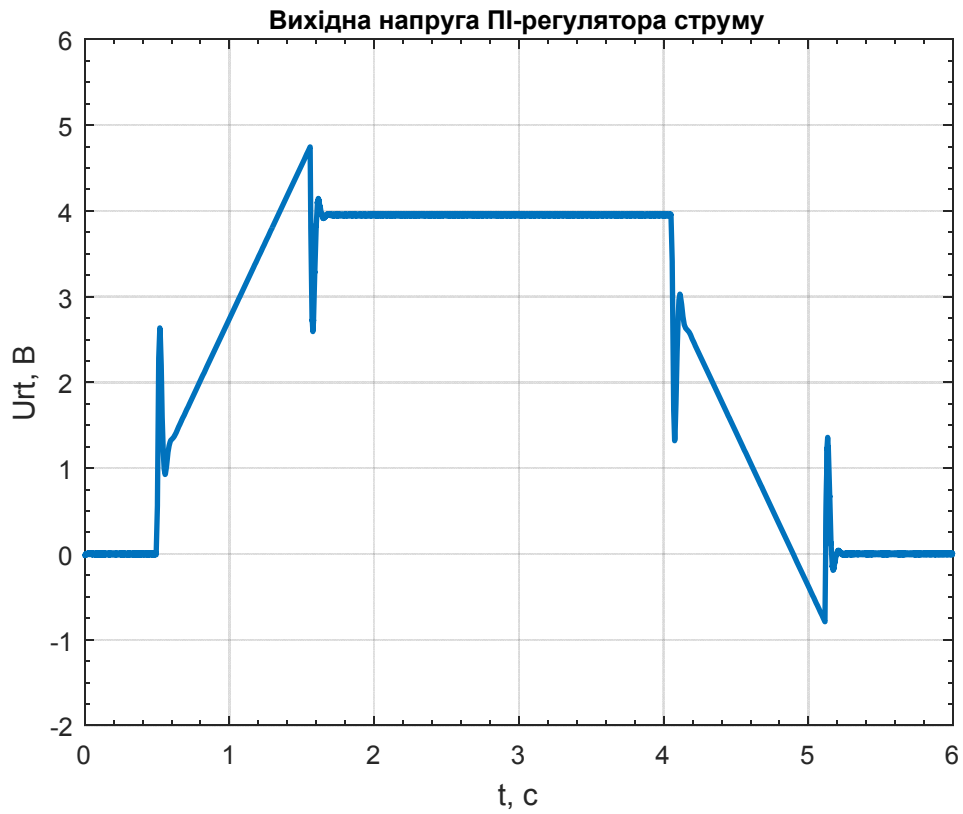


Рисунок 3.19 – Графік перехідного процесу напруги
ПІ-регулятора струму ($I_c = 0,3I_H$)

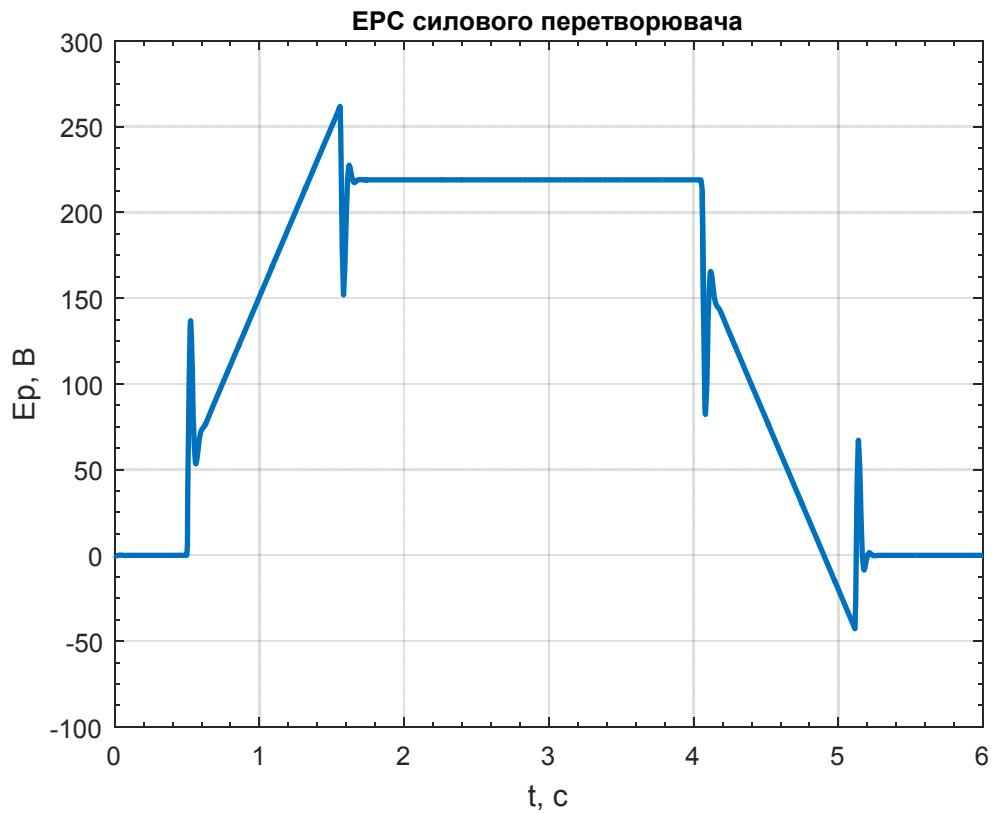


Рисунок 3.20 – Графік перехідного процесу ЕРС тиристорного
перетворювача ($I_c = 0,3I_H$)

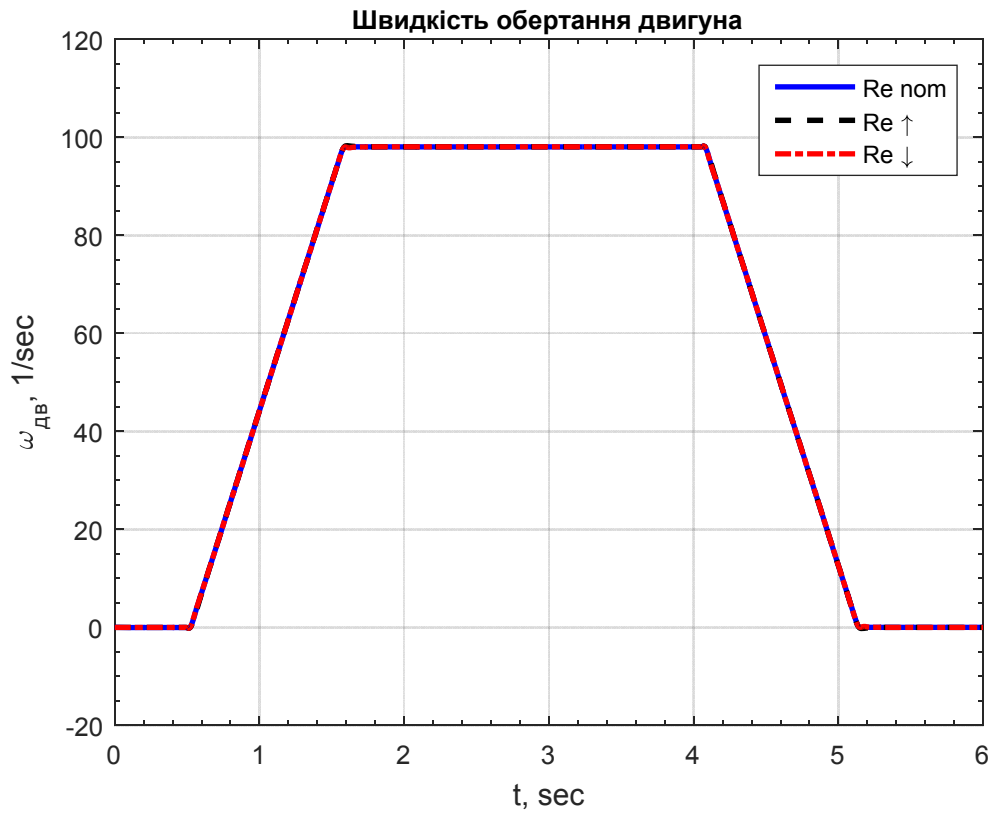


Рисунок 3.21 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні R_s в 2 рази ($I_c = 0,3I_H$)

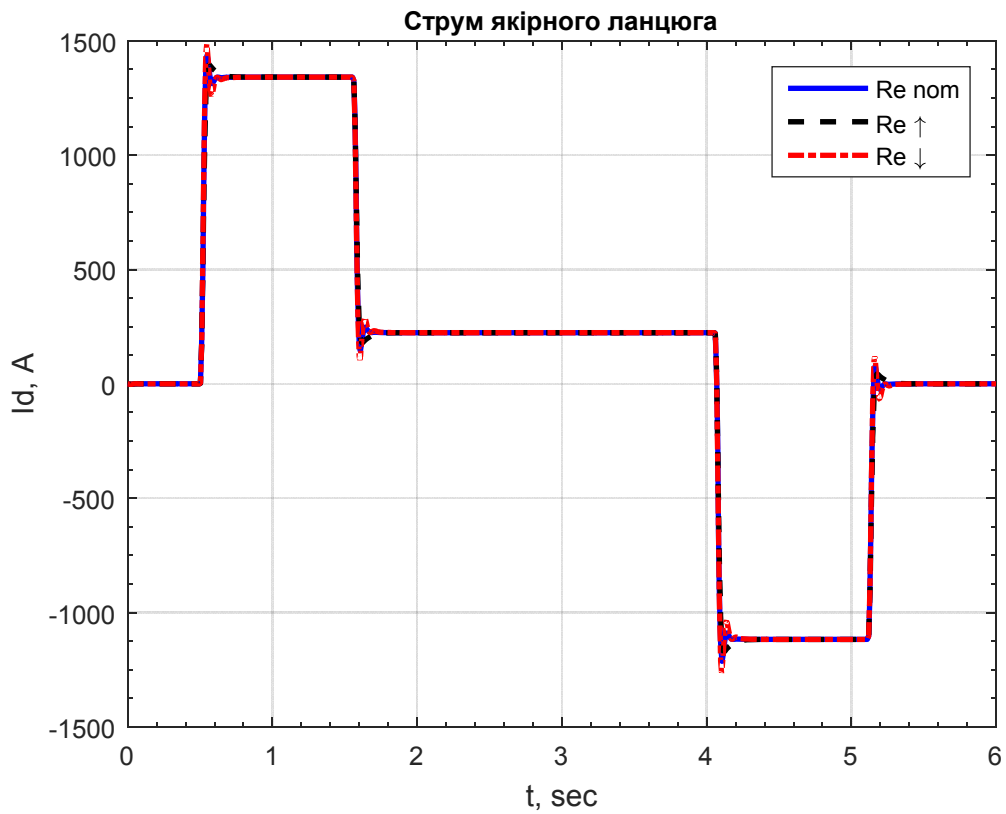


Рисунок 3.22 – Графік перехідного процесу струму якоря при зміні R_s в 2 рази ($I_c = 0,3I_H$)

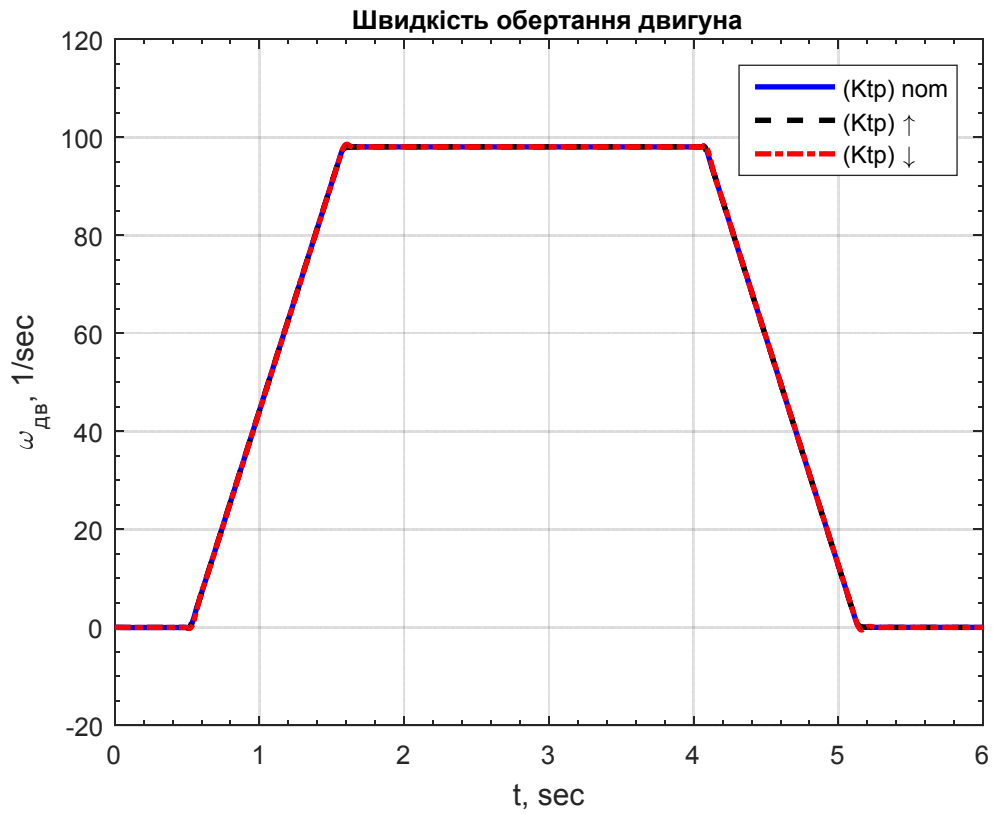


Рисунок 3.23 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні $k_{\text{п}}$ в 2 рази ($I_{\text{с}} = 0,3I_{\text{н}}$)

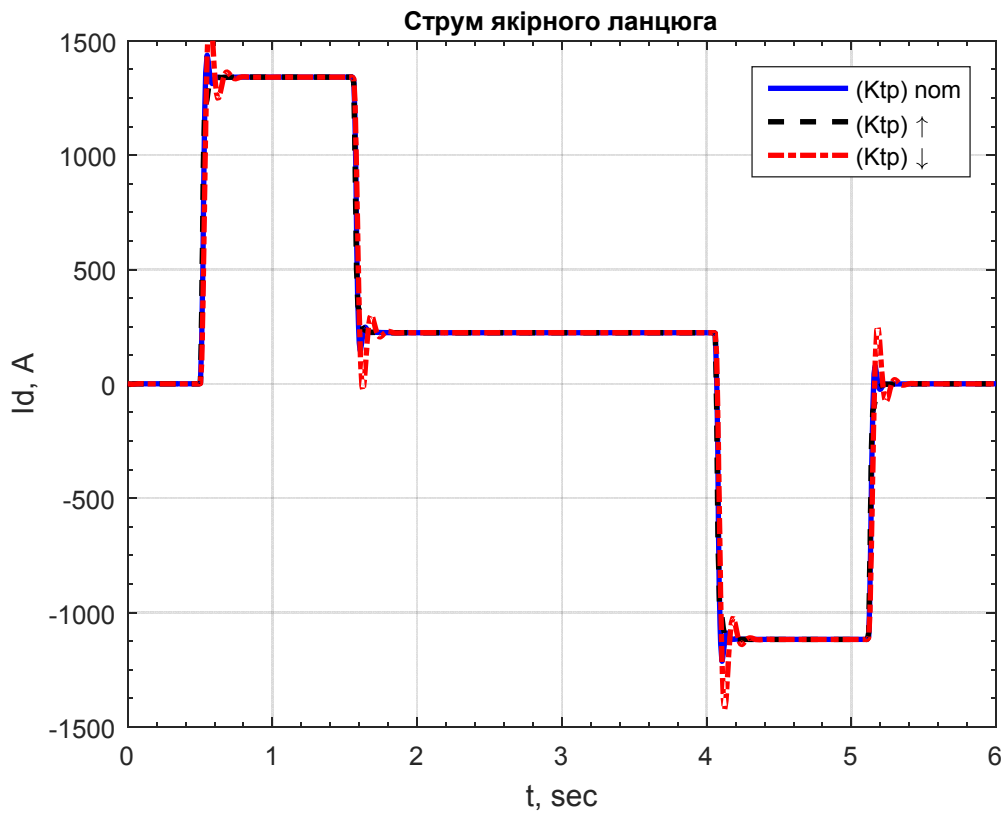


Рисунок 3.24 – Графік перехідного процесу струму якоря при зміні $k_{\text{п}}$ в 2 рази ($I_{\text{с}} = 0,3I_{\text{н}}$)

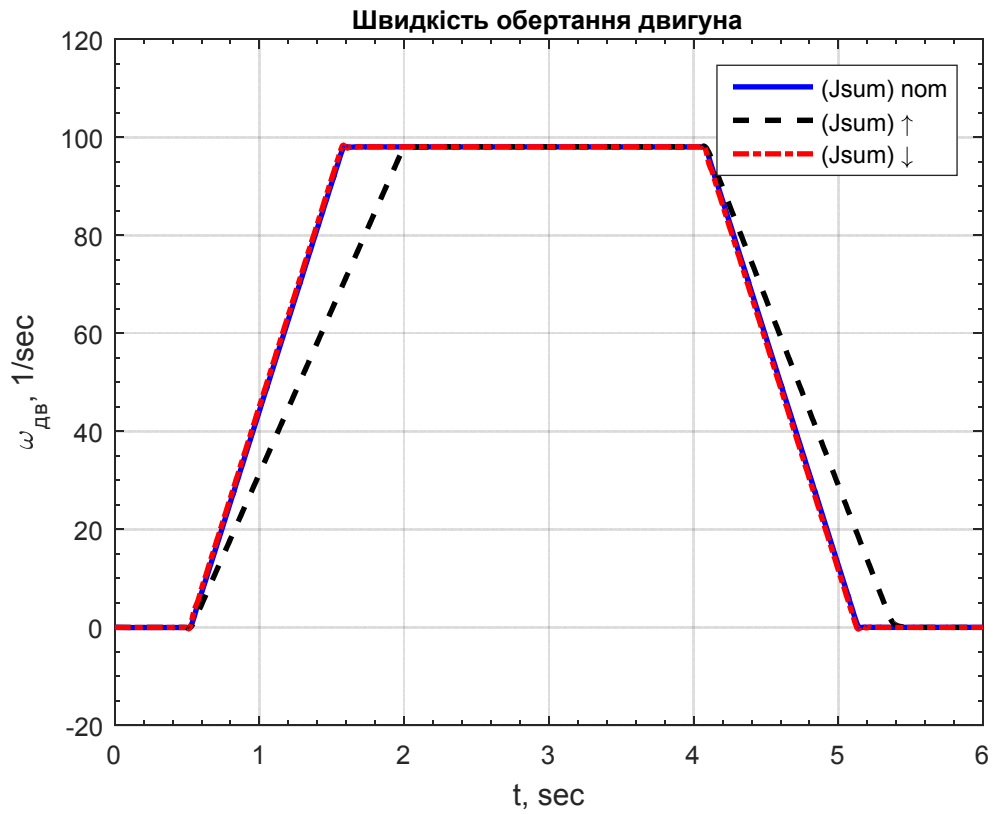


Рисунок 3.25 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при зміні J'_{Σ} в 2 рази ($I_c = 0,3I_H$)

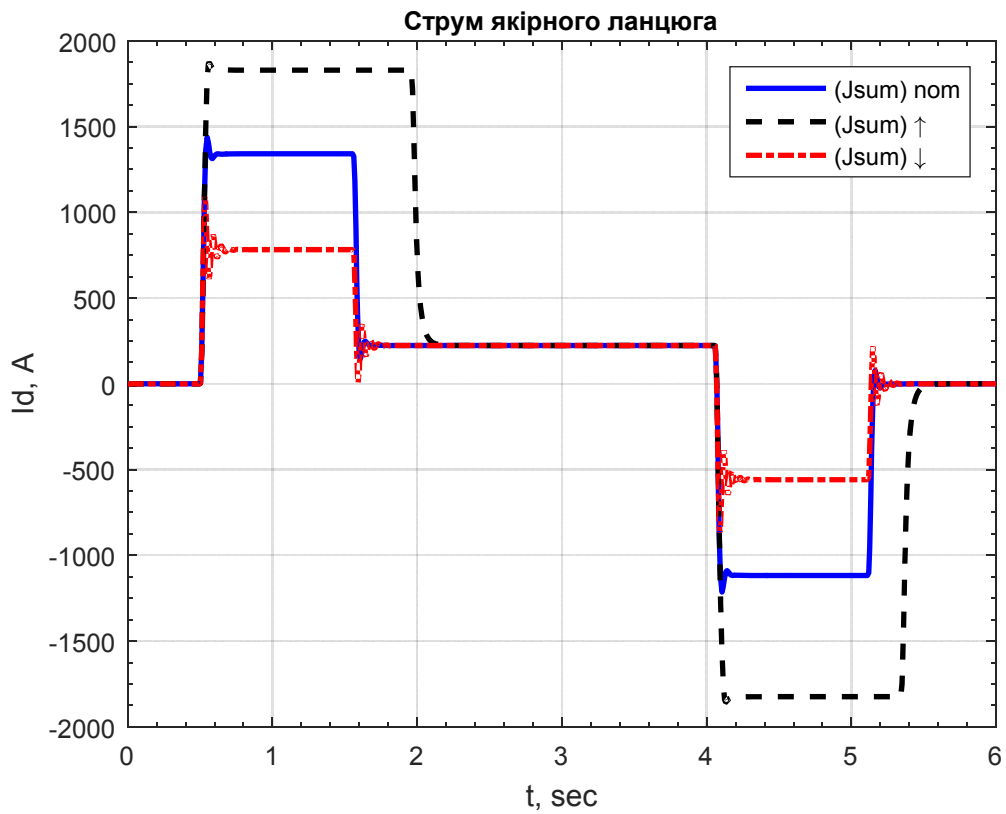


Рисунок 3.26 – Графік перехідного процесу струму якоря при зміні J'_{Σ} в 2 рази ($I_c = 0,3I_H$)

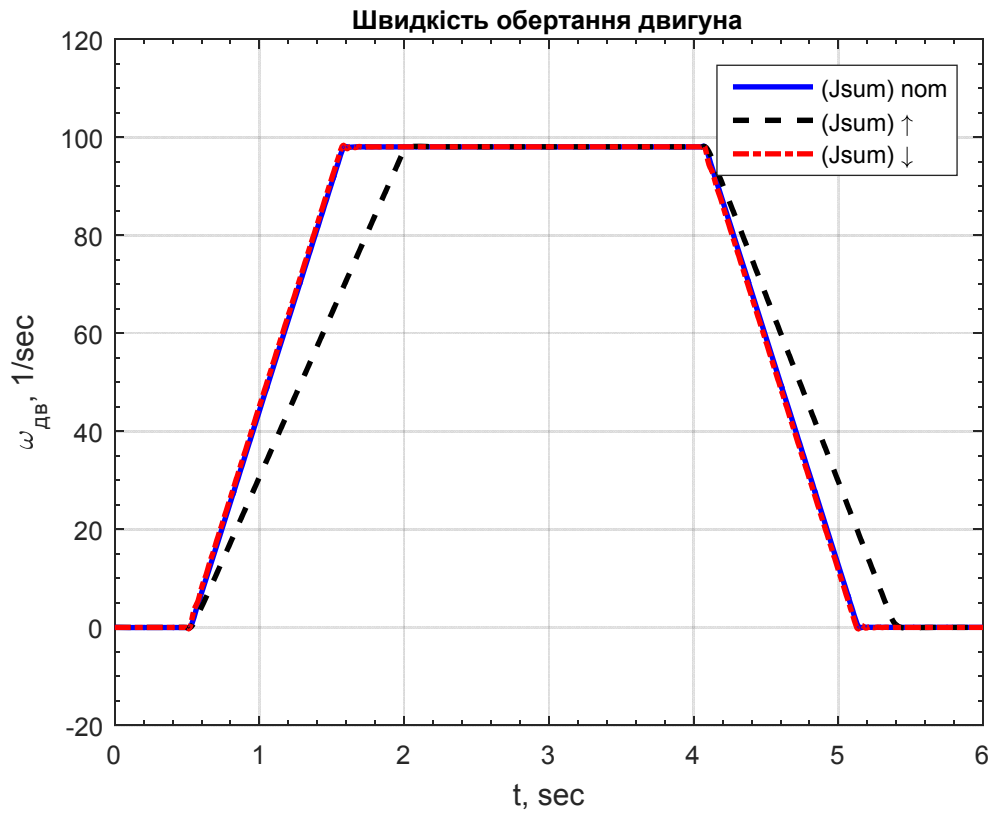


Рисунок 3.27 – Графіки перехідного процесу швидкості обертання двигуна при сумарній зміні R_{Σ} та J'_{Σ} в 2 рази ($I_c = 0,3I_H$)

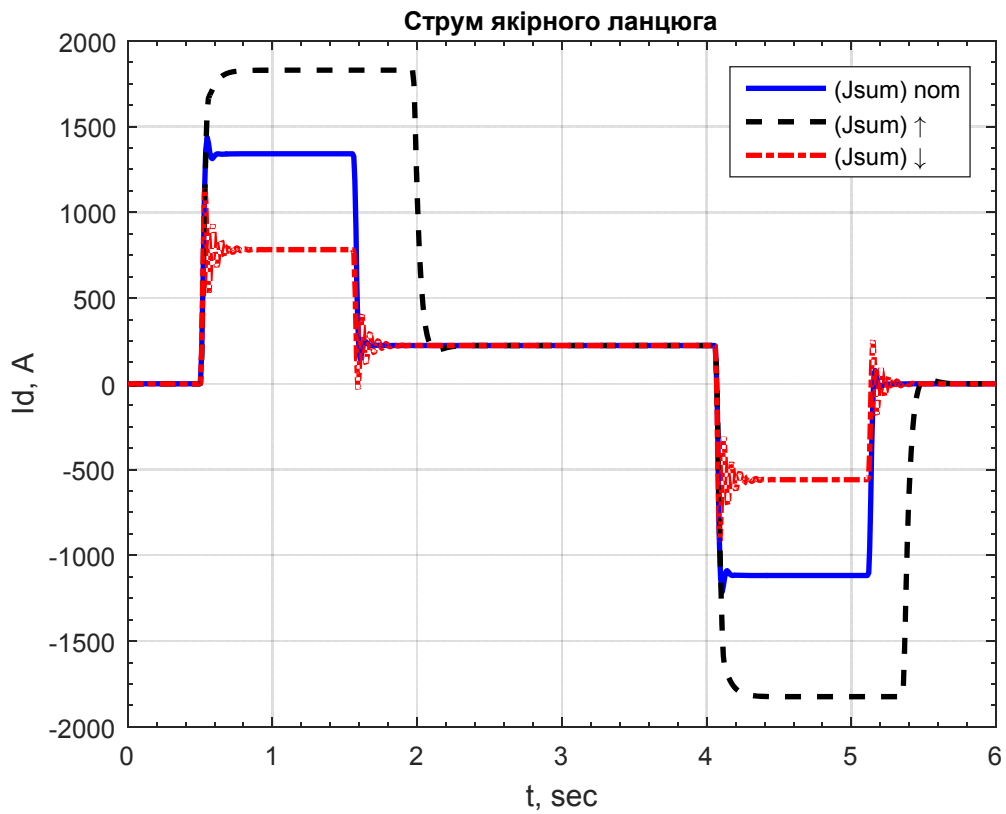


Рисунок 3.28 – Графік перехідного процесу струму якоря при сумарній зміні R_{Σ} та J'_{Σ} в 2 рази ($I_c = 0,3I_H$)

4 СИНТЕЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЛЕЙНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ В ПРОСТОРІ ПРИРОДНИХ КООРДИНАТ

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

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

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

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

4.1 Загальні положення синтезу системи методом аналітичного конструювання регуляторів

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

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

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

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

де $\eta_i = X_i - X_i^*$

У векторній формі:

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

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

Перетворимо початкову систему диференціальних рівнянь:

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

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

Завдання вирішується методом динамічного програмування. Напишемо рівняння Беллмана:

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

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

Функція Ляпунова для будь-яких лінійних систем:

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

у векторній формі:

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

Тоді керування визначається за формулою:

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

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

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

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

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

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

де A_V - вектор коефіцієнтів функції Ляпунова;

K - вектор коефіцієнтів критерію якості.

4.2 Синтез релейного регулятора струму в просторі природних координат

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

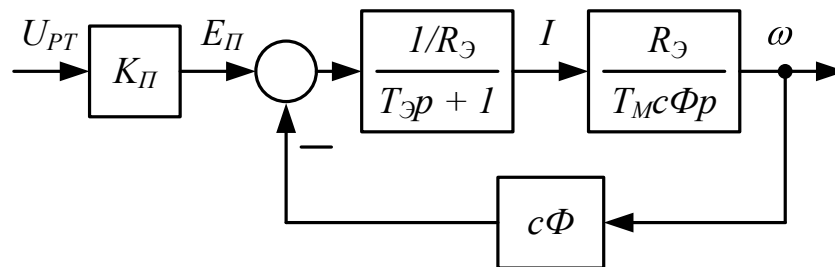


Рисунок 4.1 - Структурна схема об'єкта керування РТ

Математичний опис об'єкта керування РТ має вигляд:

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

Наводимо керовані координати і напруга до відносним одиницям

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

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

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

У відносних одиницях маємо:

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

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

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

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

де

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

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

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

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

Для зменшення трудомісткості виконання розрахунку коефіцієнтів системи (4.13) і всі подальші розрахунки виконані за допомогою системи Matlab, у якій було розроблені програмні коди (m-файли).

Функція Ляпунова для системи другого порядку

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

Критерій якості

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

Алгоритм управління РТ має вигляд:

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

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

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

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

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

Звідси знаходимо потрібні коефіцієнти:

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

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

Отримуємо алгоритм керування РТ:

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

4.3 Синтез релейного регулятора швидкості в просторі природних координат

Об'єкт керування регулятора швидкості (РС) також як і при синтезі РТ описується системою рівнянь виду (4.1) за винятком того, що функцією, яка керує, є напруга РС U_{PC} .

Алгоритм управління РС

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

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

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

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

звідки знаходимо

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

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

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

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

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

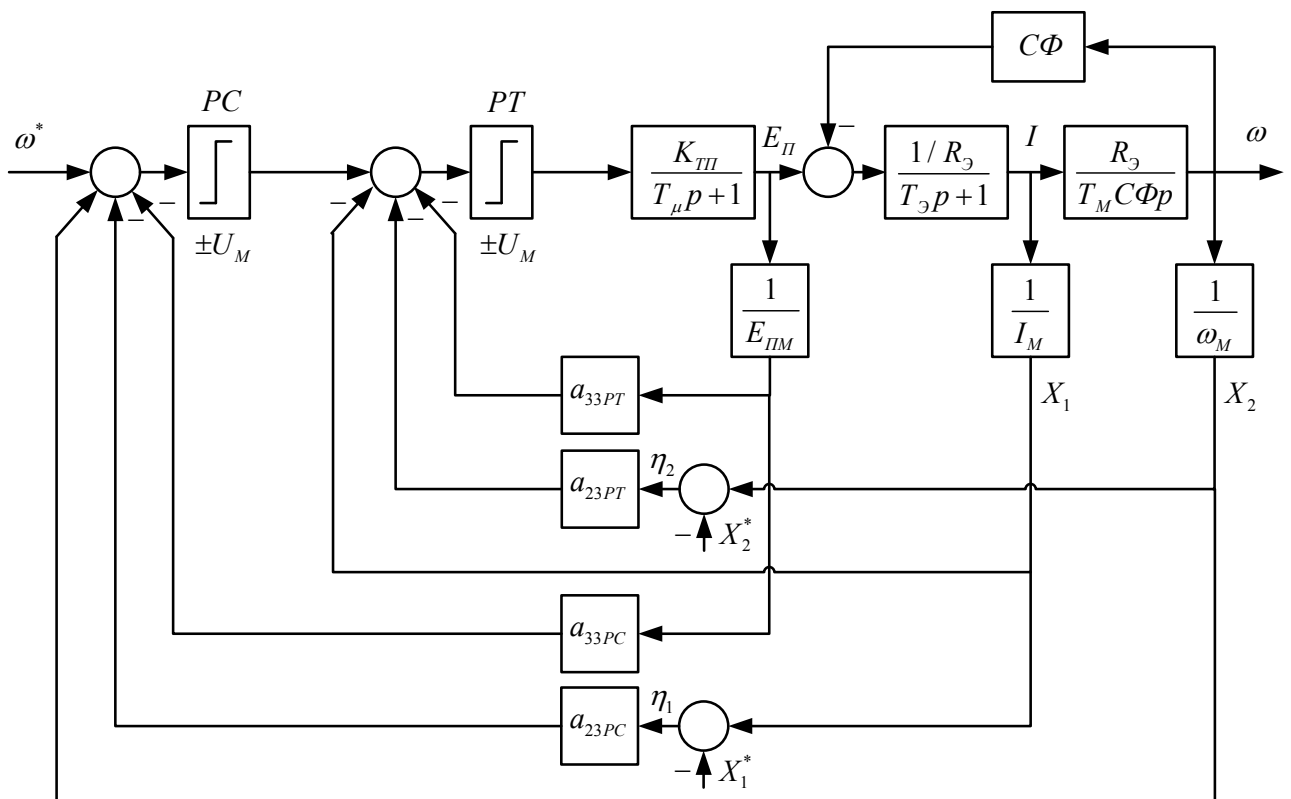


Рисунок 4.2 – Структурна схема релейної системи з контролем природних фазових координат

4.3 Моделювання електроприводу зіштовхувача заготовок з релейною системою керування в Matlab/Simulink

Дослідження перехідних процесів у релейній системі керування електроприводом, яка була синтезована в просторі похідних, виконується з використанням набору прикладних програм Matlab/Simulink. Подана математична модель системи можна знайти на рисунках 4.3 - 4.5. Дослідження роботи релейної системи здійснюється за допомогою тієї самої програми, що і для класичної системи підпорядкованого регулювання.

Аналізуючи графіки перехідних процесів, представлені на рисунках 4.6 – 4.17, відзначається, що у релейній системі процеси виявляють вищу якість, а сама система володіє більшою точністю у порівнянні з класичною системою. Це свідчить про ефективність та переваги релейної структури керування електроприводом порівняно з класичними системами.

Особливу увагу слід звернути на те, що в релейній системі зміни в константах часу майже не впливають на якість перехідних процесів. Це є значущим плюсом, оскільки дозволяє досягти стабільності та високої продуктивності навіть при змінах у вихідних параметрах системи. Такий результат підтверджує високий рівень надійності та гнучкості релейної системи в управлінні електроприводом, що робить її перспективною для широкого спектру застосувань у промисловості.

Системи електроприводу на основі релейного управління представляють собою інноваційний підхід до керування рухом механізмів та обладнання. Вони використовують релейні елементи як ключові компоненти для управління електроприводом, що в результаті призводить до вдосконалення якості та ефективності процесів. Однією з ключових особливостей релейних систем електроприводу є їх здатність до швидкого та точного реагування на зміни в умовах виробництва. Вони можуть ефективно регулювати параметри приводу, забезпечуючи високий рівень стабільності та продуктивності. Крім того, релейні системи відзначаються великою стійкістю до зовнішніх впливів і зберігають високу точність руху навіть при змінних умовах експлуатації.

Важливим аспектом є також простота та доступність обслуговування релейних систем. Їх конструкція дозволяє легко виявляти та виправляти можливі несправності, що сприяє мінімізації часу простою та забезпечує неперервність виробничих процесів.

Однією з важливих переваг є також гнучкість релейних систем у відношенні до регулювання різних типів механізмів. Вони можуть бути успішно використані в різноманітних галузях промисловості, де потрібно точне та швидке управління електроприводами.

Узагальнюючи, релейні системи електроприводу є перспективним напрямком розвитку, який відзначається надійністю, точністю та гнучкістю в управлінні рухом механізмів, сприяючи оптимізації виробничих процесів.

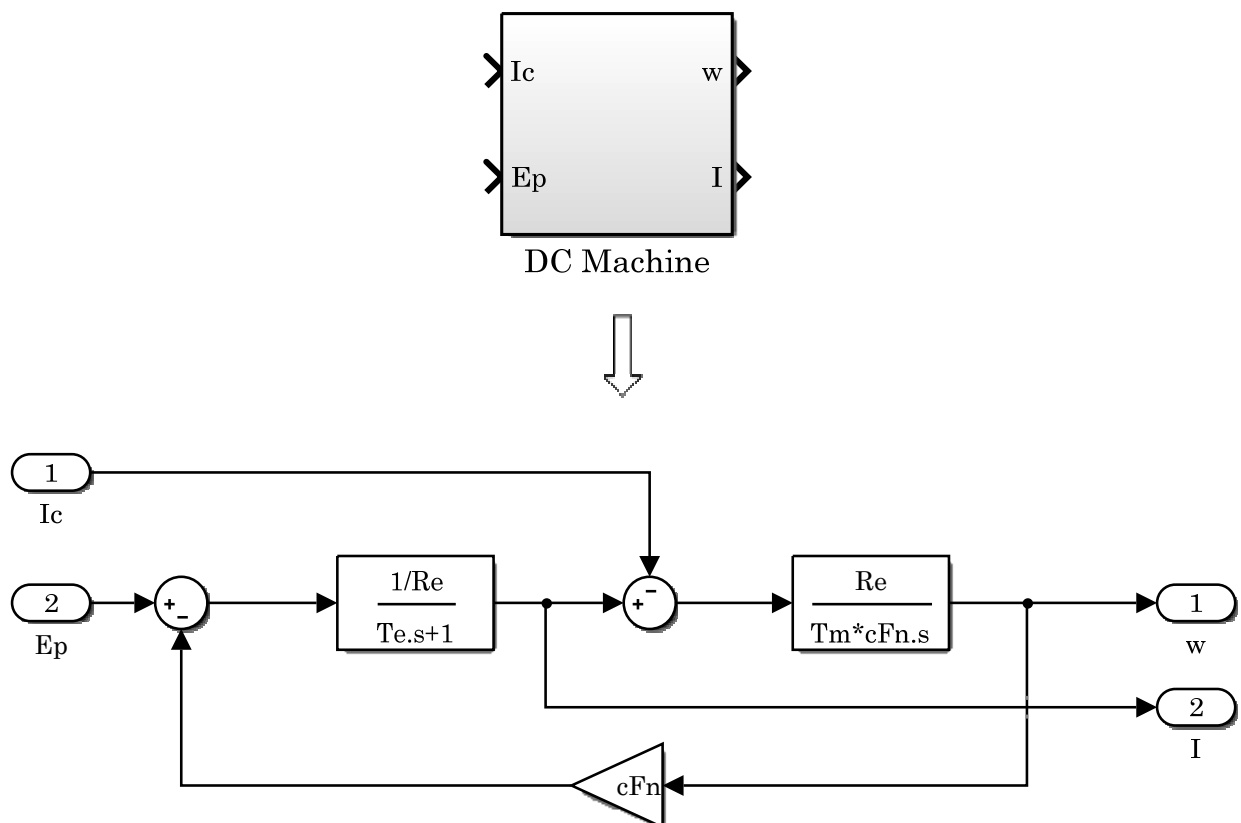


Рисунок 4.3 – Subsystem підсистема (структура) двигуна постійного струму (DC Machine)

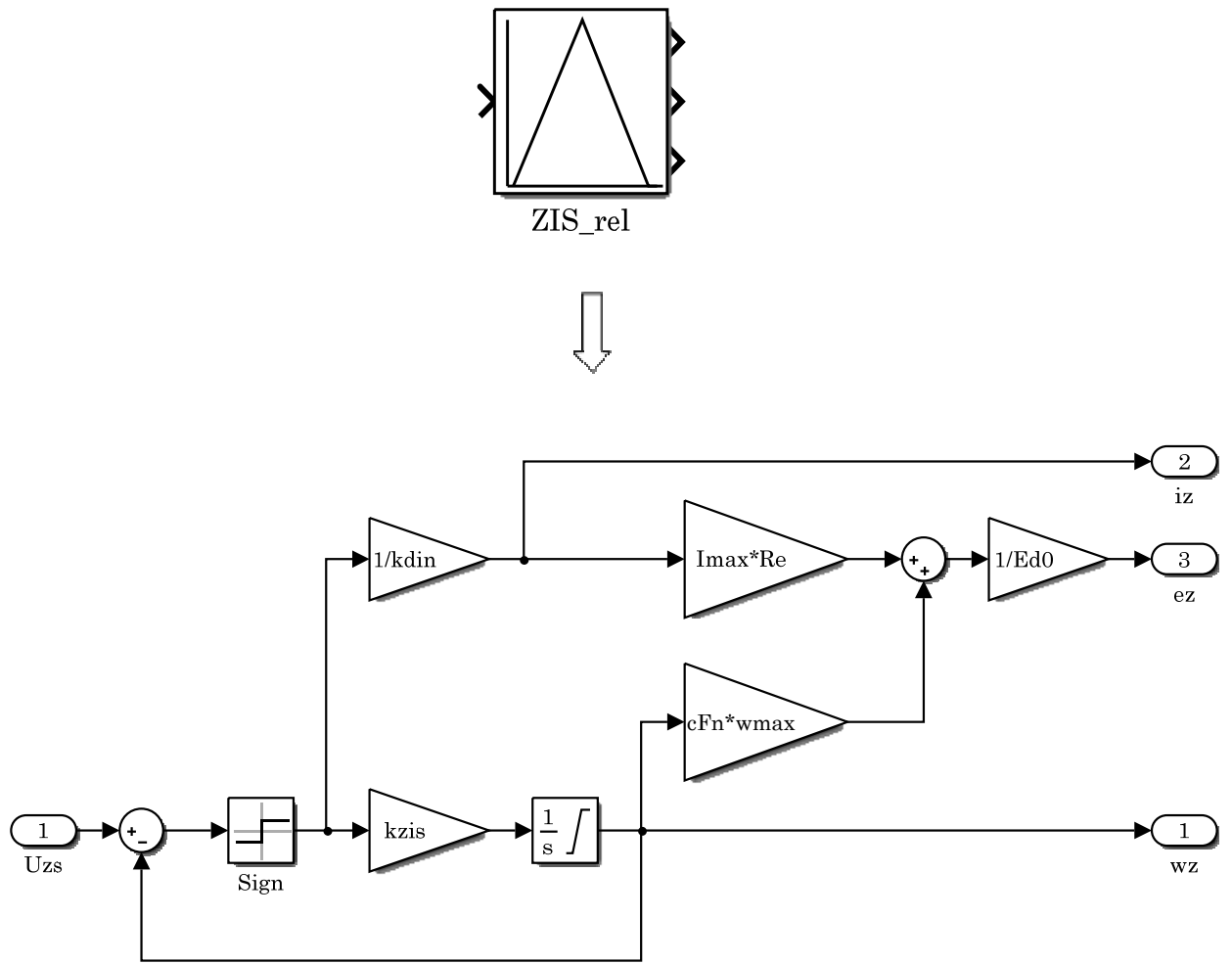


Рисунок 4.5 – Subsystem «Задатчик інтенсивності швидкості» (ZIS_rel)

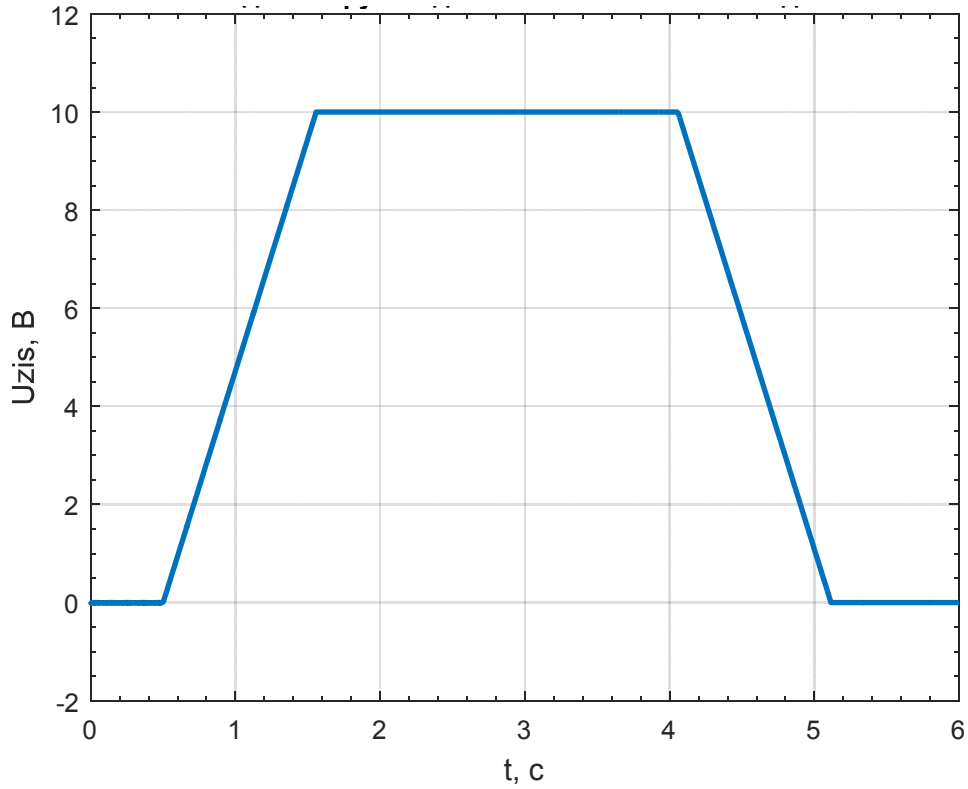


Рисунок 4.6 – Перехідний процес напруги задатчика інтенсивності швидкості в релейній системі

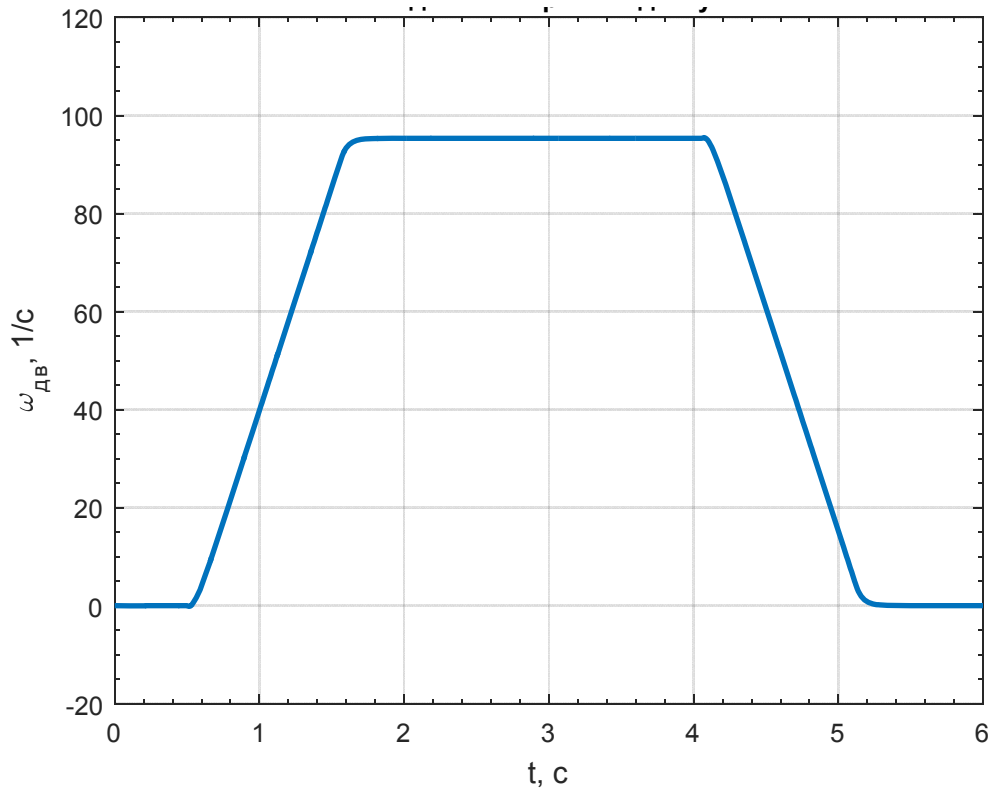


Рисунок 4.7 – Перехідний процес швидкості обертання двигуна (струм навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній системі

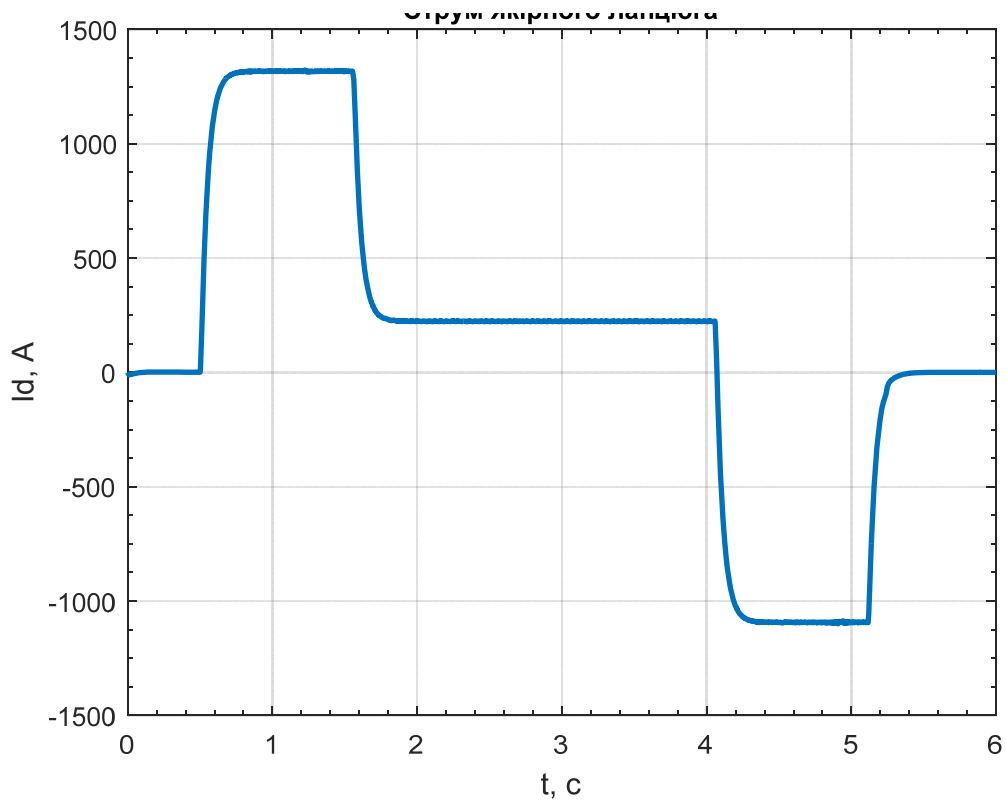


Рисунок 4.8 – Перехідний процес струму якоря
(струм навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній системі

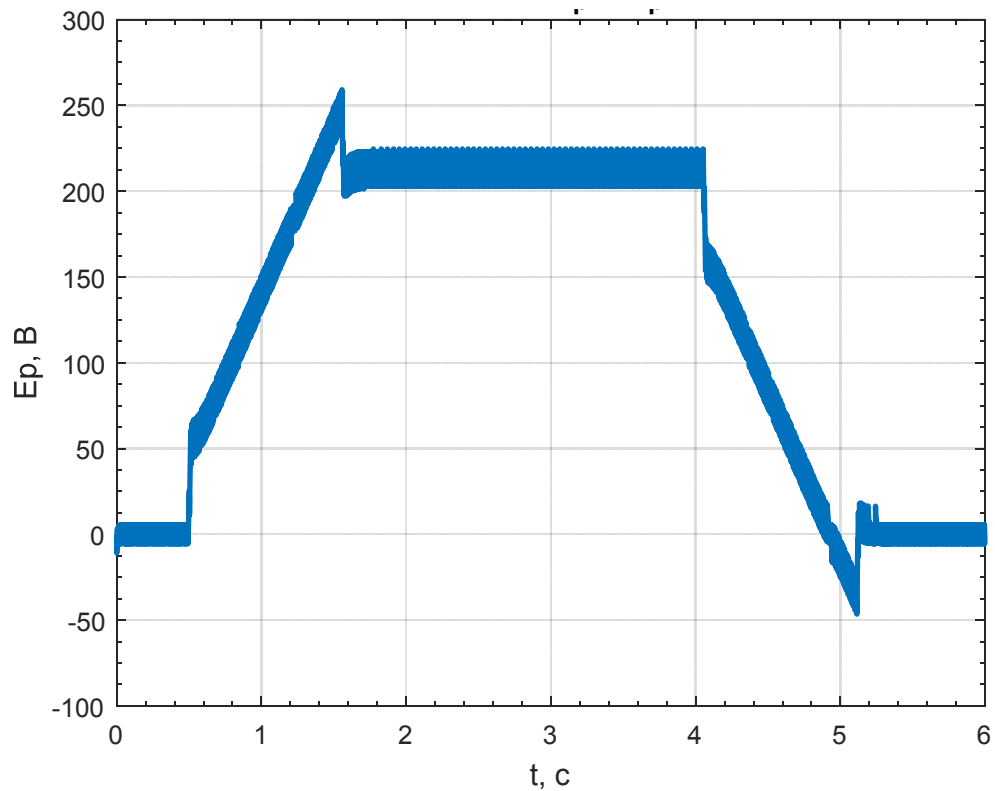


Рисунок 4.9 – Перехідний процес електрорушійної сили перетворювача
(струм навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній системі

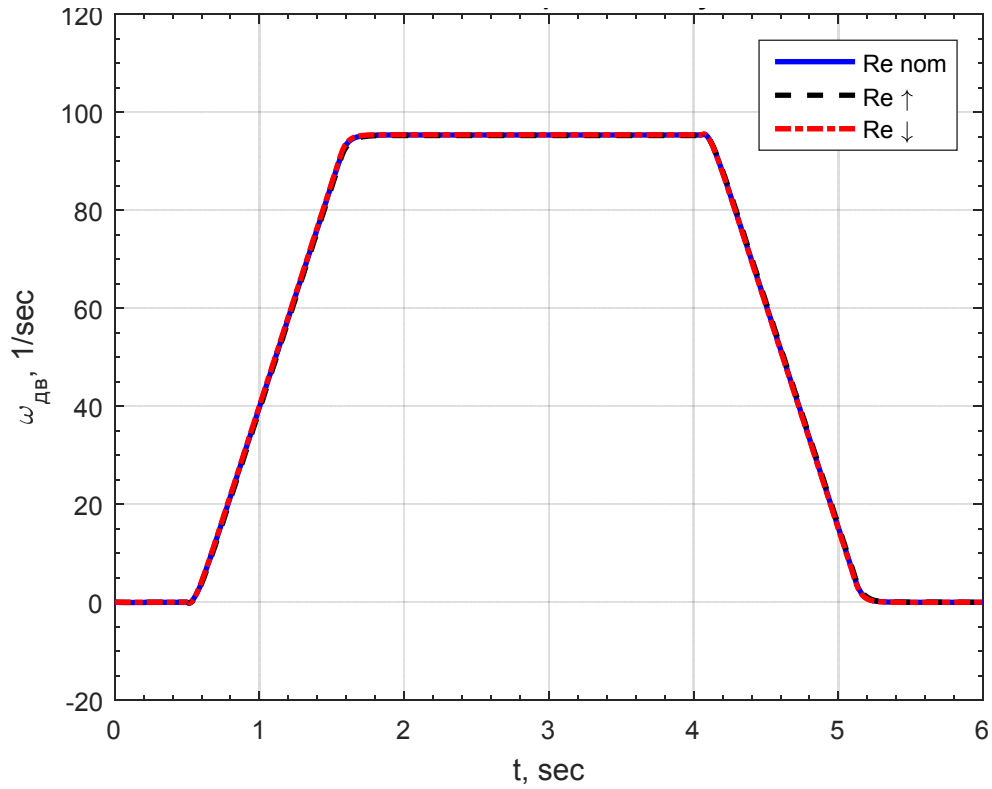


Рисунок 4.10 – Графіки перехідних процесів швидкості обертання двигуна при варіації R_3 в 2 рази (струм навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній САК

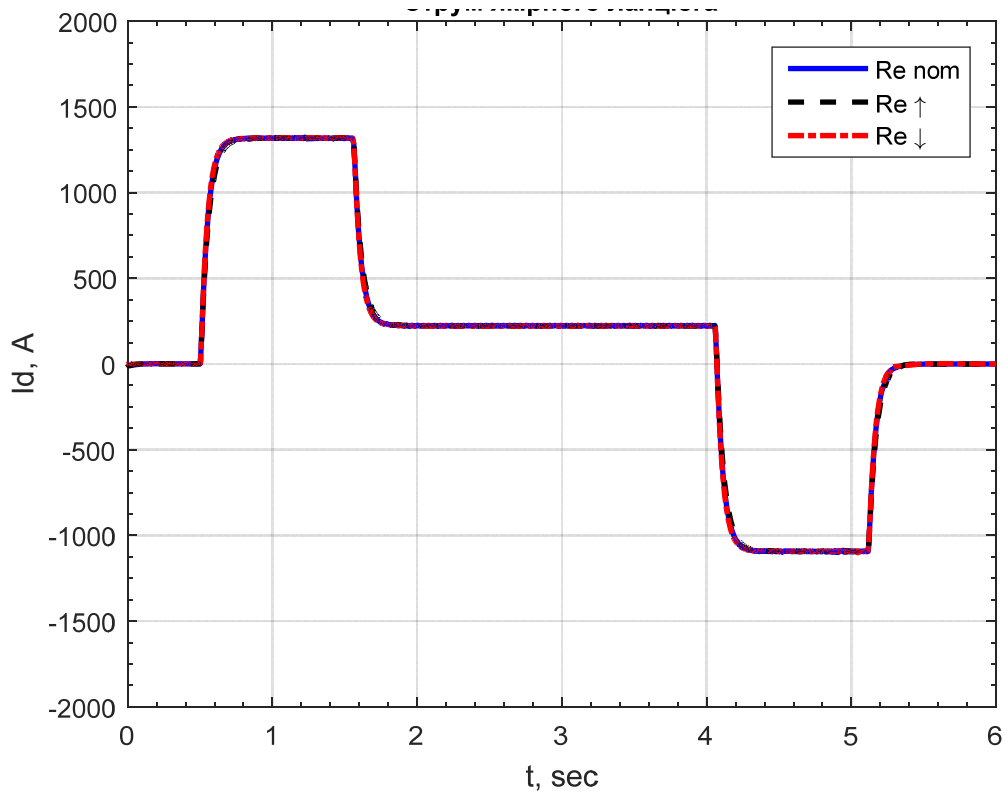


Рисунок 4.11 – Графіки перехідних процесів струму якоря при варіації R_3 в 2 рази (струм навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній САК

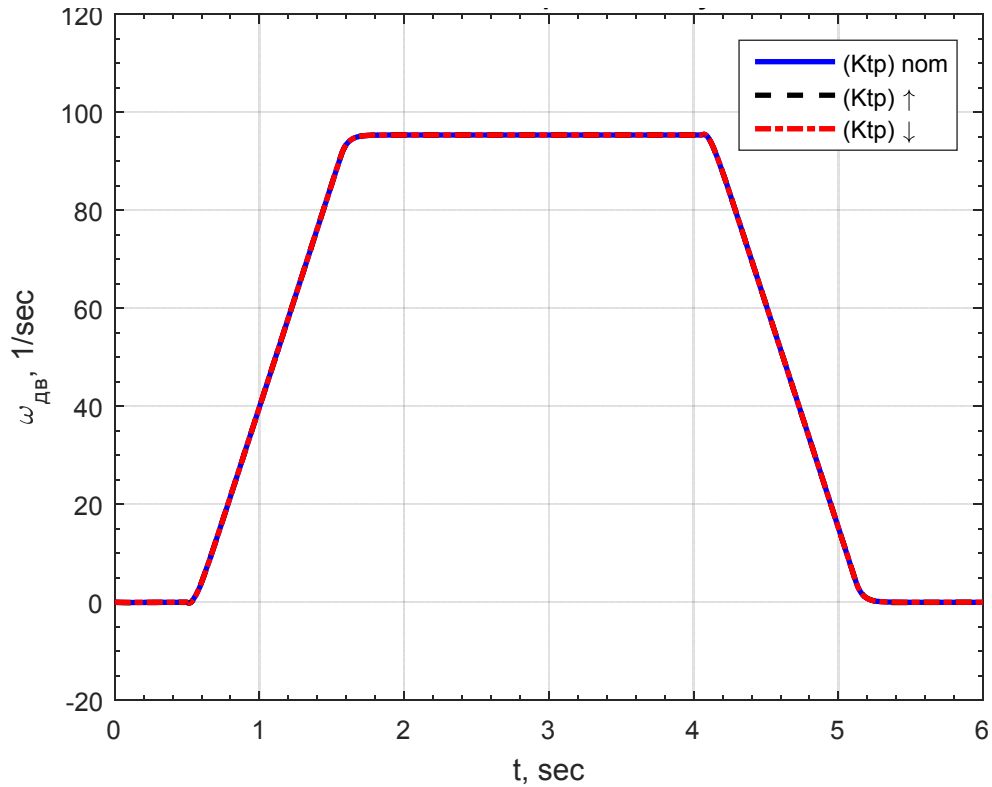


Рисунок 4.12 – Графіки перехідних процесів швидкості обертання двигуна при варіації $k_{тп}$ в 2 рази (струм навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній САК

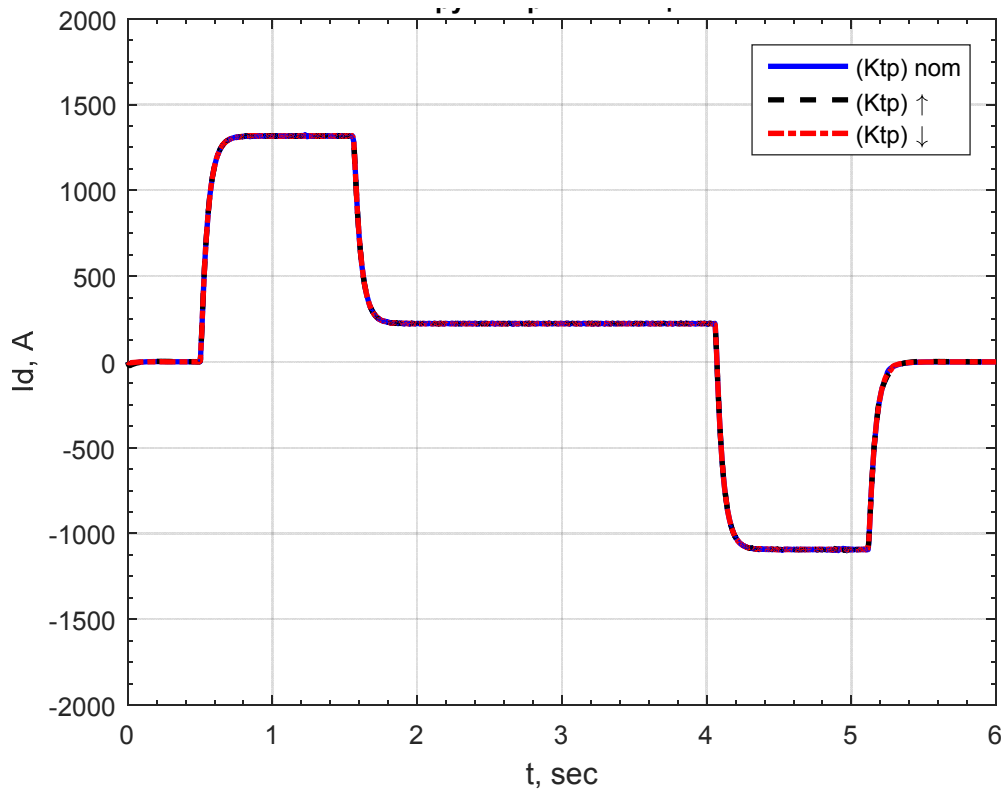


Рисунок 4.13 – Графіки перехідних процесів струму якоря при варіації $k_{тп}$ в 2 рази (струм навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній САК

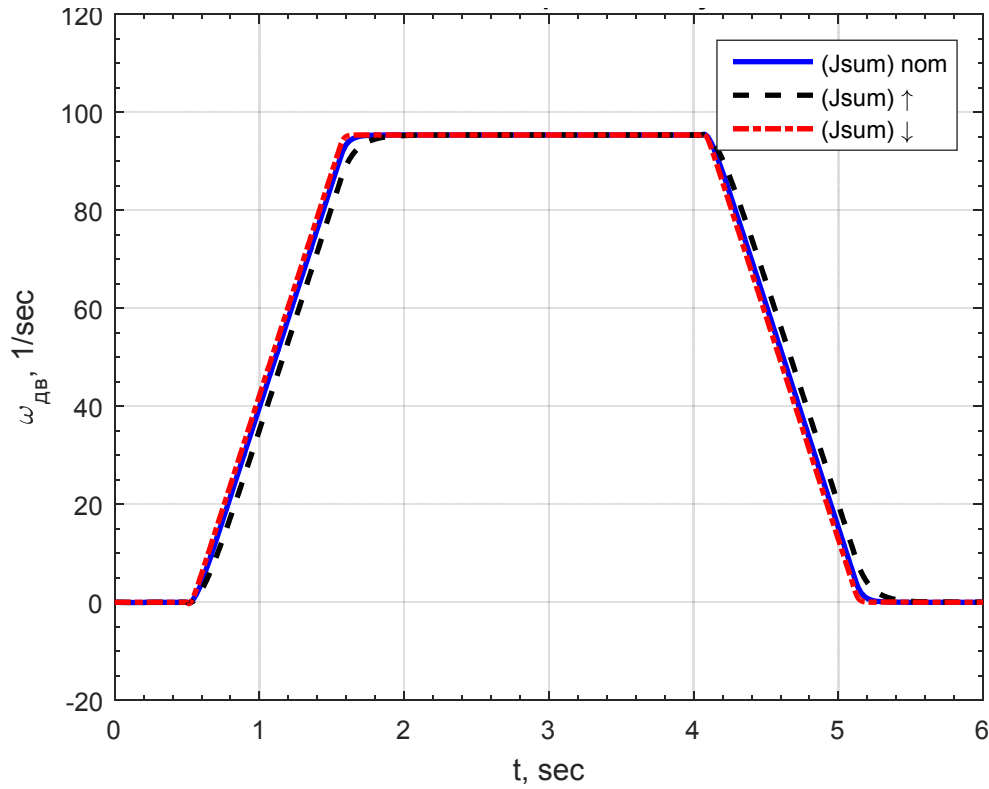


Рисунок 4.14 – Графіки перехідних процесів швидкості обертання двигуна при варіації J'_Σ в 2 рази (струм навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній САК

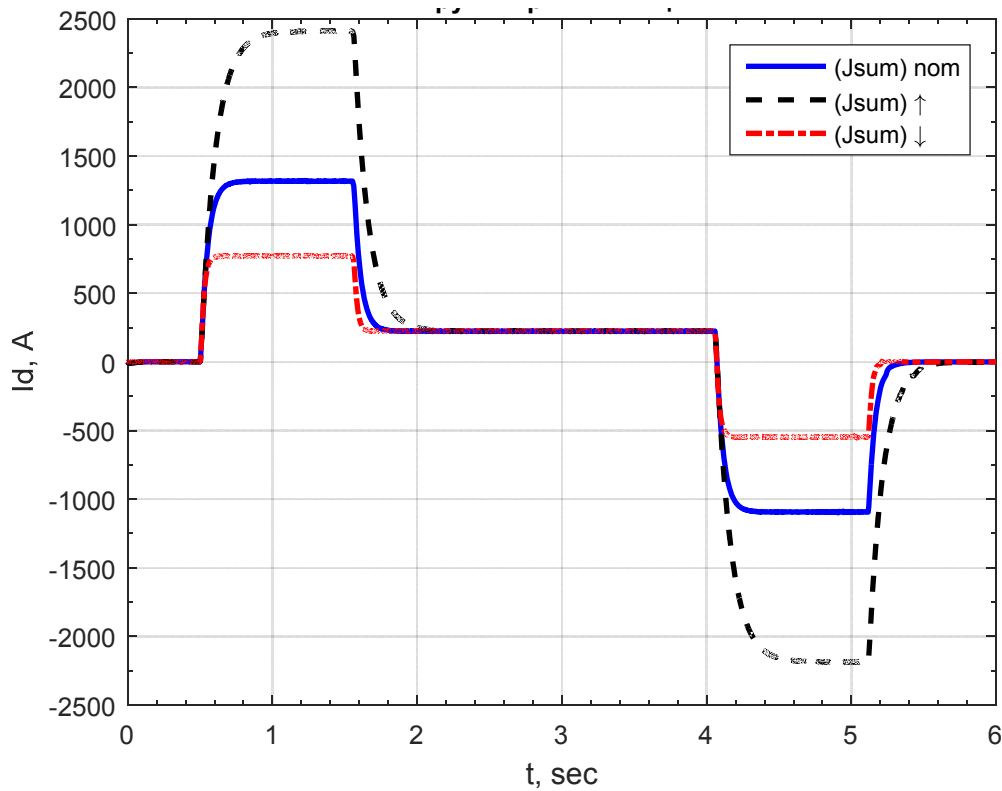


Рисунок 4.15 – Графіки перехідних процесів струму якоря при варіації J'_Σ в 2 рази (струм навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній САК

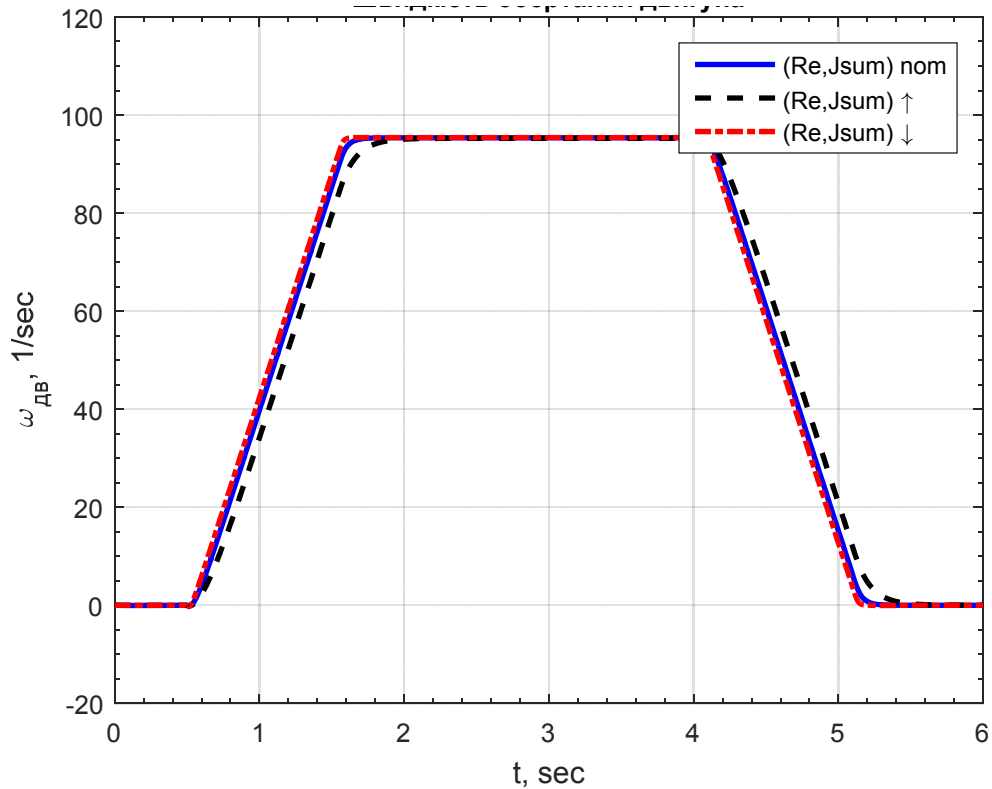


Рисунок 4.16 – Графіки перехідних процесів швидкості обертання двигуна при одночасній сумарній варіації R_{Σ} та J'_{Σ} в 2 рази (струм навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній САК

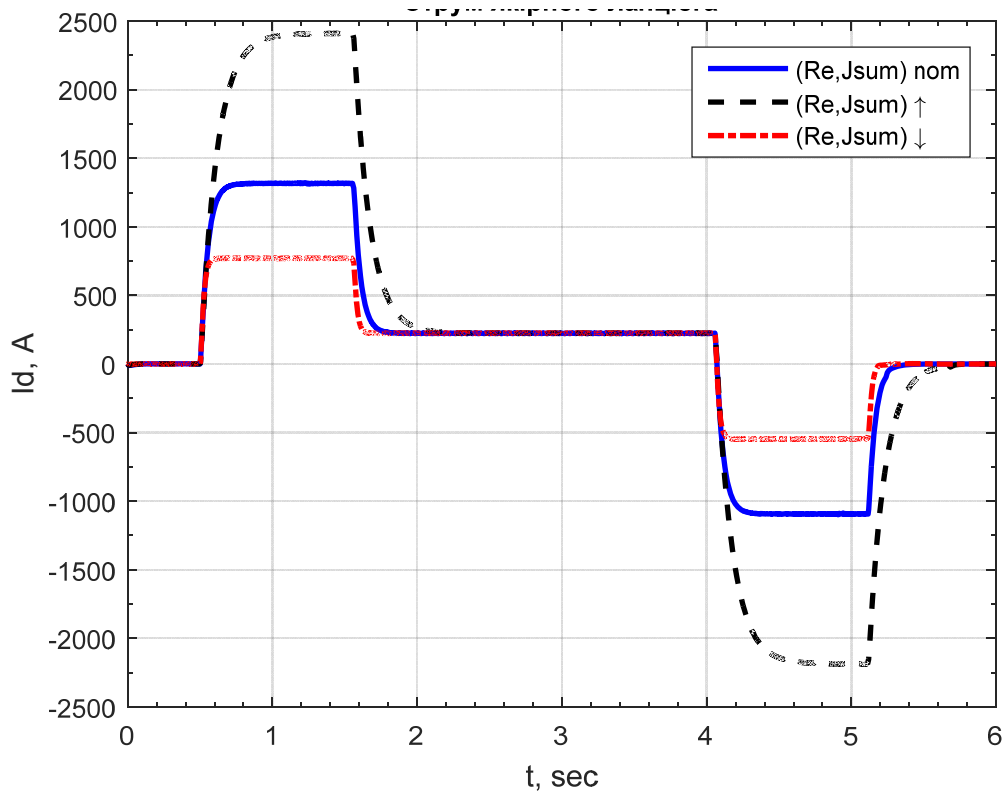


Рисунок 4.17 – Графіки перехідних процесів струму якоря при одночасній сумарній варіації R_{Σ} та J'_{Σ} в 2 рази (струм навантаження $I_c = 0,3I_H$) в релейній САК

4.5 Оптимізація демпфування електропривода з модальною системою керування

Сучасні тенденції у різних сферах промисловості визначаються стрімким підвищенням вимог до якості та експлуатаційних характеристик виробів, при цьому спостерігається тенденція до зниження собівартості їх виробництва. Процеси обробки металів тиском, такі як прокатне виробництво, стають ефективними та економічними методами виготовлення металевих виробів, сприяючи раціональному використанню матеріальних, енергетичних ресурсів та праці.

Автоматизовані електроприводи сучасних металургійних машин і агрегатів обладнуються електричними двигунами обмеженої потужності, що використовують швидкодіючі керовані перетворювачі та мають широкий діапазон регулювання швидкості [74]. Сучасна база елементів систем управління дозволяє теоретично втілити в життя критерії високої якості регулювання, які обумовлені технологічними процесами, та оптимізувати динамічні навантаження, спричинені різноманітними збуреннями.

У теорії електроприводу визначається, що головною метою електроприводу є обмеження динамічних навантажень в електромеханічній системі та забезпечення заданої точності руху її виконавчих органів. Вирішення цього завдання можливе за допомогою системного підходу, шляхом раціонального вибору структури та параметрів електромеханічної системи з використанням демпфуючого ефекту електроприводу.

Демпфуючий ефект електроприводу виникає внаслідок електромеханічного зв'язку, і енергія пружних механічних коливань під певними умовами втрачається в дисипативних елементах електродвигуна або повертається в електромережу [75].

Аналіз різноманітних публікацій щодо практичної оптимізації демпфуючого ефекту в електромеханічних системах (ЕМС) підтверджує актуальність питань синтезу систем при реалізації принципів активного придушення пружних коливань.

Характеристична особливість електроприводів основних ліній клітей станів гарячої прокатки полягає в застосуванні системи підпорядкованого регулювання (СПР). Для збільшення ефективності демпфування в таких структурах електроприводів потрібні додаткові коригувальні зворотні зв'язки. При малих значеннях коефіцієнтів відношень інерційних мас ($\gamma = 1,1-1,2$), вимагається високий рівень посилення регуляторів, що може призводити до істотного перерегулювання струму та погіршення помехозахищеності системи управління. Створення СПР за принципом вкладеності контурів [76-78] вимагає зниження їх швидкодії, що обмежує можливість досягнення високих демпфіруючих характеристик, наприклад, для прокатних електродвигунів. Застосування певних комбінацій параметрів і частот вільних коливань може вимагати також зменшення швидкодії (наприклад, для $\Omega_{12} = 62,8 \text{ с}^{-1}$ і $\gamma > 1,5$). Таким чином, методика синтезу параметрів регуляторів для підлеглих контурів, при врахуванні гнучкої механічної підсистеми, виявляється складною, і аналітичне розв'язання задачі демпфірування коливань можливо лише при спрощенні структури та значущих припущеннях.

Висока точність регулювання та необхідна швидкість при ефективному демпфуванні пружних коливань досягаються за допомогою електромеханічних систем управління модальної структури [79, 80].

Проведемо дослідженні можливостей використання систем модального управління (БМУ) [81] у електроприводах головних ліній клітей станів гарячої прокатки та оптимізації демпфуючої дії електроприводу.

Для визначення закономірностей електромеханічного взаємозв'язку ми вивчаємо лінеаризовану електромеханічну систему, структурна схема якої відображає її фізичний зміст. Структурна схема системи електроприводу з модальним керуванням для абсолютних одиниць параметрів подана на рисунку 4.18. На основі цієї структурної схеми (рис. 4.18) та передавальних функцій для аналізу демпфування власних коливань ми отримали характеристичне рівняння у вигляді:

$$Q(p) = \frac{\gamma T_{M1} T_T}{\Omega_{12}^2} p^4 + \frac{\gamma T_{M1} \cdot (1 + K_1 K_{oi})}{\Omega_{12}^2} p^3 + \gamma \cdot \left(T_{M1} T_T + \frac{K_1 \cdot k\Phi_H \cdot K_2 \cdot K_{C1}}{\Omega_{12}^2} \right) p^2 + \\ + [\gamma T_{M1} \cdot (1 + K_1 K_{oi}) + K_1 \cdot k\Phi_H \cdot K_M \cdot T_{M2}] p + K_1 \cdot k\Phi_H \cdot K_2 \cdot (K_{C1} + K_{C2})$$

При розробці структурної схеми використовуються відомі припущення [82, 83], які спрощують модель та дозволяють ефективніше вирішувати завдання оптимізації. Зокрема, внутрішнє електромагнітне поле двигуна не враховується, оскільки контур регулювання струму може мати обмежену швидкодію при оптимізації за модульним оптимумом. Також припускається, що інерційність контуру струму розглядається як постійний час інтегрування T_T . Додатково вважається, що величина тертя в механічній підсистемі є невеликою ($B_{12} \approx 0$).

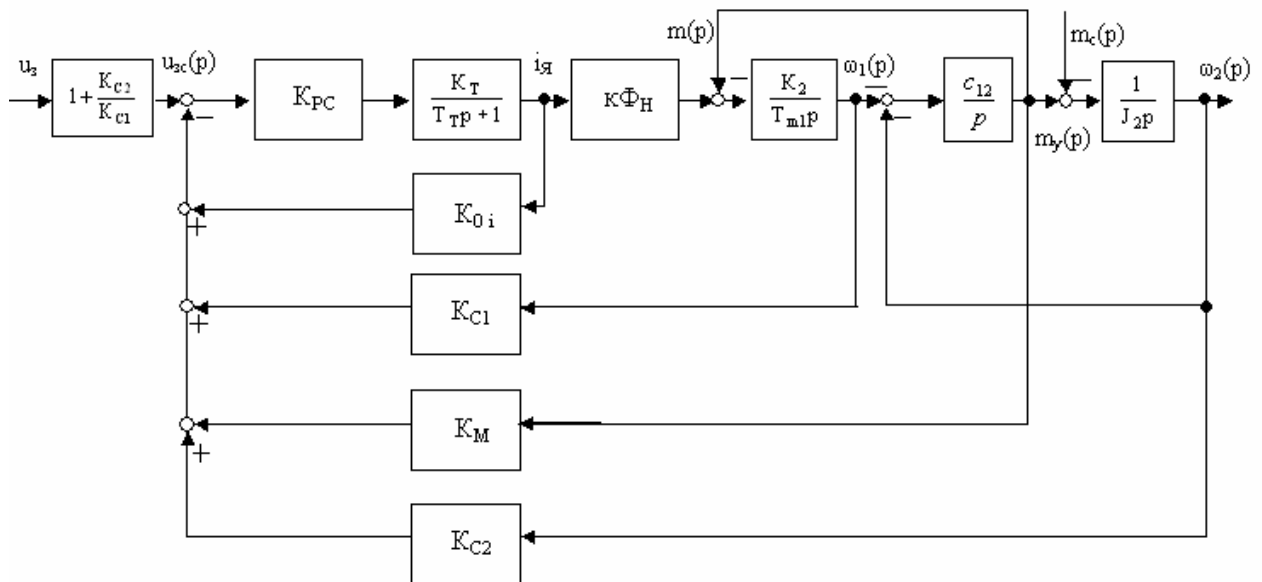


Рисунок 4.18 - Структурна схема багатомасової електромеханічної системи електроприводу з модальним регулятором (MP)

Ці припущення дозволяють спростити математичну модель та врахувати основні аспекти системи, спрямовані на ефективне регулювання. Неврахування внутрішнього електромагнітного поля двигуна обґрунтовується обмеженою швидкістю контуру регулювання струму, що робить зайвими деталізацію та ускладнення моделі. Узагальнене припущення про постійний час інтегрування контуру струму спрощує аналіз і дозволяє легше врахувати

динамічні характеристики системи. Врахування малих значень тертя в механічній підсистемі відповідає реальним умовам, де тертя має обмежений вплив на динаміку системи. Отже, використання цих припущень в структурній схемі є обґрунтованим стратегічним підходом для оптимізації та аналізу електромеханічної системи управління.

Введено додаткові позначення для кращого визначення взаємозв'язків у системі: K_{oi} представляє собою коефіцієнт зворотного зв'язку по струму, K_{C1} визначає коефіцієнт зворотного зв'язку по швидкості першої маси (двигуна), K_{C2} вказує на коефіцієнт зворотного зв'язку по швидкості другої маси (механізму), а K_M представляє коефіцієнт зворотного зв'язку по пружності моменту. Для полегшення запису характеристичного рівняння введено наступні позначення: K_1 , що включає в себе коефіцієнт посилення регулятора швидкості та коефіцієнт посилення контуру струму, означено як $K_{PC} \cdot K_T$. Коефіцієнт передачі контуру струму (K_T) обчислено як обернений до коефіцієнта передачі датчика струму (K_{DT}), тобто $K_T = 1 / K_{DT}$. K_2 визначено як обернений до β , яке представляє собою зворотний коефіцієнт жорсткості механічної характеристики електродвигуна.

Ці позначення спрощують розрахунки та полегшують аналіз характеристичного рівняння, роблячи його більш зрозумілим та доступним для подальших вивчень в системі керування.

Характеристичне рівняння (1), використовуючи прийняту форму нормування [84], можна виразити у більш узагальненій формі:

$$Q(p) = \gamma K_B T_{yP}^2 p^4 + 2\gamma \sqrt{K_B} \xi_d T_{yP}^3 p^3 + \gamma \left(K_B + \frac{1}{\varepsilon} \right) T_{yP}^2 p^2 + 2\gamma \sqrt{K_B} (1 + \varphi_y) \xi_d T_{yP} p + 1 \quad (2)$$

Для вираження характеристичного рівняння у формі (2) під час аналізу та оцінки демпфуючої дії, використовується коефіцієнт електромеханічного взаємозв'язку і коефіцієнт демпфування:

$$K_B = \frac{\Omega_{I2}^2}{\Omega_{\xi}^2} = \frac{T_{M1} \cdot T_T \cdot \Omega_{I2}^2}{K_1 \cdot k_{\Phi H} \cdot K_2 \cdot (K_{C1} + K_{C2})} \quad (3)$$

$$\xi_d = \frac{1 + K_1 K_{oi}}{2} \sqrt{\frac{T_{M1}}{K_1 \cdot k_{\Phi H} \cdot K_2 (K_{C1} + K_{C2}) T_T}} \quad (4)$$

В процесі перетворення характеристичного рівняння також є зручно введення певних обозначень:

$$K_1 \cdot k\Phi \cdot K_M \cdot T_{M2} = K_1 \cdot k\Phi \cdot K_M \cdot \gamma \cdot T_{M1} \frac{(\gamma-1)}{\gamma} = \varphi_y \cdot \gamma \cdot T_{M1} \cdot (1 + K_1 \cdot K_{oi}),$$

де $\varphi_y = K_1 \cdot k\Phi \cdot K_M \cdot \frac{(\gamma-1)}{\gamma \cdot (1 + K_1 \cdot K_{oi})}$ - ваговий коефіцієнт зворотного зв'язку за пружності моменту;

$$K_1 \cdot k\Phi \cdot K_2 (K_{C1} + K_{C2}) = K_1 \cdot k\Phi \cdot K_2 \cdot K_{C1} \left(1 + \frac{K_{C2}}{K_{C1}} \right) = K_1 \cdot k\Phi \cdot K_2 \cdot K_{C1} \cdot \varepsilon,$$

де $\varepsilon = 1 + \frac{K_{C2}}{K_{C1}}$ - коефіцієнт глибини зворотного зв'язку за швидкістю електродвигуна та механізму.

Використовуючи наведену методику синтезу параметрів електромеханічних систем (ЕМС) [85], можна вивести умови оптимізації електропривода із системою модального управління (СМУ), використовуючи критерій коливальності:

$$K_B^* = \frac{1}{\gamma(1+\varphi_y)^2}; \quad (5)$$

$$\xi_d^* = \frac{1}{(1+\varphi_y)} \cdot \sqrt{\frac{\gamma(1+\varphi_y)^2 - 2\varepsilon(1+\varphi_y) + \varepsilon}{\gamma\varepsilon}}, \quad \dots\dots\dots (6)$$

де K_B^*, ξ_d^* - значення коефіцієнтів для реалізації оптимального демпфування в електромеханічній системі.

У системах промислових електроприводів з активним демпфуванням пружних механічних коливань, електромагнітна підсистема характеризується значенням показника демпфування $\xi_d < 1,0$. Це обумовлено необхідністю виконання умов відведення енергії та відповідної фазової похибки $\varphi_y < 1,0$ при $\varepsilon \neq 0$. Для забезпечення відповідного рівня демпфування, що відповідає мінімальній амплітуді коливань, параметри електромеханічної системи повинні відповідати такому відношенню:

$$\frac{T_{M1} \cdot (1 + K_1 \cdot K_{oi})}{K_1 \cdot k\Phi \cdot K_2 \cdot (K_{C1} + K_{C2})} = 2\sqrt{K_B^* \xi_d^*} \cdot \frac{1}{\Omega_{12}}. \quad (7)$$

$$\frac{T_T}{(1+K_1K_{oi})} = \frac{\sqrt{K_B^*}}{2\xi_0^* \Omega_{12}}. \quad (8)$$

Підставляючи умови граничної електромеханічної взаємодії (5), (6) в вирази (7), (8), отримуємо аналітичні вирази для вибору коефіцієнтів зворотних зв'язків і базової постійної часу:

$$K_1 \cdot k\Phi \cdot K_2(K_{C1} + K_{C2}) = \frac{\gamma(1+\varphi_y)^2 \cdot T_{M1} \cdot (1+K_1K_{oi})}{2\sqrt{\varepsilon} \cdot [\gamma(1+\varphi_y)^2 - 2\varepsilon(1+\varphi_y) + \varepsilon] \cdot T_y}, \quad (9)$$

$$\frac{T_T}{1+K_1K_{oi}} = \frac{\sqrt{\varepsilon} \cdot T_y}{2\sqrt{\gamma(1+\varphi_y)^2 - 2\varepsilon(1+\varphi_y) + \varepsilon}}. \quad (10)$$

де T_T – постійна часу, яка характеризує еквівалентну інерційність прямого каналу регулювання.

Під час синтезу параметрів, визначених співвідношеннями (9) та (10), перехідні процеси в електроприводі будуть визначатися показниками типової коливальної ланки з граничним ступенем демпфування.

$$\xi_0 = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{\gamma(1+\varphi_y)^2 - 2\varepsilon(1+\varphi_y) + \varepsilon}{\varepsilon(1+\varphi_y)}}, \quad (11)$$

і коливальністю (мінімальною):

$$\mu_0 = \sqrt{\frac{6\varepsilon(1+\varphi_y) + \varepsilon - \gamma(1+\varphi_y)^2}{\gamma(1+\varphi_y)^2 - 2\varepsilon(1+\varphi_y) + \varepsilon}} \quad \dots \quad (12)$$

Для граничних значень, коли $\varepsilon=1$ (що вказує на відсутність зворотного зв'язку по швидкості другої маси) та $\varphi_y=0$ (що відповідає неможливості реалізації зворотного зв'язку по пружності моменту, тобто $K_M=0$), показники загасання точно збігаються з показниками для процесів у електромеханічних системах з узагальненими параметрами структурної схеми системи підпорядкованого регулювання.

За допомогою співвідношень (9) та (10) були синтезовані параметри електромеханічної системи приводу валків прокатної кліти для конкретних значень ε та φ_y . На основі цих параметрів було проведено цифрове моделювання.

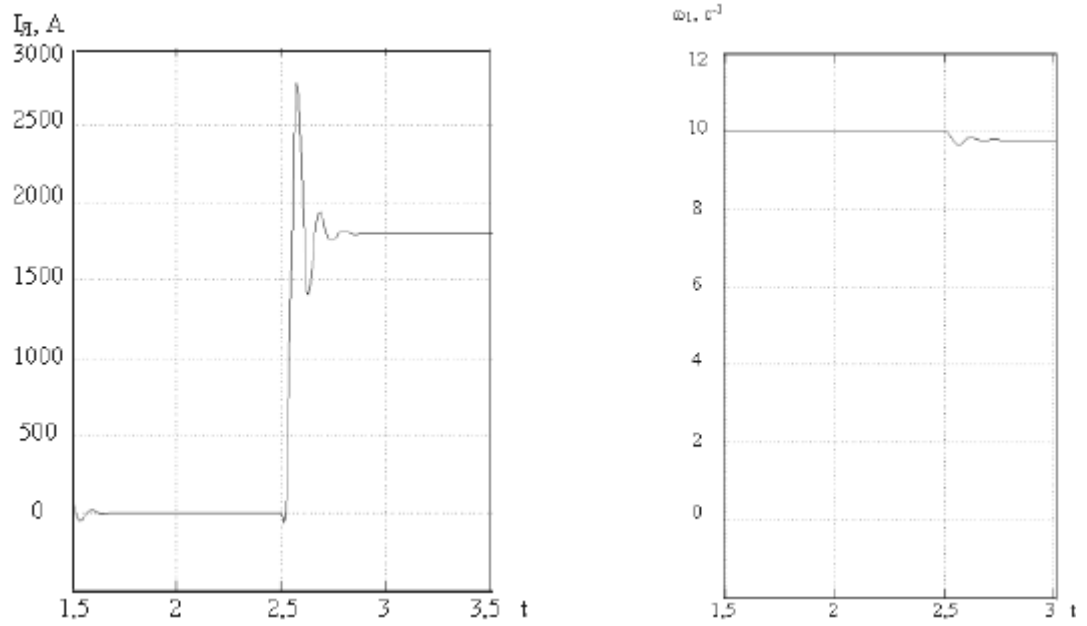
На рис. 4.19 наведені графіки перехідних процесів в ЕМС з мінімальною амплітудою коливань, отримані шляхом розрахунку і моделювання в середовищі Matlab для ілюстрації ефективності запропонованої методики.

Аналіз графіків (рис. 4.19) свідчить про високу ефективність запропонованої методики синтезу щодо структур модального регулювання в електроприводі. Розрахункові співвідношення (9) та (10) є простими та враховують фізичні аспекти процесів взаємодії та взаємозв'язок параметрів електромагнітної та механічної підсистем.

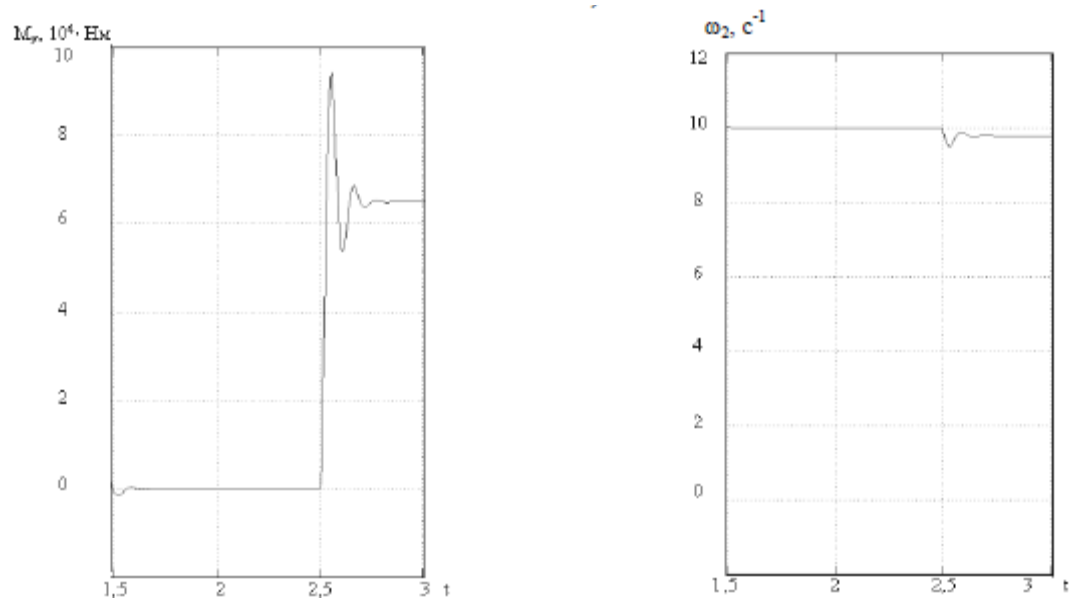
Модальне регулювання в електроприводах є підходом до управління, який активно використовує інформацію про модальну структуру динамічної системи. У контексті електроприводів це означає, що система управління враховує та регулює конкретні моди (модальні форми) динамічної відповіді системи. Модальне регулювання в електроприводах може бути важливим для ефективного управління динамічною поведінкою системи, особливо при взаємодії з гнучкими або пружними елементами. Зазвичай використовуються методи синтезу контурів керування, які дозволяють враховувати і реагувати на конкретні моди, що виникають в системі.

Ефективність модального регулювання полягає в тому, що воно може покращити якість управління та забезпечити більш ефективне загасання нежеланих коливань. Цей підхід дозволяє досягти більшої точності і стабільності в роботі електроприводу, особливо в умовах складної динаміки системи.

Пропонована методика є легкою у реалізації, відповідає вимогам системного аналізу та має зрозумілий фізичний зміст. Синтез параметрів електромеханічної системи управління та регулювання модальної структури дозволяє реалізувати властивість ефективного гасіння пружних коливань електроприводом. Також, оскільки методика розглядає широкий клас приводів, вона дозволяє отримати перехідні процеси з мінімальним триванням коливальних явищ при визначеному коефіцієнті демпфування, а також з компенсацією сил пружного зв'язку за допомогою сил інерційного зв'язку.



а)



б)

Рисунок 4.19 – Графіки перехідних процесів в електромеханічній системі з

$\gamma=1,5$ з системою модального керування:

а) для струму та швидкості двигуна;

б) для пружного моменту M_y та швидкості валків кліті ω_2 .

4.6 Оцінка керованості електромеханічного комплексу

Технологічні комплекси, оснащені турбомеханізмами, такими як насоси, вентилятори та компресори, представляють собою високоенергетичні та складні електромеханічні системи. Режими їхньої роботи залежать від параметрів електроприводу, технологічного обладнання, трубопровідної системи, запірно-регулюючої арматури та потреб споживача. У більшості випадків, характеристики цих систем у статичних і динамічних режимах є нелінійними і залежать від різноманітних факторів.

Зміни в параметрах однієї підсистеми значно впливають на функціонування всього технологічного комплексу. Наприклад, ефективність гідротранспортного комплексу визначається паспортними характеристиками, схемою включення насосів (паралельно чи послідовно), параметрами гідродинамічної мережі, характеристиками запірно-регулюючої арматури, а також іншими факторами.

Будь-яка ЕМС функціонує в умовах впливу різноманітних факторів: керуючих, обурюючих, які задають вплив, змінюються під час експлуатації, а також тих, які виникають в аварійних ситуаціях. Режим роботи ЕМС характеризується електричними, енергетичними та механічними параметрами, такими як напруга, струм, потужність, частота обертання і момент. Технологічні параметри, такі як продуктивність, тиск на виході технологічного механізму і в трубопровідній мережі, також визначають режим роботи ЕМС.

Ефективне управління технологічним комплексом невід'ємно пов'язане з процесами енергоуправління та енергоперетворення в електромеханічних системах (ЕМС). Вирішення цієї задачі суттєво залежить від наявності властивості керованості об'єкта. ЕМС може складатися з підсистем, які мають різний ступінь керованості. Зменшення ступеня керованості системи відбувається через виявлення специфічних властивостей електромеханічного обладнання та дії елементів з нелінійними характеристиками. Це визначається умовами перетікання енергії у всіх ланках технологічного ланцюга.

Підвищення ступеня керованості об'єкта має на меті забезпечення економічних режимів енергоспоживання та необхідної технологічної

надійності. У випадку гідротранспортного комплексу ці питання важливі для керування технологічними параметрами насосної установки з метою забезпечення раціональних режимів роботи турбомеханізмів та управління процесами, що виникають внаслідок аварійного відключення насосів чи різкого закриття клапанів.

Для аналізу цих процесів та оцінки стану ЕМС використовуються концепції стійкості та чутливості системи, показники якості перехідного процесу та параметри регулювання швидкості електроприводу. Такий підхід сприяє зрозумінню та оптимізації роботи технологічного комплексу в різних режимах експлуатації.

Стійкість системи є внутрішньою властивістю самої системи, і вона не залежить від характеру діючих на неї збурень. Визначення стійкості або нестійкості системи пов'язане з розташуванням коренів її характеристичного рівняння, і для дослідження цього аспекту використовують різноманітні методи, такі як алгебраїчні і частотні, а також розроблені критерії і підходи до підвищення стійкості систем.

Однак, хоча стійкість системи є важливою умовою для її нормального функціонування, ця характеристика сама по собі не враховує зміну енергетичних процесів в системі. Більш того, для повноцінної оцінки функціонування системи важливо враховувати якість управління, яка визначається точністю управління об'єктом або процесом. В цьому контексті розроблені критерії або показники якості, такі як точність, запас стійкості, швидкодія та інші.

Критерії запасу стійкості включають параметри, такі як величина перерегулювання, число коливань перехідного процесу, його загасання і коливання. Ці параметри мають математичний опис і служать для оцінки ефективності системи управління.

Зазначимо, що у реальних умовах функціонування системи може відхилятися від розрахункових значень через вплив різноманітних факторів, таких як знос або зовнішні впливи. Чутливість системи, визначена функціями чутливості, відображає її здатність змінювати вихідні характеристики при

відхиленні параметрів від розрахункових значень. Такий підхід дозволяє оцінити систему в реальних умовах та визначити її реакцію на зміни параметрів.

При аналізі регульовальних характеристик електроприводу враховуються різноманітні показники, такі як жорсткість механічних характеристик, економічність, точність, плавність регулювання і інші. Однак ці показники, хоча і важливі, не враховують специфіку взаємодії електроприводу з технологічним механізмом. Наразі відсутня чітка формалізація цих показників.

При оцінці якісних характеристик електромеханічних систем (ЕМС) для досягнення покращення їх економічності і надійності, важливо враховувати інтегровані оцінки, які охоплюють як властивості систем приводу, так і особливості технологічних механізмів. Це обумовлено тим, що система приводу і технологічний механізм утворюють єдиний електромеханічний комплекс зі своїми характеристиками і вимогами.

Однією з ключових характеристик об'єкта є його керованість, яка є важливою, хоча і не зовсім чіткою характеристикою на сьогоднішній момент. У більшості робіт визначення повної керованості системи зводиться до її здатності переходу з будь-якого початкового стану в кінцеве за умови наявності впливу керування протягом визначеного часу. Однак це визначення залишається обмеженим, оскільки застосовується тільки до лінійних стаціонарних систем у задачах фінітного управління. На сьогоднішній день відсутній математичний опис і критерії оцінки керованості ЕМС.

Керованість в системах електроприводу включає в себе кілька важливих аспектів, таких як керованість системи електроприводу в цілому, керованість об'єкта за технологічним параметром, керованість перетворювача та пристроїв захисту. Ці складові є частинами єдиного комплексного показника - керованості технологічного комплексу.

Стійкість, показники якості перехідного процесу і регулювання швидкості електроприводу виступають як часткові оцінки функціонування конкретних об'єктів чи процесів. Стійкість визначається внутрішніми властивостями системи і залежить від розташування коренів її характеристичного рівняння. Показники якості перехідного процесу і

регулювання швидкості електроприводу враховують аспекти динаміки і точності роботи конкретного об'єкта.

Керованість системи в ширшому розумінні стає більш загальним показником якості функціонування об'єкта. Це охоплює здатність системи відтворювати реакції на різноманітні керуючі впливи та зміни, що виникають в процесі роботи, включаючи як нормальні, так і аварійні ситуації. Такий широкий підхід вимагає математичної формалізації та оцінки концепції керованості, що стимулює розвиток нових підходів до вивчення та вдосконалення цього важливого поняття.

Оцінка керованості системи базується на аналізі процесів енергоспоживання в ідеальній системі, тобто в умовах відсутності найбільш характерних нелінійностей. Такий аналіз також розглядає систему з тими ж параметрами, але вже при наявності характерних нелінійностей. Це виконується при одному і тому ж сигналі завдання, який складається з двох компонент: постійної і знакозмінної складових. Використання концепції миттєвої потужності дозволяє детально аналізувати енергетичні процеси в електричних, механічних і гідравлічних ланках електромеханічних систем [11].

Таким чином, керованість системи є ключовим показником якості функціонування об'єкта, що враховує властивості і вимоги як систем електроприводу, так і технологічних механізмів. Цей показник дозволяє забезпечити економічне і надійне реагування електромеханічної системи на керуючі впливи, що змінюються в процесі роботи і виникають як в нормальних, так і в аварійних режимах роботи. Дослідження керованості системи непосредственно пов'язане з аналізом процесів споживання (генерації) та перетворення енергії в усіх ланках електромеханічного комплексу при заданому впливі полігармонічного характеру.

Для оцінки керованості об'єкта використовуються кількісні показники на основі енергетичних, електромеханічних і технологічних коефіцієнтів керованості. Ці показники відображають вплив нелінійних властивостей елементів, що проявляються в різних режимах, на якість функціонування всієї ЕМС.

ВИСНОВОК

На підставі результатів теоретичних досліджень можна зробити наступні висновки:

1. Стосовно до об'єкта керування – електропривод механізму зіштовхувача заготовок 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 та швидкості, що забезпечує низьку чутливість системи до параметричних збурень.

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

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

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

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1(42). Емельянов С.В. Пути развития типов обратных связей и их применение при построении замкнутых динамических систем / Емельянов С.В., Коровин С.К. - Проблемы управления и теории информации, т. 10 № 3, 1981. - 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, 1981. - 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, 1981.- С. 237 - 251.
- 8(65). Ильинский Н.Ф. Основы электропривода / Ильинский Н.Ф. – М.: Издательство МЭИ, 2003. - 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.З. Информационная теория идентификации / Цыпкин Я.З. – 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. 1194-1213.
- 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, 1993. - 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.З. Релейные автоматические системы / Цыпкин Я.З. – 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. 56-63.

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, 1981. - 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.120-123.

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: 05.09.03. – 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.

51. Гарнов Б. К., Рабинович В. В., Вишневецкий Л. М. Унифицированные системы автоуправления электроприводом в металлургии. – М.: Металлургия, 1971. – 215 с.

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

53. Летов А. М. Математическая теория процессов управления. – М.: Наука, 1981. – 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. 436-441.

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 01.10.09-91.

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.3. 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, 1971. – 440 с.

71. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниково-вых систем в MatLab 6.0: Учебное пособие. – СПб.: Корона принт, 2001. – 320 с.

72. Адлер Ю. П., Маркова Е. В., Грановский Ю. В. Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий. – М.: Наука, 1976. – 280 с.
73. Демидович Б. П., Марон И. А., Шувалова Э. З. Численные методы анализа: приближение функций, дифференциальные и интегральные уравнения. Учебное пособие. 3-е изд., перераб. – М.: Наука, 1967. – 368 с.
74. Тиристорные электроприводы прокатных станков/ Перельмутер В.М., Брауде Ю.Н., Перчик Д.Я., Книгин В.М. М.: «Металлургия», 1978. 152 с. с ил.
75. Ключев В. И. Теория электропривода: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с., ил.
76. Тиристорные системы электропривода с упругими связями/ Ю.А. Борцов, Г. Г. Соколовский. – Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1979. – 160 с., ил.
77. Управление вентильными электроприводами постоянного тока / Е.Д. Лебедев, В.Е. Неймарк, М.Я. Пистрак и др. – М.: “Энергия”, 1970. – 200 с.
78. Фишбейн В.Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода постоянного тока. – М.: “Энергия”, 1972. – 136 с. с ил.
79. Бургин Б.Ш. Анализ и синтез двухмассовых электромеханических систем: Монография / Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1992. – 199 с.
80. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.
81. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением / Ю.А. Борцов, Н.Д. Поляхов, В.В. Путов. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с.
82. Акимов Л.В., Клепиков А.В. Об астатизме по возмущению в электроприводах с модальными регуляторами. – Сб. научных статей «Автоматизированные электромеханические системы с модальными регуляторами и наблюдателями состояния» под общей редакцией В.Б. Клепикова, Л.В. Акимова. – Харьков: ХГПУ, 1997. – С. 29-38.

83. Акимов Л.В., Клепиков А.В. Сравнительный анализ быстродействия СПР скорости и систем модального управления с наблюдателем состояния. - Сб. научных статей «Автоматизированные электромеханические системы с модальными регуляторами и наблюдателями состояния» под общей редакцией В.Б. Клепикова, Л.В. Акимова. – Харьков: ХГПУ, 1997. – С. 46-48

84. Задорожний Н.А., Задорожня И.Н. Корневые оценки качества регулирования электроприводов со свойствами электромеханической совместимости. – Вестник НТУ «ХПИ», вып. 12, том 2. - Харьков: НТУ «ХПИ», 2002 – С. 445-447.

85. Задорожня И.Н. Синтез параметров электромеханической системы главной линии клетей непрерывных прокатных станов с минимальными динамическими нагрузками // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета (технические науки). Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Днепродзержинск: ДГТУ, 2007. – С. 226-229.

Додаток А

Опис технологічного процесу обтискного стану

Основними цехами металургійного заводу з повним циклом є доменний, конвертерний (мартенівський) і прокатні цехи. Технологічний процес виробництва блюмів і заготовок є попереднім етапом перед виробництвом готового прокату.

На обтискному стані 1250 прокатуються блюми, осьова і ковальська заготовки з перетином від 200x200 мм до 400x400 мм і сляби шириною від 590 до 1250 мм при товщині від 110 до 320 мм, довжиною від 1200 до 6000 мм. Максимальну вагу сляба 11,2 т. Вихідним матеріалом для прокатки блюмів і заготовок служать заготовки, виготовлені на мартенівському цеху. Готовий прокат використовується наступним чином: сляби транспортуються в товстолистові цехи, а блюми приймає сортопрокатний цех.

Будівля цеху складається з прольоту нагрівальних колодязів, станового прольоту, машинного залу і чотирьох прольотів для складу заготовок. Робота цеху починається зі стріперного відділення, де за допомогою спеціального крана виливниці знімаються зі злитків, які прийшли з мартенівського цеху. Потім злитки зважуються на залізничних вагах і подаються в проліт нагрівальних колодязів. У цьому прольоті розташовано 14 груп колодязів рекуперативного типу, опалювальних сумішшю коксового і доменного газу, періодично застосовують природний газ. Для безперебійної роботи блюмінга служить склад злитків біля колодязів. В прольоті нагрівальних колодязів прокладено два ж/д шляху, і один шлях у нагрівальних колодязів.

Подача нагрітих злитків до лінії рольгангів проводиться за допомогою злитковоза. У приймального рольганга злитковоз автоматично уповільнює свою швидкість і зупиняється. Зіштовхувачі злитків зіштовхують злитки на приймальний рольганг. Пересування злитків у стана і їх кантування здійснюється за допомогою робочих рольгангів, станини роликів і маніпуляторів з кантувачами. Кантовка злитків проводиться перекиданням злитків безпосередньо на цільноковані ролики робочого рольганга.

Робоча кліть блюмінга є основною частиною стана, оскільки в ній здійснюється процес прокатки. Вона складається з двох станин закритого типу, валків з подушками і пристроїв для їх установки, станини роликів і пристроїв для зміни валків. Після прокатки розкат надходить до ножиць, на яких проводиться різання його на мірні довжини. Потім по транспортному рольгангу сляби передаються до клеймовочної машини, яка виробляє їх клеймовку, після клеймовки сляби надходять до збиральних пристроїв, змонтованих в трьох прольотах складу. Розрізані сляби рухаються по рольгангу і навпроти штабелюючого столу зупиняються зникаючим упором. Сляби з рольганга стикаються зіштовхувачем заготовок на штабелюючий стіл, який після кожного зіштовхування опускається на величину, рівну ширині заготовок, потім стіл піднімається, і стопка заготовок зіштовхується зі столу на приймальний стіл, звідки вони направляються краном на склад заготовок.

Додаток Б

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

```

%% 1. Расчетные и технические параметры электропривода
%-----
-----
Un = 220;           % Номинальное напряжение электродвигателя, В
In = 745;           % Номинальный ток электродвигателя, А
n = 2*470;         % Номинальная частота вращения, об/мин
Jd = 16.25;        % Момент инерции двигателя, кгм2
Ra = 0.013;        % Сопротивление якорной цепи двигателя, Ом
Ed0 = 553.5;      % Максимально выпрямленная ЭДС
преобразователя, В
Re = 0.042*0.5;    % Эквивалентное сопротивление якорной цепи
системы, Ом
Le = 1.975e-3;     % Эквивалентная индуктивность якорной цепи
системы ТП-Д, Гн
Tmu = 5e-3;        % Малая постоянная времени ТП, с
Uymax = 10;        % Максимальное управляющее напряжение, В
%-----
wn = pi*n/30;      % Номинальная угловая скорость вращения
двигателя, 1/с
Jsum = 25.652*0.5; % Суммарный приведенный момент инерции
ЭП, кгм2
ktr = (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
kdin=1.5; % отношение динамического тока к номинальному
Idin = kdin*In;    % Динамический ток, А
Mdin = cFn*Idin;  % Динамический момент, Нм
%A = Sk*Mdin/(Jsum*wn^2); % Передаточный коэффициент
механизма, мм/рад
Ic = 0.3*In;      % Статический ток
%Ic = 1480.1/cFn;

%-----%
%% 2. Синтез ПИ-РТ (модульный оптимум)
%-----
Imax = 2.5*In;    % Максимально допустимый ток якоря (ток
упора), А
kot = Uymax/Imax; % Коэффициент передачи цепи обратной связи
по току, В/А
Tot = 2*Tmu;      % Постоянная времени интегрирования контура
тока, с

```

```

krtп = Re*Te/(ktp*kot*Tot); % Пропорциональная часть ПИ
регулятора тока
krti = Re/(ktp*kot*Tot); % Интегральная часть ПИ
регулятора тока
Wrt = krtп + tf(krti,[1 0]);% ПФ ПИ-РТ
%-----%

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

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

% Расчет задатчика интенсивности скорости
%tp = Tm*cFn*wmax/(Re*Idin); % Время разгона до
установившейся скорости, с
tp = ((Tm*cFn*wmax)/(Re*Idin))/1;
%tp = 0.2393;
%tp = Jsum*wmax/Mdin; % Время разгона до
установившейся скорости, с
%tp = 1.65;
kzis = 1/tp; % Коэффициент передачи ЗИС, В/с
%kzis = Uymax/tp; % Коэффициент передачи ЗИС, В/с
%-----%

% % Расчет параметров позиционного контура
% Uoutmax = 110; % Максимальное вых. напряжение ФЧВ,
В
% kop = (Uoutmax/Sk); % Коэффициент обратной связи, В/мм
% kp = kop*0.89; % Коэффициент обратной связи, В/мм
(0.89 - затяжка)
% krp = kos*2*cFn*Idin/(kop*Jsum*wn*A); % Коэффициент
линейного РП
%% 3. 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=3.1415*nn/30;
cf=cFn;

re=Re;
Te=Te;

%ktp=52;
Tu=Tmu;

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Kwi=Aw(5)/Aw(3);
Kwe=Aw(6)/Aw(3);
Kw=1; % :-)

```



```

KW=[Kw Kwi Kwe] %-> vector-stroka upravlenij

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

% ob`ekt upravljenja (v estestvennix)

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

b21i=0;
b22i=-1/Tu;

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

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

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

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

```

Додаток В

Скрипт-програма визначення коефіцієнтів методом найменших квадратів в пакеті MATLAB

```

% issleduem SIGMamax toka pri puske
KLvect=[0.5 0.75 1 1.4 1.75 2];
figure(9)
set(gcf,'color','white')
for q=1:length(KLvect)
    KL=KLvect(q);
    sim('Andrijanov_MNK')
    dt=tout(2)-tout(1);
    % ustan znashenie toka - v 0.4c
    nkon=round(0.4/dt)+1;
    %berem dla issledovaniya ushastok toka (0-0.4c)
    Iissl=Ia(1:nkon);
    Iust=Iissl(end); % ustan znachenie Ia
    Imax=max(Iissl);
    SigmaI(q)=((Imax-Iust)/Imax)*100;
    % vivodim grafiki
    plot(tout,Ia)
    hold on
end

xlim([0 0.2])
grid on
xlabel('t,c')
ylabel('Ia,A')

x=KLvect
y=SigmaI
% y=k2*x^2 + k1*x + k0
for q=1:length(x)
    A(q,:)=[x(q)^2 x(q) 1];
    B(q,:)=y(q);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% MNK %%%%%%%%%%%%%%
k=inv(A'*A)*A'*B
% postroenie grafika
Dx=max(x)-min(x);
xgraf=linspace((min(x)-0.1*Dx),(max(x)+0.1*Dx),100);
ygraf=k(1)*xgraf.^2+k(2)*xgraf+k(3);

figure(10)
set(gcf,'color','white')
plot(x,y,'ro')
hold on
plot(xgraf,ygraf)
grid on
xlabel('x')
ylabel('y')

```